



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

**“IMPLEMENTACIÓN Y SIMULACIÓN DE LA TRANSMISIÓN DE
AUDIO EN UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICO
OFDM”**

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

Previa a la obtención del Título de:

MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES

Presentado por:

Ing. Janneth Alexandra Vargas Asanza

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO 2016

AGRADECIMIENTOS

Agradezco primeramente a Dios, quien ha sido el ser Supremo que me ha permitido culminar una etapa más en mi vida, y que a pesar de las dificultades, me ha dado la fortaleza para seguir adelante.

A mis hijos y esposo, mi familia, porque a pesar de todo el tiempo que nos hemos privado de compartirlo, han sido mi gran motivación y constante apoyo en mi desarrollo profesional.

A todos quienes hacen posible que el programa de Maestría en Telecomunicaciones de la ESPOL llegue a su culminación, porque a lo largo de ella he recibido el apoyo necesario para superar situaciones propias de su desarrollo.

A mis compañeros, por todo el tiempo compartido en extensas horas de estudio y trabajo, pero sobretodo porque han sido fuente de solidaridad, compañerismo y apoyo mutuo.

DEDICATORIA

Dedico este logro a Dios por enseñarme que cada meta se alcanza con FE absoluta, a mis hijos, a quienes el mayor legado que puedo dejarles son las experiencias y lecciones de vida compartidas, a mi esposo por ser además de mi apoyo, mi referencia y horizonte, a mis sobrinas por transmitirme la alegría y entusiasmo que tantas veces fueron mi medio de recarga, a mi hermana en quien encontré refugio en mis momentos de debilidades, a mi padre, que a pesar de no estar presente sé cuanto valoraría este logro, y a mi madre, mi fuente de inspiración.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



Ph.D. Boris Ramos Sánchez

EVALUADOR



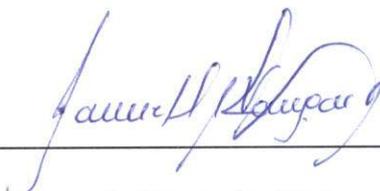
M.Sc. Néstor Arreaga Alvarado.

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.



Janneth Alexandra Vargas Asanza

C.I.: 0910364009

RESUMEN

El siguiente proyecto comprende el diseño, implementación y simulación de la transmisión de audio en un sistema de comunicación multiportadora OFDM, utilizando la aplicación de LabVIEW y los transceptores NI USRP-2920 de National Instruments.

El objetivo de la implementación es analizar en base a la potencia de la señal y a la potencia de ruido, la incidencia de los diferentes factores que intervienen en el sistema de transmisión inalámbrica como son: un sistema multiportadoras, la modulación digital utilizada, los canales multipasos indoor y outdoor implementados, el ruido presente durante la transmisión, la interferencia intersimbólica, y el sistema de codificación empleado, de tal manera que nos permita evaluar dentro de las diferentes opciones, el sistema de transmisión del audio en condiciones óptimas.

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	12
1. MARCO TEORICO	14
1.1. SISTEMAS OFDM.....	14
1.2. TEORÍA DE TRANSMISIÓN DE AUDIO	16
1.2.1. Transformada de coseno discreta (DCT).....	18
1.2.2. Codificación de Huffman.....	19
1.3. MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN DIGITAL.....	20
1.3.1. Modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK).....	21
1.3.2. Modulación en amplitud por cuadratura (16QAM).....	22
1.3.3. Modulación en amplitud por cuadratura (64QAM).....	23
1.4. CANALES MULTIPASOS.....	26
1.4.1. Canal Plano.....	26
1.4.2. Canal Selectivo en Frecuencia.....	26
1.4.3. Implementación de Canales.....	27
1.4.4. Respuesta del Canal	30
1.5. SINCRONIZACIÓN DE TRAMA.....	34
1.5.1. Algoritmo de Sincronizador de trama Schmidl&Cox	34
1.6. CODIFICACIÓN DE CANAL	36
1.6.1. Código Convolutacional.....	37
1.6.2. Turbo Código.....	38

2. ANÁLISIS DE RESULTADOS	41
2.1. SEÑAL DE AUDIO	41
2.2. BER vs SNR PARA ANÁLISIS DE MODULACIONES	44
2.3. ANÁLISIS DE CANALES CON CODIFICACIÓN.....	46
2.4. ANÁLISIS DE SEÑAL CODIFICADA Y SIN CODIFICAR.....	47
2.5. ANÁLISIS DE CODIFICADORES CONVOLUCIONALES.....	48
2.6. TASA DE TRANSMISIÓN	50
2.7. BER vs SNR SIMULADO vs REAL	54
CONCLUSIONES	58
BIBLIOGRAFÍA	61
ANEXOS	64

ABREVIATURAS

BER	Bit Error Rate
DCT	Transformada del Coseno Discreta
FFT	Fast Fourier Transform
FEC	Forward Error Correction
IDCT	Transformada Inversa del Coseno Discreta
ISI	Interferencia Intersimbólica
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SNR	Signal to Noise Ratio
T3A	Canal A Indoor Residenciales
T3B	Canal B Indoor Residenciales
T4A	Canal A Outdoor Rurales
T4B	Canal B Outdoor Rurales
USRP	Universal Software Radio Peripheral
WAV	Waveform Audio Format

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1. Sistema de Transmisión y Recepción en OFDM [2].....	15
Fig. 2. Diagrama de bloques de transmisión y recepción de audio	17
Fig. 3. Señal de audio original en el transmisor.	17
Fig. 4. Señal muestreada en el receptor.	19
Fig. 5. Constelación de la Modulación QPSK. [7].....	21
Fig. 6. Constelación de la Modulación 16QAM.	22
Fig. 7. Constelación de la Modulación 64QAM.	24
Fig. 8. Perfil de Potencia del canal A indoor residenciales.....	28
Fig. 9. Perfil de Potencia del canal B indoor residenciales.....	28
Fig. 10. Perfil de Potencia del canal A outdoor rurales	29
Fig. 11. Perfil de Potencia del canal B outdoor rurales	29
Fig. 12. Respuesta impulso de canal A outdoor rurales.....	30
Fig. 13. Respuesta del canal para modulación QPSK.	32
Fig. 14. Respuesta del canal para modulación 16QAM	33
Fig. 15. Respuesta del canal para modulación 64QAM	33
Fig. 16. Diagrama de bloques de Turbo Código.....	40
Fig. 17. Conexión física de NI USRP-2920.	41
Fig. 18. Señal de audio muestreada en el transmisor.	42
Fig. 19. Señal de audio segmentada del transmisor	42
Fig. 20. Señal de audio reproducida en el receptor.....	43
Fig. 21. Señal de audio recibida con afectación de ruido.....	43
Fig. 22. BER vs. SNR para análisis de modulaciones.....	44
Fig. 23. BER vs. SNR para análisis de modulación 64QAM sin codificación.	45
Fig. 24. BER vs. SNR para análisis de modulación 64QAM con turbo código.....	46
Fig. 25. BER vs. SNR de 16QAM con canales codificados.....	47
Fig. 26. BER vs. SNR con canal sin codificar y turbo código.	48
Fig. 27. BER vs. SNR para dos turbo código.	49
Fig. 28. Rb vs. SNR para canal sin codificación.....	50
Fig. 29. Rb vs. SNR para QPSK con turbo código.	51

Fig. 30. Rb vs. SNR para 16QAM con turbo código y sin codificación.....	52
Fig. 31. Rb vs. SNR para QPSK sin codificar y turbo código para T3.....	53
Fig. 32. Rb vs. SNR para QPSK sin codificar y turbo código para T4.....	53
Fig. 33. BER vs. SNR simulado y real con modulación QPSK para T3. ..	54
Fig. 34. BER vs. SNR simulado y real con modulación QPSK para T4. ...	54
Fig. 35. BER vs. SNR simulado vs real para QPSK, T3 y Turbo código. ..	55
Fig. 36. BER vs. SNR simulado vs real para QPSK, T4 y Turbo código. ...	55
Fig. 37. BER vs. SNR simulado vs real para 16QAM y T3.....	56
Fig. 38. BER vs. SNR simulado vs real para 16QAM y T4.....	56
Fig. 39. BER vs. SNR simulado vs real para 16QAM, T3 y Turbo código.	57
Fig. 40. BER vs. SNR simulado vs real para 16QAM, T4 y Turbo código.	57

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Tabla de mapeo de bits a símbolos QPSK.....	22
Tabla 2. Tabla de mapeo de bits a símbolos 16QAM.....	27
Tabla 3. Tabla de mapeo de bits a símbolos 64QAM	¡Error! Marcador no definido.
Tabla 4. Indoor Residenciales	¡Error! Marcador no definido.
Tabla 5. Outdoor- Areas Rurales	¡Error! Marcador no definido.

INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicación inalámbrica pueden implementar diversas técnicas de procesamiento digitales que permiten además de mejorar la calidad de la señal recibida, optimizar recursos tecnológicos y reducir costos ante la demanda de un mayor flujo de información.

Para el caso de una transmisión de señal de audio digital en un formato que no tiene compresión, requiere la aplicación de bloques de procesamiento digital que permitan su reproducción a pesar de la presencia de canales multipasos y de ruido, factores incidentes en la calidad de la señal recibida. Antes de transmitir la señal digital de audio, debe ser preparada mediante la aplicación de diferentes bloques de procesamiento que permitan: obtener los coeficientes de la transformada de coseno discreta del audio, la cuantización de las muestras obtenidas y su codificación.

Utilizando un sistema OFDM, Orthogonal Frequency-Division Multiple Access, se busca optimizar el ancho de banda del canal utilizado, que permita dividir la señal en varias subportadoras, reduciendo el tamaño del canal requerido.

Con la finalidad de reducir los efectos producidos por el retardo en el periodo de los símbolos durante su transmisión, se busca aplicar un proceso de

sincronización de trama, que permita recuperar la señal transmitida y que a su vez corrija el desplazamiento de frecuencia, factor que afecta a la sincronización, obteniéndose de esta manera un bloque más robusto que permita atender los problemas generados por ambos factores.

En un sistema de comunicación inalámbrica el canal de transmisión puede producir pérdida de información, debido a los diferentes factores incidentes durante la transmisión, y para ello se requiere implementar un sistema de codificación que permita no solamente detectar los errores sino corregirlos mediante la aplicación de diferentes algoritmos.

Para la implementación y simulación de los diferentes procesos de transmisión se utilizará la aplicación de LabVIEW basándonos en la práctica 9 del manual “Digital Communications: Physical Layer Exploration Lab using the NI USRP Platform” y del “EE49 Lab 1: Source Coding Lab: Cosine Transform (DCT), sample quantization, and Huffman coding” [1] [2] y los equipos NI USRP-2920.

1. MARCO TEORICO

En este capítulo se exponen los diferentes conceptos relacionados con el sistema de comunicación inalámbrica a implementarse, el cual está conformado por un sistema OFDM, moduladores y demoduladores digitales, sincronizador de trama y de frecuencia, algoritmos de codificación y decodificación, todo esto con el propósito de transmitir audio por diferentes canales multipasos.

1.1. SISTEMAS OFDM

El objetivo de los sistemas OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiple Access, es dividir el espectro en varias subportadoras o canales de banda angosta, para optimizar la eficiencia del ancho de banda, que a su vez brinda una tolerancia a los disturbios producidos a lo largo del canal, como son el retardo, ruido e interferencia intersimbólica. OFDM es implementado por un convertidor serial a paralelo del bit stream de entrada utilizando uno o más bits para modular cada subportadora separadas por el inverso del periodo de símbolo. Lo que hace a este sistema robusto a canales multitrayectorias es su capacidad de adaptarse a diferentes características de ganancia/ruido en relación a la frecuencia y a pequeñas ráfagas de ruido[3].

Otra particularidad de los sistemas OFDM es que sus subportadoras son ortogonales, lo cual se mantiene a lo largo del canal. El prefijo cíclico es otro concepto que va a ser utilizado en este sistema, el cual utiliza una copia de la última parte del símbolo OFDM, e inserta un tiempo de guarda para mitigar la

interferencia intersimbólica dada por los componentes multipasos [4]. El propósito del prefijo cíclico es proteger el símbolo, siendo proporcional al retraso del canal multipaso.

En el diagrama de bloques de la figura 1 se puede observar la implementación del sistema OFDM a utilizarse en el proyecto, en donde los símbolos obtenidos del modulador, en el dominio de la frecuencia, son transformados de serial a paralelo para luego insertarse los tonos nulos que permitirán cambiar al dominio del tiempo mediante la inversa de Fourier (IFFT), añadiendo luego el prefijo cíclico mencionado anteriormente, y cambiándolo de paralelo a serial [2].

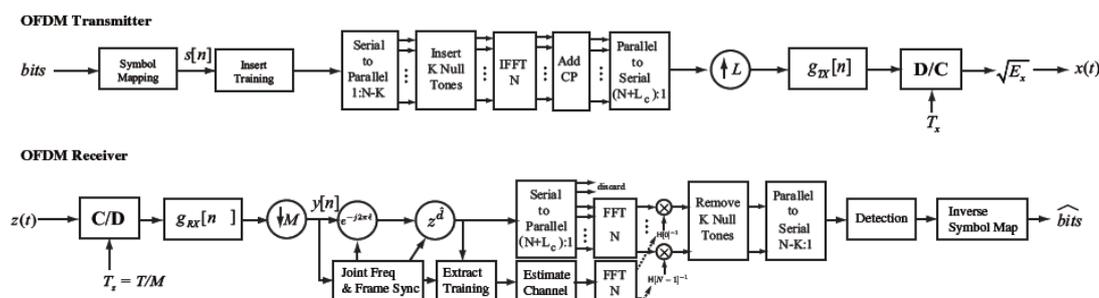


Fig. 1. Sistema de Transmisión y Recepción en OFDM [2].

En la recepción se ejecutan los bloques de sincronización de trama y la corrección del desplazamiento de frecuencia, antes de ser transformado de serial a paralelo, luego del cual se elimina el prefijo cíclico, previo a aplicar la transformada de Fourier (FFT). Una vez obtenidos los coeficientes, estos serán divididos para los obtenidos luego de la estimación del canal

permitiendo realizar el proceso de ecualización. A partir de este momento se pueden eliminar los tonos nulos para finalmente cambiar de serial a paralelo y continuar con la demodulación [2].

1.2. TEORÍA DE TRANSMISIÓN DE AUDIO

El audio utilizado en la implementación se encuentra en formato .wav, waveform audio format, que por sus características no posee compresión, por tanto, pensar en transmitirlo en su formato original demandaría recursos de ancho de banda y aplicación de bloques de procesamiento robustos para su reproducción a través de un canal multitrayectoria. Para ello es necesario utilizar algoritmos de compresión que permitan tanto su transmisión como su reproducción en el receptor.

Los algoritmos a ser utilizados en la transmisión y que serán los bloques que formarán la fuente del audio con la información comprimida son: la transformada de coseno discreta DCT, la cuantización de los coeficientes obtenidos en la DCT y la codificación de estos mediante Huffman, mientras que en el receptor se utiliza el decodificador de Huffman, la decuantización del arreglo de números binarios, la inversa de la transformada de coseno discreta IDCT, obteniéndose la forma de onda reconstruida, tal como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 2.

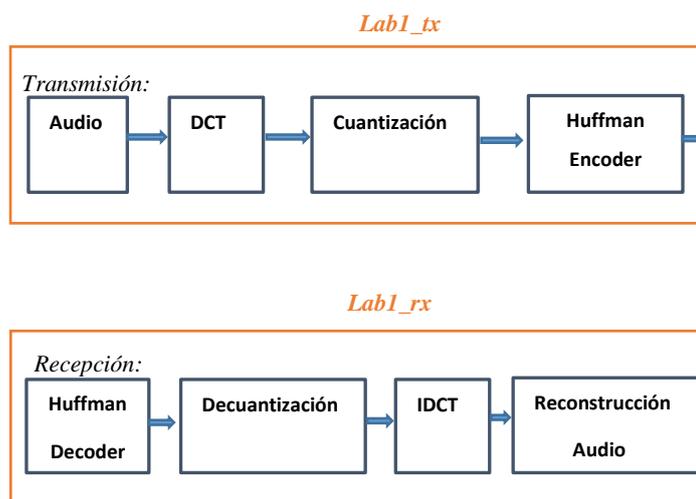


Fig. 2. Diagrama de bloques de transmisión y recepción de audio

Luego de que el audio es leído, se obtiene una señal que se muestra en la figura 3, siendo ésta la que será procesada por la transformada de coseno discreta.

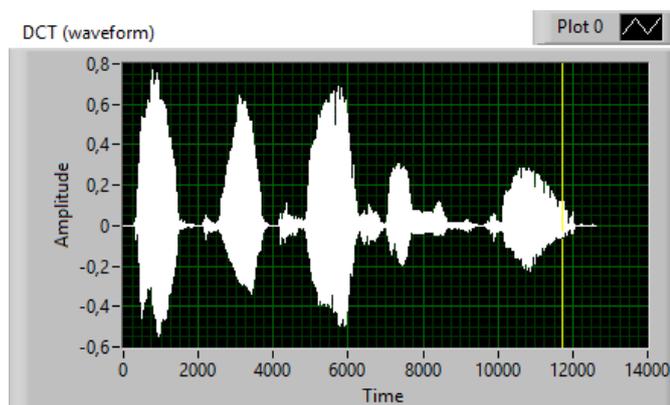


Fig. 3. Señal de audio original en el transmisor.

1.2.1. Transformada de coseno discreta (DCT)

Antes de aplicar DCT a la señal de audio y con la finalidad de que el cálculo de los coeficientes sea más rápido, se forman bloques de información del audio más pequeños, a los cuales se aplicará DCT. El objetivo es tomar aquellos coeficientes de mayor peso, eliminando aquellas armónicas con una aportación menor.

Aplicando DCT a la señal de audio que previamente ha sido dividida en bloques de información mas pequeños, permite realizar una compresión utilizando la señal en el dominio de la frecuencia. Como parte característica del audio, la señal audible trabaja en rangos de frecuencia baja, por tanto para su compresión se permite eliminar las componentes de altas frecuencias, las cuales serán redondeadas a cero, que al aplicar las transformada de coseno discreta, se obtiene la representación de la señal de audio en el dominio del tiempo [2].

La señal obtenida luego de aplicar bloques de información mas pequeños y el bloque DCT se muestra en la figura 4, que será la que utilizaremos para su transmisión y reproducción en el receptor.

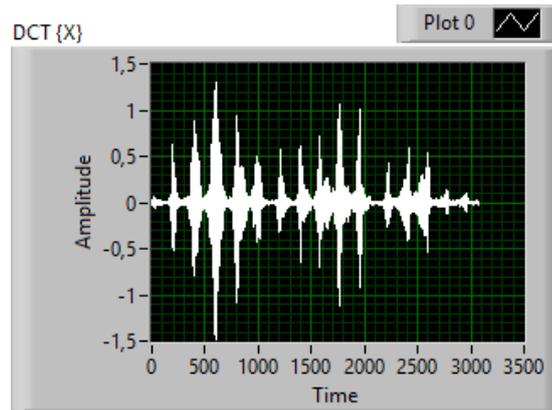


Fig. 4. Señal muestreada en el receptor.

La fórmula estándar para el cálculo del DCT es [2]:

$$X_k = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n & \text{if } k = 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left(x_n \cos \left(\frac{x \left(n + \frac{1}{2} \right) k}{N} \right) \right) & \end{cases} \quad (1)$$

Donde x_0 y x_{N-1} son las entradas del arreglo y desde X_0 hasta X_{N-1} es la DCT de las entradas.

En la recepción se ejecuta el proceso de la transformada de coseno discreta inversa, en donde se reconstruye la secuencia de muestras.

1.2.2. Codificación de Huffman

Los coeficientes obtenidos mediante DCT son números reales que no pueden ser transmitidos en un sistema de comunicación que utiliza binarios, por tal razón en el proceso de cuantización previa a la

codificación de Huffman, se utiliza la “Resolución” como el número de bits que se utilizará para cada muestra del DCT. Una vez realizado este proceso, se tienen arreglos de muestras en el dominio de la frecuencia en números binarios del largo de la “Resolución”, pero estos arreglos poseen muestras que se repiten y con la finalidad de eliminar las redundancias y lograr una mejor compresión, se utiliza el código de Huffman [2].

La codificación de Huffman se basa en la frecuencia de ocurrencia del arreglo de bits obtenido, formando una tabla de distribución de frecuencia, cuyo objetivo es utilizar la menor cantidad de bits para codificar estos datos. Para ello se forma el árbol de Huffman, que está formado de seis arreglos, y en base a él formar el codebook en donde se realizará el mapeo de los números binarios de acuerdo al tamaño de “Resolución”. Se debe tomar en consideración que para el proceso de codificación de Huffman se requiere obtener una secuencia de códigos de bits que vayan en sentido desde la hoja del nodo hacia la raíz [2].

1.3. MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN DIGITAL

La modulación digital es un proceso mediante el cual los símbolos son transformados en señales cuyas portadoras puedan ser transmitidas a través del canal de comunicación. La demodulación es el proceso de extraer la información de la portadora. Las modulaciones que se utilizan en el proyecto se encuentran normalizadas a 1 y estarán sujetas al número de bits

(M) que utilicen para la obtención de los símbolos, conforme lo muestra la ecuación descrita a continuación.

$$1 = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |S_m|^2 \quad (2)$$

1.3.1. Modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK)

Cada símbolo está representado por n bits, por tanto $M = 2^n$, que para el caso de QPSK, $n=2$.

En la modulación QPSK, la forma de onda sinusoidal varía en fase mientras su amplitud y frecuencia se mantiene constante. Esta modulación tiene protección frente a errores y está formado por 4 símbolos desplazados 90 grados entre sí, donde cada símbolo aporta con 2 bits [5].

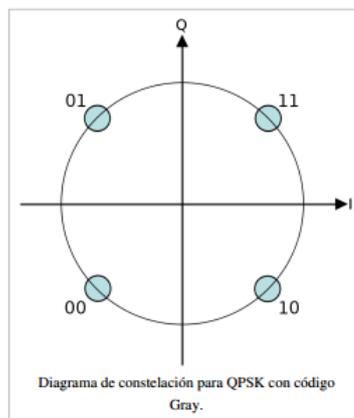


Fig. 5. Constelación de la Modulación QPSK. [7]

Tabla 1. Tabla de mapeo de bits a símbolo QPSK.

Bits	Símbolo
00	$1 + j$
10	$-1 + j$
11	$-1 - j$
01	$1 - j$

1.3.2. Modulación en amplitud por cuadratura (16QAM)

En las modulaciones existen $M = 2^n$ símbolos distintos, que para 16QAM, $n=4$ bits.

QAM es una combinación de modulación de amplitud y fase. Para obtener una mayor eficiencia espectral se utilizan modulaciones con mayor número de fases, sin embargo la tasa de error BER se incrementa. Esta modulación comprende 16 estados de fases, cada uno representado por 4 bits, distribuidos en 4 cuadrantes [6].

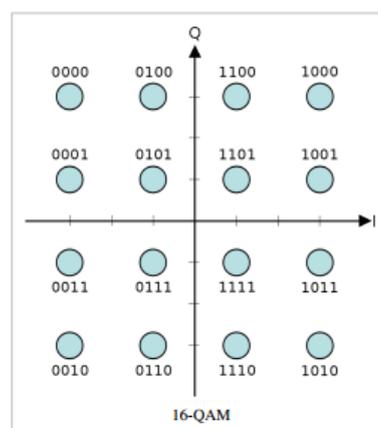
**Fig. 6.** Constelación de la Modulación 16QAM.

Tabla 2. Tabla de mapeo de bits a símbolo 16QAM

Bits	Símbolo
0000	$-3 + 3j$
0001	$-3 + j$
0010	$-3 - 3j$
0011	$-3 - j$
0100	$-1 + 3j$
0101	$-1 + j$
0110	$-1 - 3j$
0111	$-1 - j$
1000	$3 + 3j$
1001	$3 + j$
1010	$3 - 3j$
1011	$3 - j$
1100	$1 + 3j$
1101	$1 + j$
1110	$1 - 3j$
1111	$1 - j$

1.3.3. Modulación en amplitud por cuadratura (64QAM).

Esta modulación es más susceptible al ruido, ya que un número mayor de símbolos, implica que se encuentren más cercanos uno de otros. En cada cuadrante se encuentran 16 símbolos, donde cada uno está representado por 6 bits [7].

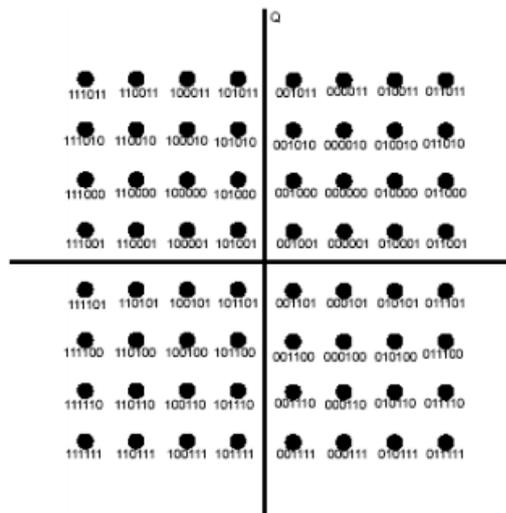


Fig. 7. Constelación de la Modulación 64QAM.

Tabla 3. Tabla de mapeo de bits a símbolo 64QAM

Bits	Símbolo
100100	$1 + j$
100110	$3 + j$
101110	$5 + j$
101100	$7 + j$
001101	$1 + 3j$
001111	$3 + 3j$
000111	$5 + 3j$
000101	$7 + 3j$
001001	$1 + 5j$
001011	$3 + 5j$
000011	$5 + 5j$
000001	$7 + 5j$
001000	$1 + 7j$
001010	$3 + 7j$
000010	$5 + 7j$
000000	$7 + 7j$
101100	$-1 + j$
101110	$-3 + j$
100110	$-5 + j$

100100	$-7 + j$
101101	$-1 + 3j$
101111	$-3 + 3j$
100111	$-5 + 3j$
100101	$-7 + 3j$
101001	$-1 + 5j$
101011	$-3 + 5j$
100011	$-5 + 5j$
100001	$-7 + 5j$
101000	$-1 + 7j$
101010	$-3 + 7j$
100010	$-5 + 7j$
100000	$-7 + 7j$
111100	$-1 - j$
111110	$-3 - j$
110110	$-5 - j$
110100	$-7 - j$
111101	$-1 - 3j$
111111	$-3 - 3j$
110111	$-5 - 3j$
110101	$-7 - 3j$
111001	$-1 - 5j$
111011	$-3 - 5j$
110011	$-5 - 5j$
110001	$-7 - 5j$
111000	$-1 - 7j$
111010	$-3 - 7j$
110010	$-5 - 7j$
110000	$-7 - 7j$
011100	$1 - j$
011110	$3 - j$
010110	$5 - j$
010100	$7 - j$
011101	$1 - 3j$
011111	$3 - 3j$
010111	$5 - 3j$
010101	$7 - 3j$
011001	$1 - 5j$
011011	$3 - 5j$
010011	$5 - 5j$
010001	$7 - 5j$
011000	$1 - 7j$
011010	$3 - 7j$
010010	$5 - 7j$
010000	$7 - 7j$

1.4. CANALES MULTIPASOS

En sistemas de telecomunicaciones con canales inalámbricos existe la presencia del fenómeno de propagación de multicaminos o multipasos, producido por una señal de radio que alcanza la antena de recepción por dos o más caminos y en diferentes tiempos (retrasos). Esto se debe a la presencia de algunos factores del ambiente en donde se realice la propagación, como por ejemplo la atmósfera, la reflexión y refracción de la ionósfera, la reflexión del agua, edificios o geografía del terreno, etc. El efecto del multicamino puede producir interferencia destructiva o constructiva, e inclusive desplazamiento de fase de las señales recibidas [8].

Los canales de banda ancha o selectivos en frecuencia se caracterizan por generar interferencia intersimbólica, y mientras mas multipasos mayor será dicha interferencia.

1.4.1. Canal Plano

Se lo conoce también como canal de banda angosta en el cual el tiempo equivalente a los retrasos y amplitudes de las componentes multipaso es menor al tiempo del símbolo.

1.4.2. Canal Selectivo en Frecuencia

La selectividad en frecuencia se refiere a la variación de la amplitud de canal en función de la frecuencia. Se lo conoce como canal de banda

ancha en donde, el tiempo equivalente a los retrasos y amplitudes de las componentes multipaso es mayor al tiempo del símbolo.

1.4.3. Implementación de Canales

Para el análisis del Proyecto se utilizarán canales que simulan canales multipasos, para dos ambientes: “indoor residenciales” y “outdoor-áreas Rurales”, cuyas características de retardo, potencia y pasos, se encuentran detalladas en la tabla III y tabla IV respectivamente.

Tabla 4. Indoor - Residenciales.

Tap	Canal A		Canal B	
	Delay (nSec)	Avg Power (dB)	Delay (nSec)	Avg Power (dB)
1	0	0	0	0
2	100	-13.8	100	-6.0
3			200	-11.9
4			300	-17.9

Tabla 5. Outdoor – Areas 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

Aplicando los canales descritos, en el proceso de transmisión de audio, se puede observar la respuesta del canal a través del perfil de potencia

caracterizada por impulsos, que se muestran en las figuras a continuación, con sus respectivos retardos.

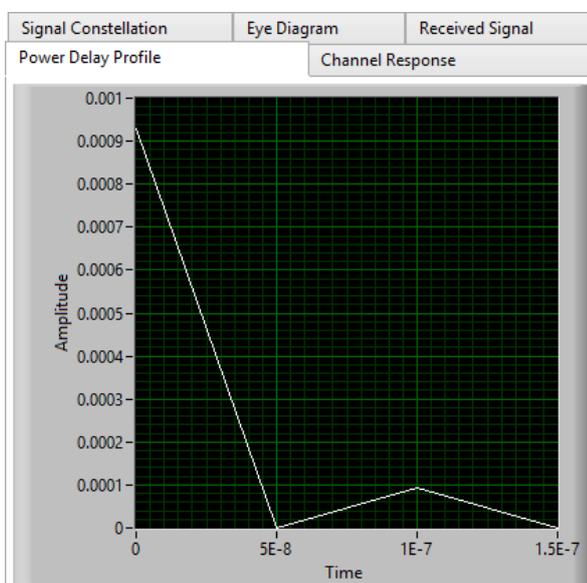


Fig. 8. Perfil de Potencia del canal A indoor residenciales

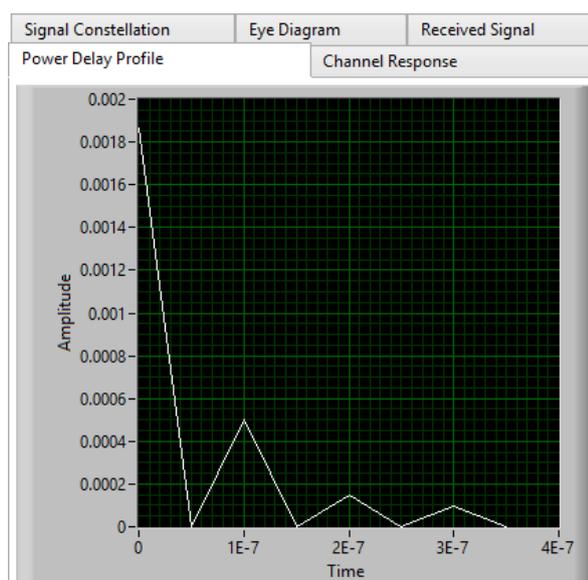


Fig. 9. Perfil de Potencia del canal B indoor residenciales.

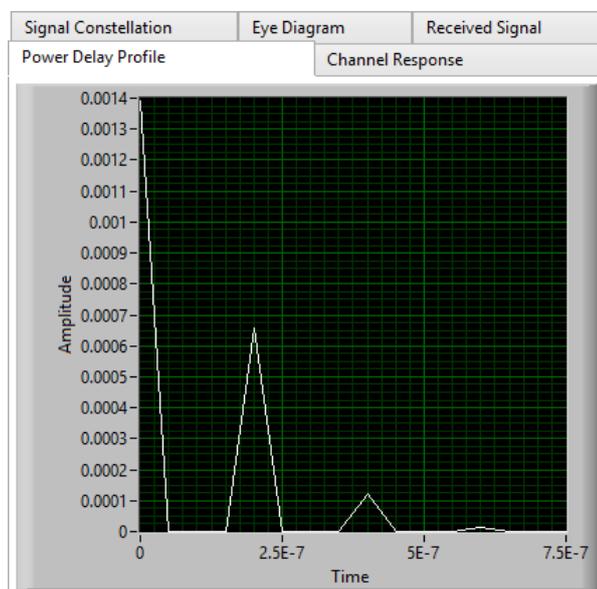


Fig. 10. Perfil de Potencia del canal A outdoor rurales

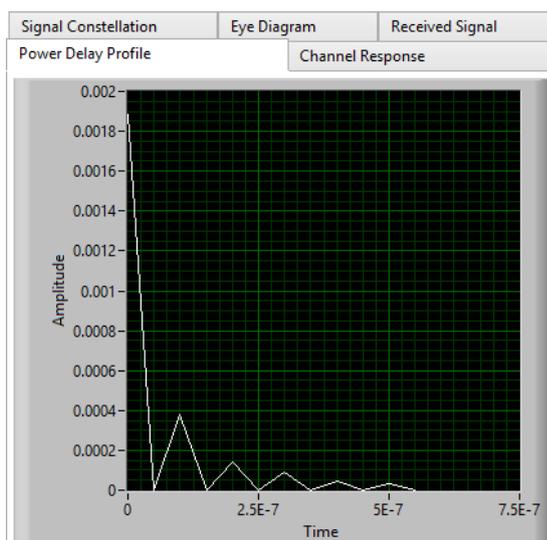


Fig. 11. Perfil de Potencia del canal B outdoor rurales

1.4.4. Respuesta del Canal

Para determinar si el canal es selectivo en frecuencia (banda ancha) o plano (banda angosta), definimos la respuesta a impulso de uno de los canales utilizados, que en este caso es el canal A “outdoor rurales” descrito en la tabla IIV y cuya caracterización de impulso es la que se muestra en la figura 12.

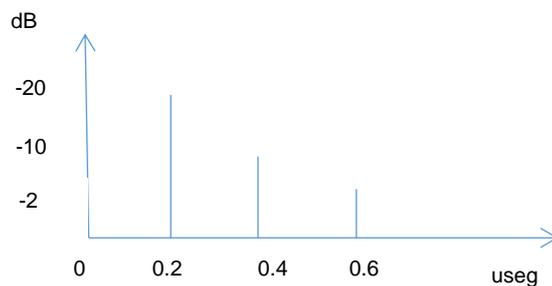


Fig. 12. Respuesta impulso de canal A outdoor rurales.

Con los datos de operación del sistema, se realizan los cálculos de ancho de banda, retardo medio y retardo rms, para evaluar las siguientes condiciones:

Si $\tau_{RMS} < t_{simbolo}$; canal plano

Si $\tau_{RMS} > t_{simbolo}$; canal selectivo en frecuencia

y determinar en base a ello el tipo de canal que se está utilizando.

Para el cálculo tenemos que:

Factor de Oversample = 2

Sample rate = 20Msamples/seg

BW = ancho de banda

$\bar{\tau}$ = retardo medio

τ_{rms} = Rms Delay Spread

$t_{simbolo}$ = tiempo de símbolo

El ancho de banda es calculado en base a los parámetros de oversample y sample rate utilizados, para luego determinar el tiempo de símbolo.

$$BW = \frac{sample\ rate}{oversample} \quad (3)$$

$$BW = \frac{20}{2} = 10\ MHz$$

$$BW = \frac{1}{t_{simbolo}} \quad (4)$$

$$t_{simbolo} = 0,1\ \mu seg$$

Para determinar el retardo equivalente de las componentes multipasos, realizamos el siguiente cálculo:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k p(\tau_k)\tau_k}{\sum_k p(\tau_k)} \quad (5)$$

$$\bar{\tau} = \frac{(1)(0) + (0.6)(0.2) + (0.1)(0.4) + (0.01)(0.6)}{1 + 0.6 + 0.1 + 0.01}$$

$$\bar{\tau} = 0,097\ useg$$

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k p(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k p(\tau_k)} \quad (6)$$

$$\bar{\tau}^2 = \frac{(1)(0)^2 + (0.6)(0.2)^2 + (0.1)(0.4)^2 + (0.01)(0.6)^2}{1 + 0.6 + 0.1 + 0.01}$$

$$\bar{\tau}^2 = 0.03546 \text{ useg}$$

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - \bar{\tau}^2} \quad (7)$$

$$\tau_{RMS} = 0.2 \mu s$$

Dado que se cumple que $\tau_{RMS} > t_{\text{simbolo}}$, se concluye que el canal es selectivo en frecuencia, lo cual podemos comprobarlo mediante la gráfica de la respuesta de canal.

Otra forma de verificar si el canal es selectivo en frecuencia, es observando las gráficas de respuesta del canal que se obtienen mediante LabVIEW y que se muestran a continuación.

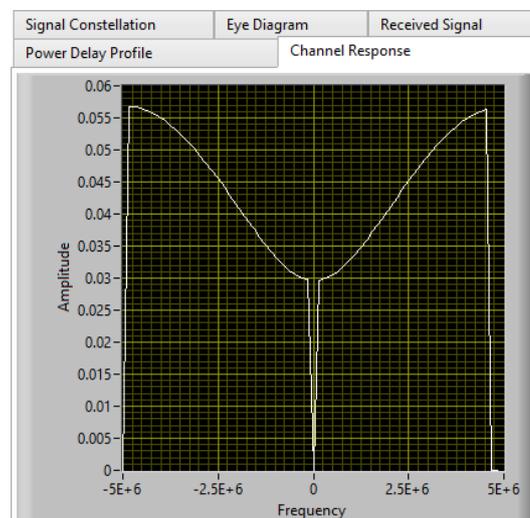


Fig. 13. Respuesta del canal para modulación QPSK.

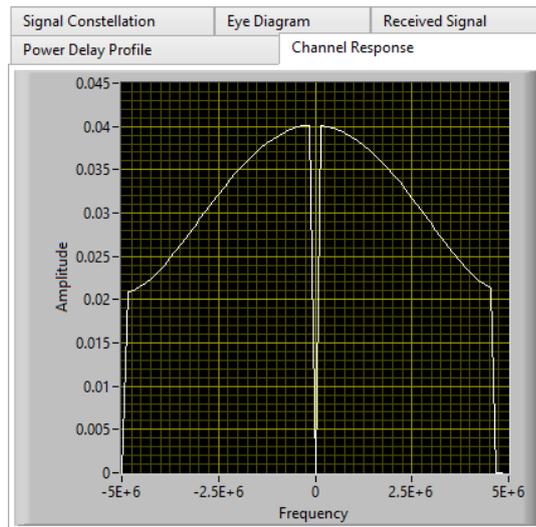


Fig. 14. Respuesta del canal para modulación 16QAM

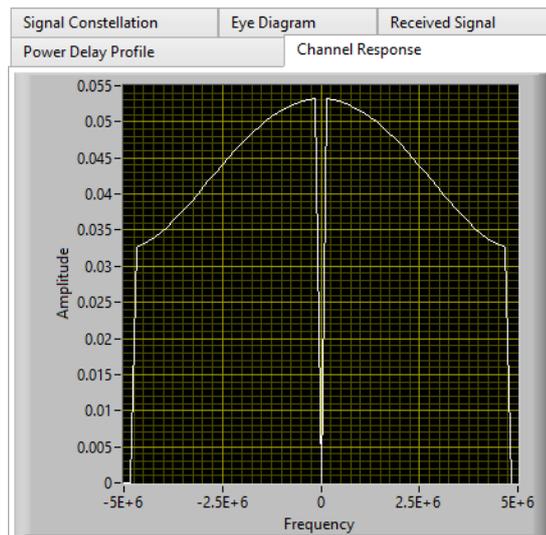


Fig. 15. Respuesta del canal para modulación 64QAM

1.5. SINCRONIZACIÓN DE TRAMA

La transmisión de información depende de la eficiente sincronización, la cual se obtiene ordenando la data en tramas confiables. La sincronización de trama se consigue gracias a la ayuda del patrón de sincronización que es insertado en el flujo de datos, o para el caso de paquetes, cada trama incluye un símbolo de sincronización al comienzo, mientras que el resto de símbolos corresponde a la data. Después de la recuperación del tiempo de información, en el receptor, el símbolo de sincronización es el que detecta el comienzo de la trama mientras que los valores de las muestras de entrada son correlacionadas con el patrón de sincronización. En ambientes de comunicación que tienen ruido, la data que se recibe no siempre es correcta, porque no hay la seguridad de que el símbolo de sincronización pueda ser reconocido, por tal razón es importante que en el diseño de los sistemas de sincronización, el símbolo de sincronización no tenga la probabilidad de que se encuentre entre los símbolos de datos ni que el receptor permita un margen de errores [9] [10].

1.5.1. Algoritmo de Sincronizador de trama Schmidl&Cox

Para que la transmisión de datos de forma inalámbrica sea correcta es necesario que el receptor conozca donde comienza la señal transmitida y que además tenga un correcto ajuste de frecuencia, es decir que tanto el

tiempo como la frecuencia deben estar sincronizadas entre el transmisor y receptor [11].

Este proyecto utiliza el algoritmo de Schmidl&Cox para su sincronización, el cual aprovecha la estructura periódica de la secuencia de entrenamiento OFDM, logrando sincronizar tanto en tiempo como en frecuencia, mediante la búsqueda del inicio de la trama y la corrección del desplazamiento de frecuencia a través de Moose. La sincronización de trama con Moose es más robusta a interferencia entre símbolos, ISI.

Este algoritmo ejecuta dos pasos para la corrección del desplazamiento de frecuencia. El primer paso corrige el desplazamiento que se encuentra en una fracción de $1/N$ el espaciamiento de las subportadoras, mientras que el segundo paso corrige el total del desplazamiento del espaciamiento de las subportadoras. Este segundo paso lo hace construyendo un segundo símbolo de entrenamiento [1].

La secuencia de entrenamiento utilizada tiene 10 repeticiones de igual secuencia en las 160 muestras, que para que exista compatibilidad con el algoritmo de Moose, la secuencia de entrenamiento es considerada como dos repeticiones de largo $W=80$ [1].

El primer paso para hallar la correlación métrica entre las dos muestras diferentes de la señal de entrada.

$$R[d] = \sum_{n=0}^{N-1} y^*[n+d]y[n+d+W] \quad (8)[1]$$

Donde:

W= mitad del tamaño de la secuencia de entrenamiento periódica.

N= Número de subportadoras

El segundo paso comprende el cálculo del promedio de la potencia de la señal recibida:

$$P[d] = \sum_{n=0}^{N-1} |y[n+d+W]|^2 \quad (9) [1]$$

Con R[d] y P[d] se puede calcular M[d], la métrica del tiempo:

$$M[d] = \left| \frac{R[d]}{P[d]} \right|^2 \quad (10) [1]$$

Para estimar el desplazamiento de trama y de Frecuencia:

$$\hat{d} = \operatorname{argmax} M[d] \quad \hat{\epsilon} = \operatorname{phase} \frac{P[D]}{R[D]} \quad (11) [1]$$

1.6. CODIFICACIÓN DE CANAL

El objetivo de la codificación del canal es añadir redundancias a la fuente de bits para que la secuencia que se transmita mejore la capacidad de adaptarse al canal por donde se transmite, lo cual se verá reflejado en los

niveles del BER , bit error rate, que es el que mide el rendimiento del sistema. Los principales tipos de codificación de canal son: códigos de bloques y códigos convolucionales [1].

La codificación del canal, también es considerada como un mecanismo de detección y corrección de errores, conocido como FEC, Forward Error Correction.

En la implementación se han utilizado codificadores de canal que utilizan codificadores convolucionales, que son los que se detallan a continuación.

1.6.1. Código Convolucional

El código convolucional es aquel que utiliza codificadores convolucionales. La secuencia de bits codificada es el resultado de la convolución del polinomio algebraico de la secuencia de bits de origen con el polinomio de la matriz generadora del codificador. Los codificadores convolucionales por lo general son eficientes porque utilizan registros de desplazamiento que almacenan en memoria y puertas XOR [1].

Los codificadores convolucionales pueden trabajar con diferentes tasas k/n , de tal manera que por k bits de entrada, se mapean para obtener n bits que serán los que se transmitan por el canal, por tanto el código convolucional contará con un registro de desplazamiento de kL estados, donde L es llamado constraint length , longitud de restricción [13].

La decodificación convolucional tiene como propósito encontrar la palabra de código que sea lo mas parecida a la información recibida, es decir con la mínima probabilidad de error, complementándose con el uso del algoritmo de Viterbi, que utiliza una estructura de árbol para reducir los recursos requeridos al hacer su búsqueda, sin embargo su desempeño depende de la calidad del canal y del constraint length.

1.6.2. Turbo Código

Se caracteriza porque además de realizar la función de FEC, también provee mejoras en el desempeño y eficiencia en el uso del canal.

Turbo código es una clase especial de códigos convolucionales concatenados en paralelo, lo cual permite que la información se codifique más de una vez, pero con secuencias de entrada que que estén ordenadas en forma aleatoria, lo cual es posible hacerlo utilizando un entrelazador entre los codificadores convolucionales, de tal manera que la secuencia que ingrese a ellos sean diferente, y por consiguiente no estén correlacionadas [14].

El entrelazador, conocido como interleaver, mezcla los bytes de cada trama recibida con el propósito de reducir los errores de ráfaga, errores de larga duración o consecutivos, de tal manera que cuando la información sea reconstruída, los errores se distribuyan y permita su reconstrucción sin que se presente pérdida de información. El uso del entrelazado en el diseño

juega un papel importante en cuanto al desempeño del sistema, por tanto se han utilizado varios de ellos que permiten que el tiempo de respuesta y errores en la recepción mejore notablemente.

En cuanto a la decodificación, ésta se realiza utilizando primeramente un desentrelazador, que luego enviará la información a diferentes decodificadores que se retroalimentan con el objetivo de reducir la tasa de error.

En el turbo-decodificador, se utiliza el algoritmo de Viterbi, el cual trabaja en base al concepto de máxima probabilidad para los códigos convolucionales. Un decodificador de este tipo es aquel que escoge una palabra de código \hat{v} que es un estimado de la palabra de código original v , y que se basa en una secuencia r recibida a la salida del canal discreto. Este algoritmo utiliza el diagrama de Trellis, que no es otra cosa que la representación del diagrama de estados de los códigos convolucionales, y que determina sus diferentes trayectorias. Es utilizado por Viterbi para determinar la trayectoria con la métrica más alta [14], en resumen, al ejecutar Viterbi, lo que se consigue es encontrar la trayectoria de Trellis de máxima probabilidad de la secuencia r recibida.

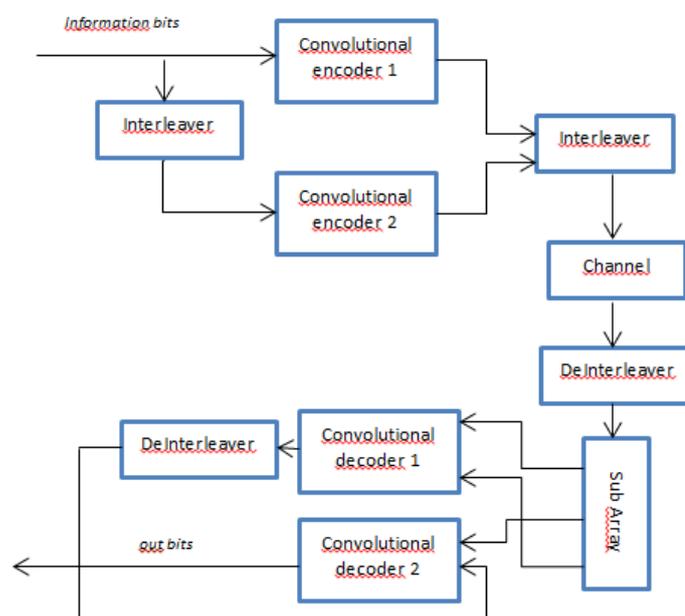


Fig. 16. Diagrama de bloques de Turbo Código.

2. ANALISIS DE RESULTADOS

Luego de realizar el diseño e implementación del sistema de comunicación inalámbrico mediante la aplicación de LabVIEW, se procedió a realizar las pruebas de funcionamiento utilizando los equipos NI USRP-2920, mediante un canal real con multitrayectos, pruebas que fueron realizadas en ambiente de laboratorio de Telecomunicaciones.



Fig. 17. Conexión física de NI USRP-2920.

2.1. SEÑAL DE AUDIO

Inicialmente la implementación del sistema fue realizado considerando el bloque completo de información de audio, sin embargo y debido a que su procesamiento y transmisión demandaba un uso elevado de recursos, se observó que se afectaban de forma notable el tiempo de reproducción en el receptor y su susceptibilidad al ruido. Para mejorarlo, se decidió fraccionar el bloque de audio en bloques de información más pequeños a los cuales se les

aplicaría el bloque de DCT. Una vez realizado este cambio, la nueva señal de audio en el transmisor, es la que se muestra en la figura 19, y es la que se utilizará como referencia para evaluar la señal recibida en el receptor, la misma que en condiciones óptimas de transmisión, es decir con un BER equivalente a cero, deberá mostrarse como lo indica la figura 20, en donde se aplicó un nivel de ruido de -40 dB, y un BER de 0.

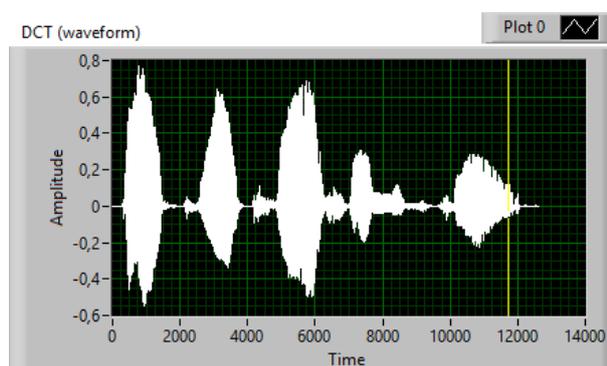


Fig. 18. Señal de audio muestreada en el transmisor.

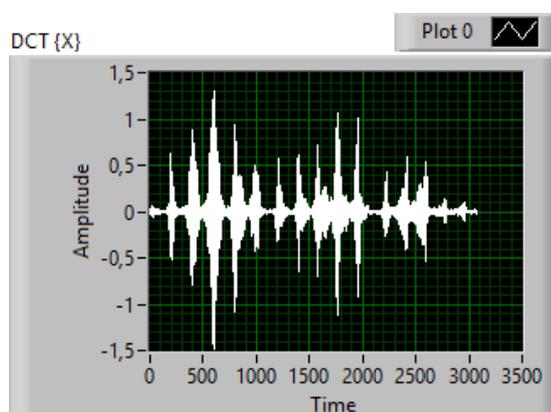


Fig. 19. Señal de audio segmentada del transmisor

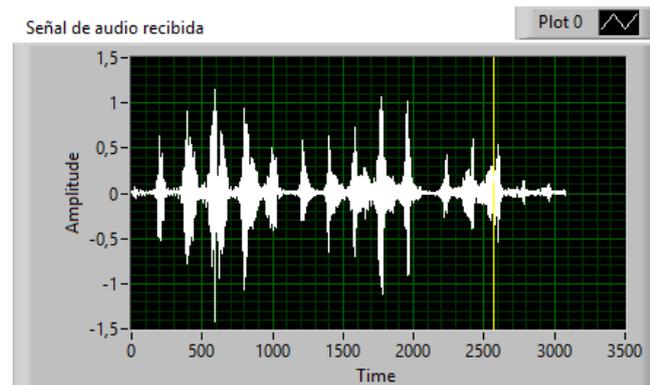


Fig. 20. Señal de audio reproducida en el receptor.

También se capturó la imagen de la señal recibida en un ambiente de ruido y efectos del canal multipase, en donde el audio no fue posible reproducirlo. En la señal de audio recibida se pudo observar la afectación del ruido de -6 dB obteniéndose un BER de 0.2527, como lo muestra la figura 21.

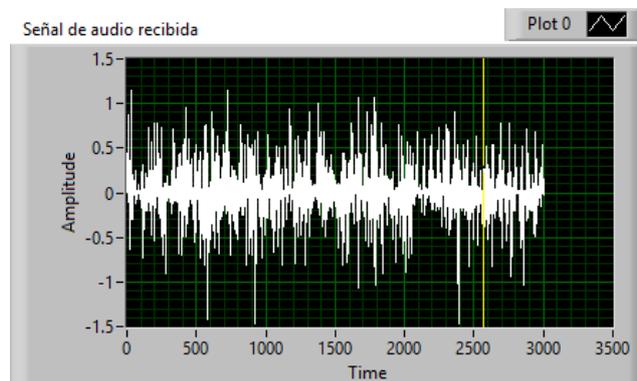


Fig. 21. Señal de audio recibida con afectación de ruido.

Cabe recalcar que durante todas las pruebas se trabajó con una misma resolución de audio, con la finalidad de que éste parámetro no forme parte de las variables que afecten la calidad de la señal recibida.

2.2. BER vs SNR PARA ANÁLISIS DE MODULACIONES

Vamos a evaluar el rendimiento de las modulaciones tanto para un canal sin codificación como con codificación. En la gráfica se han considerado las modulaciones QPSK y 16QAM para el canal indoor residenciales, pudiendo observar que la modulación QPSK posee un mejor rendimiento ante la modulación 16QAM. Adicionalmente los resultados obtenidos demuestran que en ambas modulaciones los canales que poseen codificación tienen un mejor desempeño.

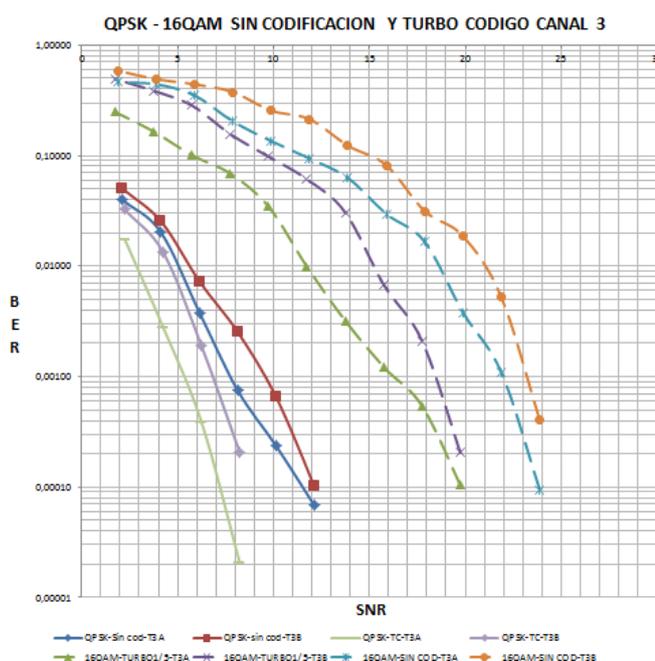


Fig. 22. BER vs. SNR para análisis de modulaciones.

Pese a que las pruebas de transmisión con la modulación 64QAM resultaron bastante inestables, por presentar una alta interferencia entre símbolos, se tomaron mediciones que luego mediante la herramienta para obtener una curva basada en la tendencia de sus datos, se obtuvieron resultados que demuestran que es factible obtener una señal audible en la recepción, sin embargo ésta no garantiza que su calidad sea constante, por tanto el efecto de la mejora en cuanto al rendimiento por la aplicación de codificación de canal no es notablemente visible.

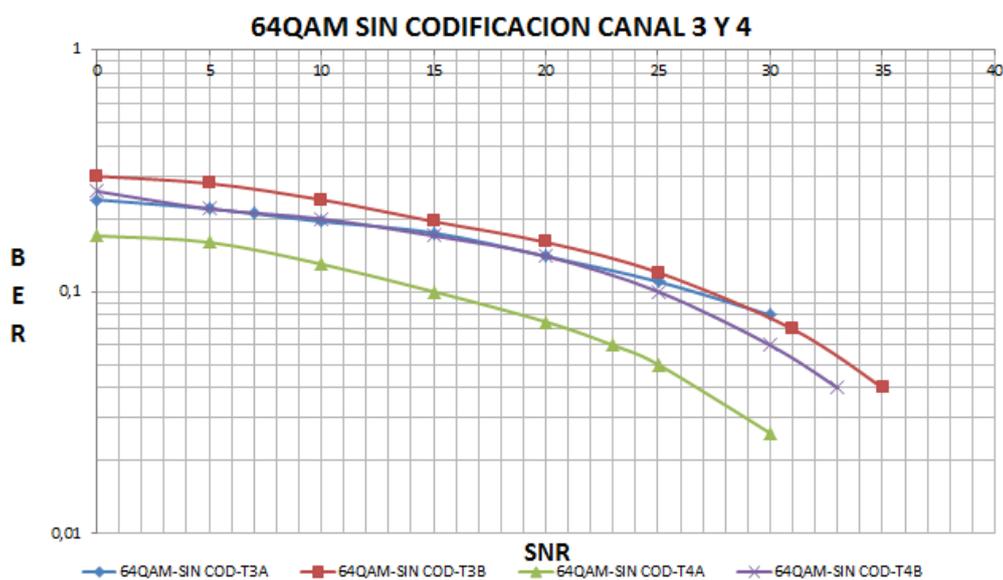


Fig. 23. BER vs. SNR para análisis de modulación 64QAM sin codificación.

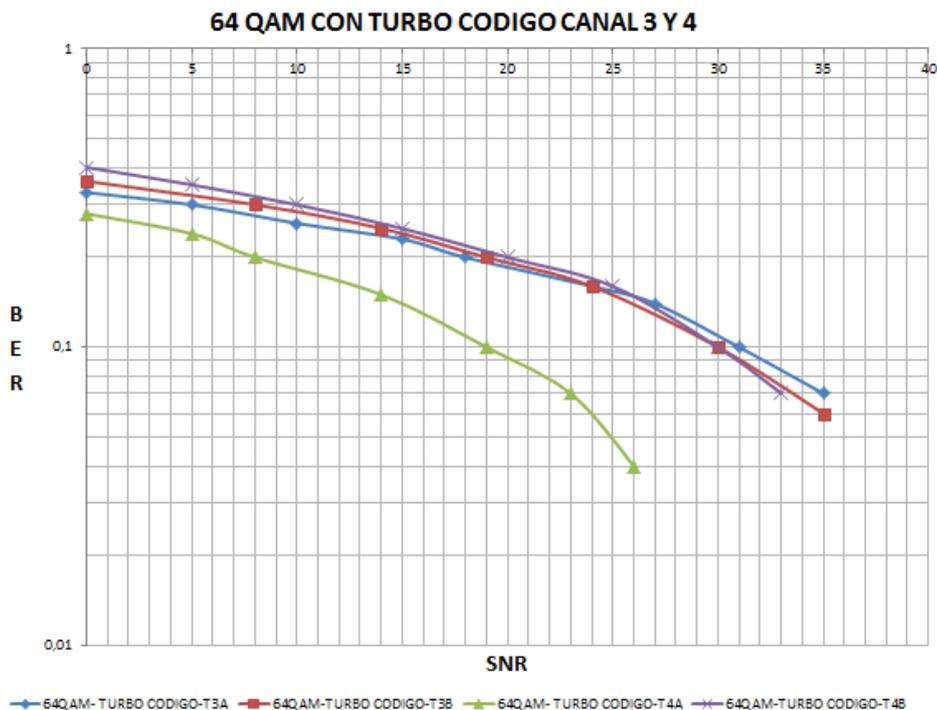


Fig. 24. BER vs. SNR para análisis de modulación 64QAM con turbo código.

2.3. ANÁLISIS DE CANALES CON CODIFICACIÓN

Para evaluar el desempeño de los canales indoor y outdoor aplicando codificación de canal turbo código, analizaremos las gráficas para una modulación de 16QAM, en donde los canales indoor tienen mejor desempeño ante un canal outdoor. Adicionalmente vemos que el canal con mejor rendimiento es el indoor A mientras que el que tiene menor rendimiento que el resto es el outdoor A, en el cual la tasa de símbolo es mas baja, por tanto el tiempo de símbolo se ve incrementado, generando mayores retardos.

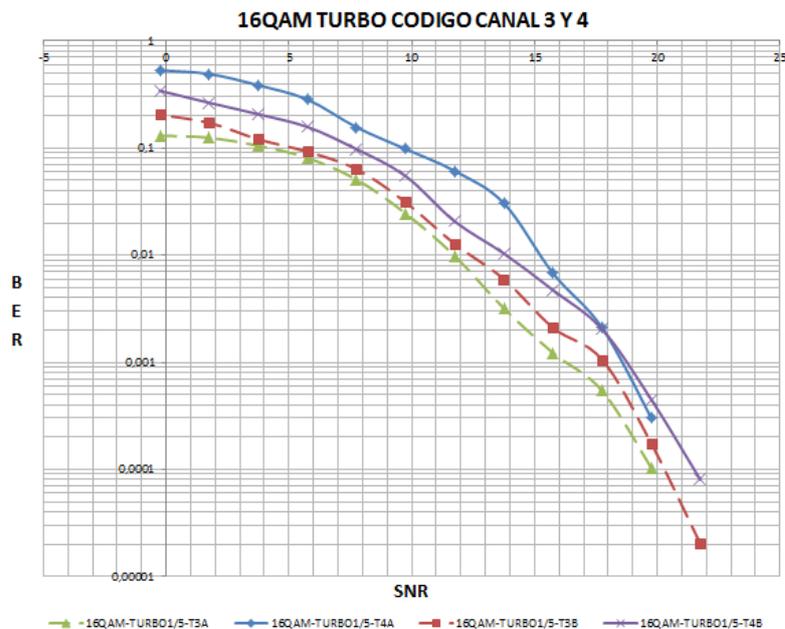


Fig. 25. BER vs. SNR de 16QAM con canales codificados.

2.4. ANÁLISIS DE SEÑAL CODIFICADA Y SIN CODIFICAR

Con la finalidad de evaluar el rendimiento de una señal codificada y sin codificar, se han tomado mediciones de un sistema con modulación QPSK tanto para canales indoor (T3) como outdoor (T4), obteniéndose las siguientes gráficas.

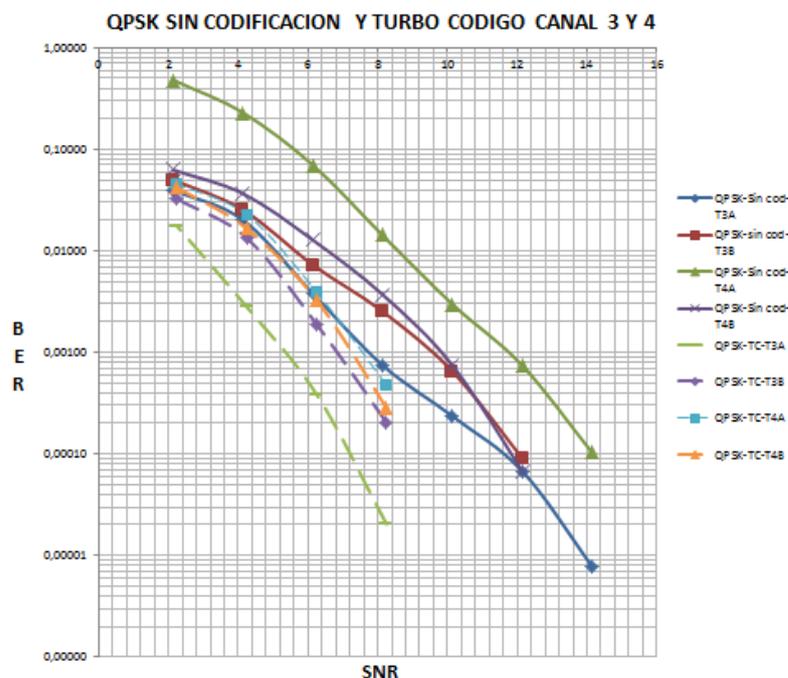


Fig. 26. BER vs. SNR con canal sin codificar y turbo código.

Las curvas que se muestran punteadas, corresponden a la codificación por turbo código, observándose que son las que poseen mejor rendimiento frente a la transmisión sin codificar.

2.5. ANÁLISIS DE CODIFICADORES CONVOLUCIONALES

Los codificadores convolucionales que han sido implementados son los turbo código, ambos con tasas e implementación diferente, pero bajo el mismo concepto. El turbo código con tasa 1/5 ha sido implementado mediante la creación de bloques V_i tanto para la codificación como para la decodificación. Como se explicó anteriormente, los turbo código utilizan codificadores

convolucionales e interleavers, por tanto para la implementación del turbo código con tasa de 2/3 se utilizaron bloques de LabVIEW. El rendimiento de ambos turbo código se lo realizará bajo una misma modulación QPSK aplicados tanto para los canales indoor como outdoor.

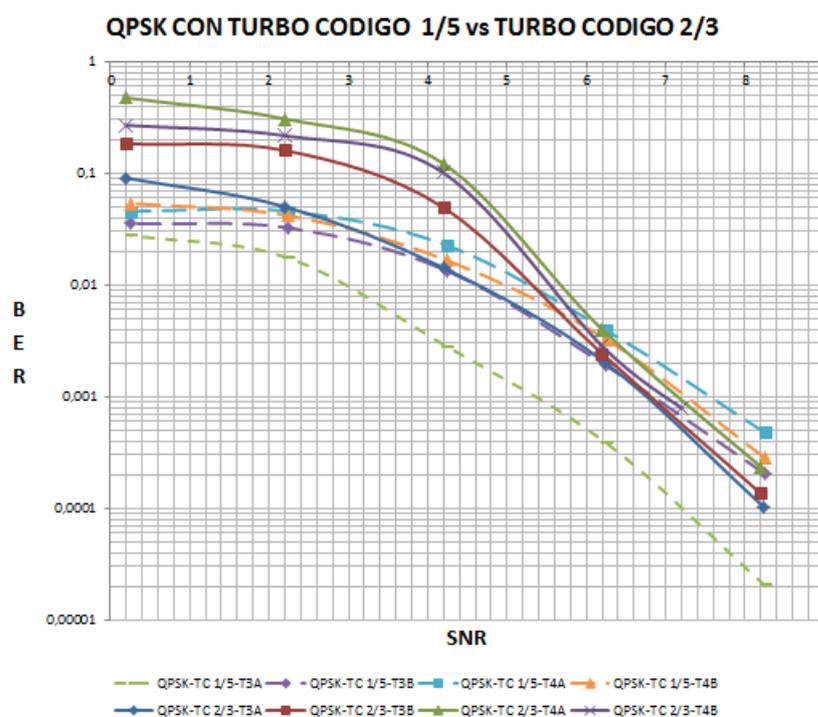


Fig. 27. BER vs. SNR para dos turbo código.

En la gráfica podemos observar que las líneas punteadas representan el rendimiento del turbo código con tasa 1/5 que denota un mejor desempeño ante el turbo código de tasa 2/3, considerando que por cada k bits de entrada, se obtendrán n bits a la salida (k/n) siendo estos últimos los bits de

redundancia mencionados anteriormente. Por otro lado también podemos afirmar que bajo este escenario, el canal indoor A es el que mejor resultado tiene ante los demás canales tanto indoor como outdoor.

2.6. TASA DE TRANSMISIÓN

Con la finalidad de hacer un análisis de la tasa de transmisión de datos con variaciones de ruido, se tomaron mediciones del SNR en el umbral en el cual la señal de audio es perceptible. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

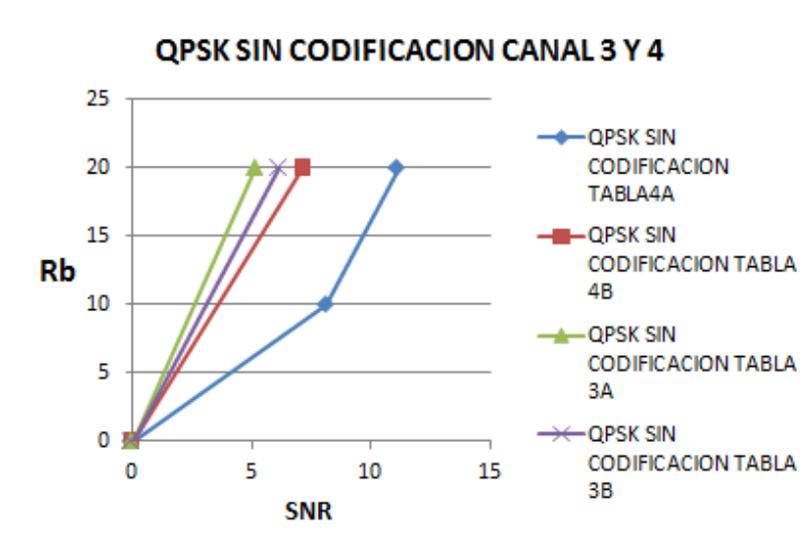


Fig. 28. R_b vs. SNR para canal sin codificación.

Para la modulación QPSK sin codificación de canal se observa que el canal indoor A (T3A) tiene una mejor tasa de transmisión con un BER de

0,0950197, mientras que el canal outdoor A (T4A) es el de menor tasa entre ambos canales, en donde se observa una degradación brusca de la señal.

Para la modulación QPSK con turbo código, el canal indoor A mantiene su característica de tener mejor tasa de transmisión con un BER de 0,0822977 siendo el de menor tasa el canal outdoor A

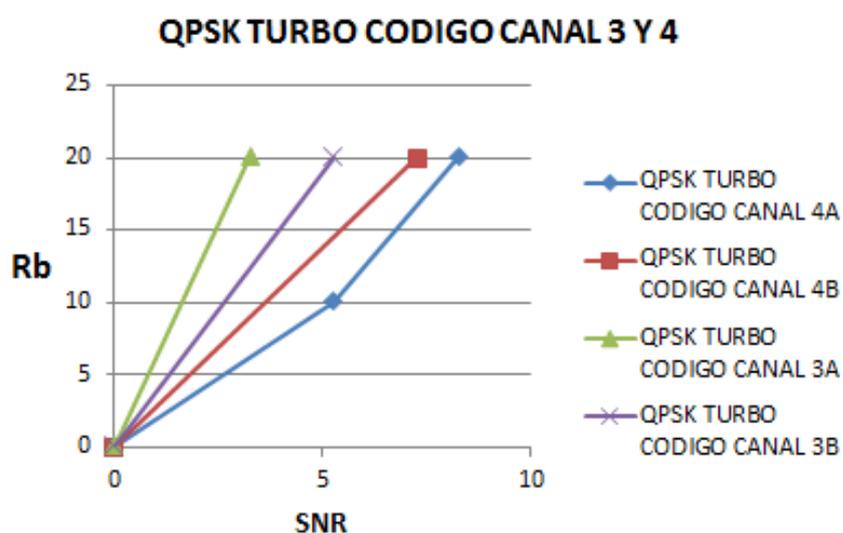


Fig. 29. Rb vs. SNR para QPSK con turbo código.

En la modulación de 16QAM, solo se obtuvo la tasa de transmisión para el canal outdoor A, dado que la tasa de transmisión para los canales indoor exceden la capacidad a la que operan los equipos USRP, por tanto no es posible medir éste parámetro para los canales mencionados.

Se puede observar que la mejor tasa de transmisión está dada para el canal outdoor A con turbo código, con un BER de 0,00420652.

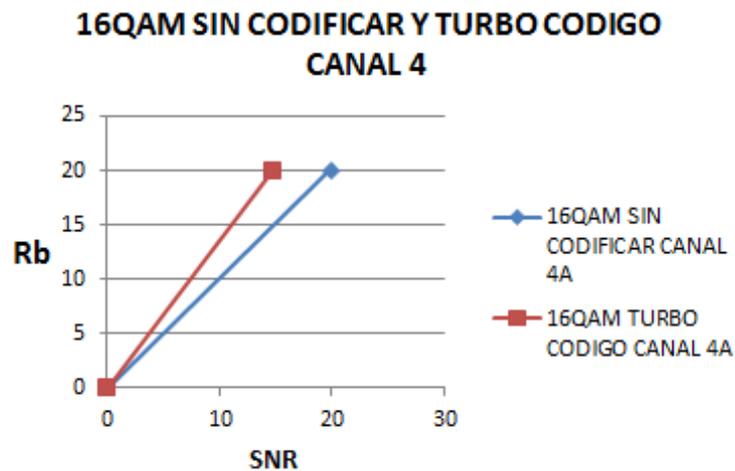


Fig. 30. Rb vs. SNR para 16QAM con turbo código y sin codificación.

Si analizamos la tasa de transmisión para los canales con codificación y sin codificación, podemos observar que en los canales indoor el que posee mejor tasa es el cana A, mientras que en los canales outdoor es el B, conforme lo muestran las respectivas gráficas.

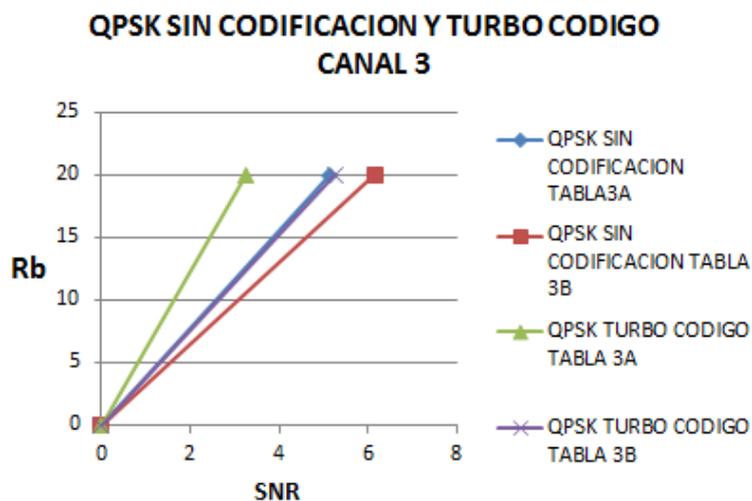


Fig. 31. Rb vs. SNR para QPSK sin codificar y turbo código para T3.

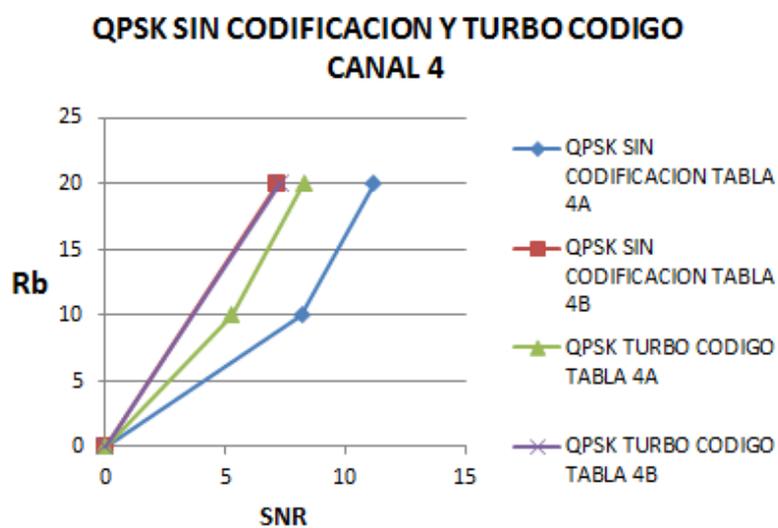


Fig. 32. Rb vs. SNR para QPSK sin codificar y turbo código para T4.

2.7. BER vs SNR SIMULADO vs REAL

Mediante las gráficas que se encuentran a continuación, se muestra el comparativo entre un canal simulado y un canal real utilizando turbo código y las modulaciones QPSK y 16QAM.

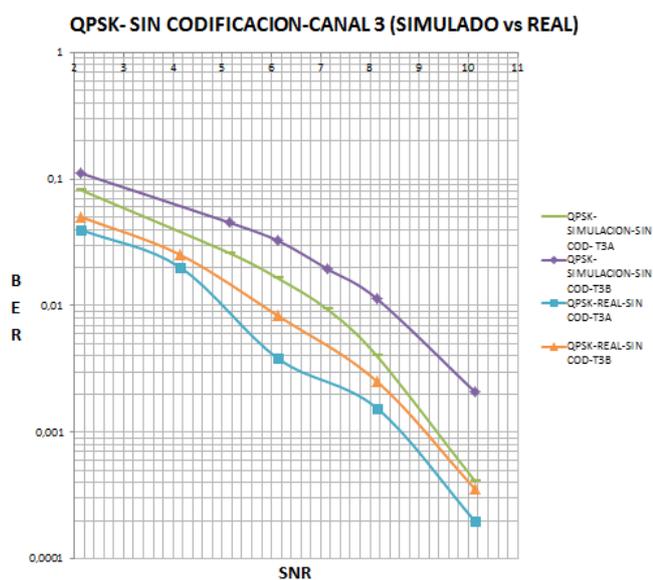


Fig. 33. BER vs. SNR simulado y real con modulación QPSK para T3.

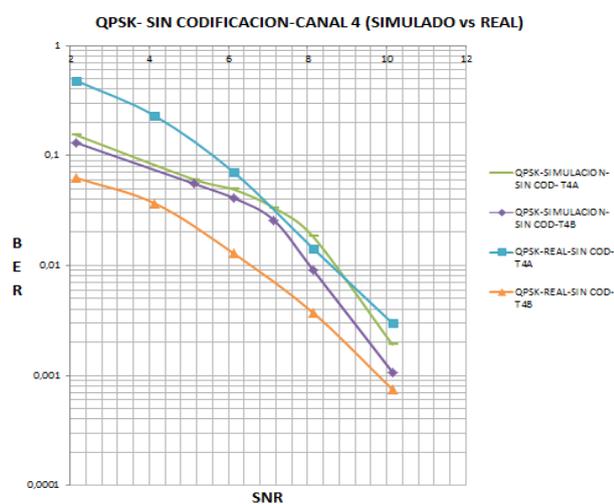


Fig. 34. BER vs. SNR simulado y real con modulación QPSK para T4.

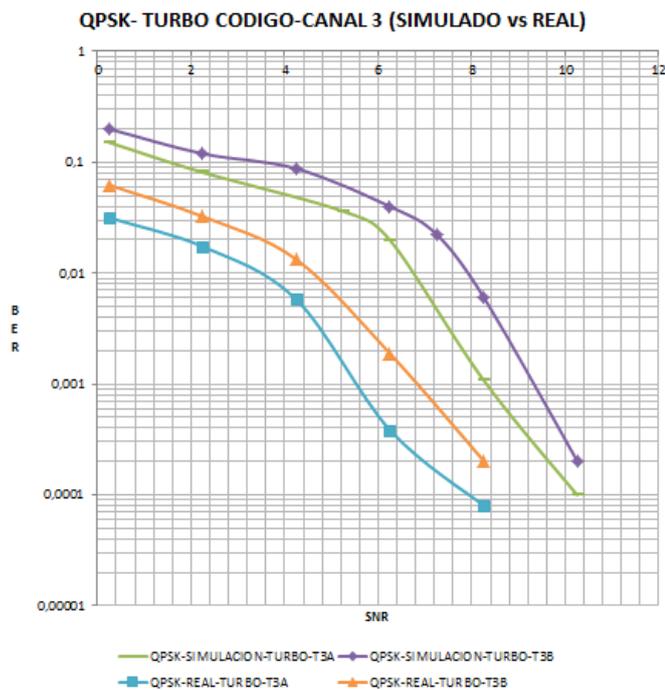


Fig. 35. BER vs. SNR simulado vs real para QPSK, T3 y Turbo código.

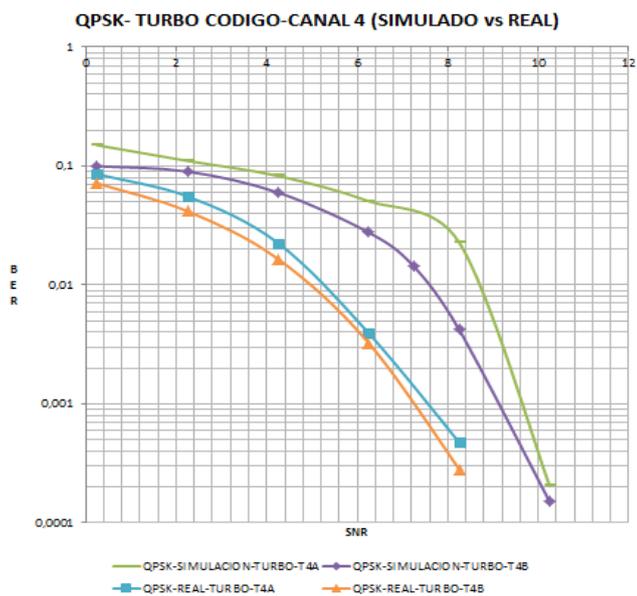


Fig. 36. BER vs. SNR simulado vs real para QPSK, T4 y Turbo código.

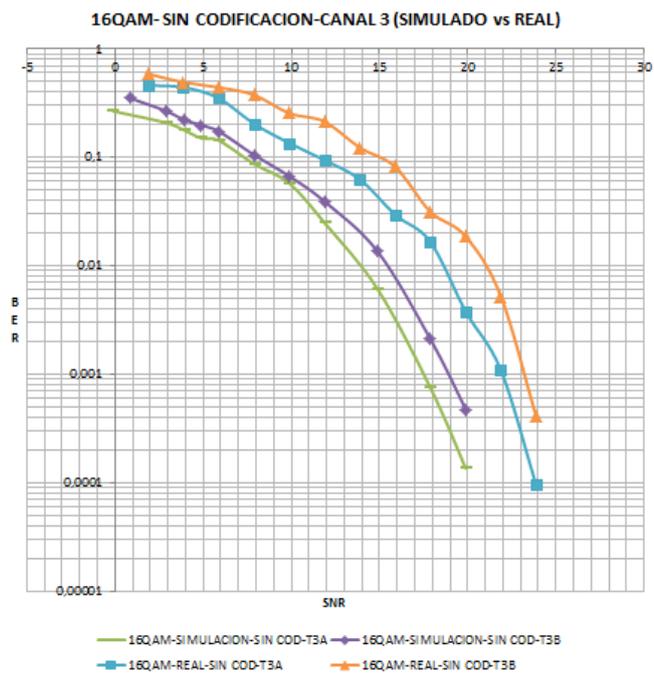


Fig. 37. BER vs. SNR simulado vs real para 16QAM y T3.

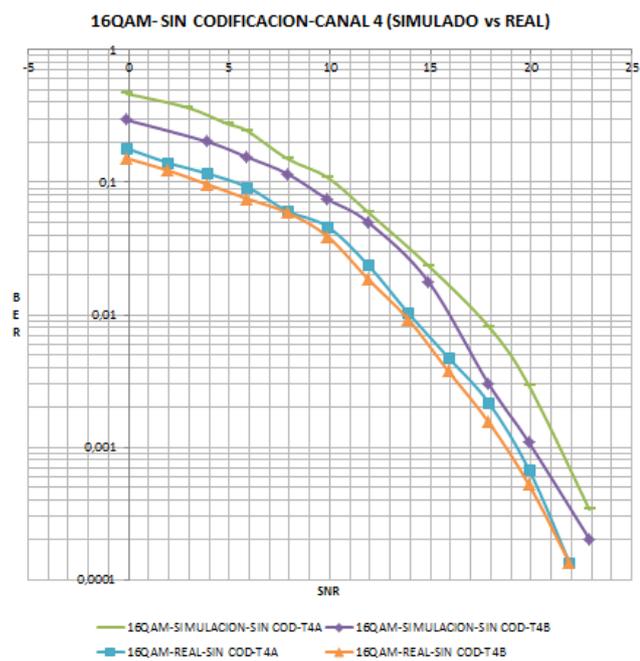


Fig. 38. BER vs. SNR simulado vs real para 16QAM y T4.

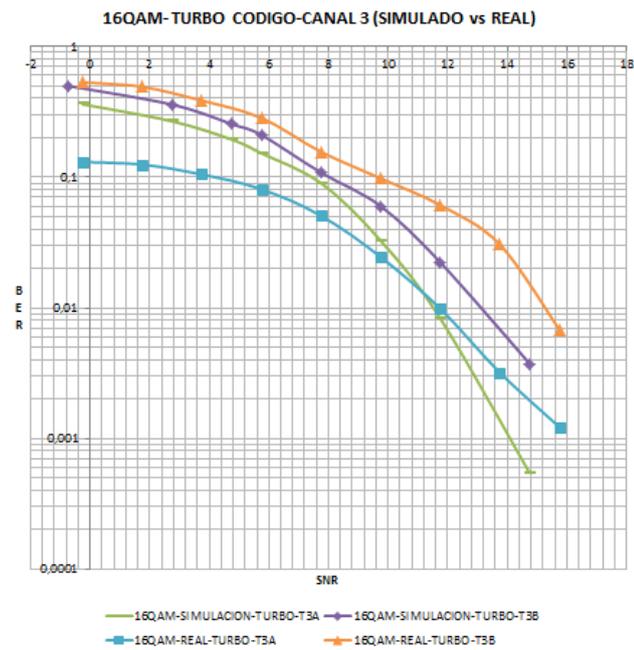


Fig. 39. BER vs. SNR simulado vs real para 16QAM, T3 y Turbo código.

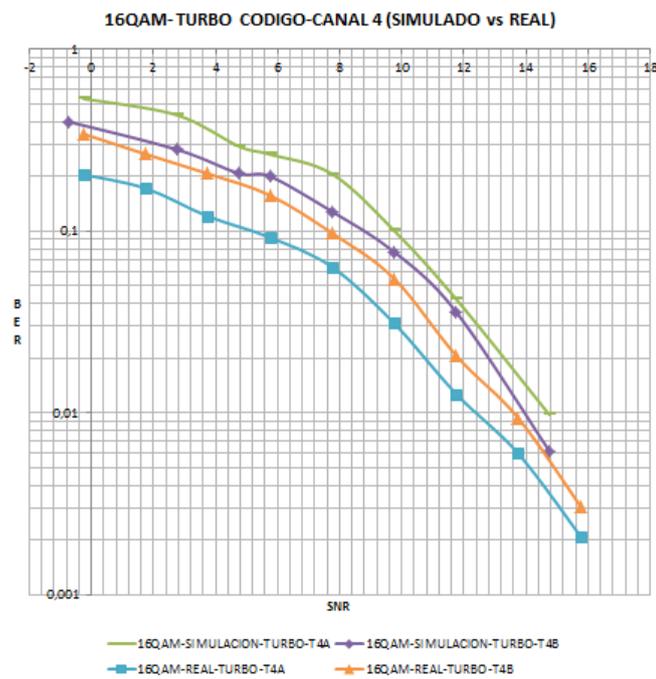


Fig. 40. BER vs. SNR simulado vs real para 16QAM, T4 y Turbo código.

CONCLUSIONES

Una vez que se han analizado los resultados de las mediciones tomadas, se obtienen las siguientes conclusiones:

- La modulación QPSK se caracteriza por ser más robusta a la interferencia intersimbólica, sin embargo tardará más tiempo en transmitir la información ante modulaciones que utilizan un mayor número de bits como lo es modulación 16QAM, siendo esta última más susceptible al ruido por la distancia entre sus símbolos, por tanto para el diseño de un sistema de comunicación se deberán evaluar las necesidades para que en base a ello se pueda dimensionar y definir cada uno de sus parámetros de configuración. En el caso de la modulación de 64QAM, fue posible comprobar su mayor sensibilidad al ruido y canales multipasos, más aún si la distancia entre los símbolos es mucho más pequeña que en los otros casos.
- El prefijo cíclico fue un factor que contribuyó a mejorar la recepción del audio, el mismo que fue necesario ajustarlo para las modulaciones de 16QAM y 64QAM. Este ajuste permitió que el sincronizador, entre otros factores, hallar el unto de correlación que permita la sincronización.
- Los sistemas que poseen codificación de canal presentan un mejor rendimiento ante los canales que no lo poseen, ya que su objetivo es

el de detectar y corregir errores, permitiendo que la señal pueda ser recibida y reproducida con niveles de ruido mayores a los que soporta un canal sin codificación.

- Los canales indoor poseen un mejor desempeño que los outdoor, ya que estos últimos se ven afectados por un número mayor de factores incidentes no solo por el tipo de topología, sino también por factores ambientales que entre otros, inciden de manera importante en la calidad de la transmisión. Por otro lado, los canales cuya tasa de símbolo es menor, se ven afectados por el incremento del tiempo de símbolo, que como resultado se generan retardos mayores que además de provocar interferencias, dificultan la sincronización de trama y el desplazamiento de frecuencia.
- El mecanismo de detección y corrección de errores FEC es utilizado para sistemas de comunicación en tiempo real, en los que no es aplicable una retransmisión, por tanto utilizar un mecanismo de añadir bits de redundancia, si bien es cierto contribuye a mejorar el rendimiento del sistema, se debe tener en cuenta que el interleaver, juega un papel importante en el desempeño, es por esto que en el diseño se deberá evaluar que el número de interleaver aplicados sean los necesarios, sin que estos sean sobredimensionados donde podría

tener un efecto contrapuesto dada la complejidad que podría adquirir el sistema. Por lo observado durante el análisis de resultado, podemos concluir que los turbo código que poseen una tasa menor, tienen un mejor desempeño, lo cual que incorpora al sistema un mayor número de bits de redundancia que implica una reducción de errores, por tanto el mensaje es posible ser reconstruido.

- Los canales indoor poseen una mejor tasa de transmisión ante los demás canales, lo cual puede demostrarse en cada uno de los análisis realizados en las gráficas de BER vs SNR, y esto se debe principalmente a los factores de reflexión, refracción y dispersión que inciden en los canales outdoor rurales. Si observamos los valores de retardo en cada uno de los canales multipaso, podemos darnos cuenta que el canal mas destructivo es el canal outdoor rurales A, al tener señales con retardo de 0,6 useg, que es el mayor retardo existente entre ambos canales.
- Mediante las gráficas de Rb vs SNR, es posible comprobar una particularidad que poseen las comunicaciones digitales cuando las condiciones de la recepción no es la adecuada, en donde el audio bruscamente deja de recibirse como es el caso del canal T4A, que de acuerdo a las mediciones, es considerado el canal más destructivo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Robert W. Heat Jr. Ph.D., PE. “Digital Communications: Physical Layer Exploration Lab using the NI USRP Platform”, National Technology and Science Press.
- [2] Erik L, “EE49 Lab 1: Source Coding Lab: Cosine Transform (DCT), sample quantization, and Huffman coding”, Version 9, National Instruments (2016).
- [3] Rodger E. Ziemer-Roger L. Peterson. “Introduction to Digital Communication”, Second Edition.
- [4] “Sistemas OFDM” [Online]. Disponible: <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11479/fichero/2-Sistemas+OFDM.pdf>.
- [5] “Sistemas de Modulación” [Online]. Diponible:<http://www.analfatecnicos.net/archivos/15.SistemasModulacionWikipedia.pdf>
- [6] “Métodos de Modulación” [Online]. Diponible:<http://www.analfatecnicos.net/archivos/15.MetodosModulacionDigital.pdf>:
- [7] “Análisis de técnicas de modulación adaptativa en redes inalámbricas de banda ancha”, Ximena López Quiroz, Christian Mora Martínez. [Online].Diponible:http://profesores.fi-b.unam.mx/victor/LTesis_Ximema_Christian.pdf
- [8] “Multipath Wave Propagation and Fading” Capítulo 5 [Online].

Disponible:[http://www.iitg.ernet.in/scifac/qip/public_html/cd_cel/l/chapters/a_mitra_mobile_communication/chapter 5.pdf](http://www.iitg.ernet.in/scifac/qip/public_html/cd_cel/l/chapters/a_mitra_mobile_communication/chapter%205.pdf)

- [9] Ali A. Eyadeh “Frame Synchronization Symbols for an OFDM System” “International Journal of Communications, Issue 1, Volume 2, 2008 [Online].
Disponible:<http://www.naun.org/main/NAUN/communications/c-43.pdf>.
- [10] Zae Yong Choi and Yong H. Lee, “Frame Synchronization in the Presence of Frequency Offset”, IEEE Transactions on communications, vol. 50, No. 7, julio 2002 [Online].
Disponible:<https://pdfs.semanticscholar.org/64ae/28f5fef7bd16a511f4d2c8eb78ef65955e37.pdf>
- [11] Peter Morris, “Hardware design and implementation of the Schmid-Cox synchronization algorithm for an OFDM transceiver” Examensarbete 15 hp Juni 2015. [Online].
Disponible:<http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:824514/FULLTEXT01.pdf>
- [12] Heath, R. (2011). Digital Wireless Communications: Physical Layer Exploration Lab Using the NI USRP. National Technology and Science Press.
- [13] John G. Proakis, Masoud Salehi, “Communications Systems Engineering”, second edition Prentice Hall, pp. 623-655.
- [14] “Rumbo a los Turbocódigos: la codificación convolucional”, capítulo 2 [Online].
Disponible:http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/francos_r_a/capitulo2.pdf.

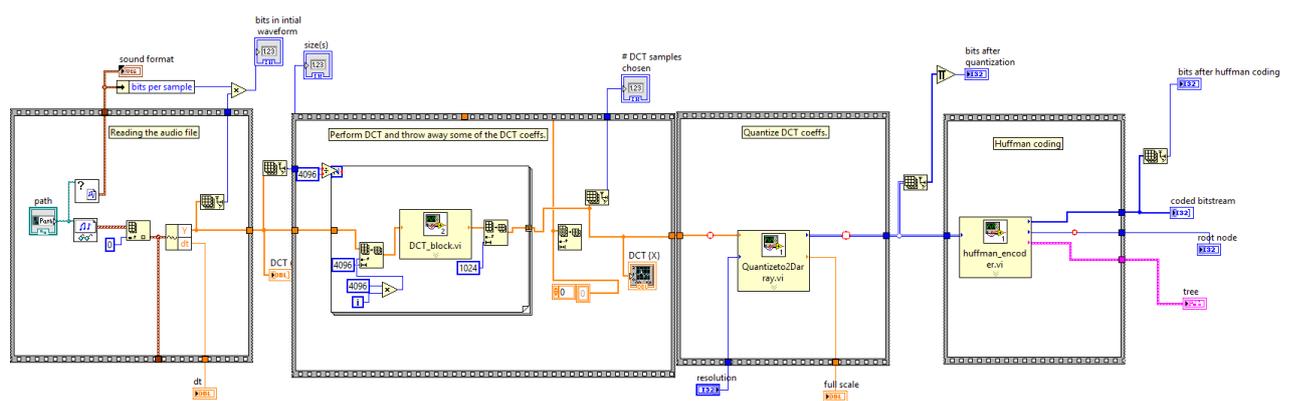
- [15] “El esquema de codificación tan buscado: los Turbo-‘Códigos”, capítulo 3 [Online]. Disponible:http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/francos_r_a/capitulo3.pdf

ANEXOS

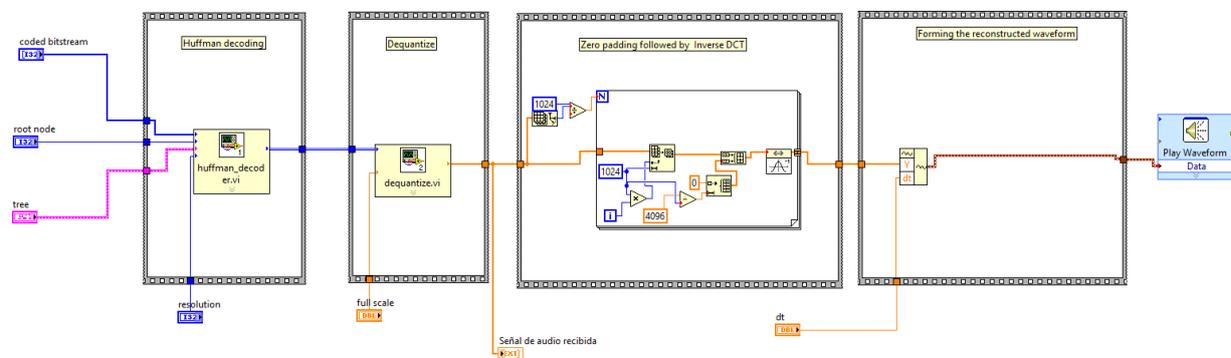
ANEXO 1

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE FUENTE DE AUDIO

TRANSMISIÓN

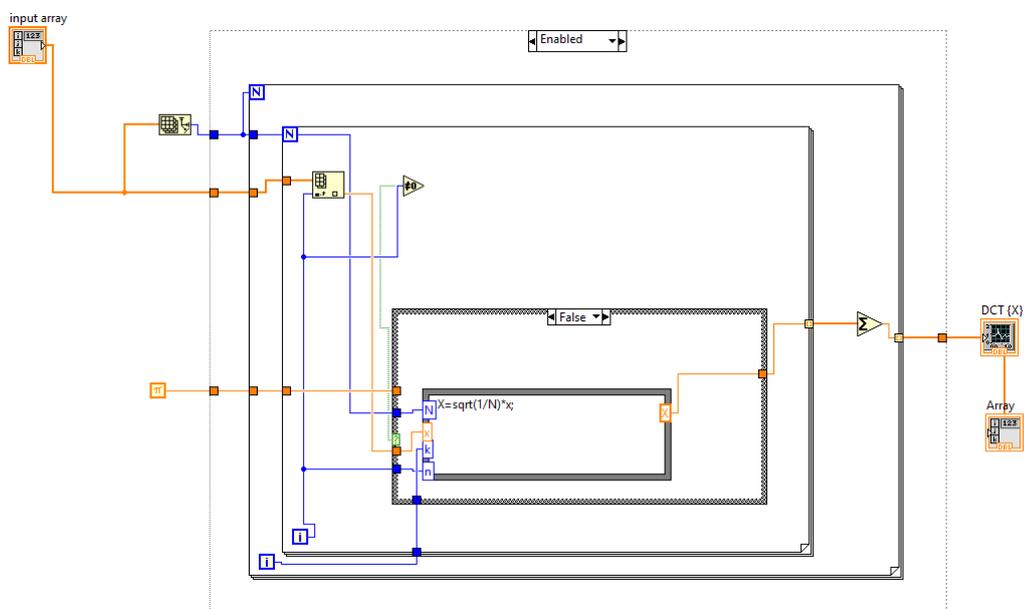
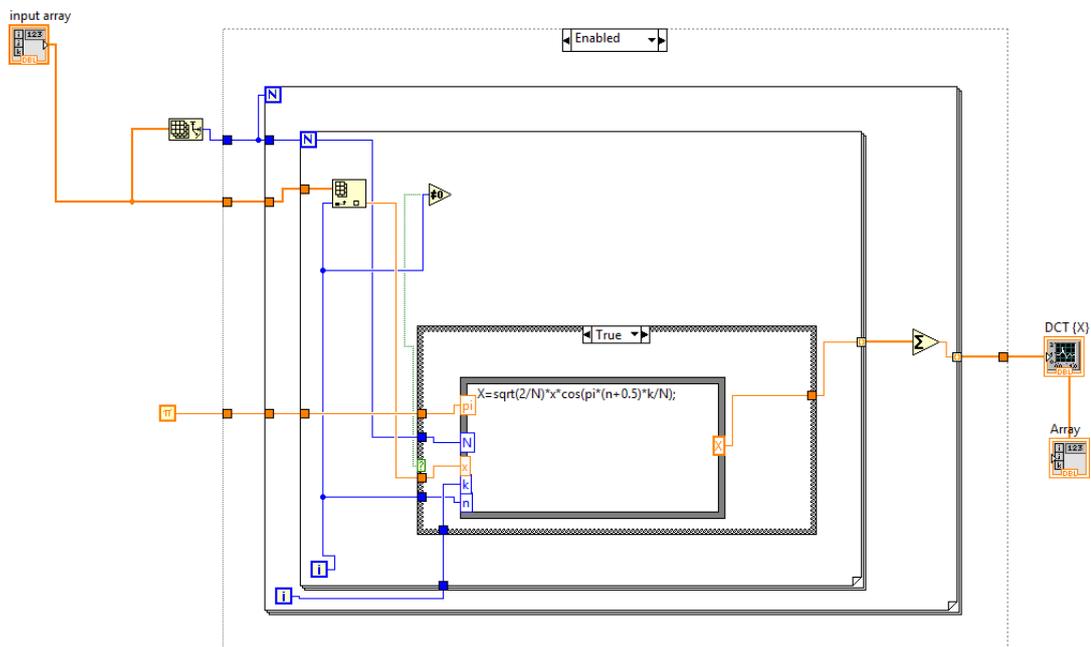


RECEPCIÓN



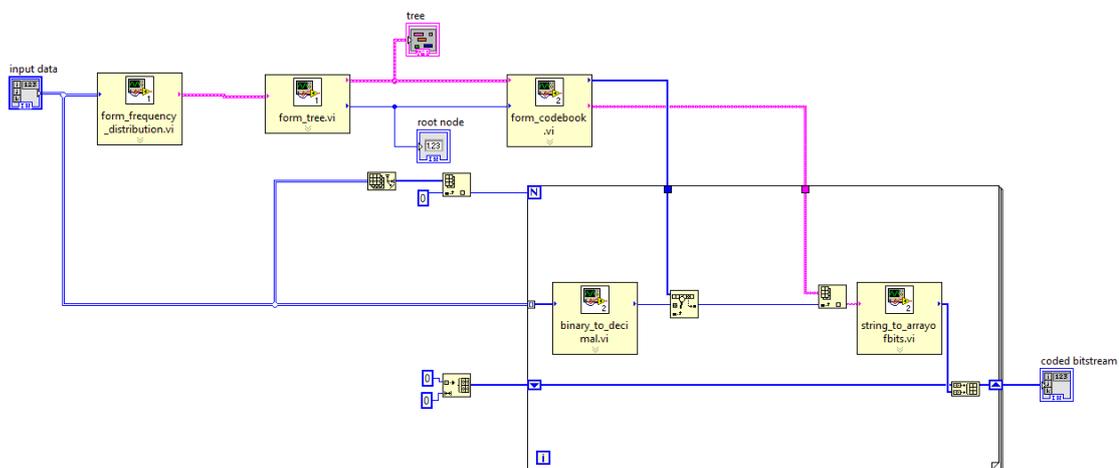
ANEXO 2

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE DCT

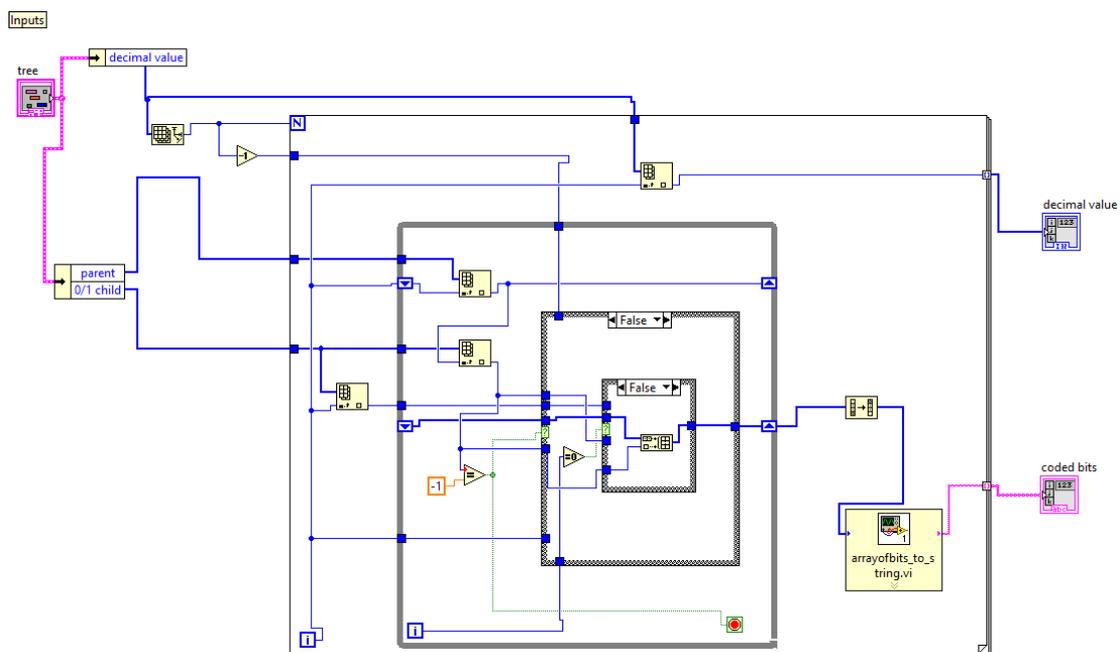


ANEXO 3

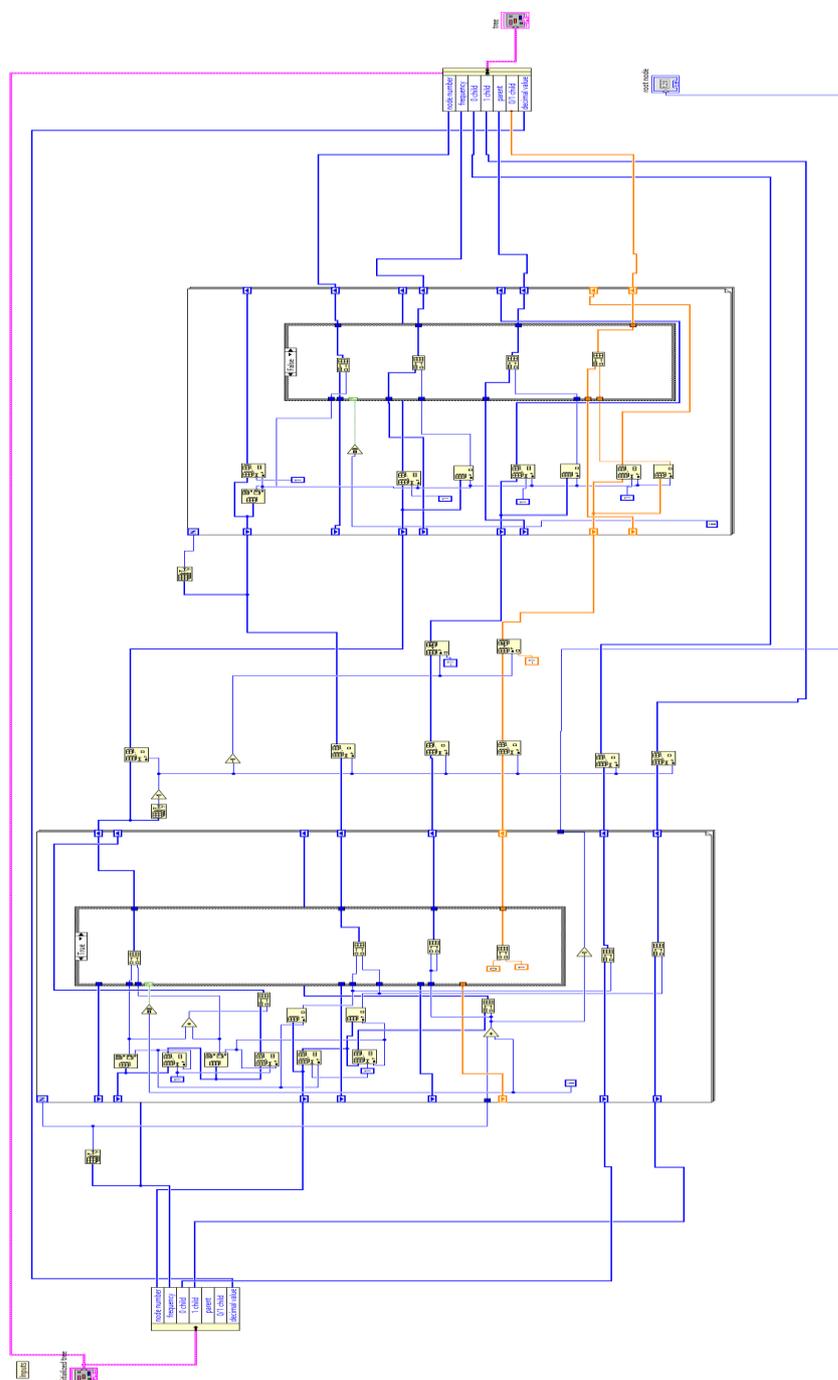
DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL ALGORITMO HUFFMAN ENCODER



Form_codebook



Form_tree



ANEXO 4

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL SINCRONIZADOR SCHMIDL&COX

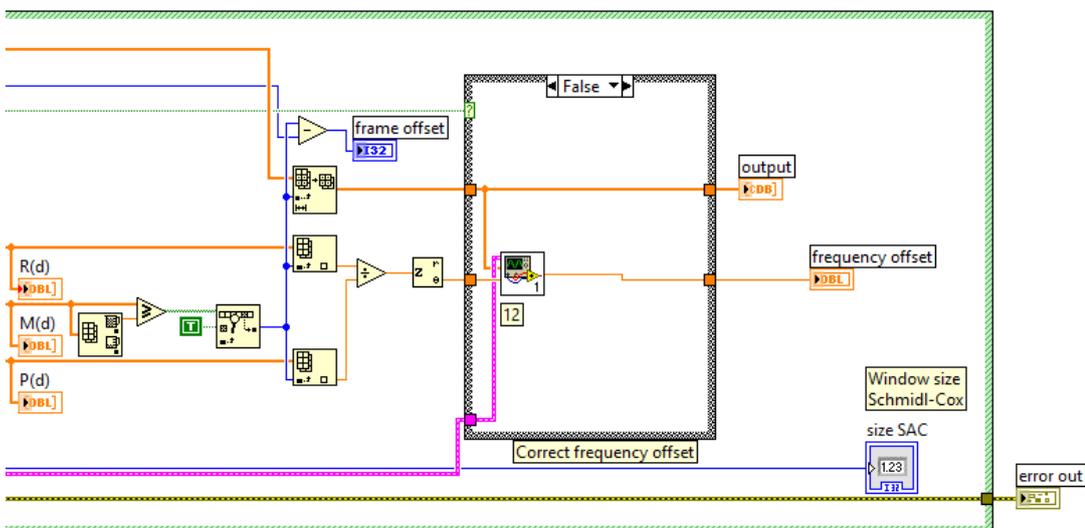
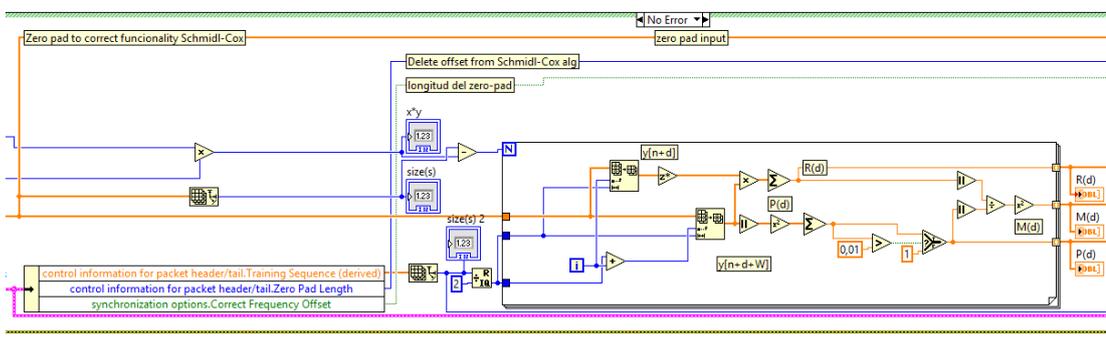
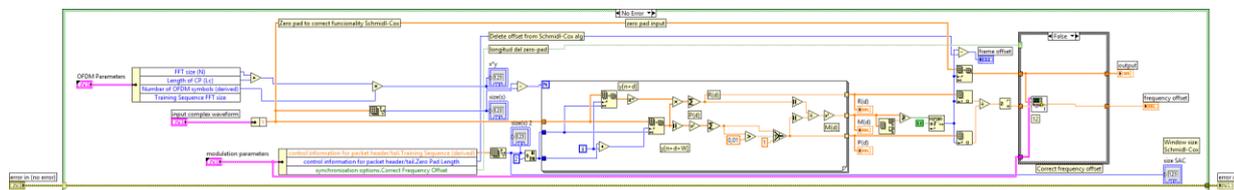
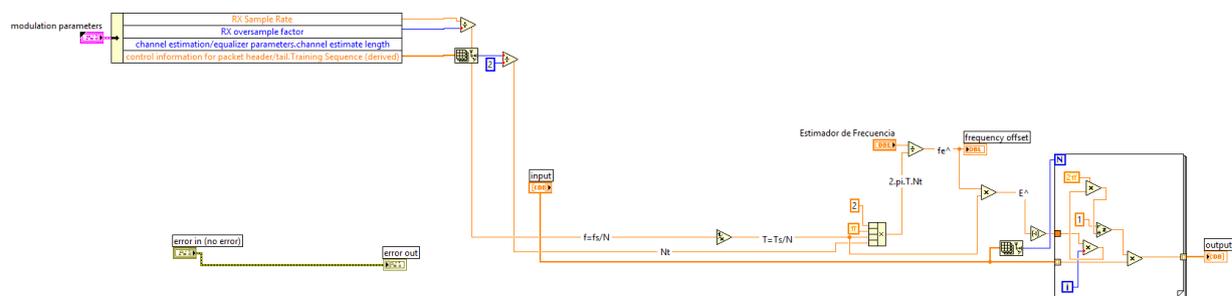


DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE ALGORITMO DE MOOSE



ANEXO 5

DIAGRAMA DE BLOQUE DE MODULADOR QPSK

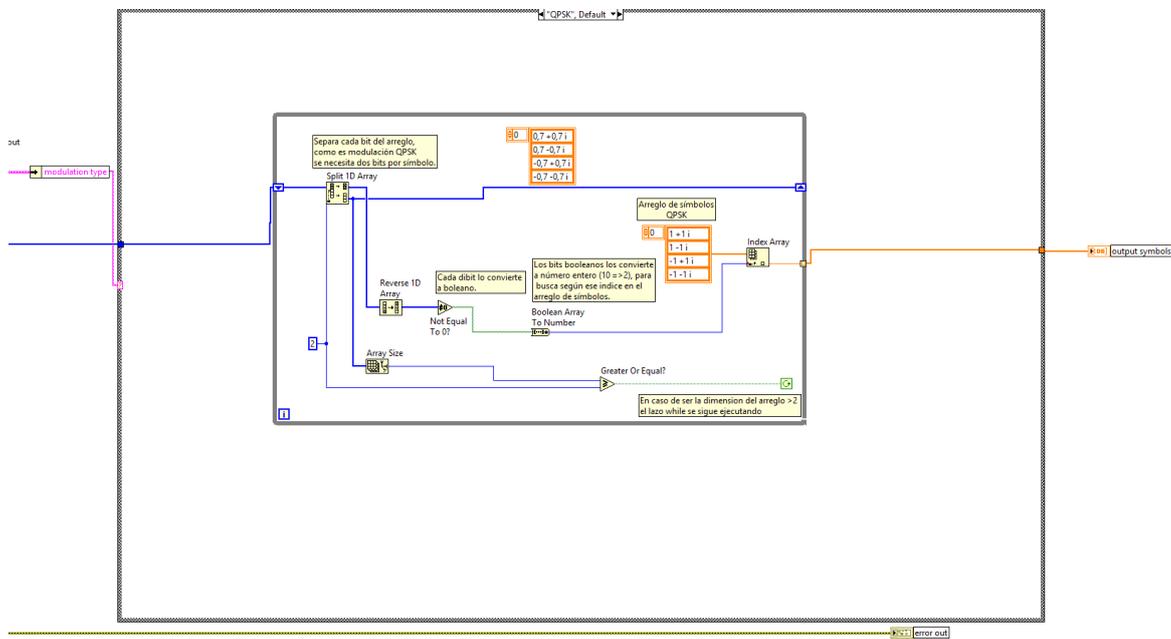
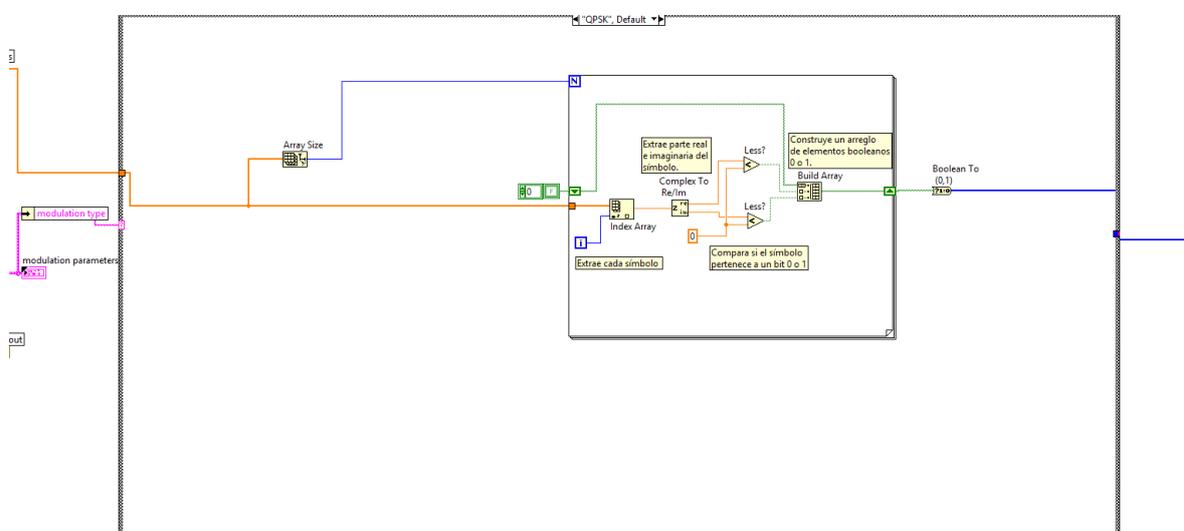


DIAGRAMA DE BLOQUE DEL DEMODULADOR QPSK



ANEXO 6

DIAGRAMA DE BLOQUE DEL MODULADOR 16QAM

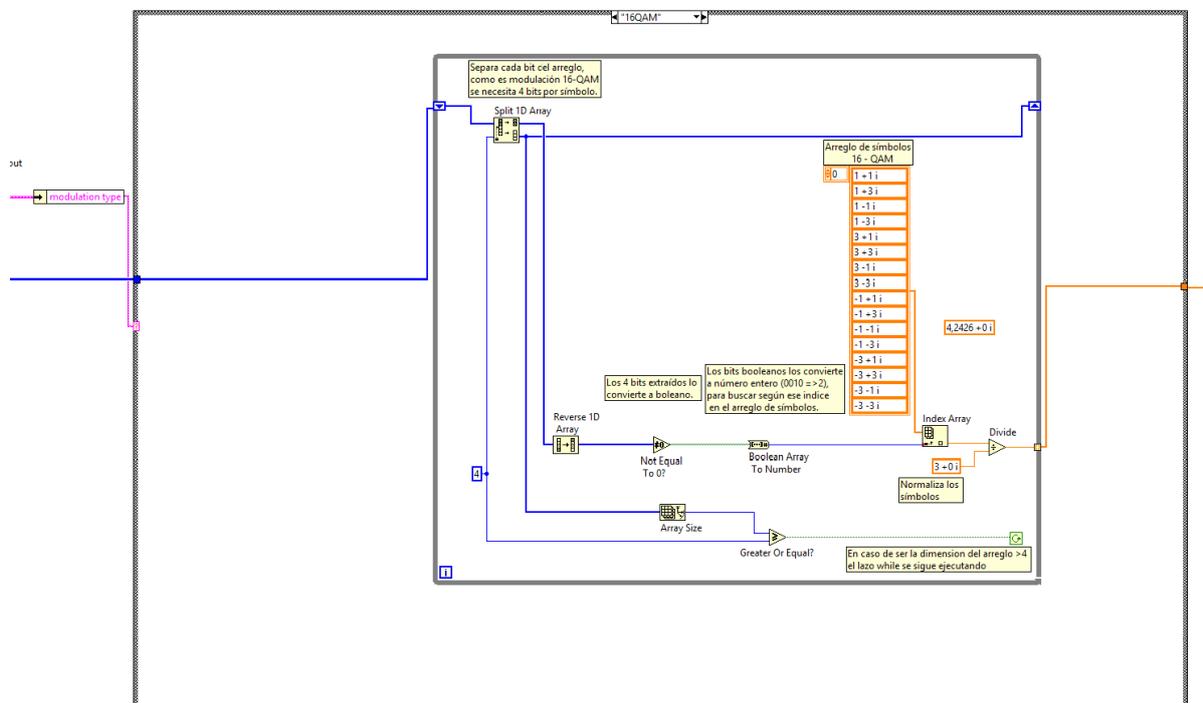
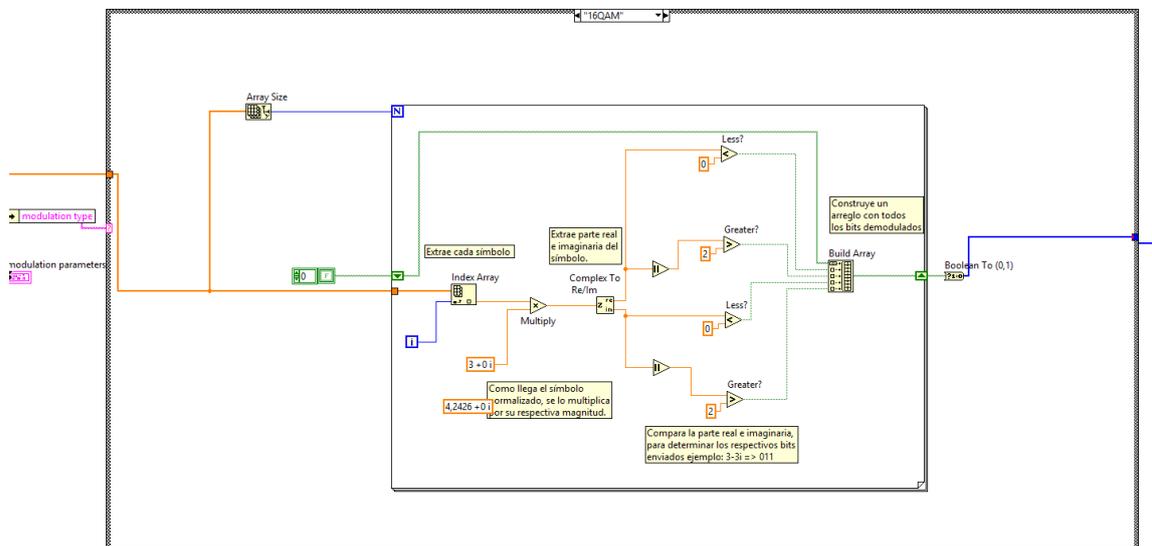


DIAGRAMA DE BLOQUE DEL DEMODULADOR 16QAM



ANEXO 7

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL MODULADOR 64QAM

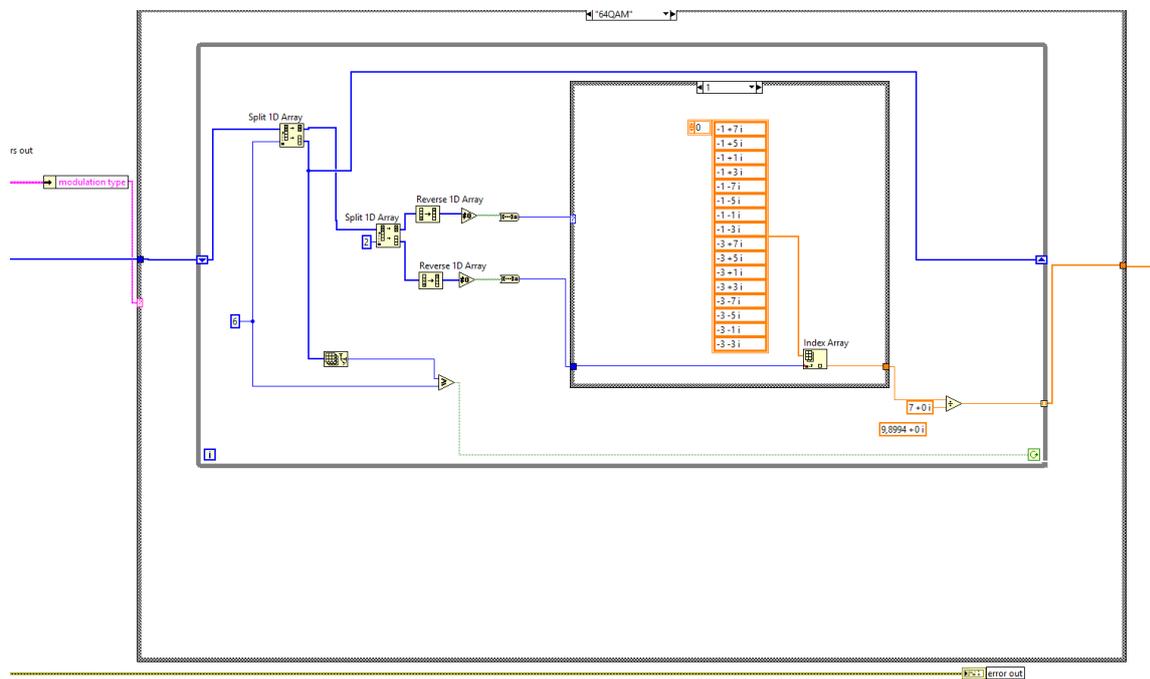


DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL DEMODULADOR 64QAM

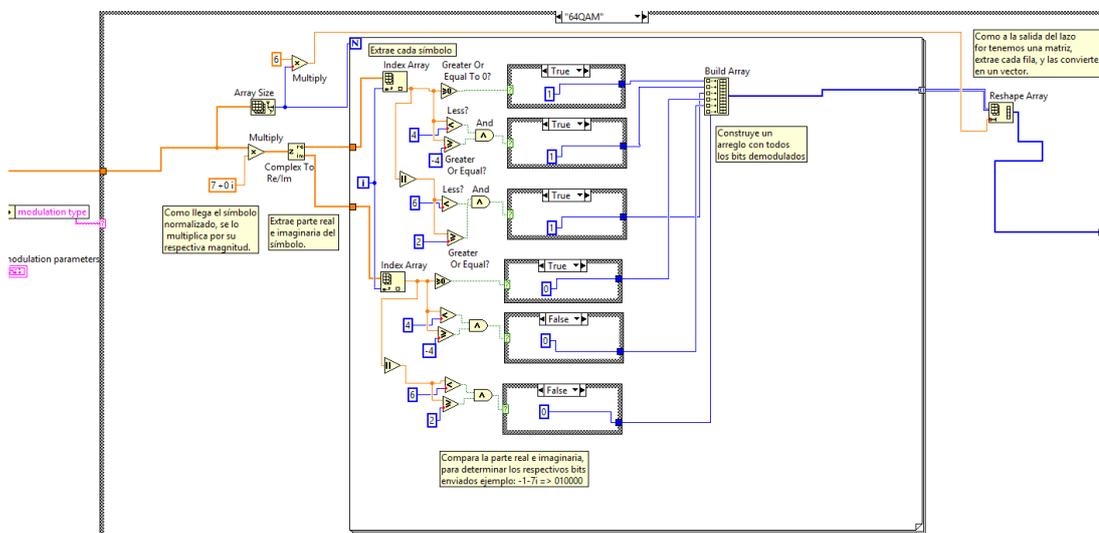


DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL DECODIFICADOR TURBO CODIGO 1/5

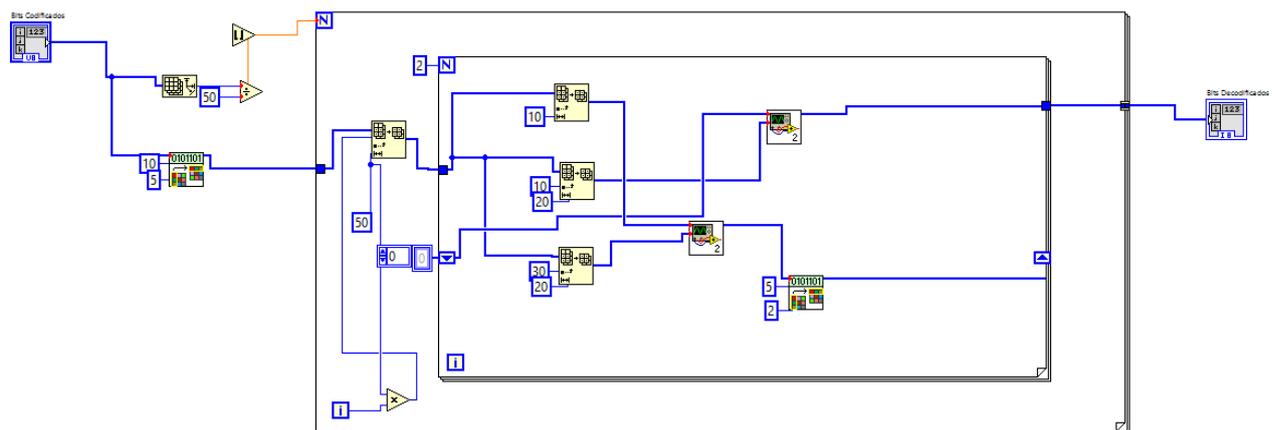
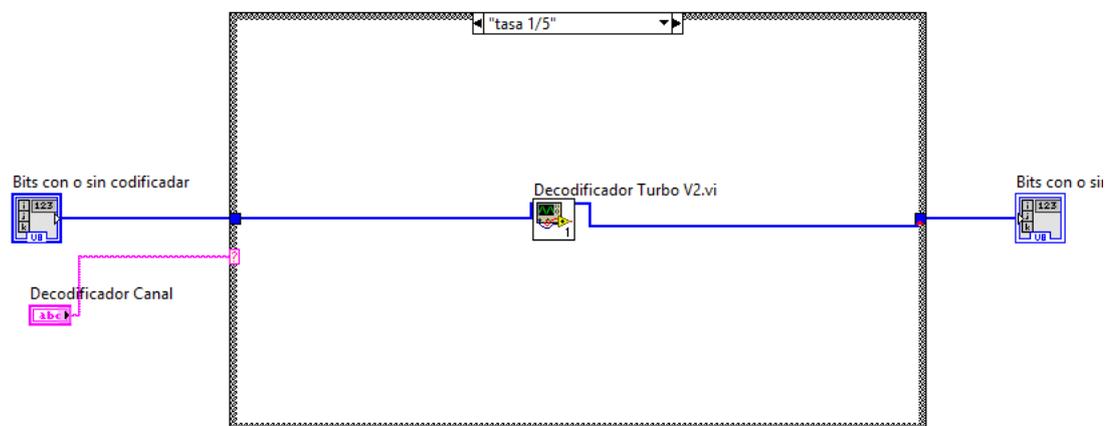
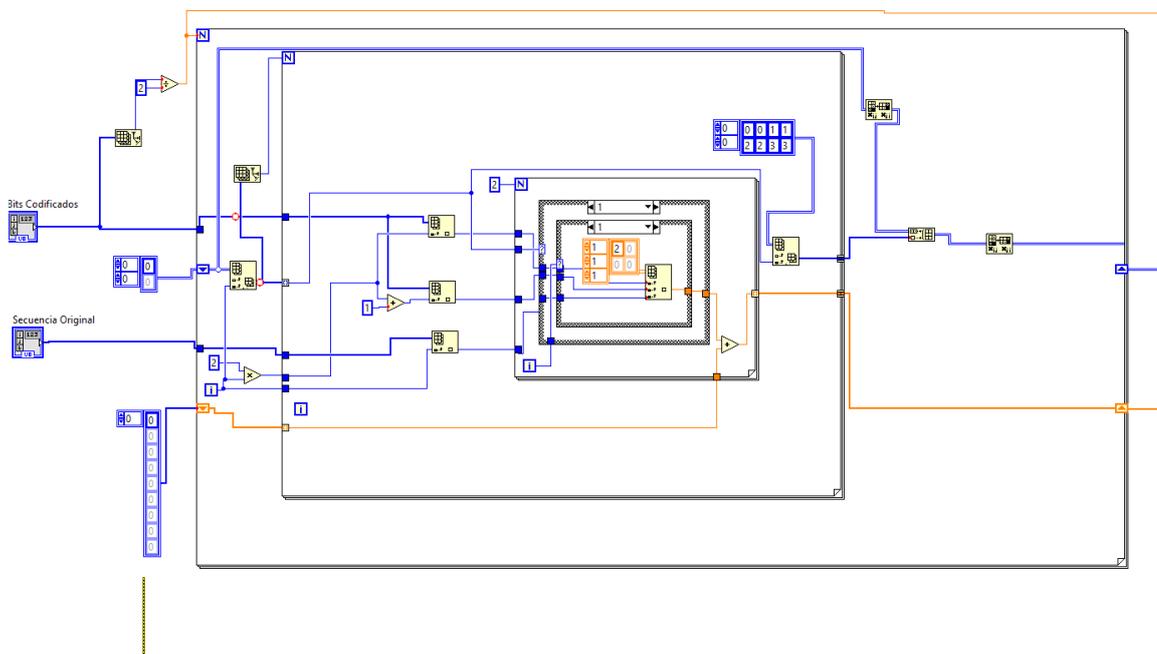
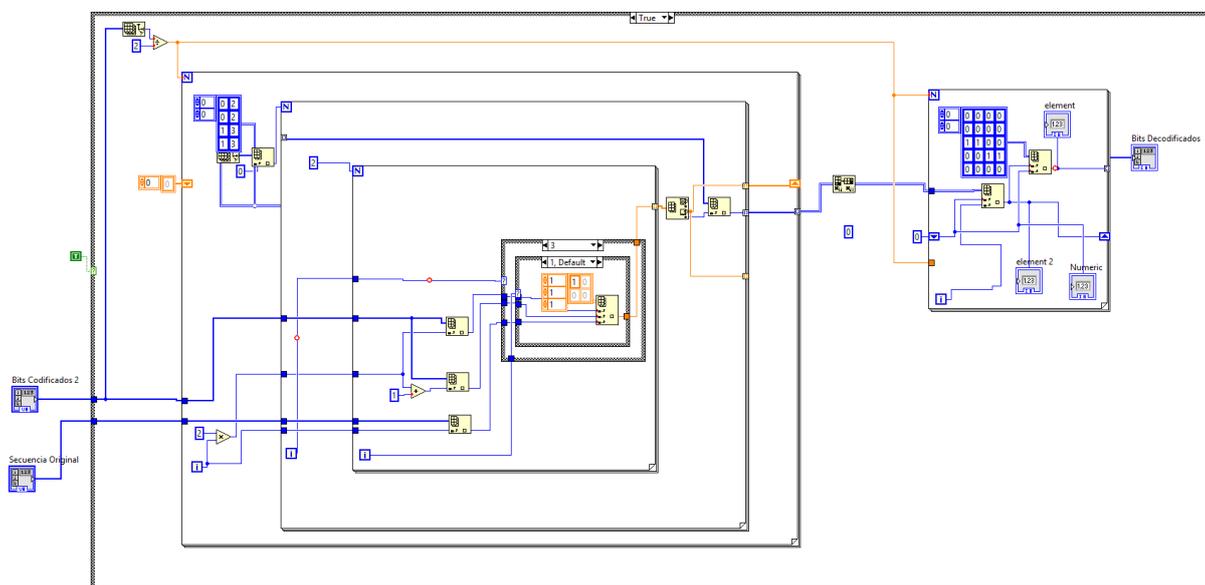
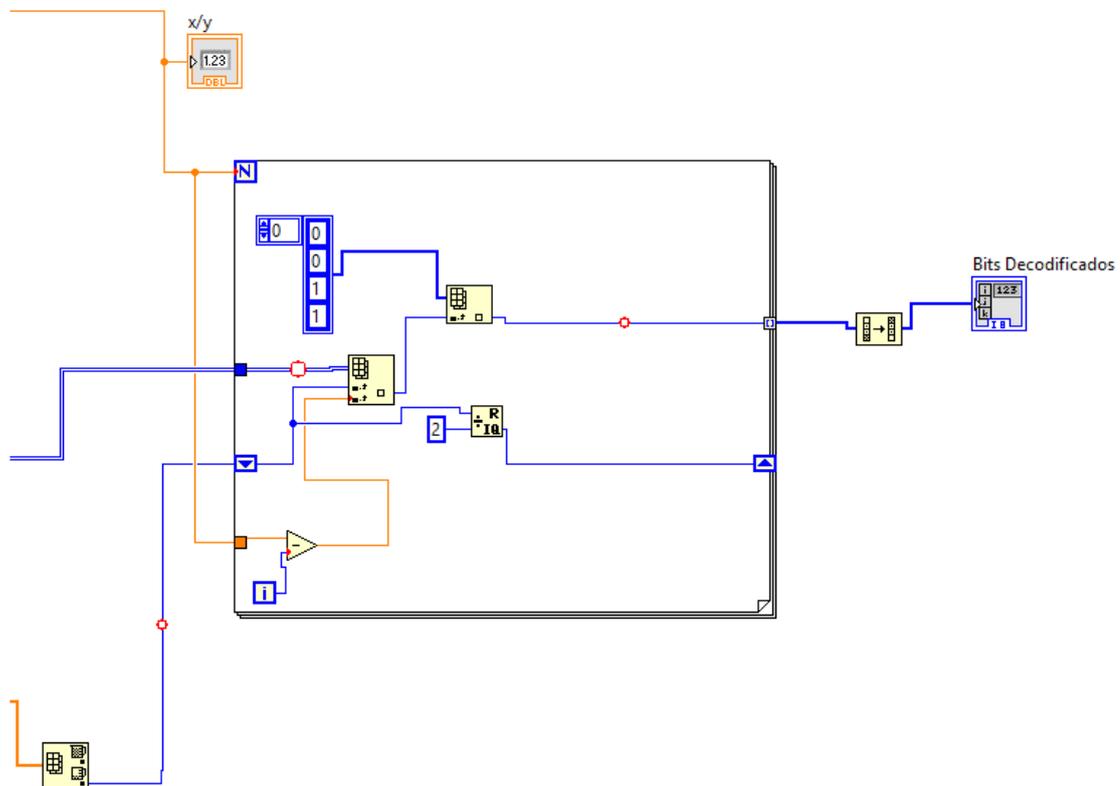


DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL DECODIFICADOR CONVOLUCIONAL CON VITERBI Y TRELIS UTILIZADO EN TURBO DECODIFICADOR





ANEXO 9

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL CODIFICADOR TURBO
 CODIGO 2/3 BASADO EN BLOQUES DE LABVIEW

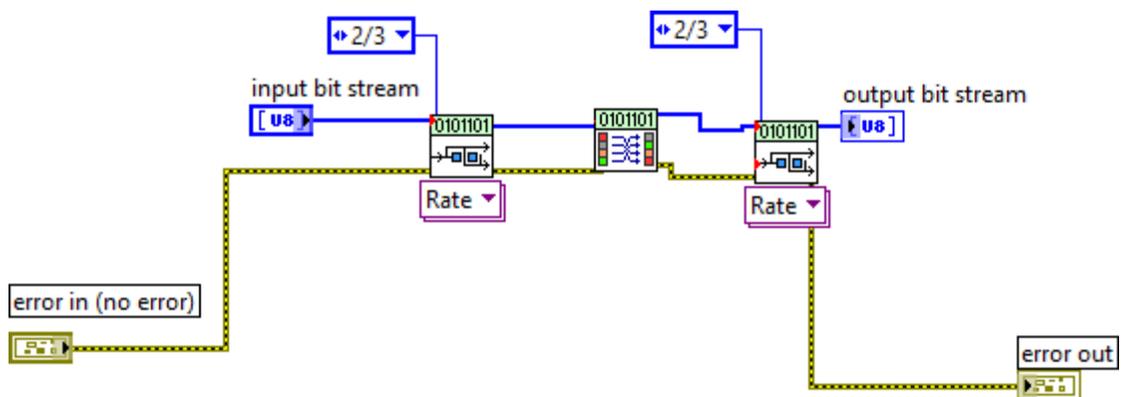


DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL DECODIFICADOR TURBO
 CODIGO 2/3 BASADO EN BLOQUES DE LABVIEW

