



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

**SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL ENVÍO DE TEXTO
MEDIANTE UN SISTEMA OFDM CON CODIFICACIÓN DE
CANAL, SINCRONIZACIÓN DE TRAMA Y PORTADORA**

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

Previa a la obtención del Título de:

MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES

Presentado por:

GABRIEL ALEJANDRO FIENCO ARELLANO

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO 2016

AGRADECIMIENTOS

Ante todo primero le agradezco a Dios por las fuerzas que me ha dado en todos los ámbitos de mi vida, por lo caminos recorridos y por recorrer, en especial a todo aquello relacionado con mi desarrollo académico.

A mis padres, George y Carmen, quienes nunca han dudado en apoyarme e impulsarme a conseguir cada meta propuesta, mi amor y agradecimiento hacía ellos siempre será infinito.

A mi esposa Katherine, por su paciencia, también por entenderme y ayudarme durante todo el tiempo que me ha tomado llegar a culminar esta meta.

Al Ph.D. B. Ramos coordinador de la maestría, los profesores, personal administrativo y de logística, y la Ing. M. Freire por el tiempo dedicado a nuestra formación académica.

DEDICATORIA

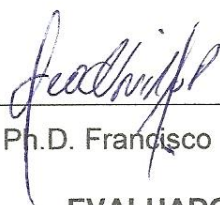
A Dios creador de todas las cosas, mi fe hacia el Señor siempre estará intacta.

A mi padre George, quién siempre ha sido y será mi modelo a seguir, su apoyo es la motivación necesaria para que cualquier problema en el camino deje de ser imposible de superar. Le dedico de corazón este proyecto.

Para mi madre Carmen, sus constantes palabras de apoyo me dan ánimos, tanto en momentos de logros como en aquellos difíciles. Todo el amor y tiempo dedicado por ella a la formación de un hogar también me dan fuerzas para seguir adelante. Junto a mi padre, ambos son el pilar principal de mí ser.

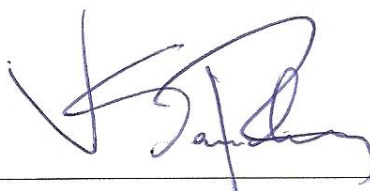
A mi esposa Katherine, mis hermanos Carlos y Jorge, mi sobrina Doménica, mis abuelos Edita, Manuel y María, y mis tías Rocío y Rosa quienes han sido un gran ejemplo o ayuda para conseguir un nueva meta.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



Ph.D. Francisco Novillo.

EVALUADOR



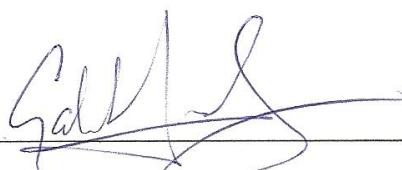
M.Sc. Vladimir Sanchez.

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.



Gabriel Alejandro Fienco Arellano

C.I.: 0921758124

RESUMEN

En este documento se demuestra la implementación de un sistema de multiplexación por división de frecuencias ortogonales, OFDM, para el envío de texto usando como medios de transmisión y recepción los equipos Universal Software Radio Peripheral, USRP. Se ha tomado como referencia y base informativa aquellas prácticas que conllevan OFDM del manual estudiantil usado en el laboratorio de telecomunicaciones de la maestría, Digital Wireless Communications: Physical Layer Exploration Lab Using the NI USRP, agregando el uso de una codificación de canal por turbo código serial concatenado de tasa variable, el algoritmo Schimdl & Cox como método de detección de trama, el algoritmo propuesto por Moose como corrector del desplazamiento de frecuencia, y finalmente se encriptó los bits rotándolos y solicitando una clave en cada extremo de la comunicación. Las pruebas se realizaron observando como el incremento de ruido afecta la tasa de error binario en un modelo de canal multipasos, bajo dos diferentes respuestas de canal, y en un canal AWGN separando ambos terminales una distancia determinada.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS	I
DEDICATORIA.....	II
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN	¡Error! Marcador no definido.
DECLARACIÓN EXPRESA.....	¡Error! Marcador no definido.
CONTENIDO	VI
ABREVIATURAS	VIII
LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABLAS.....	XI
INTRODUCCIÓN.....	1
1. DESARROLLO DE CONTENIDOS	3
1.1. PARÁMETROS APLICADOS AL SISTEMA EN GENERAL	3
1.2. PARÁMETROS DEL CANAL REAL	3
1.3. PARÁMETROS DEL CANAL MULTIPASOS	4
1.4. ENCRIPCIÓN Y DESENCRIPCIÓN.....	5
1.5. SOFTWARE LABVIEW	6
2. MARCO TEÓRICO	7
2.1. SISTEMA OFDM	7
2.2. MODULACIÓN QPSK Y 8-PSK	8
2.2.1. QPSK	9
2.2.2. 8-PSK.....	10
2.3. ALGORITMO DE SCHMIDL & COX	11
2.4. ALGORITMO DE MOOSE.....	13
2.5. TURBO CÓDIGO SERIAL CONCATENADO	13
3. ANÁLISIS Y RESULTADOS	17
3.1. CANAL REAL (AWGN).....	19

3.2. MODELO DE CANAL MULTIPASOS RESPUESTA DE CANAL A (ISI)	24
3.3. MODELO DE CANAL MULTIPASOS RESPUESTA DE CANAL B (ISI)	30
3.4. RESULTADOS DE ENCRIPCIÓN	34
3.5. RESULTADOS DE VARIACIÓN EN LA TASA DE BITS	36
ANÁLISIS Y CONCLUSIONES.....	39
BIBLIOGRAFÍA.....	41

ABREVIATURAS

AWGN	Additive white Gaussian noise
BER	Bit Error Rate
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
MIMO	Multiple-input multiple-output
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio Frecuencia
SAC	Schmidl and Cox
SNR	Signal to Noise Ratio
VI	Virtual Instrument
USRP	Universal Software Radio Peripheral

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Diagrama de flujo del cifrado.....	5
Figura 2. Sistema OFDM. (a) Transmisor OFDM. (b) Receptor OFDM [6].	7
Figura 3. Constelación QPSK.....	9
Figura 4. Constelación 8-PSK.	11
Figura 5. VI algoritmo SAC [11].	12
Figura 6. Modelo de turbo código serial concatenado.	14
Figura 7. VI Desentrelazador [13].....	16
Figura 8. Diagrama del hardware utilizado, y VIs del transmisor y receptor.	17
Figura 9. Parámetros configurados mediante software LabVIEW. (a) Modelo de canal. (b) OFDM subportadoras, CP y Null tones.	18
Figura 10. Power Delay profile del canal AWGN, separación 1 metro entre emisor y receptor, QPSK – trayectoria multicamino.	20
Figura 11. Canal AWGN, separación 1 metro, QPSK, variación de la tasa de codificación de canal.	20
Figura 12. Power Delay profile del canal AWGN, separación 1 metro entre emisor y receptor, 8-PSK – trayectoria multicamino.	21
Figura 13. Canal AWGN, separación 1 metro, 8-PSK, variación de la tasa de codificación de canal.	22
Figura 14. Canal AWGN, separación 1 metro, 8-PSK con codificación de canal tasa 1/4, SNR en transmisión 15dB - texto mostrado en el receptor.	22
Figura 15. Canal AWGN, separación 1 metro, QPSK y 8-PSK, y freq. Offset de 29000Hz y 23000Hz respectivamente.....	23
Figura 16. Power Delay profile del canal multipasos, ISI respuesta de canal A – trayectoria multicamino.	24
Figura 17. Respuesta en frecuencia del canal A afectado por la trayectoria multicaminos.....	25
Figura 18. Canal multipasos, ISI respuesta de canal A, QPSK, variación de la tasa de codificación de canal, tanto real como simulado.	26
Figura 19. Canal multipasos, ISI respuesta de canal A, 8-PSK, variación de la tasa de codificación de canal, tanto real como simulado.	27

Figura 20. Canal multipasos, ISI respuesta de canal A, QPSK y 8-PSK, variación de tasa de codificación, freq. Offset 29000Hz y 25000Hz, real y simulado.....	28
Figura 21. Canal multipasos, ISI respuesta de canal A, QPSK, tasa de codificación 1/6, freq. Offset 25000Hz y SNR en transmisión aproximado de 11.8dB.	29
Figura 22. Canal multipasos, ISI respuesta de canal A, M(d)-ecuación (5).	30
Figura 23. Power Delay profile del canal multipasos, ISI respuesta de canal B – trayectoria multicamino.	31
Figura 24. Respuesta en frecuencia del canal B afectado por la trayectoria multicaminos.....	31
Figura 25. Canal multipasos, ISI respuesta de canal B, QPSK, variación de la tasa de codificación de canal, tanto real como simulado.....	32
Figura 26. Canal multipasos, ISI respuesta de canal B, 8-PSK, variación de la tasa de codificación de canal, tanto real como simulado.....	33
Figura 27. Canal multipasos, ISI respuesta de canal B, 8-PSK, tasa de codificación de canal 1/4, y SNR en transmisión aproximado de 17dB.....	33
Figura 28. Receptor con clave errónea tanto en emisor como receptor, modulación QPSK.	35
Figura 29. Receptor con clave errónea tanto en emisor como receptor, modulación QPSK.	36
Figura 30. Canal AWGN, separación 1 metro entre emisor y receptor, QPSK, 8-PSK, y variación de la tasa de codificación de canal.	37
Figura 31. Canal multipaso, ISI respuesta de canal A, QPSK, 8-PSK y variación en la tasa de codificación.....	37
Figura 32. Canal multipaso, ISI respuesta de canal B, QPSK, 8-PSK y variación en la tasa de codificación.....	38

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Parámetros implementados sobre el sistema OFDM.	3
Tabla 2. Respuestas de canal A y B implementados sobre modelo ISI.	4
Tabla 3. Entradas y sus respectivos símbolos implementados en QPSK. ...	9
Tabla 4. Entradas y sus respectivos símbolos implementados en 8-PSK. 10	

INTRODUCCIÓN

En la actualidad los sistemas basados en OFDM [1] son utilizados por diversas tecnologías como televisión digital terrestre, radio digital, WiMax, LTE y otras, que permiten el envío de todo tipo de información en base a cada necesidad. El análisis consiste en el envío de texto en tres tipos de modelos de canal, el algoritmo de Schmidl & Cox [2] nos permitirá realizar la sincronización de trama al sistema propuesto y a cada uno de los canales se le aplicará un desplazamiento de frecuencia, generado a través del software LabVIEW más los efectos del medio (ambiente del laboratorio), hasta encontrar el máximo valor que el sistema implementado pueda corregir utilizando el algoritmo de Moose [3], para dos modulaciones distintas: QPSK y 8-PSK.

Una vez alcanzado el máximo desplazamiento de frecuencia corregido se irá aumentando la potencia de ruido hasta alcanzar un valor en que el texto recibido siga siendo entendible para el usuario final, con el fin de obtener una tasa de error binario de mayor valor, para un mensaje en recepción confiable se ha agregado una codificación de canal llamada turbo código serial concatenado [4], del cual ambos codificadores convolucionales que lo componen trabajarán a una tasa variable. Adicional se variará la tasa de bits y veremos cómo se ve afectada por el SNR.

Finalmente, mediante el simulador y VIs de LabVIEW se variará la tasa de codificadores y decodificadores convolucionales para analizar cual tendrá un mejor comportamiento bajo una de las respuestas de canal que se propondrá.

La encriptación utilizada es simétrica, puesto que la clave utilizada en el transmisor y el receptor es la misma. El proceso utilizado para cifrar el mensaje consistirá en la rotación de los bits (una vez hecha la conversión String a bits) cierta cantidad de posiciones, y estos solo podrán volver a su posición original en el receptor bajo el uso de la palabra clave que se utilizó en el transmisor [5].

1. DESARROLLO DE CONTENIDOS

1.1. PARÁMETROS APLICADOS AL SISTEMA EN GENERAL

Se ha implementado una expansión al sistema OFDM [1] tomando como base el manual estudiantil usado en el laboratorio de telecomunicaciones de la maestría [6], y se propone las características mostradas en la tabla 1:

<i>Tipo de información</i>	<i>Texto</i>
<i>Modulación</i>	<i>QPSK - 8 PSK</i>
<i>Codificación de canal</i>	<i>Turbo Código</i>
<i>Encriptación</i>	<i>Simétrica</i>
<i>Sincronización de trama</i>	<i>Schmidl & Cox</i>

Tabla 1. Parámetros implementados sobre el sistema OFDM.

1.2. PARÁMETROS DEL CANAL REAL

Para la elaboración de este documento se utilizó tres modelos de canal diferentes, uno en AWGN [7] y dos sobre un canal multipasos.

La implementación en AWGN, aquel que he considerado como canal Real, se realizó mediante la separación del emisor y receptor a una distancia de 1 metro y utilizando una ganancia de 20.00 dB (ganancia configurada mediante software LabVIEW) en ambos dispositivos, puesto

que a una menor ganancia bajo la distancia ya descrita no se obtuvo información en recepción.

Se implementó con los parámetros ya mencionados en la tabla 1, en un ambiente de laboratorio, donde funcionaban varios equipos de pruebas (USRPs [8]) trabajando bajo la misma frecuencia en su mayoría, y un acondicionador de aire. Considerar que la trayectoria multicaminos se puede dar por libros, mesas, sillas, entre otros.

1.3. PARÁMETROS DEL CANAL MULTIPASOS

Para el modelo de canal multipasos, se implementó dos respuestas de canal diferentes que se ingresaron a través del software LabVIEW y se describen a continuación [9]:

Canal A		Canal B	
Delay (uSec)	Avg Power (dB)	Delay (uSec)	Avg Power (dB)
0,00	0,00	0,00	0,00
0,20	-2,00	0,10	-4,00
0,40	-10,00	0,20	-8,00
0,60	-20,00	0,30	-12,00
--	--	0,40	-16,00
--	--	0,50	-20,00

Tabla 2. Respuestas de canal A y B implementados sobre modelo ISI.

1.4. ENCRIPCIÓN Y DESENCRIPCIÓN

La encriptación y desencriptación se realizaron basados en el diagrama de flujo de la figura 1.

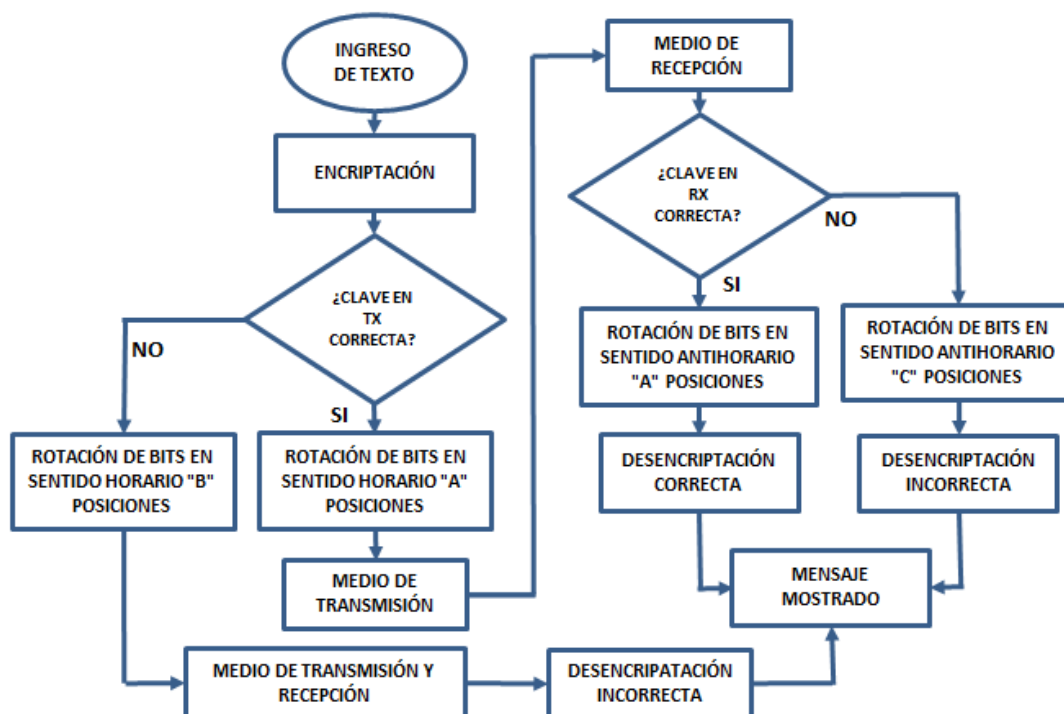


Figura 1. Diagrama de flujo del cifrado.

Como se aprecia en la figura, una vez ingresado el texto se procederá a la solicitud de una clave única y de ser correcta se rotarán los bits "A" posiciones (siendo A el número de veces que el usuario decida previamente en el encriptador), la información continuará con los procesos codificación, modulación, etc, hasta llegar al receptor y después de la decodificación de canal el desencriptador solicitará una clave que deberá ser la misma que en el transmisor de modo que se pueda regresar

los bits a sus posiciones originales. De ser incorrectas en el encriptador se procede a una rotación “B” veces y en caso de ser en el desencriptador “C” posiciones se desplazarán, tal que $B \neq C$ en el caso que ambas claves sean incorrectas.

1.5. SOFTWARE LABVIEW

Se implementó una serie de instrumentos virtuales, VIs, en el software LabVIEW mismo que es propiedad de National Instruments, se realizó sobre VIs nuevos o en su defecto existentes, a estos últimos se les modificó o agrego parámetros para alcanzar los objetivos planteados.

Los parámetros implementados con este aplicativo se vieron reflejados con el uso de USRPs 2920 [8], y todas pruebas fueron realizadas en el ambiente del laboratorio. En la sección de anexos se incluye los diagramas de bloques implementados en LabVIEW.

2. MARCO TEÓRICO

2.1. SISTEMA OFDM

Un sistema de multiplexación por división de frecuencias ortogonales [1] fue implementado con el fin de analizar el comportamiento del envío de texto y el mismo se desarrolló como indica el diagrama de bloques de la figura 2.

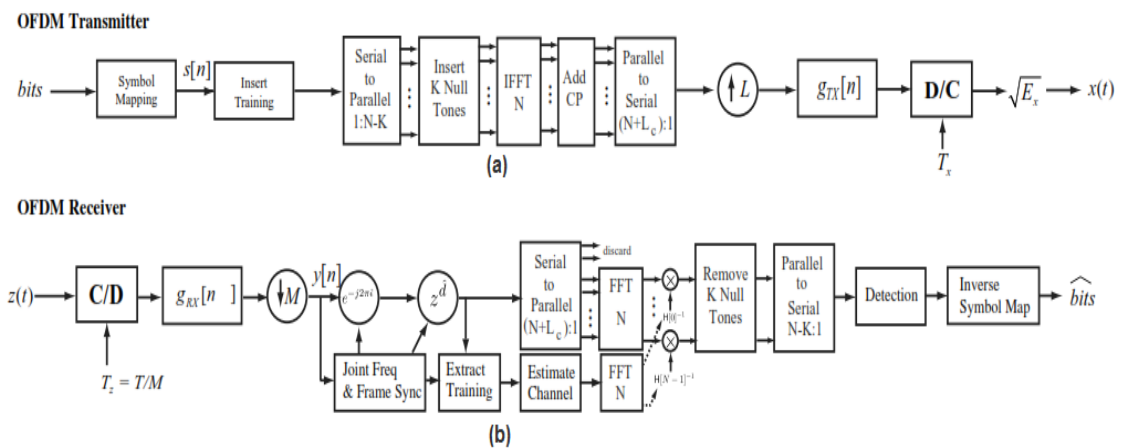


Figura 2. Sistema OFDM. (a) Transmisor OFDM. (b) Receptor OFDM [6].

El transmisor OFDM, figura 2.a, tomará los símbolos provenientes de nuestro modulador de desplazamiento de fase y se realizará una conversión de serial a paralelo con el fin insertar tonos nulos (la frecuencia 0 que es normalmente nulo para evitar distorsión RF en la componente continua, o muchas veces se asignan nulos porque no se usa todas las subportadoras), se aplica IFFT de modo que podamos

agregar el prefijo cíclico (con el fin de evitar interferencia inter-portadora) y se realiza la conversión paralelo a serial.

Para el receptor OFDM, figura 2.b, una vez que ha pasado por procesos de sincronización de trama y corrección de frecuencia [2], convertimos la entrada de serial a paralelo, posterior a eso aplicamos FFT, y de la señal recibida obtenemos la estimación de canal con el fin de realizar la ecualización en el dominio de la frecuencia, FEQ, (dividiendo la señal recibida para la estimación de canal). Ya realizado el FEQ podemos proceder a remover los tonos nulos insertados en el trasmisor, y finalmente realizar una conversión paralelo a serial para continuar con el proceso de demodulación por QPSK u 8-PSK [10].

2.2. MODULACIÓN QPSK Y 8-PSK

Entre los parámetros a implementar, tabla 1, se encuentran dos modulaciones las cuales siempre estarán normalizadas y serán dependientes de la cantidad de bits, M, que empleen para su conversión a símbolos [10].

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

2.2.1. QPSK

La modulación por desplazamiento de fase cuaternaria, QPSK, tiene como función la conversión de pares de bits a símbolos y cada uno se ubicará en un cuadrante del plano cartesiano, real versus imaginario, y la fase entre cada simbolo es de 90° . Todas las características ya mencionadas se aprecian en la tabla 3, con su respectiva constelación en la figura 3 [10].

Entrada	Símbolos
00	$1 + j$
10	$-1 + j$
11	$-1 - j$
01	$1 - j$

Tabla 3. Entradas y sus respectivos símbolos implementados en QPSK.

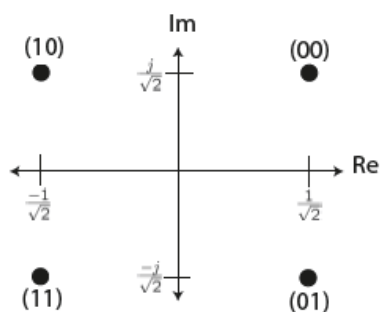


Figura 3. Constelación QPSK.

2.2.2. 8-PSK

Este tipo modulación, figura 4, por desplazamiento de fase se tiene sus símbolos separados cada 45° , la entrada es una combinación de 3 bits, mismo que deberán ser modulados bajo las características de la tabla 4, y con amplitud 1. Cabe recalcar que al manejar mayor cantidad de bits sobre cada símbolo mejorará nuestra tasa de bits [10].

Entrada	Símbolos
000	$1 + 0j$
001	$0,7 + 0,7j$
010	$0 + j$
011	$-0,7 + 0,7j$
100	$-1 + 0j$
101	$-0,7 - 0,7j$
110	$0 - 1j$
111	$-0,7 + 0,7j$

Tabla 4. Entradas y sus respectivos símbolos implementados en 8-PSK.

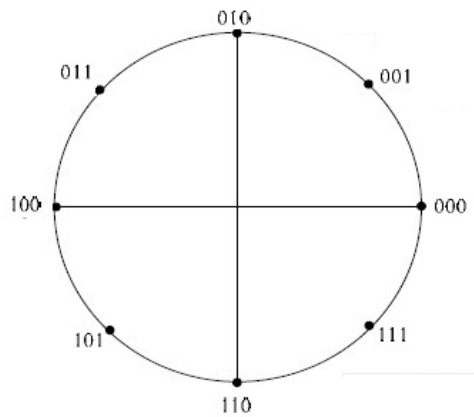


Figura 4. Constelación 8-PSK.

2.3. ALGORITMO DE SCHMIDL & COX

Se ha implementado este algoritmo para la detección del inicio de trama, tiene mayor compatibilidad con el algoritmo Moose, y se evalúa nuestra trama en dos secciones con el fin de obtener la máxima correlación, se emplea una secuencia de entrenamiento corta cuya longitud total es de veces 10 la misma sub-secuencia [2].

Como primer paso se obtiene la métrica de correlación.

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

Posterior a eso se deberá calcular la potencia de la señal recibida.

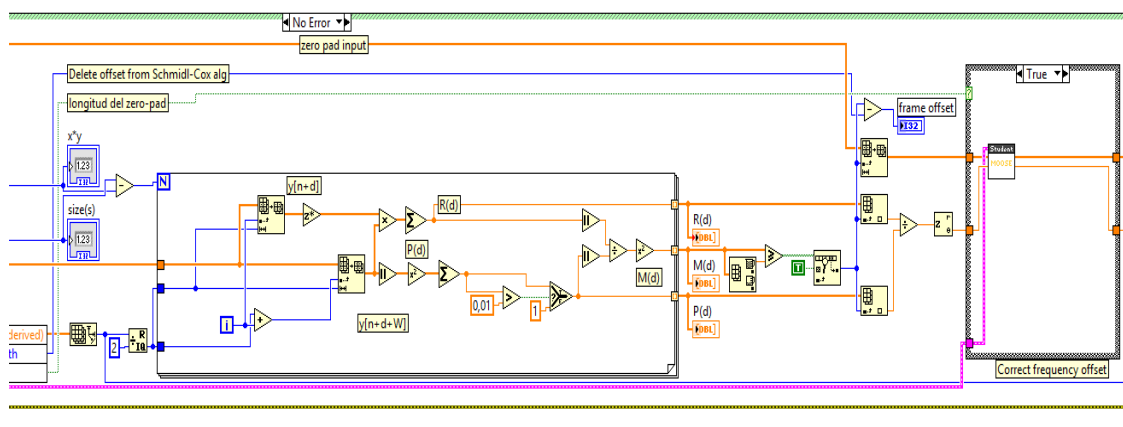
$$P[d] = \sum_{n=0}^{N-1} |y[n+d+W]|^2 \quad (3)$$

El parámetro de retardo, D , se obtiene de la máxima correlación en las ecuaciones (1) y (2), bajo la siguiente expresión.

$$\hat{d} = \operatorname{argmax} M[d] \quad (4), \text{ tal que } M[d] = \left| \frac{R[d]}{P[d]} \right|^2 \quad (5) \quad [2]$$

La estimación del parámetro de frecuencia que nos servirá para la corrección del desplazamiento de frecuencia [6].

$$\hat{\epsilon} = \operatorname{phase} \frac{R[D]}{P[D]} \quad (6)$$



Fuente: Diseño, Simulación, e implementación de la sincronización de la portadora y de la trama en sistemas OFDM.
 Autores: Eduardo L. Chancay, Carlos A. Chonillo.
 Se agregó el cálculo de la fase de $R(d)$ para la estimación del desplazamiento de frecuencia por medio del algoritmo de Moose.

Figura 5. VI algoritmo SAC [11].

En la figura 5 podemos apreciar dentro del lazo “for” las ecuaciones (2) y (3), una vez terminada esta iteración se procede a obtener el máximo argumento, ecuación (4), de $M(d)$, (5). Como último paso tenemos un

case structure que de ser verdadero usará la estimación del parámetro de frecuencia obtenido de la ecuación (6) con el algoritmo de corrección de desplazamiento en frecuencia.

2.4. ALGORITMO DE MOOSE

El algoritmo de Moose [3] se ha utilizado en este documento para la corrección del desplazamiento de frecuencia generado tanto por el medio en que se desarrollaron las pruebas (ambiente del laboratorio) como el desplazamiento generado de forma manual en el software LabVIEW.

Una vez que la información ha pasado por el método de detección de trama, literal 2.3, y obtenida la estimación del parámetro de frecuencia en la ecuación (6), podemos reducir dicho desplazamiento a través del algoritmo ya mencionado bajo la siguiente expresión:

$$\bar{y}[n] = e^{-j2\pi\epsilon n}y[n] \quad (7) \quad [3]$$

Donde $\epsilon = f_o T$, tal que f_o es directamente proporcional a la estimación del parámetro de frecuencia.

2.5. TURBO CÓDIGO SERIAL CONCATENADO

La codificación de canal implementada corresponde a un turbo código con el fin de garantizar mayor confiabilidad al sistema, estos pueden ser en

concatenaciones seriales o paralelas de dos o más códigos convolucionales con un entrelazador [4] como se indica en la figura 6.

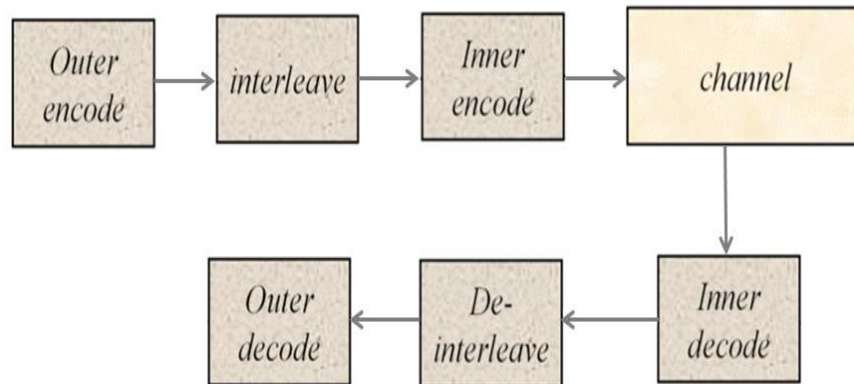


Figura 6. Modelo de turbo código serial concatenado.

Los codificadores convolucionales trabajan a diferentes tasas representadas por k/n , donde k son los bits de entrada y n los bits de salida, además se debe considerar la longitud de restricción, misma que estará definida por uno más la cantidad de memoria utilizada por el codificador.

Este documento se ha utilizado el de tipo serial concatenado, y con el fin de obtener la tasa total a la que trabajará el turbo código deberemos multiplicar la tasa en cada codificador convolucional [12] en serie como indica la siguiente ecuación:

$$\bar{b} = \bar{b}_1 \bar{b}_2 \quad (8) \quad [4],$$

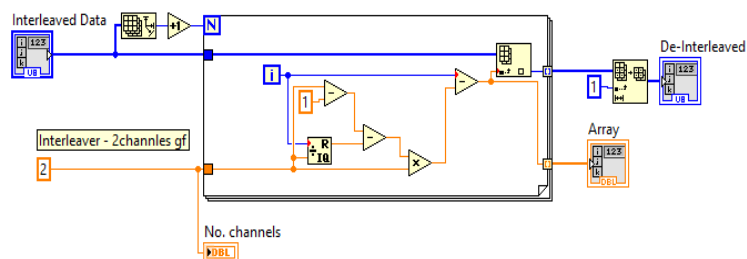
Siendo \bar{b}_1 y \bar{b}_2 la tasa de cada codificador.

Se ha utilizado dos tasas diferentes para este documento y en base a la ecuación (8) se obtuvo los siguientes resultados:

- $\binom{1}{2}\binom{1}{2} = \frac{1}{4}$;
- $\binom{1}{2}\binom{1}{3} = \frac{1}{6}$;

Esto con el fin de analizar si nuestro sistema obtiene mejoras con codificación, y de ser así poder demostrar a cual tasa obtendremos mejores resultados frente al decremento de relación señal/ruido.

El entrelazador implementado es de dimensión 2 (fija), y se encarga de intercambiar el orden de los bits de par en par. A su vez el desentrelazador realiza la función inversa y se implementó entre los decodificadores convolucionales. En la figura 7 apreciamos el desentrelazador ya descrito en este párrafo con la implementación de un lazo "for", y creando un nuevo arreglo cuyos bits serán ubicados en nuevas posiciones según la relación matemática dentro de dicho lazo, a la salida obtendremos un arreglo de dimensión $n+1$ (siendo "n" la dimensión del arreglo inicial), por lo que se procede a tomar el resultado final desde la posición 1 en adelante (entendiendo que un arreglo empieza en la posición 0).



Reference: <http://forums.ni.com/t5/LabVIEW/convolutional-interleaver/td-p/1789270>
 Modify by Gabriel Fienco / ESPOL - MET4 to be a 2 channel interleaver

Figura 7. VI Desentrelazador [13].

Finalmente, para los decodificadores tanto interno como externo se implementará el algoritmo de Viterbi, que puede encontrar el camino más viable minimizando la probabilidad de error, y obtener mejores resultados aminorando el consumo de recursos [14]. El camino que nos permite encontrar dicho algoritmo se registrará en la mínima distancia, distancia de Hamming [14], obtenida para saltar de un estado al siguiente.

El recorrido será el de menor valor y podrá permitirnos trabajar con bajas tasas de error binario, los bits decodificados deberán pasar por un proceso de desentrelazado y nuevamente repetir el proceso, dado que un turbo código ya se mencionó que es la combinación de dos o más códigos convolucionales.

3. ANÁLISIS Y RESULTADOS

Se procedió a realizar pruebas en el ambiente del laboratorio de telecomunicaciones, facultad FIEC, con los USRPs 2920 [8].

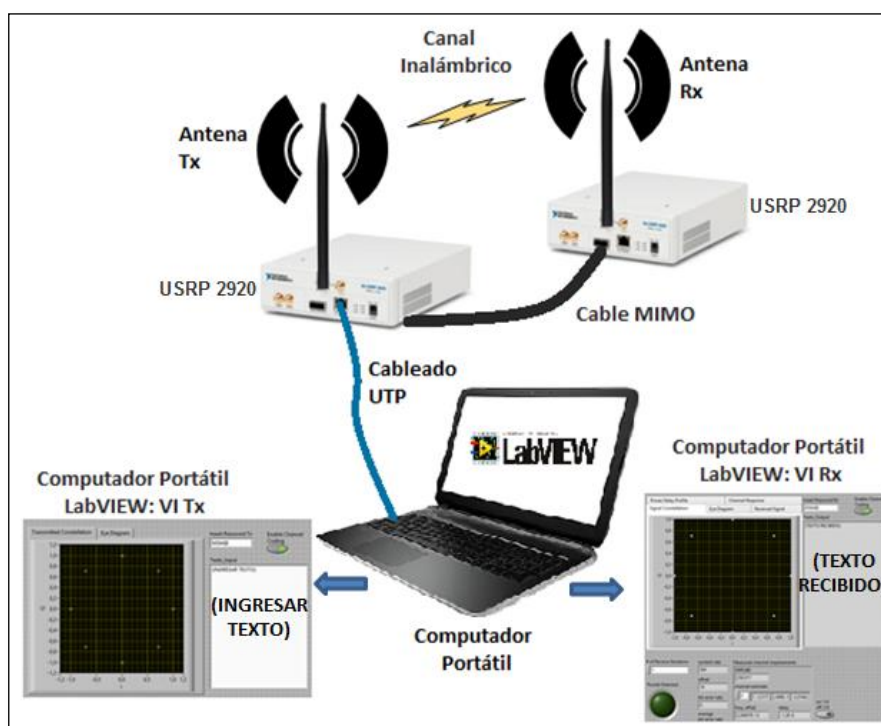


Figura 8. Diagrama del hardware utilizado, y VIs del transmisor y receptor.

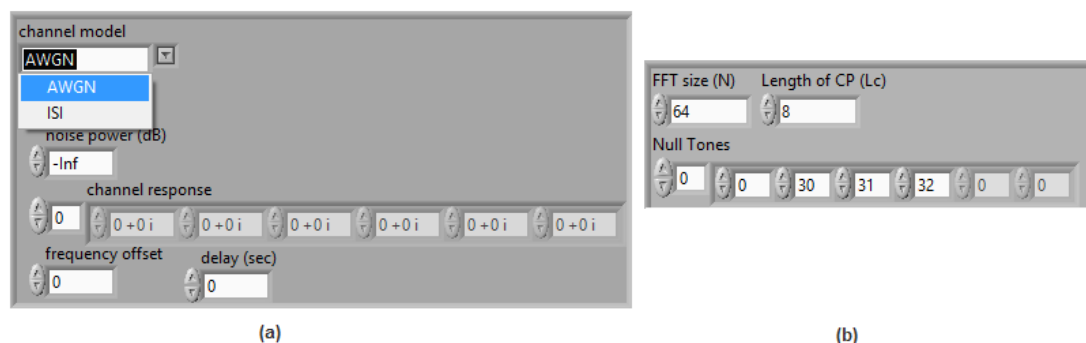


Figura 9. Parámetros configurados mediante software LabVIEW. (a) Modelo de canal. (b) OFDM subportadoras, CP y Null tones.

En la figura 8, tenemos las conexiones físicas de los elementos utilizados en el proyecto práctico del examen complejo, y se describen a continuación:

- El computador portátil permite configurar los 2 USRP 2920 mediante el software de desarrollo de sistemas NI LabVIEW versión 2014. También se visualizan los resultados por medio de este software, es decir, él envió de caracteres por el VI Tx y su recepción con o sin afectaciones por el canal en el VI Rx.
- La conexión entre el computador y USRP es mediante cable UTP categoría 6.
- Se utilizó el cable MIMO para la sincronización entre USRP.
- Finalmente, una antena para transmisión y otra para recepción, una en cada USRP.

Como primera prueba se realizó en un canal AWGN [7] configurado mediante software, figura 9.a, con separación entre transmisor y receptor de

aproximadamente 1 metro. Para la segunda y tercera prueba se utilizó un canal multipaso referenciado como ISI en la figura 9.a, emulando la respuesta del canal con los parámetros de la tabla 2, físicamente se ubicaron los USRP uno al lado del otro. En las tres pruebas se mantuvo la configuración OFDM, seteada por software, que se aprecia en la figura 9.b.

3.1. CANAL REAL (AWGN)

Para la primera prueba realizada en un canal AWGN [7] se tuvo la trayectoria multicamino mostrada en la figura 10, se notó que bajo la ganancia por defecto (configurada mediante el software LabVIEW), 10dB, en ambos equipos no se logró obtener información en recepción, motivo por el cual se procedió a trabajar con una ganancia de 20dB. Se puede apreciar mediante la figura 11 con modulación QPSK, que sin codificación de canal empieza a aumentar la tasa de error binario con una relación señal/ruido de 7dB, mientras que las pruebas con codificación por turbo código de tasa 1/4 y 1/6, presentan dicho comportamiento con SNR aproximado de 6.20 y 3.30, respectivamente.

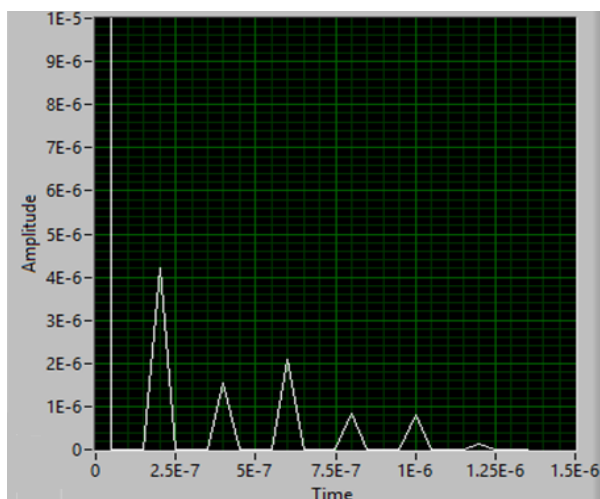


Figura 10. Power Delay profile del canal AWGN, separación 1 metro entre emisor y receptor, QPSK – trayectoria multicamino.

Se puede ver en la figura 11 y 13, que una evaluación hecha a un mismo BER, aproximado 0.005, la modulación QPSK tiene mejor respuesta ante la presencia de ruido agregada con software LabVIEW, la ventaja de 8-PSK será que a un mejor SNR la tasa de bits será superior.

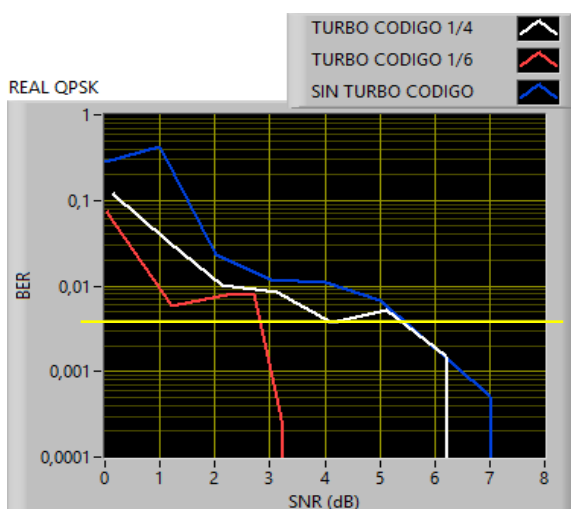


Figura 11. Canal AWGN, separación 1 metro, QPSK, variación de la tasa de codificación de canal.

A continuación se muestra el comportamiento con la modulación 8-PSK, trayectoria multicamino en la figura 12, y se ha podido apreciar mediante la figura 13 que la tasa de error binario empieza a crecer para las pruebas sin codificación de canal a un SNR de 20.5dB, con codificación de tasa 1/4 y 1/6, entre los 18dB y 20.5dB respectivamente, aun cuando la tasa de 1/4 parece incrementar su BER igual que el canal sin codificación se puede notar la mejora a medida que se incrementa más la potencia de ruido, y como es de esperarse aquella con menor tasa (1/6) siempre tendrá un mejor comportamiento reduciendo la probabilidad de generar error durante la recepción de texto.

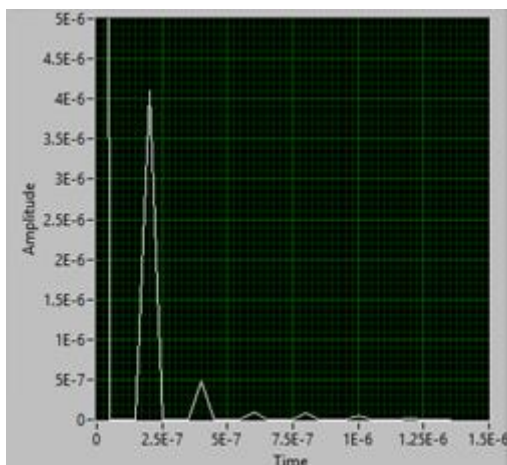


Figura 12. Power Delay profile del canal AWGN, separación 1 metro entre emisor y receptor, 8-PSK – trayectoria multicamino.

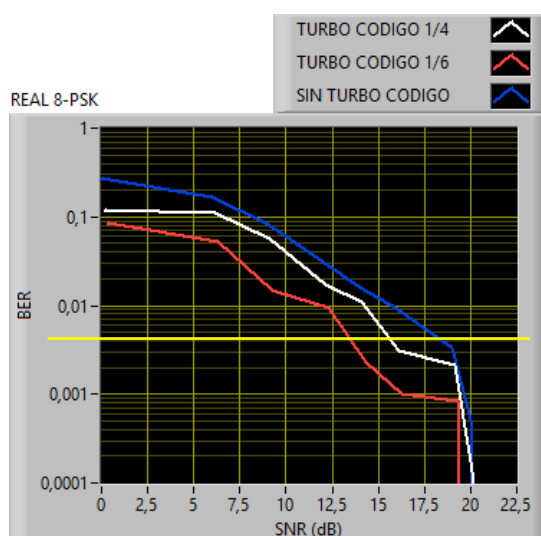


Figura 13. Canal AWGN, separación 1 metro, 8-PSK, variación de la tasa de codificación de canal.

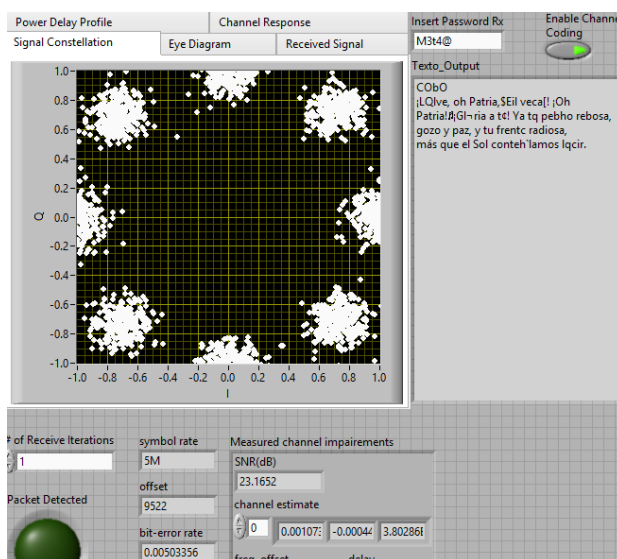


Figura 14. Canal AWGN, separación 1 metro, 8-PSK con codificación de canal tasa 1/4, SNR en transmisión 15dB - texto mostrado en el receptor.

En la figura 14 se aprecia el mensaje en recepción, el coro del himno nacional del Ecuador, con turbo código de tasa $\frac{1}{4}$, un SNR en transmisión

de 15dB aproximadamente y BER de 0.00503. Ante esta tasa de error binario el mensaje ya presenta palabras modificadas.

Para obtener el máximo desplazamiento en frecuencia que se pudo corregir, con la combinación de los algoritmos SAC y Moose, del modelo implementado se analizó con una potencia de ruido igual a “-Infinito”, y con los valores obtenidos de 29000Hz para QPSK y 23000Hz para 8-PSK se empezó a disminuir el SNR (dB), de modo que se aprecie el punto en que cada modulación empieza a tener errores en recepción, figura 15.

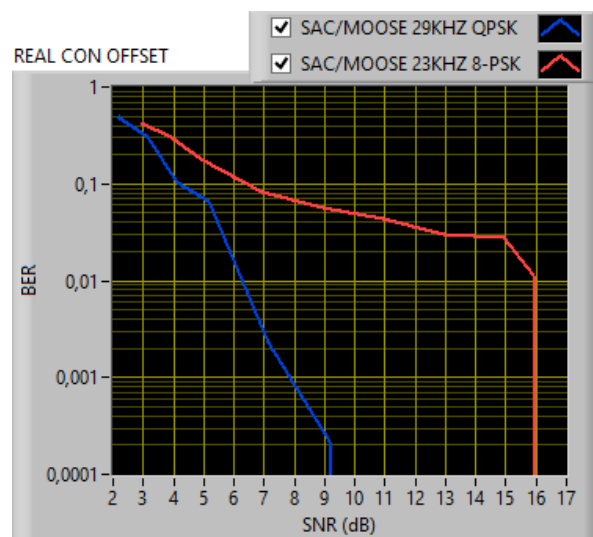


Figura 15. Canal AWGN, separación 1 metro, QPSK y 8-PSK, y freq. Offset de 29000Hz y 23000Hz respectivamente.

3.2. MODELO DE CANAL MULTIPASOS RESPUESTA DE CANAL A (ISI)

Las características de este modelo fueron descritas en la tabla 2 y se pueden apreciar mediante la figura 16, es un canal que emula la trayectoria multipasos con los equipos USRP 2920 [8]. Mientras que en la figura 17 se obtuvo la respuesta en frecuencia del canal A, por medio del simulador, y se aprecia como la trayectoria multicaminos crea desvanecimientos en la amplitud de algunas subportadoras.

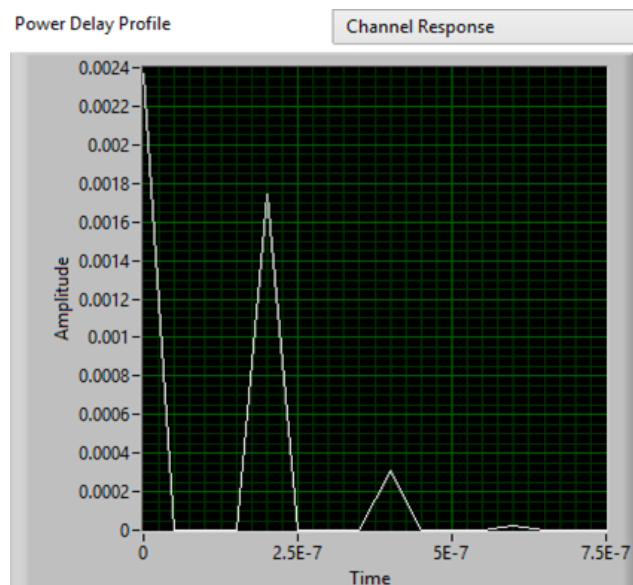


Figura 16. Power Delay profile del canal multipasos, ISI respuesta de canal A – trayectoria multicamino.

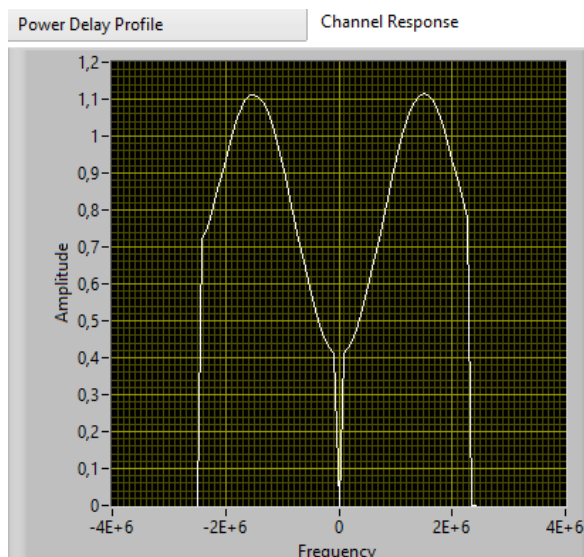


Figura 17. Respuesta en frecuencia del canal A afectado por la trayectoria multicaminos.

Primero se realizó pruebas en la modulación QPSK, tanto aquellas tomadas en el laboratorio como simuladas, en la figura 18 se aprecia un mejor comportamiento para las muestras obtenidas con turbo código de tasa 1/6, dado que en relación a las muestras sin codificación de canal se puede notar una diferencia aproximada de 4.8dB en SNR con respecto al incremento de potencia de ruido en el sistema. Como es de esperarse la turbo codificación de tasa 1/4 sigue siendo mejor que la respuesta sin codificación de canal, pero en relación a una tasa menor, 1/6, esta podría llegar a ser descartada como prioridad.

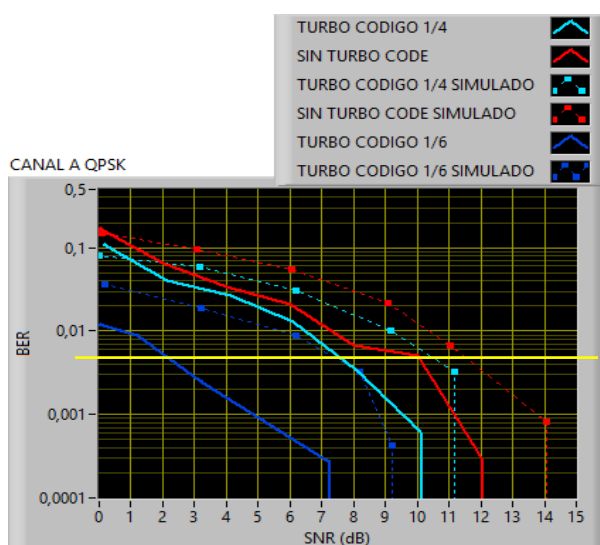


Figura 18. Canal multipasos, ISI respuesta de canal A, QPSK, variación de la tasa de codificación de canal, tanto real como simulado.

La modulación 8-PSK para la misma respuesta de canal soporto menos potencia de ruido viéndose afectada en primera instancia con un SNR aproximado entre 19.5dB y 22.5dB, tanto aquellas tomadas en el laboratorio como simuladas, se mantiene la relación que una codificación con tasa más baja predomina ante una codificación de menor tasa y/o un canal sin turbo código, figura 19, tomando como referencia un nivel de BER aproximado de 0.005.

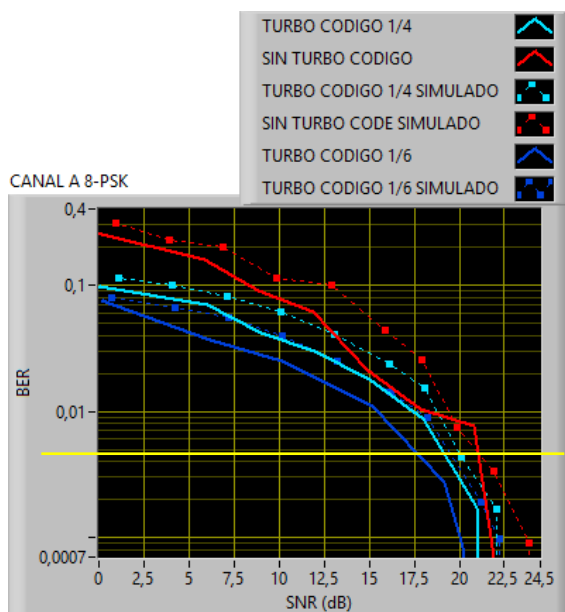


Figura 19. Canal multipasos, ISI respuesta de canal A, 8-PSK, variación de la tasa de codificación de canal, tanto real como simulado.

De las figuras 18 y 19 podemos verificar nuevamente que la modulación QPSK es superior ante el aumento de potencia de ruido con respecto a una modulación 8-PSK, sin importar la codificación de canal para esta comparativa.

En la respuesta de canal A, tabla 2 y figura 16, se pudo alcanzar la misma corrección de desplazamiento de frecuencia en ambas modulaciones con valores entre 29000Hz y 25000Hz como se muestra en la figura 20. La diferencia de frecuencias se debe al turbo código con tasa 1/6, mismo que no soportó un desplazamiento de 29000Hz considerando que es una tasa de codificación baja, el mismo llegó a corregir valores de 25000Hz. Cabe recalcar que los máximos valores de desplazamiento de frecuencia se

obtuvieron en pruebas con un ambiente sin ruido, es decir, potencia de ruido que tiende a menos infinito, y en base a esto se empezó a decrementar la relación de señal/ruido.

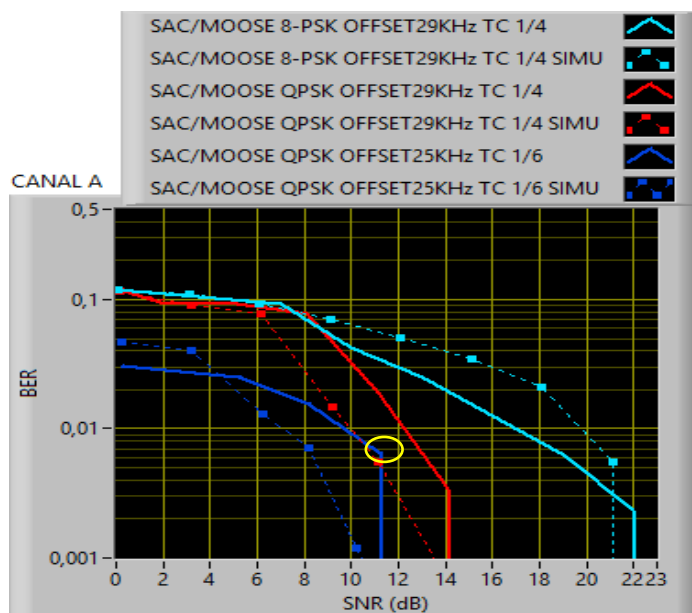


Figura 20. Canal multipasos, ISI respuesta de canal A, QPSK y 8-PSK, variación de tasa de codificación, freq. Offset 29000Hz y 25000Hz, real y simulado.

En base a la figura 20 y 21, con modulación QPSK, tasa de codificación 1/6, corrección de frecuencia 25167.9 (freq. offset agregado por software fue 25000Hz) y BER de 0.0065, debe corresponder a un SNR en transmisión de 11.5dB. El mensaje llega con errores y empieza a volverse inentendible.

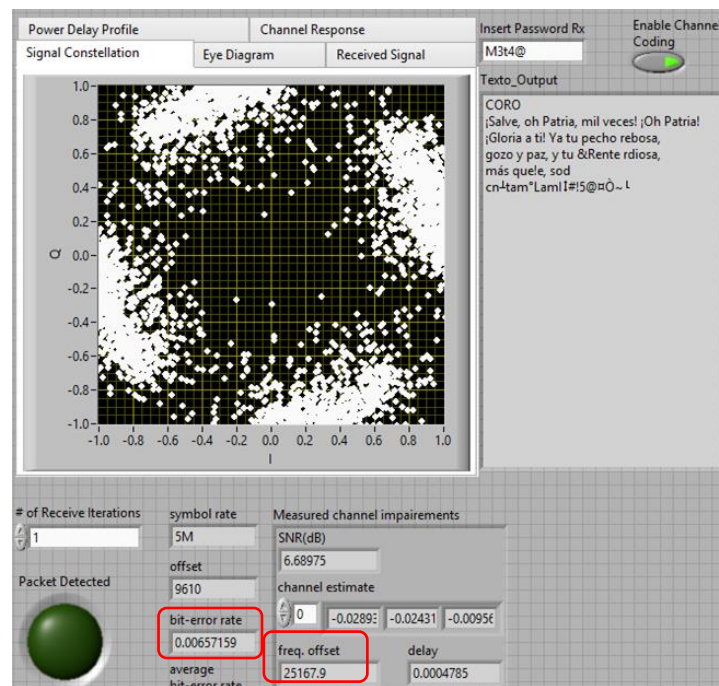


Figura 21. Canal multipasos, ISI respuesta de canal A, QPSK, tasa de codificación 1/6, freq. Offset 25000Hz y SNR en transmisión aproximado de 11.8dB.

Se puede apreciar que los algoritmos implementados cumplen con lo propuesto, aclarando que tienen límites aceptables según lo que ya se ha descrito anteriormente. En la figura 22 la sincronización de trama SAC alcanza el punto máximo de correlación, ecuación (4), y marca el inicio de la trama en el receptor.

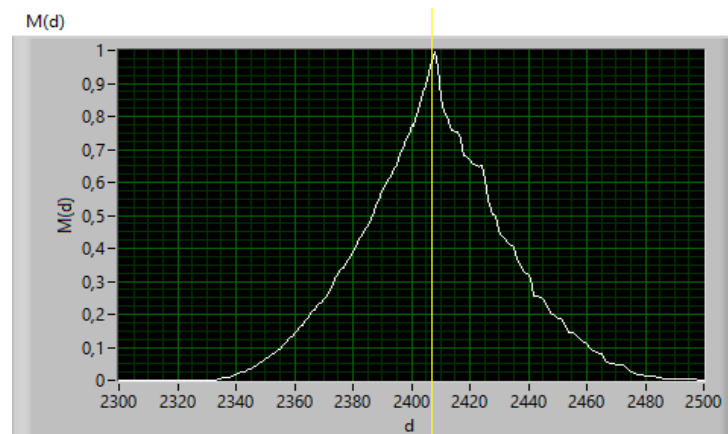


Figura 22. Canal multipasos, ISI respuesta de canal A, $M(d)$ -ecuación (5).

3.3. MODELO DE CANAL MULTIPASOS RESPUESTA DE CANAL B (ISI)

Las características de este modelo fueron descritas en la tabla 2 y se pueden apreciar mediante la figura 23, es un canal que emula la trayectoria multipasos con los equipos USRP 2920 [8]. En la figura 24 tenemos la respuesta en frecuencia del canal B, por medio del simulador, al igual que en el canal A la trayectoria multicaminos genera pérdidas en amplitud para algunas subportadoras.

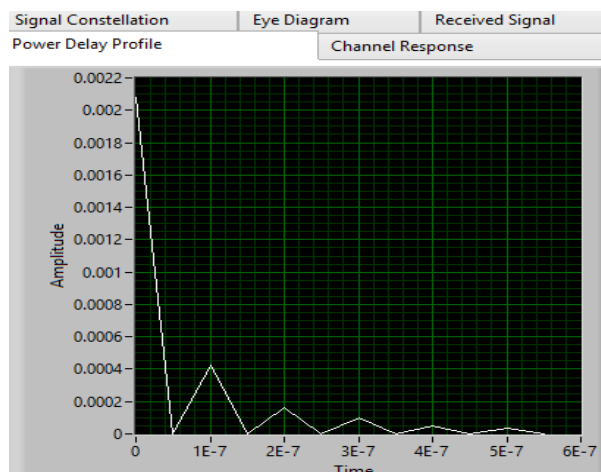


Figura 23. Power Delay profile del canal multipasos, ISI respuesta de canal B – trayectoria multicamino.

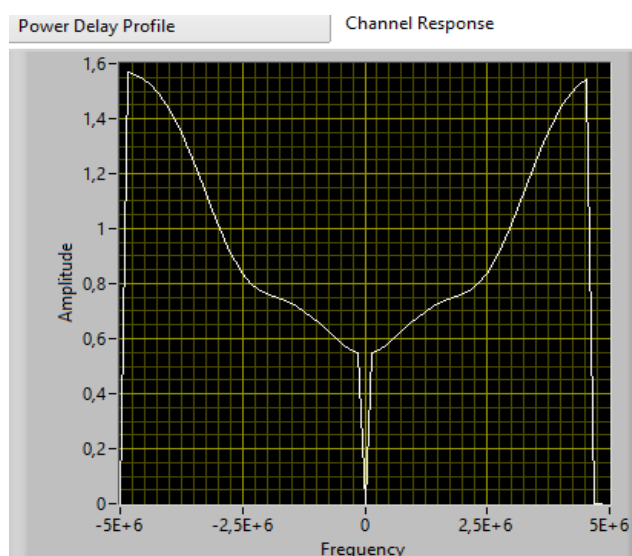


Figura 24. Respuesta en frecuencia del canal B afectado por la trayectoria multicaminos.

En esta respuesta de canal se pudo notar que existe una correlación entre los valores reales y simulados tanto para la modulación QPSK como en 8-PSK, figura 25 y 26 respectivamente. Al igual que en los literales 3.1 y 3.2 se ha podido seguir corroborando que todas las muestras guardan

un comportamiento similar, en las gráficas de BER versus SNR. La implementación del turbo código [4] definitivamente realza la confiabilidad de la recepción de información.

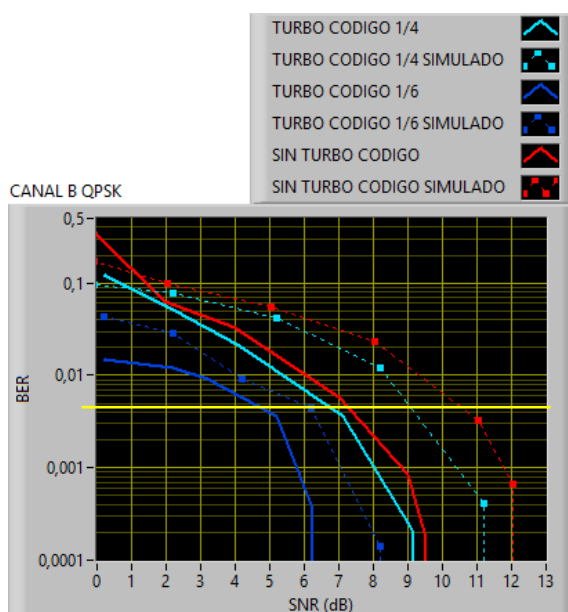


Figura 25. Canal multipasos, ISI respuesta de canal B, QPSK, variación de la tasa de codificación de canal, tanto real como simulado.

La modulación 8-PSK, figura 26, denota que es mucho más sensible al ruido que la QPSK, figura 25, teniendo una diferencia de hasta 10dB en SNR tomando como referencia el incremento de BER para la respuesta de canal B. Las muestras sin codificación de canal llegaron a tener resultados inferiores (como era de esperarse en base a los resultados de los literales 3.1 y 3.2), con respecto a las pruebas con turbo código de tasa 1/4 y 1/6, por lo que implementación en un sistema sin codificación aun cuando llega a funcionar correctamente con SNR aproximado de

19.5dB, no puede llegar a ser considerada como prioridad ante las demás implementaciones ya mencionadas en este párrafo.

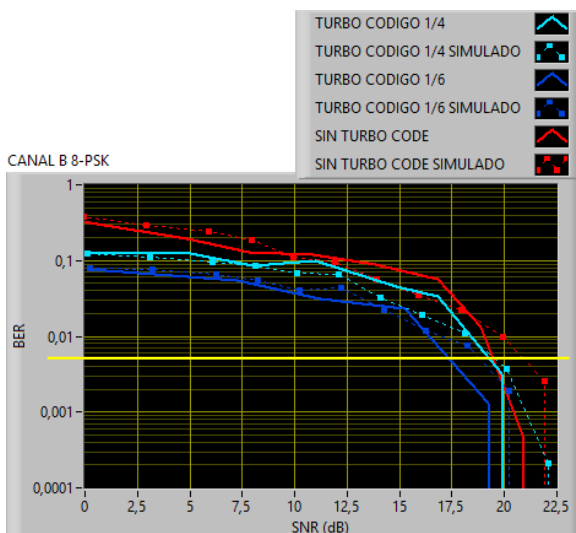


Figura 26. Canal multipasos, ISI respuesta de canal B, 8-PSK, variación de la tasa de codificación de canal, tanto real como simulado.

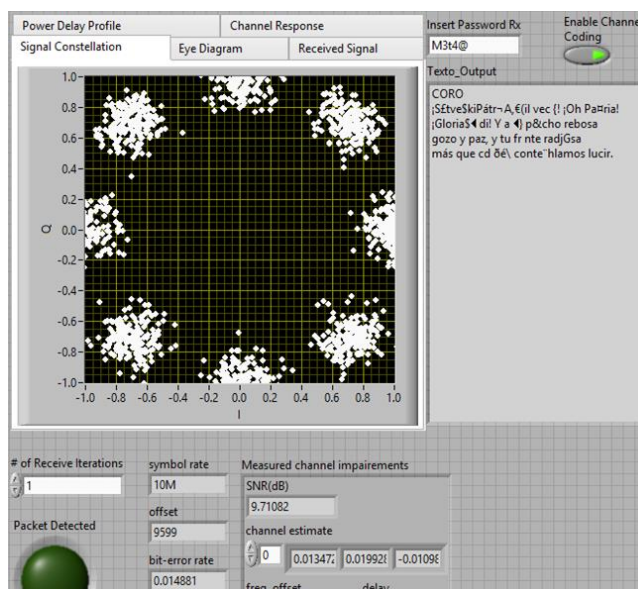


Figura 27. Canal multipasos, ISI respuesta de canal B, 8-PSK, tasa de codificación de canal 1/4, y SNR en transmisión aproximado de 17dB.

En la figura 27 tenemos la respuesta de canal B, modulación 8-PSK, turbo código de tasa 1/4, que presenta un BER de 0.0148, y en base a la figura 25 podemos concluir que el SNR en transmisión aproximado es de 17dB. El mensaje en recepción se vuelve inentendible.

3.4. RESULTADOS DE ENCRIPCIÓN

Se comprueba la validez del método de encriptación simétrico con rotación de bits, figura 1, para el sistema OFDM [1] notando que la misma, tanto en emisor como receptor, al ser incorrecta la clave da una tasa de error elevada para el sistema implementado. Se realizó pruebas para ambas modulaciones propuestas en la tabla1, la clave es "M3t4@" y se alteró el tercer carácter en el receptor siendo la clave incorrecta "M3T4@", para QPSK la figura 28 y 8-PSK la figura 29.

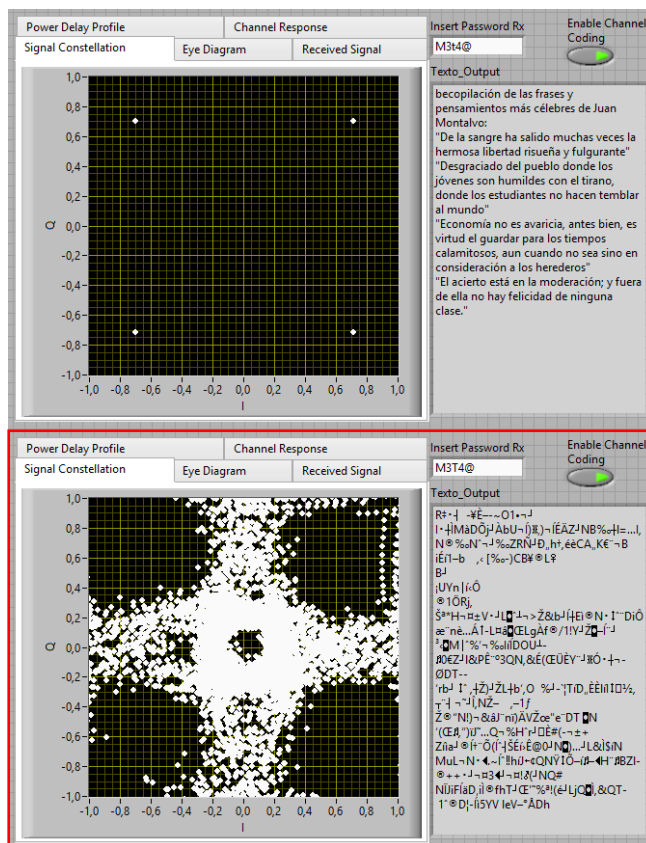


Figura 28. Receptor con clave errónea tanto en emisor como receptor, modulación QPSK.

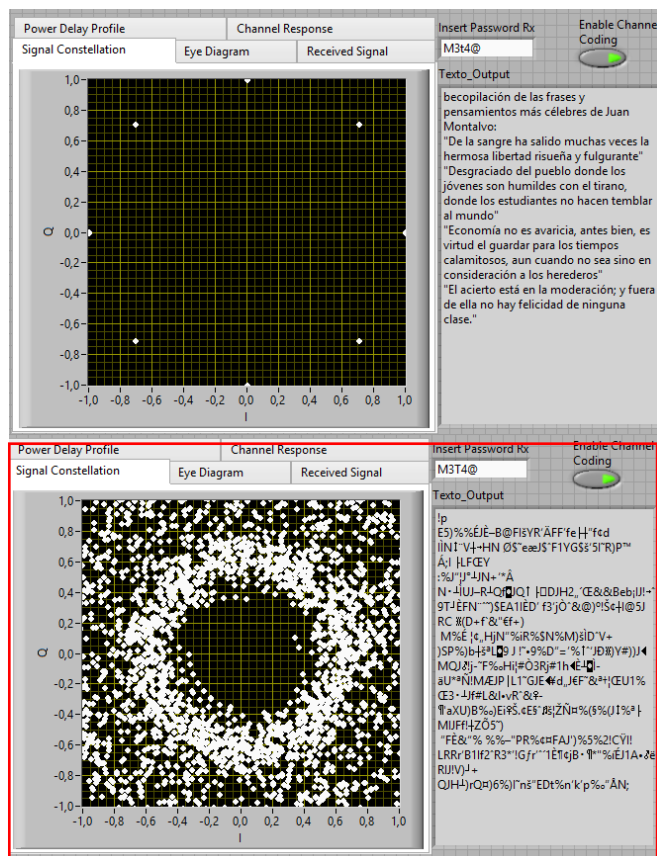


Figura 29. Receptor con clave errónea tanto en emisor como receptor, modulación QPSK.

3.5. RESULTADOS DE VARIACIÓN EN LA TASA DE BITS

A continuación se muestra una relación de la tasa de bits (Mbps/s) versus la relación de señal/ruido (dB) obtenida de las muestras tomadas en el laboratorio tanto para el canal AWGN [7] como para el multipaso.

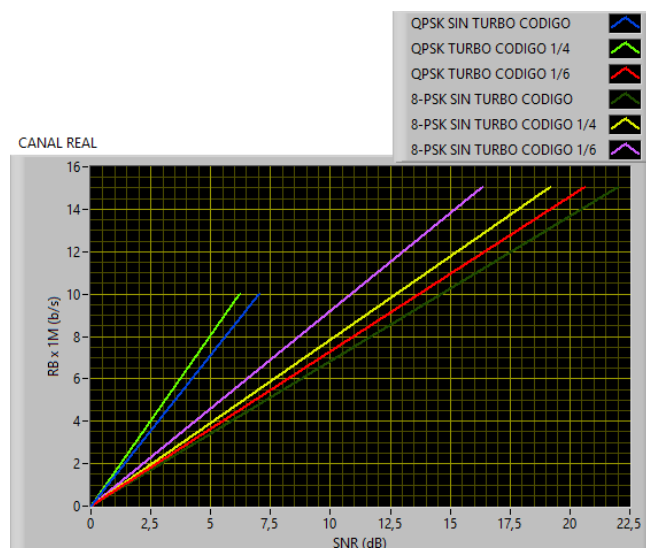


Figura 30. Canal AWGN, separación 1 metro entre emisor y receptor, QPSK, 8-PSK, y variación de la tasa de codificación de canal.

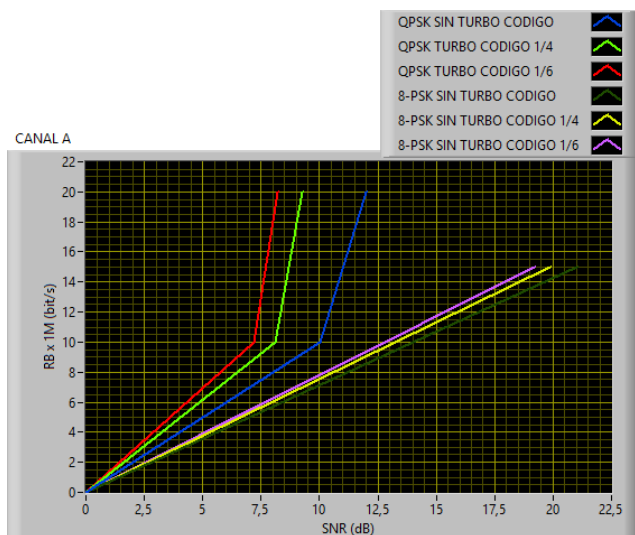


Figura 31. Canal multipase, ISI respuesta de canal A, QPSK, 8-PSK y variación en la tasa de codificación.

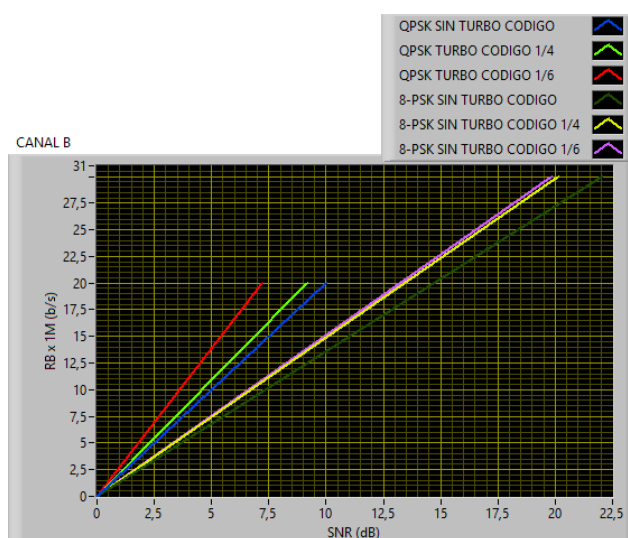


Figura 32. Canal multipase, ISI respuesta de canal B, QPSK, 8-PSK y variación en la tasa de codificación.

Se puede apreciar en las figuras 30, 31 y 32 que las tasas de 8-PSK para todos los modelos de canal tienen un mejor desempeño, pero al realizar la comparativa de estas con QPSK para un SNR similar se recomendaría migrar de modulación. La desventaja de la modulación QPSK es que sus tasas siempre estarán limitadas a la cantidad de bits que se envía en cada símbolo, es decir 2, mientras que 8-PSK envía hasta 3, es por esto que en tecnologías como telefonía móvil se agrega un indicador de calidad de canal, de tal manera que al tener altos niveles en potencia de ruido el sistema irá variando la modulación y no presente un BER elevado.

ANALISIS Y CONCLUSIONES

Después de las pruebas realizadas tanto con los USRPs 2920, como con el software para la simulación podemos concluir que:

- De las mediciones realizadas al sistema OFDM aquellas muestras con turbo código respondieron mejor ante el incremento de la potencia de ruido para todos los modelos de canal utilizados, esto no descarta el uso del sistema sin codificación, pero no es recomendable porque los canales multipasos emulados llegaban a tener de 4 a 6 pasos, y limitaba considerablemente la cantidad de ruido soportada para el sistema, en comparación al canal codificado que mostro un mejor desempeño. Se recomienda para futuras investigaciones de la universidad realizar una comparativa con una mayor variedad de codificadores de canal.
- El método de sincronización de trama, Schmidl & Cox, en combinación con el algoritmo de Moose, nos permitieron obtener rangos de hasta 29000Hz de corrección de frecuencia para turbo código de tasa 1/4, mientras que la tasa de 1/6 fue más sensible obteniendo un rango inferior, aun cuando no alcanzó valores similares a la tasa superior inmediata implementada en este documento, igual demostró estar por encima de los 20000Hz para la respuesta de canal A.

- Concluyo que la tasa de bits es directamente proporcional a la relación de señal/ruido, por lo que se recomienda para el sistema implementado con modulación 8-PSK se utilice en ambientes con bajo nivel ruido con el fin de obtener los mejores resultados de navegación, mientras que en un ambiente con SNR inferior a un aproximado de 19dB se deberá disminuir la tasa de bits para que no se vea afectado el mensaje en recepción, esta disminución se realizará utilizando la modulación QPSK, esta nos permitirá trabajar sin errores hasta un aproximado de 7dB de SNR.
- Con respecto a la variación en la tasa del turbo código concluyo que aquellas con menor valor tuvieron un mejor desempeño en tasas de error binaria versus el decremento en la relación señal/ruido. Para todos los canales implementados el resultado fue similar, siendo el mejor escenario un sistema con tasa de codificación 1/6 en comparación con la de 1/4. Por lo que se recomienda para futuras investigaciones disminuir aún más la tasa ya mencionada y verificar hasta que niveles es permitida la codificación de canal por turbo código serial concatenado sin que afecte al sistema.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] L. Litwin & M. Pugel, "The principles of OFDM," RF signal processing, pp. 38–48, enero 2001.
- [2] T. Schmidl & D. Cox Donald, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM," *IEEE Transactions on communications*, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, 1997.
- [3] W. Espinoza, M. Freire, T. Chávez, J. Gómez, & B. Ramos, "Adaptación del algoritmo Schmidl & Cox a sistemas de portadora única en un canal inalámbrico," *INGENIUS*, no. 14, pp. 35-43, 2015.
- [4] J. Cioffi PhD, "Digital Communication II: Coding," 2005, ch. 11: Code Concatenation and Advanced Codes. Standfor University, pp. 254-307.
- [5] (2010) National Instruments Corporation. Consultado agosto 2016. [En línea]. Disponible: <http://forums.ni.com/t5/LabVIEW/text-to-bit-stream/td-p/1236834>
- [6] R. Heath PhD, "Digital Wireless Communications: Physical Layer Exploration Lab Using the NI USRP," pp. 99-138, 2011.
- [7] R. Caballero, "Uso de Códigos Convolutionales en redes colaborativas," Tesis de Ingeniería, Universidad Carlos III de Madrid, Madrid, España, pp. 6, 2009
- [8] NI USRP-292x/293x Datasheet, National Instruments Corporation, 2015.

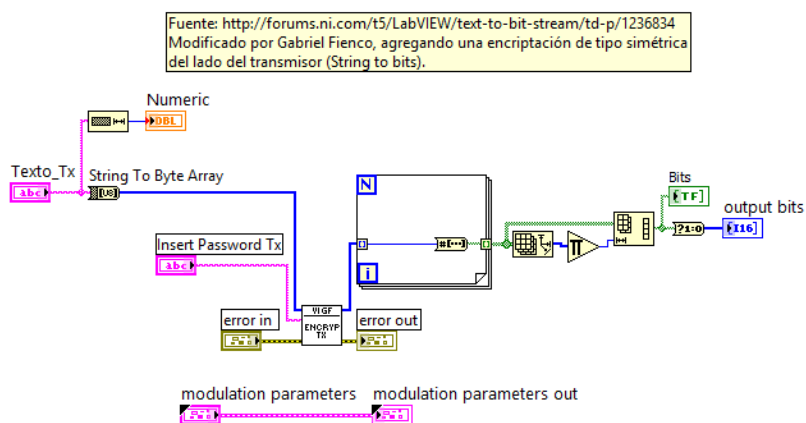
- [9] B. Ramos PhD, "Implementación de un sistema de transmisión y recepción inalámbrico usando LabVIEW y los NI USRPs," Examen complejo – proyecto práctico de la maestría en telecomunicaciones, Escuela Superior Politécnica del Litoral, Guayaquil, Ecuador, pp. 13, 2016.
- [10] E. Herreño, & O. Palomino, "Diseño y construcción de un modulador didáctico PSK basado en el procesador digital de señales 56F8323 de motorla," Tesis de Ingeniería, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia, pp. 26-29, 2005.
- [11] E. Chancay, & C. Chonillo, "Diseño, simulación, e implementación de la sincronización de la portadora y de la trama en sistemas OFDM," Tesis de Ingeniería, Escuela Superior Politécnica del Litoral, Guayaquil, Ecuador, 2013.
- [12] N. Marriwala, O. Sahu, & A. Vohra, "LabVIEW based design implementation of M-PSK transceiver using multiple forward error correction coding technique for software defined radio applications," Journal of Electrical and Electronic Engineering, vol. 2, no. 4, pp. 55-63, 2014.
- [13] (2011) National Instruments Corporation. Consultado agosto 2016. [En línea]. Disponible:<http://forums.ni.com/t5/LabVIEW/convolutional-interleaver/td-p/1789270>

- [14] A. Viterbi, & J. Omura, "Principles of digital communication and coding," 1979, McGraw-Hill Inc, chp. 4: Convolutional Coding and Digital Communication, pp. 227-284.

ANEXOS

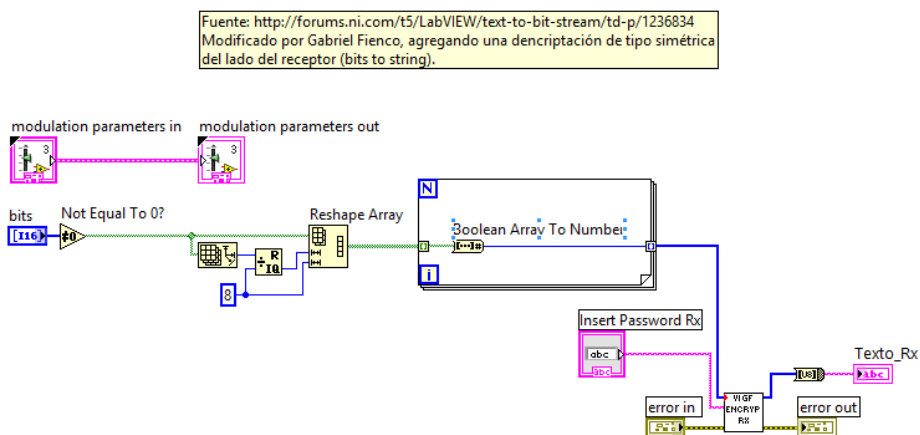
ANEXO 1

DIAGRAMA DE BLOQUES EN LABVIEW DE CONVERSIÓN DE TEXTO A BITS Y ENCRIPCIÓN



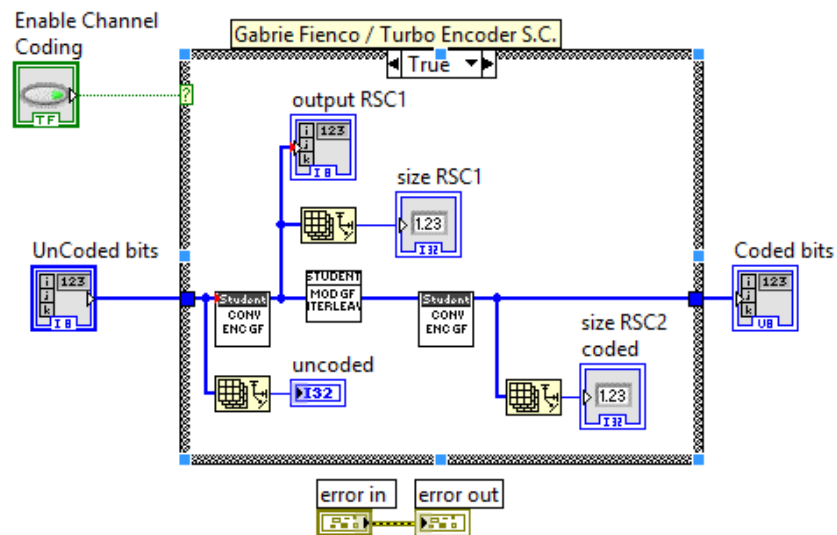
ANEXO 2

DIAGRAMA DE BLOQUES EN LABVIEW DE CONVERSIÓN DE BITS A TEXTO Y DESENCRIPTACIÓN



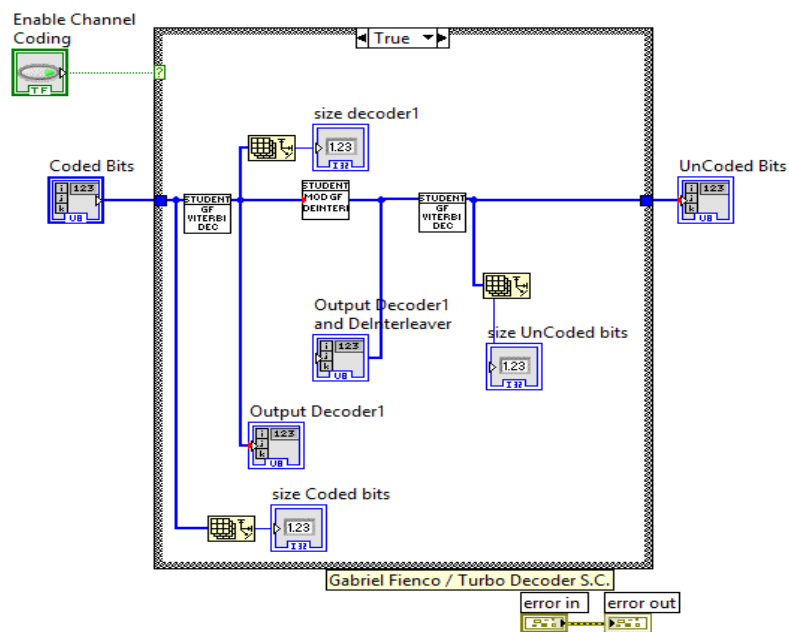
ANEXO 3

DIAGRAMA DE BLOQUES EN LABVIEW DEL TURBO CODIFICADOR



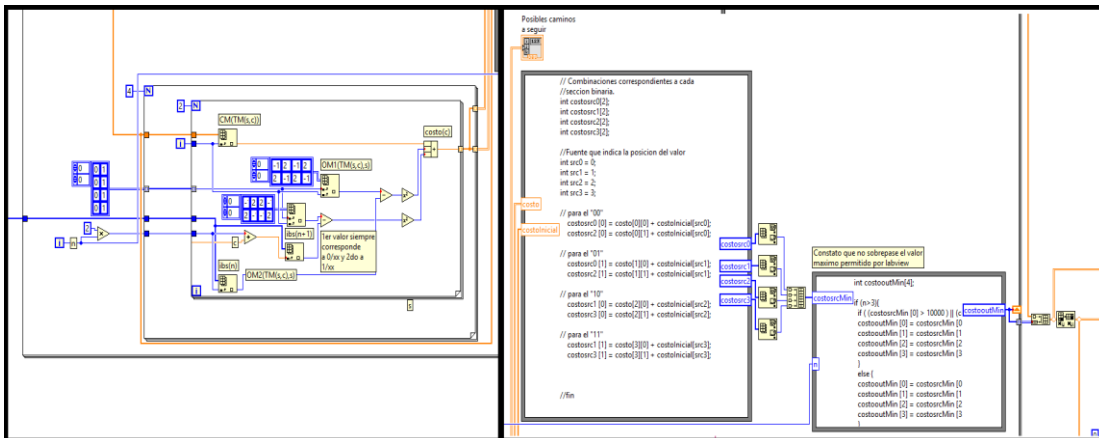
ANEXO 4

DIAGRAMA DE BLOQUES EN LABVIEW DEL TURBO DECODIFICADOR



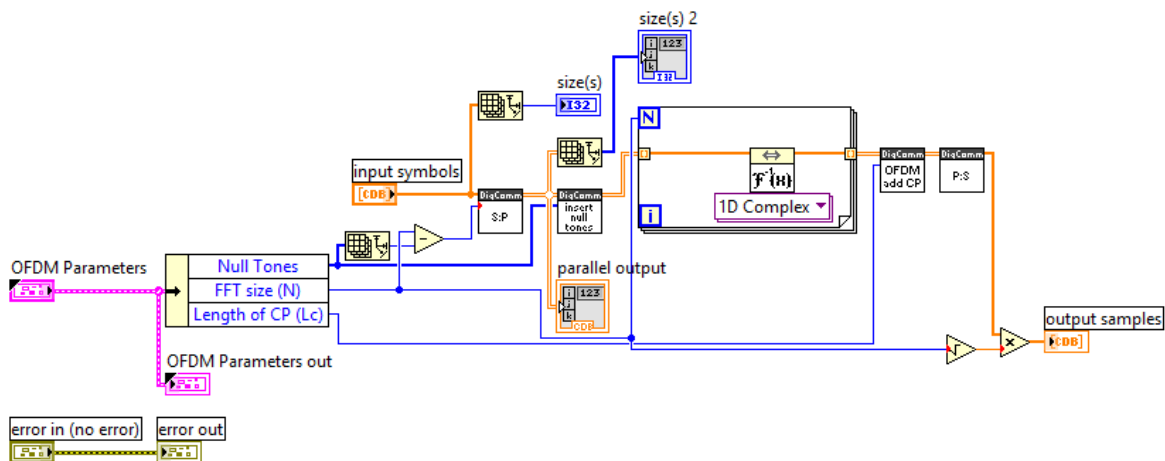
ANEXO 5

DIAGRAMA DE BLOQUES EN LABVIEW DEL DECODIFICADOR CONVOLUCIONAL



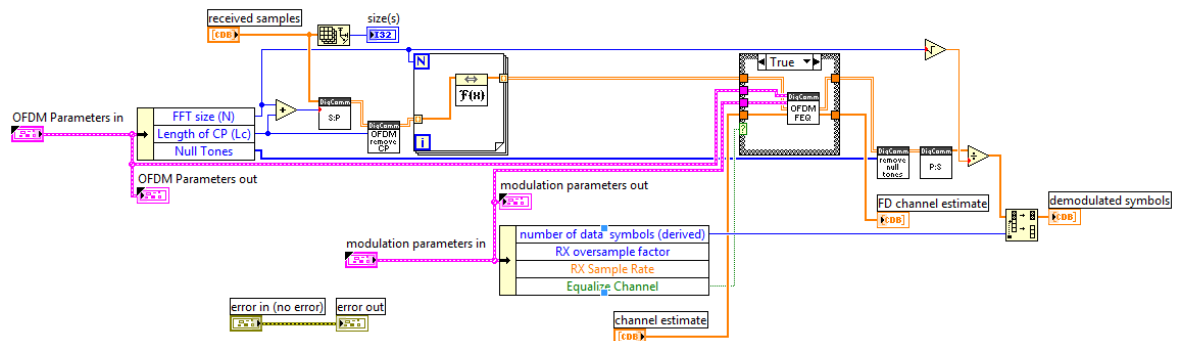
ANEXO 6

DIAGRAMA DE BLOQUES EN LABVIEW DE TRANSMISOR OFDM



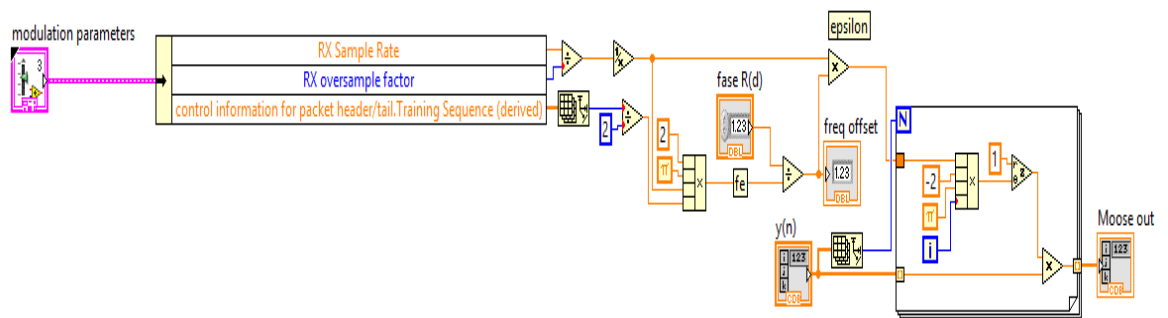
ANEXO 7

DIAGRAMA DE BLOQUES EN LABVIEW DEL RECEPTOR OFDM



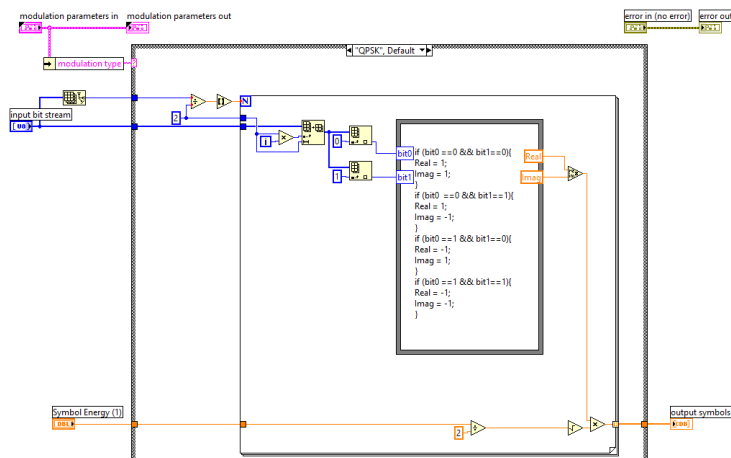
ANEXO 8

DIAGRAMA DE BLOQUES EN LABVIEW DEL ALGORITMO DE MOOSE



ANEXO 9

DIAGRAMA DE BLOQUES EN LABVIEW DEL MODULADOR QPSK



ANEXO 10

DIAGRAMA DE BLOQUES EN LABVIEW DEL MODULADOR 8-PSK

