



Implementación de un Receptor BPSK de uso espacial utilizando un DSP

Adrián Carlotto, José Juárez, Gerardo Sager, Gustavo Mercado

Resumen—El Sistema Satelital Argentino de Recolección de Datos Ambientales, es un sistema en el que se recolectan mensajes transmitidos desde plataformas fijas o móviles, cercanas a la superficie terrestre o sobre ella. La señal recibida en el satélite es procesada en vuelo a partir de las muestras en frecuencia intermedia, utilizando un DSP. El trabajo presenta en forma somera al sistema, como así también la implementación del receptor haciendo incapié en las etapas de procesamiento digital. Finalmente se enumeran las pruebas en tierra y los primeros datos en vuelo.

Palabras Clave—Recolección Datos Remotos, DSP, DCS, Receptor BPSK.

I. INTRODUCCIÓN AL SISTEMA

EL Sistema Satelital de Recolección de Datos Ambientales, es un sistema en el que se recolectan datos transmitidos por plataformas autónomas denominadas DCP (Data Collection Platforms), fijas o móviles. Éstas pueden encontrarse en la superficie terrestre, sobre boyas en los océanos y ríos, en globos, entre otros. Los datos generalmente se corresponden con variables del medioambiente de la plataforma. Estos mensajes son procesados por el receptor DCS (Data Collection System) ubicado en el satélite, luego almacenados y finalmente transmitidos a la Estación Terrena Córdoba (ETC), para su posterior procesamiento y distribución [1]. El sistema fue concebido para recibir en promedio, dos mensajes por día de hasta 200 plataformas distribuidas sobre la superficie del territorio nacional, aunque podría utilizarse para recibir a una DCP ubicada en cualquier parte del planeta. A escala global, conviven sistemas similares como ARGOS DCLS (ARGOS Data Collection and Location System) el cual se originó con un acuerdo entre la agencia espacial francesa CNES (Centre National D'Etudes Spatiales), NASA (National Aeronautics and Space Administration), NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration) de EEUU y ahora EUMETSAT (European Organisation for the Exploitation of Meteorological Satellites) [2]. En Latinoamérica, un sistema similar actualmente operativo es el Sistema Nacional de Datos Ambientais (SINDA) de Brasil, desarrollado por el Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), cuyo inicio se remonta al año 1991 [4]. El sistema Argos, como el argentino, realiza un pre-procesamiento de las señales recibidas en vuelo y

luego las transmite a una estación terrestre desde donde se realiza la validación y distribución de datos a los usuarios [3]. A partir del lanzamiento en el año 2006 del satélite europeo Metop A (primer satélite meteorológico europeo de órbita polar), se puso en operación el sistema Argos 3, que además de aumentar la capacidad de procesamiento de su antecesor, incorporó la posibilidad de una comunicación básica con la DCP. Actualmente este sistema global consta de aproximadamente 21000 plataformas y 60 estaciones en tierra. Durante este año, se agregarán dos satélites al sistema, el Metop B (ESA/EUMETSAT) y el Saral (ISRO, India). A diferencia del sistema argentino, los satélites del sistema brasilero (actualmente SCD1, SCD2 y CBERS-2B) poseen un transponder, que retransmite la señal recibida desde las plataformas a tierra, para su posterior procesamiento. La desventaja de este tipo de diseño se encuentra en que, para recibir a una determinada plataforma, el satélite además deberá estar a la vista de alguna estación terrena del sistema. Por otra parte, posibilita la adaptación continua de los algoritmos de procesamiento de señal. Este sistema posee en la actualidad alrededor de 1000 plataformas propias.

El sistema nacional está integrado por tres segmentos: el espacial, las plataformas y el segmento terrestre. El segmento espacial lo conforman todos los componentes que están a bordo de los satélites como es el receptor y su correspondiente antena. Actualmente solamente el satélite SAC-D de la CONAE, lleva un receptor del sistema. Las DCPs transmiten un mensaje a intervalos prefijados, sin ningún tipo de interrogación por parte del satélite. Todas las DCP pueden acceder al canal sin ningún tipo de coordinación entre sí. Teniendo en cuenta que la tasa de bit es de 400 bps, que el largo de los datos de ciencia varia entre 32 bits (mínimo) y 256 bits (máximo) y que además se transmite un protocolo de inicialización para sincronización e identificación, la duración del mensaje transmitido varía entre 360 y 920 ms.

Finalmente, el segmento terrestre lo componen las estaciones terrenas que reciben, procesan y distribuyen los datos a los usuarios.

En las siguientes secciones se analiza la implementación del receptor, haciendo incapié en las etapas de procesamiento digital implementadas en un DSP, se enumeran algunas de las pruebas realizadas y se muestran los primeros datos recibidos.

II. EL RECEPTOR DCS

La Fig. 1 nos muestra un diagrama en bloques general del receptor. El receptor DCS del SAC-D, puede recibir en la banda de los 401 a 403 MHz, en uno de 200 canales

Adrián Carlotto es integrante del GrIDComD, se desempeña como JTP ordinario en la FI-UNLP y es miembro del IEEE. Email: carlotto@ing.unlp.edu.ar

José Juárez es integrante del GrIDComD, se desempeña como JTP ordinario en la FI-UNLP y es miembro del IEEE. Email: juarez@ing.unlp.edu.ar

Gerardo Sager es integrante del GrIDComD, se desempeña como Profesor Titular en la FI-UNLP y es miembro del IEEE. Email: ger@ing.unlp.edu.ar

Gustavo Mercado se desempeña en la CONAE. Email: mercado@conae.gov.ar

separados 10 kHz entre sí. De esta manera, el receptor puede captar las transmisiones de plataformas del sistema Argos I y del SINDA. La frecuencia nominal del sistema argentino es 401.550 MHz. El pre-procesamiento de los mensajes se realiza en vuelo, lo que permite el acceso a plataformas alejadas del territorio nacional, aún cuando el satélite no esté a la vista de la estación terrena. La etapa de radiofrecuencia recibe la señal captada por la antena del sistema, que apunta a la superficie terrestre, la filtra, la amplifica, y la traslada a frecuencia intermedia, para finalmente obtener sus componentes en fase y cuadratura. Ambas señales, entonces, son muestreadas para ser procesadas en el DSP. A partir de las muestras, la Unidad

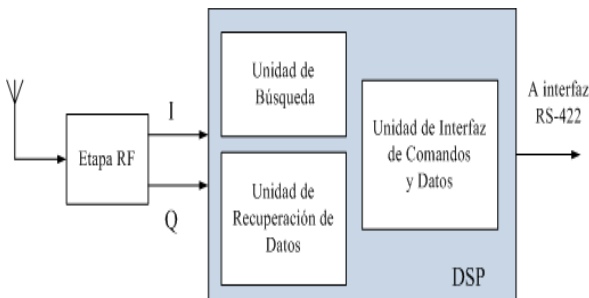


Fig. 1. Diagrama en bloques de las unidades funcionales que componen al receptor .

de Búsqueda (SU: Search Unit) es la encargada de detectar la transmisión de alguna DCP y estimar la frecuencia y amplitud de la portadora recibida. Debido a que todas las DCP transmiten en la misma frecuencia a intervalos regulares, es posible que se produzcan colisiones entre mensajes. La Unidad de Recuperación de Datos (DRU: Data Recovery Unit) es la encargada de adquirir la portadora, recuperar el reloj de bit y encontrar el sincronismo de trama, de manera de obtener el mensaje transmitido. La estructura del mensaje enviado por las DCP puede observarse en la Fig. 2.

La modulación utilizada por el sistema, es PSK binario donde la fase de la portadora se modula en $\pm 1, 1$ rad. Los datos se transmiten en la componente en cuadratura, mientras que la componente en fase se corresponde con la portadora (portadora residual). La forma del pulso es Manchester (biphase-L) [1]. Finalmente, la Unidad de Interfaz de Comandos y Datos, permite controlar el estado del receptor por medio de comandos enviados desde tierra y descargar los mensajes recuperados y almacenados por el receptor.

Para realizar las tareas de procesamiento digital de la señal seleccionamos un DSP de Analog Devices. El ADSP21060 SHARC (Super Harvard Architecture Computer) es un procesador de 32 bits de alta performance y pertenece a la familia del 21020 que posee versión endurecida a la radiación. El mismo tiene un ciclo de instrucción de 25 ns y opera a 40 MIPS. El procesador puede ejecutar cada instrucción en un solo ciclo permitiendo realizar una FFT real de 1024 muestras en aproximadamente 0,46 ms. El procesador central consiste en tres unidades computacionales, un secuenciador de programa, dos generadores de direcciones, un temporizador, el cache de instrucciones y un conjunto de registros de propósito general. Las tres unidades computacionales son: una ALU

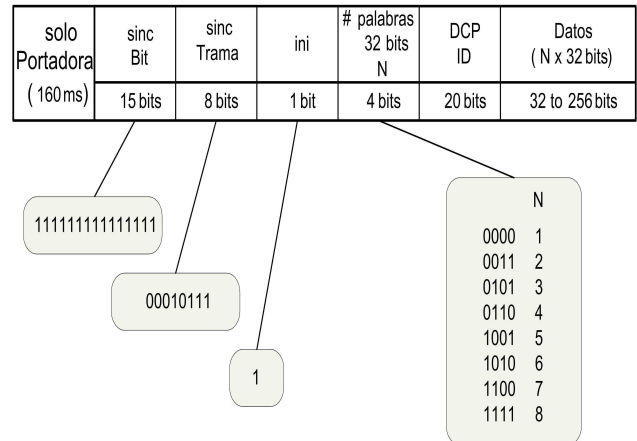


Fig. 2. Estructura del mensaje transmitido por las plataformas.

(Arithmetic Logic Unit), un multiplicador con acumulador de punto fijo y un registro de desplazamiento. Estas unidades son independientes entre sí y pueden procesar datos en tres diferentes formatos: punto fijo de 32 bits y punto flotante de 32 (precisión simple) o 40 bits (precisión extendida). El temporizador programable permite generar una interrupción en forma periódica, la que se utiliza en el muestreo de las señales. El ADSP21060 posee 4 Mb de memoria interna SRAM organizada en dos bancos de 2 Mb cada uno. Mediante la interfaz de puerto externo, el ADSP21060 es capaz de direccionar hasta 4 Giga palabras de memoria en el espacio unificado de memoria, que incluye tanto a los dispositivos externos, en nuestro caso, conversores analógico-digital, convertor digital-analógico, UART y EEPROM. El programa a ejecutarse reside en una memoria EEPROM externa y es descargado a la memoria interna del ADSP durante el encendido. La Fig. 3 muestra la interconexión entre el DSP y los periféricos utilizados.

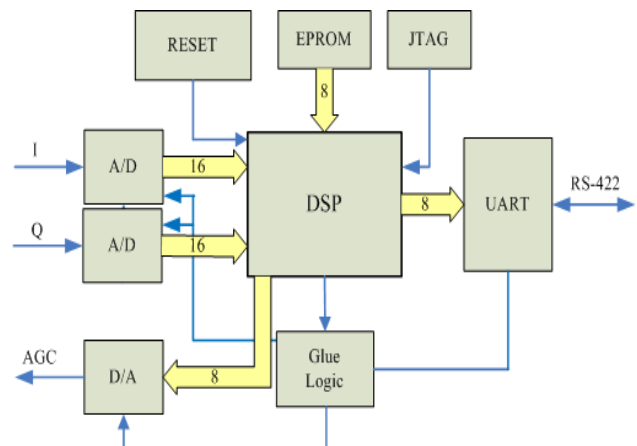


Fig. 3. Conexión entre el DSP y los periféricos.

La mayoría de los componentes del sistema, fueron adquiridos en su versión resistente a la radiación y al vacío.

III. UNIDADES IMPLEMENTADAS EN EL DSP

A. Unidad de Búsqueda

Dado que al comienzo de cada mensaje se transmite solo portadora (durante los primeros 160 ms), el problema que resuelve la SU consiste en detectar una señal sinusoidal (modelo de señal determinístico) inmersa en ruido, que se modela como aditivo, blanco y gaussiano (RABG). Los parámetros de la señal (amplitud, frecuencia, fase inicial y tiempo de arribo) son desconocidos, lo que resulta en una degradación respecto al filtro adaptado (detector óptimo) [5]. Entre las dos principales líneas de acción para la resolución de este problema se encuentra el test generalizado de máxima verosimilitud (GLRT: Generalized likelihood Ratio Test) y el de Bayes (Bayesian). En nuestro caso se optó por el primero, en donde los parámetros desconocidos se modelizan como determinísticos. Para obtener el detector, subóptimo en este caso, deberemos realizar el siguiente test de hipótesis:

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_0 : & \\ x[n] = \omega[n] & \quad \text{si } n = 0, \dots, N - 1 \\ \mathcal{H}_1 : & \\ x[n] = \begin{cases} \omega[n] & \text{si } n = 0, \dots, n_0 - 1 \\ A \cos(2\pi f_0 n + \phi) + \omega[n] & \text{si } n = n_0, \dots, N - 1 \end{cases} \end{aligned}$$

donde $n \in \mathcal{Z}$, $\omega[n]$ es ruido blanco y gaussiano de media nula y varianza σ^2 , n_0 el número de muestra a partir del cual la señal está presente y N el número total de muestras analizadas. Tanto la amplitud de la señal A , como su frecuencia f_0 y su fase inicial ϕ , son desconocidas y, como dijimos anteriormente, se modelizan como parámetros determinísticos. Como resultado se obtiene que deberemos optar por hipótesis \mathcal{H}_1 : *señal presente* si [5]:

$$\max_{f_0, n_0} \frac{1}{N} \left| \sum_{n=n_0}^{n_0+N-1} x[n] \exp(-j2\pi f_0 n) \right|^2 > \gamma . \quad (1)$$

donde γ es el umbral de decisión dado. El problema es que es imposible su implementación en el dominio discreto ya que f_0 pertenece a los reales. Considerando $n_0 = 0$, una aproximación a este test se implementó en el DSP, por medio de la transformada discreta de Fourier (TDF). Es decir que optamos por \mathcal{H}_1 si:

$$\max_k \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp(-j2\pi \frac{k}{N} n) \right|^2 > \gamma . \quad (2)$$

donde N es el largo de la FFT y $k \in \{0, 1, 2, \dots, N/2 - 1\}$. Debe tenerse en cuenta que hay una pérdida en el desempeño del detector, cuando la frecuencia de la señal f_0 no es un múltiplo de $1/N$. En nuestra implementación, dada la aplicación, no estamos interesados en estimar el valor del retardo n_0 , por lo que solo evaluamos para distintas frecuencias.

Una vez detectado un pico que supere el umbral, el valor de la frecuencia obtenida es el estimado de máxima verosimilitud de la señal recibida, si la frecuencia de la señal coincide con un bin de la TDF [6]. Con el valor de frecuencia encontrado, se inicializa el NCO del lazo de portadora, de manera que el error de frecuencia inicial sea pequeño. Esto disminuye el

tiempo de adquisición del mismo. Luego de detectada la señal de alguna DCP, se normalizan las muestras de la señal a la entrada del lazo de portadora, con la amplitud estimada. Esto último para evitar la modificación de los parámetros del lazo. Mientras no se detecta ninguna señal, la información se utiliza para fijar el control automático de ganancia de la etapa de radiofrecuencia. Debido a que muy probablemente, durante la detección, la señal no esté presente durante el tiempo en que se realizan las N observaciones, se decide por la hipótesis \mathcal{H}_1 si en dos salidas del espectro de potencia contiguas, se detecta un pico que supere el umbral, y además, si su valor de frecuencia estimada no difiere en más de un *bin* respecto a la frecuencia del primero. Esto último significa que la diferencia entre sus frecuencias no supere f_m/N [Hz], siendo f_m la frecuencia de muestreo. Consideramos estacionaria a la señal durante el tiempo en que se calcula el espectro de potencia.

El procesador almacena las muestras de la señal y permanece en estado de espera. Cuando recolecta $N = 1024$ muestras, calcula el módulo cuadrado de su transformada discreta de Fourier, sin perder ninguna muestra de la señal de entrada. Obtenido un pico válido (el mayor que supere el umbral de detección) se anota su frecuencia y se espera que en el próximo bloque de datos el pico sea consistente. Hallado el segundo pico que cumple con la condición, se estima la amplitud de la señal \hat{A} y su frecuencia.

El estimado de la amplitud utilizando la FFT varía con la frecuencia f_0 de la señal, y con ello entonces el comportamiento del detector. La pérdida mayor se produce cuando el valor de la frecuencia f_0 se corresponde al valor intermedio entre dos *bins*. Para mitigar este efecto sin hacer ningún tipo de modificación de las muestras de la señal de entrada, se estima la amplitud de la señal de la siguiente manera:

$$\hat{A} = \frac{2\sqrt{P_{i-1} + P_i + P_{i+1}}}{N} . \quad (3)$$

donde P_i es el valor del valor pico del espectro de potencia y $P_{i\pm 1}$ el valor de sus vecinos.

B. Unidad de Recuperación de Datos

1) *Lazo de Portadora*: Luego de la etapa de detección, lo que sigue es sincronizarse con la portadora y sincronizarse con el símbolo y la trama para, finalmente, recuperar el mensaje. La etapa de detección entrega un estimado de la frecuencia de la portadora, para que el error de frecuencia inicial del lazo sea a lo sumo 15,625Hz. El detector de fase implementado utiliza como entrada las señales en fase y cuadratura y en su salida se obtiene una señal que es función del coseno del error de fase, sin agregar el término de doble frecuencia de un detector multiplicativo. Esto es una ventaja dado que debido el efecto Doppler, la portadora recibida puede encontrarse en cualquier lugar dentro de una banda, en nuestro caso, de 32kHz, si esta frecuencia es muy baja, la componente de doble frecuencia también lo será y no podrá ser eliminada por el filtro de lazo.

El NCO (numerically controlled oscillator) se implementó mediante una tabla de 256 palabras de 8 bits (de donde se extraen las muestras del seno y el coseno). La inicialización del mismo se realiza a partir de la frecuencia estimada por la etapa anterior. Se utilizaron como constantes del lazo un

factor de amortiguamiento $\xi = 0.55$ y una frecuencia natural $\omega_0 = 250$ rad/s.

La Fig. 4 nos muestra la señal de salida del detector de fase, para un error inicial de 17 Hz y una relación señal a ruido de 10 dB en 400 Hz.

2) *Sincronismo de Símbolo y de Trama*: Como sincronizador de bit se utiliza un esquema denominado SCCL (Sample Correlate Choose Largest) [7]. El sincronizador óptimo realizaría un test de hipótesis, utilizando el criterio de máximo a posteriori (MAP) sobre las $L=80$ hipótesis (80 muestras por bit en nuestro caso, es decir, 80 posibles posiciones para el bit). En el DSP se implementó una versión sub-óptima, considerando solo tres hipótesis (*reloj de bit atrasado, a tiempo y adelantado*).

El algoritmo utiliza la salida del filtro adaptado (FA) en lugar de utilizar un correlador. Lo que hace el DSP es medir el valor absoluto de la salida del filtro cada 40 muestras (medio tiempo de bit). Se toman tres valores, el actual, el anterior y el posterior. Dado que el preámbulo incluye 15 bits cuyo valor es uno, como muestra la Fig. 2, la salida del filtro adaptado presentará picos cada medio tiempo de bit, con lo que obtenemos información acerca del estado actual del reloj de bit. La ecuación en diferencias recursiva del FA resulta:

$$y[k] = y[k-1] - x[k] + 2x[k - N/2] - x[k - N] \quad (4)$$

donde $y[k]$ y $x[k]$ son la salida y entrada al filtro respectivamente. Cada $L/2$ ciclos de reloj, se observa el valor actual del módulo de la salida del FA, $|y[k]|$ y además el anterior $|y[k-1]|$ y posterior $|y[k+1]|$. Dependiendo de cual de ellos resulta mayor, no se modifica, se adelanta en uno o se atrasa en uno el reloj de bit. El sincronizador hará que la fase del reloj se mueva de a un estado por vez, por lo que en ausencia de ruido, necesitaremos un máximo de $L/2$ pasos para llegar al estado correcto (el que produce el menor error en el reloj de bit). Puede ser que el estado uno, no coincida

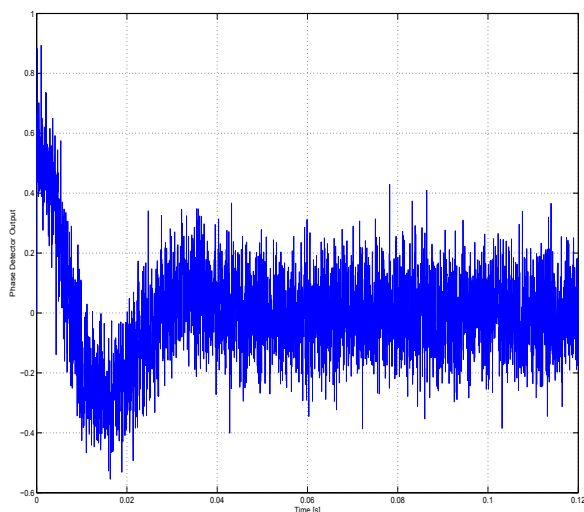


Fig. 4. Señal de salida del detector de fase, para un error inicial de 17Hz.

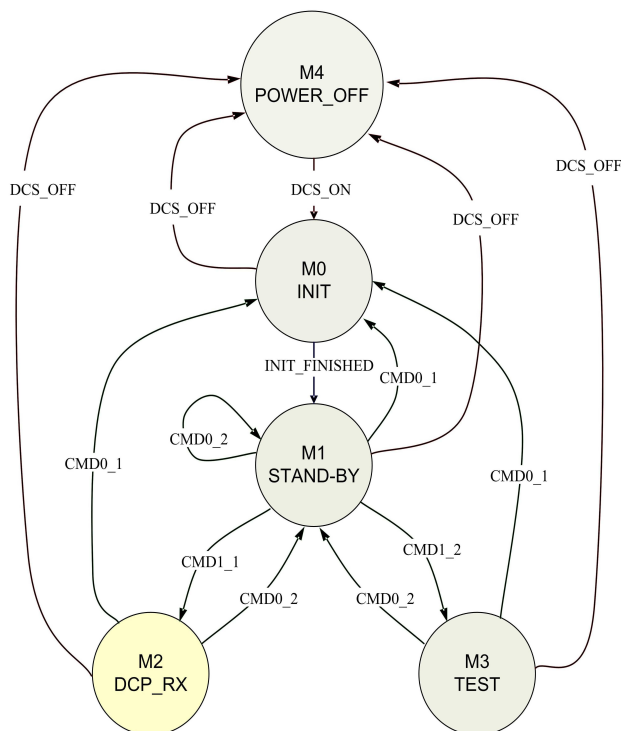


Fig. 5. Máquina de estados implementada en el ADSP21060 y los diferentes modos de funcionamiento del receptor.

con el instante exacto del comienzo del bit, dado que se toman muestras de una correlación continua.

Se debe recordar que existe una ambigüedad de π en la fase de la señal recibida. Esto se soluciona mediante el sincronismo de trama. Para ello, el DSP correlaciona los datos recibidos en el estado 1 y el 40 con los de una secuencia conocida que se transmite en el preámbulo. La secuencia a comparar se forma con el último uno de la secuencia de quince, los ocho bits siguientes y el uno correspondiente a la inicialización ('1000101111'). Adquirido el sincronismo de trama, sabemos en qué lugar dentro del mensaje nos encontramos y a continuación se extrae el largo del mensaje, la identificación de la plataforma y por último los datos. La finalización se da cuando se obtiene el último bit de datos (proceso de cuenta). Luego de adquirida la trama y mientras se extraen los datos, se sigue corrigiendo el reloj de bit, pero ahora, se mide el módulo de la salida del FA al comienzo del bit y se corrige en la muestra correspondiente a la mitad del bit.

C. Unidad de Interfaz de Comando y Datos

Esta unidad se implementa como una máquina de estados, que permite mediante comandos externos e internos, establecer el modo de operación del receptor. En la Fig. 5 se muestran los distintos modos de funcionamiento y los comandos permitidos en cada uno de ellos. Luego del encendido del sistema, el receptor pasa automáticamente al Modo M0 INIT de inicialización, para continuar en el modo M1 STAND-BY en donde es posible fijar la frecuencia de recepción y pasar a los modos

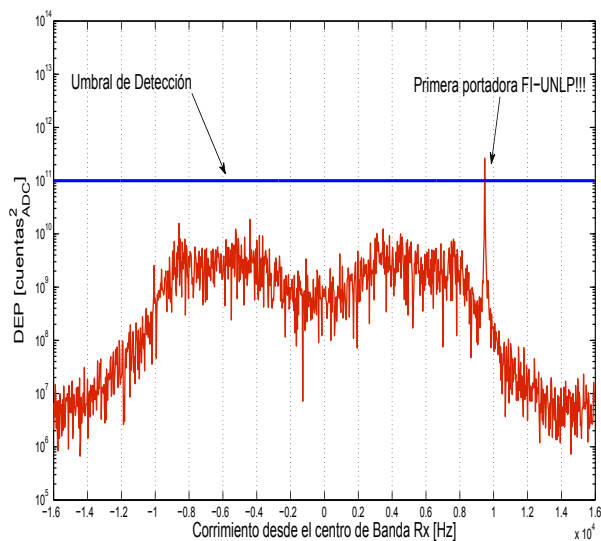


Fig. 6. Primera portadora detectada.

de operación principales M2 DCP RX de recepción y M3 de TEST.

IV. PRUEBAS EN TIERRA

Luego de ensamblado el receptor en la sala limpia de la FI-UNLP, se realizaron los test de vibración en el laboratorio del GEMA (Grupo de Ensayos Mecánicos Aplicados - FI-UNLP). Concluido este test se trasladó el equipo a ETC, donde se realizaron las pruebas de termo-vacío y EMI-EMC (solo el receptor). En INVAP, Bariloche se concreta la integración a la plataforma de servicio, junto con los demás instrumentos. Allí se realizan varios test funcionales, como por ejemplo, un día en la vida. A mediados del año 2010, se lleva el satélite a Laboratorio de Integración y Test, del INPE en Sao Jose dos Campos, Brasil, donde se realiza ya a nivel satélite, los test ambientales. Pasados estos últimos con éxito, se traslada el satélite a la base de la fuerza aérea de Vandenberg en Lompoc, EEUU. Previamente y con posterioridad a su integración al lanzador (Delta II de United Launch Alliance), se realizaron las pruebas funcionales correspondientes. Finalmente, el 10 de junio de 2011, se produjo la puesta en órbita del SAC-D.

V. PRIMEROS DATOS EN VUELO

Pasada la etapa de adquisición de órbita y estabilización, el 31 de agosto de 2011, a las 10:42 hs. UTC, se encendió con éxito el receptor DCS. El comportamiento térmico en vuelo fue el esperado, obteniéndose una sobre elevación de temperatura de alrededor de 3 grados Celsius en el DSP, en comparación con la temperatura de la base del receptor, por donde el calor se disipa a la plataforma. Durante las primeras órbitas, se adquirieron muestras de ruido en la banda de recepción. Luego se transmitió solo portadora desde la DCP patrón en la UNLP. Esta fue detectada en el satélite Fig. 6. Luego se transmitieron datos en la frecuencia nominal,

obteniéndose 276 mensajes recibidos en la pasada del 3 de setiembre de 2011, Fig. 7. Se puede observar el corrimiento por efecto Doppler de la frecuencia de portadora recibida en el satélite. Los valores positivos representan las transmisiones recibidas mientras disminuía la distancia entre la DCP y el receptor. En la actualidad, nos encontramos recibiendo transmisiones de plataformas pertenecientes a los sistemas SINDA y Argos sobre Argentina y Brasil.

VI. CONCLUSIONES

Durante el desarrollo del trabajo se introdujo al Sistema Argentino Satelital de Recolección de Datos Ambientales. Se mostró el diseño del receptor ubicado en el satélite, haciendo énfasis en las etapas de procesamiento digital. Se enumeraron algunos de los ensayos que el receptor tuvo que superar y se mostraron los primeros datos obtenidos en vuelo. El comportamiento del receptor es acorde a lo esperado, siendo su mayor ventaja su alta sensibilidad, lo que permite a las plataformas en tierra transmitir con baja potencia (menor a 30 dBm) permitiendo así su instalación en sitios remotos con alimentación autónoma.

VII. AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo fue financiado por un convenio entre Conae y la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata. Los autores queremos agradecer a todas las personas involucradas en la misión SAC-D/Aquarius, las que con mucho empeño, lograron realizar con éxito todas las tareas que culminaron con la puesta en órbita del satélite. En especial al fundador del GrIDComD, Ing. Hugo Lorente, a dos de sus primeros integrantes: Dr. Pablo Costanzo Caso y Dr. Laureano Bulus Rossini y al Ing. Juan Ignacio Fernández Michelli por su necesaria participación.

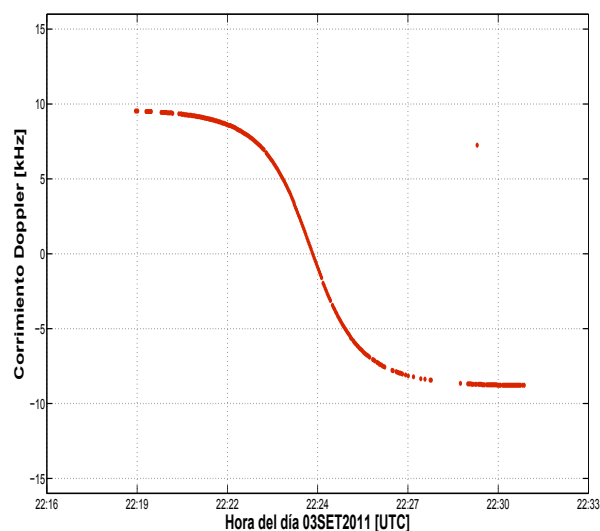


Fig. 7. Variación Doppler de la frecuencia de portadora recibida de 276 mensajes durante una pasada.

REFERENCIAS

- [1] Carlotto A., Lorente H.: *Análisis de un Sistema de Recolección de Datos Satelital*. Memorias de AADECA 2006, XX Congreso Argentino de Control Automático, Buenos Aires, Argentina, 28-30 de agosto 2006. ISBN 978-950-99994-4-2. (2006)
- [2] Clark, D. *Overview of the Argos System*, ; OCEANS '89 Proceedings, 1989. Volume: 3, Page(s): 934 - 939.
- [3] Ortega C. *Argos second and third generations: enhancements finely tuned to oceanographic applications*, OCEANS '98 Conference Proceedings , 1998 , Page(s): 845 - 848 vol.2.
- [4] Yamaguti W., et al. *Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais: Status e planos futuros*, Anais XIV Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto, Natal, Brasil, 25-30 abril 2009, INPE, p. 1633-1640.
- [5] Kay, Steven M.: *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory*. Prentice-Hall PTR. ISBN 0-13-504135-X (1998).
- [6] Kay, Steven M.: *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Prentice-Hall PTR. ISBN 0-13-345711-7 (1993).
- [7] Chen, Kwang-Cheng (1992). *Analysis of a New Bit Tracking Loop-SCCL*, IEEE Trans. on Communications, Vol.40, No.1.