TELEMÁTICA
REVISTA DIGITAL de las Tecnologías de la Información y las Telecomunicaciones
Revista Telemática. Vol. 18. No. 2, mayo-agosto, 2019, p.78- 95 ISSN 1729-3804

DETERMINACIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS INSTANTÁNEAS DE SEÑALES PARA APLICACIONES DE TIEMPO REAL EN RADIO COGNITIVO

Jorge Y. Hernández García
[1] Empresa de Tecnologías de la Información para la Defensa (XETID), Cuba
email: jorgeyjhg@gmail.com

RESUMEN

Los sistemas de radio cognitivo (CR-por sus siglas en inglés) que emplean espectro esparcido por salto de frecuencia (FHSS-por sus siglas en inglés) en su esquema de comunicaciones, precisan la detección ágil del patrón para su coordinación. Este requerimiento es más exigente en los sistemas que se basan en patrones de saltos no coordinado como método anti-interferencias. Para la caracterización de estas señales en tiempo real y la estimación de sus parámetros principales es necesaria la aplicación de novedosas técnicas de detección y clasificación. Entre las técnicas que permiten la detección y/o clasificación de señales FHSS se encuentran, máxima verosimilitud, auto correlación, transformada de wavelet, análisis de características tiempo-frecuencia, procesamiento de imágenes, reconocimiento de patrones, radiómetro canalizado, analizadores de espectro de barrido, entre otras. La mayoría no poseen un balance entre la complejidad en su implementación, su realización en tiempo real y la posibilidad de realizar tanto la detección y clasificación, así como la estimación de los parámetros básicos tales como frecuencia portadora, ancho de banda y comportamiento temporal. En este trabajo se presenta un novedoso algoritmo que obtiene los valores instantáneos de la amplitud, fase y frecuencia de una señal desconocida, para realizar la detección, identificación y estimación de sus parámetros principales. La propuesta logra un balance entre los requerimientos del sistema, la complejidad en su implementación, su realización en tiempo real, exigencias de muchos sistemas de CR. Se discuten los resultados obtenidos con un ejemplo de aplicación desarrollado en MATLAB para la caracterización de una señal FHSS.

PALABRAS CLAVES: radio cognitivo, espectro esparcido por salto de frecuencia, FHSS, magnitudes instantáneas.

ABSTRACT

Cognitive radio systems (CR) that use frequency hopping spread spectrum (FHSS) waveform in their communications scheme, require agile detection of patterns for coordination procedures. This requirement is highly demanded on systems that rely on uncoordinated skip patterns such as an anti-interference method. To characterizing of these signals in real time and the estimation of their main parameters, the application of new detection and classification techniques is necessary. Techniques to allow detection as well as classification of FHSS signals are maximum likelihood, auto correlation, wavelet transform, time-frequency characteristics analysis, image processing, pattern recognition, channeled

radiometer, scanning spectrum analyzers, among other. Most do not have a balance between the complexity in their implementation, their real-time realization and the possibility of performing both the detection and classification, as well as the estimation of the basic parameters such as carrier frequency, bandwidth and time-domain behavior. This paper presents a new algorithm to obtain the instantaneous values of amplitude, phase and frequency of the unknown signal, to perform detection, identification and estimation of their main parameters. The proposal completes a balance between the requirements of the system, the complexity to implement it and to have a real-time operating system, which represent requirements of many systems of CR. The results obtained are discussed with an application example developed in Matlab for the characterization of an FHSS signal.

KEY WORDS: cognitive radio, frequency hopping spread spectrum, FHSS, instantaneous parameters.

1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones modernos, que emplean el paradigma de radio cognitivo (CR-por sus siglas en inglés), las técnicas de modulación adaptativa, así como los sistemas de análisis técnico, requieren caracterizar señales desconocidas o detectar cambios en señales conocidas. Los sistemas de CR que emplean espectro esparcido por salto de frecuencia (FHSS -por sus siglas en inglés) basados en patrones de saltos no coordinado como método anti-interferencias precisan la detección ágil del nuevo patrón para su coordinación [1]. Este proceso, requiere el empleo de considerables recursos de hardware en la implementación de las técnicas de clasificación automática de modulaciones (AMC-por sus siglas en inglés) o de análisis técnico avanzado, siendo un reto la implementación de métodos de detección y clasificación en tiempo real como se explica en [2].

Para la detección y clasificación de señales FHSS, pueden emplearse diferentes técnicas tales como, máxima verosimilitud [3], auto correlación [4], transformada de wavelet [5], procesamiento de imágenes [6], reconocimiento de patrones [7], promedio exponencial [8], entre otras. Entre las más empleadas y descritas están las basadas en radiómetro canalizado [2, 9], las basadas en analizadores de espectro de barrido [10] y análisis de características tiempo-frecuencia [11, 12].

En [2] se realiza un análisis comparativo entre varias técnicas de clasificación de modulaciones en cuanto a su desempeño. Los parámetros analizados para la comparación son, requerimientos del sistema, relación señal-ruido en un canal con ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN -por sus siglas en inglés), longitudes de onda, dezplazamientos de fase, dezplazamientos de frecuencia. Para el análisis de los requerimientos del sistema se valora la necesidad de muestra piloto para el conocimiento de la ganancia de canal, varianza de ruido y desplazamiento de fase y frecuencia. Las técnicas menos exigentes sobre los requerimientos del sistema son las basadas en características (*features*), transformada de wavelet y las de aprendizaje automático (*machine learning*). En cuanto a la complejidad de

su implementación las técnicas que requieren menor cantidad de recursos computacionales son las basadas en pruebas de distribución, por el contrario, las técnicas basadas en máxima verosimilitud resultan más complejas ya que requieren un número alto de operaciones con exponenciación y logaritmos. Entre las técnicas que son capaces de obtener los resultados con un menor número de muestras se encuentran las basadas en máxima verosimilitud, pero por la complejidad computacional resulta engorroso su funcionamiento en tiempo real. Sin embargo, las de análisis de características tiempo-frecuencia tienen un buen desempeño en este tipo de escenario.

Entre los parámetros fundamentales a estimar de una señal de FHSS se encuentran, tiempo de duración de salto, tiempo entre saltos, cantidad de saltos por unidad de tiempo, frecuencia de salto y banda de trabajo. La determinación de estos parámetros precisa de análisis en el dominio del tiempo y de la frecuencia, o del comportamiento de las magnitudes de la señal, amplitud, fase y frecuencia de forma simultánea. Ademes es preciso, para detectar cambios de poca duración y tener una respuesta instantánea, tener en cuenta la mayor cantidad de muestras y reducir el tiempo de procesamiento. Por este análisis resulta un reto encontrar una técnica que proporcione un balance entre los requerimientos del sistema, la complejidad en su implementación, su realización en tiempo real y permita realizar tanto la detección, identificación y estimación de parámetros para señales de FHSS. [13].

Partiendo del principio de que las modulaciones se obtienen a partir de la manipulación de una o varias de las tres magnitudes básicas de las señales, amplitud, fase y frecuencia, tendremos que diferentes modulaciones expondrán características distintas de las mismas [2]. La determinación de los valores instantáneos en tiempo discreto de la señal de interés, amplitud instantánea $A_i[n]$, fase instantánea $\theta_i[n]$ y frecuencia instantánea $f_i[n]$, el análisis de su comportamiento, nos dará información del proceso previo al que fue sometido, además que nos permite conocer detalles de procesos no lineales y no estacionarios [2, 14, 15]. Por esto, el análisis integral de los valores instantáneos de las tres magnitudes puede emplearse para determinar la presencia, identificar y estimar parámetros de una señal de FHSS en tiempo real. [2, 16-19].

El trabajo expone un algoritmo que determina los valores instantáneos de la amplitud, fase y frecuencia de una señal desconocida, empleando pocas muestras y bajos recursos de hardware para su implementación. Estos valores se sincronizan, creando una matriz indexada por el número de muestra. El objetivo es permitir, mediante el análisis del comportamiento de los elementos de la matriz, la detección, identificación y estimación de parámetros de señales de espectro esparcido por salto de frecuencia (FHSS). En un primer epígrafe se caracterizan los parámetros instantáneos de la señal y los métodos de cálculos para su obtención. Luego se explica el algoritmo presentado para la determinación de estos parámetros cuya salida es una matriz indexada con la amplitud, fase y frecuencia instantánea para cada muestra. Por último, se presentan los resultados de la implementación en

MATLAB del algoritmo propuesto con un ejemplo de aplicación para la caracterización de una señal FHSS.

CARACTERIZACIÓN DE LOS PARÁMETROS INSTANTÁNEOS DE UNA SEÑAL

La determinación de la amplitud, fase y frecuencia en instantes de tiempos i conocidos, permitirá obtener, de la señal de interés, la amplitud instantánea $A_i(t)$, fase instantánea $\theta_i(t)$ y frecuencia instantánea $f_i(t)$. Realizando el análisis del comportamiento de sus valores, nos dará información del proceso previo al que fue sometida también de forma instantánea. Históricamente, los valores instantáneos de una señal se han determinado mediante la señal analítica (AS-por sus siglas en inglés) a través de la transformada de Hilbert (HT-por sus siglas en inglés). Existen otros métodos para realizar este proceso, cuadratura directa (*Direct Quadrature*) (DQ-por sus siglas en inglés) transformada de Hilbert normalizada (NHT-por sus siglas en inglés), operador de energía (*Teager Energy Operator*) (TEO-por sus siglas en inglés); cruce por cero generalizado (*Generalized Zero-Crossing*) (GZC-por sus siglas en inglés). Como se analiza en [20] mediante una meticulosa comparación, se determina que los métodos de la NHT y DQ brindan de forma más completa el mejor rendimiento. Ambos métodos se aplican para obtener de una señal dos componentes, una en fase y otra en cuadratura, o desfasada de 90^0.

Para el cálculo de las magnitudes instantáneas es preciso acondicionar la señal a analizar. Este acondicionamiento se basa en dos acciones fundamentales, obtener las componentes en fase y en cuadratura y la obtención de los valores discretos de ambas componentes. El proceso de acondicionamiento, así como los elementos necesarios para el cálculo de la amplitud instantánea $A_i[n]$, fase instantánea $\theta_i[n]$ y frecuencia instantánea $f_i[n]$ se exponen a continuación.

Acondicionamiento de señal

Para nuestro análisis tendremos una señal limitada en banda en tiempo continúo, descrita como:

$$S(t) = A(t)\cos\left[(2\pi f)t + \theta(t)\right] \tag{1}$$

Donde $A(t)$ es la amplitud de la señal en función del instante de tiempo t con frecuencia f y fase θ. Analizando $S(t)$ como una señal compleja tendremos dos componentes fundamentales, uno se encuentra en fase $I(t)$ y otro en cuadratura $Q(t)$ las cuales se describen como:

$$S(t) = I(t) + jQ(t)$$

$$I(t) = A(t)\cos\left[(2\pi f)t\right] \ , \ Q(t) = A(t)\sin\left[(2\pi f)t\right]$$
$$S(t) = A(t)\left\{\cos\left[(2\pi f)t\right] + j\sin\left[(2\pi f)t\right]\right\} \quad (2)$$

Si consideramos que $S(t)$ es una señal cuya componente es un vector con amplitud A_i, el cual rota sobre un punto a una frecuencia angular ω_i con un ángulo θ_i, donde i es un valor tiempo en cada instante de análisis realizado periódicamente, podemos hacer la variable independiente t discreta, es decir, estará definida en instantes de tiempo discreto. Si $x(t)$ es una señal en tiempo discreto, a menudo generada por muestreo de una señal de tiempo continuo esta puede ser identifica como una secuencia de números, denotada por x_n o $x[n]$, donde n es un entero [21]. El trabajo con señales discretas brinda facilidades, no solo del punto de vista analítico sino en la implementación práctica de técnicas de procesamiento digital [22] [23]. De esta forma, la ecuación (2) tiempo discreto nos queda como:

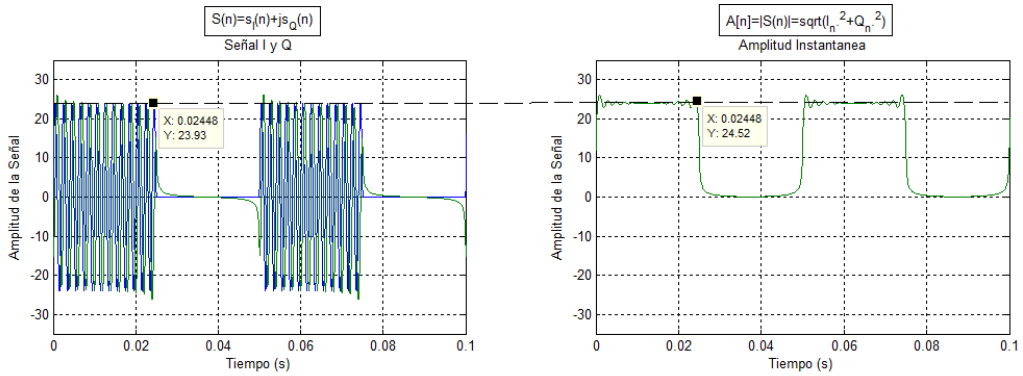
$$S[n] = A[n]\left\{\cos\left[(2\pi f)n\right] + j\sin\left[(2\pi f)n\right]\right\} \quad (3)$$

Amplitud Instantánea

A partir de la descomposición de la señal en sus componentes discretas en fase y cuadratura $I[n]$, $Q[n]$, se puede calcular la amplitud instantánea $A_i[n]$ por:

$$A[n] = |S[n]| = \sqrt{I^2[n] + Q^2[n]} \quad (4)$$

Si graficamos los valores de $A_i[n]$ (Fig. 1a) tendremos la envolvente de amplitud de la señal como se muestra en la Fig. 1 b). Para señales que varían su frecuencia portadora cuya amplitud tiene un tiempo de duración en alto y luego un tiempo en bajo (en FHSS tiempo de duración de salto y tiempo entre salto) se obtiene la envolvente de la misma, independientemente de su valor de frecuencia. En la Fig. 1, se tomó el valor de amplitud en un punto se la señal a) y se comparó con la amplitud instantánea calculada b) arrojando el mismo valor.



a) b)

Figura 1. Representación gráfica de una señal de FHSS en a) y su amplitud instantánea en función del tiempo en b).

Fase Instantánea.

El empleo de método de medición de fase puede realizarse de varias formas. Todas tienen una relativa simplicidad en cuanto a su teoría, no siendo siempre así en cuanto a su implementación práctica. Otro de los aspectos es que la efectividad de este método funciona bajo condiciones limitadas. La medición de fase se realiza fundamentalmente como paso previo para la medición de la frecuencia de una señal. Si la señal de entrada contiene solo una onda sinusoidal se pueden lograr mediciones muy precisas. Aunque teóricamente estos métodos pueden detectar la existencia de señales simultáneas, la precisión y efectividad dependen de la limpieza espectral de la señal que se analiza.

La fase representa el ángulo del vector instantáneo en el ciclo de una señal y puede tomar en el intervalo $[0,\ 2\pi]$ o $[\pi, -\pi]$. La magnitud y el ángulo de la señal dependen de las magnitudes de los vectores I y Q los cuales poseen una diferencia de 90°.

Para la medición de la fase de la señal, el procesador necesita realizar dos operaciones fundamentales 1) calcular el arco tangente de la división entre $Q[n]$ e $I[n]$ para obtener la fase en el instante n, 2) Calcular la diferencia de fase entre diferentes intervalos n. Ha de tenerse en cuenta que se trabajan con señales con frecuencias por debajo de la mitad de la frecuencia de muestro, por lo el ángulo de la fase entre dos muestras consecutivas, no deben tener valores fuera del rango de $(-\pi,\ \pi)$. Las expresiones empleadas son las siguientes:

$$\theta[n] = \tan^{-1}\left[\frac{Q[n]}{I[n]}\right] \tag{5}$$

$$\Delta\theta[i] = \theta[n+i] - \theta[n] = 2\pi\, fiT_s \tag{6}$$

Donde $\theta[n]$ representa la fase del ángulo en el instante de tiempo n y $\Delta\theta[i]$ es la diferencia entre dos ángulos de fase separados por la unidad de tiempo i de tiempo de muestreo T_s. Es recomendable realizar los cálculos con valores de $i = 1$.

En la Fig. 2 se muestra una señal en el tiempo y los valores de la fase instantánea empleando la ecuación (5). Para este caso los valores de fase van desde $-\pi$ hasta π. El valor 0 de amplitud de la señal es equivalente a los valores de fase $-\pi/2$ y $\pi/2$. Mientras que los valores de amplitud -1 y 1 son representados por las fases de $-\pi$ y 0 respectivamente.

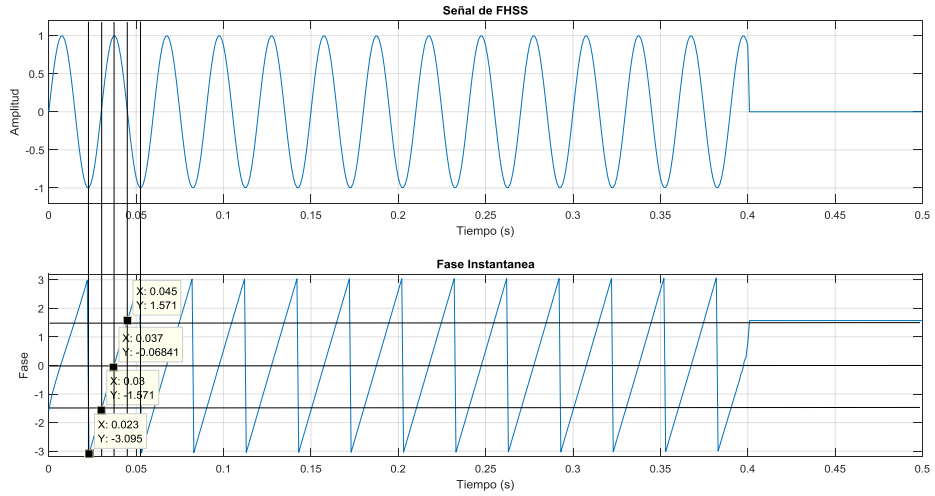


Figura 2. Representación gráfica de una señal y su fase instantánea en función del tiempo.

Frecuencia Instantánea.

La frecuencia es en esencia una magnitud estudiada en cualquier movimiento oscilatorio. La definición más elemental y directa de la frecuencia f es simplemente el inverso del periodo T, o tiempo total en que el movimiento realiza una oscilación completa, la cual se expresa como:

$$f = \frac{1}{T} \tag{7}$$

Basado en esta definición y al criterio de varios autores la frecuencia solo existe si transcurre al menos un periodo completo de 2π. La frecuencia angular ω se expresa por el múltiplo de f por un periodo completo $\omega = 2\pi f$ por tanto la relación entre la frecuencia angular y el período quedará como:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \tag{8}$$

Resulta evidente que el valor de la frecuencia estará dado por el inverso del tiempo medido entre dos cruces por cero consecutivos, el cual se denomina período T. Para señales de onda continua es fácil determinar el valor de frecuencia ya que el período se mantiene constante, pero para datos reales este análisis es muy superficial y presenta varios inconvenientes. La primera es que no se tienen en cuenta la ley fundamental de conservación de la onda, la cual requiere que el número de onda y la frecuencia puedan diferenciarse. Lo segundo es que no se tienen los detalles de la modulación de frecuencia especialmente en procesos no estacionarios y no lineales con modulaciones intrapulsos [20].

La frecuencia instantánea (FI) es una característica muy importante para señales cuyas componentes espectrales varían a lo largo del tiempo [24] [25]. La FI es un parámetro variante en el tiempo el cual define la ubicación del pico espectral de la señal a medida que cambia con el tiempo. Conceptualmente se puede interpretar como la frecuencia de una onda sinusoidal que se ajusta localmente a la señal bajo análisis [26].

Idealmente, la frecuencia instantánea para una señal monocromática (una sola componente de frecuencia) se puede encontrar mediante su señal en cuadratura, la cual no es más que su portadora desplazada 90^{o}. Es decir, teniendo $x(t) = a(t)\cos\phi(t)$ y su señal en cuadratura $x_q(t) = a(t)\sin\phi(t)$, donde la única diferencia entre ambas señales es la fase, la frecuencia instantánea (IF) ω puede ser obtenida a partir de la teoría básica mediante la derivada de la fase en función del tiempo[27], como se expresa en (9).

$$\omega = -\frac{d\theta}{dt} \tag{9}$$

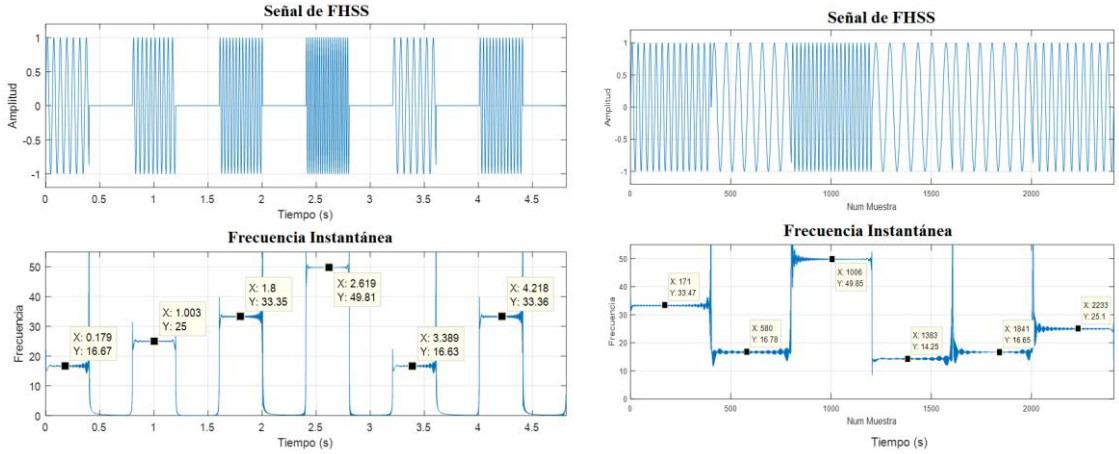
Aunque parezcan triviales estas ecuaciones, en el pasado era difícil su implementación práctica. En primer lugar, no siempre las señales analizadas son monocromáticas y aunque se realice la descomposición de los datos con métodos actuales como wavelet o descomposición empírica, existen otras dificultades para obtener el resultado. Uno de los problemas más críticos es encontrar un único par complejo $[a(t), \varphi(t)]$ que represente a los datos y un método general que calcule directamente la señal en cuadratura. Tradicionalmente, una alternativa aceptable ha sido emplear las señales analíticas (AS) a través de la transformada de Hilbert (HT) [28].

Un ciclo completo de periodo T transcurre cuando la fase de la señal θ ha tomado valores entre 0 y 2π, por tanto, si la variación de la fase $\Delta\theta$ es constante en iguales intervalos de tiempo Δt, podemos asumir que estamos en presencia de una señal periódica en el intervalo de medición $n\Delta t$, donde n es un número entero. De lo antes descrito podemos calcular la frecuencia instantánea f_i, donde i es el instante de tiempo donde se analiza la señal, a partir de la variación del tiempo Δt entre dos valores de fase instantánea $\theta_i[n]$ y $\theta_i[n+1]$ teniendo entonces que, $\Delta\theta = \theta_i[n+1] - \theta_i[n]$ $\Delta t = t2 - t1$. Por lo que la frecuencia instantánea estará dada por:

$$f_i = \frac{\Delta\theta}{\Delta t 2\pi} \tag{10}$$

Los resultados de la obtención de la frecuencia instantánea f_i se muestran en la Fig. 3. Para este caso se generó una señal de FHSS con saltos en 6 frecuencias portadoras 50, 33.33, 25, 20, 16.66, 14.28Hz. La selección de frecuencias tan bajas se realizó para que visualmente se pudiera ilustrar mediante la figura el fenómeno analizado, pero el cálculo es factible independientemente del valor de frecuencia. Nótese que al inicio y al final de cada portadora caso a), cuando el valor de amplitud va de mínimo a máximo y de máximo a mínimo los valores de frecuencia instantánea calculados se alejan del valor real, de igual forma ocurre

para el caso b), este fenómeno se produce por las diferencias entre las fases instantáneas al inicio y al final de cada transición o cambio de portadora.



a) b)

Figura 3. Representación gráfica de una señal de FHSS, a) Saltos en intervalos b) Saltos continuos, y su frecuencia instantánea en función del tiempo. Para la simulación se trabajó con valores y cantidad de frecuencia reducidos. (6 frecuencias 50, 33.33, 25, 20, 16.66, 14.28 Hz). El error máximo fue de 0.19Hz.

ALGORITMO PARA LA OBTENCIÓN DE PARÁMETROS INSTANTÁNEOS

La necesidad fundamental está, a partir de una señal analógica $S(t)$, obtener los valores de los parámetros instantáneos $A_i[n]$, $\theta_i[n]$, $f_i[n]$ para una misma muestra n. Realizando un análisis sistémico, la solución se puede representar como se muestra en la Fig. 4. En la figura se representa la relación entre las variables de entrada (independientes) y salida (dependientes).

Figura 4. Representación Sistémica de la solución.

En la práctica, para obtener los valores instantáneos de una señal, es necesario primeramente acondicionarla de forma que facilite la realización de los procesos siguientes. Al realizar una representación en bloque, a partir de lo analizado en el epígrafe 2.1, el acondicionamiento puede ser representado por la Fig. 5, denominado bloque de acondicionamiento de señales (bASx). En este bloque se realizan cuatro procesos básicos. 1ro. Traslado en frecuencia o

conversión descendente. 2do. Obtención de las componentes I y Q. 3ro. Discretizar las componentes mediante la conversión analógica a digital. 4to. Limitación en banda.

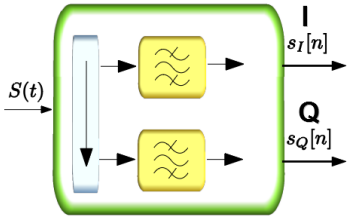


Figura 5. Bloque de Acondicionamiento de Señales (bASx).

Luego que se tiene los valores discretos de los vectores $I[n]$ y $Q[n]$ se realiza el cálculo de los parámetros instantáneos y se sincronizan teniendo en cuenta el número de muestra n. Esta etapa, que es en esencia el algoritmo propuesto, se representa por la figura 6 denominado bloque de obtención de parámetros instantáneos (bOPI).

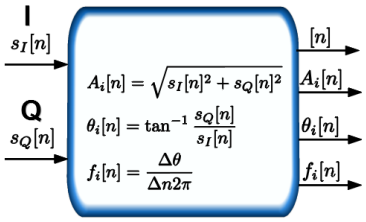


Figura 6. Bloque de Obtención de Parámetros instantáneos (bOPI).

Los valores independientes de los parámetros instantáneos, no son muy útiles para poder realizar la detección y clasificación de señales. Para resolver esta problemática y facilitar las tareas posteriores en la detección y clasificación, proponemos un algoritmo que describe la forma de realizar los cálculos y como agrupar los valores obtenidos.

Primero, de forma simultánea con el mismo índice de muestra de los vectores I y Q, se calculan la amplitud y la fase instantánea. Segundo, con el valor de la fase de la muestra n y el de la muestra $n+1$ se calcula la diferencia de fase. También ha de calcularse el valor de la diferencia de tiempo entre una muestra y otra, en la mayoría de los casos será una constante y por lo general coincide con el inverso de la frecuencia de muestreo. Tercero, A partir de la diferencia de fase y la de tiempo se calcula la frecuencia instantánea. Cuarto, teniendo los valores calculados se agrupan en una matriz cuyo índice es el último valor de la muestra empleada para el cálculo de la diferencia de fase. El índice n tendrá valores enteros y consecutivos, solo se despreciaría el primer valor de amplitud y fase calculados al iniciar el proceso. En la Fig. 7 se muestra gráficamente el algoritmo propuesto. Las expresiones básicas utilizadas para el cálculo de los parámetros en el algoritmo son (4), (5) y (10), explicadas con anterioridad.

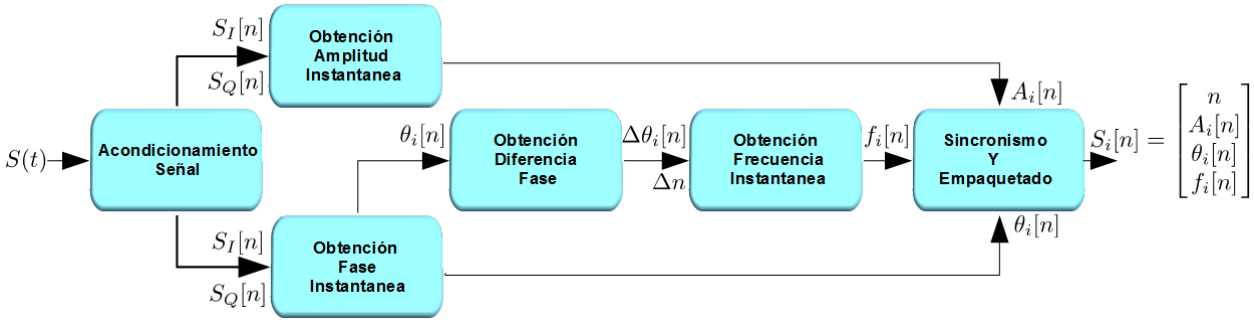


Figura 7. Algoritmo propuesto para la obtención de los parámetros instantáneos de una señal FHSS.

El algoritmo propuesto será entonces la solución para el bloque de obtención de parámetros instantáneos (bOPI), representado en la Fig. 6. Para la implementación del algoritmo se precisa solo dos muestras continuas de la señal a intervalos fijos. La simplicidad de las operaciones matemáticas y la posibilidad de trabajar con punto fijo, permiten implementar la solución en hardware (FPGA-por sus siglas en inglés). El uso de FPGA permite realizar en paralelo las operaciones necesarias. Para la obtención de los valores de la amplitud y frecuencia por este método, no es necesario procesamiento previo con transformadas del tipo FFT o wavelet, las cuales requieren un número de muestras elevadas y emplean tiempo y recursos de hardware considerables para su realización. La matriz $S_i[n]$ a la salida del bloque se describe como:

$$S_i[n] = \begin{bmatrix} n \\ A_i[n] \\ \theta_i[n] \\ f_i[n] \end{bmatrix} \tag{11}$$

Para minimizar los efectos por la influencia del ruido en los valores de las variables, sin afectar considerablemente el tiempo de procesamiento, se pueden procesar los datos obtenidos empleando promedio por ventana deslizante. El promedio con ventana deslizante va procesando k muestras (longitud de la ventana) del vector vX_i con un incremento en las muestras de $i+1$, obteniendo un nuevo vector de igual longitud $vX\mu_j$ con los valores promediados. Las variables $x\mu_j$ con índice j dentro del vector $vX\mu_j$, se calculan empleando las siguientes expresiones (12) y (13) según paridad o no de k:

$$x\mu_j = \frac{1}{k}\sum_{i=j-|k/2|}^{j+|k/2|-1} vX_i \quad \text{Para } k \text{ Par} \tag{12}$$

$$x\mu_j = \frac{1}{k}\sum_{i=j-|k/2|}^{j+|k/2|} vX_i \quad \text{Para } k \text{ Impar} \tag{13}$$

donde vX_i puede ser cualquiera de los vectores con los valores de la magnitudes instantáneas A_i, θ_i o f_i. Aplicar promedio implica, que además de las dos muestra necesarias para el

cálculos de los valores instantáneos, el resultado tenga un retardo o demora d igual a $|k/2|$, para k impar o $|k/2|-1$, para k par. El retardo total estará dado entonces por $(2+d)*Ts$, siendo Ts el periodo de muestreo.

DISCUSIÓN DE LOS RESULTADOS

Para la validación del algoritmo y analizar los resultados, se conformó un experimento en MATLAB como se muestra en la Fig. 8. El transmisor genera una señal de FHSS con saltos en 6 frecuencias portadoras 50, 33.33, 25, 20, 16.66, 14.28Hz. La selección de frecuencia tan baja se realizó para que visualmente se pudiera ilustrar mediante la figura el fenómeno analizado. El cálculo es factible independientemente del valor de frecuencia, el límite solo está en el hardware que se disponga para la implementación. Además, aporta los valores ideales de las magnitudes instantáneas de la señal generada. Estos valores son empleados por el sistema para evaluar la precisión de los resultados.

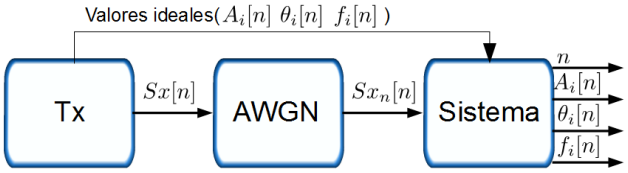


Figura 8. Esquema en bloque del experimento.

El sistema de la Fig. 8 lo forma en esencia el algoritmo propuesto en la Fig. 7, el cual obtiene el conjunto de parámetros instantáneos referido en la expresión (11) a partir del procesamiento de $Sx_n[n]$, señal FHSS generada por el transmisor ($Sx[n]$) y mezclada con ruido aditivo gaussiano. Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 9. En orden descendente (de la gráfica superior a la inferior), tenemos: La señal de FHSS, la amplitud instantánea, la fase instantánea, la frecuencia instantánea. En la gráfica de la señal de FHSS se marcaron 5 puntos en momentos distintos, los tres primeros, de izquierda a derecha, donde la amplitud de la señal era 0, -1 y 1 para ver el valor que los parámetros instantáneos toman para el mismo índice de muestra, los otros dos para determinar según la amplitud instantánea el inicio y el final del salto.

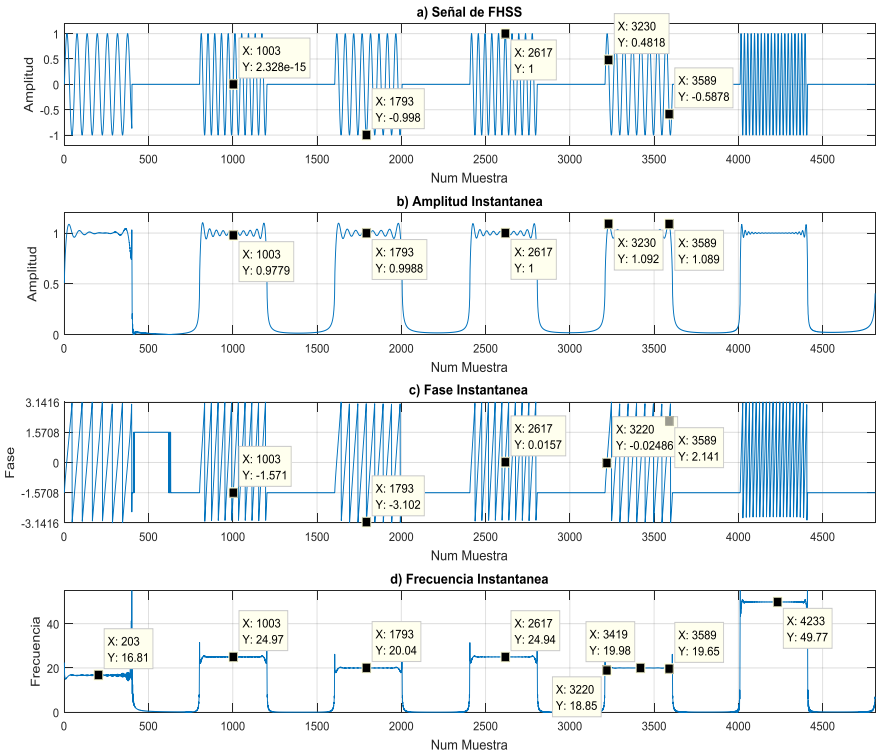


Figura 9. Señal de FHSS a) y sus parámetros instantáneos de amplitud b), Fase c) y Frecuencia d).

Amplitud instantánea A_i (Fig. 9b). Representa la envolvente de la señal de FHSS, esto permite emplearla como detector de energía para detectar la presencia de la señal. Teniendo en cuenta las características de la mayoría de las señales de FHSS, las cuales tienen un tiempo entre saltos definido, con este parámetro se puede estimar la duración de salto y el tiempo entre salto. Otra de las utilidades es que nos indica cuales de las muestras corresponden con señal útil, válida para el análisis de la fase y frecuencia instantáneas. En la Fig. 6 se determina, por ejemplo, que los valores entre la muestra 3230 y la muestra 3589 representan un segmento de la señal de FHSS donde la amplitud fue máxima.

Fase instantánea θ_i (Fig. 9c). Aunque el cálculo de este parámetro sea necesario como paso previo para determinar la frecuencia instantánea, desde el punto de vista analítico los valores de fase instantánea permiten identificar los cambios por modulaciones de fase dentro de la portadora de FHSS. En el caso de la figura la portadora no está modulada, sin embargo se puede determinar sin tener la señal analógica los cruces por cero, representados por los valores de fase $\pi/2$ y $-\pi/2$, cuando el cruce es del semi-ciclo negativo al positivo el valor es de $-\pi/2$(-1,5707). Si el cruce por 0 es cuando el semi-ciclo de la señal va del positivo al negativo el valor de la fase será de $\pi/2$(1,5707). Si se realiza un análisis estadístico del comportamiento de la fase instantánea se puede determinar a partir de la magnitud de la dispersión sobre la mediana, si estamos en presencia de señal más ruido o solo ruido gaussiano, pudiendo emplear este análisis para determinar el umbral de decisión en la detección.

Frecuencia instantánea f_i (Fig. 9d). En la figura se muestra como se determina, con un error máximo de 0.19 Hz, la frecuencia de la portadora de FHSS. Al inicio y al final de la portadora, en los momentos que la amplitud de la señal va de 0 a máximo o de máximo a 0, los valores de frecuencia instantáneas fluctúan. Existen varias formas de evitar que estos errores afecten nuestra medición, entre los más triviales están el filtrado de los valores de f_i obtenidos, como si fuera una señal recibida y la eliminación de los valores al inicio y al final de la portadora a partir de que conocemos estos momentos mediante la amplitud instantánea. Uno de los requerimientos para el cálculo de la frecuencia instantánea es que la relación señal ruido debe ser mayor de 15 dB, producto a los errores provocados por la influencia de la variación de la fase del ruido presente.

Desempeño frente a ruido AWGN**.**

La representación visual de los efectos en los valores instantáneos calculados a partir de señal más ruido AWGN se muestran en la Fig. 10. Las gráficas de la izquierda, son los valores instantáneos calculados e ideal de amplitud a), fase c) y frecuencia e). Las gráficas de la derecha, son los valores instantáneos promediados según (12), amplitud b), fase d) y frecuencia f), empleando ventana deslizante con $k = 20$.

El promediado de la amplitud instantánea permite eliminar las fluctuaciones introducida por el ruido gaussiano como se muestra en la Fig. 10 b). Los valores numéricos resultantes pueden ser procesados, no solo para medir la magnitud de la señal, sino para detectar la presencia y caracterizar su comportamiento temporal. La frecuencia por el contrario es más afectada por el ruido, esto se debe a las variaciones introducidas en las componentes en fase y en cuadratura empleadas para el cálculo.

La influencia del ruido (AWGN –por sus siglas en ingles) en los errores de los cálculos se muestran en la Fig. 11. La figura representa las curvas de los errores de amplitud (línea azul con círculos) y los errores de frecuencia instantánea calculados para diferentes relaciones frecuencia de muestreo/frecuencia fs / fy de la señal. Los valores se normalizaron, buscando relacionar la magnitud del error con el valor real. Ejemplo, un error de amplitud de 10% significa que, si la señal tiene amplitud 1, el valor del error es de 0.1 (el 10% de 1).

El error de amplitud de 10% se obtiene aproximadamente con SNR cercana a 0 dB. Si la amplitud se emplea para la detección de energía, es posible lograr altas probabilidades de detección con SNR mayores de -5 dB. Como el cálculo de la frecuencia instantánea es afectado de forma significativa por relaciones señal ruido SNR bajas, el error de frecuencia se eleva. Además de la SNR, el error de frecuencia depende de la diferencia entre la frecuencia de muestreo y la señal. Si la señal a procesar tiene una frecuencia alta, cercana a la mitad de la frecuencia de muestreo, los errores mínimos se obtienen a SNR menores. Si la frecuencia es más baja, valores de fs / fy más altos, se incrementa el SNR necesario para minimizar los errores. Con SNR bajas no se recomienda este método para estimar parámetros relacionados con la frecuencia.

CONCLUSIONES

Disponiendo de las componentes en fase y en cuadratura discreta I[n] y Q[n] de una señal desconocida podemos calcular los valores instantáneos de las magnitudes básicas de esta señal. Para el cálculo de los valores instantáneos solo se requieren dos muestras consecutivas de la señal y un número reducido de operaciones matemáticas, permitiendo que este método pueda ser implementado para la detección y clasificación de señales, así como la medición de espectro en tiempo real. Mediante el análisis de los valores instantáneos de la amplitud, fase y frecuencia para una misma muestra de la señal, logrado por el algoritmo propuesto, se puede realizar de forma integrada la detección, identificación y estimación de parámetros de una señal FHSS. El algoritmo logra un balance entre los requerimientos del sistema, la complejidad en su implementación, su realización en tiempo real. Además permite realizar tanto la detección, identificación y estimación de parámetros de señales de FHSS con el empleo de bajos recursos de hardware. Las ventajas de esta técnica la hacen una opción factible para aplicaciones en radio cognitivo.

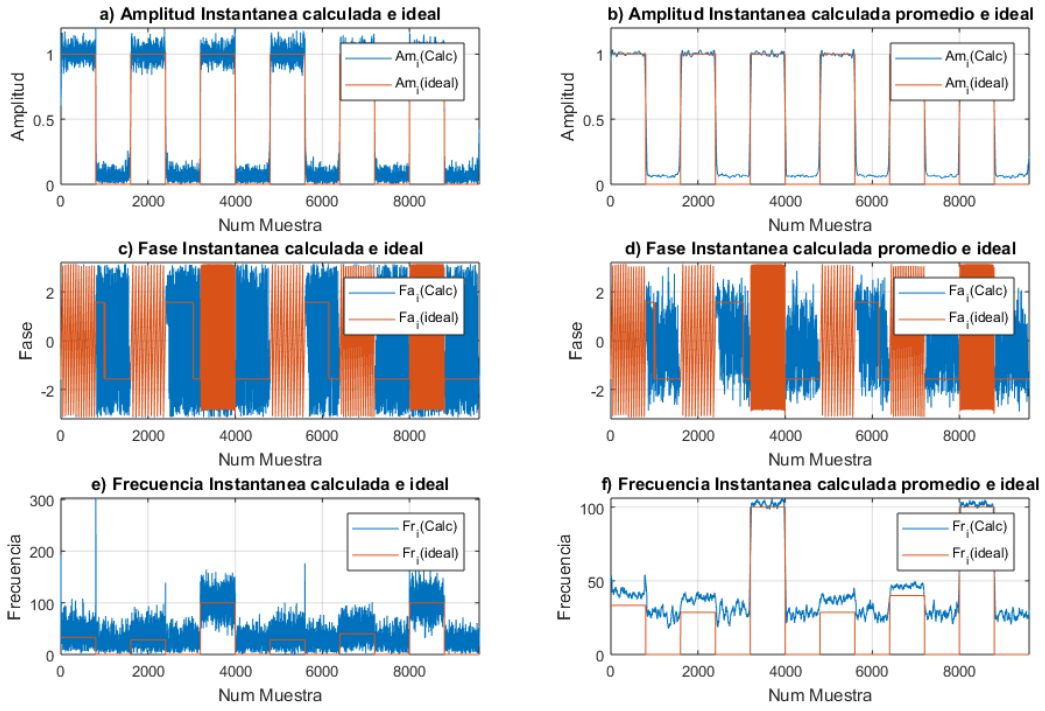


Figura 10. Valores instantáneos calculados y promediados a partir de señal más ruido AWGN (SNR= 20db).

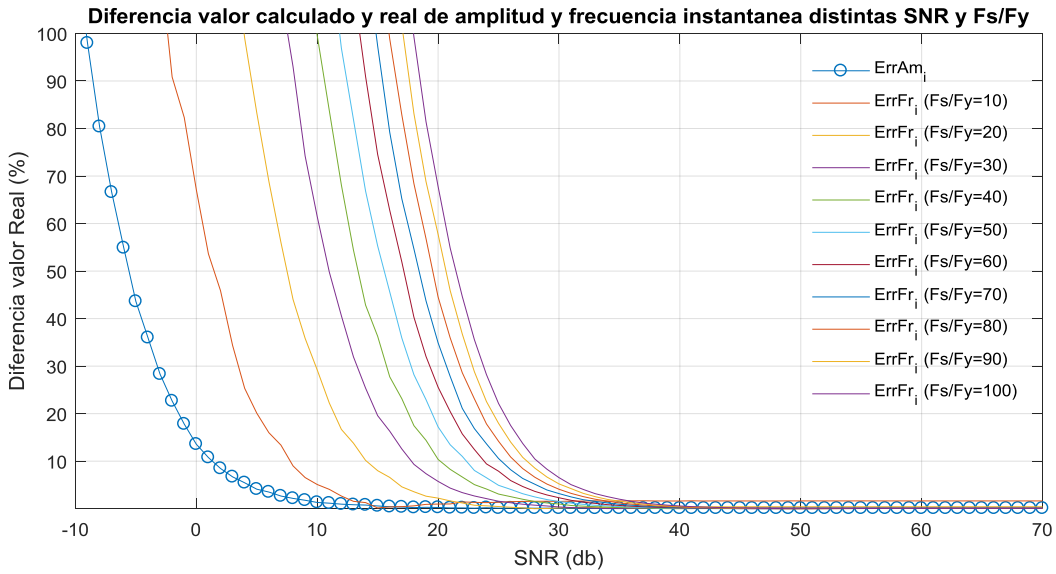


Figura 11. Magnitud de los errores normalizados en por ciento respecto al valor real de amplitud y frecuencia en relación con la SNR. Amplitud instantánea (línea azul con círculos) y frecuencia instantánea para diferentes relaciones fs/fy.

REFERENCIAS

[1] L. Xiao, *Anti-Jamming Transmissions in Cognitive Radio Networks*. Springer International Publishing, 2015.

[2] Z. Zhu and A. K. Nandi, *Automatic Modulation Classification: Principles, Algorithms and Applications*. Wiley, 2015.

[3] G. E. Corazza and R. Pedone, "Maximum likelihood post detection integration methods for spread spectrum systems," in *2003 IEEE Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003.*, 2003, vol. 1, pp. 227-232 vol.1.

[4] J. Bao and L. Ji, "Frequency Hopping Sequences With Optimal Partial Hamming Correlation," *IEEE Transactions on Information Theory,* vol. 62, pp. 3768-3783, June 2016 2016.

[5] V. M. Patil and S. R. Patil, "A survey on spectrum sensing algorithms for cognitive radio," in *2016 International Conference on Advances in Human Machine Interaction (HMI)*, 2016, pp. 1-5.

[6] S. Luo and L. Luo, "Detection of an Unknown Frequency Hopping Signal Based on Image Features," in *2009 2nd International Congress on Image and Signal Processing*, 2009, pp. 1-4.

[7] M. Song and S. Wigginton, "Frequency hopping pattern detection in wireless ad hoc networks," in *International Conference on Information Technology: Coding and Computing (ITCC'05) - Volume II*, 2005, vol. 2, pp. 633-638 Vol. 2.

[8] J. Weber, K. Kowalske, C. Robertson, F. Kragh, and C. Brown, "Detection of Frequency-Hopped Waveforms Embedded in Interference Waveforms with Noise," in *2007 IEEE International Conference on Communications*, 2007, pp. 2973-2978.

[9] D. Torrieri, *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*, Third Edition ed. Springer International Publishing, 2015.

[10] J. Joo, J. Won, C. Lee, S. Park, and K. Lee, "Detection of an Unknown FH Signal Using Scanning Receiver and DF Receiver in Practical Environments," in *2007 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2007, pp. 1226-1230.

[11] H. Luan and H. Jiang, "Blind Detection of Frequency Hopping Signal Using Time-Frequency Analysis," in *2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, 2010, pp. 1-4.

[12] F. Javed and A. Mahmood, "The use of time frequency analysis for spectrum sensing in cognitive radios," in *2010 4th International Conference on Signal Processing and Communication Systems*, 2010, pp. 1-7.

[13] S. Atapattu, C. Tellambura, and H. Jiang, *Energy Detection for Spectrum Sensing in Cognitive Radio*. Springer New York, 2014.

[14] K. S. Thyagarajan, *Introduction to Digital Signal Processing Using MATLAB with Application to Digital Communications*. Springer International Publishing, 2018.

[15] B. Rimoldi, *Principles of Digital Communication: A Top-Down Approach*. Cambridge University Press, 2016.

[16] I. E. Ortatatli *et al.*, "Real-time instantaneous radar frequency measurement for pulse on pulse condition," in *2017 25th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 2017, pp. 1-4.

[17] B. G. M. d. O. M. T. de Melo, Ignacio Llamas-Garro and Moises Espinosa-Espinosa, "Interferometer Instantaneous Frequency Identifier," *InTech,* 2013. Radio Frequency Identification from System to Applications

[18] A. Hajj-Ahmad, M. Wu, and R. Garg, "Instantaneous frequency estimation and localization for ENF signals," 2013 2013.

[19] J. Lerga, "Overview of Signal Instantaneous Frequency Estimation Methods," 2012 2012.

[20] Z. W. Norden E. Huang, Steven R. Long, Kenneth C. Arnold, Xianyao Chen, Karin Blank, "On instantaneous frequency," *Advances in Adaptive Data Analysis,* vol. 1, no. 2, 2009.

[21] J. Morón, *Señales y Sistemas*. Universidad Rafael Urdaneta, 2011.

[22] T. S. ElAli, *Discrete Systems and Digital Signal Processing with MATLAB*, Second Edition ed. CRC Press, 2016.

[23] B. R. N. RK Niranjan, "FPGA Based Implementation of Pulse Parameters Measurement," *Science and Information Conference* 2014.

[24] K. Myburgh, "The Design and Development of a Co-pulse IFM Receiver," Tesis Maestría, Department Electrical and Electronic Engineering, Stellenbosch University, 2015.

[25] D. N. Roman Korkikian, Guilherme Ozari de Almeida, Rodrigo Portella do Canto, "Practical Instantaneous Frequency Analysis Experiments," *Springer-Verlag Berlin Heidelberg* 2014.

[26] A. F. Q. Manrique, "Análisis tiempo-frecuencia por métodos no paramétricos orientado a la detección de patologías en bioseñales," Universidad Nacional de Colombia, 2009.

[27] Z. Ke, "Implementación de un demodulador de radio FM definido por Software," Tesis Grado, Escuela Politécnica Superior de GANDIA, UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA, 2016.

[28] V. N. Katsikis, V. N. Katsikis, Ed. *MATLAB –A Fundamental Tool For Scientific Computing and Engineering Applications –Volume 1*. InTech, 2012.