

## IMPLEMENTACIÓN DE UN DETECTOR DE RASGOS CICLOESTACIONARIOS EN FPGA PARA DETECCIÓN DE SEÑALES OFDM

Amado Ignacio García Albert<sup>1</sup>, Mélangy Gutierrez Hernández<sup>2</sup>, Jorge Torres Gómez<sup>3</sup>

<sup>1,2,3</sup>Universidad Tecnológica de la Habana José Antonio Echeverría.

<sup>1</sup>e-mail: maddoc1008@gmail.com

<sup>2</sup>e-mail: melanygh9@gmail.com

<sup>3</sup>e-mail: jtorres151184@gmail.com

### RESUMEN

Utilizar eficientemente el espectro electromagnético disponible resulta una creciente necesidad a partir del aumento acelerado de la tecnología inalámbrica. El Radio Cognitivo (CR) es una de las herramientas usadas para cumplir este objetivo atendiendo a diferentes técnicas de sensado de espectro (SS). Este artículo describe el funcionamiento de un detector de rasgos cicloestacionarios empleando los softwares Simulink de MATLAB y Xilinx System Generator para ser usado en una plataforma CR utilizando tecnología de Radio Definido por Software (SDR). La detección de rasgos cicloestacionarios es uno de los métodos de mayor utilidad, puesto que logra altas probabilidades de detección para bajos niveles de relación señal-ruido (SNR) y no llega a ser tan complejo computacionalmente como otros métodos. En este trabajo se considera un escenario práctico con una señal OFDM generada experimentalmente para comprobar si el detector propuesto cumple con los requisitos de detección que exigen los estándares internacionales. El empleo de señales OFDM tiene utilidad en diferentes aplicaciones como puede ser la Televisión Digital Terrestre (TDT). Las simulaciones realizadas demuestran que el diseño conformado presenta buenos resultados. El detector proporciona una probabilidad de detección mayor que 0.9 y de falsa alarma menor a 0.1 para valores de SNR mayores que  $-3$  dB.

**PALABRAS CLAVES:** Detector de Rasgos Cicloestacionarios, OFDM, Radio Cognitivo, Radio Definido por Software.

### FPGA IMPLEMENTATION OF A CYCLOSTATIONARITY FEATURE DETECTOR FOR OFDM MODULATED SIGNALS

### ABSTRACT

The efficient use of available electromagnetic spectrum has become an increased necessity due to the accelerated growth of wireless technology. Cognitive Radio (CR) represents the conceived tool to accomplish this goal based on a variety of spectrum sensing techniques. This article describes the functioning of a cyclostationary feature detector for FPGA using software Simulink of MATLAB and Xilinx System Generator to be implemented in a Cognitive Radio platform using Software Defined Radio (SDR) technology. Cyclostationary feature detection is one of the most useful methods provided the high detection probability achieved for low levels of signal-to-noise ratio (SNR) and less complexity in comparison to other reported methods. In this work, a practical scenario is considered, with an OFDM

signal experimentally generated, to test if the proposed detector accomplishes requisites demanded by international standards. The employment of OFDM signals is useful in applications such as Digital Television systems (DTV). Simulation results demonstrated that the designed detector present proper performance. Detection probability bigger than 0.9 and a false alarm probability lower than 0.1 are obtained when SNR parameter is bigger than -3dB.

**KEY WORDS:** Cyclostationary Feature Detector, OFDM, Cognitive Radio, Software Defined Radio.

## 1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de radio cognitivo (CR, por sus siglas en inglés) representan una herramienta para solucionar o mitigar la escasez de frecuencias disponibles tanto para insertar nuevos servicios de comunicaciones inalámbricas como para ampliar los ya existentes, considerado por algunos autores como el principal problema de las comunicaciones inalámbricas [1]. Recientes estudios coinciden en que el uso del espectro no es uniforme en distintas ubicaciones geográficas, ni tampoco su ocupación es la misma en todo instante de tiempo [2,3]. Los CR se conforman por usuarios secundarios (SU, por sus siglas en inglés) colocados en bandas de frecuencias ya asignadas a usuarios primarios (PU, por sus siglas en inglés). Los usuarios SU pueden hacer uso de estas bandas para transmitir información mientras no perjudiquen el desempeño de los PU.

Los CR se basan en realizar primeramente el sensado de espectro (SS, por sus siglas en inglés) para detectar los huecos en el mismo y poder adecuar sus características para realizar la comunicación. Este cambio en sus características se hace relativamente complejo en los sistemas de radio convencionales debido a la rigidez del hardware de estos dispositivos, por lo que es necesario que la mayoría de estas funciones sean controladas por software. Esto se logra con los sistemas de Radio Definido por Software (SDR, por sus siglas en inglés).

El caso práctico que propone esta investigación es la aplicación de una de estas técnicas de sensado a la señal modulada por división de frecuencias ortogonales (OFDM), la cual se considera como una señal conocida y se dispone de la estadística del canal de comunicaciones. La OFDM tiene un uso bastante amplio en distintas aplicaciones. El ejemplo más claro es su utilización en la señal de televisión digital (DTV, por sus siglas en inglés). En particular las transmisiones de DTV presentan huecos espectrales que se denominan Espacios Blancos (TVWS, por sus siglas en inglés). El espectro de DTV puede proporcionar una cobertura de área grande con un alto valor práctico, por lo que se convierte en un candidato popular para aplicaciones de CR [4]. La utilización de las bandas de DTV permite reducir la congestión que puede existir en las bandas ISM (Industrial, Scientific, and Medical) la cual es compartida con los servicios de Wifi, Bluetooth y otras aplicaciones [5]. Esto se debe a que en las frecuencias de operación de la DTV (VHF 30-300 MHz y UHF 300-3000 MHz) existe una mejor penetración y transmisión en interiores en comparación con la banda de 2.4 GHz. Además, el consumo de energía es típicamente bajo en las frecuencias de los TVWS [6]. Los espacios en las bandas de DTV se podrían utilizar para extender la conexión de internet a los hogares sin necesidad de infraestructura.

Este artículo está conformado de la siguiente forma. La sección 2 aborda los fundamentos teóricos y matemáticos del detector de rasgos cicloestacionarios. En la sección 3 se presenta el diseño propuesto para realizar la detección. En la sección 4 se describe la implementación del diseño en la plataforma XSG utilizando Simulink de MATLAB. En la sección 5 se muestran los resultados obtenidos mediante las simulaciones realizadas y finalmente la sección 6 resume las conclusiones del artículo.

## FUNDAMENTOS DEL DETECTOR DE RASGOS CICLOESTACIONARIOS

Los métodos que realizan detección de rasgos cicloestacionarios explotan las periodicidades inherentes a las señales de comunicación inalámbrica, para así poder identificar la presencia del PU. La cicloestacionariedad [7] es una propiedad que se manifiesta en las portadoras sinusoidales, los trenes de pulsos, los códigos de esparcimiento, las secuencias de saltos o los prefijos cíclicos presentes en algunas señales. Estos elementos son usados principalmente con motivos de lograr sincronía con el receptor. Debido a la cicloestacionariedad, las señales de los PU exhiben correlación espectral, que no se encuentra en el ruido estacionario ni en las señales de interferencia.

Se dice que la señal  $x(t)$  posee periodicidad de segundo orden con frecuencia  $\alpha$  si y solo si existe alguna transformación cuadrática invariante en el tiempo que al aplicarse sobre  $x(t)$  introduce periodicidades de primer orden con frecuencia  $\alpha$ ; es decir, se generan líneas espectrales en  $f = \pm \alpha$  [8]. Específicamente, la función de autocorrelación constituye una transformación cuadrática de este tipo. De la misma manera que la función de autocorrelación para cierto valor de  $\tau$  es la componente constante del producto  $x(t)x(t + \tau)$ , mediante la función de autocorrelación cíclica se obtiene la intensidad que posee cierta componente sinusoidal con frecuencia  $\alpha$ , en la función de autocorrelación [9].

Para una señal que posee periodicidades de segundo orden, su función de autocorrelación es periódica en el dominio del tiempo para cada valor de  $\tau$ . Por tanto, se puede expresar como un desarrollo en serie de Fourier de la forma:

$$R_X(t, \tau) \triangleq E\{X(t - \tau/2)X(t + \tau/2)\} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_X^{m/T_0}(\tau) e^{j2\pi mt/T_0} \quad (1)$$

siendo  $T_0$  el período fundamental de periodicidad y  $X(t)$  el proceso estocástico que genera a  $x(t)$ . La familia de coeficientes de esta serie si se suponen propiedades ergódicas, para cada valor de  $\tau$ , se obtienen como:

$$R_X^{m/T_0}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t - \tau/2) x(t + \tau/2) e^{-j2\pi mt/T_0} dt \quad (2)$$

La función obtenida en (1) es independiente del tiempo, y queda comprendida sobre el plano  $(\alpha - \tau)$  para toda  $\alpha \in \left\{\frac{m}{T_0}\right\} m \in Z$ . Por su similitud con la función de autocorrelación convencional, esta transformación cuadrática ha sido denominada como función de autocorrelación cíclica. Bajo condiciones de ergodicidad se le puede dar una interpretación en términos estadísticos como:

$$R_X^\alpha(\tau) \triangleq E\{X(t - \tau/2)X(t + \tau/2)e^{-j2\pi\alpha\tau}\} \quad (3)$$

Esta función no es idénticamente cero para ciertas frecuencias cíclicas  $\alpha \neq 0$  si y solo si  $x(t)$  contiene periodicidades de segundo orden [7]. A diferencia de la autocorrelación tradicional, que se obtiene mediante el producto de la señal recibida con ella misma retardada en el tiempo,  $R_X^\alpha(\tau)$  es obtenida multiplicando la señal recibida con una versión suya desplazada en el tiempo y también en la frecuencia. Más específicamente, sean:

$$u(t) = x(t)e^{-j\pi\alpha t} \quad (4)$$

$$v(t) = x(t)e^{j\pi\alpha t}$$

Entonces,  $R_X^\alpha(\tau)$  no es más que la correlación cruzada de estas dos versiones complejas de  $x(t)$ . Es decir:

$$\begin{aligned} R_X^\alpha(\tau) &\equiv \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t - \tau/2)v^*(t + \tau/2)dt \\ &= E\{U(t - \tau/2)V^*(t + \tau/2)\} \end{aligned} \quad (5)$$

Si  $\alpha = 0$  es la autocorrelación convencional, comúnmente denotada como  $R_X^0(\tau)$ , y juega un rol fundamental en la teoría del análisis espectral. Extrapolando el teorema de Wiener-Khinchin [10] a la correlación cruzada en (5), la autocorrelación cíclica resulta ser la transformada inversa de Fourier de la densidad espectral cruzada de potencia de  $u(t)$  y  $v(t)$  para la cual se emplea la notación  $S_X^\alpha(f) \equiv S_{UV}(f)$ . A esta densidad espectral cruzada se le denomina densidad de correlación espectral o espectro cíclico. Se desprende de la definición de densidad espectral cruzada que  $S_X^\alpha(f)$  es la correlación en el límite de las dos componentes espectrales de  $x(t)$ , con frecuencias en  $(f + \frac{\alpha}{2})$  y  $(f - \frac{\alpha}{2})$  [10], o sea:

$$\begin{aligned} S_X^\alpha(f) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} S_{UV_T}(t, f) \Delta t \\ (6) \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \frac{1}{T} X_T(t, f + \alpha/2) X_T^*(t, f + \alpha/2) dt \end{aligned}$$

Donde se ha usado la nomenclatura  $X_T(t, f)$  para indicar las transformadas de Fourier de corto término de la señal  $x(t)$  de duración  $T$  cada una. Precisamente, de (6) se obtiene la presencia de correlación espectral para determinados valores de frecuencia cíclica  $\alpha$  en aquellas señales que posean cicloestacionariedad.

La detección de rasgos cicloestacionarios (CFD, por sus siglas en inglés) en general es mucho más robusta ante las incertidumbres de ruido, y presenta un mejor desempeño que otras técnicas reportadas, como la detección de energía (ED, por sus siglas en inglés), para entornos de muy baja SNR [11]. Además, los rasgos cicloestacionarios son distintos para diferentes señales, permitiendo realizar una clasificación de las mismas. Este método, sin embargo, posee algunos inconvenientes, como su complejidad computacional. Además, requiere un mayor tiempo de medición en comparación con los métodos de sensado de espectro más simples como el ED.

## PROPUESTA DE DETECTOR DE RASGOS CICLOESTACIONARIOS

La detección de señales OFDM en las distintas bibliografías se realiza por métodos de CFD muy complejos como en [12,13]. Por esta razón se decide adaptar el detector propuesto en [14] al caso de esta investigación. Este método está a su vez basado en una solución reportada en [15], que propone reducir el análisis en dos dimensiones (frecuencia espectral y frecuencia cíclica) a la dimensión de la frecuencia cíclica solamente. Esta variante no elimina las ventajas del análisis espectral cicloestacionario, dado que se logran aislar las componentes de ruido alrededor de la frecuencia cíclica  $\alpha = 0$ . En [14] se adaptó esta propuesta a un método de procesamiento digital de señales.

Una aproximación a la estadística suficiente para el detector de máxima verosimilitud en caso de señales cicloestacionarias inmersas en ruido [7], denominado detector multi-ciclo está dada por:

$$Y_{ML} = \sum_{\alpha \in A} \sum_f S_s^\alpha(f) S_{x_N}^{\alpha*}(f) \quad (7)$$

Siendo  $S_s^\alpha(f)$  y  $S_{x_N}^\alpha(f)$  las densidad de correlación espectral para la señal de interés y la señal recibida, respectivamente. El conjunto  $A$  está conformado por todas las frecuencias cíclicas para las cuales la densidad de correlación espectral no es cero. Si solo se consideran las frecuencias cíclicas distintas de cero, donde el ruido AWGN no presenta cicloestacionariedad, en la ecuación (7), entonces  $S_s^\alpha(f) = S_{x_N}^\alpha(f)$ , con lo cual queda:

$$Y_{ML} = \sum_{\alpha \in A, (\alpha \neq 0)} \sum_f |S_{x_N}^\alpha(f)|^2 \quad (8)$$

Típicamente, bajo condiciones de detección ciega, se desconocen las frecuencias cíclicas que pertenecen al conjunto  $A$ . El detector de energía resulta un caso particular de la ecuación (7) si únicamente se toma en cuenta  $\alpha = 0$ :

$$Y^0 = \sum_f |S_{x_N}^0(f)|^2 \quad (9)$$

Considerando:

$$Y^\alpha = \sum_{\alpha \in A} \sum_f |S_{x_N}^\alpha(f)|^2 \quad (10)$$

entonces el criterio de decisión de máxima verosimilitud en la ecuación (8) puede ser establecido en términos de  $Y^\alpha$  y  $Y^0$  mediante:

$$Y_{ML} = Y^\alpha - Y^0 \quad (11)$$

A partir de la interpretación del espectro cíclico como una función de correlación espectral [15],  $Y^\alpha$  puede ser obtenido también como:

$$Y^\alpha = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{\alpha \in A} Y[[\alpha N]] \otimes Y^*[-[\alpha N]] \quad (12)$$

Es de interés realizar el análisis basándose solamente en los resultados reflejados en el plano  $\alpha$  debido a que en este el ruido AWGN no presenta cicloestacionariedad. Se verifica que  $Z[\alpha N]$  representa el valor acumulado de  $|S_{x_N}^\alpha(f)|^2$  para cada valor de  $\alpha$  [15] mediante la estadística:

$$Z[\alpha N] = Y[\alpha N] \otimes Y^*[-\alpha N] \quad (13)$$

Entonces,  $Z[\alpha N]$  evita tener que detectar rasgos en un plano de dos dimensiones  $(\alpha - f)$  al de detectarlos en el dominio de  $\alpha$  solamente. Además:

$$Z[\alpha N] = F\{y[n]y^*[n]\} \quad (14)$$

y

$$y[n] = x_N[n] \otimes x_N[-n] \quad (15)$$

La secuencia  $y[n]$  puede ser obtenida aplicando transformada discreta inversa de Fourier a  $|X_N[f]|^2$  y evitar así realizar la convolución. La Fig. 1 muestra un diagrama del algoritmo descrito.

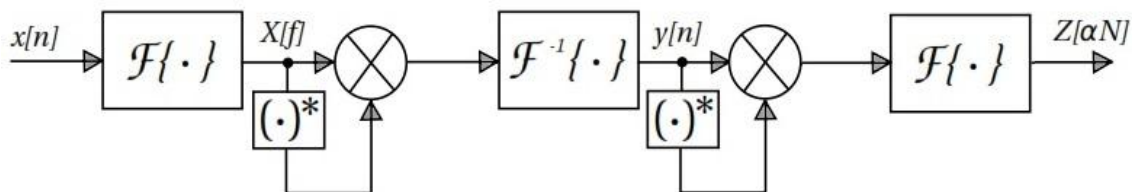


Figura 1: Diagrama del algoritmo para realizar detección de rasgos cicloestacionarios.

### IMPLEMENTACIÓN EN XILINX DEL ALGORITMO PROPUESTO

El conjunto de bloques de Xilinx ofrece alto nivel de abstracción funcional. Esto permite el desarrollo dinámico de sistemas y admite la integración con otras herramientas de diseño y simulación, lo que facilita todo el ciclo de desarrollo (codificación algorítmica, diseño de circuitos, verificación lógica y temporal). El diseño en Xilinx System Generator (XSG) del detector de rasgos cicloestacionarios propuesto se divide para su descripción en tres etapas: la emulación de la señal de prueba, el cálculo de la estadística  $Z[\alpha]$  y la toma de decisión final.

#### Emulación de la señal de prueba

El primer paso para la implementación es obtener la señal con la cual se realizarán las simulaciones para evaluar el desempeño del detector. La señal OFDM se genera de forma experimental en código de MATLAB y se importa hacia Simulink. Para conformar la señal de OFDM se utiliza el algoritmo de la Transformada Inversa de Fourier a un vector con una cantidad de elementos igual a la cantidad de símbolos por la longitud de cada símbolo y de amplitud variable. A la señal generada se le añade ruido blanco gaussiano (AWGN, por sus siglas en inglés) para determinar la hipótesis alternativa. Por otro lado, se conforma la señal

de solo ruido a modo de definir la hipótesis nula. El conjunto completo se ubica en el escenario de Simulink de MATLAB utilizando los bloques que presenta la librería como se observa en la Fig. 2.

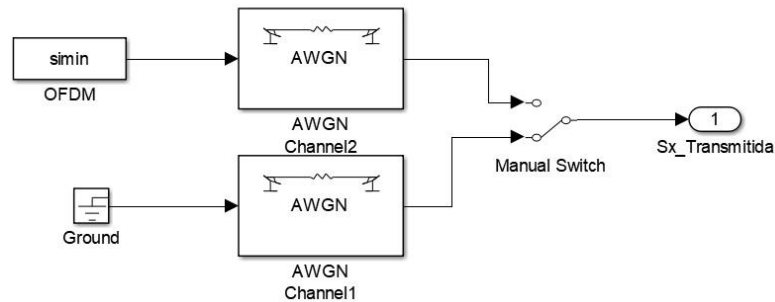


Figura 2: Señal modulada OFDM y contaminada con AWGN.

### Cálculo de la estadística $Z[\alpha]$

La etapa de cálculo de la estadística  $Z[\alpha]$  consiste en utilizar los bloques de XSG para determinar dicha estadística en la señal simulada. Este proceso se realiza en principio bajo la guía del esquema planteado en la Fig. 1. Primeramente, lleva al dominio de la frecuencia utilizando el bloque *Fast Fourier Transformed 7.1* de la librería de Xilinx para obtener la transformada rápida de fourier (FFT, por sus siglas en inglés) configurada con un tamaño de 512 elementos. En la Fig. 3 se ilustra la configuración.



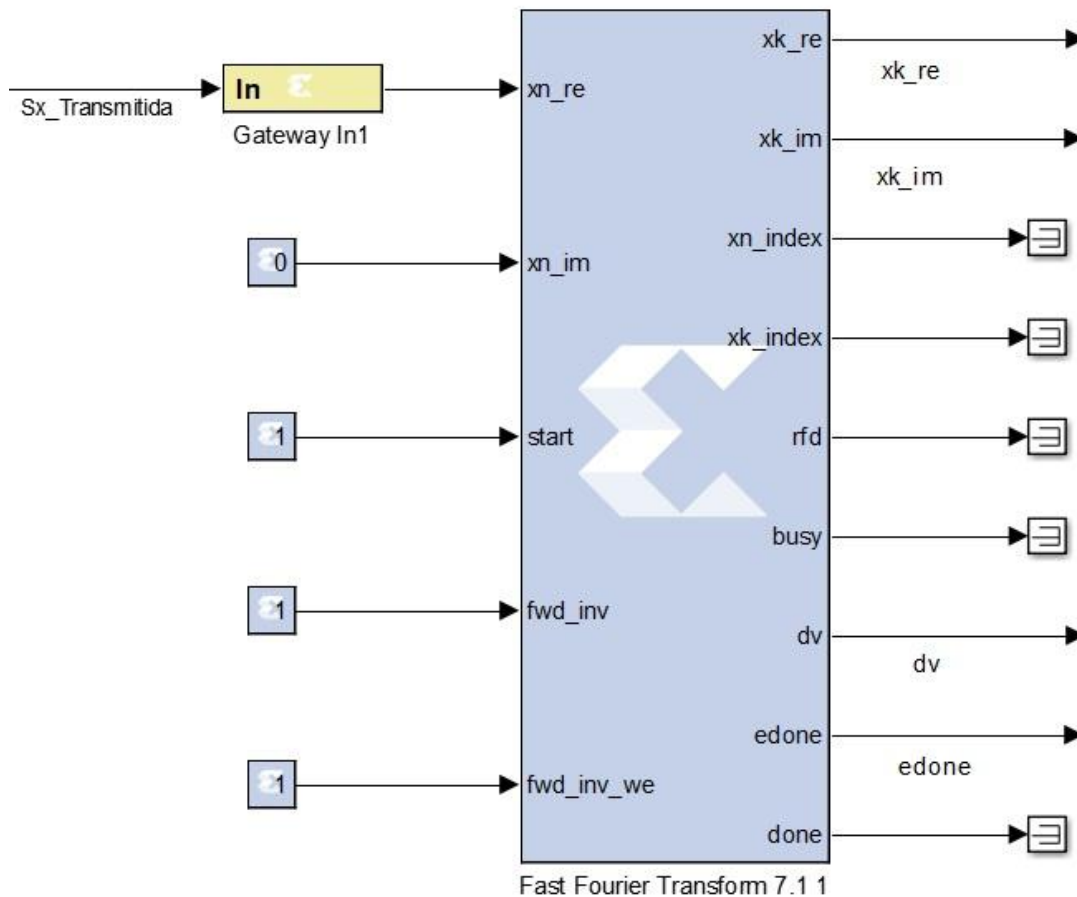


Figura 3: Esquema del bloque FFT.

Este bloque transformado se utiliza varias veces en el diseño siempre que sea necesario realizar una transformación directa o inversa de Fourier. Esto hace necesario que el siguiente paso sea acomodar el espectro obtenido. Este ajuste del espectro se debe a que la transformada inversa implementada por el bloque FFT necesita operar con la parte positiva de la representación en banda base del espectro. Esto se realiza mediante un multiplexor que elimina la parte negativa del espectro al pasar el valor cero durante las muestras correspondientes al mismo. El sistema contador-comparador se encarga de controlar el multiplexor para que se tenga por salida el espectro de la señal mientras se encuentra en la primera mitad del espectro. Mientras que la salida del multiplexor será cero en la segunda mitad del espectro. Los bloques *Counter* y *Relational* son los que establecen esta selección de entradas al multiplexor como se muestra en la Fig. 4.



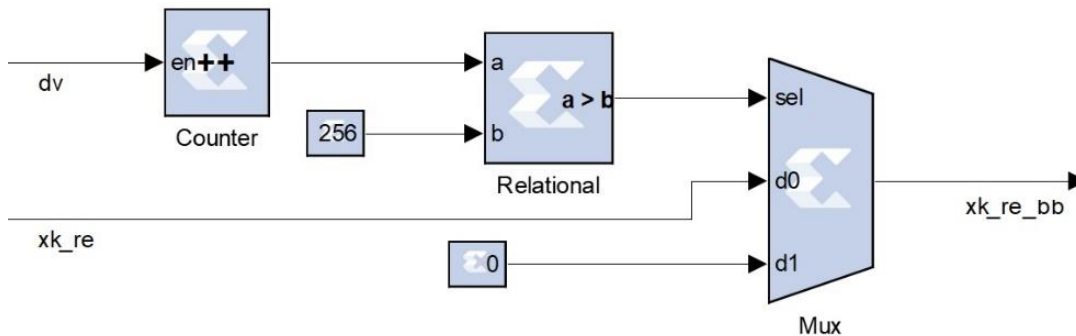


Figura 4: Esquema para trabajar con la representación en banda base del espectro.

Luego se halla el valor absoluto al cuadrado de la transformada obtenida, en correspondencia con lo planteado en el esquema mostrado en la Fig. 1. Se implementa mediante la combinación de dos multiplicadores y un sumador como queda ilustrado en la Fig. 5.

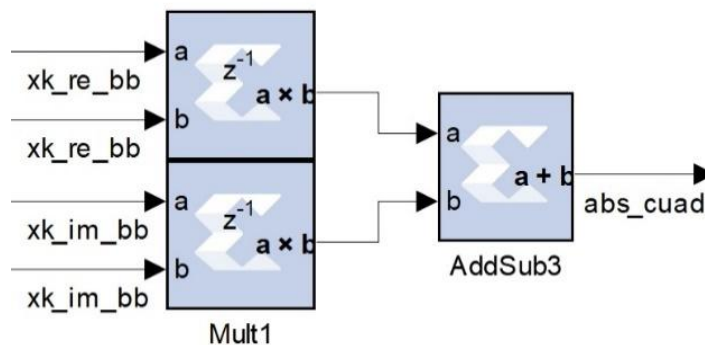


Figura 5: Esquema para el cálculo del valor absoluto al cuadrado.

Seguidamente se realiza la transformada inversa de fourier (IFFT, por sus siglas en inglés) del resultado obtenido. Este bloque presenta requisitos específicos en aras de que realice la operación que se requiere, como por ejemplo, el espectro asimétrico por una señal banda base. Nuevamente se le halla el valor absoluto al cuadrado para realizarle la FFT como último paso para obtener la estadística  $Z[\alpha]$ .

Antes de cada bloque FFT es necesario acomodar la representación binaria de la señal que entra a los mismos. Esto se debe a que los bloques traen como requisito para poder operar que los valores de entrada se encuentren entre 0 y 1 y en una representación de no más de 34 bits. Este proceso se realiza mediante conjuntos de bloques como *Slice*, *Reinterpret* y *Cast*. La Fig. 6 muestra cómo se realiza el reajuste de la representación binaria en las señales.

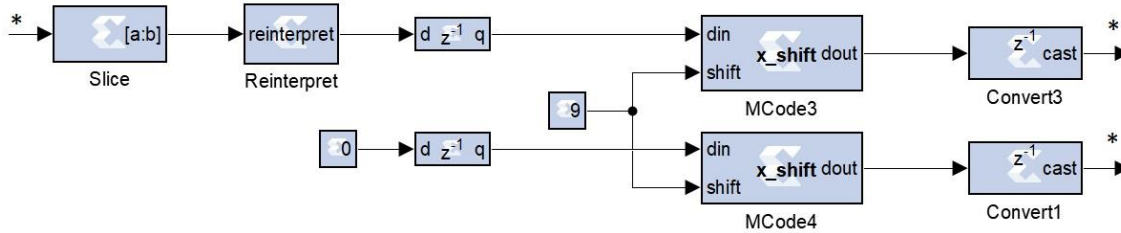


Figura 6: Esquema para acomodar las señales a los requerimientos de bits.

### Toma de decisión final

En la etapa de decisión final se define que hipótesis es la adecuada en la detección. Para ello se realiza la comparación entre el umbral  $\gamma$  y la estadística de prueba a la salida del esquema mostrado en la Fig. 1 acumulada en una variable  $K$ . El umbral  $\gamma$  se establece previamente con el criterio de maximizar el margen de ruido, o sea, por la mitad de la salida del sistema cuando este se estimula con señal sin ruido. Por tanto se aprueba la hipótesis alternativa ( $H_1$ ) cuando  $K > \gamma$ , por otro lado, se aprueba la hipótesis nula ( $H_0$ ) para  $K < \gamma$  donde:

$$K = \sum Z[\alpha], \gamma = \frac{K}{2} \quad (16)$$

Este proceso en Xilinx se realiza como queda ilustrado en la Fig. 7. Además, se muestra la utilización de bloques complementarios para que el sistema funcione de forma correcta. Obsérvese que es necesario implementar primeramente un método para poner cero en el sistema umbral durante el tiempo en que la simulación se realiza y la señal no llega al sistema debido a los retardos propios en el procesamiento. Esto se logra con el multiplexor colocado. El resultado de la simulación se pasa al acumulador que se reinicia cada 512 muestras gracias a un bloque de habilitación. Se utiliza este valor debido a que es con el cual se configuró la cantidad de elementos de la transformada. Para no perder los datos tras pasar las 512 muestras los resultados del acumulador pasan a un registro. En este punto se tiene el valor  $K$ . Luego se realiza la comparación con el umbral  $\gamma$ , que aparece en la Fig. 7 como constante 6, previamente calculado. Finalmente, el resultado se exporta hacia la hoja de trabajo de MATLAB para realizar el análisis de los resultados obtenidos en las simulaciones.

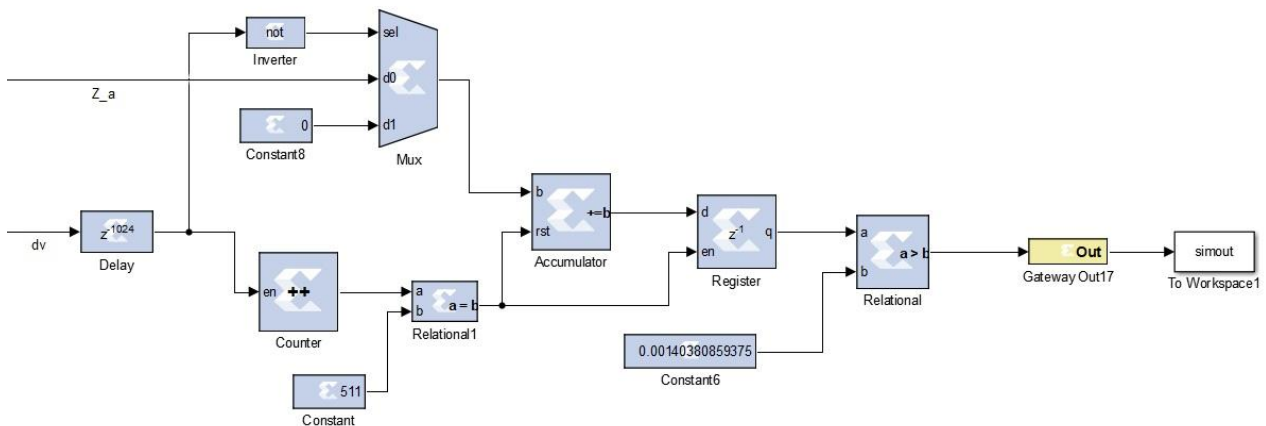


Figura 7: Esquema del sistema para la toma de decisión final.

## RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES

Con el objetivo de evaluar el desempeño del detector se realizaron múltiples simulaciones para estimar las probabilidades de detección y de falsa alarma y obtener resultados confiables para cada hipótesis. La Tabla 1 muestra los parámetros usados durante las simulaciones. Para analizar el desempeño del detector propuesto primero se examina la probabilidad de detección obtenida para bajos valores de SNR. Para ello se utiliza la señal OFDM de prueba contaminada con AWGN para distintos valores de SNR en cada simulación.

Tabla 1: Parámetros utilizados en las simulaciones.

Total de Símbolos	1024
Longitud de Símbolo	512
Cantidad de Sub-portadoras	50
Relación Señal-Ruido (SNR)	Desde -20dB hasta 5dB
Umbral de detección ( $\gamma$ )	0.0013

El umbral de detección ( $\gamma$ ) se calculó utilizando el criterio de máxima cifra de ruido a partir de una simulación realizada con señal solamente. El desempeño del detector se desea evaluar por la probabilidad de que la estadística  $K$  exceda cierto umbral  $\gamma$  tanto bajo la hipótesis nula  $H_0$ , como bajo la hipótesis alternativa  $H_1$ . Estas probabilidades se pueden definir como:

$$P_d = P\{K > \gamma | H_1\} \quad (17)$$

$$P_{fa} = P\{K > \gamma | H_0\}$$

Luego de las simulaciones se obtienen los resultados mostrados en la Fig. 8. La Fig. 8 a) muestra la curva de probabilidad de detección ( $P_d$ ). Mientras que en la Fig. 8 b) se muestra la curva de probabilidad de falsa alarma ( $P_{fa}$ ).

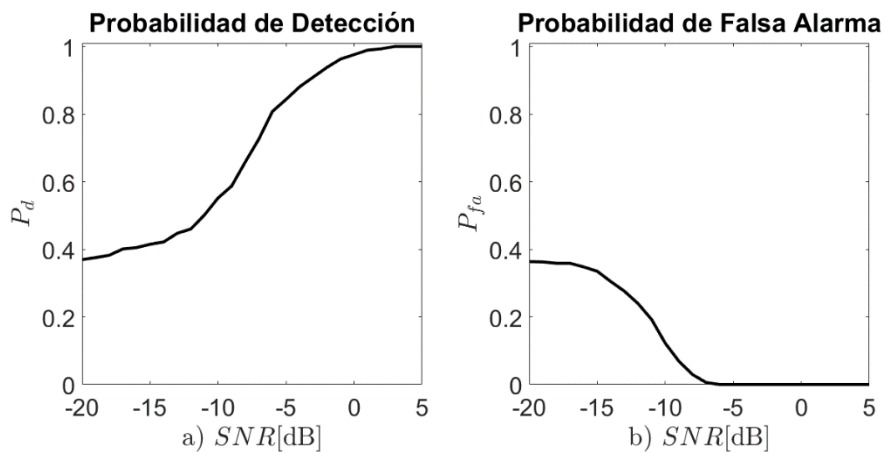


Figura 8: Resultados de las simulaciones a) Probabilidad de Detección. b) Probabilidad de falsa alarma.

Se puede observar que la  $P_d$  alcanza valores mayores que 0.9 hasta un nivel de SNR de -3dB. Cuando la SNR comienza a disminuir su desempeño decae en gran medida. Mientras que la  $P_{fa}$  reporta valores menores que 0.1 hasta -10 dB.

Estos resultados demuestran la efectividad del detector propuesto para detectar las señales moduladas OFDM como las de DTV. Esta característica se puede mejorar si los bloques FFT se configuran para trabajar con muestras más grandes que 512 elementos, una cifra relativamente pequeña. Estos bloques también requieren de una cantidad específica de bits de entrada que no se puede exceder lo cual limita el desempeño general. Para cumplir estos requerimientos antes de cada bloque FFT hay que reducir la representación binaria de las señales donde se pierde información, a pesar de que siempre se trata sea lo menor posible. Además, el detector propuesto, fue originalmente diseñado para realizar detección a ciegas, por lo que no utiliza ningún elemento cíclico de la señal como patrón para realizar la detección lo que le resta poder resolutivo.

## CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado un método de medición del espectro basado en la técnica de detección de rasgos cicloestacionarios. Esta variante aprovecha la presencia de periodicidades inherentes a las señales de comunicaciones. En el detector propuesto se realizaron algunas adaptaciones para lograr una técnica de sensado que no requiere información de la señal para realizar la detección, a pesar de que la técnica original está diseñada para la detección coherente.

Se establecieron criterios prácticos para dar una medida del grado de cicloestacionariedad de la señal recibida. Los resultados de las simulaciones indican que esta solución cumple con los objetivos propuestos inicialmente en la investigación. No obstante, los resultados pueden ser mejorados si se toman en cuenta determinados factores. Entre estos factores está que los bloques FFT se configuraron para trabajar con una cantidad de muestras relativamente pequeña. Estos bloques también requieren de una cantidad específica de bits de entrada que no se puede exceder. Para cumplir estos requerimientos antes de cada bloque FFT hay que reducir la representación binaria de las señales donde se pierde información. La señal OFDM con la que se hicieron las pruebas se conformó de forma experimental y con muy pocos símbolos. Además, el detector propuesto fue originalmente diseñado para realizar detección a ciegas, por lo que no utiliza ningún elemento cíclico de la señal como patrón para realizar la detección.

El método obtenido cobra utilidad práctica en la implementación de dispositivos que operan como radios cognitivos, permitiendo detectar la presencia de usuarios primarios sin conocimiento de las señales ni de la estadística del canal de comunicación. La implementación realizada en la plataforma de Xilinx System Generator permite su aplicación en escenarios reales, siendo reconfigurable para adaptarlo a otros requerimientos que se le impongan.

## REFERENCIAS

1. Satheesh A, H AS, G LS, Sagar S, M HK. Spectrum sensing techniques A comparison between energy detector and cyclostationarity detector. En: 2013 International Conference on Control Communication and Computing (ICCC). 2013. p. 388-93.
2. McHenry M. Frequency Agile Spectrum Access Technologies. En FCC Workshop on Cognitive Radio; 2003. p. 1-4.
3. Haykin S. Cognitive Radio: Brain-empowered wireless communications. IEEE J Sel Areas Commun. 2005;23(2):201-220.
4. Luo Z, Wang J, Pan C, Zhu J, Li X. A weighted cooperative spectrum sensing method based on double-threshold credibility in DTMB systems. En 2015. p. 1-6.
5. Khan AA, Rehmani MH, Reisslein M. Cognitive Radio for Smart Grids: Survey of Architectures, Spectrum Sensing Mechanisms, and Networking Protocols. IEEE Commun Surv Tutor. 2016;18(1):860-898.

6. Huang L, Deng Q, Qiao X, Gu D, Wang W, Yang H. SDR implementation of cognitive radio: Sensing and disjoint spectrum access. En: 2009 Fourth International Conference on Communications and Networking in China. 2009. p. 1-5.
7. Gardner W. Signal interception: A unifying theoretical framework for feature detection. IEEE Trans Commun. 1988;36(8):897–906.
8. Gardner W. Measurement of Spectral Correlation. IEEE Trans Acoust Speech Signal Process. 1986;ASSP-34(5):1111–1123.
9. Gardner W. Statistical Spectral Analysis: A Non-probabilistic Theory. Prentice-Hall; 1988.
10. Peebles P. Probability, random variables and random signal principles. 2nd ed. University of Florida: McGraw-Hill, Inc.; 1987.
11. Bagwari A, Tomar GS. Multiple Energy Detection vs Cyclostationary Feature Detection Spectrum Sensing Technique. En: 2014 Fourth International Conference on Communication Systems and Network Technologies. 2014. p. 178-81.
12. Cao H, Daoud S, Wilzeck A, Kaiser T. Practical issues in spectrum sensing for multi-carrier system employing pilot tones. En: 2010 3rd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL 2010). 2010. p. 1-5.
13. Chen HS, Gao W, Daut DG. Spectrum Sensing for DMB-T Systems Using PN Frame Headers. En: 2008 IEEE International Conference on Communications. 2008. p. 4889-93.
14. Luis Gato. Determinación de la ocupación del espectro mediante detección de rasgos cicloestacionarios. [La Habana]: CUJAE; 2013.
15. Jang WM. Blind cyclostationary spectrum sensing in Cognitive Radios. IEEE Commun Lett. 2014;18(3):393–396.

#### **SOBRE LOS AUTORES**

**Amado Ignacio García Albert**, Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica, Universidad Tecnológica de la Habana José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba. Esta investigación se realizó con objeto a título de Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica. Email: maddoc@tesla.cujae.edu.cu; [maddoc1008@gmail.com](mailto:maddoc1008@gmail.com).

**Melany Gutierrez Hernández**, Ingeniera en Telecomunicaciones y Electrónica, Universidad Tecnológica de la Habana José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba. Trabaja en el desarrollo de aplicaciones de software en el campo de los sistemas de radio cognitivo. Email: [melanygh9@gmail.com](mailto:melanygh9@gmail.com).

**Jorge Torres Gómez**, Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica, MsC. y Dr. En Sistemas de Telecomunicaciones, Universidad Tecnológica de la Habana José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba. Su campo de investigación abarca el procesamiento digital de señales, las redes de radios cognitivos y los sistemas de radio definidos por software. Email: jtorres151184@gmail.com.