

Estudio de Algoritmos de Conformación sobre Test-Bed para seguimiento de Satélites LEO

Alberto Antón⁽¹⁾, Miguel A. Salas N⁽¹⁾, Ramón Martínez⁽¹⁾ y Alberto Torre⁽²⁾

{aanton, msalasn, ramon}@gr.ssr.upm.es, atorre@insa.org

⁽¹⁾ Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid, C-415, ETSI de Telecomunicación. Avda/ Complutense, s/n, 28040, Madrid, SPAIN.

⁽²⁾ Ingeniería y Servicios Aeroespaciales, S.A. (INSA)

Abstract- Nowadays, earth stations for downloading data from LEO (Low Earth Orbit) satellites use large reflector antennas, which pose a number of impairments. In that context, arraying techniques and smart antennas appear as an improvement in performance. This paper presents a comparative study of several beamforming algorithms on a Test-Bed platform, ideas about calibration, robustness topics and some specifics to satellite communications systems such as orbital propagators. All of which will be comprised in a Software Defined Radio (SDR) platform whose description is hereby summarized. For our simulations and measures we will consider the NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration) satellites and more specifically the APT (Automatic Picture Transmission) signal.

I. INTRODUCCIÓN

El uso de las comunicaciones vía satélite ha experimentado un gran auge desde los primeros sistemas desarrollados a principios de los años 60. Actualmente, los satélites se usan para radiodifusión de televisión y radio, sistemas de comunicaciones móviles, radionavegación (como GPS y Galileo), gestión de flotas de vehículos, exploración y observación terrestres, e incluso el acceso a Internet [1].

En los próximos años, los sistemas de comunicaciones vía satélite experimentarán una mayor demanda de velocidad binaria, lo que conllevará una necesidad de sistemas de antenas con mayor ganancia que ofrezcan ese aumento de capacidad requerido. Asimismo, el lanzamiento de nuevas constelaciones de satélites LEO requerirá el desarrollo de estaciones terrenas de mayor flexibilidad.

Las estaciones de seguimiento de satélites que forman el segmento terreno y de control de una misión espacial presentan como factor común la presencia de una antena reflectora de un gran diámetro. Dependiendo de las características de la misión, la apertura de la antena varía en función de la tasa binaria de los datos que debe descargar del satélite. El uso de grandes reflectores implica una serie de problemas cuando su diámetro supera unos determinados límites [2]. El coste de un reflector crece de manera exponencial con su diámetro, debido en gran parte a la necesidad de instalar un complejo sistema mecánico que permita orientar la antena para seguir al satélite en su trayectoria. Además, el coste de operación y mantenimiento del subsistema mecánico es muy elevado. Por otro lado, los errores en la superficie del reflector durante el proceso de fabricación aumentan al hacerlo el diámetro, lo que limita la operación de la antena a frecuencias elevadas. Finalmente, decir que una antena reflectora solo puede seguir un satélite de forma simultánea, reduciendo la eficiencia de utilización de la red terrena.

En consecuencia, el uso de otras tecnologías de antena será una necesidad en los próximos años. Una posibilidad que plantea este artículo es el uso de agrupaciones de antenas de pequeña apertura con capacidad de conformación de haz en las estaciones terrenas.

Esta contribución se centra en el análisis de los algoritmos de conformación y en la descripción de una plataforma receptora SDR. El trabajo es parte de un Proyecto de colaboración con la empresa INSA para el desarrollo de un demostrador del concepto de agrupaciones de antenas aplicada a las comunicaciones por satélite. Para este proyecto, se han considerado los satélites NOAA y su señal APT.

El artículo se ha organizado como sigue: la sección II explica la arquitectura del receptor y describe los componentes del prototipo. El apartado III describe la señal APT, mientras que el apartado IV hace una breve descripción de los algoritmos de conformación implementados en el Test-Bed. La sección V explica el proceso de calibración del array. La sección VI explica el Test-Bed y las secciones VII y VIII, los resultados y las conclusiones; respectivamente.

II. ARQUITECTURA DEL SISTEMA RECEPTOR

El prototipo se divide en cuatro partes [3]. La primera es el array de antenas compuesto por dipolos cruzados [4], como el presentado en la Fig. 1. La segunda parte está constituida por el circuito de radiofrecuencia a frecuencia intermedia (RF-FI), encargado de la mezcla de las señales de entrada con el oscilador local, la amplificación de las mismas y el control automático de ganancia (CAG).



Fig. 1. Antena de dipolos cruzados.

La tercera parte consiste en la plataforma SDR, que incluye algoritmos en C++ y los firmwares programados en VHDL de la FPGA (Field Programmable Gate Array) utilizada. Los programas en C++ se encargan de modificar el comportamiento de la FPGA, seleccionando el modelo de receptor a introducir en forma de firmware y calculando los pesos para la conformación de haz. La última parte la constituye un receptor comercial de señal APT.

La arquitectura del receptor depende del algoritmo de conformación seleccionado, distinguiendo entre aquellos que realizan la conformación tras la demodulación y los que la realizan previamente; arquitecturas SC (Symbol Combining) y FSC (Full Spectrum Combining) respectivamente.

Debido a que las arquitecturas SC requieren un mayor uso de recursos, este trabajo se ha centrado en el desarrollo de esquemas con arquitecturas FSC, cuya representación se muestra en la Fig. 2.

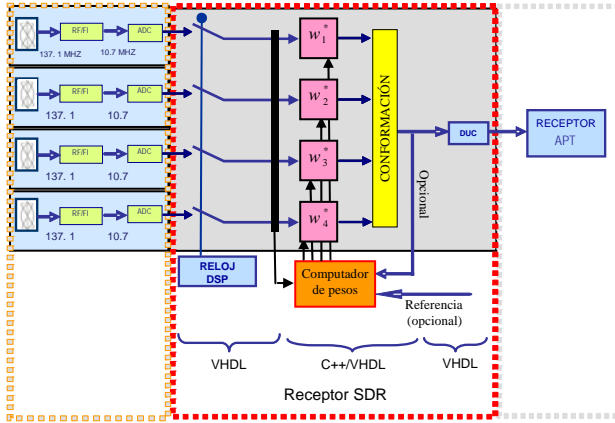


Fig. 2. Arquitectura FSC con algoritmo de conformación genérico.

En el firmware está programado un DDC (Digital Down Converter), que se ha omitido en la figura anterior por simplicidad.

III. MODELO DE LA SEÑAL

Como se ha señalado, se utilizará la señal APT transmitida por los satélites NOAA. Esta señal contiene dos imágenes de la Tierra capturadas por el satélite, una de ellas en visible y la otra en infrarrojo, información de sincronismos y telemetría.

En la transmisión de las imágenes de la señal cada una de las líneas se pixela, se convierte a escala de grises de 256 niveles y se utiliza para generar tramas según el formato APT, que a su vez se modulan en PAM (Pulse Amplitude Modulation) con una velocidad de baudio de 4160 bdps. La señal PAM se modula en AM (Amplitude Modulation) con una frecuencia de portadora de 2.4 KHz y un índice de modulación de $87 \pm 5\%$. Posteriormente esta señal se modula en FM (Frequency Modulation) a una frecuencia de RF de 137.50 ó 137.62 MHz, generando una señal banda estrecha y con un ancho de banda de 73.48 KHz [5].

IV. ALGORITMOS DE CONFORMACIÓN

Es necesario comentar de manera breve el modelo de array utilizado en este trabajo. Cada elemento del array tiene asignadas tres coordenadas (x,y,z), y el elemento de referencia está centrado en el origen de las mismas.

Para señales de banda estrecha, el retraso temporal producido por la diferencia en la posición de los elementos del array y la llegada del frente de onda plano, puede ser representado por un desfase en la señal de cada elemento del array respecto a la señal del elemento de referencia. Estas diferencias de fase están representadas en el Steering Vector (SV), y dependen de la geometría del array y de la dirección de llegada del frente de onda.

Se define el número de onda k como:

$$k = \frac{w}{c} = \frac{2\pi f}{c} \quad (1)$$

siendo f la frecuencia de la señal y c la velocidad de la luz en el vacío. La diferencia de fase entre el elemento i del array y el de referencia resulta ser:

$$\alpha_i = k [\sin(\vartheta_0) \cos(\varphi_0) dx_i + \sin(\vartheta_0) \sin(\varphi_0) dy_i + \cos(\vartheta_0) dz_i] \quad (2)$$

donde ϑ_0 y φ_0 denotan la dirección de llegada de la señal del satélite, y dependientes por lo tanto de la posición del mismo, en azimut y elevación respectivamente; dx , dy y dz son las diferencias en coordenadas cartesianas entre el elemento i y el de referencia, e $i = 1, \dots, L$, siendo L el número de antenas en el array.

El SV queda entonces descrito como:

$$SV_i = e^{j\alpha_i} \quad (3)$$

Para la implementación de los algoritmos de conformación, se ha elegido un modelo de array lineal, pese a que para la calibración de los errores de posición, magnitud y fase se considerase un array plano.

La conformación se basa en una combinación coherente de la señal deseada y una incoherente del ruido, maximizando la SNR (Signal-to-Noise Ratio) de manera proporcional al número de elementos del array (L), y cancelando eventuales interferencias (esto último solamente es posible con algunos de los algoritmos implementados).

Las Antenas Inteligentes o Smart Antennas son capaces de adaptarse automáticamente a un entorno con interferencias cambiantes y/o de seguir la señal deseada si esta se desplaza con respecto al receptor, como en el caso práctico de un satélite. Los algoritmos de conformación implementados en estas antenas se dividen en tres categorías, algoritmos de conformación basados en referencia temporal, espacial y ciegos; clasificados según la información que utilizan para su funcionamiento. Todos ellos calculan los pesos w que multiplican la señal X recibida en cada antena según la ecuación:

$$y = w^H x \quad (4)$$

donde w y x son vectores columna y $()^H$ denota traspuesta hermítica.

En esta contribución se presentan los fundamentos de los algoritmos de conformación basados en referencia espacial y ciegos, porque son los que se utilizarán para la implementación del Test-Bed, dejando a un lado los que se basan en referencia temporal.

A. Algoritmos de conformación basados en referencia espacial

Estos algoritmos utilizan el SV de la señal deseada, que será representado en las ecuaciones como S_0 , para formar los pesos del array, y pueden cancelar hasta $L-2$ interferencias puntuales, recordando los $L-1$ grados de libertad del array, de los cuales uno se reserva para conformar el lóbulo principal en la dirección de la señal deseada. Nos centraremos en dos algoritmos: el MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) y el GSLC (Generalized Side-Lobe Canceller), sin olvidar que el modelo de señal es de banda estrecha.

El MVDR minimiza la potencia de salida sujeto a la restricción de una respuesta unitaria en la dirección de la señal deseada, por tanto es necesario conocer su SV. Mediante el método de los multiplicadores de Lagrange se obtienen los siguientes pesos [6]:

$$w_{mvdr} = \frac{R_n^{-1} S_0}{S_0^H R_n^{-1} S_0} \quad (5)$$

R_n^{-1} tiene dimensión $L \times L$ y es la inversa de la matriz de correlación de ruido. Dicha matriz no siempre puede obtenerse, por lo que suele reemplazarse por R^{-1} , que incluye señal y ruido. El algoritmo pasa entonces a denominarse MPDR (Minimum Power Distortionless Response). En ausencia de errores en la estimación de S_0 ambos algoritmos se comportan igual. Con errores, no obstante, la degradación de MPDR es mucho más marcada. Más adelante se retomará el problema de la correcta estimación de S_0 .

El otro algoritmo recibe el nombre de GSLC. Divide la señal recibida en un haz donde se maximiza la señal deseada y en D haces donde se intenta que solo haya interferencias. Cuando D=1, recibe el nombre de PIC-OIB (Post Interference Canceller Orthogonal Interference Beamformer) [6]. Para el caso de PIC-OIB, la conformación se realiza de acuerdo al siguiente esquema:

$$y = (S_o/L)^H x - w^H U^H x \quad (6)$$

$$U^H S_o = 0 \quad (7)$$

$$w = \frac{(S_o/L)^H R U}{U^H R U} \quad (8)$$

U es un vector columna de pesos que dependen únicamente de la dirección de llegada de la señal deseada, y w es el peso encargado de optimizar la salida, de dimensión 1x1. Debido a la reducción de la dimensión de w este algoritmo es computacionalmente más eficiente que el MVDR/MPDR. La dimensión del peso determina el número de interferencias que pueden cancelarse. Por lo tanto este algoritmo es especialmente útil cuando hay muchas menos interferencias que grados de libertad en el array. Otra de sus ventajas es que es menos sensible a errores en el SV que el MPDR. Su principal desventaja es una menor cancelación de interferencia y una menor ganancia de SNR respecto a MPDR, especialmente en escenarios de altas SNR, altas SIR (Signal-To-Interference Ratio) e interferencias próximas a la señal. En el escenario considerado previsiblemente se tendrá baja SNR e interferencias débiles, y por lo tanto la diferencia no será muy marcada.

Un importante aspecto hasta ahora ignorado es que se desconocen las matrices de correlación y deben estimarse a partir de las snapshots o iteraciones temporales de las señales recibidas. Esta estimación da lugar a las versiones adaptativas de los algoritmos antes descritos.

La estimación de las matrices puede actualizarse en cada iteración o calcularse por bloques temporales, haciendo una media de varios snapshots en conjunto. El principal inconveniente del método iterativo es que no reacciona rápidamente frente a cambios estadísticos del entorno, y el del método por bloques es que no aprovecha la información pasada para generar nuevos bloques.

Cuando debe invertirse la matriz de correlación, el algoritmo resultante se conoce como SMI (Sample Matrix Inversion) si la inversión se realiza directamente [6]. Si se recurre a fórmulas iterativas, como la que proporciona el lema de inversión de matrices, se obtiene la versión RLS (Recursive Least Square).

B. Algoritmos de conformación basados en referencia ciega

Estos algoritmos no utilizan información adicional, por lo que no son susceptibles a errores en el SV como los algoritmos explicados anteriormente, y asimismo requieren menos tiempo de cómputo como se verá en los resultados de las simulaciones. En contrapartida no son capaces de cancelar interferencias. Se analizarán dos de ellos: el EIGEN y el SUMPLE.

El algoritmo de autovalores o algoritmo EIGEN estima el SV de la señal deseada a partir del autovector asociado al autovalor de mayor valor de la matriz de correlación [7]. Se ha considerado la versión que utiliza el criterio MCOP (Maximum Combined Output Power) linealizado, la cual maximiza la potencia de salida siguiendo un esquema eficiente [8]. Los pesos se calculan de la siguiente forma:

$$u(n+1) = \frac{n u(n) + x(n+1)x^H(n+1)w(n)}{n+1} \quad (9)$$

$$w(n+1) = \frac{u(n+1)}{\|u(n+1)\|} \quad (10)$$

$$u(0) = x(0) \quad (11)$$

donde $\| \cdot \|$ representa la norma vectorial.

El SUMPLE está basado en el algoritmo SIMPLE, que trata de estimar el SV de la señal deseada a partir de las correlaciones cruzadas de cada elemento del array con uno de referencia. Esta versión mejorada reemplaza esa referencia por la combinación conformada de las ramas del array, restando la correspondiente al peso que se desea estimar [9]. Los pesos se obtienen según la siguiente ecuación:

$$w_i(n+1) = \frac{n w_i(n) + \left(\sum_{m=1}^L x_m^H(n+1) w_m(n) \right) \times x_i(n+1)}{(n+1) \times w_i(n+1) \times L} \quad (12)$$

Existen varias alternativas para la inicialización de los pesos. La más sencilla es hacerlos igual a la unidad.

V. CALIBRACIÓN DEL ARRAY Y ALGORITMOS ROBUSTOS

La correcta estimación del SV es muy importante para los algoritmos de referencia espacial. Eso implica conocer las posiciones de los elementos del array, que no son las teóricas, y posibles desequilibrios espurios de fase y amplitud en las diferentes ramas. Este es el problema de la calibración del array, y su resolución no es sencilla, especialmente a bajas SNR.

También es necesario conocer la DoA (Direction of Arrival) de la señal deseada. Podrían utilizarse esquemas tradicionales como el algoritmo MUSIC (MUltiple Signal Classification) pero no se aprovecharía el hecho de que se puede estimar la trayectoria del satélite con antelación.

Para predecir la trayectoria debe resolverse un problema de mecánica celeste basado en las leyes de Kepler, el problema de los dos cuerpos. Su resolución sería sencilla de no ser por la presencia de perturbaciones de distinta índole que modifican la dinámica del sistema, como la presencia de la Luna como tercer cuerpo, la no esfericidad de la Tierra, su densidad no uniforme, el arrastre atmosférico, que es especialmente importante en satélites próximos a la Tierra, etc. [10] Dichas perturbaciones, o al menos algunas de ellas, se tienen en cuenta para formar los modelos de propagación orbital o propagadores [11].

En el caso presentado en esta contribución se ha considerado el propagador SGP4 (Simplified General Perturbations 4). El algoritmo permite obtener la variación temporal de la posición y la velocidad del satélite. A partir de estas coordenadas pueden obtenerse los ángulos de azimut y elevación mediante trigonometría esférica.

Como se puede intuir los propagadores no pueden incluir todas las posibles perturbaciones de la órbita ideal, y son una aproximación de la real. Se basan en información orbital proporcionada por el NORAD (North American Aerospace Defense Command) en un formato especial conocido como archivos TLE (Two-Line Element) [12]. Cuando la órbita real dista una cierta cantidad de la predicha por el algoritmo, se modifica la trayectoria del satélite en cuestión y se actualiza el archivo TLE correspondiente. Es necesario tener en cuenta esta actualización para que el propagador dé resultados comprendidos en un cierto margen de error. Suele producirse cada cinco días para el caso de satélites NOAA.

Una opción complementaria a la calibración del array es la implementación de algoritmos de referencia espacial robustos.

Puede comprobarse que la pérdida de ganancia debido a errores en el SV es proporcional a la norma del vector de pesos, así que una solución sería añadir una restricción cuadrática a MPDR que limite dicha norma. Esto se traduce en añadir un término constante a la diagonal principal de la matriz de correlación y se conoce como DL (Diagonal Loading). Puede hallarse más información sobre éste y otros esquemas robustos sencillos en [13].

VI. TEST BED

Se ha implementado la arquitectura FSC de la Fig. 2. En cuanto al procesamiento digital de señal, se ha escogido la plataforma hardware BenADC-v4 que está incluida en una FPGA Xilinx Virtex4-SX55

[14]. Tiene cuatro entradas analógicas con 12-bit, 250 Msps y conversores analógico-digital (ADC).

En un primer momento se reemplazará el DUC (Digital Up-Converter) y el receptor APT por una demodulación FM en C++, realizada mediante el método de estimación de frecuencia instantánea por alisado parabólico de la diferencia finita central (PSCFD) [15]. La señal AM obtenida será enviada a la salida PCI (Peripheral Component Interconnect) de la plataforma y de ahí a la entrada PCI de un ordenador que se encargará de realizar la demodulación. Finalmente el programa WXtoImg [16] extraerá la información contenida en las tramas APT y la mostrará en pantalla. En la Fig. 3 puede apreciarse un ejemplo de resultado. Se comprueba que a bajas elevaciones (bordes horizontales de la imagen) la trama se ve más distorsionada. Ese es precisamente el escenario que el array y los algoritmos de conformación tratarán de mejorar.

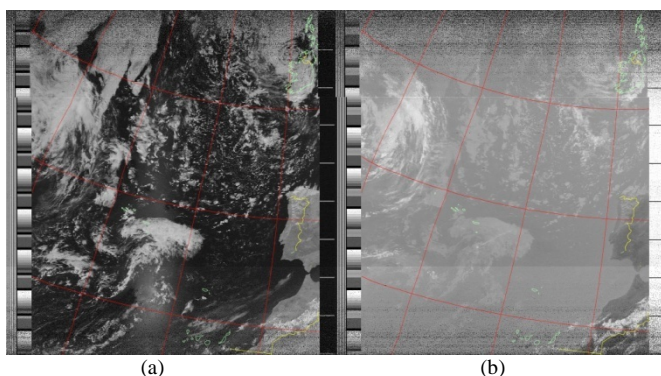


Fig. 3. Imágenes de la trama APT. (a) Espectro visible. (b) Infrarrojos.

VII. RESULTADOS

Las siguientes simulaciones se han realizado en Matlab. Para apreciar mejor la convergencia de los algoritmos se ha realizado una estimación iterativa de las matrices de correlación y de sus inversas, con un DL igual a 100. La señal utilizada emula la APT, aunque se cambia su frecuencia de RF a 20 KHz y se disminuye el tamaño de las imágenes a 72x101 píxeles para realizar simulaciones más manejables sin pérdida de generalidad.

La Fig. 4 (a) compara la convergencia adaptativa comprobando la evolución de la ganancia en SNR del array con el número de muestras de señal recibidas. La Fig. 4 (b) muestra el tiempo de cómputo de los distintos algoritmos. Es más importante en su aspecto cualitativo que cuantitativo.

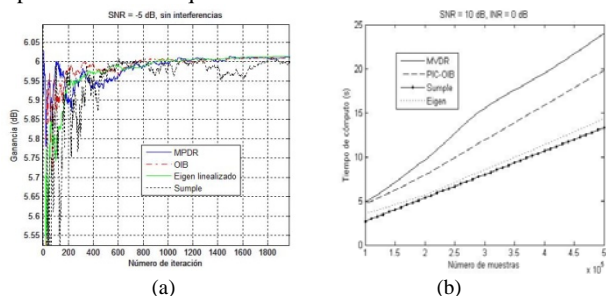


Fig. 4. Comparación de algoritmos de conformación. (a) Convergencia. (b) Complejidad computacional.

Para la convergencia se ha elegido escenarios sin interferencias o con interferencias muy débiles, y una SNR de -5 dB. Vemos que el SUMPLE es el que peor se comporta en cuanto a velocidad de convergencia y varianza, pero aún así los algoritmos son muy similares. Además puede comprobarse que el SUMPLE presenta un mejor comportamiento que el resto en caso de averías o desconexiones en antenas [9].

Los algoritmos espaciales se comportan mejor en cuanto a la ganancia de la antena a bajas SNR, mientras que los ciegos a altas SNR.

Por otro lado, los algoritmos ciegos son más rápidos que los espaciales porque realizan menos operaciones matriciales. La diferencia en el tiempo de cómputo no es excesiva debido al número reducido de antenas del array.

VIII. CONCLUSIONES

Se ha presentado un prototipo de receptor SDR para el segmento terreno de comunicaciones con satélites meteorológicos, que incluye un array de cuatro antenas, etapas en RF-FI, diezmado y conformación de haz mediante el uso de circuitos específicos y una FPGA. En función del entorno electromagnético se escogerá uno u otro algoritmo de conformación. Un entorno con altas interferencias justificará la utilización de un algoritmo de referencia espacial, preferentemente el MPDR, que deberá complementarse con esquemas robustos, una calibración del array y una estimación de la DoA de la señal deseada mediante propagadores orbitales. Si las interferencias no son muy potentes podrá simplificarse el esquema utilizando un algoritmo de referencia ciega, preferentemente el SUMPLE, por su menor complejidad computacional y la similitud en el comportamiento adaptativo con los otros algoritmos a SNR moderadamente bajas, que son las que un array de solo cuatro antenas puede compensar.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer a INSA (Ingeniería y Servicios Aeroespaciales S.A.) por la financiación parcial de este proyecto de investigación.

REFERENCIAS

- [1] M. Calvo, R. Martínez, A.G. Pino, Comunicaciones por Satélite, Dpto. de Publicaciones, ETSIT-UPM, 2005.
- [2] A. Torre, J. Gonzalo, R. M. Pulido, R. Martínez, "New Generation Ground Segment Architecture for LEO Satellites," in Proc. 57th IAC (International Astronautical Congress), Valencia, Spain, 2nd-6th October, 2006.
- [3] M. A. Salas Natera, R. Martínez Rodríguez-Osorio and I. García-Rojo López, "Design of an Adaptive Antenna Array Test-Bed based on Software Radio for Tracking Leo Satellites", EuCAP, Edinburgh, November 2007.
- [4] MX-137: Active VHF-ANTENNA for on-board reception of polar orbiter weather satellites, WRAASE GMBH, http://www.wraase.de/mx137_e.htm.
- [5] NOAA KLM User's Guide, section 4.2, APT System <http://www2.ncdc.noaa.gov/docs/klm/html/c4/sec4-2.htm>.
- [6] L. C. Godara, *Smart Antennas*, 1st ed., CRC Press, 2004.
- [7] C. H. Lee, V. Vilmrotter, E. Satorius, Z. Ye, D. Fort and K. M. Cheung, "Large-Array Signal Processing for Deep-Space Applications", IPN Progress Report 42-150, August 2002.
- [8] S. Ahn, S. Choi and T. K. Sarkar, "A Linearized Power Method for Adaptive Beamforming in a Multipath Fading CDMA Environment", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 31, issue 5, pp. 361-365, December 2001.
- [9] D. H. Rogstad, "The SUMPLE Algorithm for Aligning Arrays of Receiving Radio Antennas: Coherence Achieved with Less Hardware and Lower Combining Loss", IPN Progress Report 42-162, August 2005.
- [10] C. D. Murray and S. F. Dermott, *Solar System Dynamics*, 1st ed., Cambridge University Press, 1999
- [11] F. R. Hoots and R. L. Roehrich, "Models for Propagation of NORAD Element Sets", Spacetrack Report No. 3, NORAD, December 1980.
- [12] Página web de archivos TLE, Dirección: www.celestrak.com
- [13] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*, 1st ed., Wiley, 2002.
- [14] BenADC™-V4: Virtex-4 Quad ADC DIME-II Module, <http://www.nallatech.com>.
- [15] B. C. Lovell and R. C. Williamson, "The Statistical Performance of some Instantaneous Frequency Estimators", *IEEE Transactions on Signal Processing*, July 1992.
- [16] Página web del programa WXtoImg, Dirección: <http://www.wxtoimg.com>