

# Algoritmos de Interceptación de Señales Radar con Técnicas de Coherencia Monobit

José Manuel Pardo Martín (\*) y Mateo Burgos García (\*\*)

(\*) Dpto. Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones, E.U.I.T. Telecomunicación, U.P.M. (jmpado@diac.upm.es)

(\*\*) Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, E.T.S.I. Telecomunicación, U.P.M. (mateo@gmr.ssr.upm.es)

**Resumen**— En este artículo, se presentan la ROC y las características de un nuevo tipo de detector para interceptadores digitales. El algoritmo es el de detector de coherencia utilizando FFT monobit.

## I. INTRODUCCIÓN

DENTRO de los sistemas de guerra electrónica, están empezando a cobrar importancia los RADAR LPI, cuya principal característica es la de utilizar un gran ancho de banda y baja potencia de transmisión, lo que complica su detección por parte de un interceptador digital.

El principal objetivo del presente trabajo es el de presentar las características más importantes de los detectores de coherencia monobit, para lo cual se hará uso del método de Monte-Carlo.

## II. SEÑALES OBJETIVO

Los radares LPI que utilizan LFM son fácilmente detectables mediante una FFT (STFT) ya que para los tiempos de captura típicos (del orden de  $\mu s$ ) y los anchos de banda y tiempos de barrido utilizados, la señal aparece como una senoide.

Por otro lado, los radares que utilizan modulación de fase, presentan un gran ancho de banda instantáneo, lo que se traduce en que al realizar la FFT sobre un segmento de muestras de dicha señal, esta aparecerá en varios bins de frecuencia, dificultándose su detección.

## III. ALGORITMOS BASADOS EN FFT MONOBIT

La implementación de una FFT implica digitalizar tanto la señal de entrada como los valores de las exponenciales. Todo ello conduce a que la realización de una FFT de un grupo de muestras sea computacionalmente costosa, siendo imposible llegar a porcentajes de tiempo real grandes en el tratamiento de señales de gran ancho de banda.

Una forma de aliviar este problema consiste en digitalizar tanto la señal de entrada como los valores de las exponenciales con un único bit [1]. De esta forma las exponenciales se aproximan a valores  $\pm 1$  y  $\pm j$ , lo que se traduce en la desaparición de los productos que se convierte en sumas (que siempre se realizan más rápidamente que los productos). Todo esto lleva a velocidades de proceso muy elevadas, cercanas al 100% del porcentaje del tiempo real.

Ya se han propuesto detectores basados en FFT monobit en [2], siendo un punto de partida idóneo para algoritmos más sofisticados.

## IV. DETECTOR DE COHERENCIA

Para la detección de una señal de gran ancho de banda por medio de una FFT, sería necesario que no ocupase muchos bins (idealmente debería ocupar 1 ó 2), lo que implica que la longitud del segmento de datos, y por tanto de la FFT, no puede ser muy grande, reduciéndose considerablemente la ganancia de proceso.

Una alternativa sería la utilización de detectores de coherencia, estimándola a partir de 1

$$C_{xy}(f) = \frac{\left| \sum_{n=1}^N X_n(f) \cdot Y_n^*(f) \right|^2}{\sum_{n=1}^N |X_n(f)|^2 \cdot \sum_{n=1}^N |Y_n(f)|^2} \quad (1)$$

Para este detector, las probabilidades de falsa alarma y de detección, así como el sesgo y la varianza del estimador, se pueden encontrar fácilmente en la bibliografía [3]

La idea es la de implementar dicho detector utilizando la FFT monobit.

## V. RESULTADOS OBTENIDOS

Las simulaciones realizadas han sido orientadas a la obtención de los parámetros más significativos, con el fin de elegir la configuración óptima a la hora de implementar este tipo de detectores.

En la figura 1 se puede ver la ROC de este detector con una longitud de ventana de 32 muestras y considerando 512 ventanas para distintas relaciones señal a ruido.

Con el fin de determinar la influencia del número de ventanas consideradas, en la figura 2 se presenta la ROC para una longitud de 32 muestras y una relación señal a ruido de  $-5dB$ , quedando claro la mejora obtenida al aumentar el número de ventanas. Además, tal y como se puede ver en la figura 3, dicho aumento también modifica la curva de probabilidad de detección, que se hace más abrupta, lo que se traduce en una mayor sensibilidad a la variación del umbral de coherencia.

Partiendo de un registro de captura, con un número determinado de muestras, la figura 4 indica que es aconsejable utilizar ventanas lo más pequeñas posible.

Por último, es interesante comparar el comportamiento del detector frente a señales reales, en concreto con modulación BPSK con distintos regímenes binarios. En

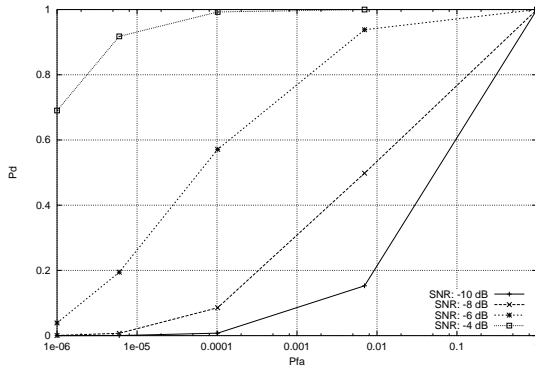


Fig. 1

ROC PARA UN REGISTRO DE 16K DATOS CON VENTANAS DE 32 MUESTRAS Y CONSIDERANDO 512 VENTANAS

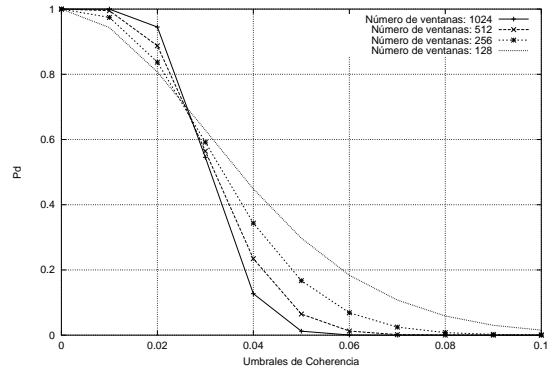


Fig. 3

Pd PARA UNA LONGITUD DE VENTANA DE 32 MUESTRAS, UNA SNR DE  $-5dB$  Y DISTINTO NÚMERO DE VENTANAS CONSIDERADAS.

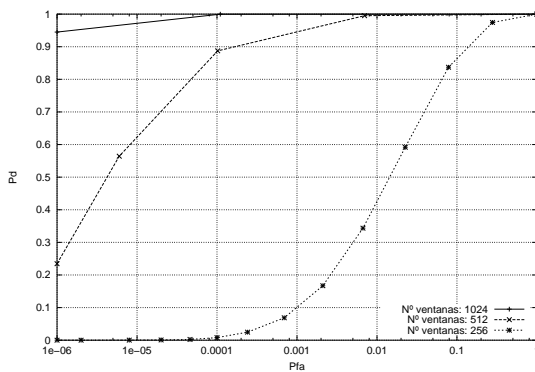


Fig. 2

ROC PARA UNA LONGITUD DE VENTANA DE 32 MUESTRAS.

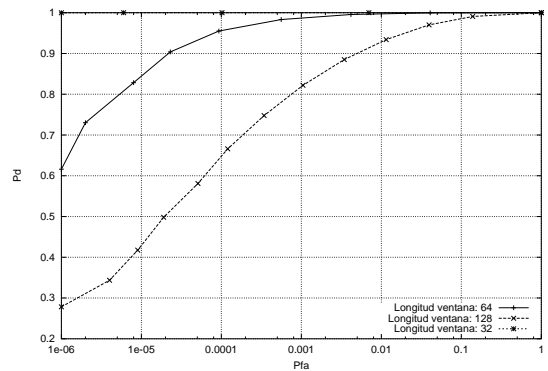


Fig. 4

ROC PARA UN REGISTRO DE 16K MUESTRAS Y VARIAS LONGITUDES DE VENTANA.

la figura 5 se muestra la ROC para una señal sinusoidal y dos modulaciones BPSK con regimenes binarios de  $R_b = 16Mbps$  y  $R_b = 32Mbps$ , con una frecuencia de muestreo de  $f_s = 1024GHz$ . En ambos casos, la frecuencia central de la señal está comprendida dentro de un bin de la FFT.

## VI. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado gracias a la financiación de la CICYT (TIC 1999-1172-C02-01). Así mismo, los autores quieren agradecer el apoyo recibido por parte del CIDA.

### REFERENCIAS

- [1] D.S. Pok, C.H. Chen, J.J Schamus, C.T. Montgomery, J.B.Y. Tsui, "Chip Design for Monobit Receiver," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 12, pp. 2283-2295, Diciembre 1997.
- [2] J. Grajal, M. Burgos, R. Blázquez, G. López, M. Golmayo, A. Expondaburu., "Wordlength optimization for broadband digital interceptors of LPI radars based on monobit and fixed-pint FFT processing," in *OTAN: Sensors and Electronics Technology Panel Symposium on Passive and LPI Radio Frequency Sensor Warsaw*, (Poland), 23-25 Abril 2001.
- [3] G. Clifford Carter, "Receiver Operating Characteristics for a Linearly Thresholded Coherence Estimation Detector," *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. IT-1, pp. 90-92, Febrero 1977.

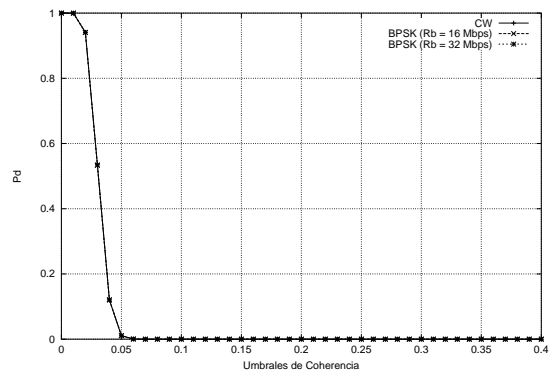


Fig. 5

Pd PARA CW Y DOS MODULACIONES BPSK. LONGITUD DE VENTANA DE 16 MUESTRAS Y 1024 VENTANAS. SNR =  $-5dB$ .