

“DISEÑO, SIMULACIÓN, E IMPLEMENTACIÓN DE LA SINCRONIZACIÓN DE LA PORTADORA Y DE LA TRAMA EN SISTEMAS OFDM”

Eduardo Luis Chancay Rojas
Carlos Alberto Chonillo Ramírez
PhD. Boris Ramos

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación
Escuela Superior Politécnica del Litoral

Campus Gustavo Galindo Km 30.5, vía Perimetral, Apartado 09-01-5863, Guayaquil, Ecuador
echancay@fiec.espol.edu.ec, cchonill@fiec.espol.edu.ec

Resumen

En el presente artículo detallamos la implementación de algoritmos para la sincronización de la portadora y de la trama en un sistema de comunicación inalámbrica, utilizando LabVIEW y los módulos NI-USRP. El esquema de modulación utilizado es OFDM, con QPSK como modulación de banda base. Los algoritmos implementados se derivan del método de Schmidl & Cox (SCA). Mostramos y comparamos el desempeño de cada uno de ellos en un canal Rayleigh, a través de gráficas de BER vs SNR y BER vs Freq. Offset. La diferencia entre los métodos de sincronización implementados radica en su precisión en la detección de trama para valores bajos de SNR. En cuanto a la corrección de frecuencia portadora, los algoritmos tienen comportamientos similares debido a que todos utilizan el algoritmo de Moose en esta etapa.

Palabras Claves: OFDM, SCA, NI-USRP

Abstract

In this article we implement frame and carrier frequency synchronization algorithms for wireless communication systems, using LabVIEW and NI-USRP modules. We use OFDM modulation scheme and QPSK baseband modulation. Implemented algorithms are based on Schmidl & Cox's method. Development of these algorithms over a Rayleigh channel is shown and compared through BER vs SNR and BER vs Freq. Offset plots. The difference between the implemented synchronization methods is their frame detection accuracy for low SNR values. There's no difference in carrier frequency offset correction because all methods use Moose algorithm in this step.

Keywords: OFDM, SCA, NI-USRP

1. Introducción

Existe un factor a tener en cuenta, que es el ancho de banda. Este es un recurso limitado que está regulado por entidades gubernamentales; por consiguiente al ser un recurso muy escaso, es también muy costoso por lo cual debemos aprovechar el espectro disponible de manera eficiente.

Nosotros desarrollaremos un sistema de comunicación inalámbrico basado en la técnica de modulación de múltiples portadoras (OFDM); con especial énfasis en el análisis e implementación de algoritmos de sincronización de trama y corrección de desplazamiento de frecuencia.

Simularemos el canal inalámbrico utilizando módulos NI-USRP 2920 para la transmisión y recepción de la señal, que pretende mejorar la eficiencia del sistema de comunicación OFDM. El esquema general de transmisión y recepción con múltiples portadoras esta implementado sobre la plataforma de programación LabVIEW, utilizando los bloques *OFDM_sync.vi*, *frame_detect.vi* y *Moose.vi*, tomados de [9].

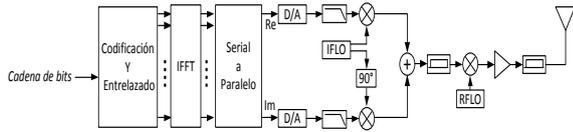


Figura 1. Diagrama de bloques del transmisor OFDM

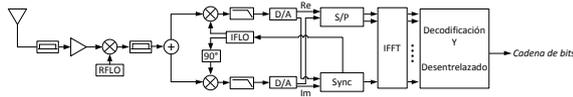


Figura 2. Diagrama de bloques del receptor OFDM

2. Métricas de Sincronización Propuestas

Para demostración de los comportamientos de una comunicación inalámbrica OFDM, se implementó tres algoritmos bajos distintos canales emulados, donde se puede apreciar los efectos de interferencia que puede sufrir una señal en su trayecto.

Los tres algoritmos tendrán como base el algoritmo implementado por Schmidl and Cox [1,2].

2.1 Método de la ventana deslizante

También conocido como Método del Promedio. Aquí se propone un método diferente de estimar el comienzo de trama [3]. El momento de la métrica se cambia a:

$$M_1(d) = \frac{1}{N_g + 1} \sum_{k=-N_g}^0 M_f(d + k) \quad (1)$$

Promediando sobre $(N_g + 1)$ la métrica $M_f(d)$, que viene dada por

$$M_f(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R_f(d))^2} \quad (2)$$

Donde

$$R_f(d) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N_c-1} |y_{d+k}|^2 \quad (3)$$

utiliza todas las muestras de más de un periodo de símbolo para calcular la energía media del símbolo.

Una vez más el problema que se produce en los canales de tiempo-dispersivos es que podría haber un mala estimación del inicio de trama que se traduce en ISI, debido a la suposición de una un intervalo máximo con $(N_g + 1)$ valores.

El SCA mejorado con este método será el primer algoritmo de sincronización que implementaremos en el presente proyecto.

2.2 Método Variante de Schmidl y Cox

Esta variante del Algoritmo de Schmidl y Cox fue propuesta por Ch. Nanda Kishore y V. Umapathi Reddy [4]. Este será el segundo algoritmo de sincronización a implementarse en el presente paper.

Consideremos la posibilidad de un símbolo OFDM precedido por un CP. Las dos mitades de este símbolo son idénticas (en el dominio del tiempo) por la carga de portadores impares con una secuencia (PN) de pseudo ruido. Si la longitud de CP es al menos tan grande como la de la respuesta de impulso de canal, a continuación, las dos mitades del símbolo siguen siendo idénticas a la salida del canal, a excepción de una diferencia de fase entre ellos debido a la frecuencia portadora desplazada. Teniendo en cuenta este símbolo como un preámbulo, y se obtiene desde el modo de preámbulo WMAN-OFDM, donde se especifica la secuencia PN cargado a priori, proponemos las siguientes mediciones de temporización para la sincronización de trama:

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{R^2(d)} \quad (4)$$

donde $P(d)$ y $R(d)$ están dadas por

$$P(d) = \sum_{i=0}^{M-1} [r(d+i)a(i)]^* [r(d+i+M)a(i)] \quad (5)$$

$$R(d) = \sum_{i=0}^{M-1} |r(d+i+M)|^2 \quad (6)$$

El superíndice "*" indica la conjugada compleja, donde N indica la longitud del símbolo, son las muestras en banda de base equivalente de la señal recibida, y d es un índice de muestra de la primera muestra en una ventana de muestras. La función da una estimación de las muestras del INM de energía de la señal recibida. Las muestras para son las muestras transmitidas en el dominio de tiempo en la primera mitad del preámbulo la cual se asume es conocida por el receptor. Se debe tener en cuenta que la métrica es diferente, y la diferencia está en el término numerador, que utiliza muestras de dominio de tiempo.

Las muestras de la señal recibida (precedida por CP) son:

$$r(n) = e^{j\left|\frac{2\pi en}{N} + \theta_0\right|} X a((n-L) \bmod M), \quad (7)$$

$$n = 0, 1, \dots, 2M + L - 1$$

El producto obtenido multiplicando el conjugado de la primera mitad de una muestra de con la muestra correspondiente a partir de la segunda mitad del símbolo recibido tendrá una fase Considere el caso donde corresponde a una muestra en el intervalo que consistente de CP y del límite izquierdo del preámbulo. Sin pérdida de generalidad, dado que la denota el índice muestra medida con respecto al límite izquierdo de la CP. Es decir, implica que la ventana de muestras comienza en el límite izquierdo de la CP. Entonces, para, se puede expresar como

$$P(d) = e^{j\theta} \sum_{i=0}^{M-1} a^*((d+i-L) \bmod M) X a((d+i+M-L) \bmod M) |a(i)|^2 \quad (8)$$

Lo cual simplificamos a

$$P(d) = e^{j\theta} \sum_{i=0}^{M-1} |a((d+i-L) \bmod M)|^2 |a(i)|^2 \quad (9)$$

$$= e^{j\theta} G(d-L)$$

donde G(τ) denota la auto-correlación cíclica de la secuencia $|a(i)|^2$ de para retraso. Puesto que G(τ) tiene un pico a $\tau = 0$, la magnitud de P(d) alcanza el valor máximo cuando $d = L$, para $0 \leq d \leq L$, R(d) viene dada por

$$R(d) = \sum_{i=0}^{M-1} |a((d+i+M-L) \bmod M)|^2 \quad (10)$$

$$= \sum_{i=0}^{M-1} |a(i)|^2$$

La métrica alcanzará un valor máximo cuando el límite izquierdo de la ventana se alinee con el límite izquierdo del preámbulo. El valor relativo de este pico en comparación con los demás depende de la naturaleza de la auto-correlación La función es normalizada con respecto a su valor de pico G(0), para el caso cuando las muestras se generan mediante la carga de sub-portadoras pares del preámbulo con una secuencia PN (en el dominio de la frecuencia) como se especifica para OFDM. La forma de la gráfica de auto-correlación sugiere que la métrica propuesta producirá un pico agudo en el límite del símbolo correcto.

3. Canales Multitrayecto

La propagación multitrayecto se refiere al hecho de que múltiples versiones de la señal transmitida llegan a la antena receptora desplazadas una respecto de otra en términos de tiempo y de orientación espacial. Las fases aleatorias y las amplitudes de las diferentes componentes causan fluctuaciones en la intensidad de la señal, introduciendo desvanecimientos de peque pequeña escala, distorsión de señal o ambas.

Desvanecimientos basados en dispersión temporal multitrayecto.

Desvanecimiento Plano [5]:

$$Bs \ll Bc \quad y \quad \sigma T \ll Ts$$

Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia:

$$Bs > Bc \quad y \quad \sigma T > Ts$$

En la práctica se utiliza la condición $\sigma t > 0.1Ts$ [5].

3.1 Canal ISI

El canal ISI es un canal multitrayecto que genera interferencia intersimbólica. Este canal viene implementado en el sistema. Para utilizarlo es necesario insertar una respuesta del canal (channel estimate) en el transmisor. Esta respuesta del canal es un arreglo de valores complejos de los que se obtienen los pulsos que crean el ambiente multitrayecto.

$$h(t) = \sum_{p=1}^N a_p e^{j\varphi_p} \delta(t - \tau_p) \quad (11)$$

La ecuación (9) nos muestra cómo se crean los pulsos a partir de los valores complejos. La magnitud del valor complejo a_p corresponde a la amplitud de cada pulso, y la fase φ_p corresponde a la fase de cada pulso. La separación entre los pulsos (retardo) es uniforme.

3.2 Canal Rayleigh

La distribución Rayleigh se utiliza para describir estadísticamente la naturaleza variable en el tiempo de la envolvente de una señal con desvanecimiento plano o la envolvente de las componentes multitrayecto individuales. La envolvente de la suma de dos señales gaussianas en cuadratura obedece a esta distribución [5].

Si X e Y son dos variables aleatorias independientes con media 0 y varianza σ^2 , entonces la variable definida como R tiene distribución Rayleigh [8]:

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (12)$$

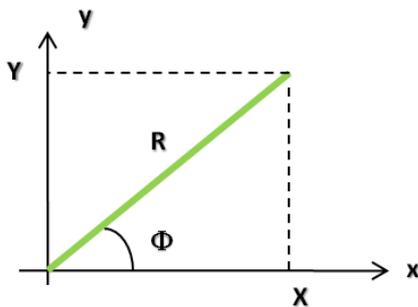


Figura 3. Variable Aleatoria Rayleigh

Para hallar su FDP se introduce un ángulo aleatorio Φ y se comienza con la relación de FDP conjunta [31]:

$$P_{R\Phi}(r, \varphi) |drd\varphi| = P_{XY}(x, y) |dxdy| \quad (13)$$

Donde la magnitud y fase pueden ser expresadas de la siguiente forma:

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (14)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \quad (15)$$

donde

$$dxdy = r dr d\varphi \quad (16)$$

Dado lo anterior la función de probabilidad y su función densidad se expresan de la forma siguiente:

$$P_{XY}(x, y) = p_x(x)p_y(y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(x^2+y^2)}{2\sigma^2}} \quad (17)$$

$$p(r) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (18)$$

La ecuación (19) muestra la relación entre la media de la variable Rayleigh y la desviación estándar de las variables Gaussianas, y la ecuación (20) muestra la relación entre la varianza de la variable Rayleigh y la varianza de las variables Gaussianas. La desviación estándar de las variables Gaussianas se calcula a partir de la potencia de ruido que ingresamos.

$$\mu_{ray} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_{Gauss} \quad (19)$$

$$\sigma_{ray}^2 = \left(\frac{4 - \pi}{2}\right) \sigma_{Gauss}^2 \quad (20)$$

El canal Rayleigh que además del efecto multitrayecto produce un desvanecimiento con distribución Rayleigh a la señal. Para implementar los pulsos que producen el ambiente multitrayecto se utiliza la ecuación (11) tal como en el canal ISI, pero en este caso las amplitudes y retardos de cada pulso vienen dadas por un Perfil de Retardos de Potencia. Para esto se utilizó la Recomendación ITU-R M.1225 [29]. Donde φ_p corresponde a una variable aleatoria uniforme (con valores entre $-\pi$ y π) y a_p se calcula a partir de la siguiente ecuación:

$$a_p = \frac{a_i * f_{v.a.}}{(\sum_{i=1}^N a_i^2)^{1/2}} \quad (21)$$

Donde a_i es la amplitud dada por el Perfil de Retardos de Potencia y $f_{v.a.}$ es la variable aleatoria Rayleigh, por lo que esta sólo afectará la amplitud de los pulsos.

4. Análisis y Resultados

En esta sección analizaremos y compararemos el desempeño de cada uno de los algoritmos de sincronización implementados, utilizando canales AWGN y multitrayecto (Rayleigh), tanto para detección de trama como para corrección del desplazamiento de frecuencia portadora.

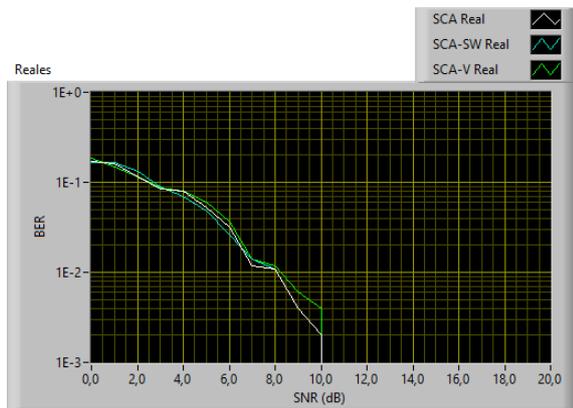


Figura 4. BER vs SNR (AWGN)

En la Figura 4 observamos una comparación del desempeño entre los algoritmos implementados y el SCA original en canal AWGN. Notamos que su comportamiento es muy similar aunque en el intervalo SNR = 4 - 6 dB SCA-SW es el que mejores resultados ofrece. El algoritmo SCA-V ofrece resultados aceptables de todos modos.

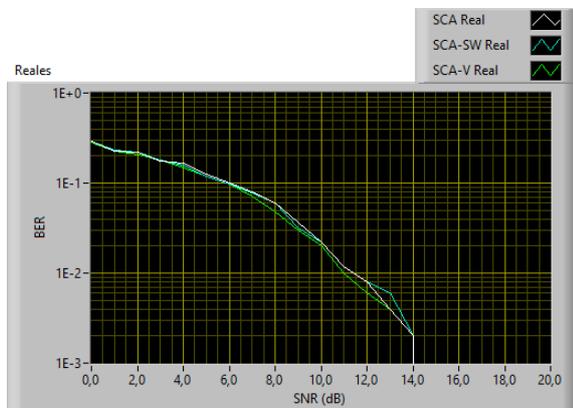


Figura 5. BER vs SNR (Rayleigh)

En la Figura 5 observamos una comparación del desempeño entre los algoritmos implementados y el SCA original en canal Rayleigh. Notamos que nuestros algoritmos tienen un comportamiento casi idéntico al SCA; esto se debe a que ambos algoritmos se basan en este último.

Lo dicho anteriormente no quiere decir que los algoritmos sean igual de precisos. Al tomar los datos reales para construir las gráficas de la **Error! Reference source not found.**, se observó que con el algoritmo SCA-SW se necesitaron más iteraciones que con SCA-V para obtener valores confiables de BER. Se puede decir que SCA-V es más preciso en medios multitrayecto.

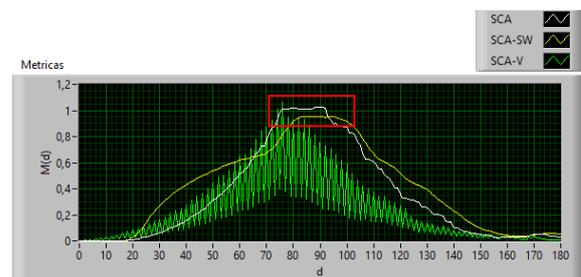


Figura 6. Métricas de Sincronización

En la Figura 6 notamos como el Método de la Ventana Deslizante mejora la métrica del Algoritmo de Schmidl y Cox. Claramente se observa que el intervalo para el que la métrica es máxima (recuadro rojo) disminuye al aplicar este método.

La variante del algoritmo de Schmidl y Cox produce un punto máximo en lugar de un intervalo de métrica máxima. Esto indica que este es el método más preciso de los tres, confirmando lo expuesto en secciones anteriores.

SNR (dB)	MUES TRAS	BER (FALLAS)		
		SCA	SCA-SW	SCA-V
12	5	0.006-0.014 (0)	0.008-0.014 (2)	0.008-0.012 (0)
8	5	0.076-0.086 (1)	0.07-0.086 (3)	0.068-0.076 (0)
4	5	0.162-0.186 (2)	0.18 (4)	0.17-0.186(0)

Tabla 1. Variabilidad de los datos

Los datos de la Tabla 1 **Error! Reference source not found.** fueron obtenidos utilizando canal Rayleigh. Esta tabla nos muestra el intervalo de valores de BER obtenido para el SNR indicado en 5

iteraciones. También se muestra entre paréntesis la cantidad de iteraciones fallidas, notándose claramente que SCA-V es el algoritmo más preciso.

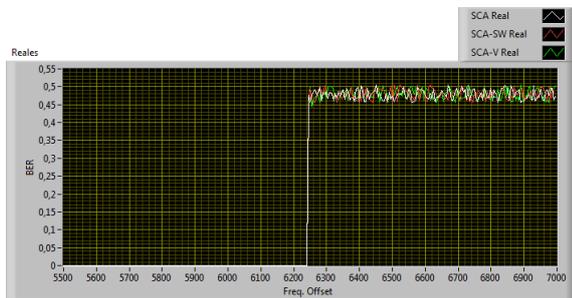


Figura 7. BER vs Frequency Offset (AWGN)

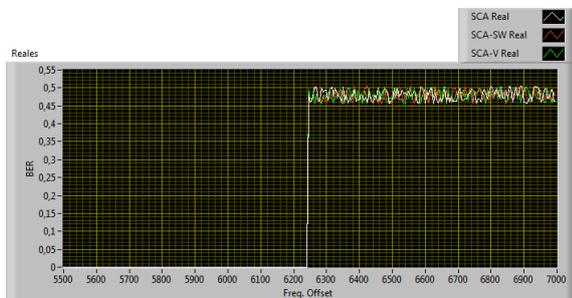


Figura 8. BER vs Frequency Offset (Rayleigh)

En las Figuras 7 y 8 observamos una comparación de la capacidad de corrección de desplazamientos de frecuencia entre los algoritmos implementados y el SCA original. Notamos que el comportamiento de los algoritmos es idéntico, tanto en canal AWGN como en canal Rayleigh. Esto se debe a que todos utilizan el algoritmo de Moose en la etapa de corrección del desplazamiento de frecuencia.

Notamos que existe un punto de ruptura (6245 Hz en ambos canales) en el que los algoritmos ya no son capaces de corregir el desplazamiento de frecuencia.

La disminución del SNR deseado (aumento de la potencia de ruido) puede causar más imprecisión de los algoritmos conforme aumenta el desplazamiento de frecuencia, pero el punto de ruptura seguirá siendo el mismo. Esto se da tanto en canal AWGN como en canal Rayleigh. En ambos casos se consideró que el punto de ruptura del algoritmo se da cuando más de la mitad de las iteraciones realizadas en este son fallidas ($BER \geq 0.5$).

5. Conclusiones

Se comprobó que mientras menor es el intervalo de valores máximos de la métrica de sincronización, más preciso será el algoritmo, considerando que la métrica de SCA-V solo posee un máximo y este algoritmo demostró ser el algoritmo más preciso. Aunque se obtuvieron valores de BER parecidos con ambos algoritmos, SCA-V presentó menos fallas al disminuir el SNR.

Es importante la corrección del desplazamiento de frecuencias, dado que sin esta etapa los algoritmos fracasarán en medios que provoquen este efecto, pues se obtendrían valores de BER altos a pesar de que los algoritmos realicen una correcta detección de trama.

Se utilizaron con éxito los módulos NI-USRP 2920 para las pruebas y comparaciones realizadas en la sección 4, logrando mostrar el funcionamiento de los algoritmos de sincronización en un SDR.

6. Referencias

- [1] T.M. Schmidl and D.C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Transactions on Communications, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, December 1995.
- [2] T.M. Schmidl and D.C. Cox, Timing and Frequency Synchronization of OFDM Signals. United States Patent Nr. 5,732,113, March 24, 1998.
- [3] H. Zinn, M. Zeng and V.K. Bhargava, "On timing offset estimation for OFDM systems," IEEE Communications Letters, vol. 4, no. 7, pp. 242-244, July 2000.
- [4] Ch. Nanda Kishore and V Umaphathi Reddy, A Frame Synchronization and Frequency Offset Estimation Algorithm for OFDM System and its Analysis, pp 1- 16, Enero 19, 2006.
- [5] René Játiva Espinoza, Modelos de Radio-Propagación Multitrayecto y Desvanecimientos de Pequeña Escala, USFQ, Quito, Ecuador, pp. 3, 17, 22, 26, 32, 21/03/2007.
- [6] Recommendation ITU-R M.1225, Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000, pp. 28, 1997.
- [7] P. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Transactions on Communications, vol. 42, pp. 2908-2914, 1994.

- [8] Mariangela Mezoa, Laboratorio Digital Interactivo, Cap. 8: Detección no coherente para modulaciones OOK y FSK, <http://cnx.org/content/m36884/latest/?collection=coll1274/latest>, fecha de consulta 03/12/2013.
- [9] Robert W Heath Jr. PhD., Digital Wireless Communications: Physical Layer Exploration Lab using the NI USRP Platform, Lab 7: pp 115 -129, 2012.