



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

**“ANÁLISIS COMPARATIVO DE PARÁMETROS
FUNDAMENTALES DE TELECOMUNICACIONES Y EL EFECTO
DE VARIAS ECUALIZACIONES LINEALES EN UN SISTEMA
INALÁMBRICO DE ÚNICA PORTADORA”**

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

Previa a la obtención del Título de:

MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES

Presentado por:

Ing. Bryan David Ávila Zambrano

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO 2016

AGRADECIMIENTOS

En primera instancia quiero agradecer a Dios por darme la sapiencia y sabiduría para poder culminar una etapa más en mi carrera profesional, también agradezco de manera muy especial y sincera al coordinador de la MET al Ph.D. Boris Ramos, Ing. Tanny Chávez e Ing. Maricela Freire, por su dedicación, tiempo, esfuerzo y apoyo durante el transcurso de la maestría.

DEDICATORIA

Dedico este logro alcanzado de forma especial a Dios, a mi padre David Ávila y a mi madre Marcia Zambrano, esto es para ustedes.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



Ph.D. Rebeca Estrada Pico.

EVALUADOR



M.Sc. Miguel Molina Villacis.

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.



Bryan Ávila Zambrano

C.I.: 0917099715

RESUMEN

Este artículo académico presenta el desarrollo del diseño, simulación e implementación de un sistema digital inalámbrico, en el que se transmiten y reciben caracteres de texto, a través de varios tipos de modulación de canal, así también como el uso de múltiples ecualizaciones y secuencias de entrenamiento y su análisis respectivo. El desarrollo de la misma se basa en el uso del software LabView a través de sus equipos USRP, desarrollado por National Instrument, que conforma la parte del hardware de la implementación del proyecto.

El objetivo del estudio de este sistema digital inalámbrico, es el de establecer varios escenarios de análisis, en base a la comparación de parámetros como la tasa de error por bit, la relación señal/ruido, la tasa de bit, con las respectivas variaciones de tamaño en la secuencia de entrenamiento, variaciones en modulación, comparación entre los resultados simulados e implementados; y así poder definir un criterio de selección para la elección del sistema inalámbrico más óptimo.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS	I
DEDICATORIA	II
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN	III
DECLARACIÓN EXPRESA	IV
CONTENIDO	VI
ABREVIATURAS	VIII
LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABLAS	IX
INTRODUCCIÓN	11
1. MARCO TEÓRICO	14
1.1. SISTEMAS DE COMUNICACIÓN DIGITAL INALÁMBRICA	14
1.2. TRANSMISIÓN	14
1.3. MODULACIÓN DIGITAL	17
1.3.1. $\pi/4$ - QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)	17
1.3.2. 8 - PSK (Phase Shift Keying)	18
1.3.3. 16QAM (Cuadrature Amplitude Modulation)	18
1.4. CANAL INALÁMBRICO	19
1.4.1. Canal Indoor - Comerciales	20
1.4.2. Canal Outdoor – Áreas Rurales	23
1.4.3. Canal Real	26
1.5. SECUENCIA DE ENTRENAMIENTO.....	26
1.5.1. Secuencia Barker	27
1.5.2. Secuencia Gold	28
1.5.3. Secuencia Frank	29
1.6. ECUALIZACIÓN.....	30

1.6.1.	Ecualización Directa	30
1.6.2.	Ecualización Indirecta	32
1.6.3.	Ecualización Zero-Forcing	35
2.	ANÁLISIS Y RESULTADOS	37
2.1.	Resultados obtenidos con variaciones en la ecualización, tanto en simulación vs implementación.....	37
2.2.	Resultados obtenidos con variaciones en la modulación.....	39
2.3.	Resultados obtenidos con variaciones en el tamaño de la secuencia de entrenamiento	41
	CONCLUSIONES	43
	BIBLIOGRAFÍA	46
	ANEXOS	48

ABREVIATURAS

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
FIR	Finite Impulse Response
ISI	Interferencia Intersimbólica
LLSE	Mínimos cuadrados
MMSE	Error Cuadrático Promedio Mínimo
MSE	Error Cuadrático Promedio
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
Rx	Recepción
SNR	Signal to Noise Ratio
Tx	Transmisión
USRP	Universal Software Radio Peripheral

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1. Layout de la vista frontal del NI USRP-2920. [1].....	11
Fig. 2. Implementación en LabView de conversión texto – bitstream.....	15
Fig. 3. Implementación en LabView de conversión bitstream – texto.....	16
Fig. 4. Transmisión y recepción de texto sin degradación.	16
Fig. 5. Transmisión y recepción de texto con degradación.	16
Fig. 6. Mapeo de bits de la constelación $\pi/4$ -QPSK.	17
Fig. 7. Mapeo de bits de la constelación 8-PSK.	18
Fig. 8. Mapeo de bits de la constelación 16QAM.....	19
Fig. 9. Perfil de potencia canal Indoor - Comercial A.....	21
Fig. 10. Perfil de potencia canal Indoor - Comercial B.....	22
Fig. 11. Perfil de potencia canal Outdoor – Área Rural A.	24
Fig. 12. Perfil de potencia canal Outdoor – Área Rural B.	25
Fig. 13. Generador de secuencias Frank.....	29
Fig. 14. Diseño en LabView de ecualizador directo.	32
Fig. 15. Diseño en LabView de ecualizador indirecto.	35
Fig. 16. Diseño en LabView de ecualizador zero-forcing.	36
Fig. 17. Gráfica BER vs SNR de ecualizador directo.....	37
Fig. 18. Gráfica BER vs SNR de ecualizador indirecto.	38
Fig. 19. Gráfica BER vs SNR de ecualizador zero-forcing.....	39
Fig. 20. Gráfica BER vs SNR de canal 1 con variación en tamaño de secuencia de entrenamiento.	41
Fig. 21. Gráfica BER vs SNR de canal real con variación en tamaño de secuencia de entrenamiento.	42

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Características NI USRP-2920 como transmisor. [1]	12
Tabla 2. Características NI USRP-2920 como receptor. [1].....	13
Tabla 3. Canales Indoor – Comerciales.....	20
Tabla 4. Pasos para canal Indoor – Comerciales A.....	21
Tabla 5. Pasos para canal Indoor – Comerciales B.....	22
Tabla 6. Canales Outdoor – Áreas Rurales.....	23
Tabla 7. Pasos para canal Outdoor – Área Rural A.....	24
Tabla 8. Pasos para canal Outdoor – Área Rural B.....	25
Tabla 9. Secuencias Barker de longitud variable.....	28
Tabla 10. Secuencias Gold de longitud variable.....	28
Tabla 11. Respuestas SNR vs BER para cada modulación canal Indoor Comerciales.....	40
Tabla 12. Respuestas SNR vs BER para cada modulación canal outdoor Áreas Rurales.....	40

INTRODUCCIÓN

Antes de iniciar el marco teórico concerniente a la implementación realizada, es preciso definir el hardware utilizado para conocer las características y limitantes de la misma, estos equipos de RF son capaces de ser usados como transmisor y receptor, para una mejor concepción física del hardware se muestra el layout del mismo en la Fig. 1.

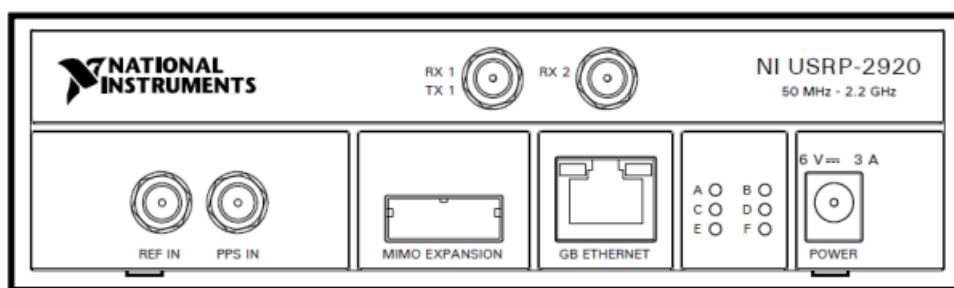


Fig. 1. Layout de la vista frontal del NI USRP-2920. [1]

El NI USRP-2920 tiene mucha versatilidad en cuanto a su utilidad y programación, es una radio definida por software, en la que tanto para transmisión como para recepción tiene diferentes especificaciones de muestreo y ancho de banda.

En calidad de transmisor, el hardware recibe la señal banda base discreta desde la PC con 16 bits de resolución y 25MMuestras/segundo, para pasar a una señal analógica pasa banda, luego es amplificada y transmitida por el medio de propagación, que para nuestro caso es el aire. También se detallan

rangos, ganancias y parámetros de ancho de banda en la transmisión en la Tabla 1.

TRANSMISOR	
Rango de frecuencias	50MHz – 2.2GHz
Máxima Potencia (Salida)	50MHz – 1.2GHz (17–20 dBm)
	1.2GHz – 2.2GHz (15–18 dBm)
Ganancia	0 dB – 31 dB
Máximo ancho de banda	16 bit: 20MHz
	8 bit: 40MHz
Máximo I/Q Sampling	16 bit: 25MS/s
	8 bit: 50MS/s

Tabla 1. Características NI USRP-2920 como transmisor. [1]

El hardware en el caso de operar como receptor, la señal se combina con una frecuencia de portadora para convertirse en una señal IQ de banda base compleja muestreada a 100MMuestras/segundo. La señal digital pasa por una etapa de reducción de tasa de muestreo al ingresar al USRP, valores que son seteados por el usuario de acuerdo a los parámetros de transmisión y requerimientos del mismo para el procesamiento en los bloques de LabView. Para adquisición de señales de banda angosta basta con muestrear a una tasa tal que se cumpla el criterio de Nyquist, los rangos, ganancias y parámetros de ancho de banda en recepción del hardware se muestran en la Tabla 2.

RECEPTOR	
Rango de frecuencias	50MHz – 2.2GHz
Ganancia	0 dB – 31 dB
Máximo ancho de banda	16 bit: 20MHz
	8 bit: 40MHz
Máximo I/Q Sampling	16 bit: 25MS/s
	8 bit: 50MS/s

Tabla 2. Características NI USRP-2920 como receptor. [1]

1. MARCO TEÓRICO

En este capítulo se referencia a todos los conceptos teóricos necesarios que se deben considerar para poder establecer el análisis respectivo de los sistemas a simular e implementar.

1.1. SISTEMAS DE COMUNICACIÓN DIGITAL INALÁMBRICA

Los sistemas de comunicación inalámbrica utilizan las propiedades del aire como medio de propagación para el envío de la data, en el que como parámetros importantes a considerar para garantizar una buena recepción, son la potencia de transmisión, la distancia transmisor/receptor, entre otros. El ruido que se introduce en una comunicación por aire está determinado por las condiciones en el receptor. [2]

También es preciso hablar de los sistemas digitales, en el que la data se transmite en forma de bits independientemente del tipo de data que sea, los cuales pasan por la acción de varios bloques para lograr codificar, modular y transmitir la información enviada a través del canal.

1.2. TRANSMISIÓN

La data o fuente de información para este proyecto es el texto, en el que se debe seguir un proceso de conversión para que la misma sea enviada a

través del canal en forma de bitstream. En primera instancia, el texto se convierte en un arreglo de código ASCII, ya que todos los caracteres de una cadena de string tienen su código numérico (inclusive el espacio, salto de línea y caracteres especiales), ésta a la vez se convierte en un arreglo de caracteres booleanos, para luego realizar la conversión a un arreglo de 0 y 1. El detalle de la codificación en LabView se muestra en la Figura 2. Todo el proceso descrito se lleva a cabo en el transmisor.

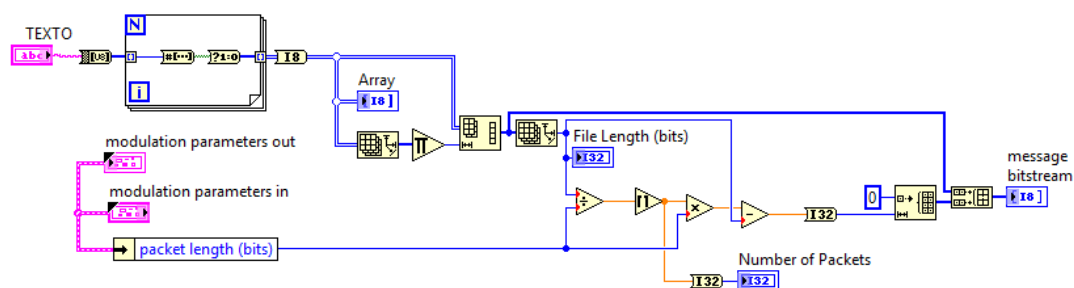


Fig. 2. Implementación en LabView de conversión texto – bitstream.

De igual manera, en el receptor se tiene que evidenciar un proceso inverso para realizar la conversión de bitstream a texto, como entrada se tiene el texto en forma de bitstream, en el que se reorganiza el arreglo en función de enteros de 8 bits, para la conversión a caracteres booleanos, y luego proceder con el traspaso de los mismos al código ASCII para finalmente recuperar el texto inicial. El proceso del mismo se muestra en la Figura 3.

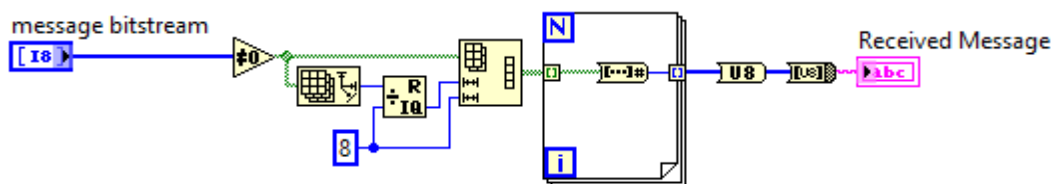


Fig. 3. Implementación en LabView de conversión bitstream – texto.

En las Figuras 4 y 5 se muestran un ejemplo de la transmisión y recepción de texto implementado en Labview.

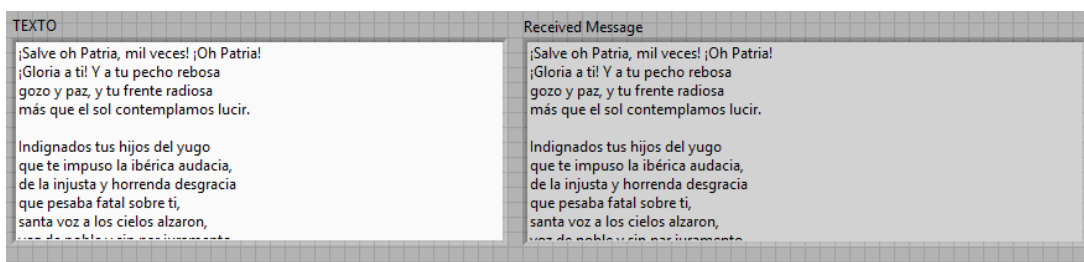


Fig. 4. Transmisión y recepción de texto sin degradación.

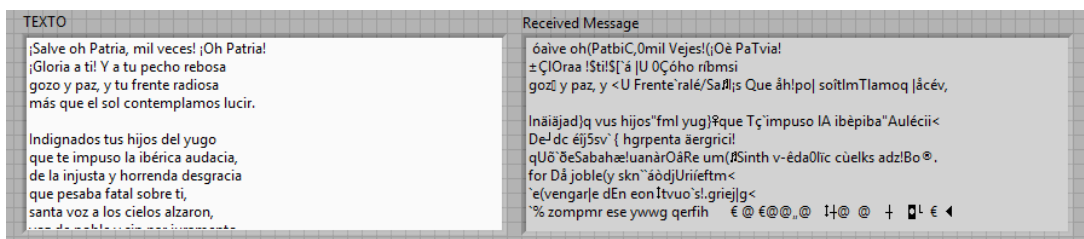


Fig. 5. Transmisión y recepción de texto con degradación.

1.3. MODULACIÓN DIGITAL

La modulación digital consiste en el mapeo de una secuencia de bits a un conjunto de señales analógicas que son ideales para la transmisión sobre un canal de comunicación, minimizando los efectos del ruido del canal y brinda la capacidad de multiplexado de varias señales que garantizan el envío de la data.

1.3.1. $\pi/4$ - QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

Modulación por desplazamiento de fase, también conocida PSK cuaternaria o 4QAM, pero con la particularidad que los símbolos se encuentran rotados una fase equivalente a $\pi/4$, pertenece a la familia MPSK, en el que $M=4$, con una equivalencia de 2 bits por símbolo.

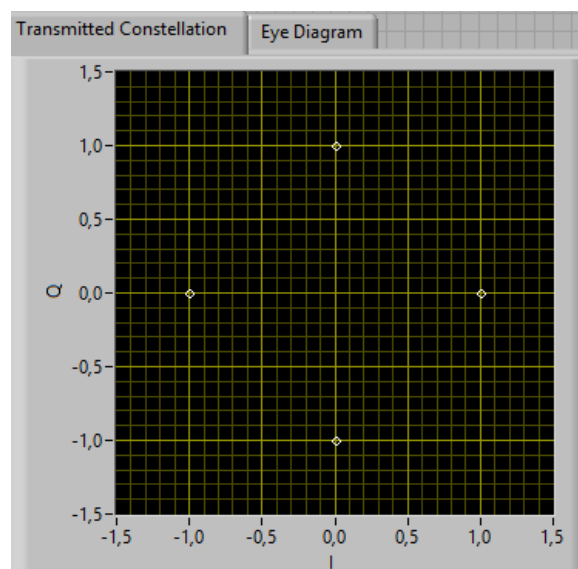


Fig. 6. Mapeo de bits de la constelación $\pi/4$ -QPSK.

1.3.2. 8 - PSK (Phase Shift Keying)

Modulación por desplazamiento de fase, también conocida como modulación angular, ya que la constelación es formada por una variación de fase de la portadora, la principal ventaja en este tipo de modulación es que la potencia de todos los símbolos es la misma, pertenece a la familia M-PSK, en el que $M=8$, con una equivalencia de 3 bits por símbolo. [3]

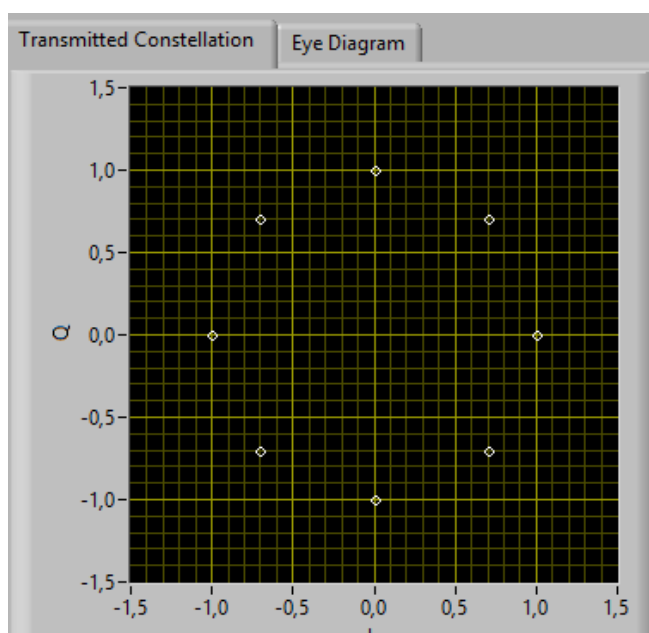


Fig. 7. Mapeo de bits de la constelación 8-PSK.

1.3.3. 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

Modulación por amplitud en cuadratura, se utilizan dos portadoras para transmitir la información; es decir, se envía data tanto en amplitud como en fase de la portadora, aprovechando el ancho de banda de forma

óptima, pertenece a la familia M-QAM, en el que $M=16$, con una equivalencia de 4 bits por símbolo.

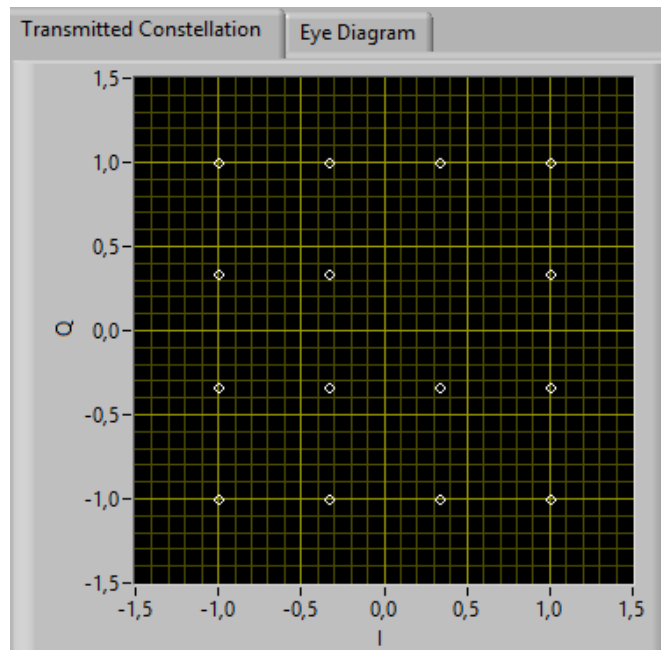


Fig. 8. Mapeo de bits de la constelación 16QAM.

1.4. CANAL INALÁMBRICO

Canal de transmisión es el medio por el cual se envía la señal modulada, en esta sección es donde existe la probabilidad de que se introduzcan errores en la transmisión, por atenuaciones del medio, limitaciones en el ancho de banda, desvanecimiento, entre otros factores. Por lo que a continuación se muestra en detalle las especificaciones técnicas de cada modelo de canal inalámbrico a simular e implementar.

1.4.1. Canal Indoor - Comerciales

Es un canal cuya propagación de las señales es afectada por la difracción, reflexión y dispersión de los obstáculos intermedios entre Tx y Rx, causando múltiple trayectoria en diferente instante de tiempo, se representa a través de sus niveles de potencia en dB para cada intervalo de retraso en el tiempo, simulando el comportamiento del mismo para tipo indoor. (Comerciales).

CANAL A		CANAL B	
Delay (nSec)	Avg Power (dB)	Delay (nSec)	Avg Power (dB)
0	0	0	0
100	-5.9	100	-0.2
200	-14.6	200	-5.4
		400	-6.9
		500	-24.5
		700	-29.7

Tabla 3. Canales Indoor – Comerciales.

Una vez detalladas las potencias medias para cada retraso, es posible determinar las propiedades del canal a través de la gráfica de perfil de potencia, tal como se muestran en la Figuras 9 y 10 para canales Indoor Comerciales A y B respectivamente, donde se muestra la intensidad de la señal recibida para cada canal multipaso en función del retardo de

tiempo, también se muestran las tablas con los respectivos pasos para cada canal de análisis.

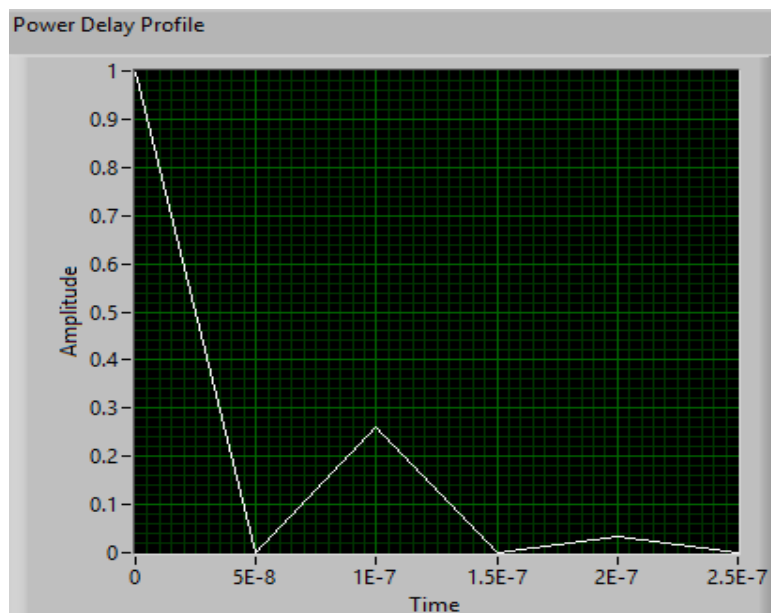


Fig. 9. Perfil de potencia canal Indoor - Comercial A.

CANAL INDOOR COMERCIALES A		
(a + bi) =	1,000000000000	0,000000000000 i
(a + bi) =	-0,506990250109	0,000681594588 i
(a + bi) =	0,186208040562	-0,000500674804 i

Tabla 4. Pasos para canal Indoor – Comerciales A.

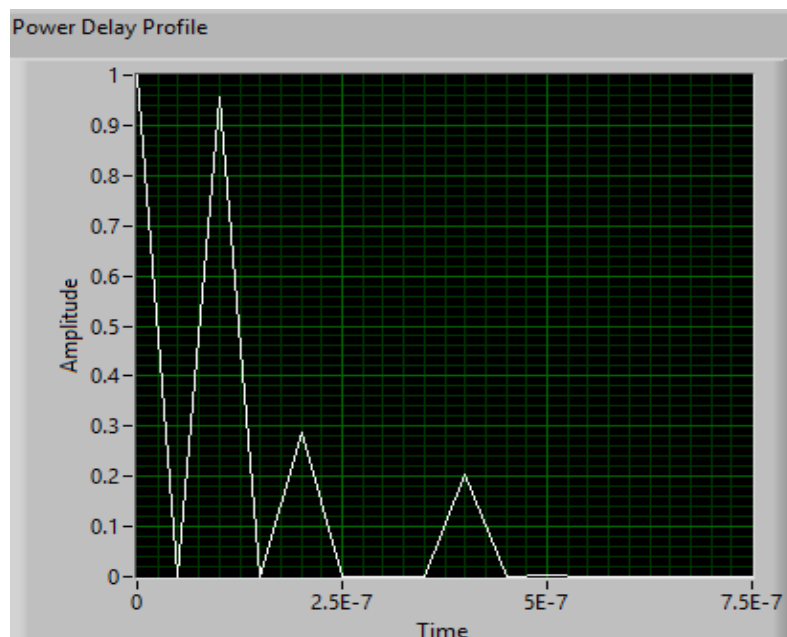


Fig. 10. Perfil de potencia canal Indoor - Comercial B.

CANAL INDOOR COMERCIALES B		
$(a + bi) =$	1,000000000000	0,000000000000 i
$(a + bi) =$	-0,977236337830	0,001313790550 i
$(a + bi) =$	0,537029855117	-0,001443961909 i
$(a + bi) =$	0,000000000000	0,000000000000 i
$(a + bi) =$	0,451849410942	-0,002429876286 i
$(a + bi) =$	-0,059564868614	0,000400399013 i
$(a + bi) =$	0,000000000000	0,000000000000 i
$(a + bi) =$	-0,032732619997	0,000308047646 i

Tabla 5. Pasos para canal Indoor – Comerciales B.

1.4.2. Canal Outdoor – Áreas Rurales

Es un canal con especificaciones similares a la parte indoor comerciales, pero con diferentes esquemas de potencia y retardo para simular otro escenario, en el que se representa a través de niveles de potencia en dB para cada intervalo de retraso en el tiempo, simulando el comportamiento para tipo outdoor. (Áreas Rurales).

CANAL A		CANAL B	
Delay (uSec)	Avg Power (dB)	Delay (uSec)	Avg Power (dB)
0.0	0.0	0.0	0.0
0.2	-2.0	0.1	-4.0
0.4	-10.0	0.2	-8.0
0.6	-20.0	0.3	-12.0
		0.4	-16.0
		0.5	-20.0

Tabla 6. Canales Outdoor – Áreas Rurales.

De igual forma, se muestran en la figuras 11 y 12 las gráficas de perfiles de potencia para los canales outdoor áreas rurales A y B respectivamente.

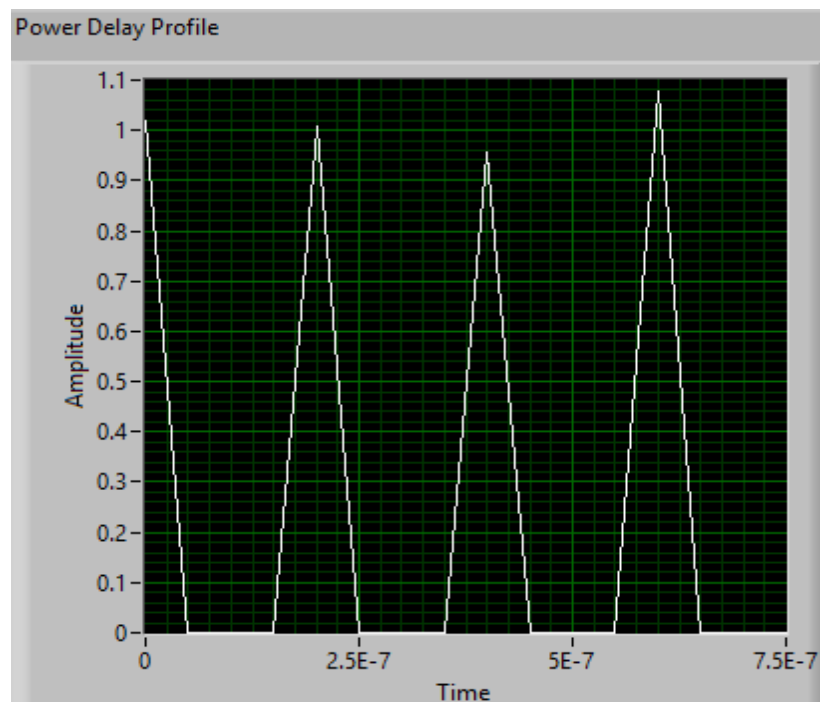


Fig. 11. Perfil de potencia canal Outdoor – Área Rural A.

CANAL OUTDOOR AREAS RURALES A		
(a + bi) =	1,000000000000	0,000000000000 i
(a + bi) =	0,794325363400	-0,002135776171 i
(a + bi) =	0,316223193646	-0,001700529470 i
(a + bi) =	0,099996746711	-0,000806627093 i

Tabla 7. Pasos para canal Outdoor – Área Rural A.

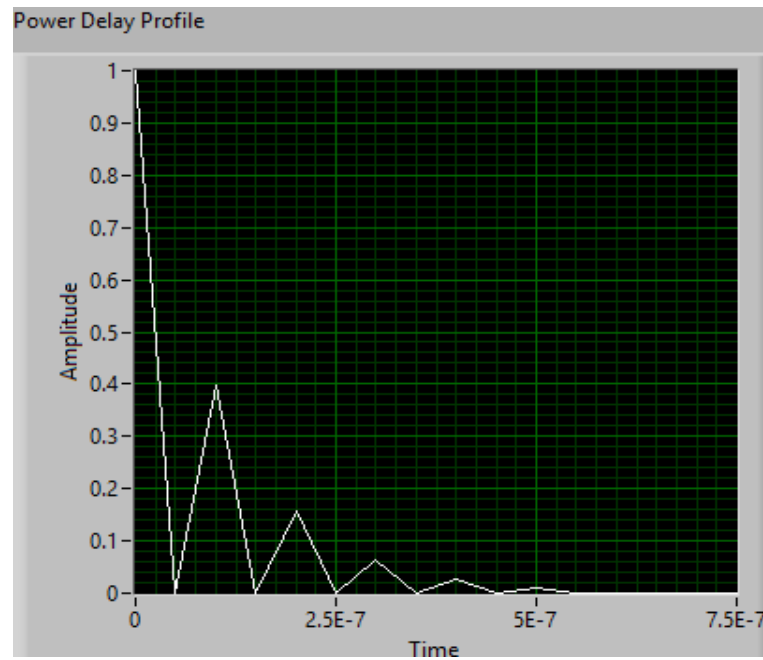


Fig. 12. Perfil de potencia canal Outdoor – Área Rural B.

CANAL OUTDOOR AREAS RURALES B		
(a + bi) =	1,000000000000	0,000000000000 i
(a + bi) =	-0,630956774286	0,000848254424 i
(a + bi) =	0,398105731482	-0,001070423751 i
(a + bi) =	-0,251186600169	0,001013086065 i
(a + bi) =	0,158487027632	-0,000852283661 i
(a + bi) =	-0,099997740768	0,000672191472 i

Tabla 8. Pasos para canal Outdoor – Área Rural B.

1.4.3. Canal Real

Para la implementación de este tipo de canal, se realizará el análisis con un canal AWGN para simular las características de un canal real, en el que para la implementación y toma de datos se utilizan antenas omnidireccionales tipo VERT400, que utiliza puertos de tipo SMA para observar el comportamiento multitrayectoria y establecer una comparación respecto a los canales indoor y outdoor.

1.5. SECUENCIA DE ENTRENAMIENTO

Este tipo de secuencias de bits que son de gran importancia para el transmisor como el receptor, ya que una de sus facultades es la estimación del canal, debido a su alta correlación es posible identificar el inicio de la trama, introduciendo la secuencia de entrenamiento tanto en el transmisor y receptor, de tal manera que si se tiene la secuencia de entrenamiento $s(\tau)$, la autocorrelación de la misma presenta la siguiente propiedad:

$$R_{s,s}(\tau) = s(\tau) * s^*(\tau) = \delta(\tau) \quad (1)$$

Por lo que la secuencia al pasar por el canal tiene la forma mostrada en la Ecuación 2.

$$z(\tau) = h(\tau) * s(\tau) \quad (2)$$

Donde $z(\tau)$ es la respuesta de la secuencia a través del canal, y $h(\tau)$ la respuesta del canal. En recepción el canal se estima a través de la correlación cruzada con la secuencia de entrenamiento $s(\tau)$, en el que se obtiene:

$$R_{z,s}(\tau) = z(\tau) * s^*(\tau) = h(\tau) \quad (3)$$

La cual se obtiene por la propiedad de alta autocorrelación y correlación cruzada de las secuencias en mención, también sincronizan la trama y tiene otros aplicativos en el receptor.

1.5.1. Secuencia Barker

Toda secuencia $\{a_i\}_{i=1}^n$ tiene una función de autocorrelación aperiódica que se define con la siguiente expresión:

$$c_k = \sum_{i=1}^{n-k} a_i a_{i+k} \quad (4)$$

Una secuencia Barker es aquella secuencia $\{a_i\}_{i=1}^n$, en el que $a_i = \pm 1$ y $|c_k| \leq 1$, donde $k \geq 1$. [4] No existen muchas secuencias definidas debido a las propiedades que estas secuencias requieren, para nuestro análisis se tomarán secuencias Barker detalladas en la Tabla 9.

Longitud	Secuencia Barker
7	[- - - + + - +]
11	[- - - + + + - + + - +]

Tabla 9. Secuencias Barker de longitud variable.

1.5.2. Secuencia Gold

Las secuencias de Gold ofrecen un gran número de secuencias con propiedad de alta correlación cruzada. [5] El generador Gold es capaz de producir diferentes códigos, dependiendo de las condiciones iniciales del generador, a diferencia de otros que solo generan uno por generador. [6] La generación de la misma se realiza mediante la suma módulo 2 (XOR), de dos M-Secuencias de igual longitud, conocidas como secuencias preferidas. De tal manera que se generan $2^n + 1$ secuencias diferentes con un período equivalente a $2^n - 1$, con correlación cruzada muy baja. [7] Para la implementación de este proyecto, se utilizarán las secuencias Gold detalladas en la Tabla 10.

Longitud	Secuencia Gold
7	[- - - + + + -]
15	[+ - - - - + - - - + + + - - +]

Tabla 10. Secuencias Gold de longitud variable.

1.5.3. Secuencia Frank

Las secuencias Frank $F = \{a^{(1)}, \dots, a^{(r)}, \dots, a^{(q-1)}\}$ son de tipo polifásico de longitud $N = q^2$, las cuales forman los elementos de la secuencia $a^{(r)} = (a_0^{(r)}, a_1^{(r)}, \dots, a_{N-1}^{(r)})$. [8]

$$a_n^{(r)} = a_{jq+k}^{(r)} = e^{\frac{i2\pi r k j}{q}}, 0 \leq k, j < q \quad (5)$$

Donde q es cualquier número entero, y además se debe cumplir que $0 \leq n \leq q^2 - 1$. De acuerdo a esta inducción sobre las secuencias Frank, se implementa un generador en LabView que se muestra en la Figura 13.

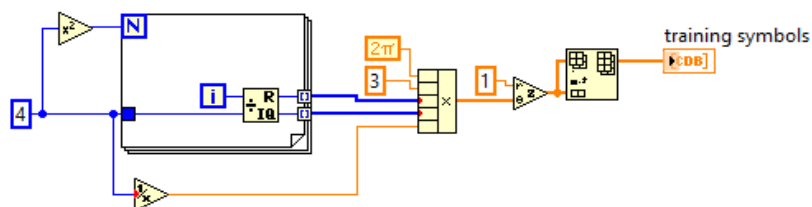


Fig. 13. Generador de secuencias Frank.

1.6. ECUALIZACIÓN

Los ecualizadores que se emplean para el análisis de los diferentes canales indoor y outdoor, tienen como funcionalidad encontrar un filtro que mitigue los efectos del canal, ya que la data puede llegar a sufrir interferencia intersimbólica, las cuales son producidos por los componentes multitrayectoria y necesitan ser cancelados. En la práctica los ecualizadores utilizan filtros FIR con coeficientes ajustables que dependen de la estimación del canal, lo cual produce una respuesta en frecuencia $H_{ec}(f)$. [9] Para este proyecto se realiza una comparación entre el ecualizador Directo, Indirecto y Zero-forcing.

1.6.1. Ecualización Directa

En esta ecualización, tal como su nombre lo indica, la estimación de los coeficientes de canal y del ecualizador, se realiza directamente con la secuencia de entrenamiento utilizada, a través del método de mínimos cuadrados, por lo que luego del proceso de ecualización, la señal recibida se representa en la Ecuación 4. [10]

$$\hat{s}[n - n_d] = \sum_{l=0}^{L_f} f_{n_d}[l]y[n - l] \quad (4)$$

Adoptando una secuencia de entrenamiento conocida tanto en el emisor como receptor, $s[n] = t[n]$ tal que $n = 0, 1, \dots, N_T$, entonces se tiene que

$\hat{s}[n - n_d] = t[n - n_d]$ para $n = n_d, n_d + 1, \dots, n_d + N_T$, [10] por lo que reescribiendo la expresión (4) se tiene:

$$t[n] = \sum_{l=0}^{L_f} f_{n_d}[l]y[n + n_d - l] ; \text{ Para } n=0, 1, \dots, N_t \quad (5)$$

La equivalencia de la misma en ecuación lineal, se muestra de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} t[0] \\ t[1] \\ \vdots \\ t[N_t - 1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y[n_d] & \dots & y[n_d - L_f] \\ y[n_d + 1] & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \vdots \\ y[n_d + N_t - 1] & \dots & y[n_d + N_t - L_f] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{n_d}[0] \\ f_{n_d}[1] \\ \vdots \\ f_{n_d}[L_f] \end{bmatrix} \quad (6)$$

Sea A una matriz $N \times M$, se dice que es de rango completo si $N > M$, condición que se da si $L_f \leq N_T - 1$, y las columnas de A son linealmente independientes, por la presencia del ruido se asume que la matriz Y es de rango completo y es posible llegar a una solución de mínimos cuadrados:

$$\widehat{f}_{n_d} = (Y_{n_d}^* Y_{n_d})^{-1} Y_{n_d}^* t \quad (7)$$

Una vez obtenida la solución en mención, el error cuadrático medio se define como:

$$J[n_d] = \|t - \widehat{Y}_{n_d} \widehat{f}_{n_d}\|^2 \quad (8)$$

La expresión (8) puede ser optimizado con la minimización de la misma con la selección de n_d tal que $J[n_d]$ sea mínimo.

Dado que la longitud de la secuencia de entrenamiento, determina la longitud del ecualizador, la eficiencia de la ecualización directa es proporcional a la longitud de la secuencia de entrenamiento, ya que en este método no considera el error de propagación del canal que se estima. [10]

La codificación del ecualizador indirecto en LabView se muestra en la Figura 14.

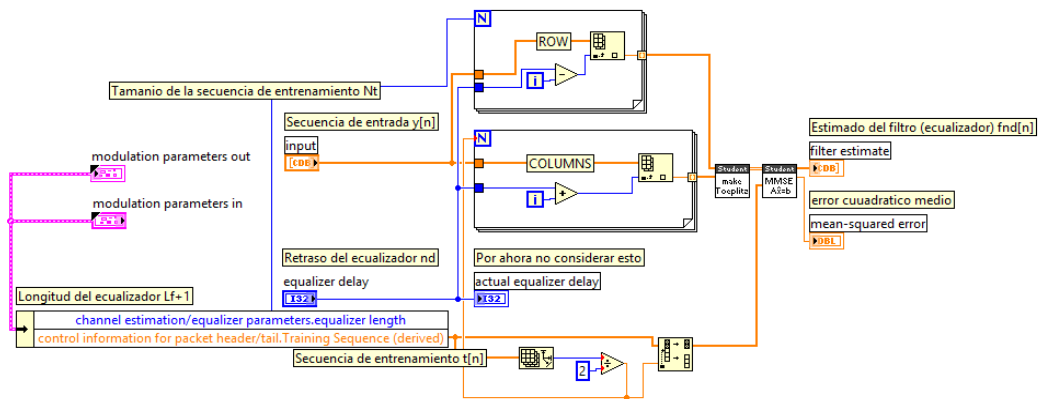


Fig. 14. Diseño en LabView de ecualizador directo.

1.6.2. Ecualización Indirecta

En esta ecualización se deben cumplir dos etapas, las cuales constan de la estimación del canal a través de métodos alternativos como el mínimo error cuadrático medio (MMSE), mínimos cuadrados (LLSE) y el criterio

de máxima verisimilitud, y luego se estima la ecualización del canal que se basa en un filtro con ciertas características para remover los efectos del canal. [10]

En primera instancia se considera una secuencia de entrenamiento conocida, $s[n] = t[n]$ tal que $n = 0, 1, \dots, N_T$, para la solución a la estimación de canal se emplea LLSE, en el que se considera la siguiente expresión:

$$y[n] = \sum_{l=0}^{L_f} h[l]s[n-l] + v[n] \quad (9)$$

En el que $h[l]$ es el canal que se busca estimar, con la premisa de que $s[n]$ es desconocida para $n \geq N_T$, es necesario expresar el error cuadrático en función de la secuencia conocida, y de esta manera encontrar los coeficientes de canal, los cuales son los que minimicen el error cuadrático, que se representa en la Ecuación 10. [10]

$$\{\hat{h}[0], \hat{h}[1], \dots, \hat{h}[L]\} = \underset{a[0], a[1], \dots, a[L]}{\operatorname{arg\,min}} \sum_{n=L}^{N_t-1} \left\| y[n] - \sum_{l=0}^L a[l]t[n-l] \right\|^2 \quad (10)$$

En el que se puede formar un grupo de ecuaciones lineales para la solución de la expresión planteada.

$$\begin{bmatrix} y[L] \\ y[L+1] \\ \vdots \\ y[N_t - 1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t[L] & \dots & t[0] \\ t[L+1] & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \vdots \\ t[N_t - 1] & \dots & t[N_t - 1 - L] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a[0] \\ a[1] \\ \vdots \\ a[L] \end{bmatrix} \quad (11)$$

En el que la matriz T converge con la estimación de los coeficientes del canal. Una vez logrado esta etapa, el siguiente objetivo es mitigar los efectos del canal; es decir, un filtro de la siguiente forma:

$$\sum_{l=0}^{L_f} f[l] \hat{h}[n-l] \approx \delta[n - n_d] \quad (12)$$

De igual manera, se forman ecuaciones que minimicen el error cuadrático.

$$\begin{bmatrix} \hat{h}[0] & 0 & \dots & \dots \\ \hat{h}[1] & \hat{h}[0] & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & & \\ \hat{h}[L] & \vdots & & \\ 0 & \hat{h}[L] & \dots & \\ \vdots & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f[0] \\ f[1] \\ \vdots \\ f[L_f] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \leftarrow n_d + 1 \quad (13)$$

En el que la matriz H es de tipo Toeplitz; es decir, sus diagonales son constantes, [10] y asumiendo que H es de rango completo (coeficientes

no nulos), la solución de mínimos cuadrados converge a la siguiente expresión:

$$\widehat{f}_{n_d} = (\widehat{H} * \widehat{H})^{-1} \widehat{H} * e_{n_d} \quad (14)$$

La codificación del ecualizador indirecto en LabView se muestra en la Figura 15.

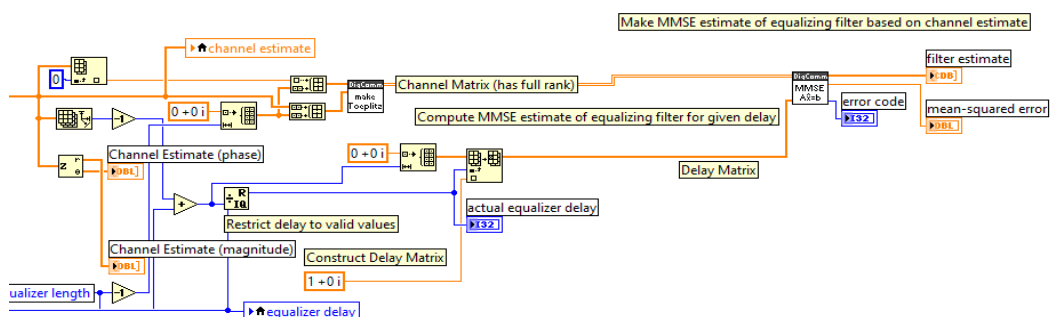


Fig. 15. Diseño en LabView de ecualizador indirecto.

1.6.3. Ecualización Zero-Forcing

Los coeficientes de la ecualización Zero-Forcing son seleccionados de manera forzada, para que se cumpla la condición de que la interferencia intersimbólica sea nula, también se conoce como ecualizador de distorsión de pico. Dado que se pretende remover todo el ISI introducido en el canal, [11] el ecualizador que logra esta premisa tiene la siguiente respuesta:

$$H_{ZF}(f) = \frac{1}{F_C(f)} \quad (15)$$

Este ecualizador también se lo llama ecualizador de canal inverso, [12] y además se puede representar en el dominio del tiempo discreto, por lo que no es posible su implementación a través de filtros FIR, ya que no hay un conjunto finito de coeficientes tal que cumpla la Ecuación 16.

$$w_{-L}Z^L + \dots + w_L Z^{-L} = \frac{1}{F_C(Z)} \quad (16)$$

Además se tiene una expresión adicional para los coeficientes en el dominio del tiempo discreto.

$$\sum_{m=-M}^M c[m]h[n-m] = x[n] = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases} \quad (17)$$

La codificación del ecualizador zero-forcing en LabView se muestra en la Figura 16.

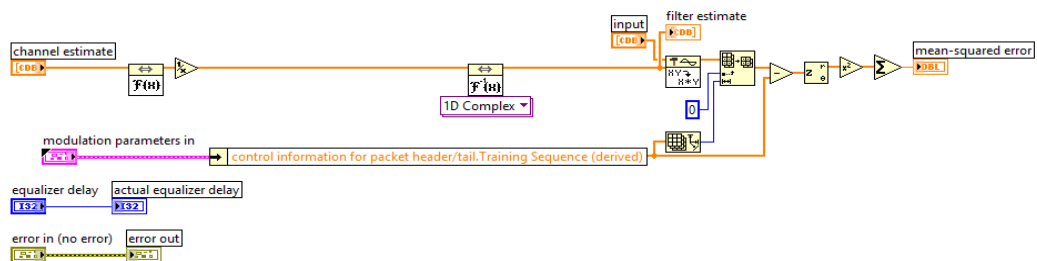


Fig. 16. Diseño en LabView de ecualizador zero-forcing.

2. ANÁLISIS Y RESULTADOS

Luego de la implementación del sistema descrito en este artículo académico, es preciso definir algunos escenarios de análisis para establecer criterios de comparación y emitir un juicio de valor con respecto a la selección del sistema más óptimo.

2.1. Resultados obtenidos con variaciones en la ecualización, tanto en simulación vs implementación

Para este caso, se establece como constante el tamaño de la secuencia de entrenamiento y la modulación, para poder realizar todas las variaciones posibles en cuanto a cada canal y ecualización, por lo que se fija una secuencia de tipo Gold de tamaño 15 con una modulación $\pi/4$ QPSK para el análisis respectivo.

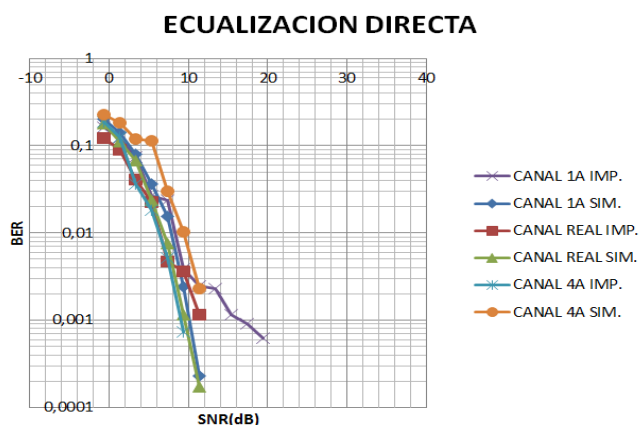


Fig. 17. Gráfica BER vs SNR de ecualizador directo.

En la Figura 17 se muestra la respuesta de los canales listados en la gráfica, se observa que para la ecualización directa el sistema que presenta un mejor performance es el canal real, y el sistema menos óptimo converge al canal 4A.

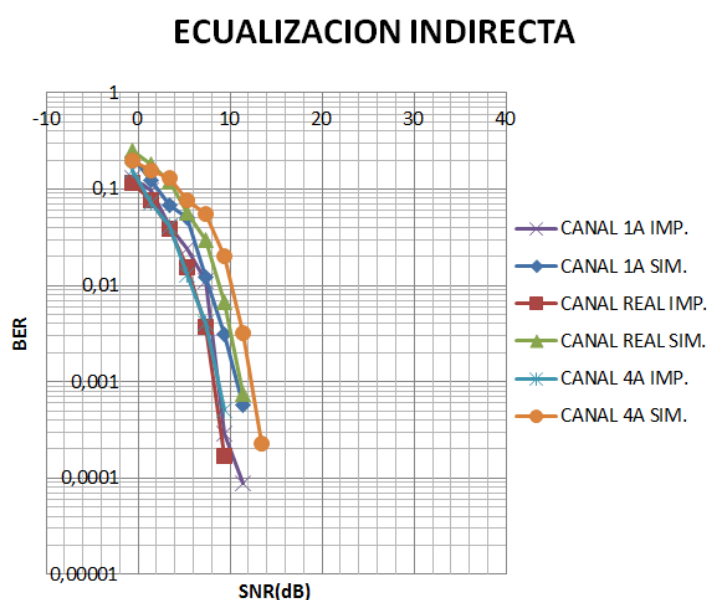


Fig. 18. Gráfica BER vs SNR de ecualizador indirecto.

En la Figura 18 se muestra la respuesta de los canales indoor, outdoor y real, para la ecualización indirecta, tanto simulados como implementados, se mantiene que los resultados en la implementación son más favorables que los simulados en la mayoría de canales, el sistema más óptimo converge al canal real, en cambio el sistema menos óptimo en esta ecualización se mantiene en el canal 4A.

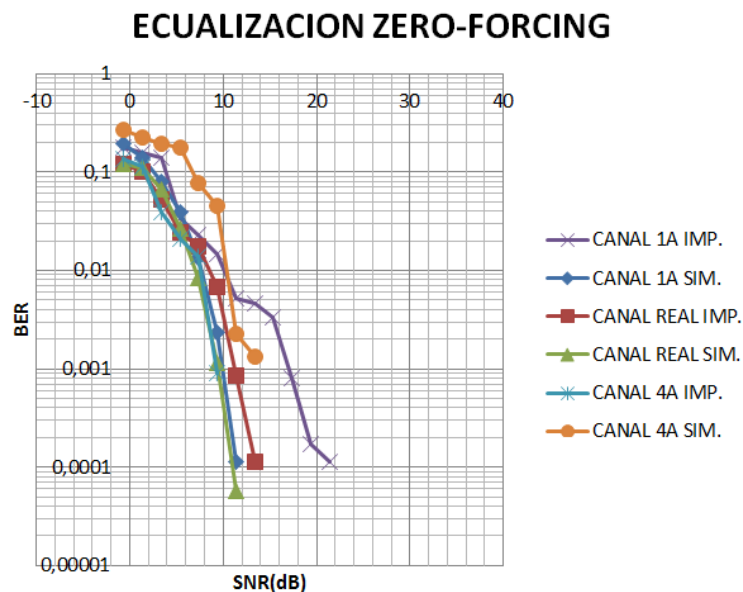


Fig. 19. Gráfica BER vs SNR de ecualizador zero-forcing.

En la Figura 19 se muestra la respuesta de todos los canales indoor, outdoor y real, para la ecualización zero-forcing, tanto simulados como implementados, en este caso los resultados en la simulación son más favorables que los implementados en la mayoría de canales, el sistema más óptimo es el 4A para valores menores a 10dB, y 1A para valores mayores a 10dB.

2.2. Resultados obtenidos con variaciones en la modulación

En este escenario, se busca analizar para cada canal, la tasa de bits correspondiente, realizando todas las posibles variaciones en cuanto a la

modulación, para lo cual se mantiene constante una secuencia de entrenamiento tipo Frank de tamaño 16 y la ecualización de forma directa.

CANAL	MOD	SNR (dB)	Rb (Mbps)
1A	$\pi/4$ QPSK	10.742	20
1B	$\pi/4$ QPSK	29.315	20
1A	8-PSK	19.746	30
1B	8-PSK	29.715	30
1A	16QAM	29.132	40
1B	16QAM	31.145	40

Tabla 11. Respuestas SNR vs BER para cada modulación canal Indoor Comerciales.

CANAL	MOD	SNR (dB)	Rb (Mbps)
4A	$\pi/4$ QPSK	13.415	20
4B	$\pi/4$ QPSK	11.645	20
4A	8-PSK	29.748	30
4B	8-PSK	21.546	30
4A	16QAM	27.156	40
4B	16QAM	30.145	40

Tabla 12. Respuestas SNR vs BER para cada modulación canal outdoor Áreas Rurales.

En las tablas 11 y 12, se muestra un comparativo para cada canal, con respecto a los tres esquemas de modulación de estudio, en el que se evidencia que la modulación $\pi/4$ QPSK es mucho más robusta con

respecto a la tolerancia del ruido, luego se tiene el esquema 8-PSK como esquema más robusto y en última instancia se tiene el esquema 16QAM.

2.3. Resultados obtenidos con variaciones en el tamaño de la secuencia de entrenamiento

Para este caso, se pretende definir un criterio en cuanto al efecto del tamaño de la secuencia de entrenamiento en la ecualización y en el proceso de estimación de canal, por lo que para este análisis se mantiene un ecualizador indirecto con una modulación 8-PSK.

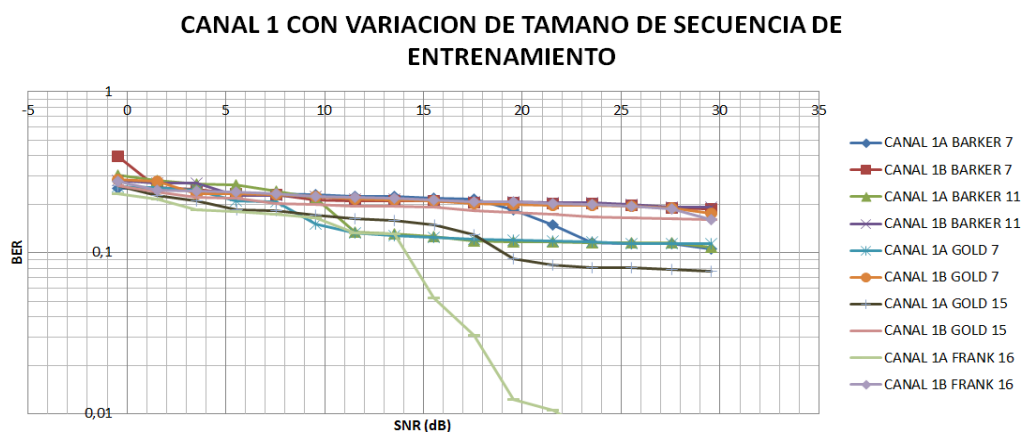


Fig. 20. Gráfica BER vs SNR de canal 1 con variación en tamaño de secuencia de entrenamiento.

En la Figura 20 Se observa el efecto de la variación de tamaño de la secuencia de entrenamiento en el canal indoor comercial, en el que para longitudes cortas de secuencia de entrenamiento se muestra que se tiene

más error por bit, y para secuencias de tamaño mayor se compensa este efecto y se mejora el BER.

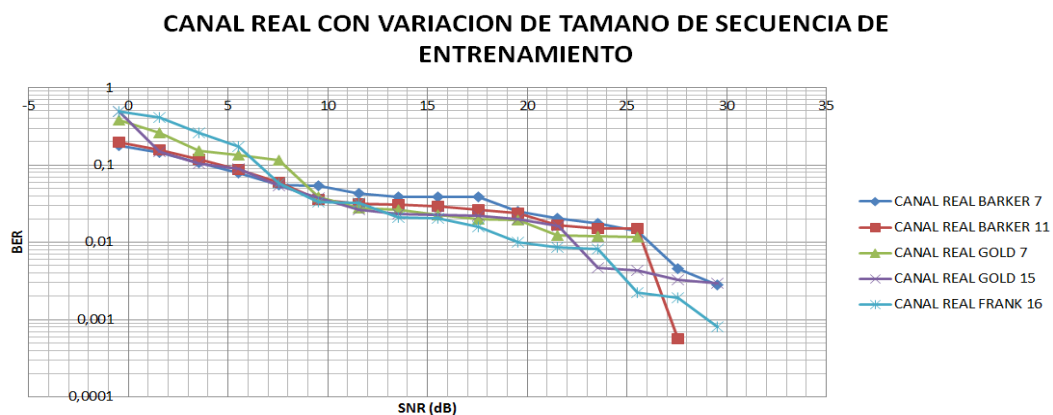


Fig. 21. Gráfica BER vs SNR de canal real con variación en tamaño de secuencia de entrenamiento.

En la Figura 21, de igual manera se enfoca el canal real con variación de longitud de secuencia, en donde se confirma que para secuencias de tamaño mayor se tiene un sistema más óptimo.

CONCLUSIONES

De acuerdo a los resultados obtenidos tanto en simulación como en implementación de los sistemas desarrollados en LabView para cada canal, se establecen los siguientes criterios como conclusión:

- Entre los ecualizadores de estudio, el que presenta una mayor robustez de estimación de canal es el ecualizador directo, ya que la misma utiliza directamente la secuencia de entrenamiento para la respectiva estimación de señal recibida, en cambio la ecualización indirecta utiliza la secuencia de entrenamiento primero para estimar el canal, y luego para estimar la señal recibida, por consiguiente la ecualización zero-forcing es muy vulnerable al ruido, lo cual se refleja también en las gráficas obtenidas de BER vs SNR.
- Mientras mayor sea la longitud de la secuencia de entrenamiento, se tendrá una mayor optimización en la estimación del canal, ya que la misma se utiliza tanto para sincronización de trama como en la ecualización, premisa que se confirma con las gráficas obtenidas y con el correcto mapeo de símbolos que se tienen en el receptor y por ende la data recibida.

- La cantidad de retrasos en los canales indoor y outdoor, que son conocidos como canales multipasos, son directamente proporcionales al aumento de interferencia intersimbólica; es decir, mientras mayor sea la cantidad de pasos del canal, la probabilidad de que haya ISI y que el mapeo de símbolos en recepción no se realice de forma óptima y haya traslape de símbolos, por ende un BER elevado. Para lo cual se aplican técnicas como ecualización y sincronismo de trama para mitigar estos efectos.
- De las tres modulaciones de estudio, la más robusta para soportar los efectos multipasos de los canales indoor y outdoor es la modulación $\pi/4$ QPSK, ya que es la que tiene menor cantidad de bits por símbolo y es ideal para combatir el ISI, una modulación como 16QAM, en el que se usan 4 bits por símbolo, ante un canal multipaso existe la alta probabilidad de que los símbolos se traslapen en el lugar geométrico que no les corresponde degradando la señal en recepción.
- En los tres tipos de secuencia de entrenamiento, para el canal real se tiene que para valores de SNR menores a 8dB, las secuencias tipo Barker tienen mejor respuesta, para valores entre 8 y 22.5 dB, la secuencia Frank presenta una mejor performance, entre 22.5 y 24.5 dB la secuencia Gold evidencia mejores propiedades que las demás, y para valores mayores a 24.5 dB la secuencia más robusta es la de tipo Barker.

- En este proyecto solo se consideraron ciertos escenarios específicos de análisis, por lo que el mismo puede ser tomado para estudiar y analizar otros perfiles y continuar la investigación de más variables; es decir, el sistema es escalable.

BIBLIOGRAFÍA

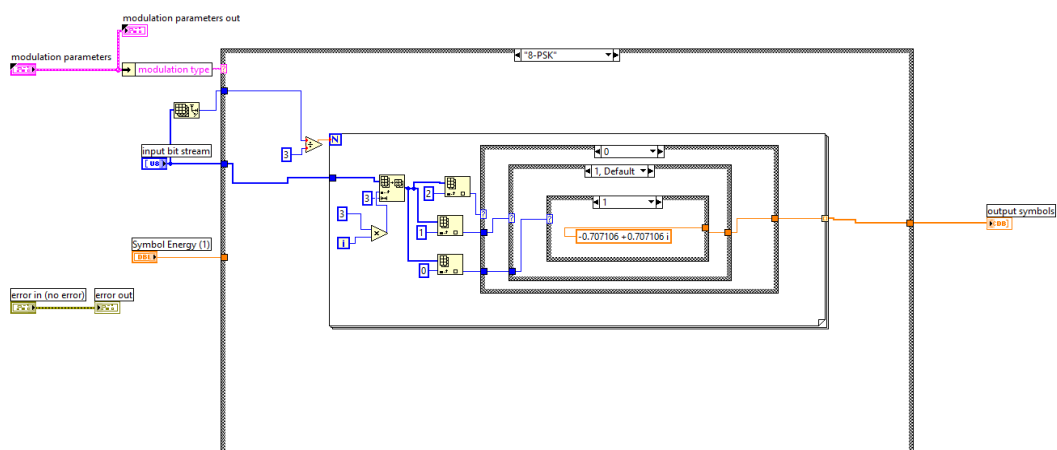
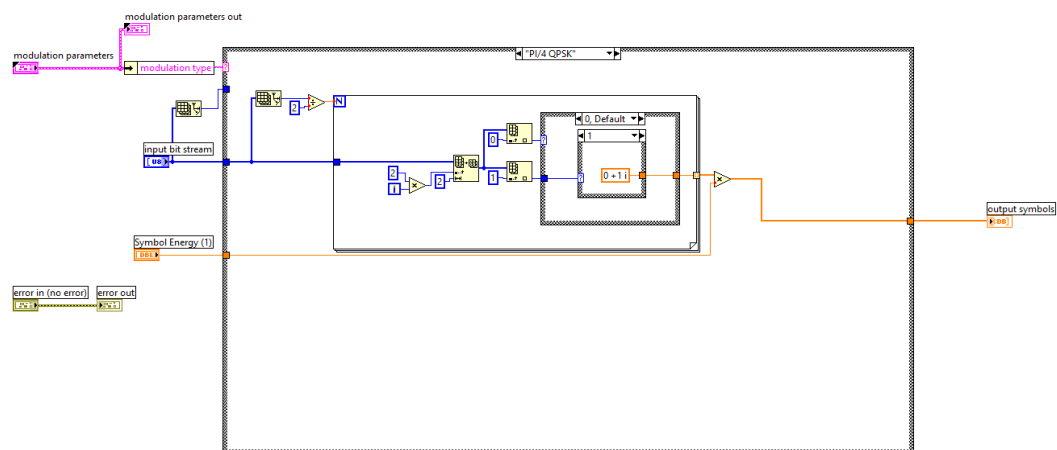
- [1] National Instruments, "NI USRP-2920 Specifications", National Instruments Corporation. (2012-2016).
- [2] Andrea Goldsmith, "Wireless Communications", Cambridge University Press, 2005.
- [3] P. por David Morales, "telecomunicaciones." [Online]. Available: <http://vampiregothiclord.blogspot.com/2012/02/la-modulacion-por-desplazamiento-de.html>. [Accessed: 26-Oct-2016]
- [4] Kenneth MacDonald,, "Barker Sequences Theory and Applications" Thesis submitted to the Faculty of the University of Maryland, College Park in partial fulfillment of requirements for the degree of Master of Science, University of Maryland. (2009).
- [5] A. Das, Digital Communication: Principles and System Modelling. Springer Science & Business Media, 2010.
- [6] Bashar Ali, Amado García, Sergio Fernández "Influencia del balance de los códigos de gold y MLS en la calidad de la recepción en sistemas DS-CDMA", Universidad Ciencia y Tecnología. (2005).
- [7] Christian Arévalo, Jonnathan Rojas, "Material didáctico para el estudio y simulación de CDMA: Aplicación a comunicaciones móviles" Tesis para la obtención de título de ingeniero en Electrónica y telecomunicaciones, Escuela Politécnica Nacional. (2011).
- [8] C. Boyd, "Cryptography and Coding: Fifth IMA Conference; Cirencester, UK, Proceedings, Springer Science & Business Media, 1995.

- [9] S. R. Oriol y P. R. Jordi, "Fundamentos de diseño y gestión de sistemas de comunicaciones móviles celulares" Universitat Politècnica de Catalunya, Iniciativa Digital Politécnica, 2012.
- [10] Robert w. Heat Jr. Ph.D., PE. "Digital Communications: Physical Layer Lab using the NI USRP Platform", National Technology and Science Press
- [11] Byron Floreano, Santiago Jacome, "Mitigación del ISI (Interferencia Intersimbólica) sobre un Sistema WiMAX Fijo" Tesina de seminario previa para la obtención de título de ingeniero en Electrónica y telecomunicaciones, Escuela Superior Politécnica del litoral. (2010).
- [12] Carlos Vélez, Mathew Kortum, "Diseño, simulación de esquemas de estimación del canal y ecualización de un sistema de comunicación de una sola portadora" Tesina de seminario previa para la obtención de título de ingeniero en Electrónica y telecomunicaciones, Escuela Superior Politécnica del litoral. (2013).

ANEXOS

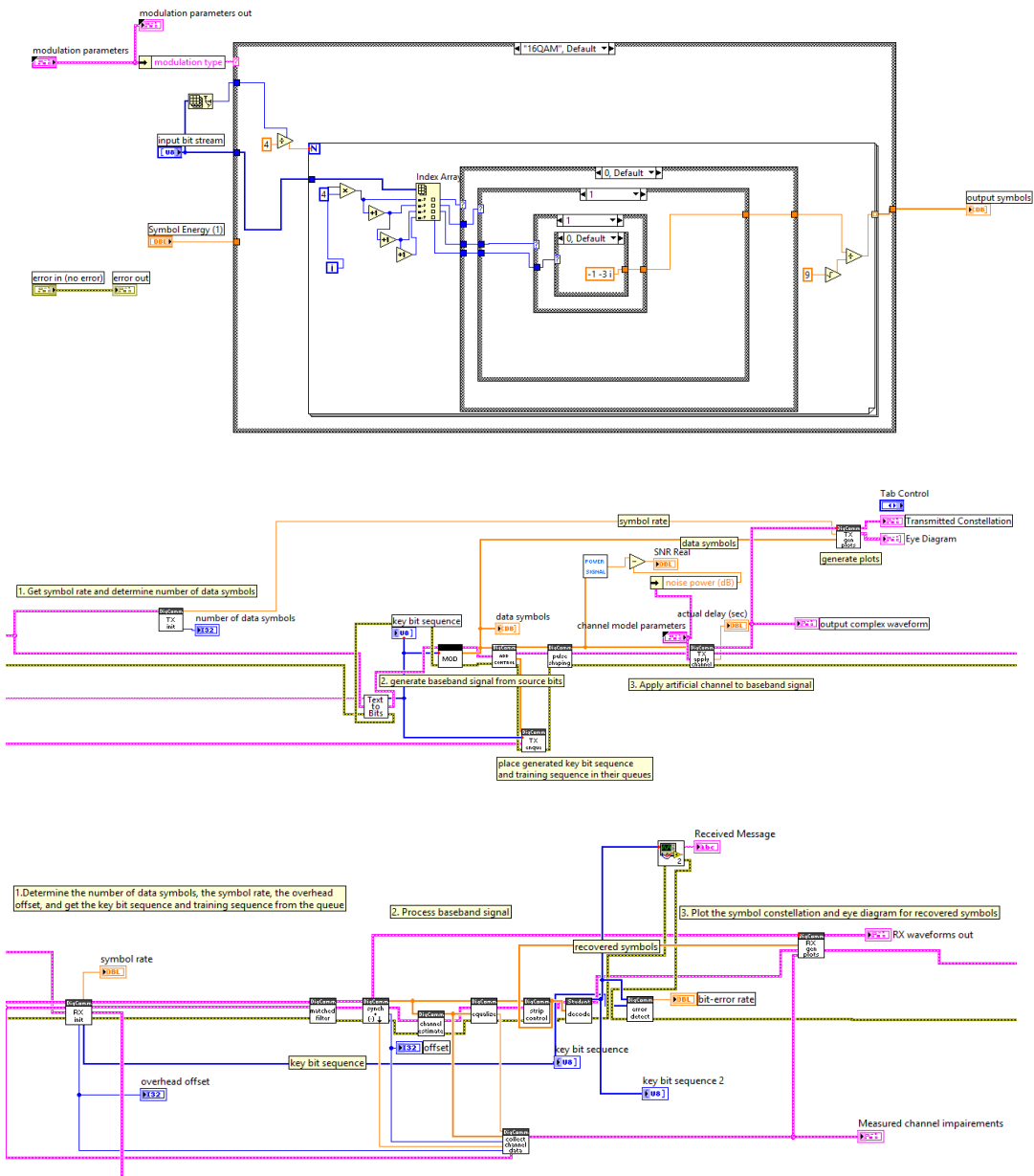
ANEXO 1

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL MODULADOR PI/4 QPSK Y 8PSK



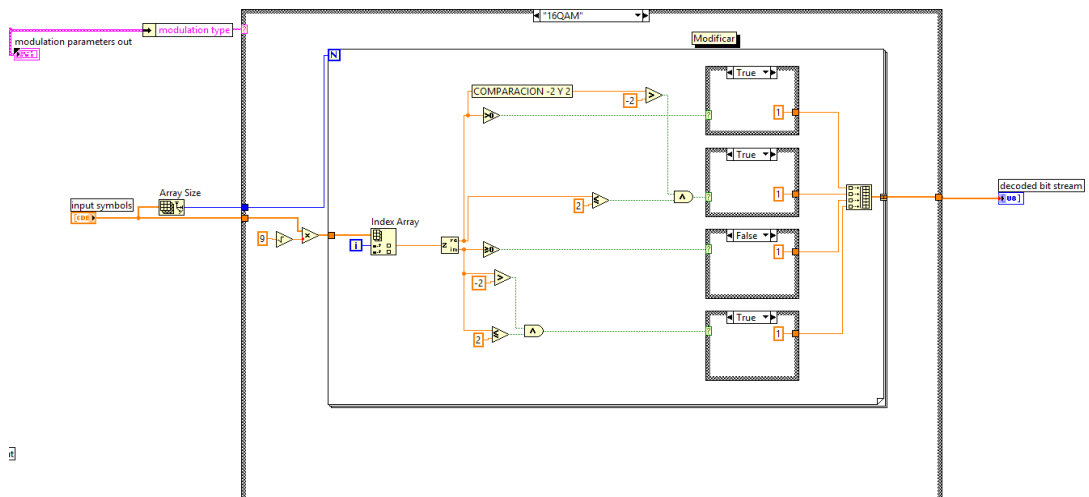
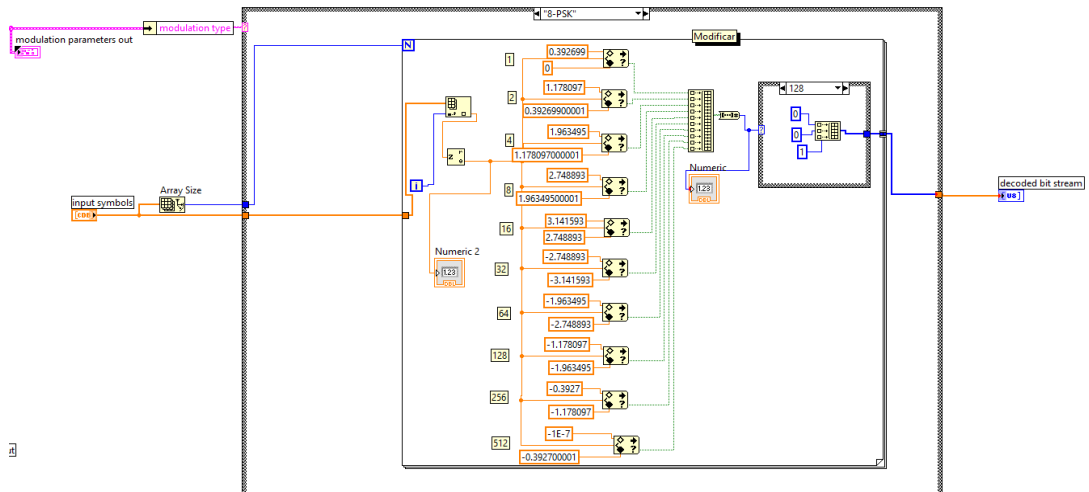
ANEXO 2

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE MODULADOR 16QAM, TRANSMITTER Y RECEIVER



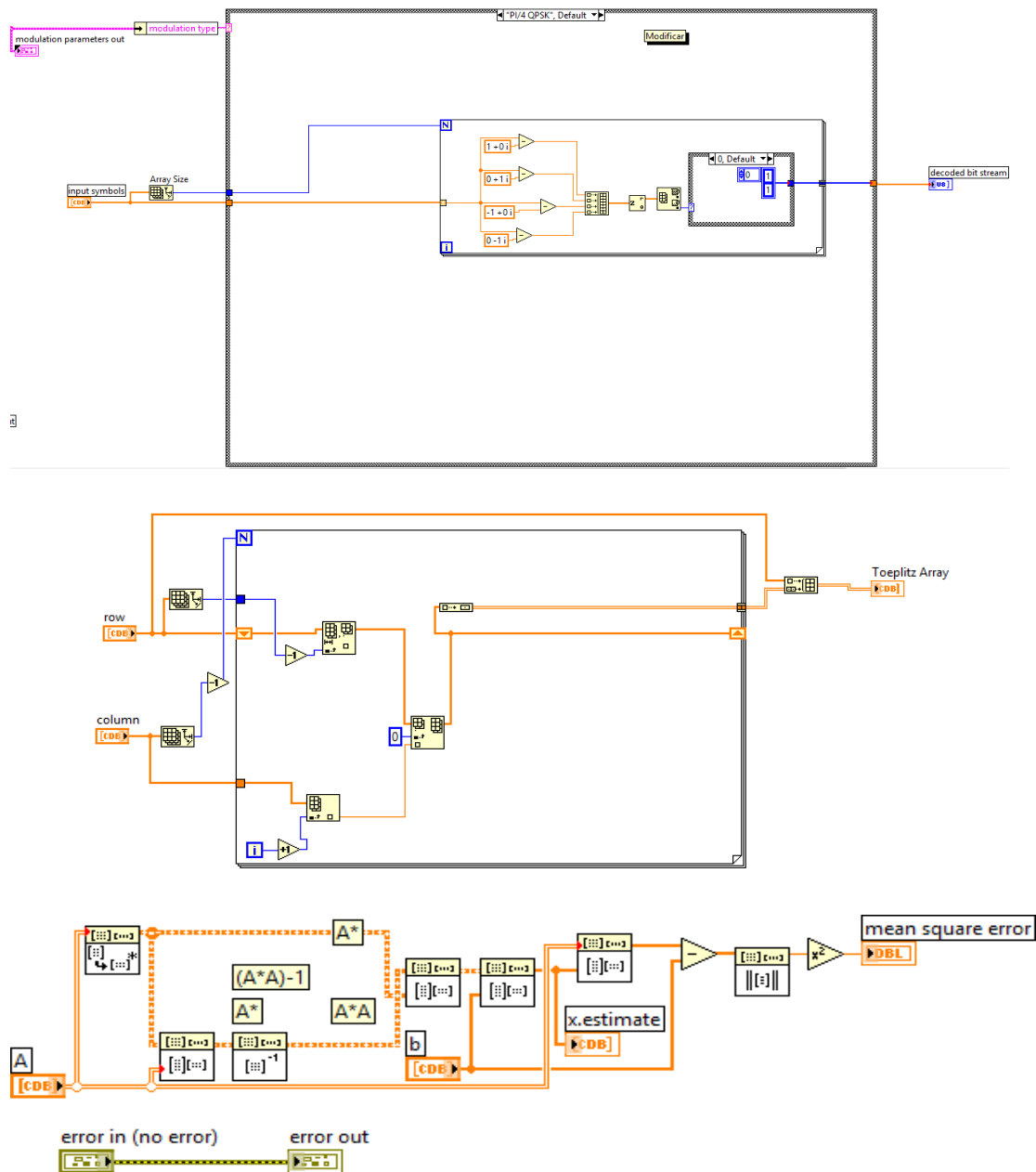
ANEXO 3

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL DECODER 8-PSK Y 16QAM



ANEXO 4

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL DECODER PI/4 QPSK,
MATRIZ TOEPLITZ Y ALGORITMO MMSE



ANEXO 5

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL AUTOCROSS, ECUALIZADOR INDIRECTO Y DIRECTO

