



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“Comparación de Ecuilibradores Lineales para la transmisión de
texto en una sola portadora usando modulación $\pi/4$ QPSK, 8
PSK y 16QAM”

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

Previa a la obtención del Título de:

MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES

Presentado por:

Ing. Carlos Luis Gutiérrez Pincay

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO 2016

AGRADECIMIENTOS

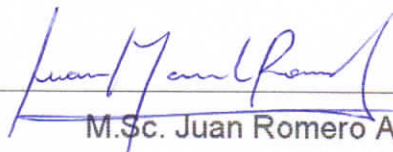
En primera instancia a Dios por permitirme cumplir este logro.

Agradezco al coordinador de la maestría al Ph.D. Boris Ramos y a la Ing. Maricela Freire encargada del laboratorio de simulación, por la inducción teórica - práctica que dotaron de las herramientas necesarias para el desarrollo de la parte práctica del examen complejo.

DEDICATORIA

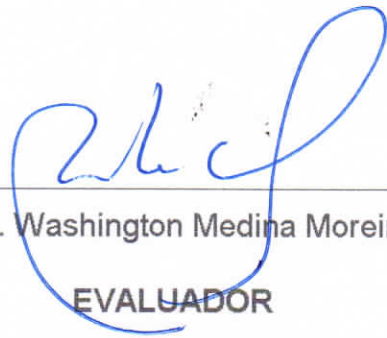
Dedico este logro alcanzado a mi madre que es mi pilar fundamental en todo lo que me proponga, mi padre, mis hermanas, y mi sobrina que con su corta edad me preguntaba cuál era el avance del proyecto.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



M.Sc. Juan Romero Arguello

EVALUADOR.



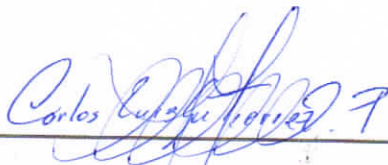
M.Sc. Washington Medina Moreira.

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 Luis Gutiérrez Pincay

C.I.: 0924594435

RESUMEN

El proyecto que se describe a continuación es la implementación y simulación de un sistema inalámbrico para la transmisión de texto, en donde se realiza la comparación de ecualizadores lineales, bajo los siguientes esquemas de modulación digital PI/4 QPSK, 16QAM, 8PSK, con codificación de canal. Se realizó pruebas con canales de 6 y 4 pasos y también para canales reales en donde las antenas tienen una distancia de 1, 2 [m].

Para la implementación del mismo se utilizaron los módulos de radio definidos por software NI-USRP 2920.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS	I
DEDICATORIA	II
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN	III
DECLARACIÓN EXPRESA	IV
CONTENIDO	VI
ABREVIATURAS	VIII
LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABLAS	X
INTRODUCCIÓN	11
1. MARCO TEORICO	12
1.1. ECUALIZACION.....	12
1.1.1. ECUALIZADOR DIRECTO.....	13
1.1.2. ECUALIZADOR WIENER	16
1.2. MODULACION DIGITAL	19
1.2.1. REPRESENTACIÓN IQ	20
1.3. CANALES INALAMBRICOS.....	23
1.3.1. CANALES MULTICAMINOS	23
1.3.2. CANAL AWGN.....	23

1.3.3. CANALES INALÁMBRICOS A ANALIZAR.....	24
1.4. TURBOCODIGO	27
1.4.1. ALGORITMO DE DECODIFICACIÓN	30
1.5. SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO	30
2. ANÁLISIS Y RESULTADOS	32
2.1. GRÁFICAS OBTENIDAS PARA MODULACION QPSK	32
2.2. GRÁFICAS OBTENIDAS PARA MODULACION 8PSK	35
2.3. GRÁFICAS OBTENIDAS PARA MODULACION 16QAM	38
2.4. GRÁFICAS DE RB VS. SNR	42
CONCLUSIONES.....	48
BIBLIOGRAFÍA	50
ANEXOS	52

ABREVIATURAS

BER	Bit Error Rate
B	Secuencia de entrenamiento Gold
D	Ecualizador Directo
DCT	Transformada del Coseno Discreto
G	Secuencia de entrenamiento Barker
IA	Indoor A
IB	Indoor B
ISI	Interferencia Intersimbólica
MMSE	Error Cuadrático Promedio Mínimo
MSE	Error Cuadrático Promedio
OA	Outdoor A
OB	Outdoor B
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
S	Simulado
SNR	Signal to Noise Ratio
USRP	Universal Software Radio Peripheral
W	Ecualizador Wiener

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1 Canal inalámbrico AWGN [1].....	13
Fig. 2 Constelación IQ $\pi/4$ QPSK.....	20
Fig. 3 Constelación IQ 8PSK.....	21
Fig. 4 Constelación IQ 16QAM.....	22
Fig. 5 Power delay AWGN.....	24
Fig. 6 Power delay Channel A.....	26
Fig. 7 Power delay Channel B.....	27
Fig. 8 Arquitectura PCCC Básica.....	29
Fig. 9 Arquitectura SCCC Tasa $r=1/3$	30
Fig. 10 Ecualizador directo – Tab 4A.....	33
Fig. 11 Ecualizador directo – Tab 4B.....	34
Fig. 12 Ecualizador directo – Real 1.....	34
Fig. 13 Ecualizador directo – Real 2.....	35
Fig. 14 Ecualizador directo – 8PSK.....	36
Fig. 15 Ecualizador directo – 8PSK.....	37
Fig. 16 Ecualizador directo – 8PSK.....	37
Fig. 17 Ecualizador directo – 8PSK.....	38
Fig. 18 Ecualizador directo – 16QAM.....	39
Fig. 19 Ecualizador directo – 16QAM.....	40
Fig. 20 Ecualizador directo – 16QAM.....	40
Fig. 21 Ecualizador directo – 16QAM.....	41
Fig. 22 Comparación de ecualizadores.....	42
Fig. 23 R_b vs. SNR - $\pi/4$ QPSK.....	43
Fig. 24 R_b vs. SNR - 8PSK.....	44
Fig. 25 R_b vs SNR – 16QAM.....	45
Fig. 26 Secuencias de entrenamiento $\pi/4$ QPSK.....	46
Fig. 27 Secuencias de entrenamiento 8PSK.....	46
Fig. 28 Secuencias de entrenamiento 16QAM.....	47

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Modulaciones.	20
Tabla 2. Símbolos $\pi/4$ QPSK.	20
Tabla 3. Símbolos 8PSK.	21
Tabla 4. Símbolos 16 QAM.	22
Tabla 5. Canales Outdoor - Áreas rurales.	25
Tabla 6. Representación compleja del Canal A.	25
Tabla 7. Representación compleja del Canal B.	26
Tabla 8. Código Barker, Willard y Gold [9].	31

INTRODUCCIÓN

En los sistemas de comunicación inalámbricos, la señal transmitida se encuentra afectada por el ambiente de la propagación incluyendo reflexiones, dispersión, difracción y pérdidas de paso.

Para mitigar la interferencia intersímbolo se han desarrollado ecualizadores que disminuyen este efecto que es introducido por el canal inalámbrico debido a que la señal transmitida es afectada por la propagación multicamino.

Para disminuir el efecto del ruido y la distorsión ocasionada por el medio de transmisión se realiza la codificación de canal para la corrección y control de errores.

Haciendo énfasis en el proyecto se realiza la comparación de dos ecualizadores lineales en la transmisión de texto con codificación y sin codificación realizando variaciones de la secuencia de entrenamiento y variando las modulaciones PI/4QPSK, 8PSK, 16QAM.

1. MARCO TEORICO

En este capítulo se hace una breve introducción de lo que es un sistema de comunicación inalámbrica, los elementos que componen el sistema como son los ecualizadores, secuencias de entrenamiento, métodos de modulación, técnicas de compresión y codificación utilizada para la transmisión de audio y el medio por donde se trasmite la información, es decir, los diferentes canales que se van a emular.

1.1 ECUALIZACIÓN

El efecto de un sistema de ecualización es compensar las deficiencias del canal de transmisión, tales como la distorsión de fase y amplitud dependiente de la frecuencia. Además de la corrección de anomalías de respuesta en frecuencia del canal, el ecualizador puede cancelar los efectos de los componentes de múltiples trayectorias de la señal, lo que puede manifestarse en forma de ecos de voz, fantasmas de vídeo o condiciones de desvanecimiento de Rayleigh en los canales de comunicaciones móviles. Ecualizadores diseñados específicamente para la corrección de múltiples trayectos a menudo se denominan de eco-canceladores. . [1]

Como se ha explicado con anterioridad problemas ISI se ha mitigado mediante ecualizadores de canal.

La función principal del ecualizador es reducir la tasa de error de bit (BER) para aumentar la relación señal a ruido (SNR).

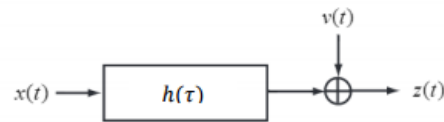


Fig. 1 Canal inalámbrico AWGN [1]

En general, podría haber muchos caminos de propagación entre el transmisor y el receptor. Una buena generalización de la ecuación es:

$$z(t) = \int_{\tau} h_e(\tau) x(t - \tau) d\tau + v(t) \quad (1)$$

1.1.1. ECUALIZADOR DIRECTO

Los ecualizadores lineales al ser fáciles de implementar mediante software y tienen un buen desempeño cuando el ISI no es extremo, hacen uso del algoritmo de mínimos cuadrados para estimar el canal.

Usando la estimación del canal y los métodos de ecualización de las secciones previas requiere resolver dos problemas de la estimación de mínimos cuadrados. Por lo que diseñar un ecualizador que estime directamente desde la secuencia recibida puede ser más eficiente si este método requiere únicamente formular un solo problema de estimación de mínimos cuadrados.

Requiere resolver dos problemas de mínimos cuadrados. El primero es estimar los coeficientes del canal usando el enfoque de mínimos cuadrados; el segundo es estimar el ecualizador de mínimos cuadrados.

Un enfoque alternativo es una solución directa. Esto significa que el ecualizador es encontrado directamente desde la secuencia de entrenamiento observada. Este enfoque es de una manera más robusto al ruido.

Considere la señal recibida luego de la ecualización lineal con un retraso.

$$\hat{s}[n - n_d] = \sum_{l=0}^{Lf} f_{nd}[l]y[n - l] \quad (2)$$

Suponga que $s[n] = t[n]$ para $n = 0, 1, \dots, N_t$ es una secuencia de entrenamiento conocida. Entonces: $\hat{s}[n - n_d] = t[n - n_d]$, $n = n_d, n_d + 1, \dots, n_d + N_t$. Rescribiendo la Ecuación 2 con la secuencia de entrenamiento conocida:

$$t[n] = \sum_{l=0}^{L_f} f_{n_d}[l] y[n + n_d - l] \quad (3)$$

Supongamos que $s[n] = t[n]$ para $n = 0, 1, \dots, N_t$ es la secuencia de entrenamiento conocida.

Entonces $\hat{s}[n - n_d] = t[n - n_d]$ para $n = n_d, n_d + 1, \dots, n_d + N_t$.

Reestructurando la ecuación con la secuencia de entrenamiento conocida. [8]

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

Construyendo las ecuaciones lineales para $n = 0, 1, \dots, N_t$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} t[0] \\ t[1] \\ \vdots \\ t[N_t - 1] \end{bmatrix}}_t = \underbrace{\begin{bmatrix} Y[n_d] & \dots & Y[n_d - L_f] \\ Y[n_d + 1] & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y[n_d + N_t - 1] & \dots & Y[n_d + N_t - L_f] \end{bmatrix}}_{Y_{n_d}} \underbrace{\begin{bmatrix} f_n[0] \\ f_n[1] \\ \vdots \\ f_n[L_f] \end{bmatrix}}_{f_{n_d}} \quad (5)$$

Al resolver asumimos que Y es de rango completo en presencia del ruido. La solución de los mínimos cuadrados es.

$$\hat{f}[n_d] = (Y_{n_d}^* Y_{n_d})^{-1} Y_{n_d}^* t \quad (6)$$

El error cuadrático es medido como $Jf[n_d] = \|t - Y_{n_d} f_{n_d}\|$.

El error cuadrático puede ser minimizado nuevamente al escoger un n_d tal que $Jf[n_d]$ sea mínimo.

1.1.2. ECUALIZADOR WIENER

También al ser un filtro lineal hace uso de un algoritmo para determinar el comportamiento del canal.

Este filtro soluciona los problemas de señales aleatorias estacionarias y es óptimo en el sentido del mínimo error cuadrático medio. [3]

Para el análisis de los filtro Wiener se debe considerar las siguientes variables.

- s_k , representa la señal original.
- y_k , representa la señal observada a través del canal.
- \hat{s}_k , la estimación de s_k basada en y_k .

Estas variables son estacionarias en sentido amplio y con funciones de varianza conocidas: $R_s(k)$, $R_y(k)$, $R_{sy}(k)$. Se desea estimar s_k como una función de y_k , tratando de encontrar el MMSE.

$$\hat{s}_k = \sum_{m=k-N}^k h_{k-m}[l]Y_m = \sum_{i=0}^N h_i[l]Y_{k-i} \quad (7)$$

Se debe encontrar los coeficientes h_i de tal manera que se obtenga el valor más pequeño para el error cuadrático medio. Esto puede ser

logrado diferenciando el error. Basándose en el principio de ortogonalidad. [3]

$$E[(s_k - \hat{s}_k)Y_{k-j}] = 0, \quad j = 0, 1, \dots, N \quad (8)$$

$$\sum_{i=0}^N h_i E[Y_{k-i}Y_{k-j}] = E[s_k Y_{k-j}], \quad (9)$$

$$\sum_{i=0}^N h_i R_y(i-j) = R_{sy}[j]. \quad (10)$$

$$R_y h = r_{sy} \quad \Rightarrow \quad h = R_y^{-1} \quad (11)$$

$$E[(s_k - \hat{s}_k)^2] = E[(\hat{s}_k - s_k)(-s_k)] \quad (12)$$

$$E[(s_k - \hat{s}_k)^2] = R_s(0) - E(\hat{s}_k s_k) \quad (13)$$

$$E[(s_k - \hat{s}_k)^2] = R_s(0) - h^T r_{sy} \quad (14)$$

1.2 MODULACION DIGITAL

Para la realización de este segmento se implementan modulaciones digitales basándose en la asignación de símbolos complejos representada por una constelación IQ. Es decir una modulación en fase (componente real) y cuadratura (componente imaginario).

Para este análisis se hace uso de las siguientes modulaciones que se implementan en el SW Labview:

- PI/4-QPSK señal QPSK desfasada $\frac{\pi}{4}$
- 8-PSK
- 16-QAM

Donde el número de bits utilizados para representar cada punto de la constelación se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$bits = \log_2 M \quad (15)$$

En donde M representa los puntos de la constelación.

MODULACION	M	# BITS
PI/4 QPSK	4	2
8-PSK	8	3
16-QAM	16	4

Tabla 1. Modulaciones.

1.2.1 REPRESENTACIÓN IQ

La modulación Pi/4 QPSK se encuentra representada por los símbolos complejos de la siguiente manera.

DIBIT	COMPLEX
00	$-1 + 0i$
01	$0 + 1i$
10	$0 - 1i$
11	$1 + 0i$

Tabla 2. Símbolos Pi/4 QPSK.

De la tabla mencionada se obtiene la constelación IQ respectiva.

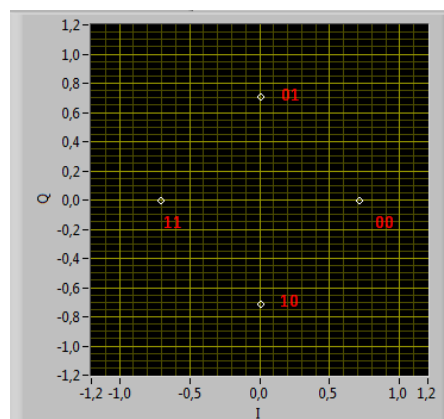


Fig. 2 Constelación IQ Pi/4 QPSK.

La modulación 8 PSK se encuentra representada por números complejos de la siguiente manera.

TRIBIT	COMPLEX
000	$\sqrt{2} + 0i$
001	$1 + 1i$
010	$0 + \sqrt{2}i$
011	$-1 + 1i$
100	$-\sqrt{2} + 0i$
101	$-1 - 1i$
110	$0 - \sqrt{2}i$
111	$1 - 1i$

Tabla 3. Símbolos 8PSK.

De la tabla mencionada se obtiene la constelación IQ respectiva.

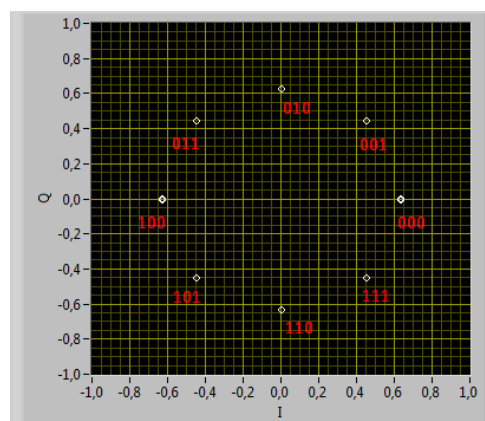


Fig. 3 Constelación IQ 8PSK.

La modulación 16QAM se encuentra representada por números complejos de la siguiente manera.

TETRABITS	COMPLEX
0000	$-3 + 3i$
0001	$-3 + 1i$
0011	$-3 - 1i$
0010	$-3 - 3i$
0100	$-1 + 3i$
0111	$-1 + 1i$
0111	$-1 - 1i$
0110	$-1 - 3i$
1100	$1 + 3i$
1101	$1 + 1i$
1111	$1 - 1i$
1110	$1 - 3i$
1000	$3 + 3i$
1001	$3 + 1i$
1010	$3 - 1i$
1011	$3 - 3i$

Tabla 4. Símbolos 16 QAM.

De la tabla mencionada se obtiene la constelación IQ respectiva.

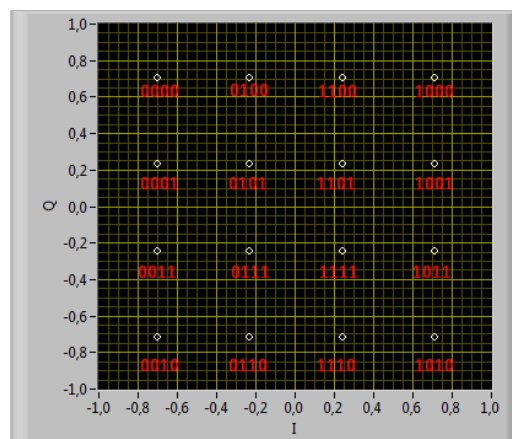


Fig. 4 Constelación IQ 16QAM.

1.3 CANALES INALAMBRICOS

Canal es el término usado para describir al medio de propagación de la señal entre el transmisor y el receptor y existen diversos factores que degradan la calidad de la señal cuando es transmitida por el aire y uno de los principales es el desvanecimiento rápido. De cierta forma para predecir el comportamiento de las señales en un medio impredecible se ha desarrollado diferentes modelos de canal inalámbrico. [6]

1.3.1 CANALES MULTICAMINOS

Es un canal donde la propagación de las señales es afectada por la difracción, reflexión y dispersión produciendo que la señal llegue al receptor por dos o más trayectorias en diferentes tiempos. [6]

La cual se describe en la ecuación (16)

$$h(t) = \sum_{p=1}^N a_p e^{j\varphi_p} \delta(t - \tau_p) \quad (16)$$

1.3.2 CANAL AWGN

Es un ruido blanco aditivo, el cual se utiliza como un canal ideal para la simulación de sistemas inalámbricos, debido a que su densidad espectral

de potencia es plana, adicional este ruido comúnmente puede ser eliminado por proceso de filtrado.

1.3.3 CANALES INALÁMBRICOS A ANALIZAR.

Para la simulación del sistema se analizara tanto canales reales como canal multipaso correspondiente a la Tabla 5.

Canal Real

Para realizar este escenario se utilizan los módulos NI-USRP 2920 con las antenas omnidireccionales separadas la distancia definida por el proyecto, para el caso en mención se las separa 1 y 2 [m].

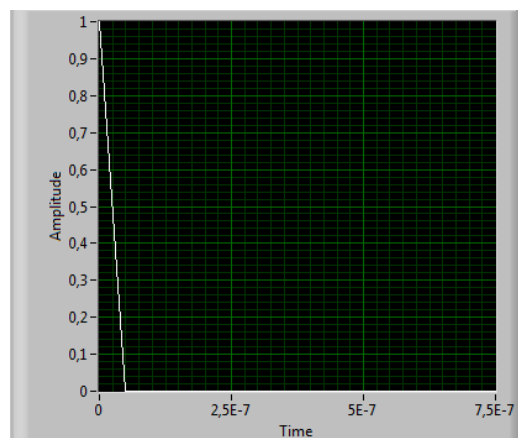


Fig. 5 Power delay AWGN

Canal Outdoor Rurales

Cabe destacar que los datos son obtenidos tanto en el canal A y B para las áreas rurales.

TAP	CANAL A		CANAL B	
	Delay(uSec)	Avg Power(dB)	Delay(uSec)	Avg Power(dB)
1	0,0	0,0	0,0	0,0
2	0,2	-2,0	0,1	-4,0
3	0,4	-10,0	0,2	-8,0
4	0,6	-20,0	0,3	-12,0
5			0,4	-16,0
6			0,5	-20,0

Tabla 5. Canales Outdoor - Áreas rurales.

De la tabla denotada se obtienen la representación en números complejos a configurar en el canal multipaso por cada lado del canal.

TAB 4A		
$(a + bi) =$	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 6. Representación compleja del Canal A.

TAB 4B		
$(a + bi) =$	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 7. Representación compleja del Canal B.

En la Fig. 6 y Fig. 7 el power delay de cada uno de los canales en donde se observan los pasos de cada canal.

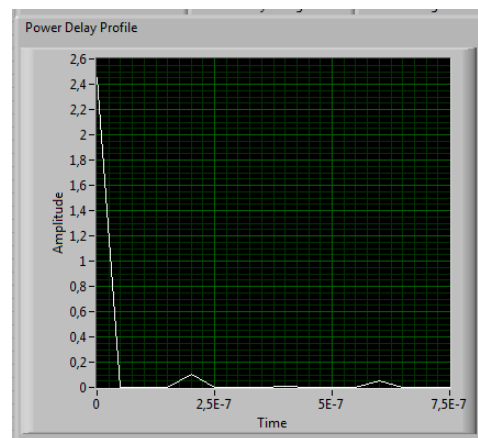


Fig. 6 Power delay Channel A

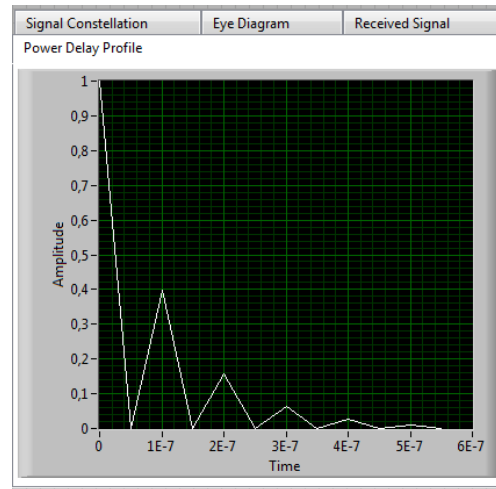


Fig. 7 Power delay Channel B

1.4 TURBOCODIGO

Los Turbo Códigos son un método de corrección de errores basado en los códigos convolucionales más intercalación y realimentación. Consiste en una estructura de codificación concatenada más un algoritmo iterativo; estos fueron introducidos en 1993 por Berrou y Glavieux en la conferencia internacional de la IEEE en Ginebra, Suiza.

Las tres áreas clave en que los Turbo Códigos proveen un mejoramiento en el desempeño son [5]:

- *Capacidad:* los Turbo Códigos logran un desempeño cercano a los límites teóricos de la capacidad;
- *Eficiencia en el Costo del Sistema:* un usuario es capaz de enviar la misma cantidad de información empleando únicamente la mitad del ancho de banda.
- *Número de Usuarios:* un proveedor de servicio satelital es capaz de duplicar el número de usuarios sin incrementar la capacidad del satélite.

1) *Arquitecturas del Codificador:* [2] La combinación de codificadores RSC se conoce como *concatenación* y para codificadores convolucionales puede realizarse de las siguientes maneras:

Concatenación Paralela de Códigos Convolucionales (PCCC): es la más usada por los Turbo Códigos y recibe ese nombre debido a que la misma secuencia de información es codificada dos (o más) veces, en paralelo, utilizando las secuencias normales y permutadas de los bits de información.

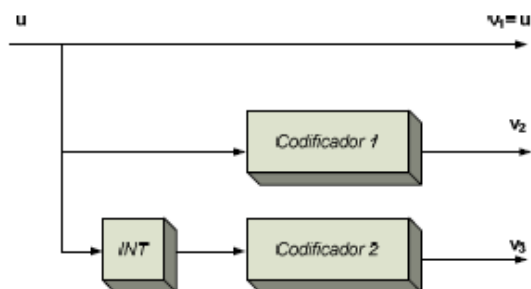


Fig. 8 Arquitectura PCCC Básica.

Concatenación Serial de Códigos Convolucionales (SCCC):

En la Figura 9 el codificador 1 se conoce como *Codificador Externo* y el codificador 2 como *Codificador Interno*. La presencia del *interleaver* entre ambos codificadores convolucionales, provoca que este dispositivo produzca efectos distintos en el desempeño de las arquitecturas PCCC y SCCC.

Una característica de los esquemas PCCC es que presentan un mejor desempeño que las arquitecturas SCCC a bajas SNR; sin embargo, a SNR elevadas los esquemas SCCC superan en desempeño a las arquitecturas PCCC. El tamaño y diseño del *interleaver* definen el punto de la SNR en que el desempeño de una estructura PCCC deja de ser mejor que el de una estructura SCCC.

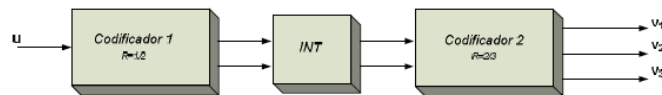


Fig. 9 Arquitectura SCCC Tasa $r=1/3$.

1.4.1 ALGORITMO DE DECODIFICACIÓN

Algoritmos de Decodificación SISO: [2] Existen dos categorías importantes de algoritmos de decodificación SISO:

- Los algoritmos que minimizan la probabilidad de error de símbolo.
- Los algoritmos de decodificación de máxima probabilidad, que minimizan la probabilidad de error de palabra o secuencia.

1.5 SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO

Las secuencias de entrenamiento son tramas de bits (palabras) que poseen grandes propiedades de auto correlación y correlación cruzada. Estas son utilizadas para la sincronización y la estimación de canal.

La secuencia es conocida tanto en el transmisor como en el receptor. Se inserta al inicio de la trama de los datos modulados antes de ser enviados al canal.

Para la adquisición de datos de datos se utilizaran las secuencias de entrenamiento que se detallan en la Tabla5, cabe recalcar que el - representa un 1 y el + 0

Longitud	Secuencia Barker
7	[- - - + + - +]
11	[- - - + + + - + + - +]
Longitud	Secuencia Willard
11	[- - - + - - + - + + +]
13	[- - - - - + + - - + + +]
Longitud	Secuencia Gold
31	[- + + + + - + + - + - + + - - - + + - - - + - - - + - +]

Tabla 8. Código Barker, Willard y Gold [9]

Se utilizara 4 secuencias de Barker, 4 secuencias de Willard, ambas de longitud 11 y 4 secuencias Gold tabla 8.

2 ANÁLISIS Y RESULTADOS

El análisis de datos se presentara por cada modulación y se observara el uso del codificador de canal, para posteriormente mostrar una gráfica resumen seleccionando todas las modulaciones y una codificación específica.

2.1 GRÁFICAS OBTENIDAS PARA MODULACION QPSK

En la Fig. 10 Se observa que para la modulación QPSK se obtiene un mejor rendimiento para la tasa de codificación de $1/3$, cabe destacar que las gráficas con líneas segmentadas son los datos obtenidos del simulador sin hacer uso de los módulos USRP. Entre los parámetros mostrados se considera una frecuencia de muestreo de 5M y es un canal de 4 pasos.

En la Fig 11. Que corresponde al canal4B se observa que alcanzan niveles de ruido óptimos para la tasa de codificación de un $1/3$. Para este caso se utiliza una frecuencia de muestreo de 10 M y un canal de 6 pasos.

Con respecto a los canales reales se tienen utilizado una frecuencia de muestreo de 10M, para ambos casos solo se varió la distancia entre antenas y la ganancia del equipo para poder recibir el paquete. Como se observa en la Fig 12 y Fig 13 ambos se desempeñan a una tasa de 1/3, pero puede funcionar sin inconvenientes a una tasa de 1/2.

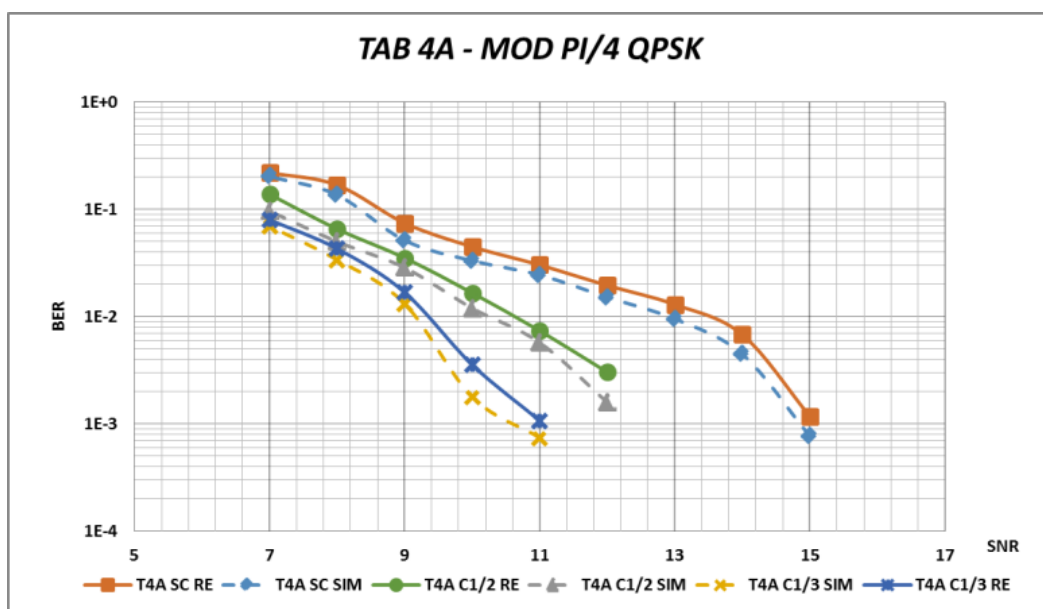


Fig. 10 Ecuador directo – Tab 4A

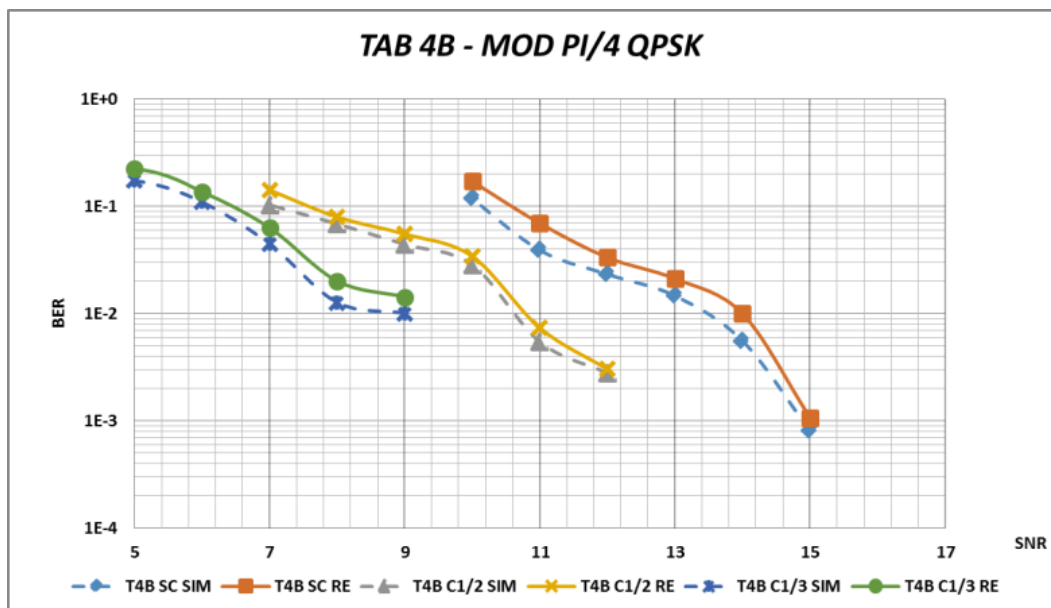


Fig. 11 Ecuador directo – Tab 4B

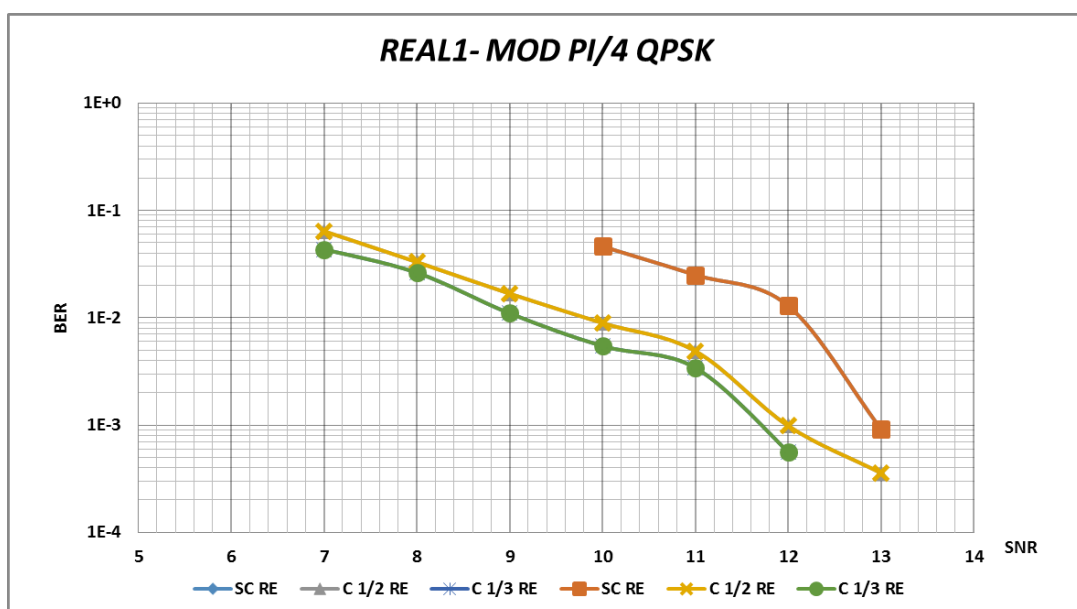


Fig. 12 Ecuador directo – Real 1

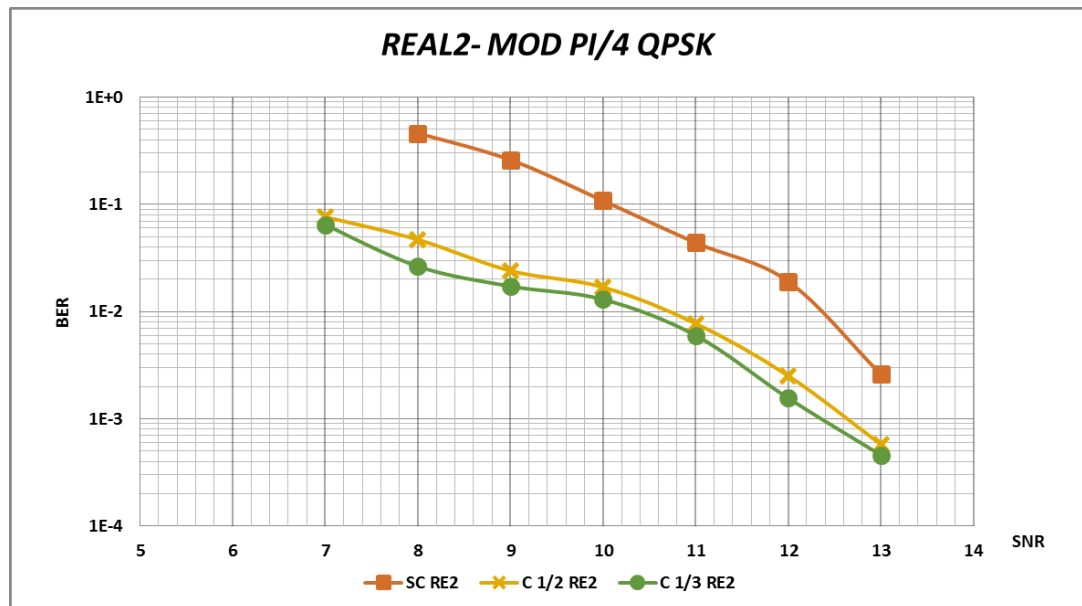


Fig. 13 Ecualizador directo – Real 2

2.2 GRÁFICAS OBTENIDAS PARA MODULACION 8PSK

Para la modulación 8PSK solo para el canal 4A se modifica la frecuencia de muestreo a 5M para los otros canales la frecuencia de muestreo es de 10M.

Como se observa en la Fig 14 y Fig 15. Que corresponde a la tabla 4 Outdoor rurales canal A y B el codificador con tasa de 1/3 tiene un mejor desempeño.

Cabe recalcar que los canales reales tiene un mejor desempeño que los ISI para la codificación de canal, lo cual se denota en la Fig 16, y Fig. 17 respectivamente.

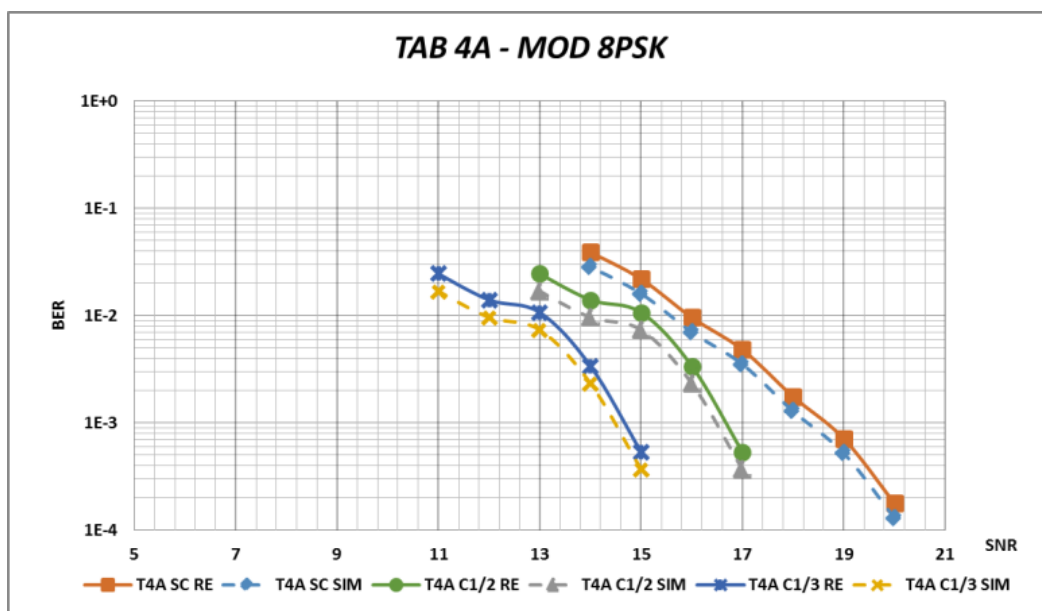


Fig. 14 Ecuador directo – 8PSK

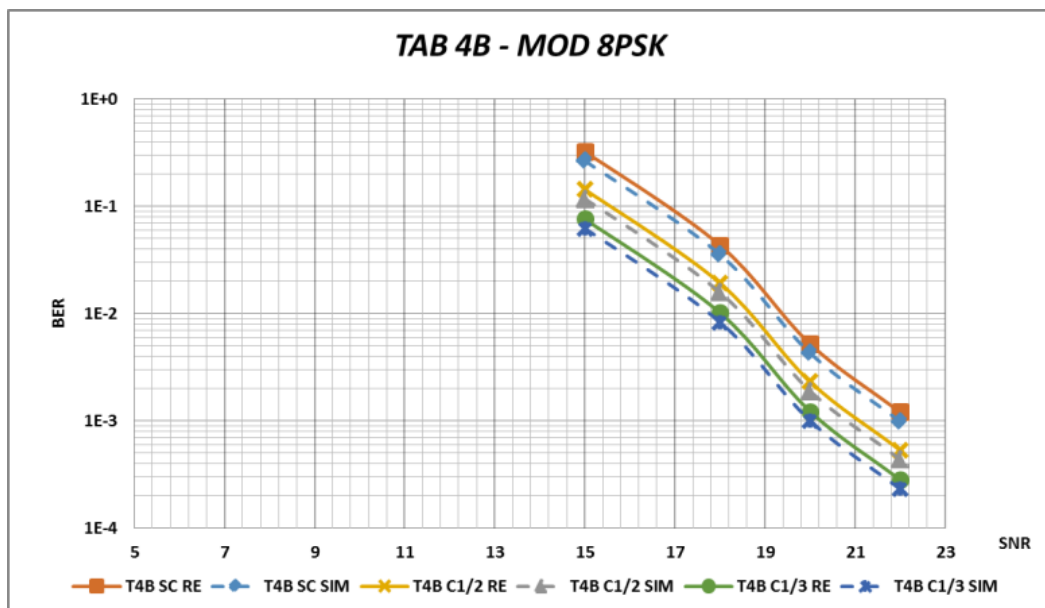


Fig. 15 Ecuador directo – 8PSK

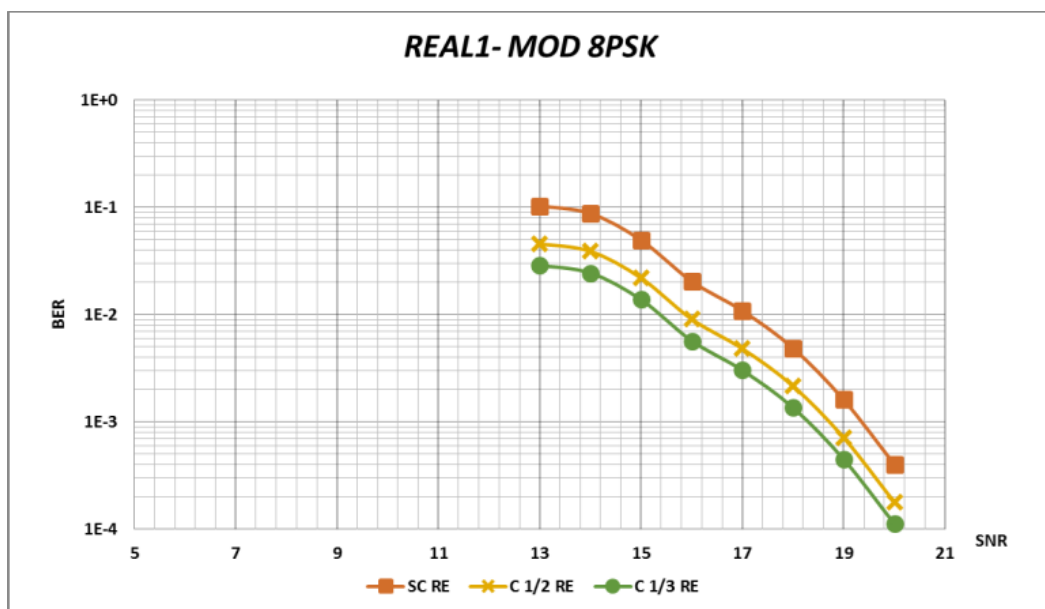


Fig. 16 Ecuador directo – 8PSK

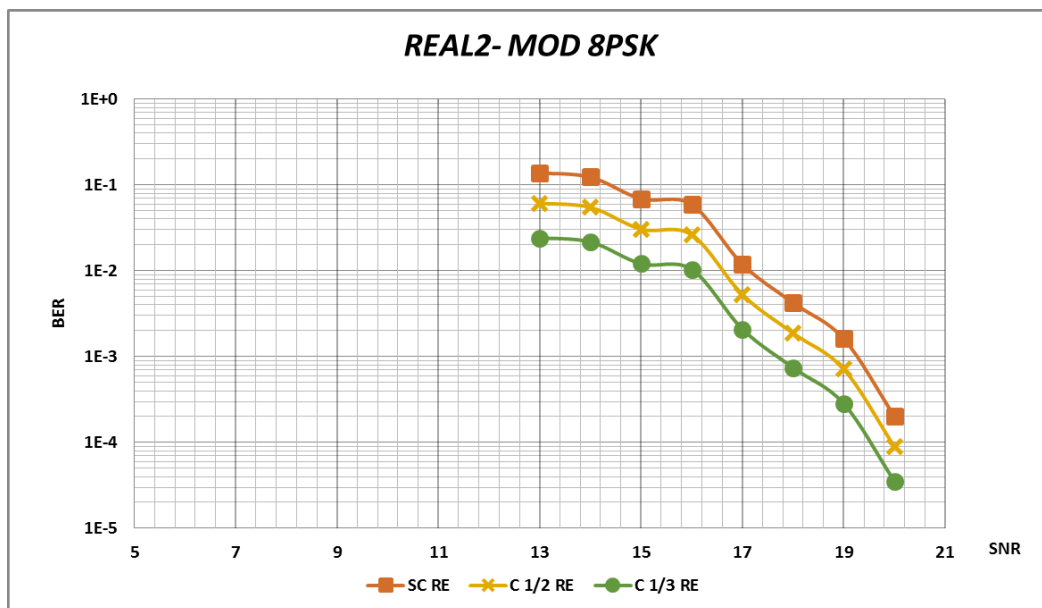


Fig. 17 Ecuador directo – 8PSK

2.3 GRÁFICAS OBTENIDAS PARA MODULACION 16QAM

Para la modulación 16QAM las frecuencias de muestreo son de 5M y 10M, y se tiene un aprecio que al tener mas bits por simbolo se afecta por la interferencia intersimbolo. Aun asi se mejora el desempeño de para una tasa de codificación de 1/3.

Para los canales multipaso se aprecia un mejor desempeño de del lado A del canal lo cual se denota en la Fig. 18 y Fig. 19

Con respecto a los canales reales que corresponde a la Fig 20 y Fig 21 se observa que la codificación $1/3$ y $1/2$ tienen un comportamiento similar debido a que la separación entre símbolos es mínima.

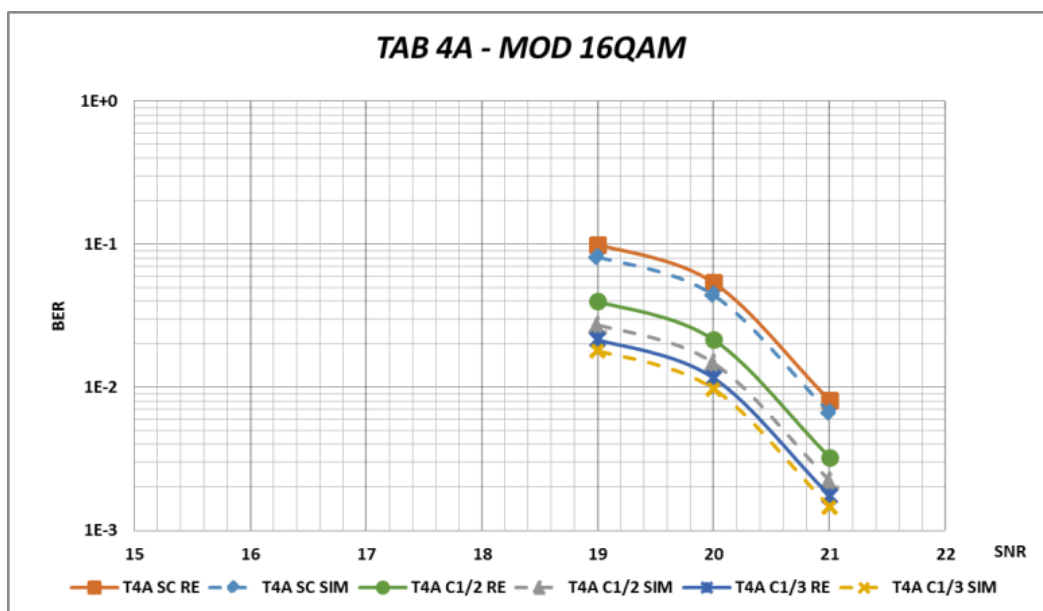


Fig. 18 Ecuador directo – 16QAM

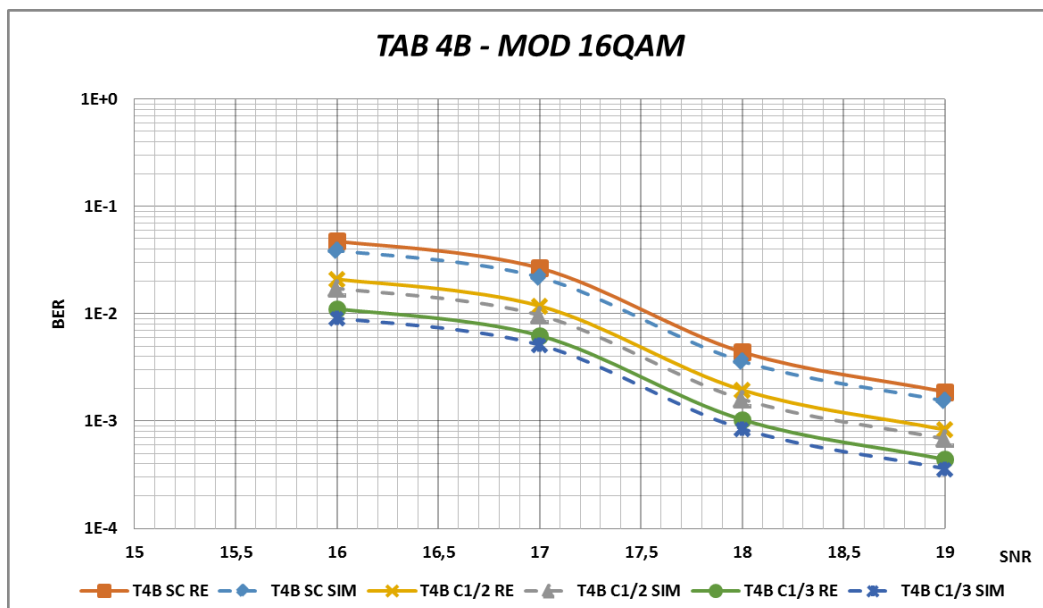


Fig. 19 Ecuador directo – 16QAM

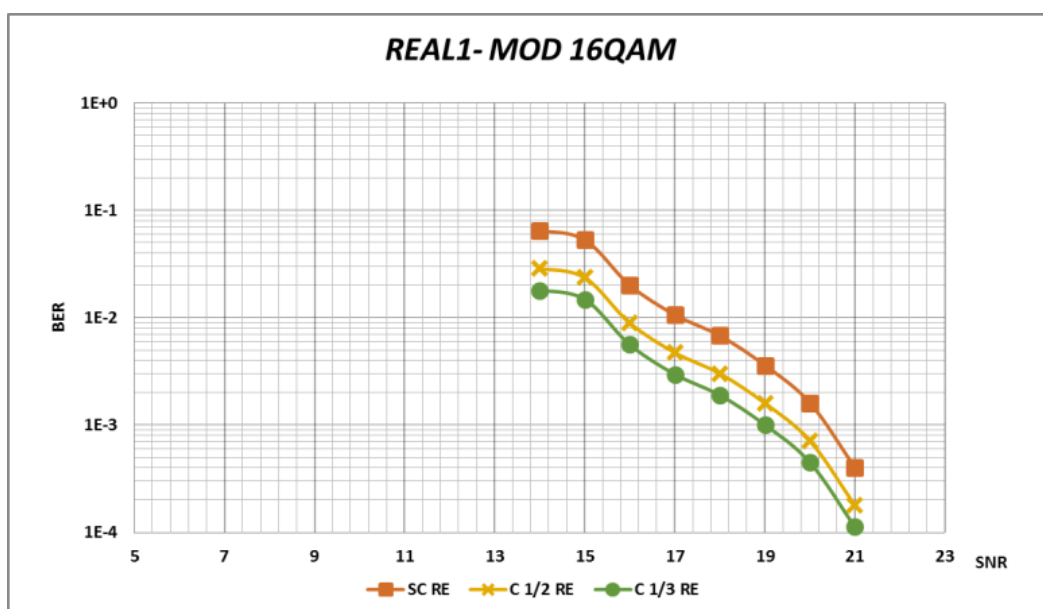


Fig. 20 Ecuador directo – 16QAM

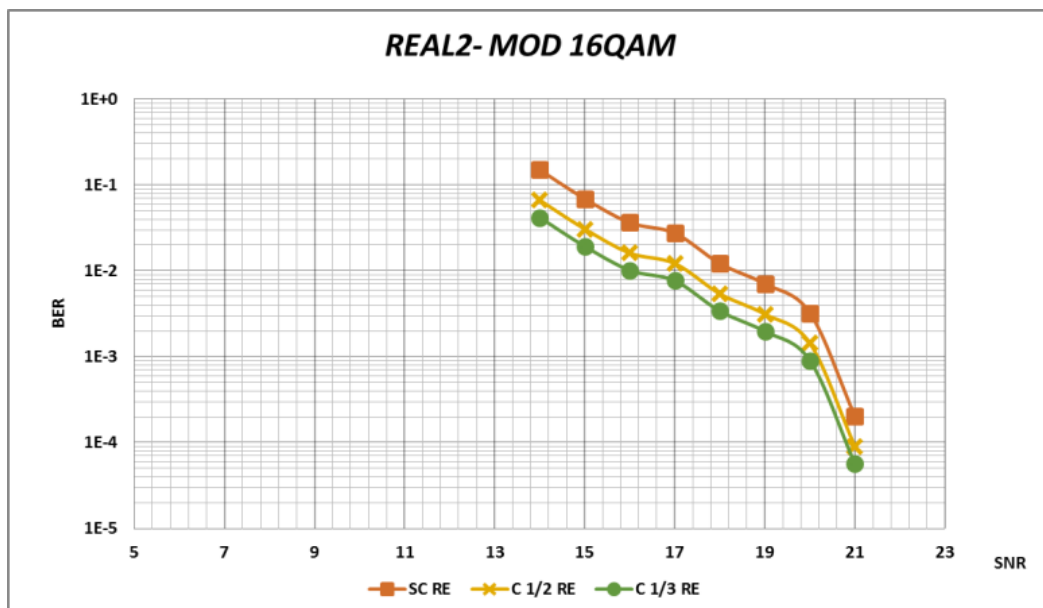


Fig. 21 Ecuador directo – 16QAM

Como se denota en la Fig. 22 se compara el funcionamiento del ecualizador Wiener y Directo para una secuencia de entrenamiento Gold de longitud 31 y una modulación 16QAM.

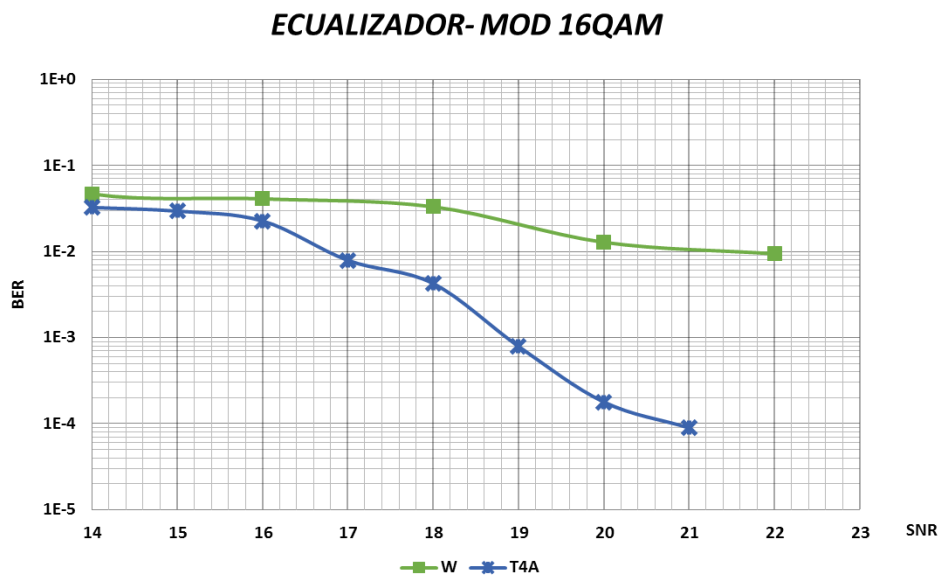


Fig. 22 Comparación de ecualizadores

2.4 GRÁFICAS DE RB VS. SNR

Otra de las mediciones a considerar es el RB vs SNR en donde se observa la tolerancia al ruido del sistema, como se nota en la Fig. 23 para el caso de la modulación $\text{Pi}/4$ QPSK y el canal A de áreas rurales se tienen dos puntos de RB ya que la frecuencia de muestreo de 5M.

Para el resto de canales al querer incrementar la frecuencia de muestreo y buscar el determinar el nuevo umbral se sobrepasa la capacidad del equipo y el transmisor colapsa.

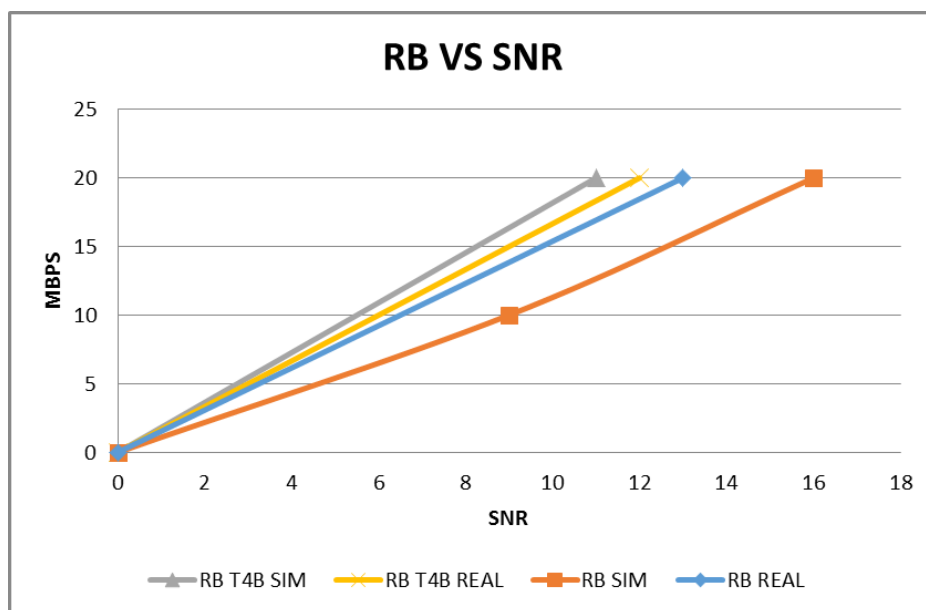


Fig. 23 Rb vs. SNR - Pi/4 QPSK

Para la modulación 8 PSK en donde para representar cada símbolo se necesitan de tres bits el primer umbral se obtiene a los 30 Mbps, al querer encontrar el siguiente extremo el modulo trabaja fuera de los rangos de operación. Este proceso se puede observar en la Fig. 24.

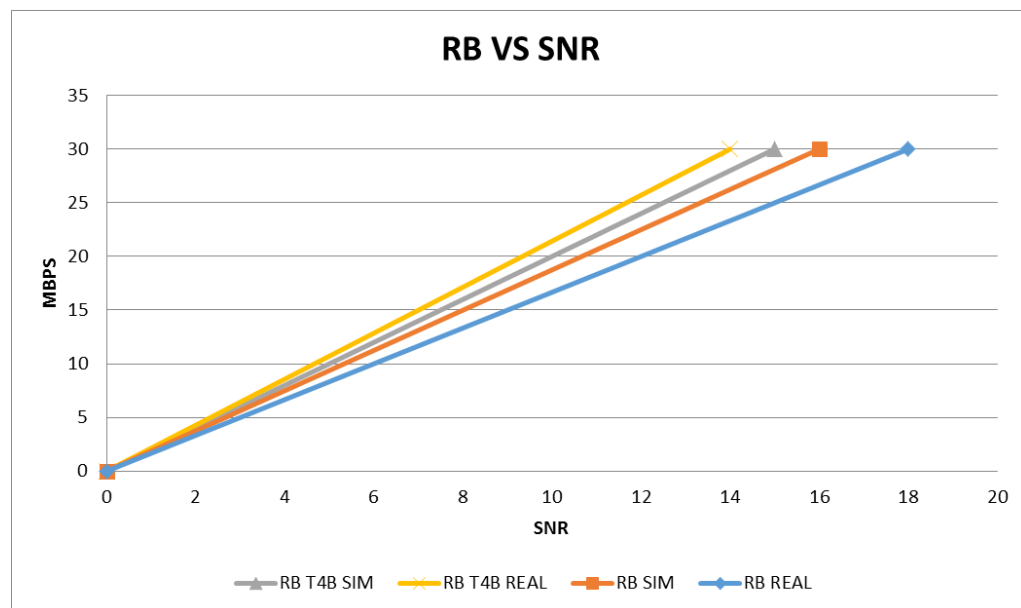


Fig. 24 Rb vs. SNR - 8PSK

Para la modulación 16QAM en donde para representar cada símbolo se necesitan de cuatro bits el primer umbral se obtiene a los 40 Mbps, Este proceso se puede observar en la Fig. 25.

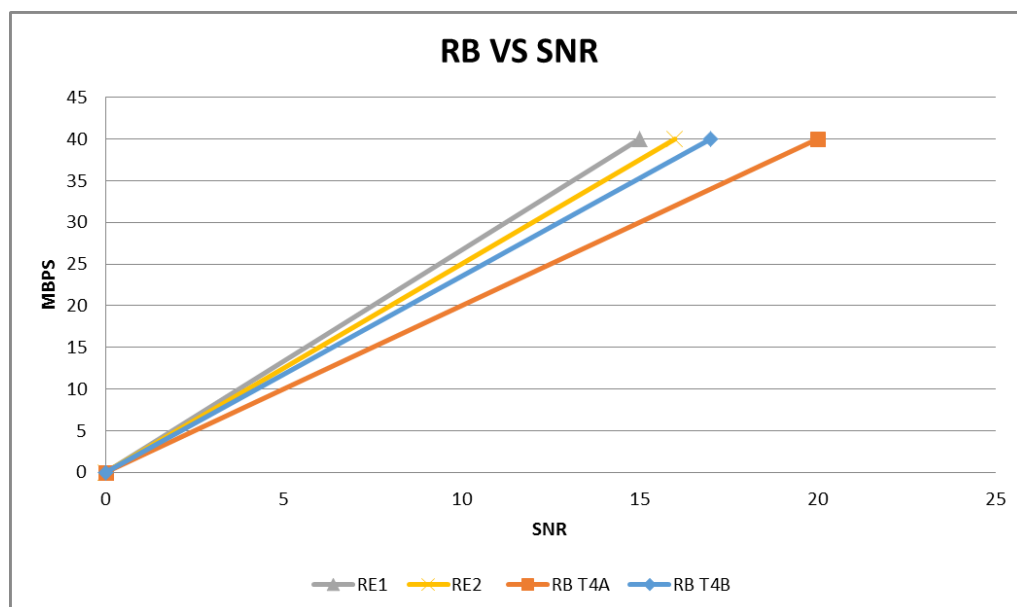


Fig. 25 Rb vs SNR – 16QAM

El siguiente análisis corresponde a la longitud de la secuencia de entrenamiento para cada esquema de modulación en donde se determina que la secuencia Gold se comporta de manera óptima pero también se puede utilizar una secuencia barker de longitud 11 o mayor longitud por la facilidad de implementación.

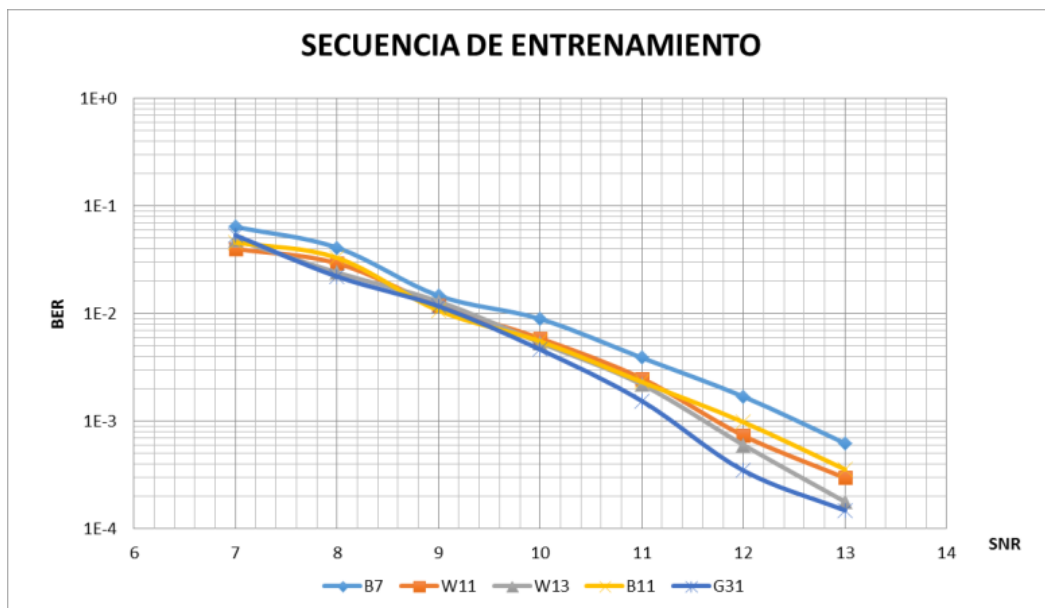


Fig. 26 Secuencias de entrenamiento Pi/4 QPSK

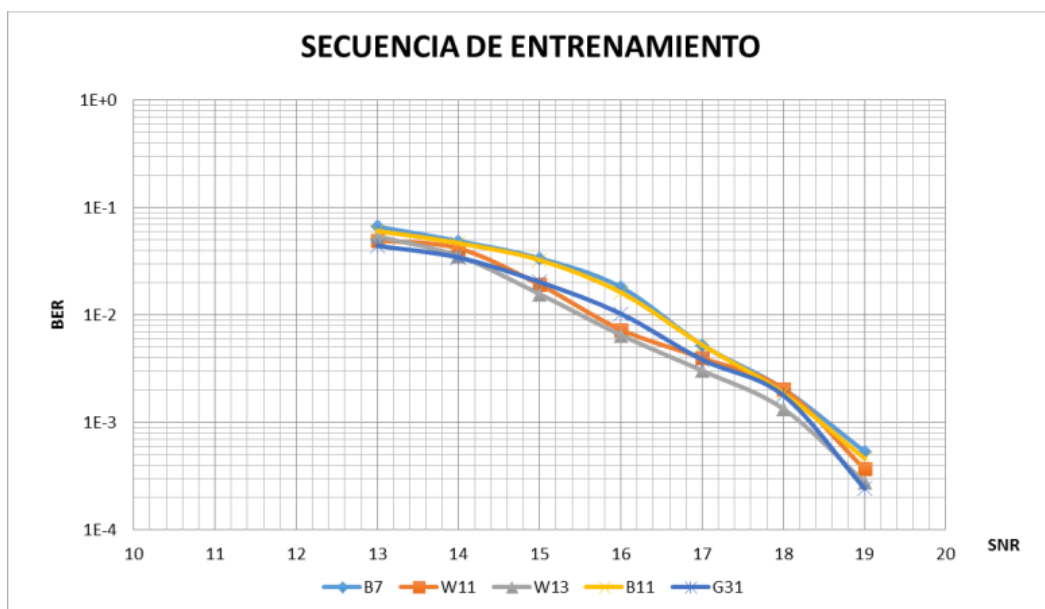


Fig. 27 Secuencias de entrenamiento 8PSK

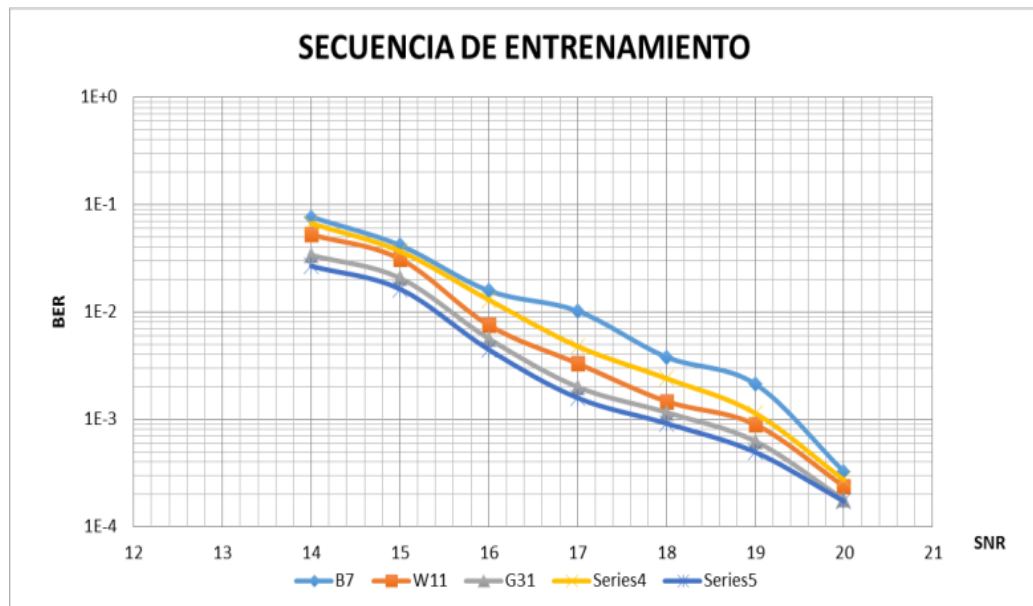


Fig. 28 Secuencias de entrenamiento 16QAM

En la gráfica se puede apreciar que a medida aumenta la tasa de bit (R_b), también aumenta la relación señal ruido (SNR), dicho esto podemos decir que el mejor sistema es aquel que tiene menos presencia de ruido en la señal a mayores tasas de transmisión de bits, es decir el ecualizador Directo en un canal Indoor A, es más tolerable al ruido a una tasa de 20 bits/s.

CONCLUSIONES

De los resultados obtenidos en cada uno de las pruebas se determina lo siguiente:

La modulación PI/4QSPK en todos los canales tiene un mejor desempeño al ruido y es más robusto, aunque se transmiten menos bits por símbolo.

El incremento de pasos o retardos en los canales multipasos incrementa el ISI, por lo cual los ecualizadores lineales se saturan.

Al variar la longitud de las secuencias de entrenamiento en cada uno de los esquemas de modulación, se obtiene una mayor precisión pero el mejor desempeño depende de las propiedades de auto correlación de las mismas.

El turbo código mejora el desempeño del sistema en los canales multipasos permitiendo trabajar a niveles de ruido muy bajos,

Se determina que al separar la distancia de las antenas propuestas en el proyecto la 1 y 2 [m] respectivamente se comprueba que a mayor distancia la señal se atenúa, y si fuera el caso se debería ajustar la ganancia del sistema hasta que el receptor reciba el paquete de datos.

Para los canales multipasos de la tabla outdoor rurales solo para la modulación $\pi/4$ QPSK se tiene dos puntos de R_b , debido a que la frecuencia de muestreo es menor que la de los canales reales y simulados.

El ecualizador directo tiene un mejor desempeño que el ecualizador Wiener, por lo cual fue utilizado en la mayoría de ambientes de simulación.

La codificación del canal incrementa la tolerancia al ruido del sistema dependiendo de la tasa de codificación, en los canales simulados se determinó que la mejor tasa es la de $1/3$.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Robert w. Heat Jr. Ph.D., PE. “Digital Communications: Physical Layer Lab using the NI USRP Platform”, National Technology and Science Press.
- [2] FRANCOS, Alfonso; Estudio Teórico de la Arquitectura de Turbo-Códigos para Aplicaciones de Telefonía Celular de 3G, Universidad de las Américas; Puebla - México. Septiembre 17, 2007.
- [3] C. Velez, M, Kourtum and B. Ramos, “Performance Comparison of Linear Equalization System for Wireless Communications”, (LATINCOM), 2015, 7th IEEE Latin-Americam Conference on 2015.
- [4] Byron Floreano, Santiago Jácome, “Mitigación del ISI (Interferencia Intersimbólica) sobre un Sistema WiMAX Fijo”, Tesina de Seminario para obtener título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones, FIEC- ESPOL 2010.
- [5] SACANAMBOY, Maribell; Tesis de Maestría: Diseño e

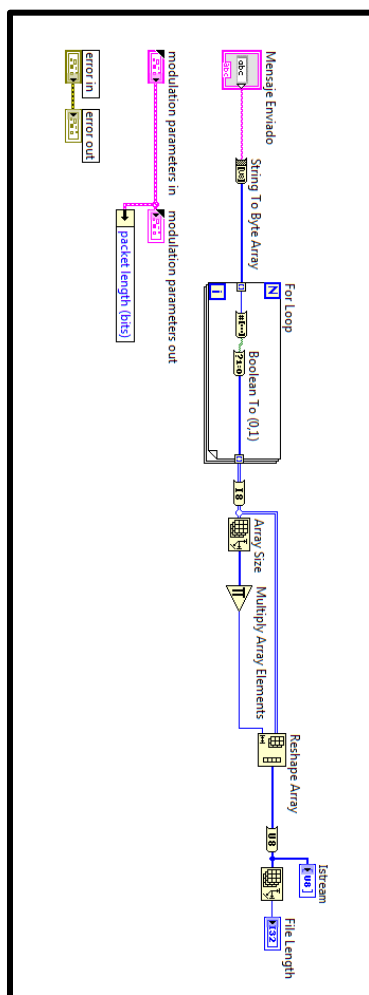
Implementación de los Turbo Codificadores definidos en los estándares de Telecomunicaciones cdma2000 (TIA/EIA 2002.2D) y WCDMA (3GPP TS 25.212 v7.2.0) usando Hardware Reconfigurable. Universidad del Valle, Facultad de Ingeniería; Santiago de Cali. Octubre 20 del 2006.

- [6] Ronald García, Julio Mejía, "Diseño, simulación de esquemas de modulación de un sistema de OFDM y de ecualización en el dominio de la frecuencia" 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 DE TEXTO

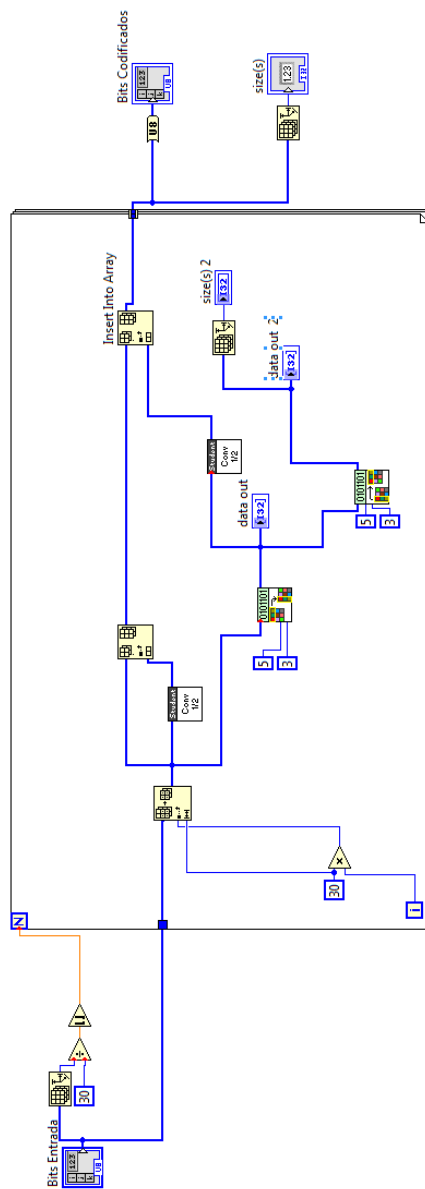


ANEXO 2

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE DCT

ANEXO 2

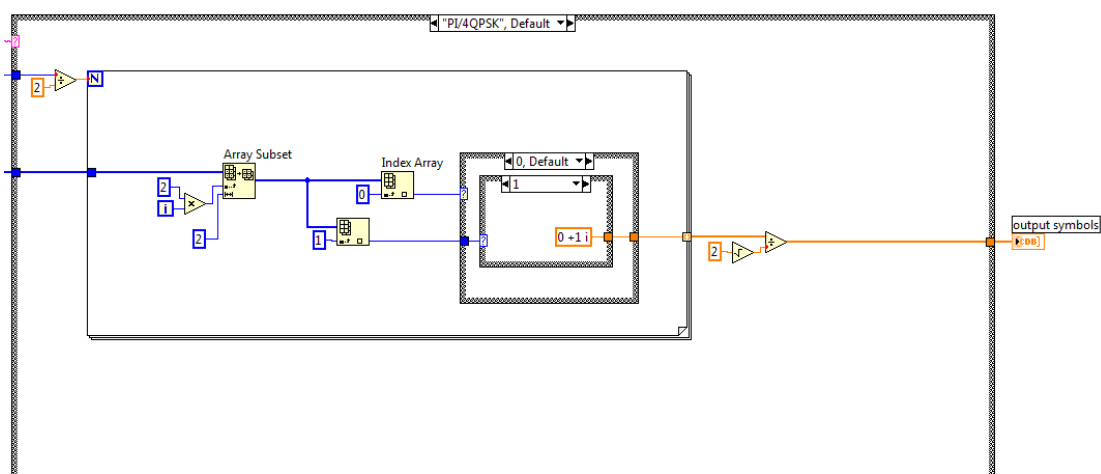
CODIFICADOR 1/2



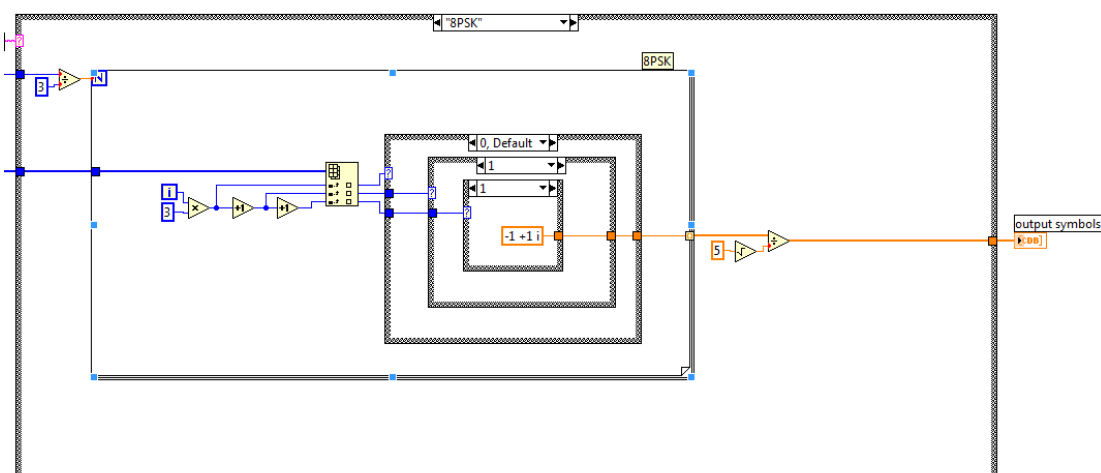
ANEXO 3

MODULACIONES

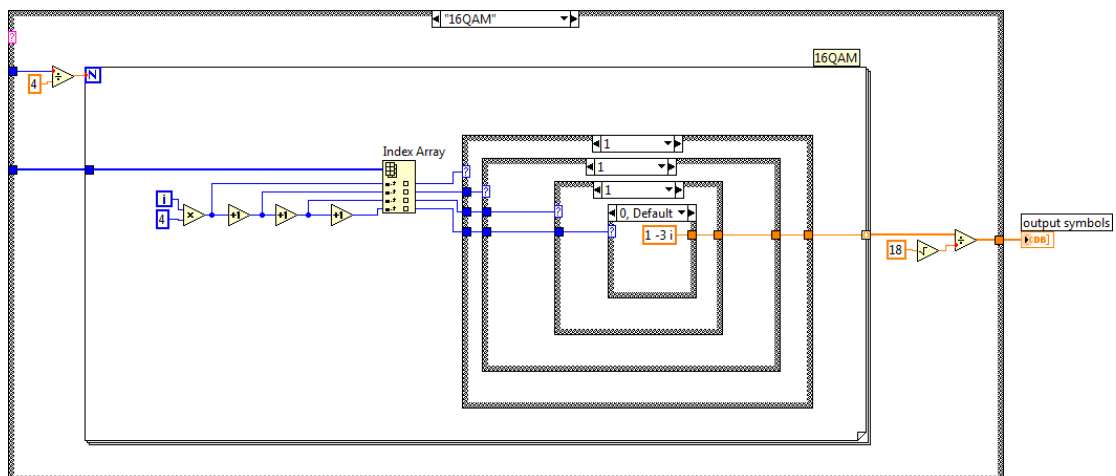
Pi/4 QPSK



8PSK



16QAM



ANEXO 4

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL ECUALIZADOR DIRECTO

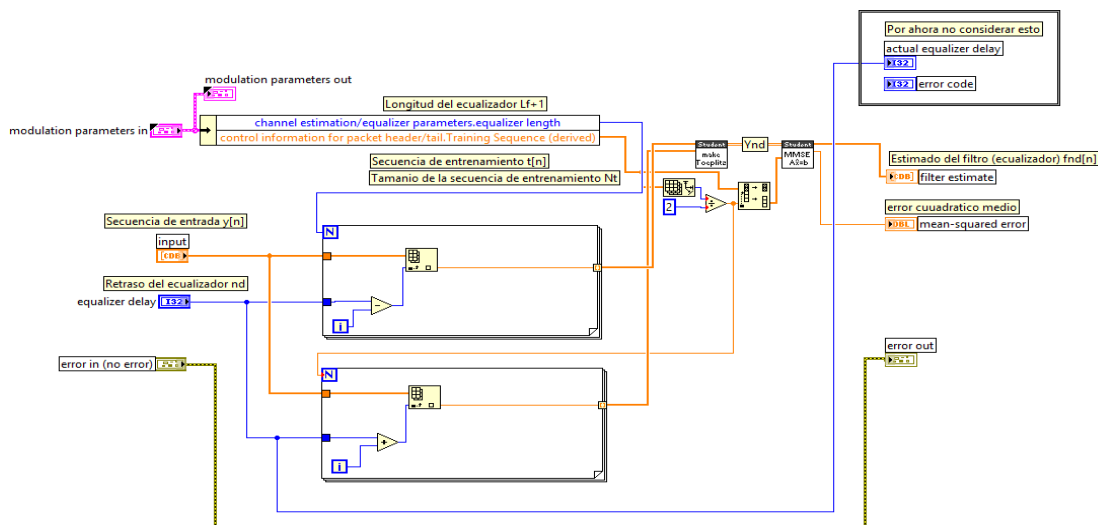


DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE LA MATRIX TOEPLITZ

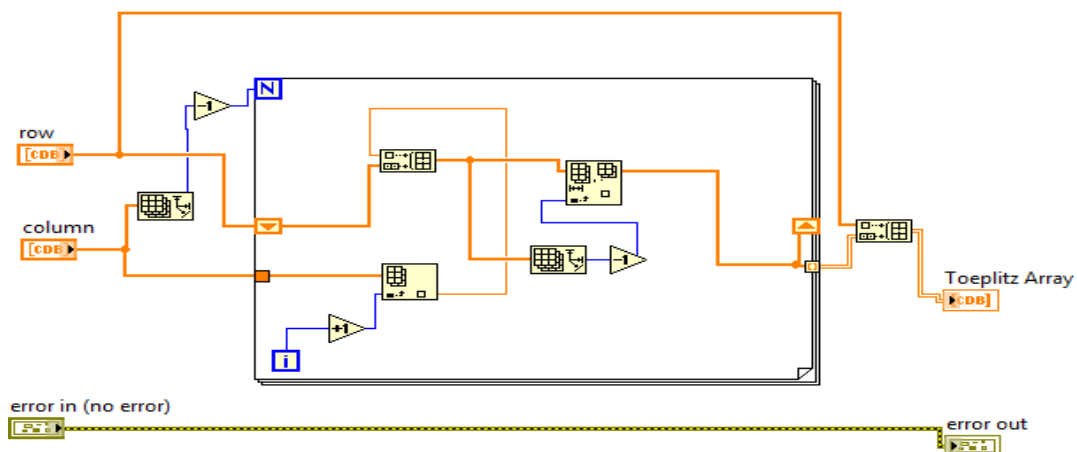
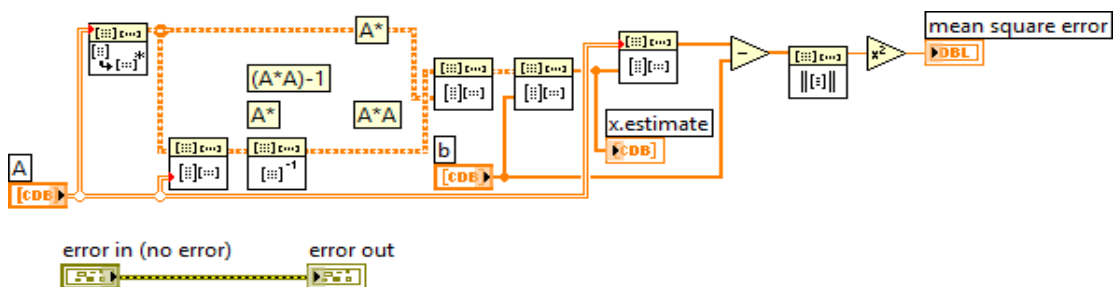


DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL MMSE



ANEXO 5

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL ECUALIZADOR WIENER

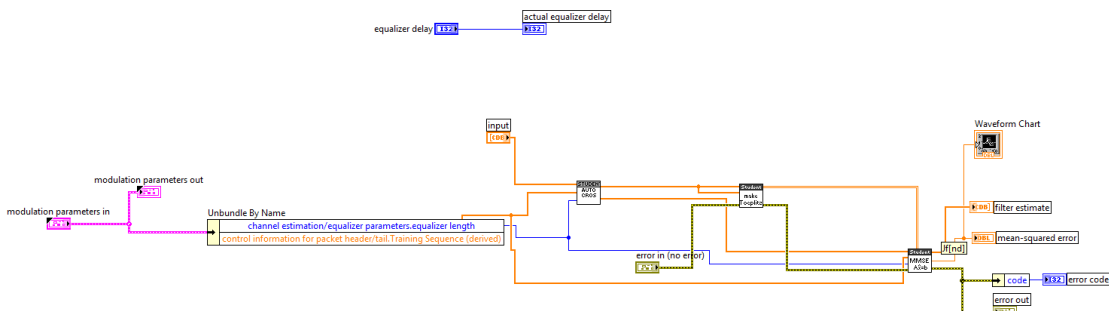


DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL BLOQUE DE AUTOCORRELACION

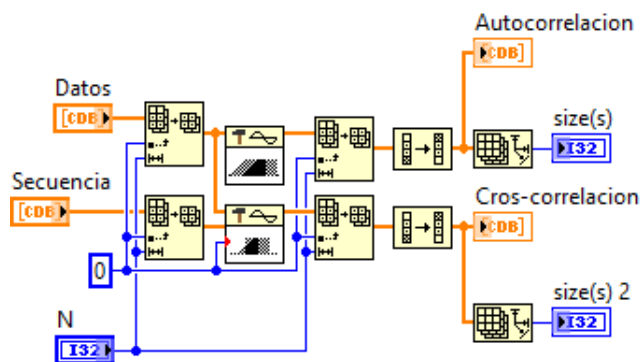
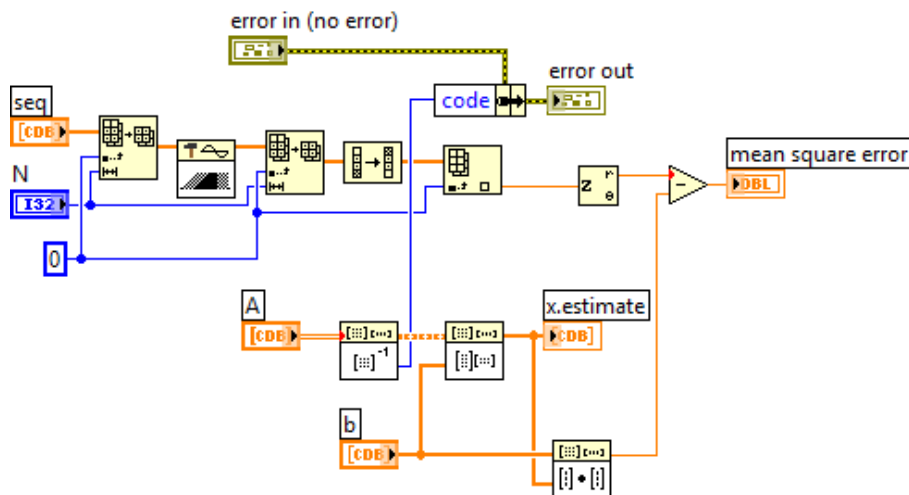


DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL BLOQUE DE MMSE



ANEXO 6

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL MODULADOR QPSK

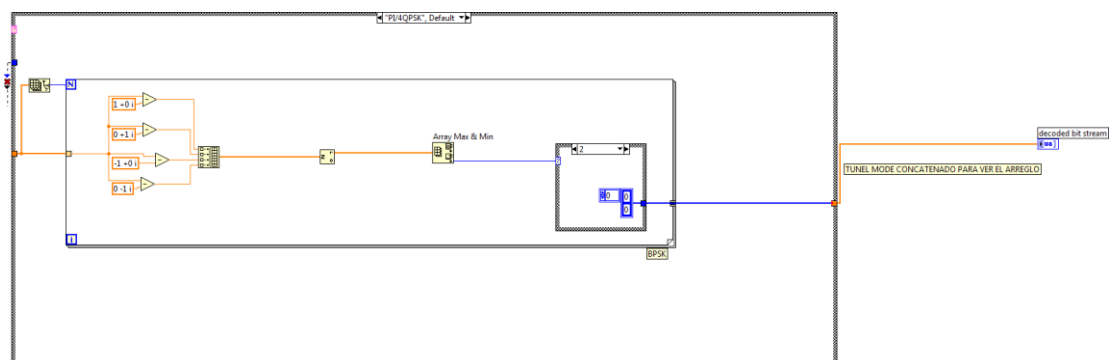
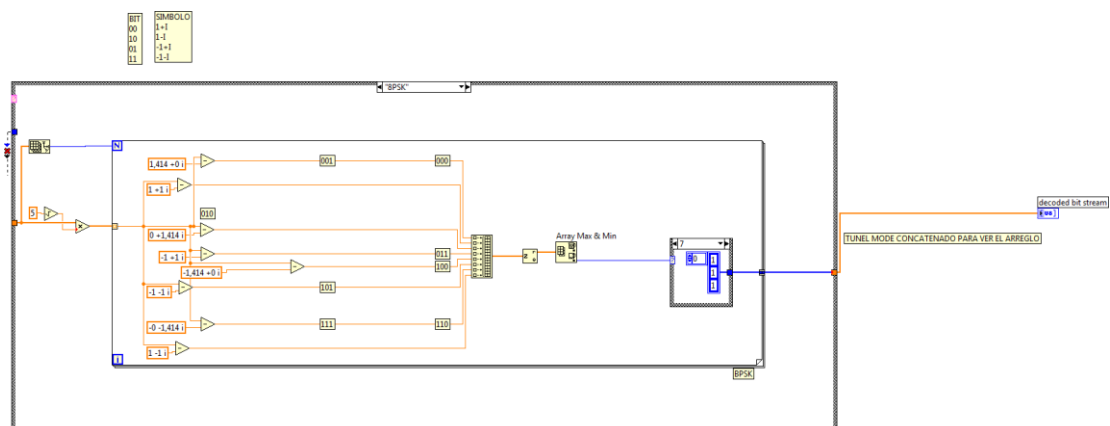
DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL DEMODULADOR
8PSK

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL DEMODULADOR 16QAM

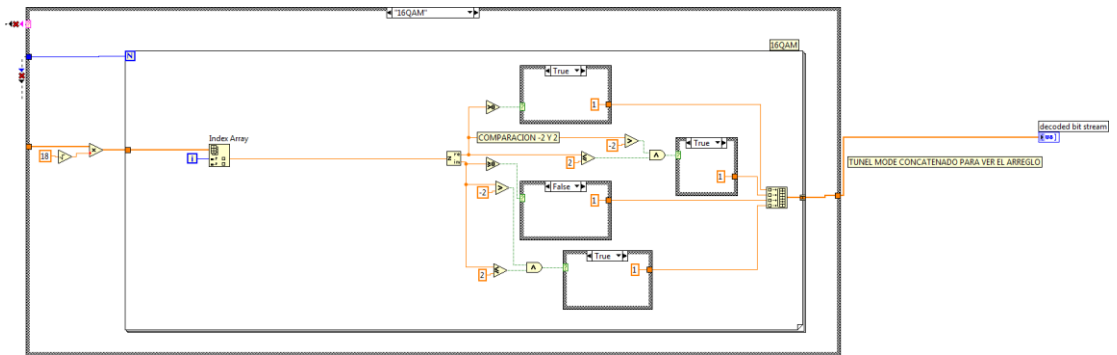


DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW TURBODECODIFICADOR

