



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

**ADAPTACIÓN DEL ALGORITMO DE SCHMIDL & COX A
SISTEMAS DE PORTADORA ÚNICA Y COMPARACIÓN DE SU
DESEMPEÑO FRENTE A OTROS ALGORITMOS DE
SINCRONIZACIÓN EN DIFERENTES CANALES
INALÁMBRICOS**

**EXAMEN COMPLEXIVO, COMPONENTE PRÁCTICO
INFORME DE PROYECTO**

Previo a la obtención del Título de:

MAGÍSTER EN TELECOMUNICACIONES

Presentado por:

CARLOS ALBERTO CHONILLO RAMÍREZ

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO 2016

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios. A mis padres por haberme enseñado a ser perseverante en todo lo que hago. A mis hermanos por su constante apoyo.

DEDICATORIA

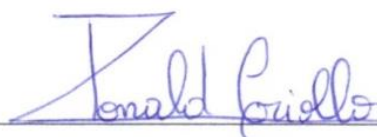
Con la bendición de Dios dedico este proyecto a mi familia.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



Ph.D. Francisco Novillo

EVALUADOR



Msig. Ronald Criollo

EVALUADOR

DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad del contenido de este Informe de Proyecto, me corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual del mismo, a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL”.

Art. 12 del Reglamento de Graduación.



Carlos Chonillo Ramírez

C.I.: 0915844815

RESUMEN

El presente trabajo está enfocado en la sincronización de trama en sistemas de una sola portadora, analizando el desempeño del algoritmo de Schmidl & Cox frente a otros algoritmos de sincronización.

Se realizará el análisis comparativo mediante la transmisión de texto a través de distintos canales inalámbricos, tanto interiores como exteriores, utilizando diferentes esquemas de modulación como son: $\pi/4$ QPSK, 16 QAM y 64 QAM.

Además de utilizarán distintas secuencias de entrenamiento tales como Frank, Willard y Gold. El ambiente inalámbrico se representa utilizando el software LabVIEW y los módulos NI-USRP.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS	I
DEDICATORIA	II
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN	III
DECLARACIÓN EXPRESA	IV
CONTENIDO	vi
ABREVIATURAS	viii
LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE TABLAS	xi
INTRODUCCIÓN	1
1. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA	2
1.1 Transmisor	2
1.2 Receptor	3
2. MODULACIÓN DIGITAL	5
2.1 Esquema de Modulación $\pi/4$ QPSK	5
2.2. Esquema de Modulación 16 QAM	7
2.3. Esquema de Modulación 64 QAM	8
3. SINCRONIZACIÓN DE TRAMA	9
3.1. Algoritmo de Schmidl & Cox	9
3.2. Adaptación del Algoritmo de Schmidl & Cox a sistemas de una sola portadora	11
3.2 Algoritmo Sliding Correlator	12
3.3 Algoritmo de Moose Autorreferenciado	13
4. SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO	13
5. PARÁMETROS Y CANALES A CONFIGURAR	15
5.1 Canales Multipaso	16

5.2 Canal Real	17
5.3 Parámetros a Configurar en el Transmisor	17
5.4 Parámetros a configurar en el Receptor	20
6. RESULTADOS	23
6.1 Análisis de BER vs. SNR variando el esquema de modulación y el ambiente (Canal Multipaso)	25
6.2 Análisis de BER vs SNR variando el tamaño de la secuencia de entrenamiento en Canal Real (Ambiente del Laboratorio)	31
6.3 Análisis de Rb vs SNR variando el esquema de modulación y el ambiente (Canal Multipaso)	34
CONCLUSIONES	38
BIBLIOGRAFÍA	39
ANEXO	40

ABREVIATURAS

USRP	Universal Software Radio Peripheral
SNR	Signal to Noise Ratio
BER	Bit Error Rate
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SC	Sliding Correlator
SAC	Schmidl & Cox
SRM	Self Referenced Moose
ISI	Inter-Symbol Interference

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1. Diagrama de bloques del Transmisor.	2
Fig. 2. Diagrama de bloques del Receptor.	3
Fig. 3. Constelación correspondiente a la modulación QPSK [5].	6
Fig. 4. Constelación correspondiente a la modulación $\pi/4$ QPSK [5].	6
Fig. 5. Diagrama de bloques del modulador QAM [5].	7
Fig. 6. Constelación correspondiente a la modulación 16 QAM [5].	8
Fig. 7. Constelación correspondiente a la modulación 64 QAM [6].	8
Fig. 8. a) Trama OFDM compuesta por dos secuencias de entrenamiento (ST), el prefijo cíclico (CP) y los datos. b) Trama de un sistema de portadora única con una sola secuencia de entrenamiento [7].	11
Fig. 9. Parámetros del Canal.	18
Fig. 10. Parámetros de Hardware del Transmisor.	19
Fig. 11. Parámetros de Modulación del Transmisor.	20
Fig. 12. Parámetros de Modulación del Receptor.	21
Fig. 13. Parámetros de Hardware del Receptor.	22
Fig. 14. Constelación y texto transmitidos utilizando modulación 16 QAM y secuencia de entrenamiento Willard de longitud 11.	24
Fig. 15. Constelación y texto recibidos utilizando modulación 16 QAM y secuencia de entrenamiento Willard de longitud 11.	24
Fig. 16. Perfil de Retardos de Potencia del canal Interior A.	25
Fig. 17. BER vs. SNR en canal Interior A.	26
Fig. 18. Perfil de Retardos de Potencia del canal Interior B.	27
Fig. 19. BER vs. SNR en canal Interior B.	27
Fig. 20. Perfil de Retardos de Potencia del canal Exterior A.	28
Fig. 21. BER vs. SNR en canal Exterior A.	29
Fig. 22. Perfil de Retardos de Potencia del canal Exterior B.	30
Fig. 23. BER vs. SNR en canal Exterior B.	30
Fig. 24. Perfil de Retardos de Potencia del canal Real.	31
Fig. 25. BER vs. SNR utilizando secuencia de entrenamiento Willard de tamaños 11 y 7.	32
Fig. 26. BER vs. SNR utilizando secuencia de entrenamiento Gold de tamaños 11 y 7.	33

Fig. 27. BER vs. SNR utilizando secuencia de entrenamiento Frank de tamaño 16.	34
Fig. 28. Rb vs. SNR en canal Interior A.	35
Fig. 29. Rb vs. SNR en canal Interior B.	35
Fig. 30. Rb vs. SNR en canal Exterior A.	36
Fig. 31. Rb vs. SNR en canal Exterior B.	37
Fig. 32. Diagrama de Bloques del Convertidor de Texto a Bits.	40
Fig. 33. Diagrama de Bloques del Convertidor de Bits a Texto.	40
Fig. 34. Diagrama de Bloques del Modulador $\pi/4$ QPSK.	41
Fig. 35. Diagrama de Bloques del Modulador 16 QAM.	41
Fig. 36. Diagrama de Bloques del Modulador 64 QAM.	42
Fig. 37. Diagrama de Bloques del Demodulador $\pi/4$ QPSK.	42
Fig. 38. Diagrama de Bloques del Demodulador 16 QAM.	43
Fig. 39. Diagrama de Bloques del Demodulador 64 QAM.	43
Fig. 40. Diagrama de Bloques del Algoritmo Sliding Correlator.	44
Fig. 41. Diagrama de Bloques del Algoritmo de Schmidl & Cox Primera Parte.	44
Fig. 42. Diagrama de Bloques del Algoritmo de Schmidl & Cox Segunda Parte.	45
Fig. 43. Diagrama de Bloques del Algoritmo de Moose Autorreferenciado Primera Parte.	45
Fig. 44. Diagrama de Bloques del Algoritmo de Moose Autorreferenciado Segunda Parte.	46
Fig. 45. Diagrama de Bloques del Convertidor de Binario a Decimal (Usado en el Modulador).	46
Fig. 46. Diagrama de Bloques del Convertidor de Decimal a Binario (Usado en el Demodulador).	47

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Detalle de las secuencias de entrenamiento de Willard y Gold....	14
Tabla 2. Canales multipaso utilizados para el análisis del funcionamiento del algoritmo [11] y [12].	16
Tabla 3. Representación del ambiente del canal Real.	17

INTRODUCCIÓN

El avance de la tecnología y la globalización han ocasionado que cada vez se maneje una mayor cantidad de información a través de diferentes sistemas de comunicación.

La comunicación inalámbrica no es la excepción, por lo que siempre se busca que se puedan manejar tasas de transmisión cada vez más altas.

Uno de los puntos más importantes a la hora de diseñar un sistema de comunicaciones es la sincronización de transmisor y receptor. Tomando en cuenta que en comunicaciones inalámbricas existen inconvenientes como el efecto multitrayectoria y el efecto Doppler, el algoritmo de sincronización que se utilice debe ser capaz de mitigar dichos efectos [1].

El presente trabajo consiste en adaptar el algoritmo de sincronización de Schmidl & Cox [2], que fue diseñado para sistemas OFDM, a sistemas de portadora única. Se realizará un análisis de su funcionamiento en diferentes ambientes (canales inalámbricos) y se comparará su desempeño frente a otros algoritmos de sincronización, transmitiendo texto como información.

Este análisis se llevará a cabo utilizando los módulos de transmisión y recepción NI-USRP 2920 [1] y la plataforma de programación LabVIEW, creando un entorno conocido como Software Defined Radio (SDR) [3].

1. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

1.1 Transmisor

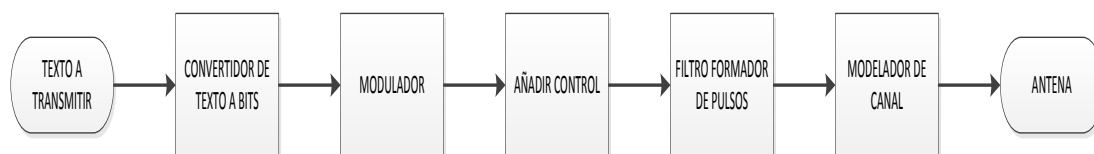


Fig. 1. Diagrama de bloques del Transmisor.

En la figura 1 se muestran las distintas etapas que componen el transmisor, las cuales se describen a continuación:

El convertidor de texto a bits transforma cada caracter a palabra de 8 bits. Esto se logra convirtiendo primero los caracteres a números decimales sin signo, y luego obteniendo la representación binaria de estos números en 8 bits.

El modulador aplica el esquema de modulación deseado a los bits a transmitir, para luego añadir la secuencia de entrenamiento seleccionada en el bloque añadir control.

El filtro formador de pulsos lleva a cabo el muestreo de la señal y el upsampling, el cual consiste en agregar un determinado número de ceros entre las muestras [1].

1.2 Receptor

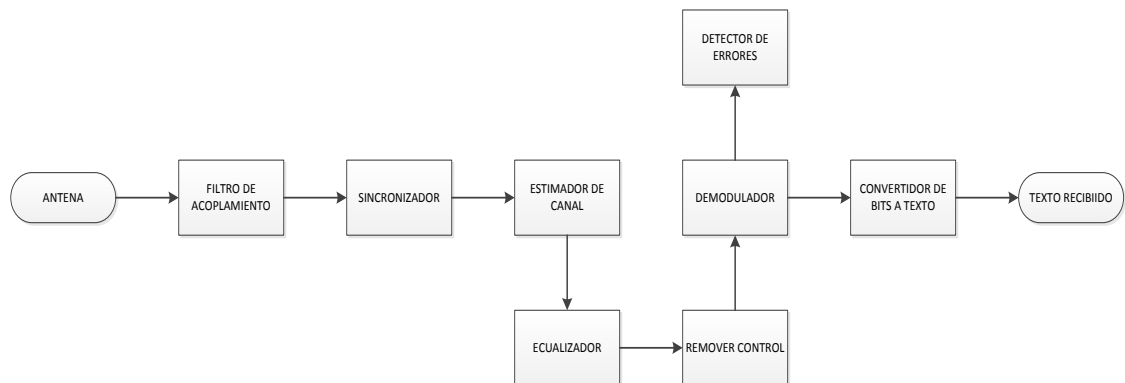


Fig. 2. Diagrama de bloques del Receptor.

En la figura 2 se muestran las distintas etapas que forman el receptor. A continuación se presenta una breve descripción de las mismas:

La señal proveniente del módulo receptor entra al filtro de acoplamiento, en el cual se recupera la señal muestreada y se realiza el downsampling, que consiste en remover los ceros entre muestras agregados en el upsampling.

Luego en el sincronizador se recupera el tiempo de símbolo y se detecta el inicio de la trama y el desplazamiento de frecuencia portadora.

Después se estiman los retardos agregados en el modelador de canal y se ecualiza la señal para corregir los defectos que tenga la señal debido a dichos retardos.

Antes de ingresar al demodulador se quita de la señal recibida la secuencia de entrenamiento. Los bits obtenidos del demodulador ingresan al convertidor de bits a texto, el cual los toma en porciones de 8 y los convierte a decimales sin signo para luego obtener los caracteres correspondientes.

Del bloque de detección de errores se obtiene la Tasa de Error de Bits (BER).

2. MODULACIÓN DIGITAL

Para el desarrollo del presente proyecto se utilizaron tres esquemas de modulación digital, siendo estos: $\pi/4$ QPSK, 16 QAM Y 64 QAM. A continuación se presenta una breve explicación de cada uno de ellos.

2.1 Esquema de Modulación $\pi/4$ QPSK

La modulación QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) consiste en transmitir dos bits en una de cuatro posibles sinusoidales (portadoras) [4], según la siguiente ecuación:

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_c t + \theta] \quad (1)$$

Donde E es la energía de cada símbolo (par de bits), T su periodo ($0 \leq t \leq T$), f_c es la frecuencia portadora y θ la fase de cada portadora, la cual debe ser igual a $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ y $7\pi/4$ respectivamente, tal como se muestra en la figura 3.

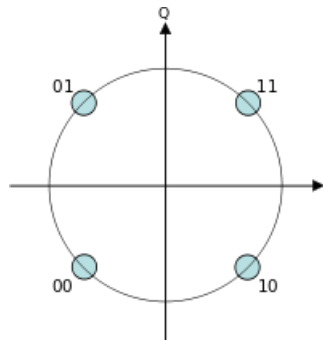


Fig. 3. Constelación correspondiente a la modulación QPSK [5].

El término $\pi/4$ QPSK hace referencia a un desplazamiento adicional de $\pi/4$ radianes para cada portadora, siendo las nuevas fases obtenidas $\pi/2$, π , $3\pi/2$ y 2π , como se muestra en la figura 4.

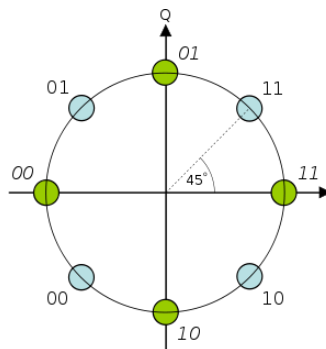


Fig. 4. Constelación correspondiente a la modulación $\pi/4$ QPSK [5].

En la figura 2 los puntos verdes indican la nueva posición de cada símbolo luego de desplazar cada portadora $\pi/4$ radianes (45 grados).

2.2. Esquema de Modulación 16 QAM

La modulación QAM (Quadrature Amplitude Modulation) es una combinación de modulación en amplitud y fase [4], la cual consiste en multiplicar la señal original por dos portadoras desfasadas 90 grados entre si y luego sumar ambas señales resultantes, como se muestra en la figura 5.

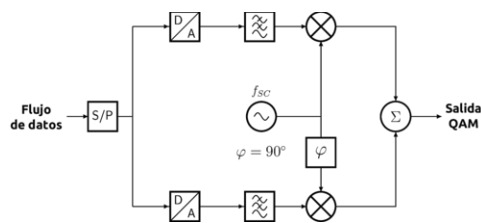


Fig. 5. Diagrama de bloques del modulador QAM [5].

La señal a la salida del modulador estará dada por:

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} a_i \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E}{T}} b_i \sin(2\pi f_c t) \quad (2)$$

Donde a_i y b_i son las amplitudes que componen cada símbolo. En el caso de 16 QAM los bits se toman en grupos de cuatro, obteniéndose $2^4 = 16$ símbolos posibles; es decir que existen cuatro amplitudes posibles por cada componente, siendo estas $a_i, b_i = \pm 1, \pm 3$, tal como se observa en la figura 6.

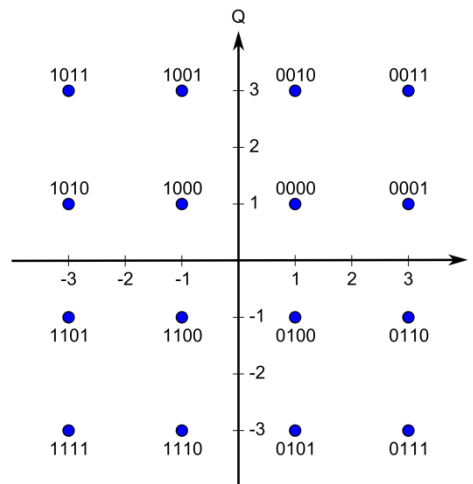


Fig. 6. Constelación correspondiente a la modulación 16 QAM [5].

2.3. Esquema de Modulación 64 QAM

En la modulación 64 QAM los bits se toman en grupos de seis, por lo que existirán $2^6 = 64$ símbolos posibles; esto implica ocho amplitudes posibles por cada componente, siendo estas $a_i, b_i = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$, tal como se muestra en la figura 7.

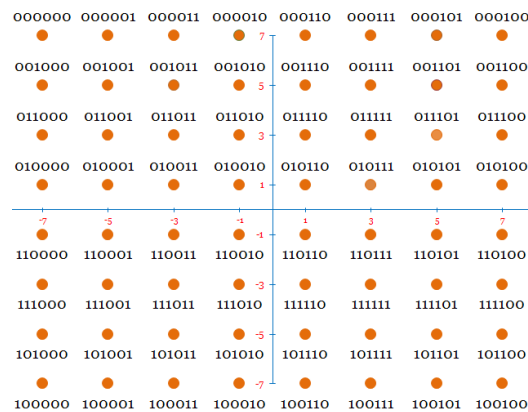


Fig. 7. Constelación correspondiente a la modulación 64 QAM [6].

3. SINCRONIZACIÓN DE TRAMA

La sincronización de trama consiste en cuantificar los retardos producidos por los efectos mencionados anteriormente, para encontrar el inicio de la trama de datos transmitida.

Para ello el transmisor inserta al inicio de la trama una secuencia aleatoria de bits conocida como secuencia de entrenamiento. La secuencia de entrenamiento es la única información conocida tanto por transmisor como receptor, de allí su necesidad para llevar a cabo la sincronización.

En el presente proyecto se comparará el desempeño del algoritmo de Schmidl & Cox adaptado a sistemas de portadora única frente a los algoritmos Sliding Correlator y Moose Autorreferenciado. A continuación se presenta una breve descripción de cada uno de ellos.

3.1. Algoritmo de Schmidl & Cox

Timothy M. Schmidl y Donald C. Cox presentaron un método robusto de sincronización aplicado a sistemas OFDM, en donde aprovechaban una secuencia de entrenamiento muy larga para realizar la búsqueda del inicio de la trama.

El transmisor OFDM inserta dos secuencias de entrenamiento de igual longitud al inicio de la trama. Esto guarda gran similitud con la trama del sistema de portadora única facilitado la adaptación del método.

El método Schmid & Cox consiste en obtener una métrica de sincronización a partir de la correlación de las secuencias de entrenamiento que nos permita encontrar el inicio de la trama de datos [2].

$$P(d) = \sum_{i=0}^{M-1} [r^*(d+i)] * [r(d+i+M)] \quad (3)$$

La ecuación (3) representa la correlación entre símbolos de las secuencias de entrenamiento, siendo estas de tamaño M [2].

$$R(d) = \sum_{i=0}^{M-1} |r(d+i+M)|^2 \quad (4)$$

La ecuación (4) representa la energía de la segunda secuencia de entrenamiento y es utilizada como un control de ganancia.

La métrica de sincronización está dada por [2]:

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{R^2(d)} \quad (5)$$

De donde obtenemos el desplazamiento de trama a través de [2]:

$$\hat{d} = \underset{d}{\operatorname{argmax}} [M(d)] \quad (6)$$

3.2. Adaptación del Algoritmo de Schmidl & Cox a sistemas de una sola portadora

Para adaptar el algoritmo de Schmidl & Cox a sistemas de portadora única, se debe encontrar una equivalencia entre ciertos parámetros [7].

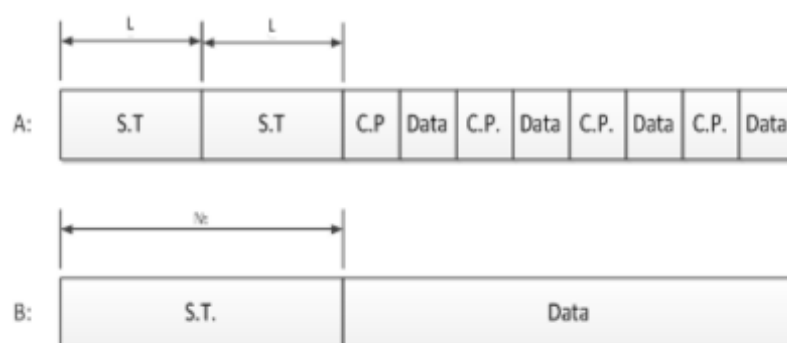


Fig. 8. a) Trama OFDM compuesta por dos secuencias de entrenamiento (ST), el prefijo cíclico (CP) y los datos. b) Trama de un sistema de portadora única con una sola secuencia de entrenamiento [7].

En la figura 8 se muestra la similitud entre las estructuras de las tramas del sistema de OFDM y el sistema de portadora única, lo que nos lleva a plantear [7]:

- $N_t = 2M$, siendo N_t el tamaño de la secuencia de entrenamiento utilizada.
- El tamaño de la ventana de prueba será $N_t/2$.

Por lo que las ecuaciones quedarán de la siguiente forma [7]:

$$P(d) = \sum_{i=0}^{N_t/2} [r^*(d+i)] * \left[r \left(d+i+\frac{N_t}{2} \right) \right] \quad (7)$$

$$R(d) = \sum_{i=0}^{N_t/2} \left| r \left(d+i+\frac{N_t}{2} \right) \right|^2 \quad (8)$$

La métrica de sincronización se obtiene aplicando la ecuación (5) a los valores P(d) y R(d) obtenidos en (7) y (8).

El desplazamiento de trama lo obtenemos aplicando la ecuación (6).

3.2 Algoritmo Sliding Correlator

Este algoritmo aprovecha las buenas propiedades de correlación de la secuencia de entrenamiento, correlacionando la misma con la señal recibida de la siguiente forma:

$$R[n] = \left| \sum_{k=0}^{N_t-1} t^*[k]y[n+k] \right| \quad (9)$$

El desplazamiento de trama se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$\hat{d} = \max_n R[n] \quad (10)$$

3.3 Algoritmo de Moose Autorreferenciado

Tanto el algoritmo Sliding Correlator, como el de Schmidl & Cox asumen que no existe desplazamiento de frecuencia de portadora. Este desplazamiento de frecuencia afecta la precisión de dichos algoritmos.

El algoritmo de Moose Autorreferenciado es más robusto contra la interferencia intersimbólica, ya que considera el desplazamiento de frecuencia de portadora que pudiere existir. La métrica de sincronización se debe calcular de la siguiente forma:

$$M[d] = \frac{\sum_{n=L}^{N_t-1} y[n+d+N_t]y^*[n+d]}{\sqrt{\sum_{n=L}^{N_t-1} |y[n+d]|^2} \sqrt{\sum_{n=L}^{N_t-1} |y[n+d]|^2}} \quad (11)$$

El desplazamiento de trama se obtiene aplicando la ecuación (6) al resultado de la ecuación (11).

4. SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO

Las secuencias de entrenamiento son tramas de bits que poseen altas propiedades de correlación. Estas secuencias se utilizan tanto en la sincronización como en la estimación del canal.

La secuencia de entrenamiento es la única porción de la trama de datos que es conocida tanto por el transmisor como por el receptor, de ahí el motivo de su uso en sincronización [7].

Los tres algoritmos implementados en el presente proyecto necesitan de una secuencia de entrenamiento para su adecuado funcionamiento.

Las secuencias Willard y Gold son secuencias binarias, generadas por simulación computarizada (MATLAB) [8] y [9].

La secuencia Gold se compone a su vez de dos secuencias pseudoaleatorias conocidas como M-Secuencias. La tabla 1 muestra el listado de secuencias Willard y Gold a utilizar.

Secuencia	Longitud	Código
Willard	11	---+---+---
Willard	7	---+---
Gold	7	+---+---
Gold	11	-+---+---+---

Tabla 1. Detalle de las secuencias de entrenamiento de Willard y Gold.

Estas secuencias serán moduladas bajo el mismo esquema utilizado para la señal transmitida.

La secuencia de Frank es una secuencia no binaria obtenida a partir de la siguiente transformada [10]:

$$Z_n = \sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i y_{n,i} \quad (11)$$

En el presente proyecto se utilizó una secuencia Frank de 16 símbolos.

5. PARÁMETROS Y CANALES A CONFIGURAR

5.1 Canales Multipaso

Los canales multipaso a utilizar en el siguiente proyecto representan medios tanto interiores (oficinas, etc.) como exteriores (zonas rurales), y se definieron según la siguiente tabla:

Canales Multipaso			
Retardo (ns)	Potencia (dB)	Retardo (ns)	Potencia (dB)
Interior Oficina A		Exterior A	
0	0	0	0
100	-8.5	200	-2
		400	-10
		600	-20
Interior Oficina B		Exterior B	
0	0	0	0
100	-0.2	100	-4
200	-5.4	200	-8
300	-6.9	300	-12
500	-24.5	400	-16
700	-29.7	500	-20

Tabla 2. Canales multipaso utilizados para el análisis del funcionamiento del algoritmo [11] y [12].

Estos canales están diseñados para generar interferencia intersimbólica (ISI), la cual pondrá a prueba la capacidad de corrección de los algoritmos implementados.

5.2 Canal Real

Se consideró como canal Real el ambiente del laboratorio en que se llevaron a cabo las pruebas, habiendo una separación de aproximadamente un metro entre las antenas de los módulos transmisor y receptor. La ganancia de las antenas, programable a través del software LabVIEW, se fijó en 20 dB. En la tabla 3 se presentan los retardos generados por el canal real.

Canal Real	
Retardo (ns)	Potencia (dB)
0	0
100	-30
200	-50

Tabla 3. Representación del ambiente del canal Real.

Estos retardos se obtuvieron a partir del canal estimado por software (LabVIEW) al ejecutar el sistema en las condiciones indicadas en este apartado.

5.3 Parámetros a Configurar en el Transmisor

Los parámetros a configurar en el transmisor son:

- Canal Multipaso
- Esquema de Modulación
- Secuencia de Entrenamiento
- Tiempo de Símbolo

El canal multipaso se configura en la sección Channel Model Parameters. En el menú desplegable de Channel Model se debe seleccionar la opción ISI y en el arreglo Channel Response colocamos el equivalente complejo de los pasos de la tabla 2 según el canal que se desee implementar, como se muestra en la figura 9.

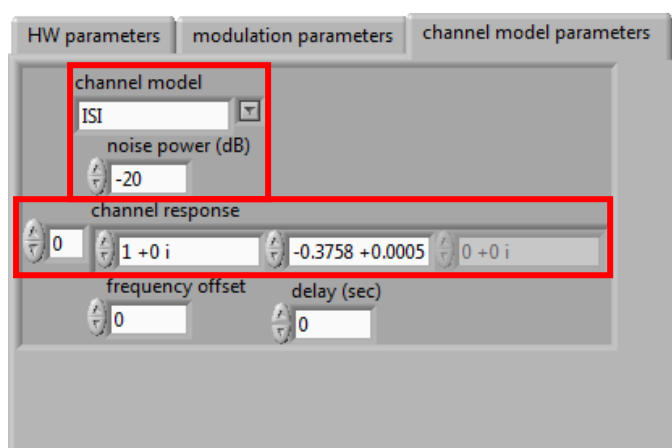


Fig. 9. Parámetros del Canal.

En el caso de la simulación del ambiente del canal real, se sigue el mismo procedimiento pero se colocan los pasos de la tabla 3.

Para cualquier canal se puede fijar el nivel de ruido que se desee variando el valor del parámetro Noise Power.

Para el caso del canal real elegimos como Channel Model la opción AWGN y no colocamos ningún valor en el arreglo Channel Response. La ganancia de

la antena para el canal Real se configura en la sección HW Parameters, como se observa en la figura 10.

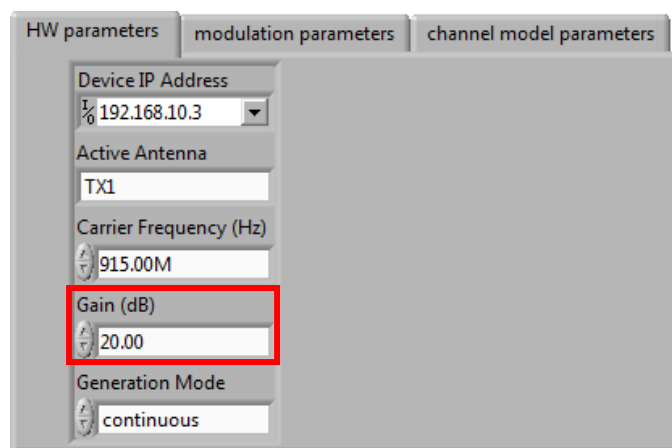


Fig. 10. Parámetros de Hardware del Transmisor.

La secuencia de entrenamiento y el tiempo de símbolo se configuran en la sección Modulation Parameters. Del menú desplegable Training Sequence Type se escoge la secuencia de entrenamiento deseada.

La configuración del tiempo de símbolo depende del canal elegido. Para generar la interferencia intersimbólica deseada, el tiempo de símbolo debe ser cuando mucho igual a la separación entre los pasos del canal. En el caso del canal Exterior A éste debe ser 200 ns, y para el resto de canales se debe fijar en 100 ns.

Este valor no se ingresa directamente, sino que se obtiene del resultado de la división entre el TX Oversample Factor y el Tx Sample Rate, pues el tiempo

de símbolo es el inverso de la frecuencia de muestreo. Para obtener 200 ns se coloca 4 y 20, respectivamente; y para obtener 100 ns se reduce el Oversample Factor a 2.

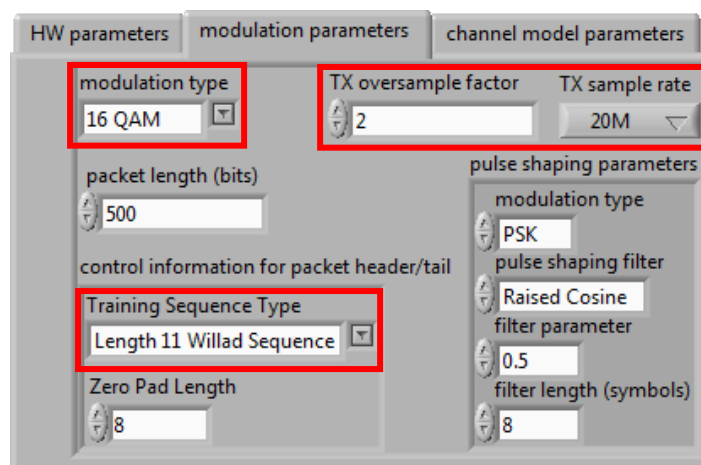


Fig. 11. Parámetros de Modulación del Transmisor.

La figura 11 nos muestra la ubicación de los parámetros a configurar en la sección Modulation Parameters.

El resto de parámetros del transmisor que no han sido mencionados en esta sección deben mantener sus valores por defecto.

5.4 Parámetros a configurar en el Receptor

Los parámetros a configurar en el receptor son:

- Esquema de Modulación
- Algoritmo de Sincronización
- Tiempo de Símbolo
- Ecuación y Estimación del Canal.

Se debe utilizar el mismo esquema de modulación y tiempo de símbolo definidos en el transmisor. Del menú desplegable Frame Detection Method, se escoge el algoritmo de sincronización deseado.

La longitud del estimador del canal debe ser igual a la cantidad de pasos colocados en el canal definido en el transmisor. La longitud del ecualizador debe ser mayor o igual a este valor.

Todos estos parámetros se configuran en la sección Modulation Parámetros, como se muestra en la figura 12.

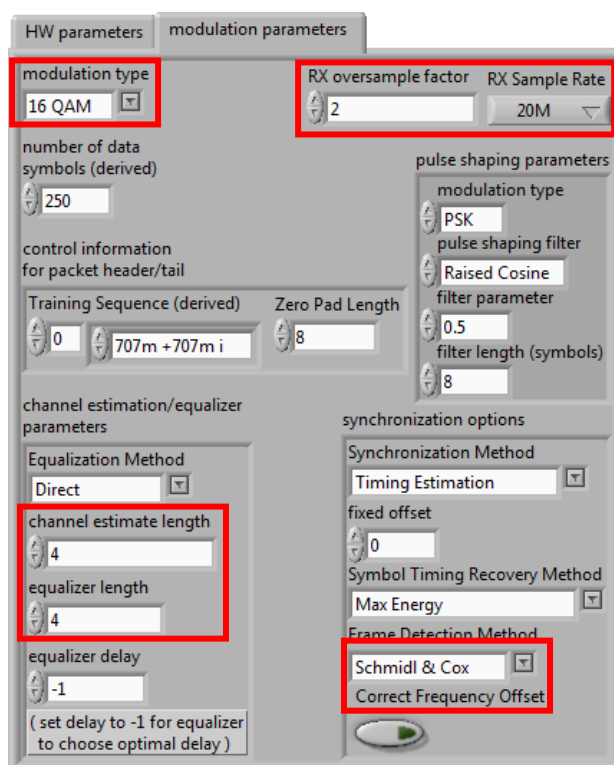


Fig. 12. Parámetros de Modulación del Receptor.

La ganancia de la antena del receptor también debe ser igual a la del transmisor. Se la configura en la sección HW Parámetros como se muestra en la figura 13.

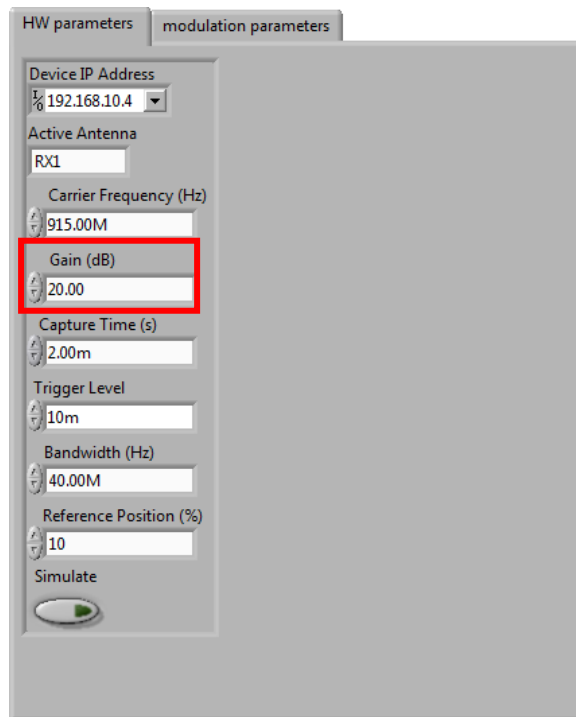


Fig. 13. Parámetros de Hardware del Receptor.

El resto de parámetros del receptor que no han sido mencionados en esta sección deben conservar sus valores por defecto.

6. RESULTADOS

Se comparará el rendimiento del algoritmo de Schmidl & Cox (SAC) adaptado frente a otros algoritmos de sincronización como son Sliding Correlator (SC) y Moose Autorreferenciado (Self-Referenced Moose, SRM).

Se realizará un análisis tanto de lo que ocurre al aumentar el nivel de ruido como al variar la tasa de bits.

Las secuencias de entrenamiento utilizadas son las siguientes:

- Willard de longitud 11
- Willard de longitud 7
- Gold de longitud 7
- Gold de longitud 11
- Frank de longitud 16

Los esquemas de modulación utilizados son:

- $\pi/4$ QPSK
- 16 QAM
- 64 QAM

El análisis se llevará a cabo a través de gráficas de BER (Tasa de Error de Bits) versus SNR (Relación Señal a Ruido), y Rb (Tasa de Bits) versus SNR.

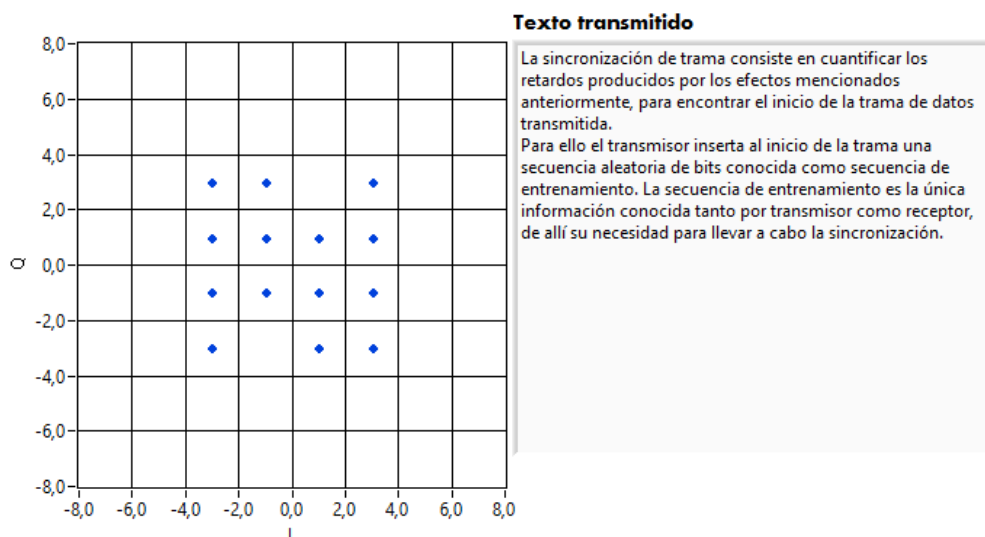


Fig. 14. Constelación y texto transmitidos utilizando modulación 16 QAM y secuencia de entrenamiento Willard de longitud 11.

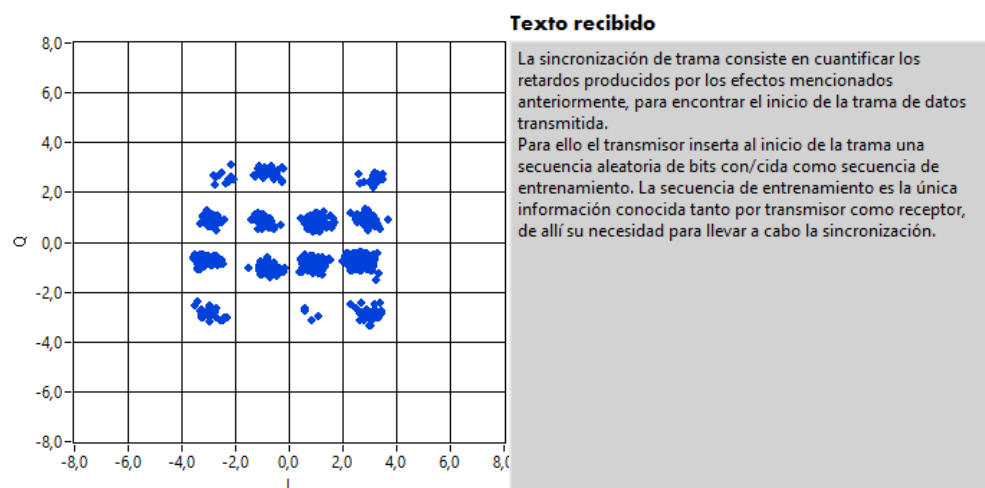


Fig. 15. Constelación y texto recibidos utilizando modulación 16 QAM y secuencia de entrenamiento Willard de longitud 11.

Las figuras 14 y 15 dan cuenta del correcto funcionamiento del sistema, pues el texto recibido se muestra idéntico al transmitido y la constelación recibida no presenta una dispersión considerable.

6.1 Análisis de BER vs. SNR variando el esquema de modulación y el ambiente (Canal Multipaso)

Para este primer análisis se utilizó como secuencia de entrenamiento la Willard de longitud 11. Se consideró que un algoritmo dejó de funcionar si el BER obtenido fue ≥ 0.5 , ya que en este caso la constelación recibida se muestra completamente dispersa.

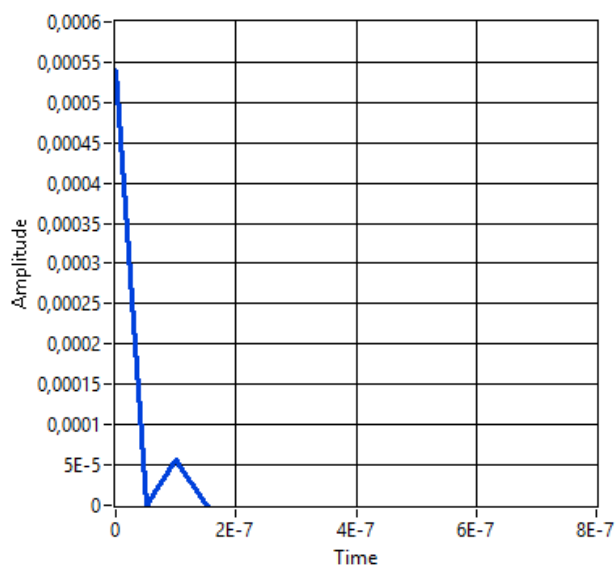


Fig. 16. Perfil de Retardos de Potencia del canal Interior A.

En la figura 16 se observa que el canal Interior A posee un retardo adicional a la señal principal, lo que coincide con la tabla 3.

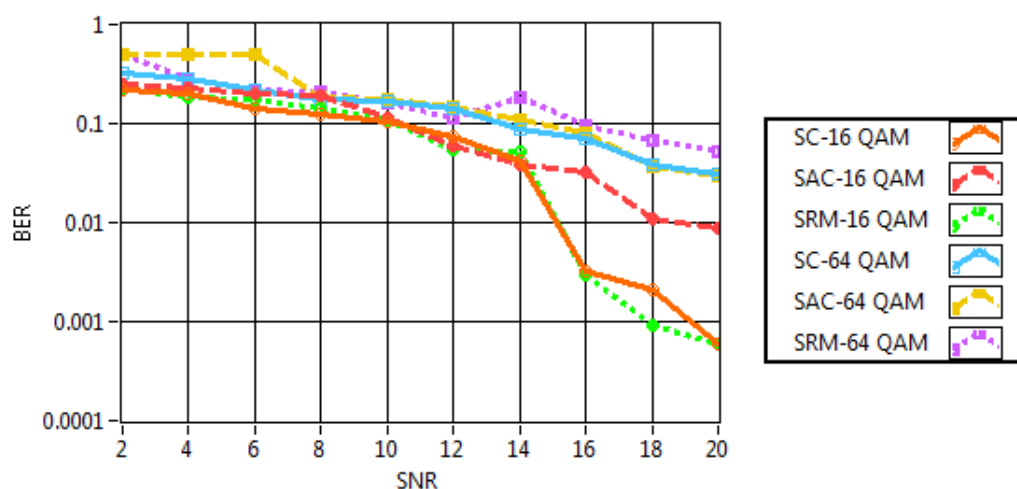


Fig. 17. BER vs. SNR en canal Interior A.

En la figura 17 observamos el desempeño de los algoritmos en el canal Interior A, notándose que para la modulación menos robusta (64 QAM) se obtuvieron mayores valores de BER como era de esperarse dada la vulnerabilidad de este esquema de modulación al ruido. Se observa también que al utilizar 64 QAM como esquema de modulación, el algoritmo de Schmidl & Cox fracasa para altos niveles de ruido.

Esto debido a que este algoritmo no toma en cuenta el desplazamiento de frecuencia portadora generado por el alto nivel de ruido. Dicho en otras palabras el algoritmo de Schmidl & Cox es vulnerable a la interferencia intersimbólica (ISI) cuando se transmiten grandes cantidades de información.

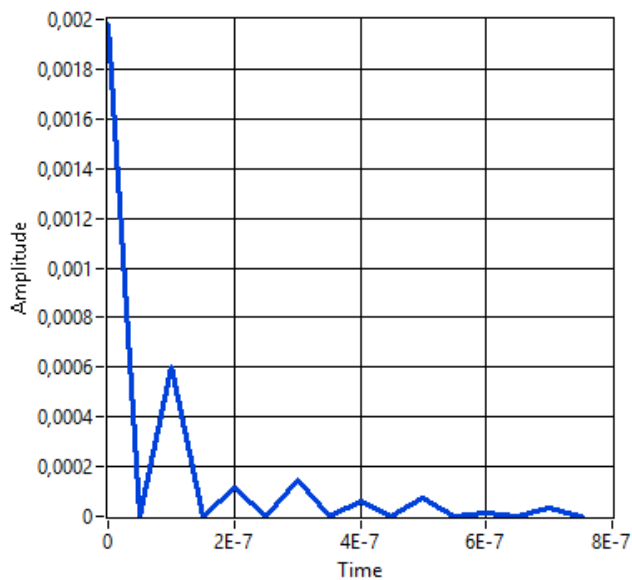


Fig. 18. Perfil de Retardos de Potencia del canal Interior B.

En la figura 18 se observa que el canal Interior B posee cinco retardos adicionales a la señal principal, y dos retardos nulos (sin potencia), tal como se especifica en la tabla 3.

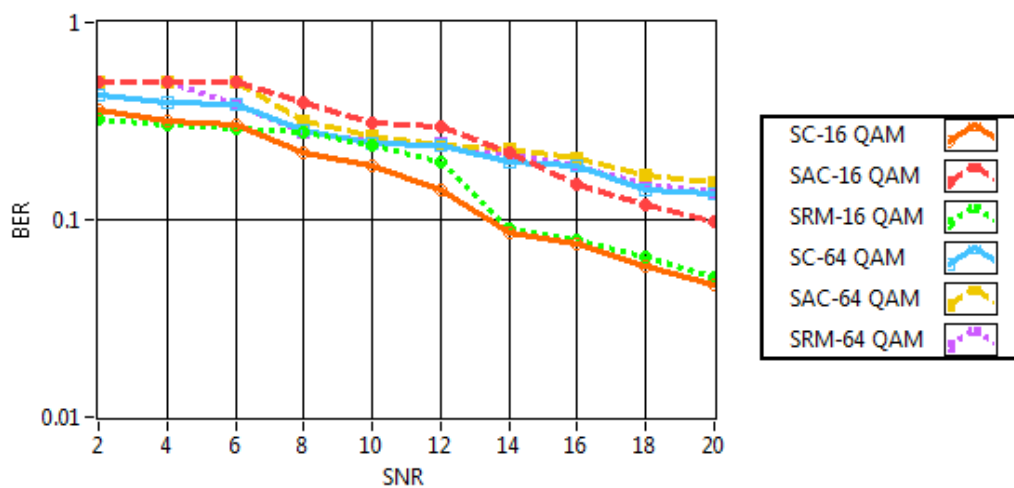


Fig. 19. BER vs. SNR en canal Interior B.

Al tener el canal Interior B una mayor cantidad de retardos, produce más interferencia intersimbólica. Esto se traduce en mayores valores de BER en todos los casos, tal como se muestra en la figura 19.

Al igual que con el canal Interior A, el algoritmo de Schmidl & Cox fracasa para grandes niveles de ruido, debido a las mismas razones explicadas anteriormente. Dado el aumento del ISI, el algoritmo fracasa para ambos esquemas de modulación.

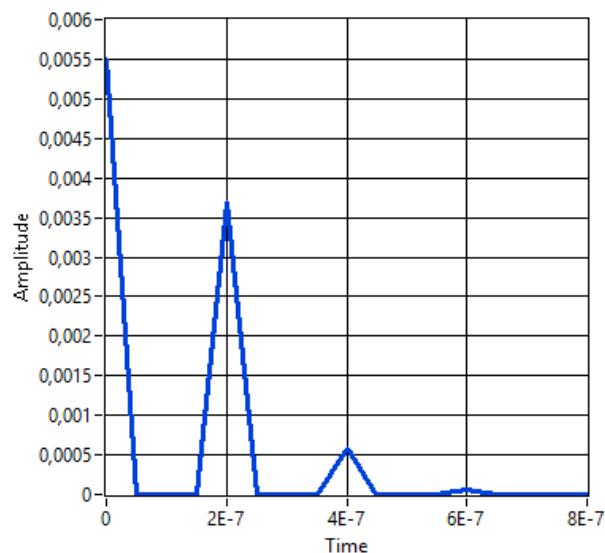


Fig. 20. Perfil de Retardos de Potencia del canal Exterior A.

En la figura 20 se observa que el canal Exterior A posee tres retardos adicionales a la señal principal, con una diferencia de 200 ns entre cada uno.

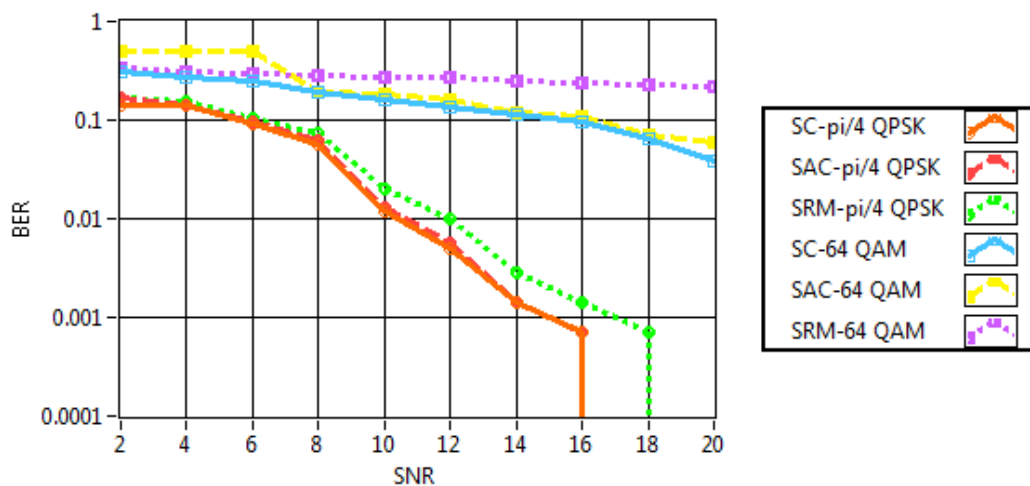


Fig. 21. BER vs. SNR en canal Exterior A.

En la figura 21 observamos que al igual que con los canales de ambiente Interior, el algoritmo de Schmidl & Cox no trabaja con elevados niveles de ruido si se utiliza 64 QAM como esquema de modulación.

En el caso de $\pi/4$ QPSK, todos los algoritmos tuvieron un correcto desempeño. Se aprecia además la diferencia de los valores de BER obtenidos para cada esquema de modulación, siendo éstos mucho mayores cuando se usa 64 QAM, como se esperaba.

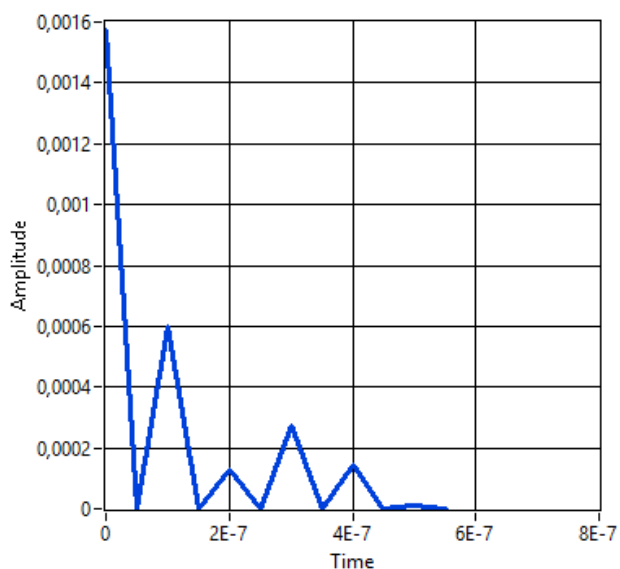


Fig. 22. Perfil de Retardos de Potencia del canal Exterior B.

En la figura 22 se observa que el canal Exterior B posee cinco retardos adicionales a la señal principal, pero con una diferencia de 100 ns entre cada uno.

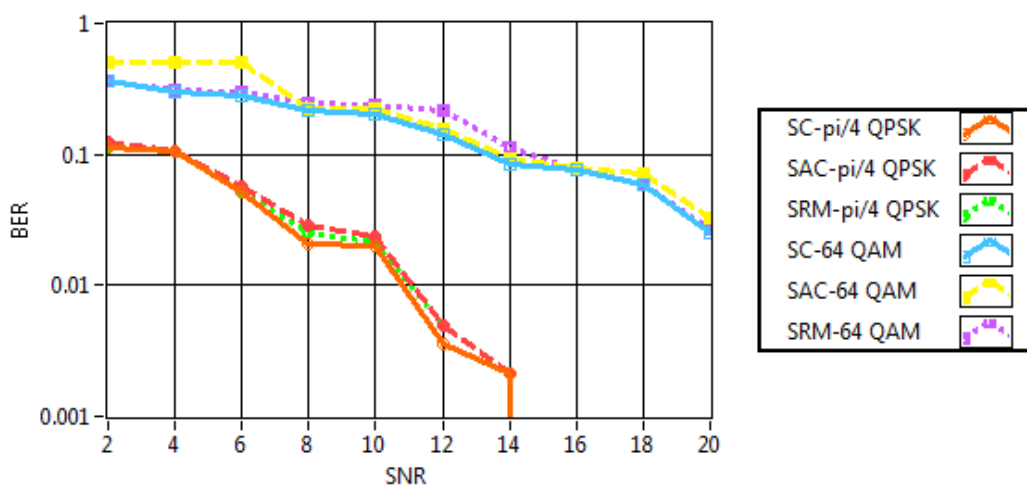


Fig. 23. BER vs. SNR en canal Exterior B.

En el caso del canal Exterior B (figura 23), notamos que utilizando 64 QAM como esquema de modulación el comportamiento de los algoritmos es similar a los casos anteriores.

Al utilizar $\pi/4$ QPSK, todos los algoritmos de sincronización funcionaron adecuadamente, y se obtuvieron valores de BER menores que en el canal Exterior A. Esto último debido a que el primer retardo (el que mayor ISI produce), tiene menos potencia en el canal Exterior B que en el A.

6.2 Análisis de BER vs SNR variando el tamaño de la secuencia de entrenamiento en Canal Real (Ambiente del Laboratorio)

Como se indicó en el apartado B de la sección VI, se consideró como canal Real el ambiente del Laboratorio en que se llevaron a cabo las pruebas del sistema. El perfil de retardos obtenido es el mostrado en la figura 24.

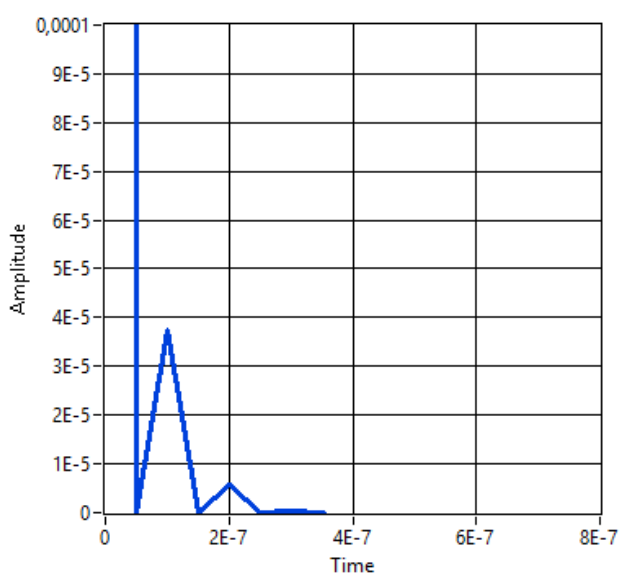


Fig. 24. Perfil de Retardos de Potencia del canal Real.

Notamos que además de la señal principal, existen dos retardos adicionales, los cuales producirán cierta cantidad de ISI. El esquema de modulación utilizado en esta sección es $\pi/4$ QPSK en todos los casos.

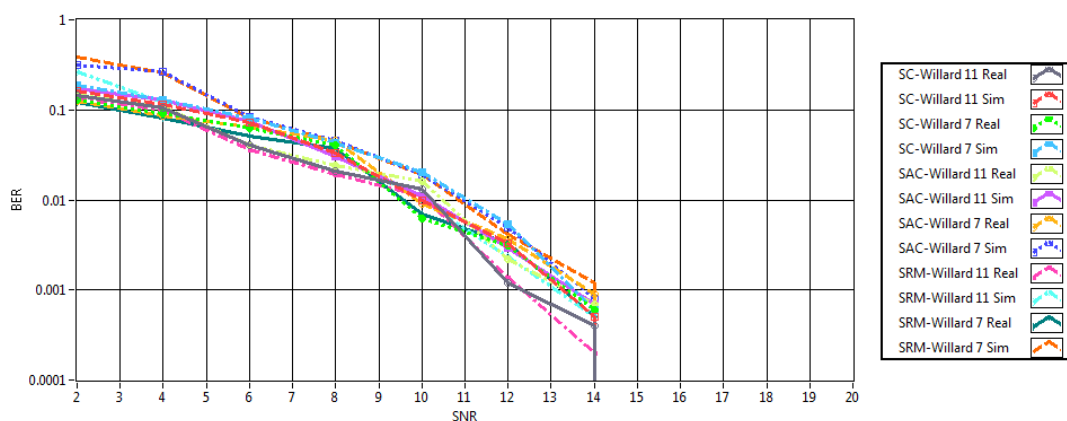


Fig. 25. BER vs. SNR utilizando secuencia de entrenamiento Willard de tamaños 11 y 7.

En la figura 25 notamos que la secuencia de entrenamiento Willard funciona mejor con una mayor longitud, pues en este caso presenta mejores propiedades de correlación.

Se observa igualmente que para altos niveles de ruido el algoritmo de Schmidl & Cox es el que mayores valores de BER produce. Esto debido a las mismas razones expuestas en la sección A del presente capítulo.

Sin embargo, en este caso el algoritmo no fracasa dado que los niveles de ISI son menores que con los canales multipaso.

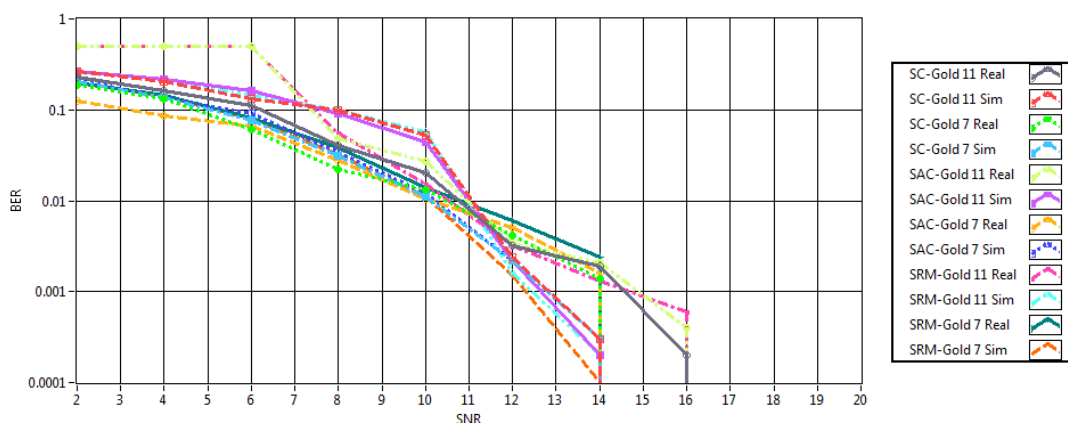


Fig. 26. BER vs. SNR utilizando secuencia de entrenamiento Gold de tamaños 11 y 7.

La figura 26 nos muestra que en el caso de la secuencia Gold, esta ofrece mejores resultados con una menor longitud ya que sus propiedades de correlación son mejores en este caso.

Inclusive se observa que los algoritmos Schmidl & Cox y Moose Autorreferenciado fracasan para altos niveles de ruido si se utiliza la secuencia Gold de longitud 11.

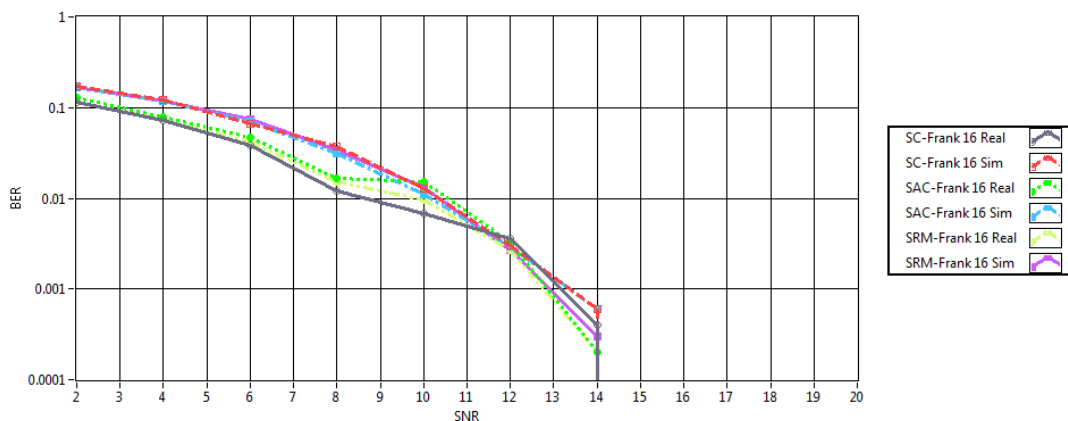


Fig. 27. BER vs. SNR utilizando secuencia de entrenamiento Frank de tamaño 16.

Al utilizar la secuencia Frank notamos que todos los algoritmos tienen un correcto desempeño, tal como se observa en la figura 27.

Al ser una secuencia de entrenamiento más larga que las anteriores, los valores de BER obtenidos son menores que con las otras secuencias de entrenamiento. Esto se cumple aun con altos niveles de ruido.

6.3 Análisis de R_b vs SNR variando el esquema de modulación y el ambiente (Canal Multipaso)

Para realizar este análisis se consideró como punto de referencia la SNR a la cual el mensaje se recibe completamente distorsionado. Se utilizó la secuencia de entrenamiento Willard de longitud 11.

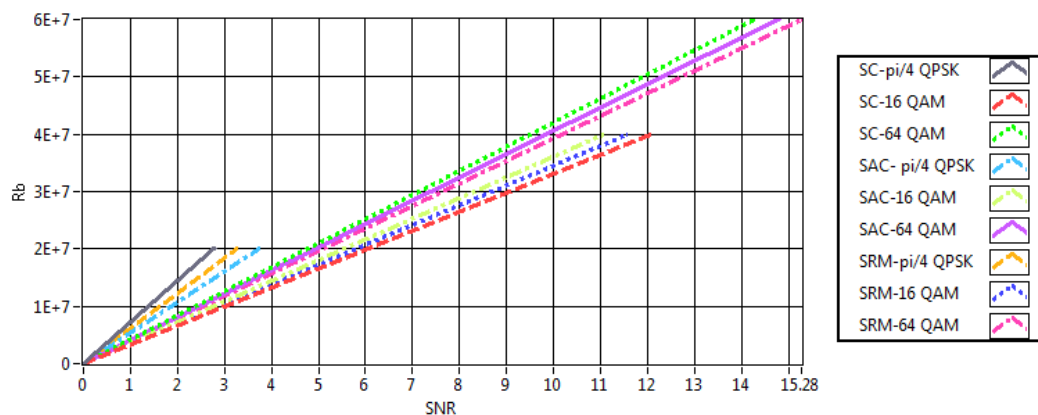


Fig. 28. Rb vs. SNR en canal Interior A.

En la figura 28 notamos que como era de esperarse, mientras menos robusta es la modulación, es requerida una mayor SNR para transmitir el mensaje con la misma tasa de bits.

En cuanto al desempeño de los algoritmos, éste es muy similar para todos los esquemas de modulación.

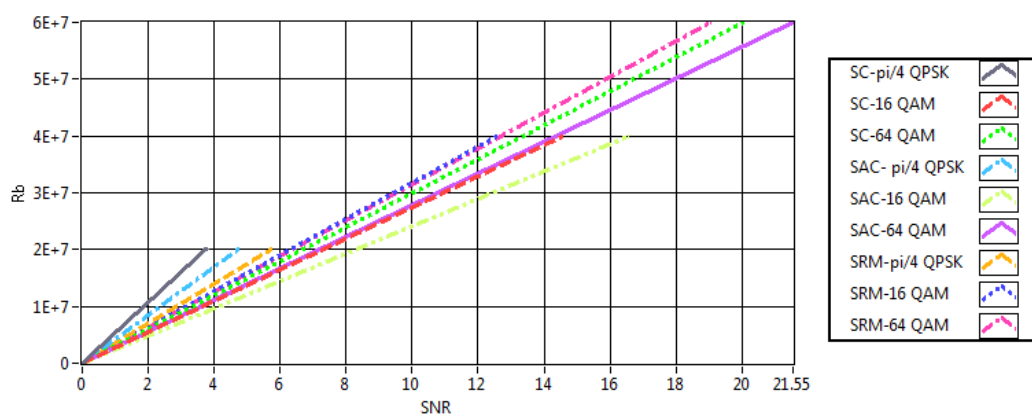


Fig. 29. Rb vs. SNR en canal Interior B.

En la figura 29 se muestra que en el canal Interior B se necesitan mayores niveles de señal (mayores SNR), para recibir adecuadamente el mensaje. Esto se debe a que, como se expuso en el apartado A de este capítulo, este canal produce mayores niveles de ISI.

Se observa también que en este caso es notorio que el algoritmo de Schmidl & Cox requiere mayores SNR para operar en esquemas de modulación menos robustos (16 QAM y 64 QAM), coincidiendo con los resultados obtenidos en la sección A de este capítulo.

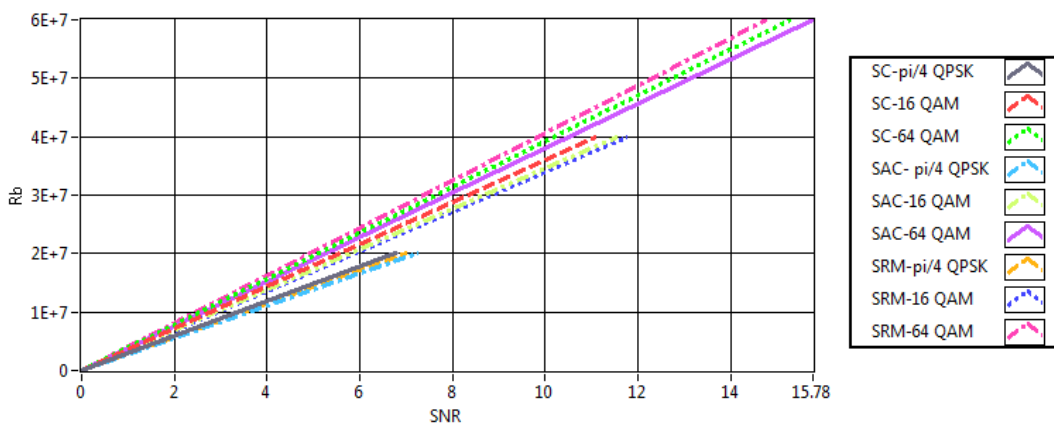


Fig. 30. R_b vs. SNR en canal Exterior A.

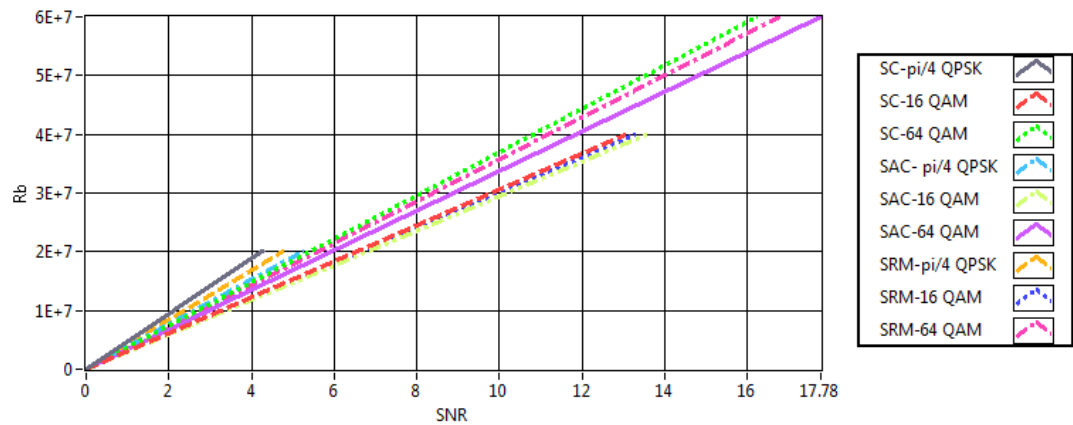


Fig. 31. R_b vs. SNR en canal Exterior B.

Las figuras 30 y 31 muestran que los ambientes exteriores no presentan una diferencia sustancial desde el punto de vista de la tasa de bits.

Comparten además el hecho de que el algoritmo de Schmidl & Cox es el que mayores niveles de señal requiere para operar adecuadamente, corroborando los resultados obtenidos en la sección A de este capítulo.

CONCLUSIONES

De los resultados obtenidos y el análisis realizado se desprenden las siguientes conclusiones:

- El algoritmo de Schmidl & Cox puede ser utilizado sin inconvenientes en sistemas de portadora única, realizando los cambios necesarios para el efecto. Sin embargo su funcionamiento decae en ambientes con altos niveles de ruido cuando se utilizan esquemas de modulación poco robustos.
- La secuencia de entrenamiento Willard de longitud 11 es la que mejor sincronización provee independientemente del algoritmo de sincronización y del esquema de modulación que se utilicen.
- Mientras menos robusto sea el esquema de modulación, mayor será el nivel de señal necesario para recibir correctamente el mensaje, sin importar el algoritmo de sincronización que se use o el ambiente en que se trabaje.
- El análisis comparativo llevado a cabo en este proyecto puede ser ampliado al ámbito de la capacidad de los algoritmos para corregir el desplazamiento de frecuencia de portadora, considerando que la secuencia de entrenamiento.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Robert W Heath Jr. PhD., Digital Wireless Communications: Physical Layer Exploration Lab using the NI USRP Platform, Lab 7: pp 115 -129, 2012.
- [2] 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.
- [3] Jeff Blaine, An Introduction to Software Defined Radios, pp 1.
- [4] Simon Haykin, Sistemas de Comunicación, Capítulo 6, pp 369-370, 2001.
- [5] <https://commons.wikimedia.org>
- [6] <http://www.gaussianwaves.com/2012/10/simulation-of-symbol-error-rate-vs-snr-performance-curve-for-64-qam-in-awgn/>
- [7] Maricela Freire Ing., Wellington Espinoza Ing., Tanny Chavez, Jorge Gómez Ing., Boris Ramos Ph.D., Adaptación el Algoritmo de Schmidl & Cox a Sistemas de Portadora Única en un Canal Inalámbrico, pp 4-5, 2015.
- [8] Jalal Jamal Hamad Ameen Ms.C., Proposed Sets of Polyphase Spreading Sequences for DS-CDMA System, pp 2.
- [9] www.mathworks.com/help/comm/ref/goldsequencegenerator.html , 2016.
- [10] Alexander L. Baranovski, Frank Dachzelt and Wolfgang Rave, Nonlinear Dynamics of PN-Sequences, pp 2.
- [11] Kaveh Palavan, Principles of Wireless Networks.
- [12] Kaveh Palavan, Wireless Information Networks.

ANEXO

DIAGRAMAS DE BLOQUES DE IMPLEMENTACIONES EN LABVIEW

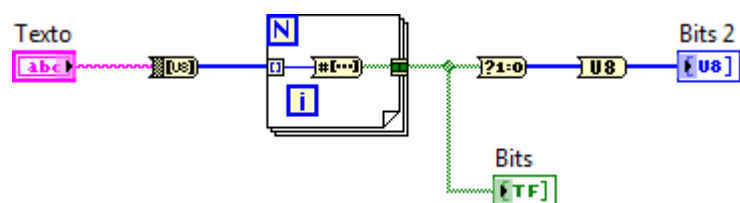


Fig. 32. Diagrama de Bloques del Convertidor de Texto a Bits.

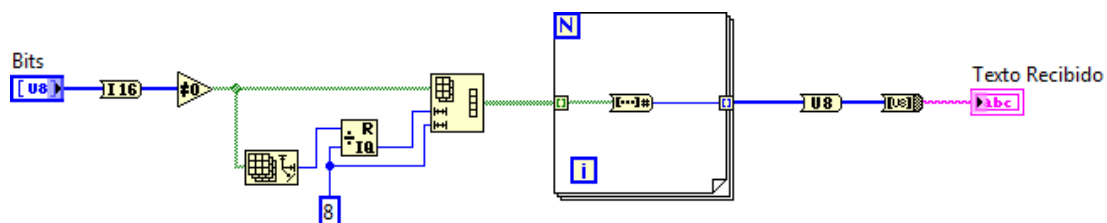


Fig. 33. Diagrama de Bloques del Convertidor de Bits a Texto.

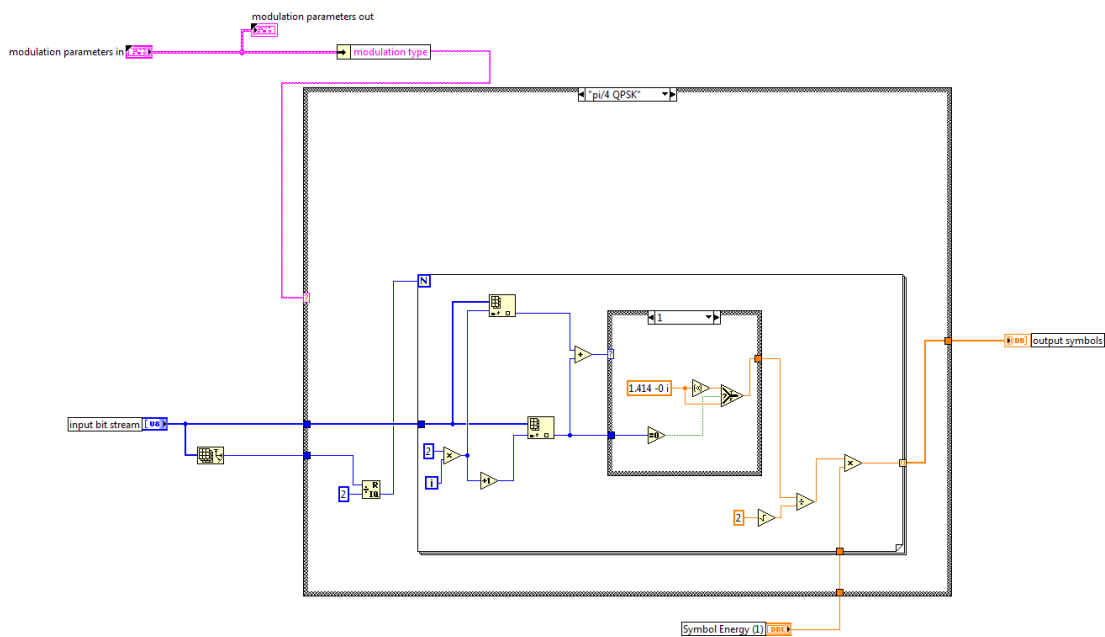


Fig. 34. Diagrama de Bloques del Modulador $\pi/4$ QPSK.

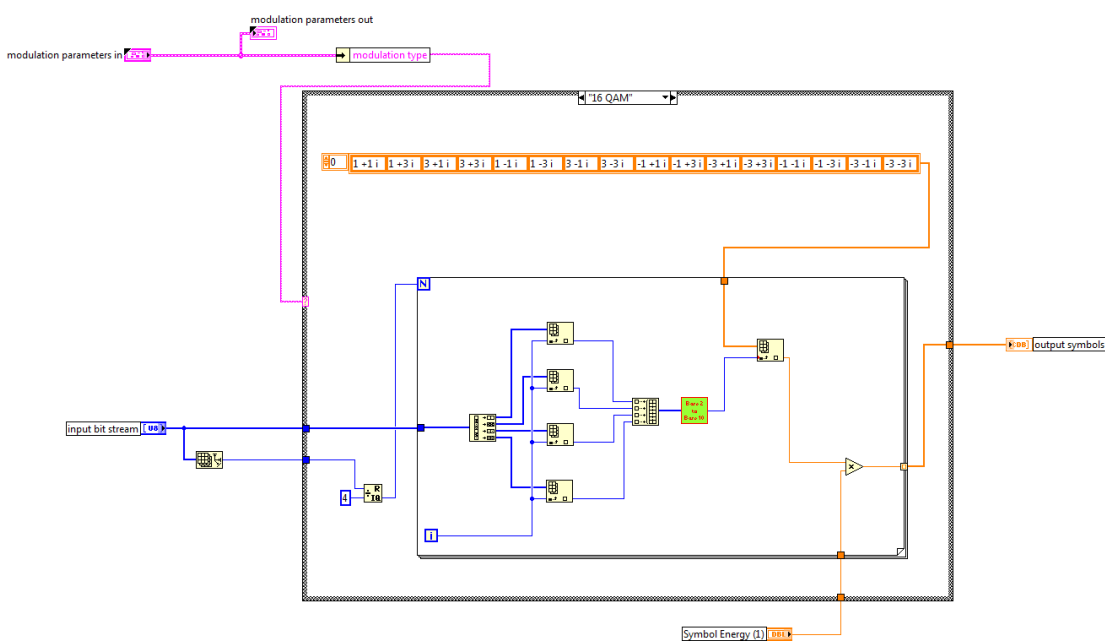


Fig. 35. Diagrama de Bloques del Modulador 16 QAM.

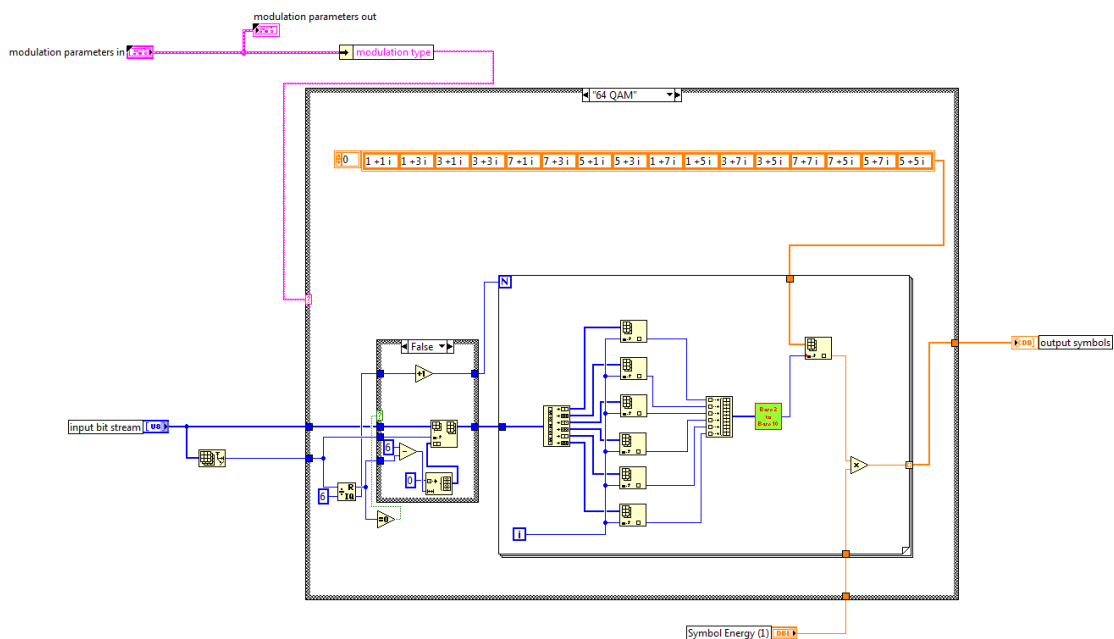


Fig. 36. Diagrama de Bloques del Modulador 64 QAM.

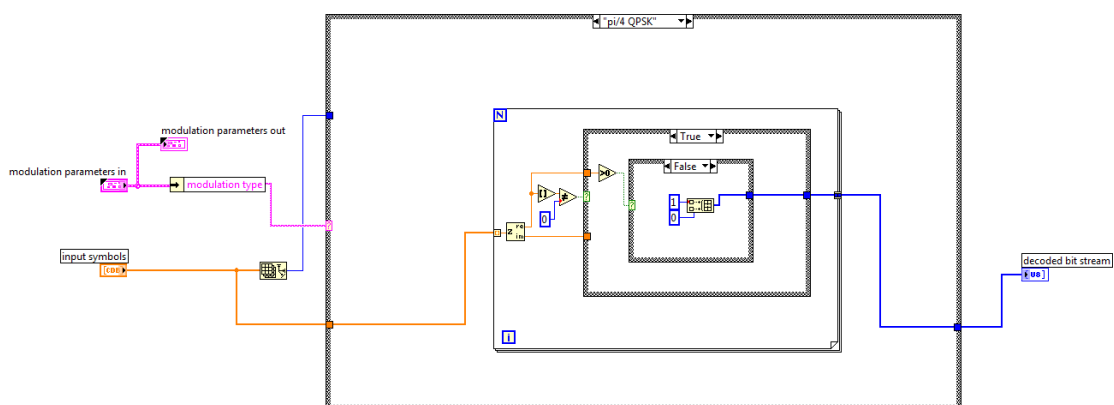


Fig. 37. Diagrama de Bloques del Demodulador $\pi/4$ QPSK.

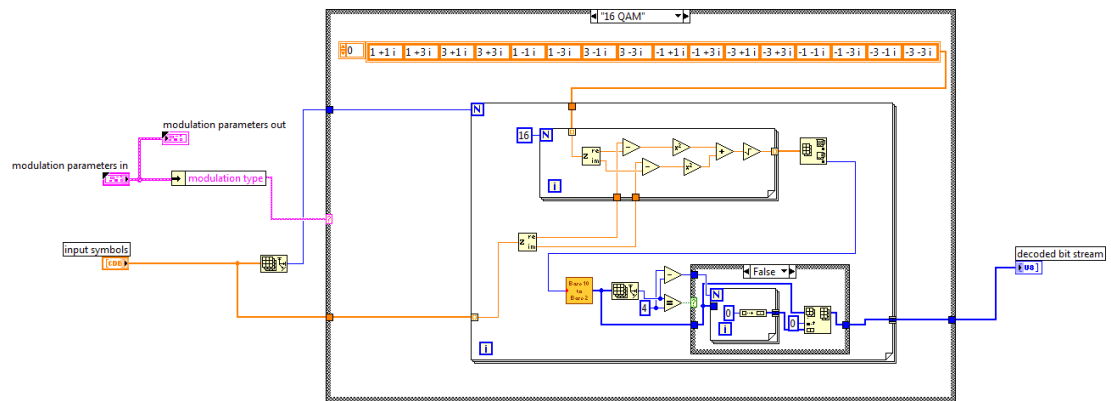


Fig. 38. Diagrama de Bloques del Demodulador 16 QAM

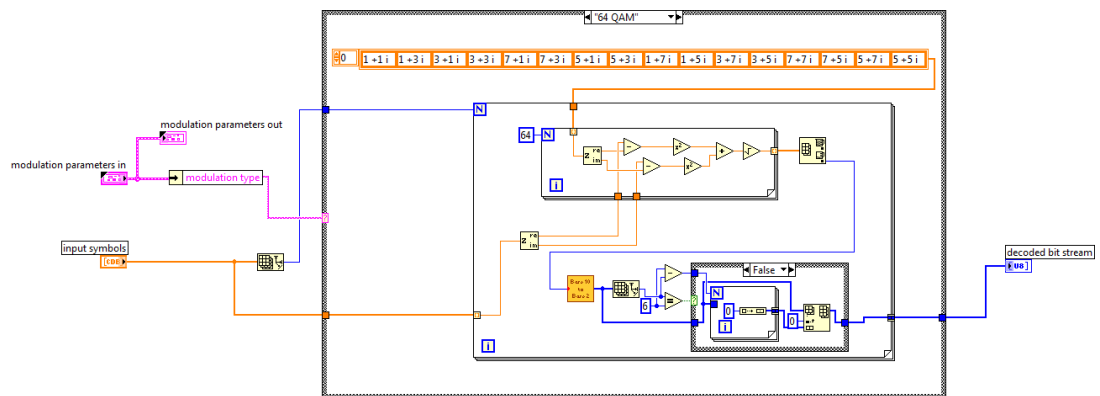


Fig. 39. Diagrama de Bloques del Demodulador 64 QAM.

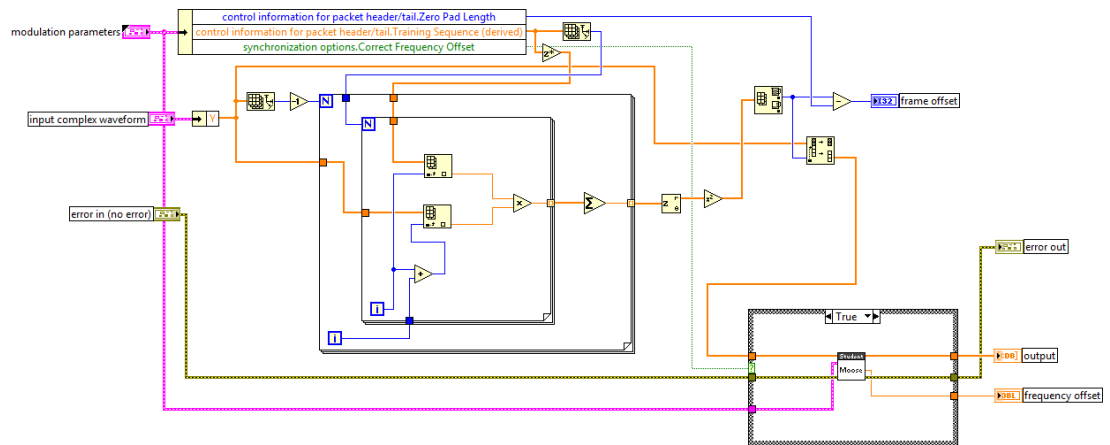


Fig. 40. Diagrama de Bloques del Algoritmo Sliding Correlator.

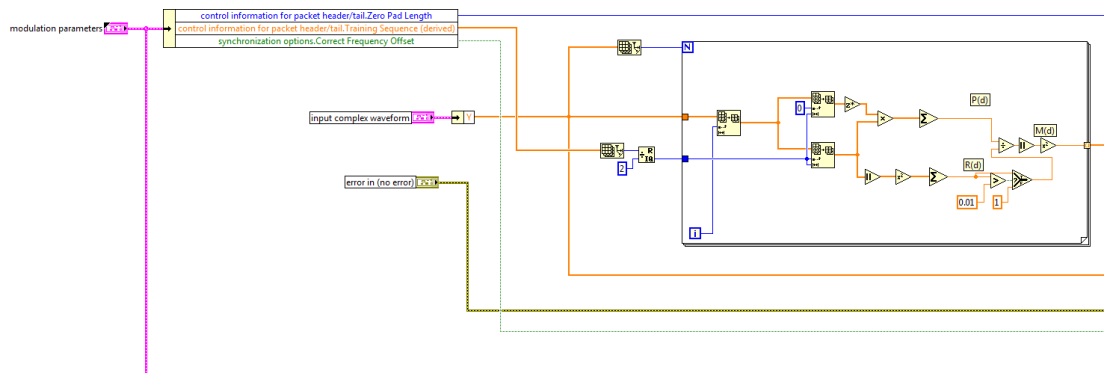


Fig. 41. Diagrama de Bloques del Algoritmo de Schmidl & Cox Primera Parte.

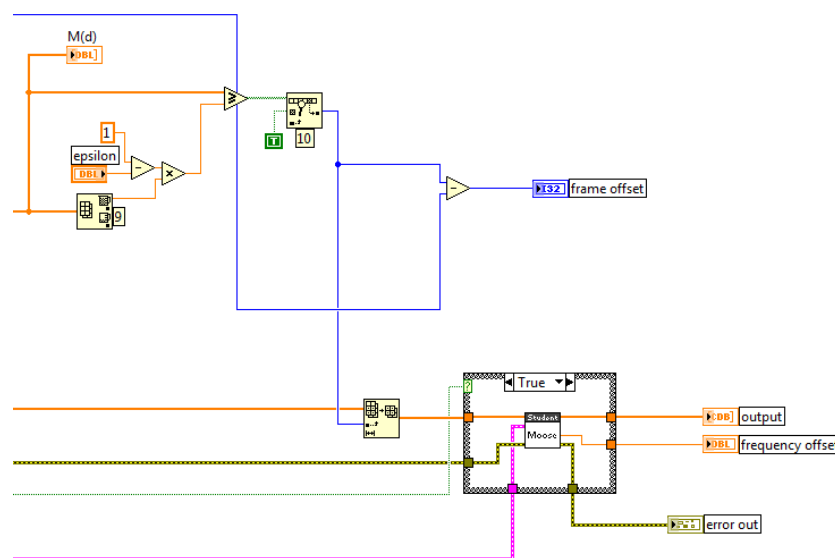


Fig. 42. Diagrama de Bloques del Algoritmo de Schmid & Cox Segunda Parte.

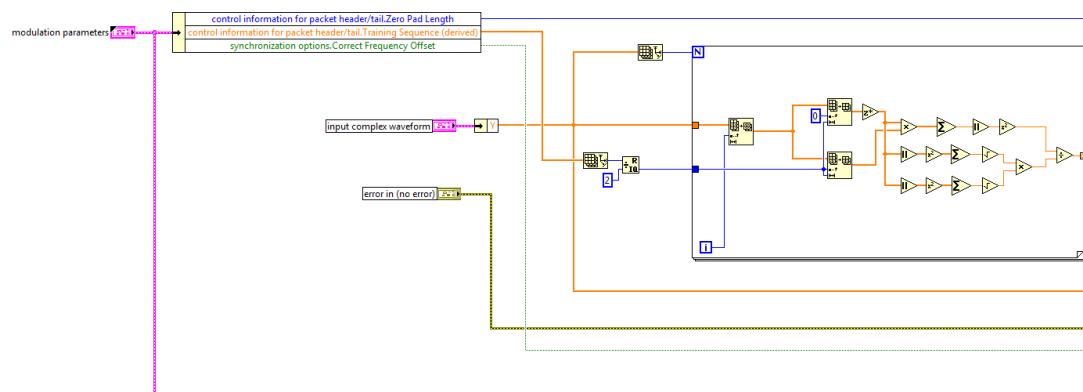


Fig. 43. Diagrama de Bloques del Algoritmo de Moose Autorreferenciado Primera Parte.

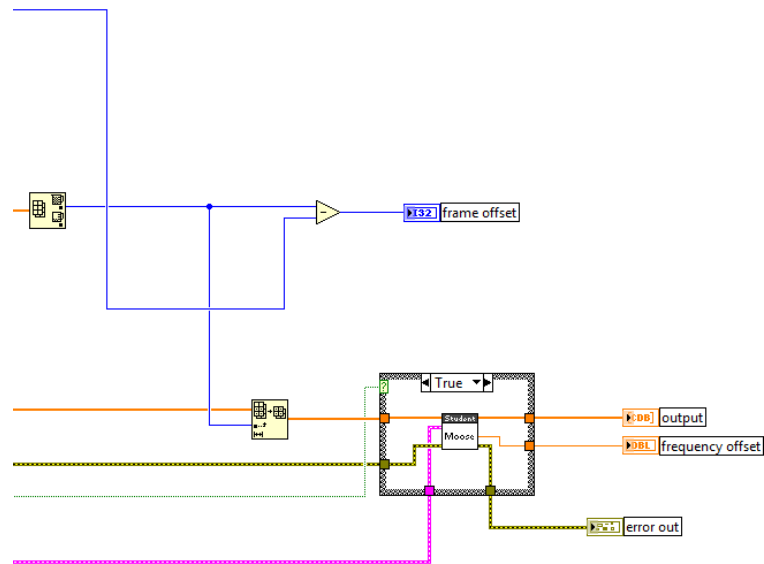


Fig. 44. Diagrama de Bloques del Algoritmo de Moose Autorreferenciado Segunda Parte.

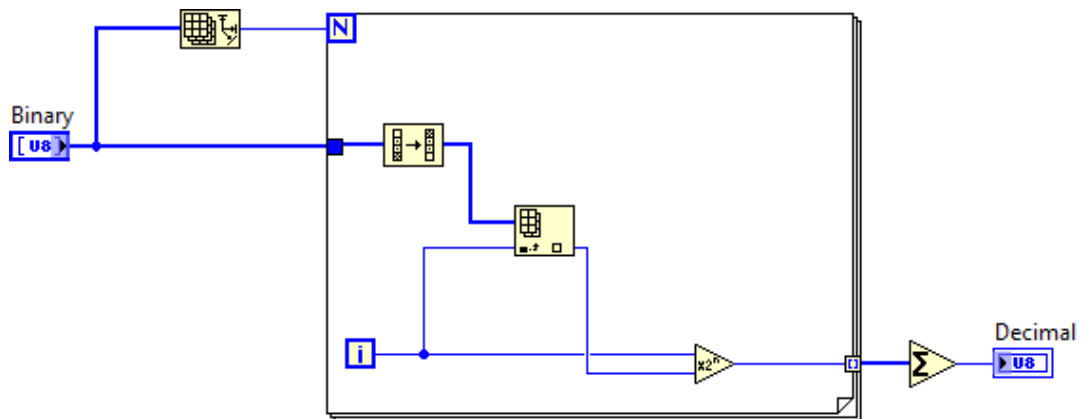


Fig. 45. Diagrama de Bloques del Convertidor de Binario a Decimal (Usado en el Modulador).

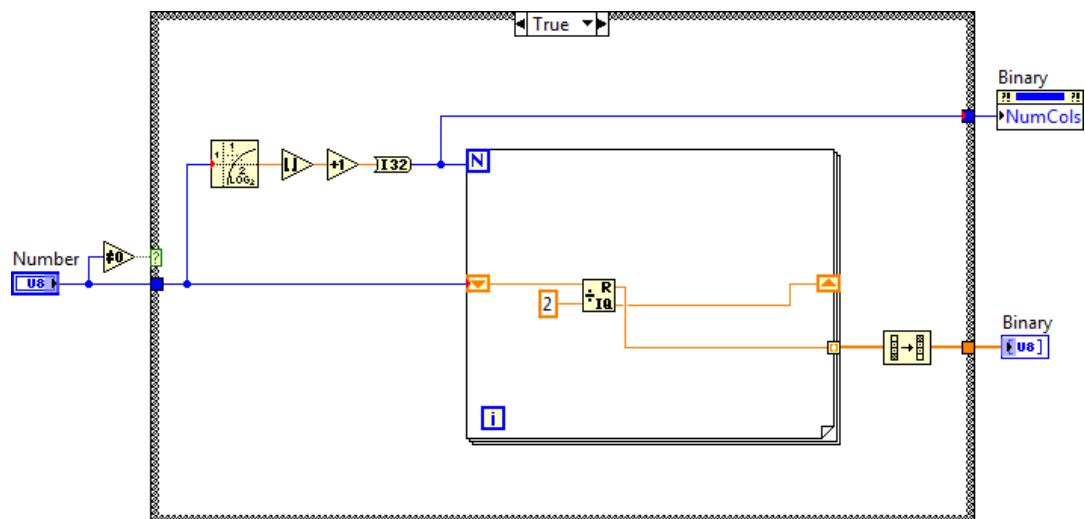


Fig. 46. Diagrama de Bloques del Convertidor de Decimal a Binario (Usado en el Demodulador).