



**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**



**Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación**

**ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DE SISTEMAS DE  
ECUALIZACIÓN LINEAL, SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO  
Y CÓDIGO DE CANAL CONVOLUCIONAL BAJO CANALES  
MULTIPASOS**

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

Previa a la obtención del Título de:

**MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES**

Presentado por:

**Gisella Marola Señalín Aguirre**

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO 2016

## **AGRADECIMIENTOS**

A Dios por siempre guiar cada uno de mis pasos; a mi hermosa familia y amado esposo, razones de mi existencia, por su amor y apoyo incondicional; al Dr. Boris Ramos, M.Sc. Carlos Valdivieso e Ing. Maricela Freire por la guía prestada en el desarrollo de este proyecto; a la Ing. Johana Pacheco y Lcda. Pilar Giler por su valiosa y oportuna colaboración y a todas las personas que hicieron posible la culminación con éxito de esta etapa de mi vida.

## **DEDICATORIA**

Dedico este trabajo con todo mi amor a Dios Todopoderoso, a mis madres Mercedes y Esperancita, a mi Esposo Alexis, a mis hermanos Julio y Priscila; ustedes son la mayor motivación e inspiración de cada uno de los días de mi existencia

## TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



---

Ph.D. Boris Ramos.

**EVALUADOR**



---

M.Sc. Carlos Valdivieso.

**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.



Gisella Marola Señalín Aguirre

C.I.: 0704823699

## RESUMEN

El sistema de comunicación inalámbrica implementado para el presente estudio enviará información real de tipo texto y utilizará las modulaciones 8PSK, 16QAM y 64QAM para transmitir y recibir la información. La codificación convolucional con tasa  $R = \frac{1}{2}$  y  $\frac{1}{3}$  permitirá detectar y corregir errores generados por el ruido y la distorsión introducidos por el medio de propagación.

En base al desarrollo de la investigación de la Comparación del rendimiento de Sistemas de ecualización lineal en Sistemas de Comunicaciones Inalámbricas bajo canales multipasos [1].

Este trabajo tiene como objetivo analizar el rendimiento de dos ecualizadores lineales directo y Zero- Forcing, cuando se modifican parámetros tales como esquemas de modulación y secuencias de entrenamiento.

Para lo cual se realizó un estudio con cuatro escenarios diferentes, utilizando el software de programación de LabVIEW y el equipo de National Instruments de USRP.

## CONTENIDO

<b>AGRADECIMIENTOS</b> .....	I
<b>DEDICATORIA</b> .....	II
<b>TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN</b> .....	III
<b>DECLARACIÓN EXPRESA</b> .....	IV
<b>ABREVIATURAS</b> .....	vii
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	viii
<b>LISTA DE TABLAS</b> .....	xi
<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	12
<b>1. MODULACIÓN</b> .....	13
1.1. Modulaci3n M-PSK.....	13
1.2. Modulaci3n M-QAM.....	14
<b>2. ECUALIZADORES</b> .....	16
2.1. Ecualizador de m3nimos cuadrados Directo .....	16
2.2. Ecualizador Zero-Forcing .....	19
<b>3. CODIFICACI3N CONVOLUCIONAL</b> .....	20
<b>4. SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO</b> .....	23
4.1. C3digo Frank.....	23
4.2. C3digo Willard .....	24
4.3. C3digo Gold .....	25
<b>5. CANAL MULTIPASO</b> .....	26
<b>6. CANAL REAL</b> .....	29
<b>7. RESULTADOS</b> .....	32
<b>8. AN3LISIS DE RESULTADOS</b> .....	42
<b>9. CONCLUSIONES</b> .....	55
<b>10. REFERENCIAS</b> .....	57
<b>ANEXOS</b> .....	58

## ABREVIATURAS

<b>USRP</b>	Universal Software Radio Peripheral
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio
<b>BER</b>	Bit Error Rate
<b>PSK</b>	Phase-Shift Keying
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 1. Constelación esquema de modulación 8 PSK.....	14
Fig. 2. Constelación esquema de modulación 16 QAM.....	15
Fig. 3. Constelación esquema de modulación 64 QAM.....	15
Fig. 4. Ecualizador Directo [2].....	17
Fig. 5. Ecualizador Zero Forcing [2].....	19
Fig. 6. Registro de desplazamiento codificador convolucional [4] .....	20
Fig. 7. Diagrama de Trellis para un codificador convolucional [5].....	21
Fig. 8. Perfil de retardo de potencia, pasos generados por el canal multipaso para un ambiente Outdoor A .....	28
Fig. 9. Perfil de retardo de potencia, pasos generados por el canal multipaso para un ambiente Outdoor B .....	28
Fig. 10. Perfil de retardo de potencia para un ambiente Real antenas separadas 1 metro de distancia.....	29
Fig. 11. Esquema de modelo real basado en ambiente indoor (Laboratorio de simulación telecomunicaciones) antenas separadas a 1 metro.....	30
Fig. 12. Perfil de retardo de potencia para un ambiente Real antenas separadas 1.67 metros de distancia.....	30
Fig. 13. Esquema de modelo real basado en ambiente indoor (Laboratorio de simulación telecomunicaciones) antenas separadas a 1.67 metros.....	31
Fig.14. BER vs. SNR de un sistema con ecualizador directo/zero-forcing, secuencia entrenamiento Frank longitud 16 para un esquema de modulación 8PSK, distancia entre antenas 1.67 metros. ....	33
Fig.15. BER vs. SNR de un sistema 16 QAM con ecualizador directo y diferentes secuencias de entrenamiento, distancia entre antenas 1 metro. ....	34
Fig.16. BER vs. SNR de un sistema 16 QAM con ecualizador zero-forcing y diferentes secuencias de entrenamiento, distancia entre antenas 1 metro. ....	34
Fig.17. BER vs. SNR de un sistema con diferentes esquemas de modulación, con ecualizador zero-forcing y secuencia de entrenamiento Willard longitud 11, canal Outdoor B. ....	35

Fig.18. BER vs. SNR de un sistema 8PSK, con ecualizador Directo y secuencia de entrenamiento Gold longitud 37, canal Outdoor A, con tasa de codificación de canal convolucional $R= \frac{1}{2}$ , $\frac{1}{3}$ y sin codificación de canal.....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
Fig.19. BER vs. SNR de un sistema 64QAM, con ecualizador Directo y secuencia de entrenamiento Willard longitud 11, canal Outdoor B. ....	36
Fig. 20. Perfil de retardo de potencia canal Outdoor A, Tiempo de símbolo 0.2 us.....	37
Fig. 21. Perfil de retardo de potencia canal Outdoor A, Tiempo de símbolo 0.2 us, con pasos nulos $0+0i$ .....	38
Fig. 22. Perfil de retardo de potencia canal Outdoor B, Tiempo de símbolo 0.1 us.....	39
Fig.23. $R_b$ vs. SNR de un sistema 8PSK para canal Outdoor A y B .....	41
Fig.24. Constelación transmitida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, con codificación convolucional tasa $R=1/2$ , $1/3$ y sin codificación convolucional, ecualizador directo, en un canal Outdoor A con todos sus pasos.....	42
Fig.25. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, sin codificación convolucional, ecualizador directo, con los efectos generados por el canal Outdoor A.....	43
Fig.26. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, con codificación convolucional tasa $R=1/2$ , ecualizador directo, con los efectos generados por el canal Outdoor A.....	44
Fig.27. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, con codificación convolucional tasa $R=1/3$ , ecualizador directo, con los efectos generados por el canal Outdoor A.....	45
Fig.28. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK en escenario en el que no predomina el ruido y si la interferencia intersimbólica, con codificación convolucional tasa $R=1/3$ , ecualizador Zero-Forcing, con los efectos generados por el canal Outdoor A.....	46
Fig.29. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, con codificación convolucional tasa $R=1/3$ , ecualizador Directo, con los efectos generados por todos los pasos del canal Outdoor A. ....	47
Fig.30. Perfil de Potencias Canal Outdoor con 2 pasos. ....	48

Fig.31. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, con codificación convolucional tasa $R=1/3$ , ecualizador Directo, con los efectos generados por 2 pasos del canal Outdoor A. ....	49
Fig.32. Constelación transmitida Sistema de Comunicación con modulación 16 QAM, con codificación convolucional tasa $R=1/3$ , ecualizador Directo, Secuencia de entrenamiento Willard Longitud 11, un canal Outdoor B.....	50
Fig.33. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 16 QAM, con codificación convolucional tasa $R=1/3$ , ecualizador Directo, Secuencia de entrenamiento Willard Longitud 11, con efectos generados por el canal Outdoor B.....	51
Fig.34. Constelación transmitida Sistema de Comunicación con modulación 64 QAM, ecualizador Directo, Secuencia de entrenamiento Gold Longitud 31, en un canal Outdoor B.....	52
Fig.35. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 64 QAM, ecualizador Directo, sin codificación convolucional, secuencia de entrenamiento Gold Longitud 31, en un canal Outdoor B.....	53
Fig.36. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 64 QAM, ecualizador Directo, con codificación convolucional tasa $R=1/2$ , secuencia de entrenamiento Gold Longitud 31, en un canal Outdoor B....	53
Fig.37. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 64 QAM, ecualizador Directo, con codificación convolucional tasa $R=1/3$ , secuencia de entrenamiento Gold Longitud 31, en un canal Outdoor B....	54

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Código Willard [7] .....	24
Tabla 2. Código Gold para distintos valores iniciales en los registros [8]. .	25
Tabla 3. Perfil de retardo de Potencia de un canal para un ambiente Outdoor A .....	26
Tabla 4. Perfil de retardo de Potencia de un canal para un ambiente Outdoor B .....	27

## INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones inalámbricas tienen el desafío de transmitir información a altas tasas de transmisión con mínima interferencia entre símbolos. Pero a medida que la señal es transmitida esta se desvanece por factores externos como dispersión, reflexiones, difracción y pérdidas de paso, creándose de esta manera múltiples caminos de propagación entre el transmisor y el receptor. El objetivo del diseño de los sistemas de ecualización es eliminar la interferencia entre símbolos mediante el procesamiento o filtrado de la señal.

Debido al ruido introducido por el canal de comunicaciones, se producen también errores en la transmisión que impiden al receptor recuperar la señal que se ha transmitido libre de errores. Para lo cual es necesario utilizar técnicas de codificación de canal que permitan mejorar el desempeño del sistema, mediante la detección y corrección de errores, disminuyendo de esta manera la probabilidad de recibir un símbolo diferente al símbolo transmitido, mitigando de esta manera la tasa de errores.

# 1. MODULACIÓN

Modulación es un proceso mediante el cual se inserta una señal moduladora para obtener una variación de alguno de los parámetros de la señal portadora, ya sea: Amplitud, Fase o Frecuencia; siendo importante la aplicación de una modulación ya que permite obtener información de calidad gracias a la capacidad de proteger la información transmitida ante el ruido.

En esta ocasión se ha utilizado las modulaciones 8PSK, 16QAM y 64 QAM, a continuación se detalla brevemente cada una de ellas.

## 1.1. Modulación M-PSK

En este esquema de modulación toda la información está codificada en la fase de la señal transmitida, entonces durante un periodo de símbolo tiene la siguiente forma:

$$s_i(t) = s_{i1} \cos(2\pi f_c t) - s_{i2} \sin(2\pi f_c t) \quad (1)$$

En el análisis de este proyecto como se indicó anteriormente se empleará la modulación 8PSK. Esta modulación consiste en la variación de la fase de la señal portadora, sin alterar la amplitud ni la frecuencia de la misma,

codificando bits de información digital en cada cambio de fase, a una tasa de 3 bits por símbolo.

En 8-PSK se requieren de ocho fases como se indica en la figura 1.

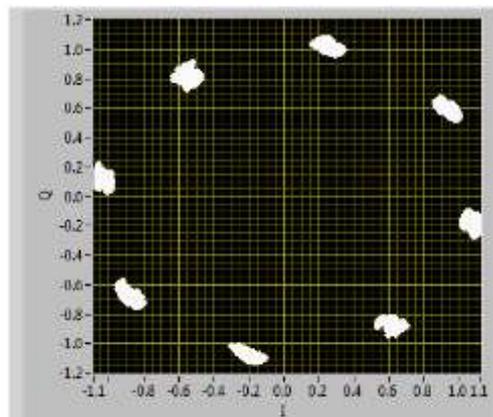


Fig. 1. Constelación esquema de modulación 8 PSK.

## 1.2. Modulación M-QAM

Este esquema de modulación codifica la información en la amplitud y en la fase de la señal transmitida, el principio de este esquema de modulación mejora la eficiencia espectral, superando de tal manera el rendimiento de otros esquemas de modulación como MPAM y MPSK.

Permite codificar la información a una mayor cantidad de bits por símbolo, en el caso de 16 QAM transmite 4 bits por símbolos y en 64 QAM transmite 6 bits por símbolo [8].

La señal transmitida en QAM durante un periodo de símbolo  $T_s$  tiene la siguiente forma:

$$s_i(t) = A_i \cos(\phi_i) \cos(2\pi f_c t) - A_i \sin(\phi_i) \sin(2\pi f_c t) \quad (2)$$

En las figuras 2 y 3 se puede observar las constelaciones de las modulaciones 16 QAM y 64 QAM respectivamente.

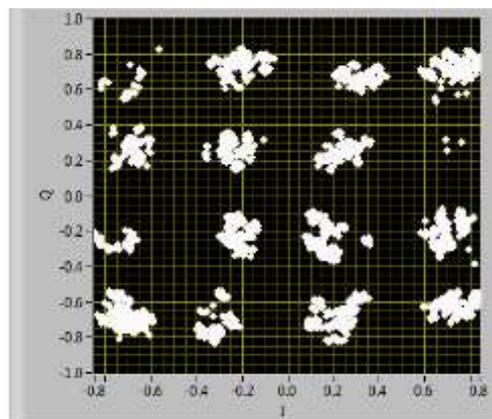


Fig. 2. Constelación esquema de modulación 16 QAM.

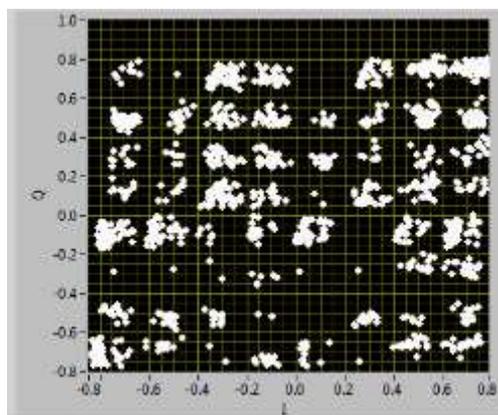


Fig. 3. Constelación esquema de modulación 64 QAM.

## 2. ECUALIZADORES

Un ecualizador lineal es un filtro digital que proporciona una inversa aproximada de la respuesta de canal con el objetivo de mitigar los efectos de la interferencia entre símbolos y distorsión del canal que se introduce por un canal a consecuencia de múltiples caminos de propagación, permitiendo de esta manera la recuperación de los símbolos transmitidos.

Para el presente análisis se emplearán los ecualizadores lineales que se detallan a continuación:

### 2.1. Ecualizador de mínimos cuadrados Directo

Este ecualizador obtiene los coeficientes del ecualizador óptimos para tener un desempeño del sistema más robusto mediante el mínimo error cuadrático medio.

El diseño del estimador del ecualizador directamente de la secuencia recibida puede ser un método más eficiente si este método requiere únicamente formular un solo problema de estimación de mínimos cuadrados como se indica en la figura 4.

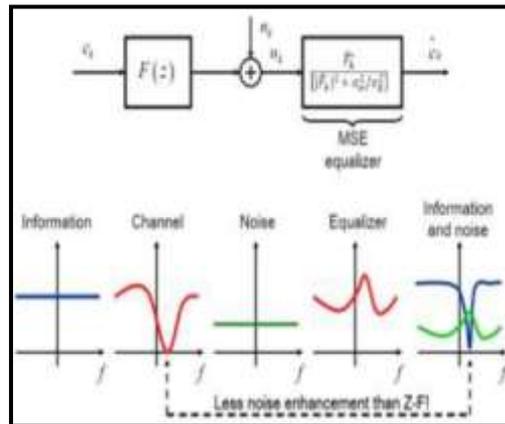


Fig. 4. Ecuador Directo [2].

El ecualizador se encuentra directamente de la secuencia de entrenamiento, tal enfoque es un tanto más robusto al ruido.

Considere la señal recibida después de la ecualización lineal con retardo  $n_d$ :

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

Suponga que  $s[n] = t[n]$  para  $n = 0, 1, \dots, N_T$  es una secuencia de entrenamiento conocida. Entonces

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

Ahora rescribiendo la Ecuación (3) con la secuencia de entrenamiento ya conocida:

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

Para  $n = 0, 1, \dots, N_t$ .

Ahora construyendo una ecuación lineal:

$$\begin{bmatrix} t[0] \\ \vdots \\ t[N_t - 1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y[n_d] & \cdots & y[n_d - L_f] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y[n_d + N_t - 1] & \cdots & s[n_d + N_t - L_f] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{nd}[0] \\ \vdots \\ f_{nd}[L_f] \end{bmatrix} \quad (5)$$

Resolviendo bajo la asunción que  $Y$  es de rango completo, lo cual es razonable en presencia del ruido, la solución de mínimos cuadrados es:

$$\hat{f}_{nd} = (Y_{nd}^* Y_{nd})^{-1} Y_{nd}^* t \quad (6)$$

El error cuadrático es medido como  $[nd] = \|t - \hat{Y}_{nd} \hat{f}_{nd}\|^2$ . El error cuadrático puede ser minimizado nuevamente al escoger un  $nd$  tal que  $[nd]$  sea mínimo.

Para asegurar que  $Y$  sea cuadrada o rectangular de la forma  $N > M$  requerirá que  $L_f \leq N_t - 1$ . Por lo que, la longitud de la secuencia de entrenamiento determinará la longitud del ecualizador. En el método directo evade la propagación del error donde el canal estimado es usado para calcular el ecualizador estimado; con una secuencia de entrenamiento  $N_t$  grande el método directo es más eficiente [3].

## 2.2. Ecuador Zero-Forcing

También llamado ecualizador de mínima distorsión de pico (mínimum peak distortion), es un algoritmo de ecualización lineal muy eficiente en sistemas de comunicaciones. El proceso de ecualización de este algoritmo consiste en aplicar la inversa de la respuesta de frecuencia del canal a la señal recibida como se indica en la figura 5, para de esta manera reducir a cero la Interferencia entre símbolos en un ambiente o escenario libre de ruido.

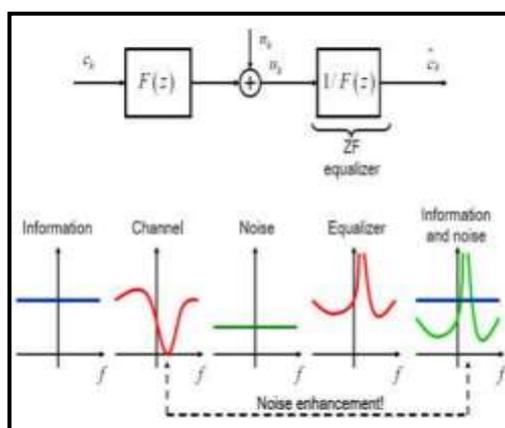


Fig. 5. Ecuador Zero Forcing [2].

Para un canal con respuesta en frecuencia  $F(f)$ , el ecualizador Zero Forcing  $C(f)$ , está constituido de la siguiente manera:

$$C(f) = \frac{1}{F(f)} \quad (7)$$

Entonces la combinación del canal y el ecualizador proporciona una respuesta de frecuencia plana y una fase lineal  $C(f)F(f) = 1$  [2].

### 3. CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL

En sistemas de comunicaciones inalámbricas las señales son susceptibles a errores debido a diferentes factores, entre ellos el ruido y la distorsión introducidos por el canal o medio de propagación, por lo cual es necesario el uso de diferentes técnicas de detección y corrección de errores como la codificación convolucional para garantizar la correcta transmisión de la información.

El funcionamiento de esta codificación se centra en el uso de una memoria o registro de desplazamiento y sumadores en módulo 2 en el codificador como se indica en la figura 6, que posibilita que cada una de las secuencias codificadas dependa tanto de las secuencias actuales como de las secuencias anteriores, permitiendo que los símbolos a la salida del codificador sean interdependientes.

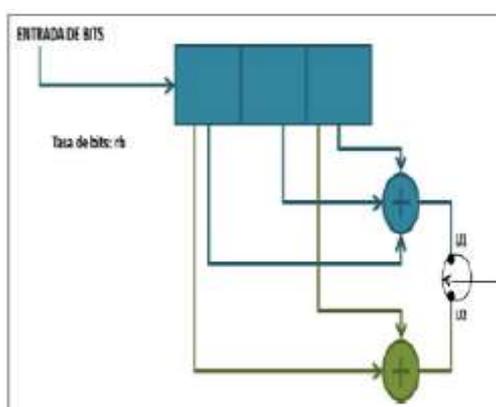


Fig. 6. Registro de desplazamiento codificador convolucional [4]

Los tres parámetros principales de un código convolucional son  $(n, k, m)$ . El parámetro  $n$ , indica la cantidad de bits a la salida del codificador;  $k$  indica la cantidad de bits antes de entrar al codificador y el parámetro  $m$  indica la cantidad de bits en los registros de memoria. La eficiencia de codificación está establecida por la tasa de código que es igual a  $\frac{k}{n}$ .

El diagrama de trellis permite representar gráficamente la codificación convolucional de una manera sencilla y facilitando su interpretación en comparación a otros métodos de representación tales como: diagrama de árbol, diagrama de estado, etc.; además que facilita el proceso de decodificación.

En la figura 7 se muestra diagrama de trellis para un codificador convolucional.

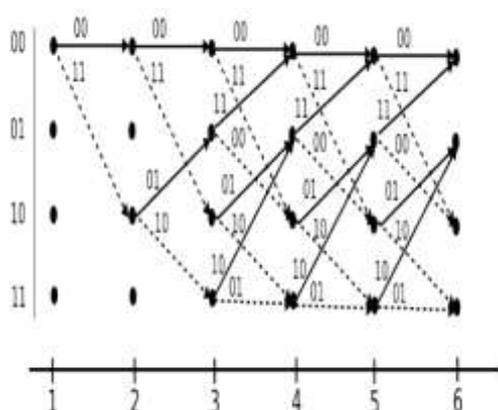


Fig. 7. Diagrama de Trellis para un codificador convolucional [5]

Para la decodificación convolucional se utiliza el algoritmo de Viterbi, el cual basa su funcionamiento en el cálculo de la menor distancia de hamming entre la secuencia transmitida y todas las posibles transiciones del estado actual, encontrando de esta manera el camino con mínimo error.

## 4. SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO

Es una señal pseudo aleatoria o de longitud fija con un patrón de bits preestablecidos que es insertada previo a la secuencia de bits de información. Es generada por el transmisor y conocida por el receptor, de tal manera que permite que un ecualizador que se encuentra en el receptor pueda estimar los valores de coeficientes de filtro y de canal óptimos para realizar una correcta compensación del canal.

Para el presente análisis se emplearán las secuencias de entrenamiento que se detallan a continuación:

### 4.1. Código Frank

Este código posee propiedades de auto correlación periódica y cros correlación, sin embargo el número de secuencias de Frank disponibles para una longitud  $L$  es relativamente pequeño.

Las secuencias de Frank  $F = \{f^{(1)}, \dots, f^{(r)}, \dots, f^{(q-1)}\}$  son secuencias polifásicas de longitud  $L = q^2$ , donde  $q$  es la cantidad de elementos de la secuencia

$$f^{(r)} = (f_0^{(r)}, f_1^{(r)}, \dots, f_{L-1}^{(r)})$$

$$f_n^{(r)} = f_{jq+k}^{(r)} = e^{\frac{j2\pi}{4}rkj}, 0 \leq k, j < q \quad (r, q) = 1$$

Donde  $0 \leq n \leq q^2 - 1$  y  $q$  es un entero [6].

#### 4.2. Código Willard

Estos códigos bajo ciertas condiciones ofrecen un mejor desempeño que los códigos Barker.

Tabla 1. Código Willard [7]

Willard Sequence	
3	110
4	1100
5	11010
7	1110100
11	11101101000
13	1111100101000

Las versiones invertidas o bits invertidos de los códigos que figuran en la tabla 1 se pueden utilizar, ya que todavía mantienen las propiedades de auto correlación deseadas [7].

### 4.3. Código Gold

Las secuencias de Gold son generadas mediante la suma módulo-2 de dos M-Secuencias (Secuencias preferidas) de igual longitud, la auto correlación cruzada de estas secuencias es menor que el de las M-secuencias [8].

Tabla 2. Código Gold para distintos valores iniciales en los registros [8].

Estado inicial reg.1	Estado inicial reg.2	Estado inicial reg.3
111	111	0000110
111	110	1001101
111	101	0101000
111	010	1011010
111	100	1100011
111	001	0111111
111	011	0010001
111	000	1110100
000	111	1110010

## 5. CANAL MULTIPASO

Para representar los múltiples caminos de propagación de la señal que se producen entre el transmisor y el receptor se empleará el modelo de canal multipaso para agregar el efecto de desvanecimiento multipaso (que provocará distorsión y atenuación a la señal) y los perfiles de retardo de potencia del canal que se detallan en la siguiente tabla:

Tabla 3. Perfil de retardo de Potencia de un canal para un ambiente Outdoor

A

<b>Canal A</b>	
<b>Delay (uSec)</b>	<b>Avg Power (dB)</b>
<b>0.0</b>	0.0
<b>0.2</b>	-2.0
<b>0.4</b>	-10.0
<b>0.6</b>	-20.0

Tabla 4. Perfil de retardo de Potencia de un canal para un ambiente Outdoor  
B

<b>Canal B</b>	
<b>Delay (uSec)</b>	<b>Avg Power (dB)</b>
<b>0.0</b>	0.0
<b>0.1</b>	-4.0
<b>0.2</b>	-8.0
<b>0.3</b>	-12.0
<b>0.4</b>	-16.0
<b>0.5</b>	-20.0

En las siguientes gráficas se puede observar los pasos generados por el canal multipaso para un ambiente Outdoor A, Outdoor B y Real respectivamente:

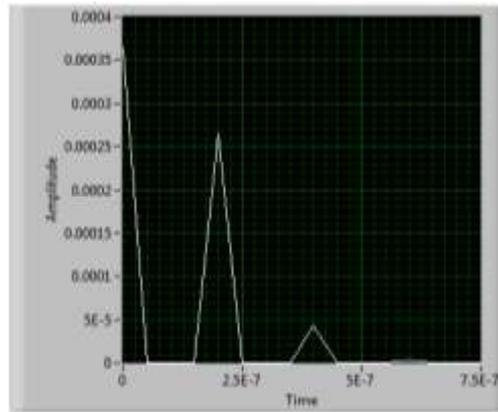


Fig. 8. Perfil de retardo de potencia, pasos generados por el canal multipaso para un ambiente Outdoor A

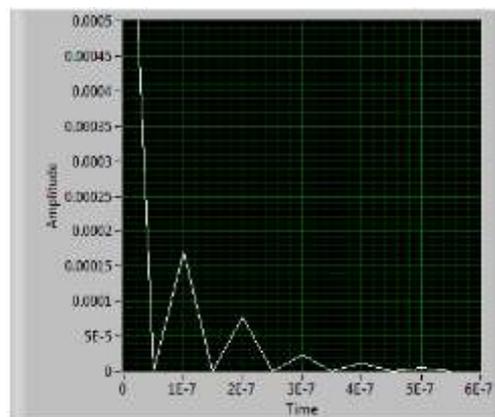


Fig. 9. Perfil de retardo de potencia, pasos generados por el canal multipaso para un ambiente Outdoor B

## 6. CANAL REAL

Se implementaron 2 canales reales, para lo cual se procedió a separar las antenas omnidireccionales a 1.00 y 1.67 metros, a una misma altura de 0.90 metros respecto al piso y apuntando hacia el tumbado.

Las pruebas se realizaron en las instalaciones del laboratorio de simulación de telecomunicaciones basado en un ambiente indoor.

En la figura 10 se muestra la gráfica del perfil de retardo de potencia para un canal real con antenas separadas a 1 metro de distancia.

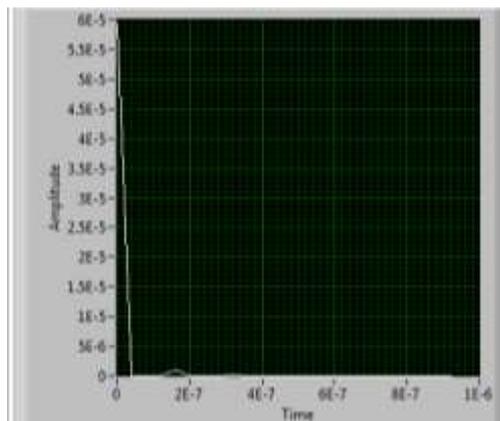


Fig. 10. Perfil de retardo de potencia para un ambiente Real antenas separadas 1 metro de distancia

Para modelar los pasos generados en la figura 10 se utilizaron las medidas del laboratorio de simulación de telecomunicaciones las se muestran en el figura 11.

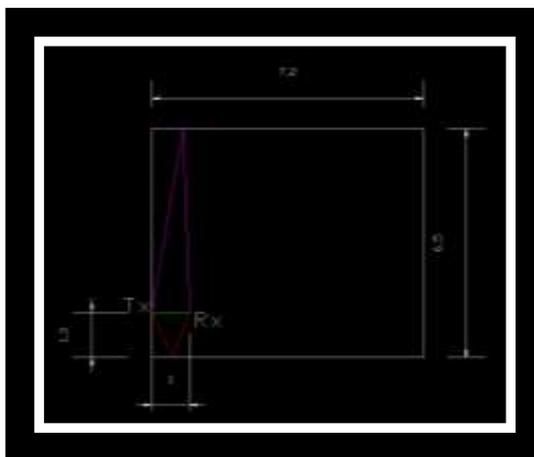


Fig. 11. Esquema de modelo real basado en ambiente indoor (Laboratorio de simulación telecomunicaciones) antenas separadas a 1 metro.

En la figura 12 se muestra la gráfica del perfil de retardo de potencia para un canal real con antenas separadas a 1.67 metros de distancia.

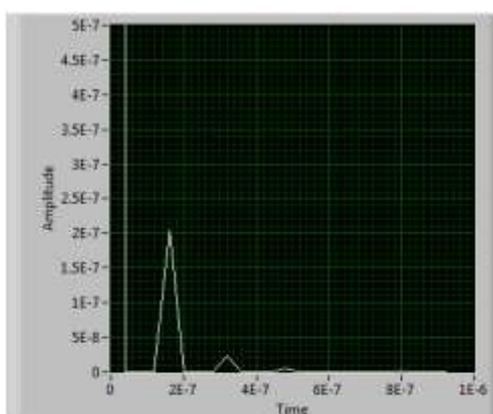


Fig. 12. Perfil de retardo de potencia para un ambiente Real antenas separadas 1.67 metros de distancia

En la figura 13 se muestra un esquema de modelo real basado en un ambiente indoor para un canal real con antenas separadas a 1.67 metros de distancia.

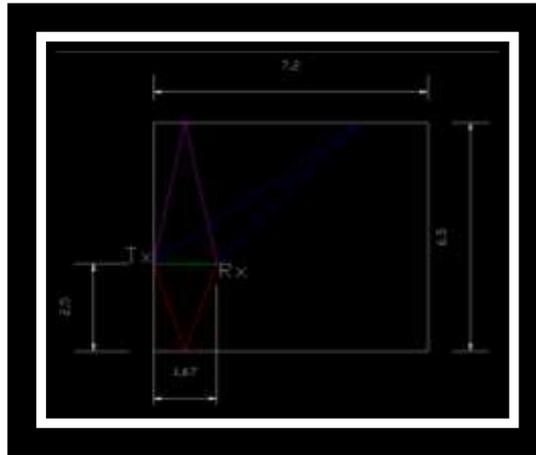


Fig. 13. Esquema de modelo real basado en ambiente indoor (Laboratorio de simulación telecomunicaciones) antenas separadas a 1.67 metros.

## 7. RESULTADOS

El sistema de comunicación inalámbrica implementado para el presente estudio enviará información real de tipo texto y utilizará las modulaciones 8PSK, 16QAM y 64QAM para transmitir y recibir la información. La codificación convolucional con tasa  $R = \frac{1}{2}$  y  $\frac{1}{3}$  permitirá detectar y corregir errores generados por el ruido y la distorsión introducidos por el medio de propagación.

Para mitigar efectos de canal generados por el esparcimiento de retrasos multipasos se utilizarán dos ecualizadores, directo y zero-forcing, junto con diferentes secuencias de entrenamiento para analizar el rendimiento de los mismos.

La figura 14 muestra los valores de BER para diferentes niveles de SNR en dB de un sistema de comunicaciones inalámbricas con esquema de modulación 8PSK, ecualizador directo y zero-forcing y secuencia de entrenamiento Frank de longitud 16 considerando el impacto de un canal real, considerando que las antenas de los equipos se encuentran separadas a una distancia de 1.67 metros.

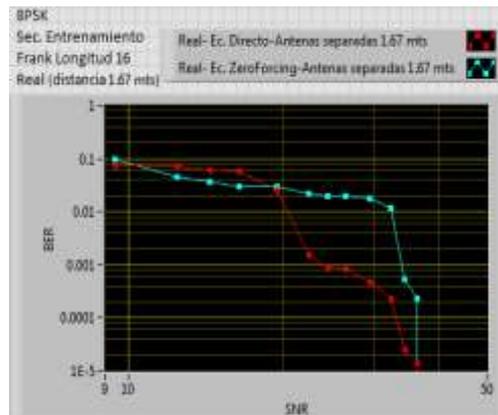


Fig.14. BER vs. SNR de un sistema con ecualizador directo/zero-forcing, secuencia entrenamiento Frank longitud 16 para un esquema de modulación 8PSK, distancia entre antenas 1.67 metros.

En la figuras 15 y 16 se muestran los valores de BER para diferentes niveles de SNR en dB de un sistema de comunicación inalámbrica con esquema de modulación 16QAM, en un ambiente real con antenas separadas un metro de distancia. Se analizara el comportamiento de los ecualizadores directo zero-forcing con las secuencias de entrenamiento Frank longitud 16, Willard longitud 11 y Gold longitud 15 respectivamente.

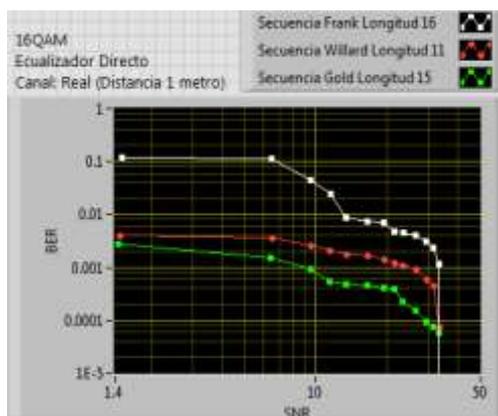


Fig.15. BER vs. SNR de un sistema 16 QAM con ecualizador directo y diferentes secuencias de entrenamiento, distancia entre antenas 1 metro.

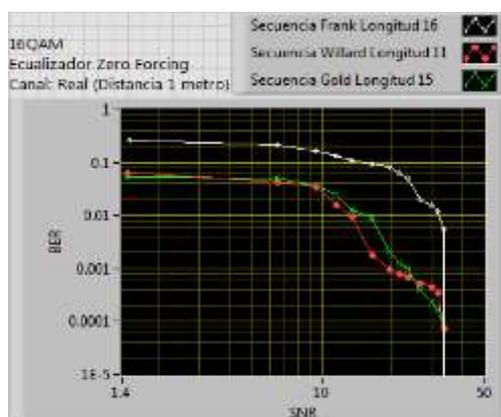


Fig.16. BER vs. SNR de un sistema 16 QAM con ecualizador zero-forcing y diferentes secuencias de entrenamiento, distancia entre antenas 1 metro.

En la figura 17 se muestra el comportamiento de las modulaciones 8PSK, 16QAM y 64 QAM considerando el impacto de un canal multipaso Outdoor B, para mitigar los efectos de canal se utiliza el ecualizador zero-forcing y una secuencia de entrenamiento Willard longitud 11.

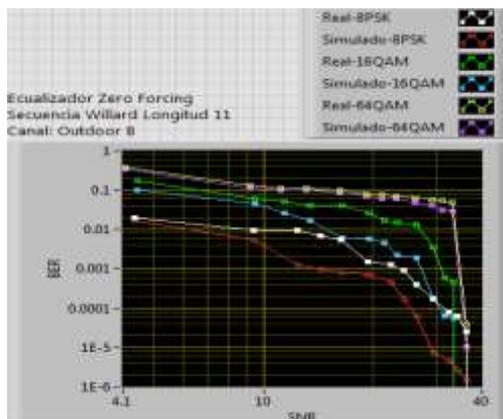


Fig.17. BER vs. SNR de un sistema con diferentes esquemas de modulación, con ecualizador zero-forcing y secuencia de entrenamiento Willard longitud 11, canal Outdoor B.

En la figura 18 se observa el comportamiento y rendimiento de un sistema 8 PSK, ecualizador directo, secuencia entrenamiento Gold longitud 31, considerando el impacto de un canal multipaso Outdoor A, con una tasa de codificación de canal convolucional  $R=1/2$ ,  $1/3$  y sin codificación de canal.

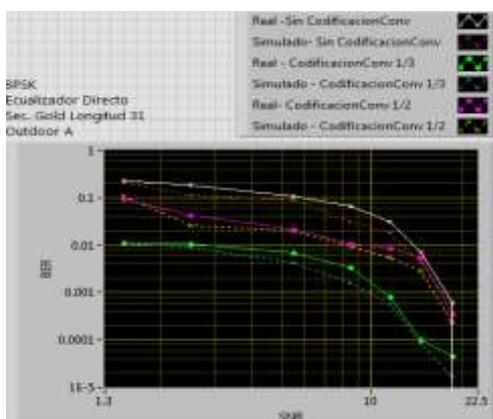


Fig.18. BER vs. SNR de un sistema 8PSK, con ecualizador Directo y secuencia de entrenamiento Gold longitud 31, canal Outdoor A, con tasa de codificación de canal convolucional  $R=1/2$ ,  $1/3$  y sin codificación de canal.

En la figura 19 se observa el desempeño del sistema comunicaciones inalámbricas con esquema de modulación 64 QAM, ecualizador directo, secuencia entrenamiento Willard longitud 11, considerando el impacto de un canal multipaso Outdoor B.

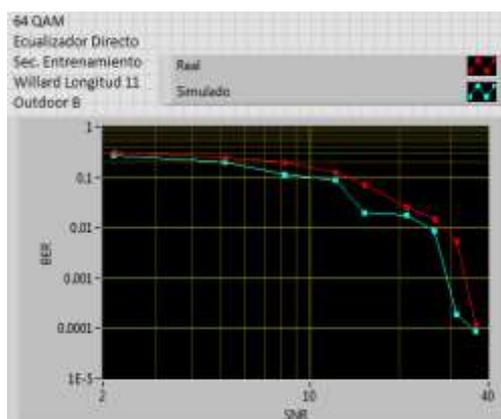


Fig.19. BER vs. SNR de un sistema 64QAM, con ecualizador Directo y secuencia de entrenamiento Willard longitud 11, canal Outdoor B.

Con un sistema comunicaciones inalámbricas con esquema de modulación 8 PSK, ecualizador directo, secuencia entrenamiento Gold longitud 31, considerando el impacto de los canales multipaso Outdoor A y B se procederá a obtener la gráfica  $R_b$  vs. SNR.

Para obtener la gráfica  $R_b$  Vs SNR para el canal Outdoor A, debemos considerar que el tiempo de símbolo es 0.2  $\mu$ s como se puede observar en la figura 20.

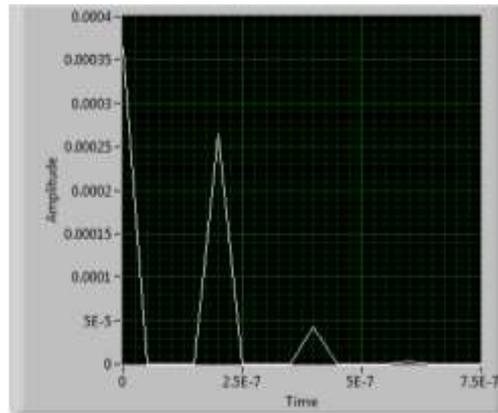


Fig. 20. Perfil de retardo de potencia canal Outdoor A, Tiempo de símbolo 0.2 us.

Por lo tanto la tasa de símbolo es igual a 5 Mbps, como el esquema de modulación 8PSK transmite 3 bits por símbolos, multiplicamos la tasa de simbolo por el número de bits por símbolos, obteniendo una tasa de bits  $R_b$  (número de bits que se transmiten en un tiempo  $T$ ) igual a 15 Mbps. A continuación se detallan los cálculos:

$$T_{\text{símbolo}} = 0.2 \mu\text{s}$$

$$R_{\text{símbolo}} = \frac{1}{T_{\text{símbolo}}} = 5 \text{ Mbps}$$

$$R_b = R_{\text{símbolo}} * \text{num de bits por símbolo} = 5 \text{ Mbps} * 3$$

$$R_b = 15 \text{ Mbps}$$

Ahora para variar el tiempo de símbolo del canal Outdoor A, agregamos pasos nulos  $0+0i$ , de esta manera estamos variando el tiempo de símbolo, sin alterar el comportamiento del canal como se indica en la figura 21.

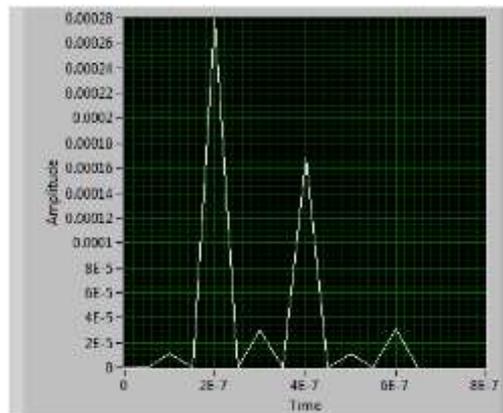


Fig. 21. Perfil de retardo de potencia canal Outdoor A, Tiempo de símbolo 0.2 us, con pasos nulos 0+0i

Al agregar los pasos nulos 0+0i el tiempo de símbolo es igual a 0.1 us, por lo tanto la tasa de símbolo es igual a 10 Mbps, como el esquema de modulación 8PSK transmite 3 bits por símbolos, multiplicamos la tasa de símbolo por el número de bits por símbolos, obteniendo una tasa de bits  $R_b$  (número de bits que se transmiten en un tiempo T) igual a 30 Mbps. A continuación se detallan los cálculos:

$$T_{\text{símbolo}} = 0.1 \mu\text{s}$$

$$R_{\text{símbolo}} = \frac{1}{T_{\text{símbolo}}} = 10 \text{ Mbps}$$

$$R_b = R_{\text{símbolo}} * \text{num de bits por símbolo} = 10 \text{ Mbps} * 3$$

$$R_b = 30 \text{ Mbps}$$

Para seguir variando el tiempo de símbolo sin alterar el comportamiento del canal, se debería agregar otro paso nulo de tal manera que el tiempo de símbolo sea igual a 0.05 us, obteniendo de esta manera una Tasa de

símbolo igual 20 Mbps, obteniendo de esta manera una tasa de bits  $R_b$  igual a 60 Mbps. A continuación se detallan los cálculos:

$$T_{\text{símbolo}} = 0.05 \mu\text{s}$$

$$R_{\text{símbolo}} = \frac{1}{T_{\text{símbolo}}} = 20 \text{ Mbps}$$

$$R_b = R_{\text{símbolo}} * \text{num de bits por símbolo} = 20 \text{ Mbps} * 3$$

$$R_b = 60 \text{ Mbps}$$

Como se puede observar la tasa de símbolo obtenida es igual a 20 Mbps, no se puede transmitir a tasas mayores o iguales a 20 Mbps debido a las especificaciones técnicas de los equipos.

Para obtener la gráfica  $R_b$  Vs SNR para el canal Outdoor B, debemos considerar que ahora el tiempo de símbolo es 0.1 us como se puede observar en la figura 22.

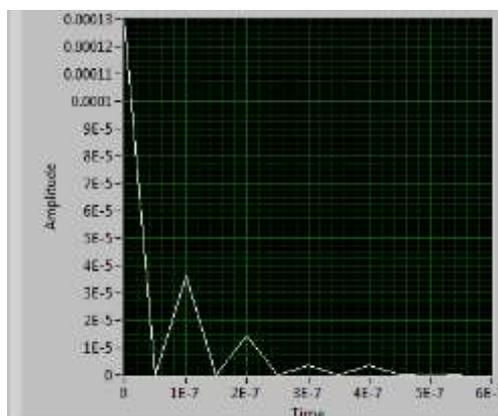


Fig. 22. Perfil de retardo de potencia canal Outdoor B, Tiempo de símbolo 0.1 us.

Por lo tanto la tasa de símbolo es igual a 10 Mbps, como el esquema de modulación 8PSK transmite 3 bits por símbolos, multiplicamos la tasa de símbolo por el número de bits por símbolos, obteniendo una tasa de bits  $R_b$  (número de bits que se transmiten en un tiempo  $T$ ) igual a 30 Mbps. A continuación se detallan los cálculos:

$$T_{\text{símbolo}} = 0.1 \mu\text{s}$$

$$R_{\text{símbolo}} = \frac{1}{T_{\text{símbolo}}} = 10 \text{ Mbps}$$

$$R_b = R_{\text{símbolo}} * \text{num de bits por símbolo} = 10 \text{ Mbps} * 3$$

$$R_b = 30 \text{ Mbps}$$

Para variar el tiempo de símbolo sin alterar el comportamiento del canal, se debería agregar un paso nulo de tal manera que el tiempo de símbolo sea igual a 0.05 us, obteniendo de esta manera una Tasa de símbolo igual 20 Mbps, obteniendo de esta manera una tasa de bits  $R_b$  igual a 60 Mbps. A continuación se detallan los cálculos:

$$T_{\text{símbolo}} = 0.05 \mu\text{s}$$

$$R_{\text{símbolo}} = \frac{1}{T_{\text{símbolo}}} = 20 \text{ Mbps}$$

$$R_b = R_{\text{símbolo}} * \text{num de bits por símbolo} = 20 \text{ Mbps} * 3$$

$$R_b = 60 \text{ Mbps}$$

Como se puede observar la tasa de símbolo obtenida es igual a 20 Mbps, no se puede transmitir a tasas mayores o iguales a 20 Mbps debido a las especificaciones técnicas de los equipos.

A continuación en la figura 23 se puede observar la gráfica  $R_b$  vs SNR para canal Outdoor A y B.

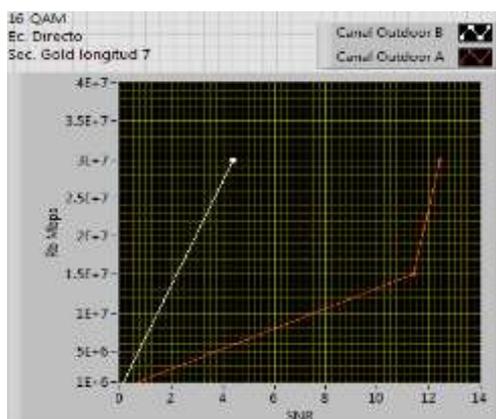


Fig.23.  $R_b$  vs. SNR de un sistema 8PSK para canal Outdoor A y B

Por lo tanto en un canal Outdoor A, a una tasa de bits  $R_b = 15$  Mbps se puede transmitir el mensaje sin distorsionarse a un SNR máximo de 11.4007. A una tasa de bits  $R_b = 30$  Mbps se puede transmitir el mensaje sin distorsionarse a un SNR máximo de 12.43.

En el canal Outdoor B a una tasa de Bits igual a 30 Mbps transmite el mensaje sin distorsión a un SNR máximo de 4.40127.

## 8. ANÁLISIS DE RESULTADOS

A continuación en la figura 24 se muestra el mensaje y la constelación transmitida del sistema comunicaciones inalámbricas con esquema de modulación 8 PSK, con codificación de canal convolucional de tasas  $R=1/2$ ,  $1/3$  y sin codificación convolucional, ecualizador directo, secuencia de entrenamiento Gold longitud 31 y en un canal Outdoor A con todos sus pasos.

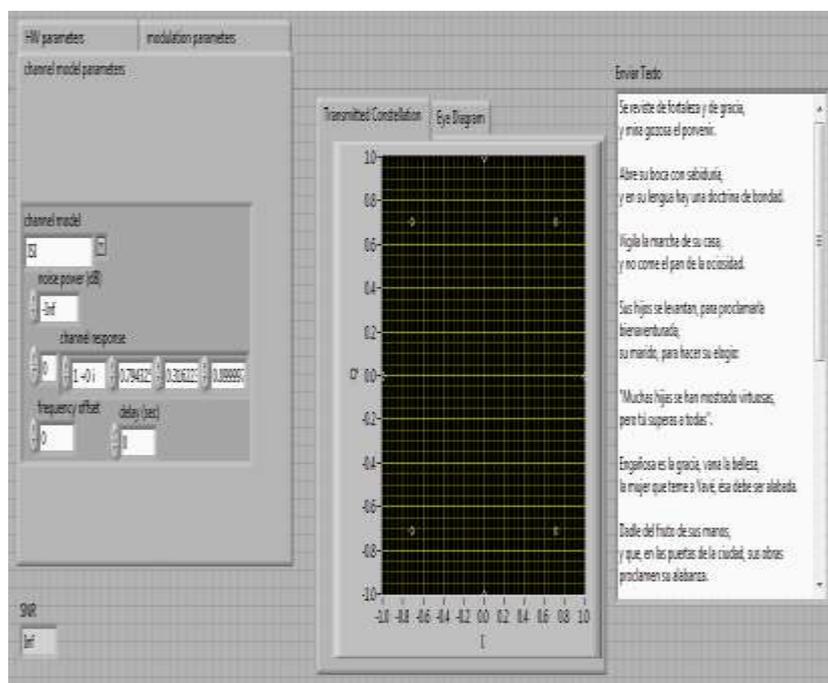


Fig.24. Constelación transmitida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, con codificación convolucional tasa  $R=1/2$ ,  $1/3$  y sin codificación convolucional, ecualizador directo, en un canal Outdoor A con todos sus pasos.

A continuación en la figura 25 se muestra el mensaje y la constelación con los efectos generados por el canal Outdoor A, sin codificación convolucional.

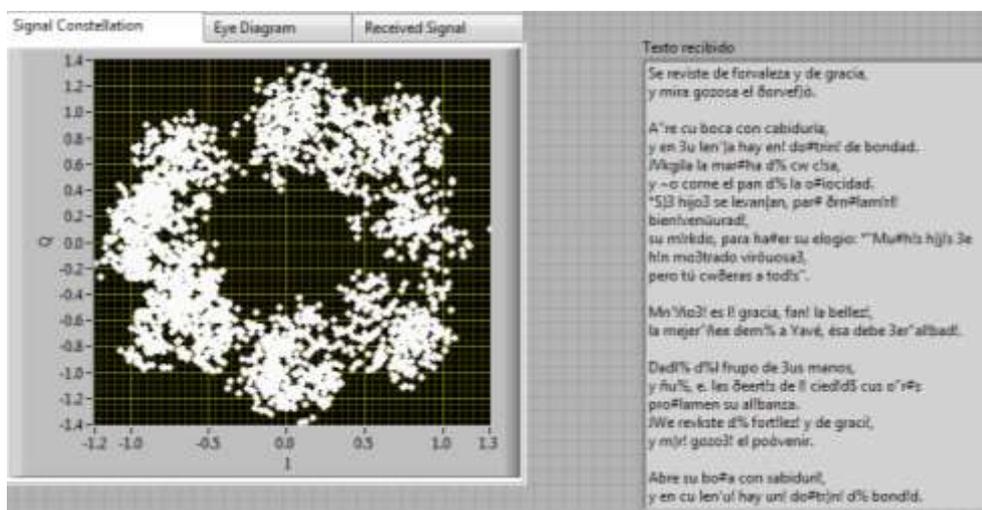


Fig.25. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, sin codificación convolucional, ecualizador directo, con los efectos generados por el canal Outdoor A.

A continuación en la figura 26 se muestra el mensaje y la constelación con los efectos generados por el canal Outdoor A, con tasa de codificación de convolucional  $R=1/2$ .

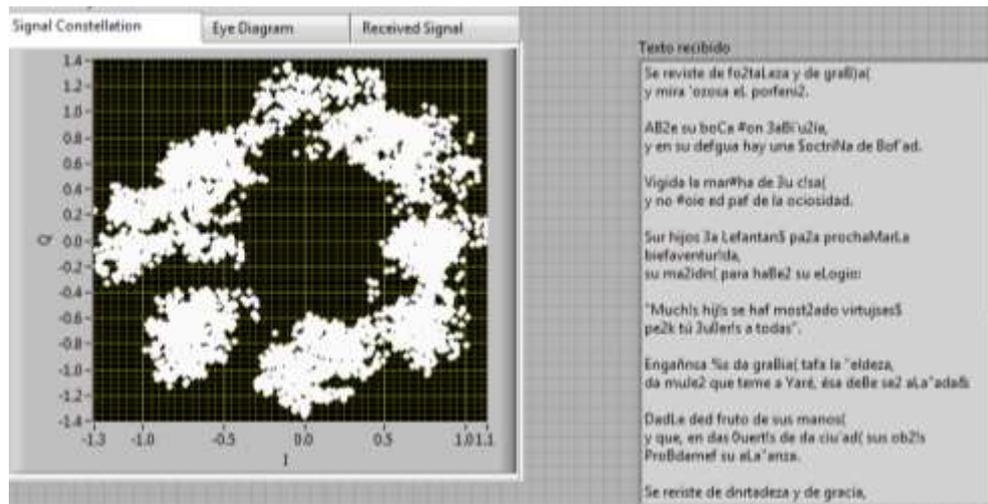


Fig.26. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, con codificación convolucional tasa  $R=1/2$ , ecualizador directo, con los efectos generados por el canal Outdoor A.

A continuación en la figura 27 se muestra el mensaje y la constelación con los efectos generados por el canal Outdoor A, con tasa de codificación de convolucional  $R=1/3$ .

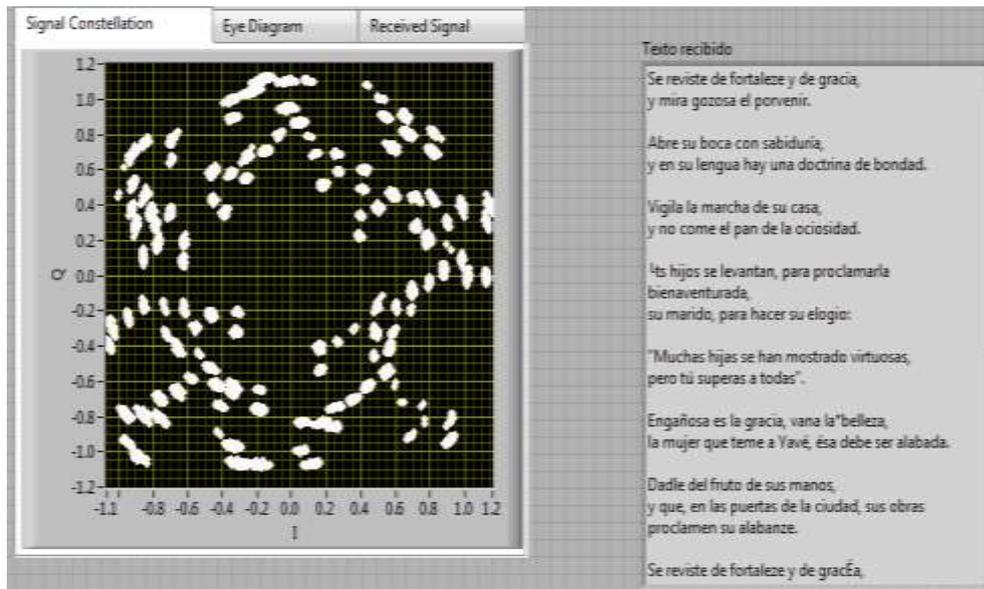


Fig.27. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, con codificación convolucional tasa  $R=1/3$ , ecualizador directo, con los efectos generados por el canal Outdoor A.

A continuación en la figura 28 se muestra el mensaje y la constelación recibida del sistema comunicaciones inalámbricas con los parámetros antes mencionados y tasa de codificación convolucional  $R= 1/3$ , variando el ecualizador.

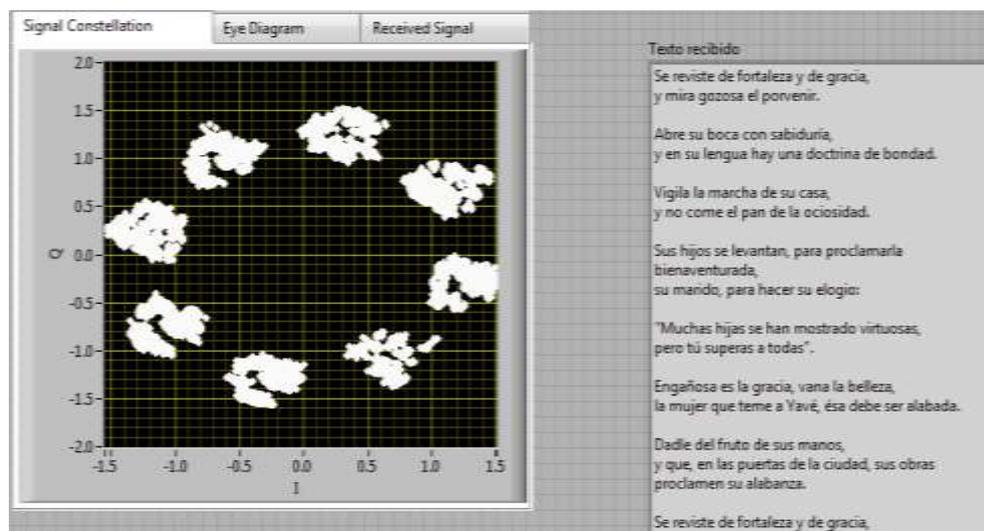


Fig.28. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK en escenario en el que no predomina el ruido y si la interferencia intersimbólica, con codificación convolucional tasa  $R=1/3$ , ecualizador Zero-Forcing, con los efectos generados por el canal Outdoor A.

Al utilizar el ecualizador Zero Forcing, la probabilidad de error también es baja, pero la diferencia es que este ecualizador a diferencia del ecualizador directo no tiene un buen desempeño en ambientes en los que predomina más el ruido que la interferencia intersimbólica, el sistema se torna inestable, muestra por instantes datos erróneos, con el ecualizador directo se obtiene el texto de manera permanente sin datos erróneos.

Manteniendo los 4 pasos del canal Outdoor A, ahora vamos a variar las secuencias de entrenamiento, escogeremos la secuencia Willard de longitud 11. Se puede observar en la figura 29 que no se recibe la información, esto

se debe a que el canal Outdoor A con todos sus pasos, esta distorsionado demasiado la señal y como la secuencia de entrenamiento es de longitud pequeña entonces no está ayudando al ecualizador a realizar una correcta estimación de canal.

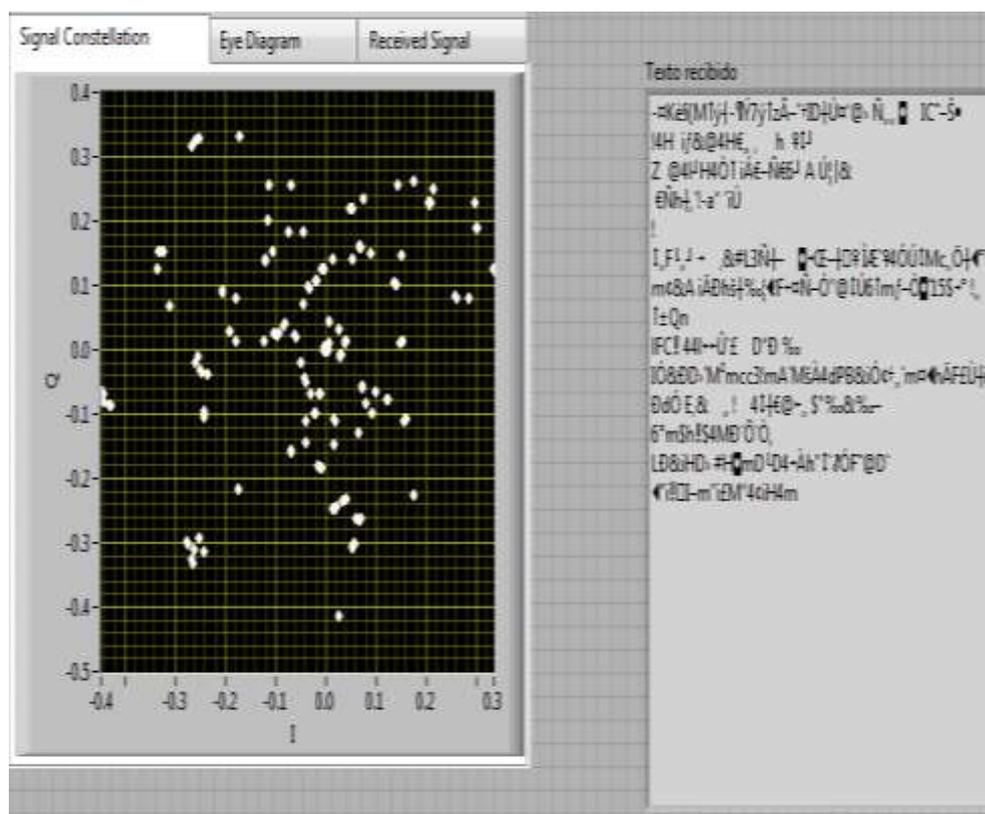


Fig.29. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, con codificación convolucional tasa  $R=1/3$ , ecualizador Directo, con los efectos generados por todos los pasos del canal Outdoor A.

Por la tanto vamos a utilizar dos pasos, como se muestra en la figura 30 para generar menos distorsión en la señal.

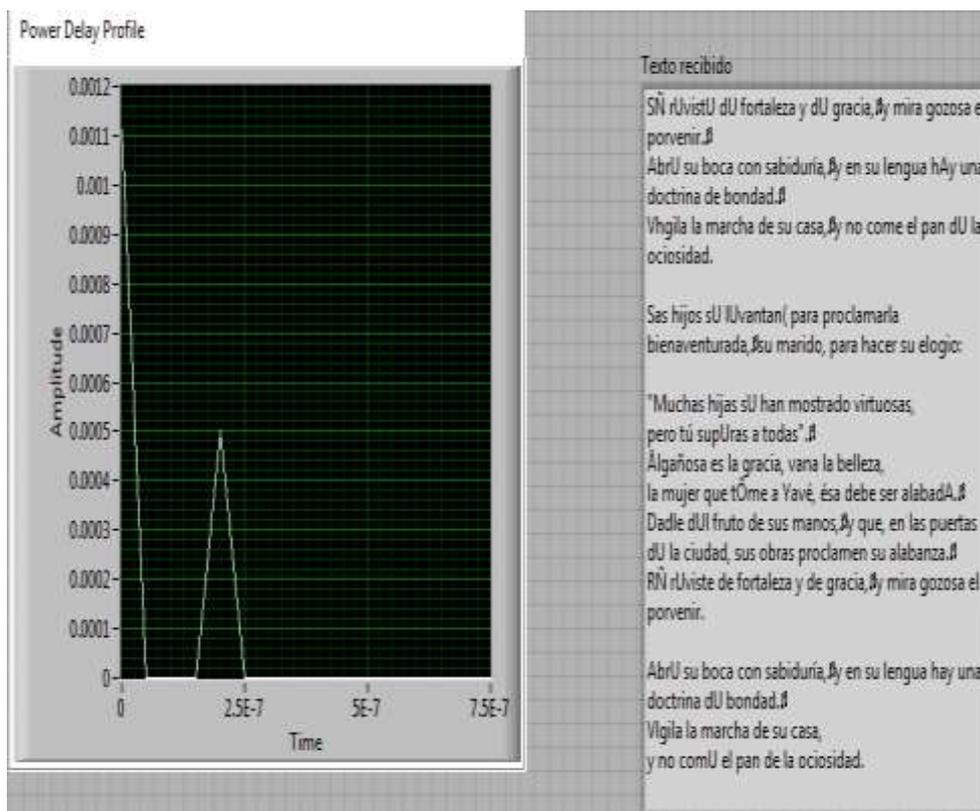


Fig.30. Perfil de Potencias Canal Outdoor con 2 pasos.

En la gráfica 31 se observa como la secuencia de Willard presenta un mejor rendimiento en un canal con 2 pasos en un sistema 8 PSK.

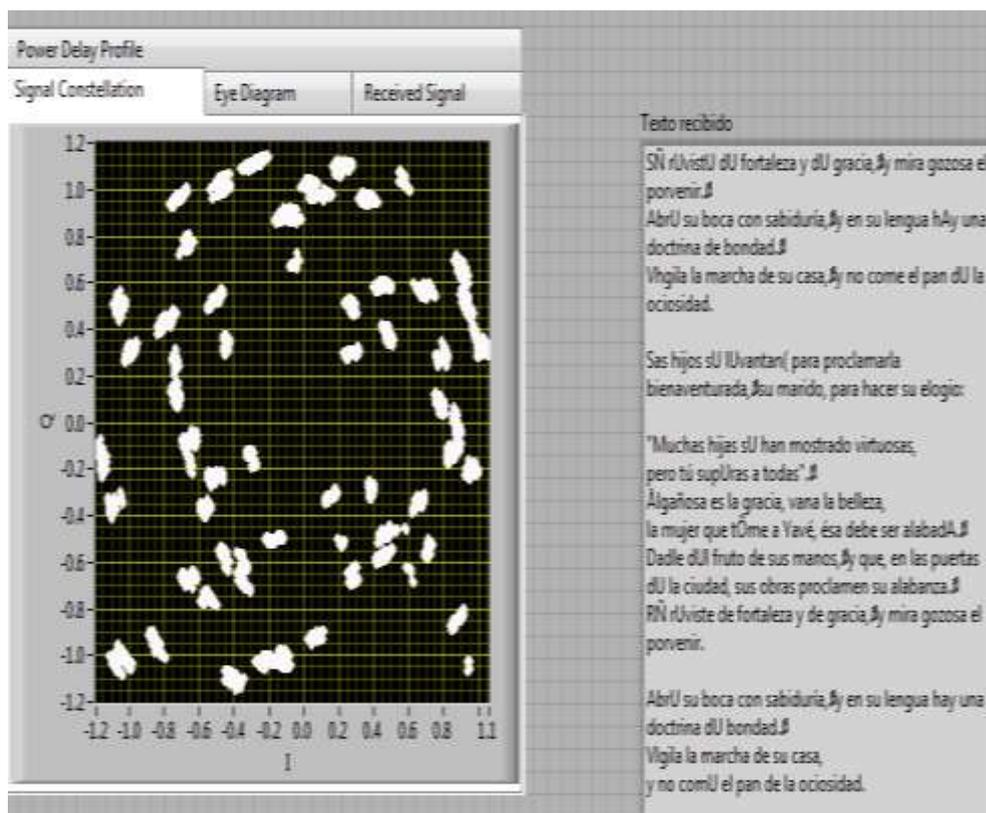


Fig.31. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 8PSK, con codificación convolucional tasa  $R=1/3$ , ecualizador Directo, con los efectos generados por 2 pasos del canal Outdoor A.

A continuación en la figura 32 se muestra el mensaje y la constelación transmitida del sistema comunicaciones inalámbricas con esquema de modulación 16 QAM con codificación de canal convolucional de tasa  $R=1/3$ , ecualizador directo, secuencia de entrenamiento Willard Longitud 11, en un canal Outdoor B con todos sus pasos.

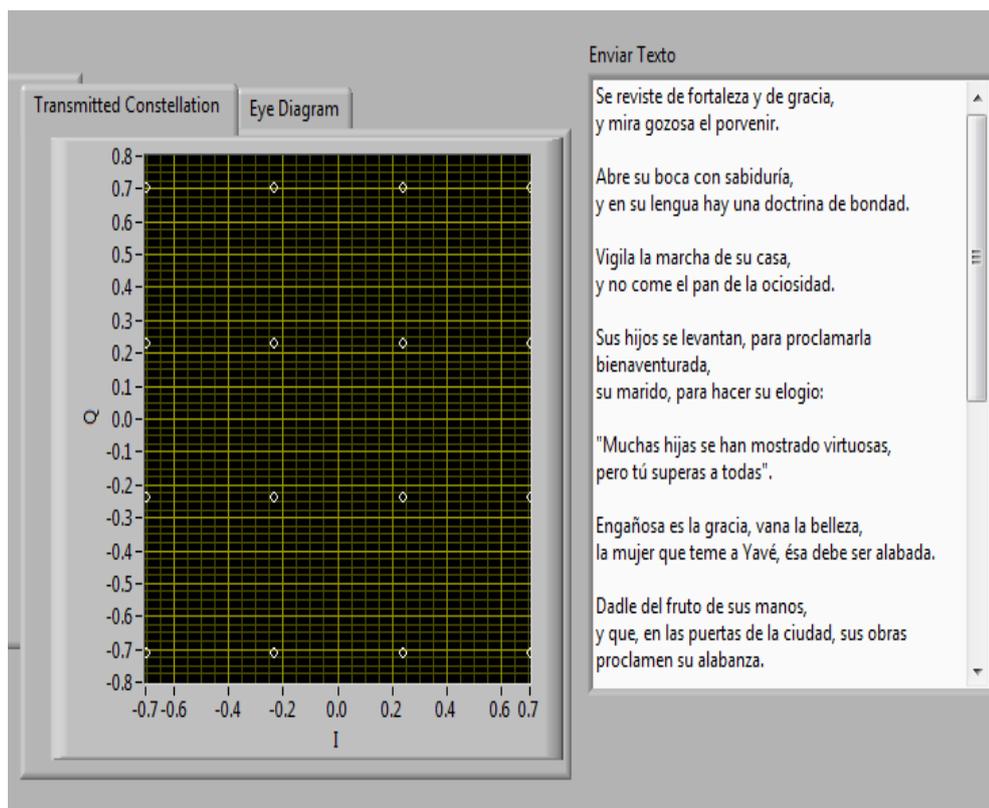


Fig.32. Constelación transmitida Sistema de Comunicación con modulación 16 QAM, con codificación convolucional tasa  $R=1/3$ , ecualizador Directo, Secuencia de entrenamiento Willard Longitud 11, un canal Outdoor B.

En la figura 33 se puede apreciar la constelación recibida con efectos del canal Outdoor B.

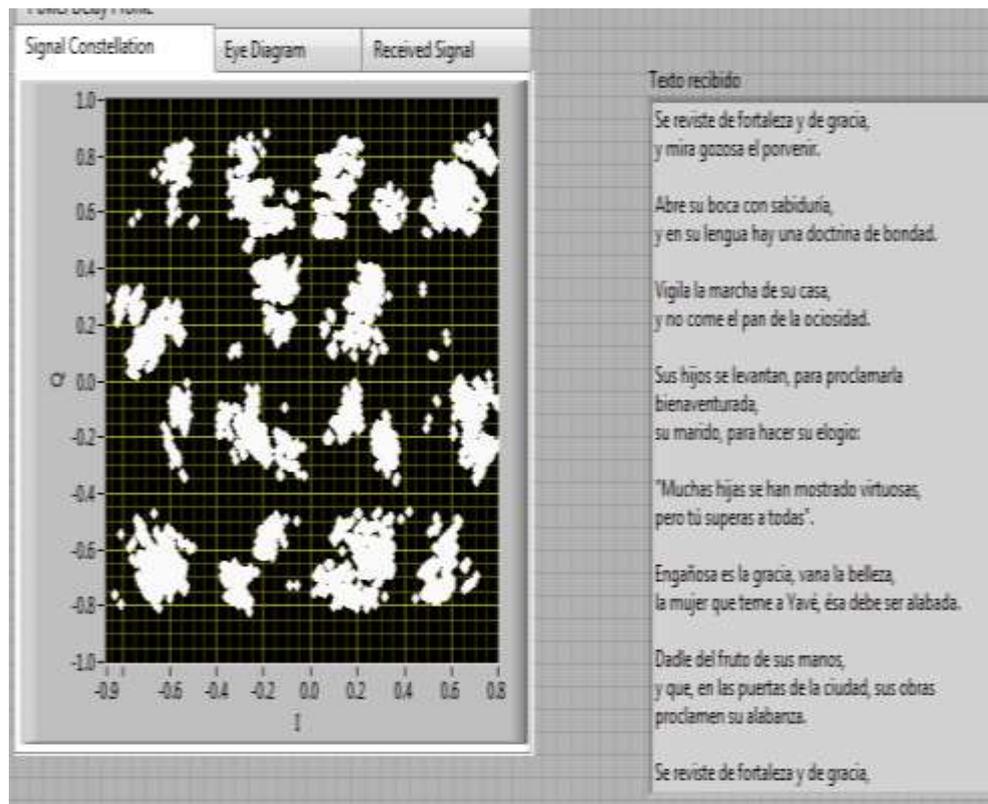


Fig.33. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 16 QAM, con codificación convolucional tasa  $R=1/3$ , ecualizador Directo, Secuencia de entrenamiento Willard Longitud 11, con efectos generados por el canal Outdoor B.

Como se puede observar el sistema cuando utiliza un canal multipaso con todos los pasos produce un BER elevado, que en el caso del esquema de modulación 8PSK con secuencias de entrenamiento de longitudes pequeñas afecta de manera considerable el proceso de ecualización.

Por la tanto se debe analizar el comportamiento del sistema con cada uno de los pasos para verificar que la probabilidad de error del sistema sea mínima.

A continuación en la figura 34 se muestra el mensaje y la constelación transmitida del sistema comunicaciones inalámbricas con esquema de modulación 64 QAM, secuencia de entrenamiento Gold longitud 31, ecualizador Directo, en un canal Outdoor B con todos sus pasos.

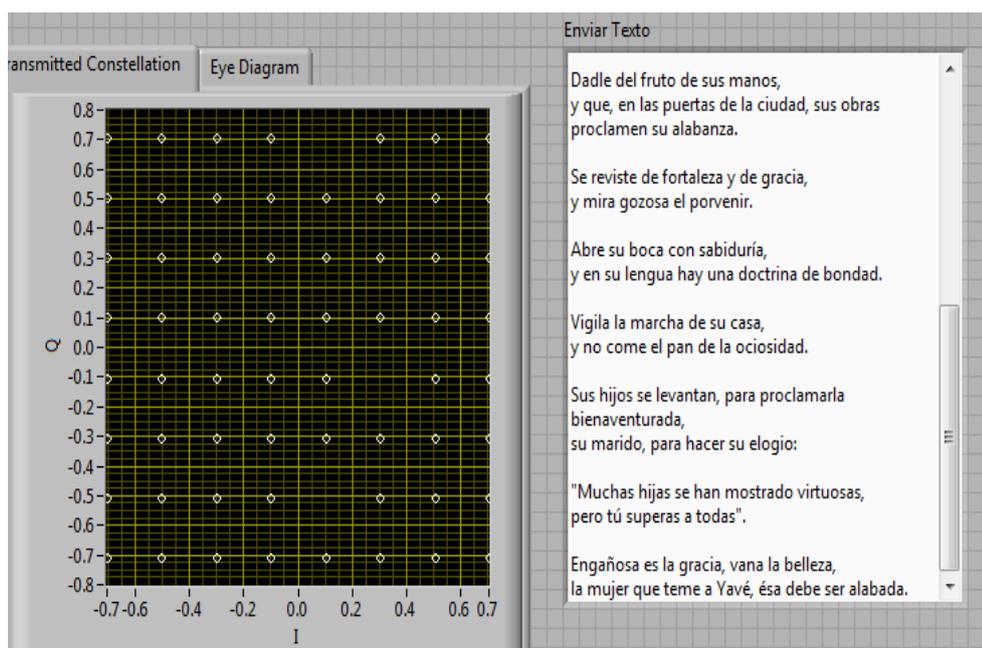


Fig.34. Constelación transmitida Sistema de Comunicación con modulación 64 QAM, ecualizador Directo, Secuencia de entrenamiento Gold Longitud 31, en un canal Outdoor B.

En la figura 35, 36 y 37 se puede observar la constelación recibida sin codificación convolucional, con codificación convolucional de tasa  $R=1/2$  y  $1/3$  respectivamente, con efectos generados por el canal Outdoor B.

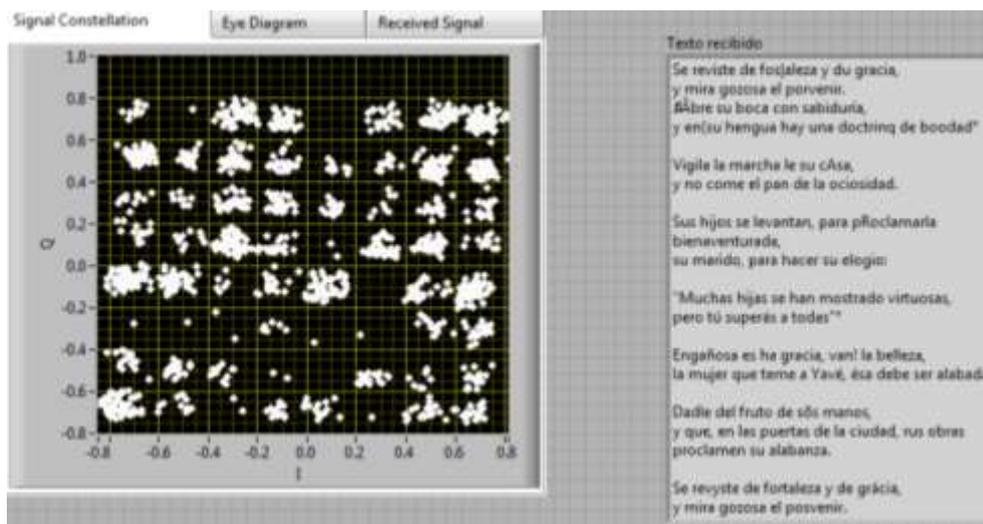


Fig.35. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 64 QAM, ecualizador Directo, sin codificación convolucional, secuencia de entrenamiento Gold Longitud 31, en un canal Outdoor B.

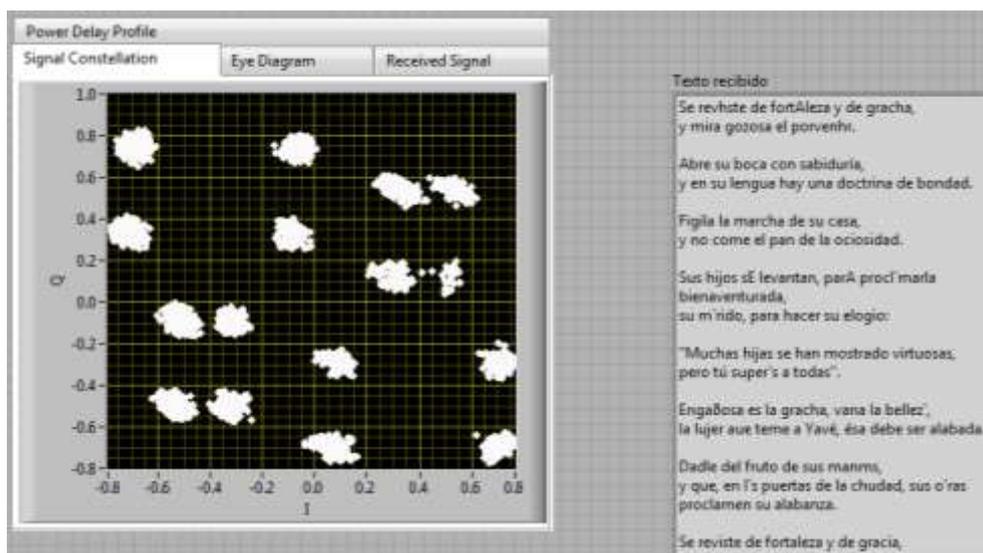


Fig.36. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 64 QAM, ecualizador Directo, con codificación convolucional tasa R=1/2, secuencia de entrenamiento Gold Longitud 31, en un canal Outdoor B.

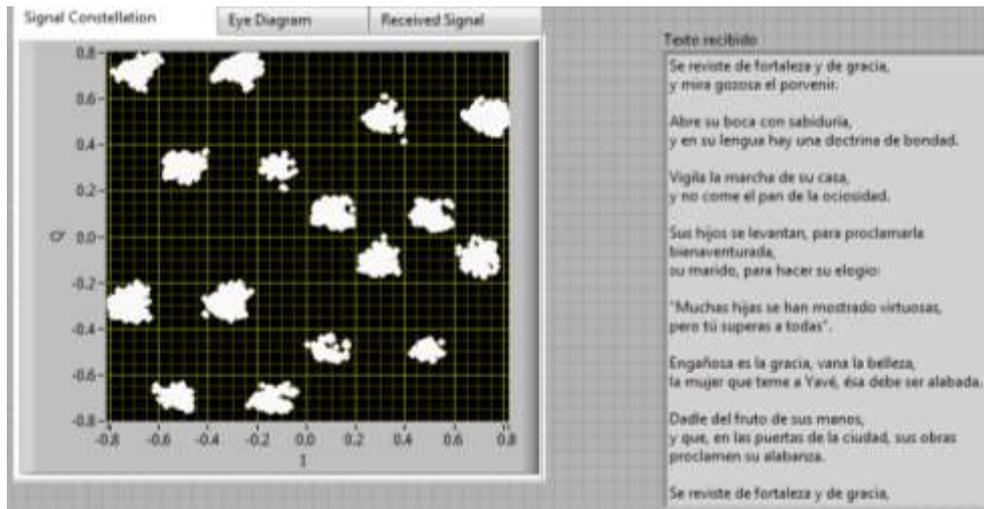


Fig.37. Constelación recibida Sistema de Comunicación con modulación 64 QAM, ecualizador Directo, con codificación convolucional tasa  $R=1/3$ , secuencia de entrenamiento Gold Longitud 31, en un canal Outdoor B.

Como se puede observar en las gráficas 36 y 37 la codificación de canal convolucional modifica la constelación de símbolos de manera que los códigos asociados a dos o tres símbolos consecutivos en el tiempo, dependiendo de la tasa de codificación, siguen un diagrama de Trellis definido, aumentando la distancia entre símbolos, disminuyendo la probabilidad de error y minimizando los efectos del ruido, con el objetivo de recuperar la información transmitida sin alteraciones.

## 9. CONCLUSIONES

El uso de ambos ecualizadores ayuda a mitigar los errores producidos por el debilitamiento multipaso, sin embargo se puede observar en los resultados que el ecualizador directo reduce al mínimo la interferencia entre símbolo y los efectos de ruido a diferencia del ecualizador zero-forcing que reduce notablemente la interferencia inter símbolo pero solo en ambientes con niveles mínimos de ruido o en ambientes en los que predomine la interferencia inter símbolo ante el ruido.

El ecualizador zero-forcing en el proceso de recuperar la señal, que consiste en multiplicar la misma por el inverso del canal, aumenta también de manera considerable el ruido. Por otro lado el ecualizador directo mediante el mínimo error cuadrático medio obtiene los coeficientes del ecualizador óptimos para tener un desempeño del sistema más robusto.

Las secuencias de entrenamiento son parte fundamental del proceso de ecualización, ya que cada una de ellas posee distintas propiedades por lo que sus rendimientos son diferentes. La secuencia de Gold puede generar gran cantidad de códigos con buenas propiedades de cross-correlación y auto correlación lo que permite mitigar los efectos de multitrayecto, dando como resultado una menor tasa de error en distintos escenarios, al igual que

la secuencia de entrenamiento Willard que también ofrecen un buen desempeño en un sistema con canal multipaso y ambiente real con antenas separadas a cierta distancia.

La secuencia de Frank aunque posee también propiedades de auto correlación periódica y cros correlación, con respecto a las otras secuencias no ofrece un buen rendimiento ya que la tasa de error incrementa considerablemente.

La codificación de canal convolucional tiene un excelente rendimiento al momento de proteger y preservar la información transmitida, al añadir la redundancia a cada uno de los bits que ingresan permite detectar y corregir los errores generados por los efectos del canal, mientras más bits redundantes se agreguen más capacidad de corrección de errores tendrá el codificador, sin embargo esto produciría mayor procesamiento de la información transmitida.

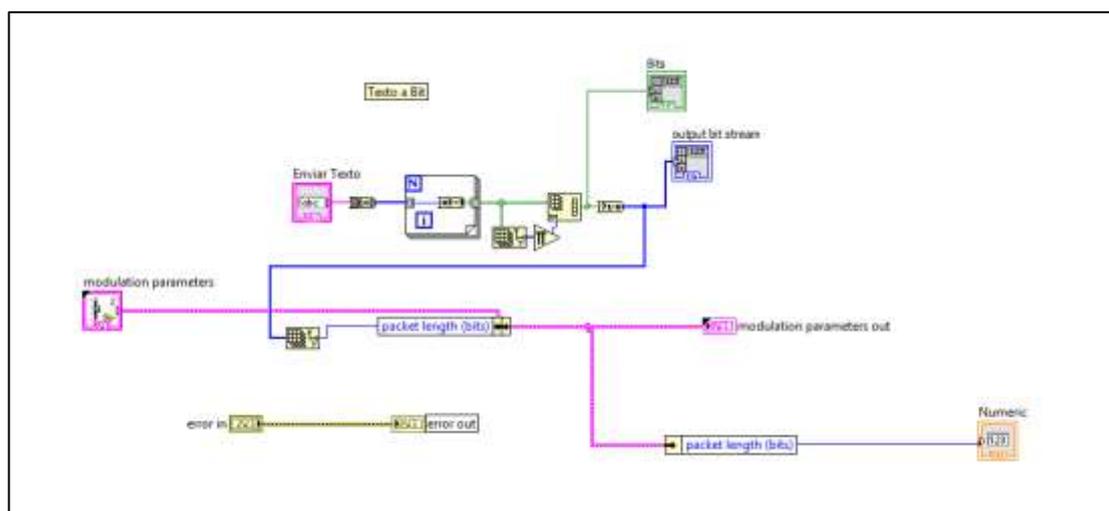
## 10. REFERENCIAS

- [1] C. A. Vélez, M. C. Kortum, B. Ramos «Performance Comparison of Linear Equalization,» pp. 1-5, Guayaquil: Escuela Superior Politécnica del Litoral, 2013.
- [2] J. M. a. W. Zhuang, de Wireless Communications and Networking, Prentice Hall, 2003, p. 139.
- [3] R. W. H. Jr., Digital Communications: Physical Layer Exploration Lab Using The  
NI USRP™ Platform, National Technology and, 2011.
- [4] M. Mezoa, «Codificación de Canal: Código Hamming y Código Convolutivo,» de Introducción a los Sistemas de Comunicaciones Digitales, OpenStax-CNX, 2011, pp. 15-16.
- [5] «Códigos Convolutivos,» de Teoría de la Información y Teoría de Códigos, pp. 5-12.
- [6] P. Z. F. a. M. Darnell, «Crosscorrelations of Frank sequences and Chu sequences,» ELECTRONICS LETTERS, vol. 30, nº 6, p. 477, 1994.
- [7] J. J. HAMAD-AMEEN, «Proposed sets of Polyphase Spreading Sequences for DS-SS System,» de 5th WSEAS International Conference on Telecommunications and Informatics, Istanbul, 2006.
- [8] K. Kettunen, «Code Selection for CDMA Systems,» 1997.
- [9] A. Goldsmith, Wireless Communications, California: Cambridge University Press, 2005.

## ANEXOS

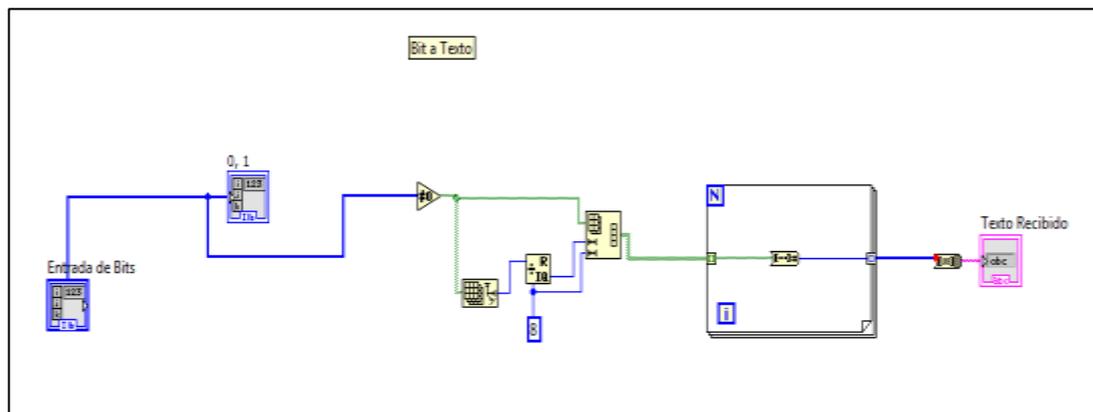
### ANEXO 1

#### DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE FUENTE DE TEXTO ENVÍO

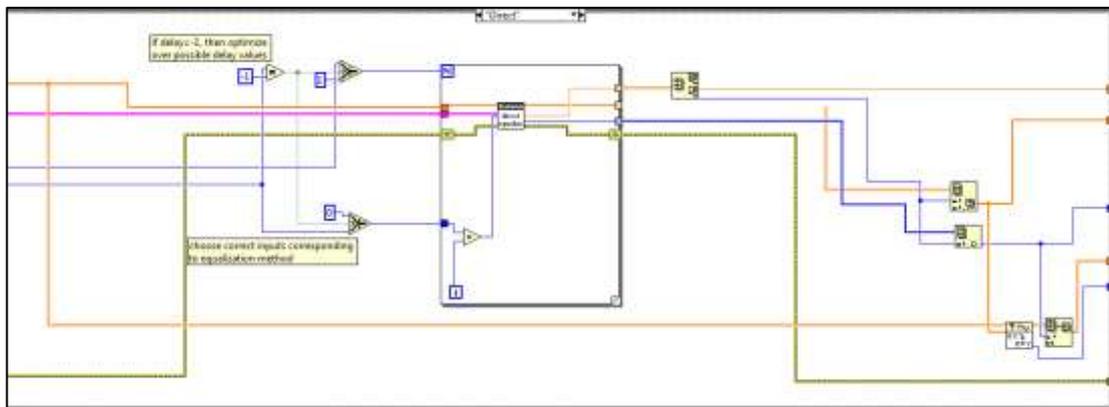


## ANEXO 2

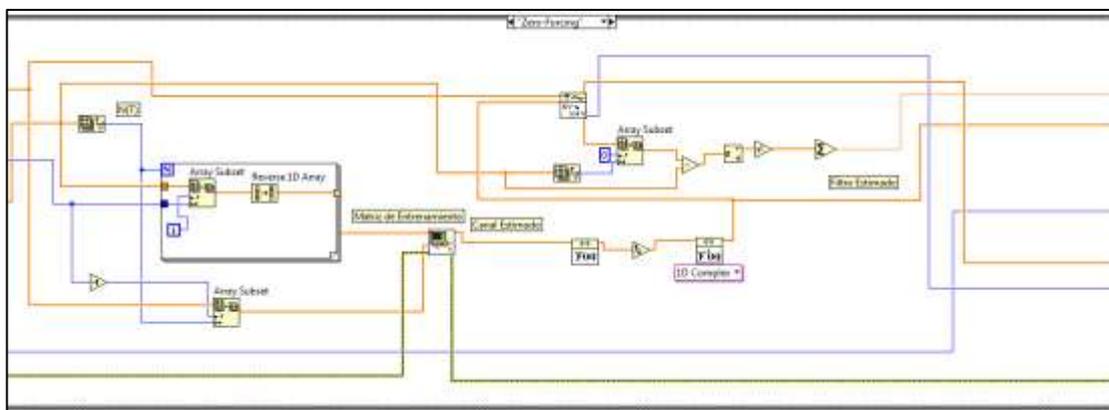
## DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE DESTINO DE TEXTO RECEPCIÓN



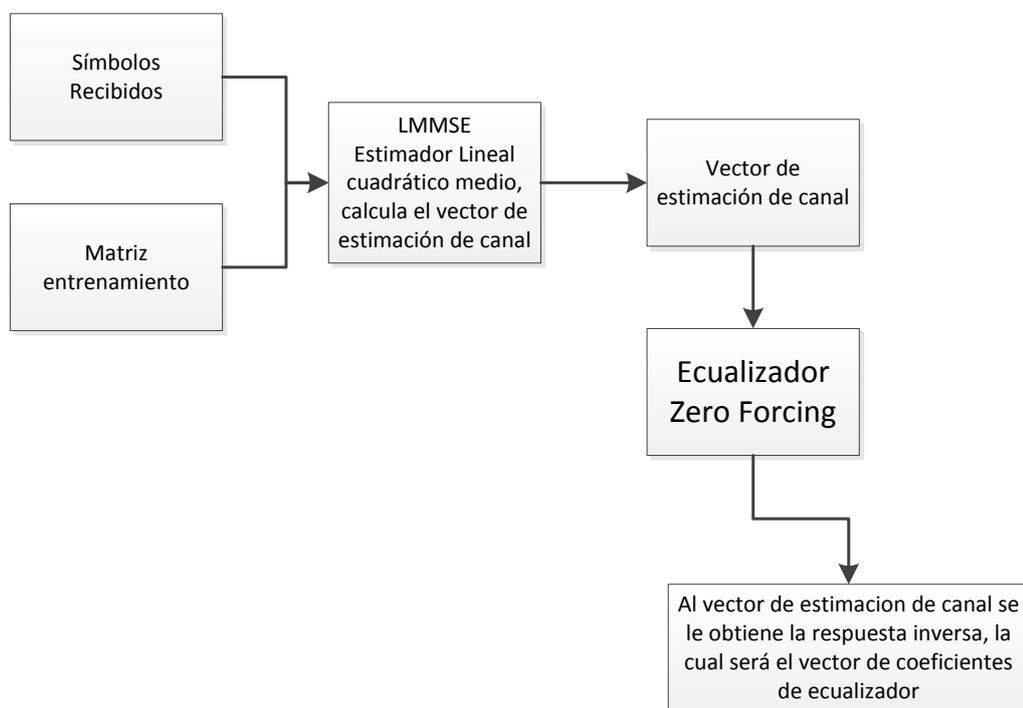
## ANEXO 3

**DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE ECUALIZADOR MÍNIMOS  
CUADRADOS DIRECTO**

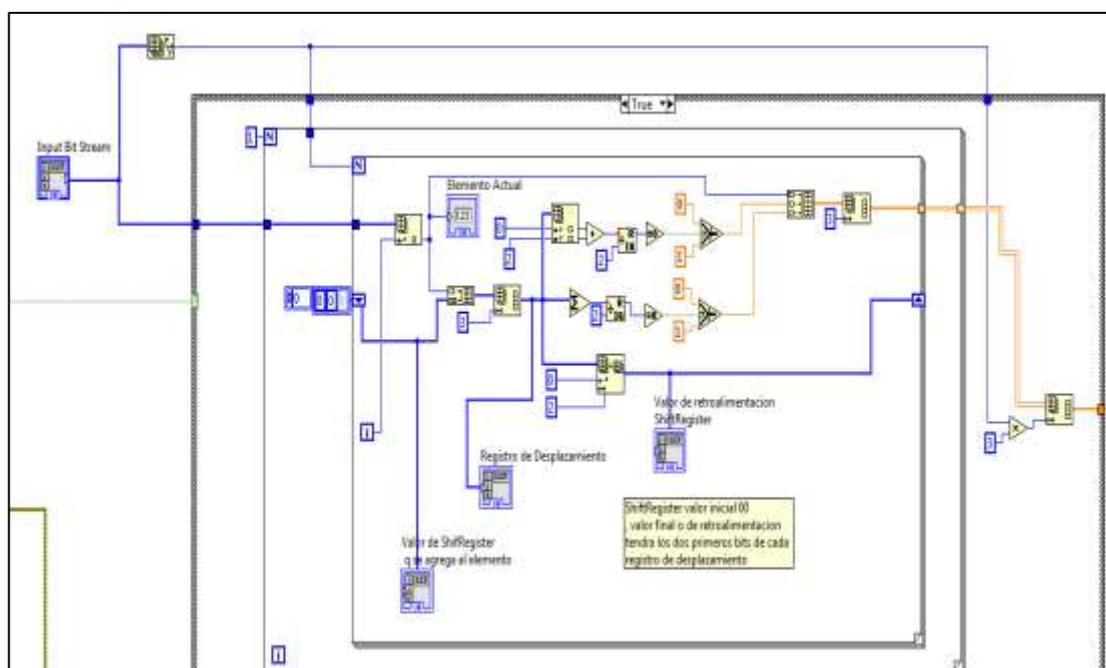
**ANEXO 4**  
**DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE ECUALIZADOR ZERO-FORCING**



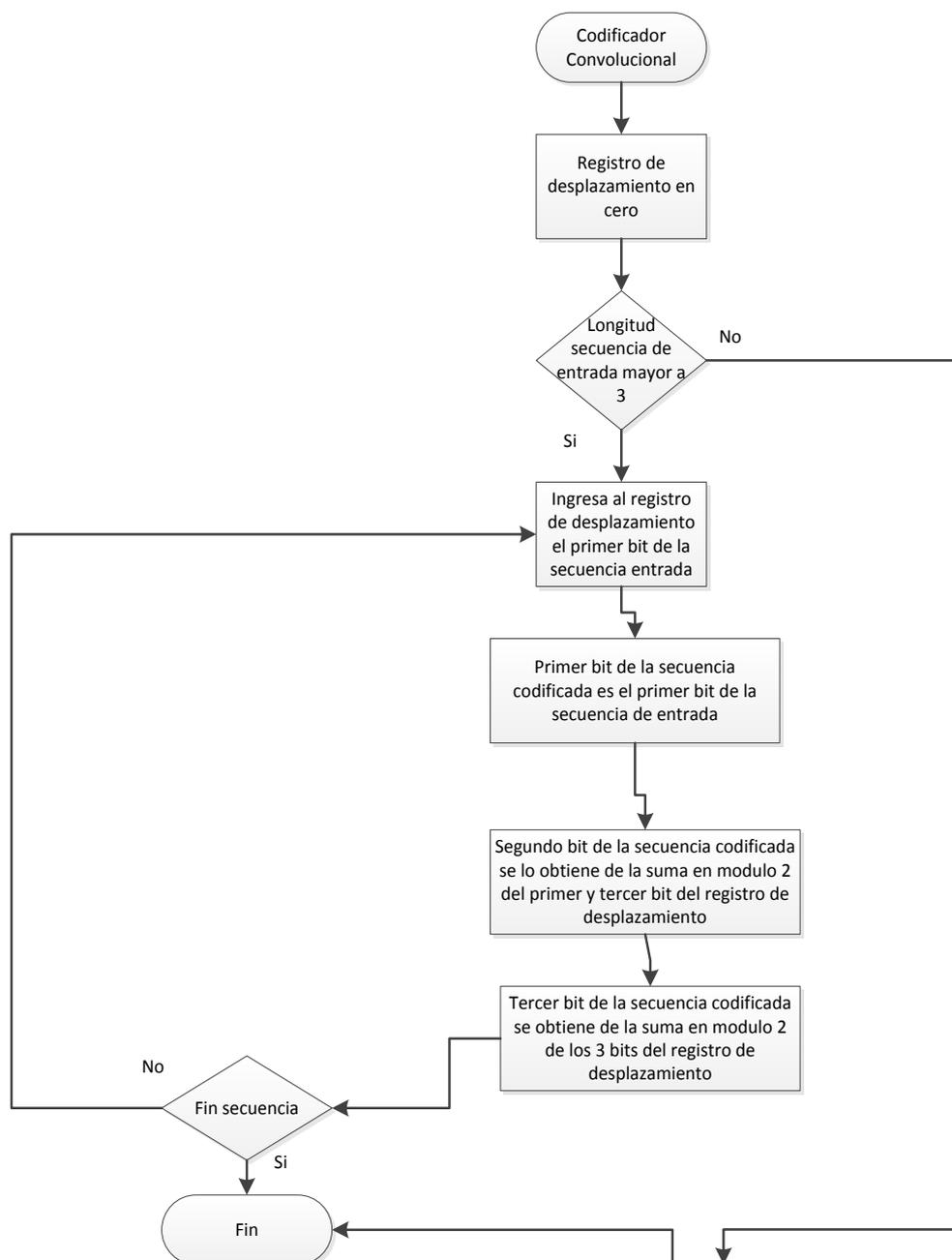
**ANEXO 5**  
**DIAGRAMA DE FLUJO FUNCIONAMIENTO VI ECUALIZADOR ZERO-  
FORCING**



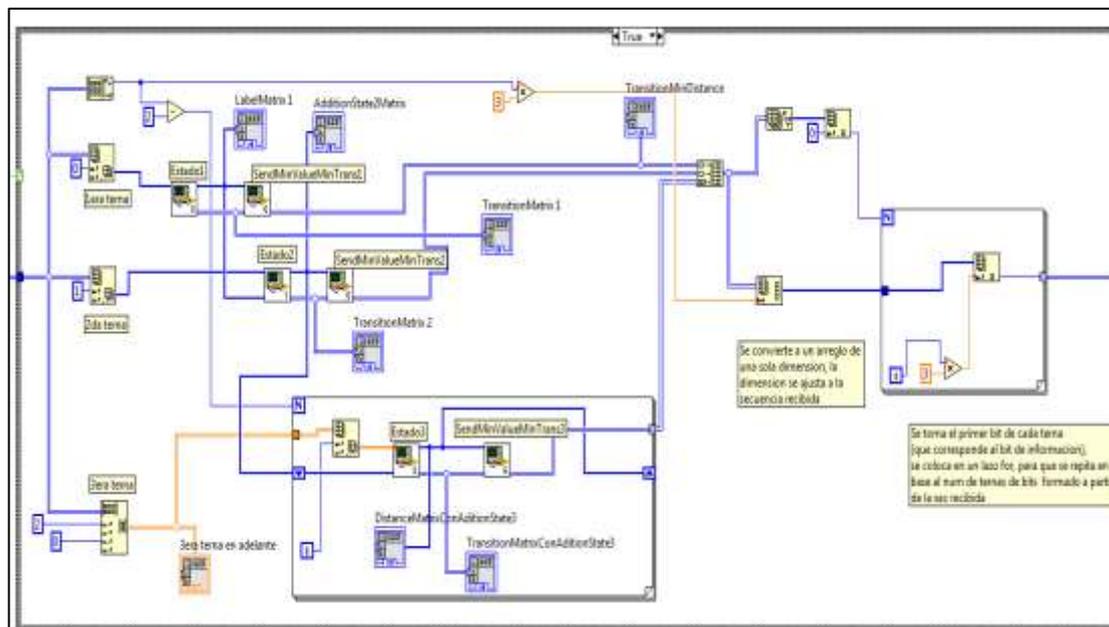
**ANEXO 6**  
**DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE CODIFICADOR**  
**CONVOLUCIONAL**



**ANEXO 7**  
**DIAGRAMA DE FLUJO FUNCIONAMIENTO VI CODIFICADOR**  
**CONVOLUCIONAL**



**ANEXO 8**  
**DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE DECODIFICADOR**  
**CONVOLUCIONAL**



**ANEXO 9**  
**DIAGRAMA DE FLUJO FUNCIONAMIENTO VI DECODIFICADOR**  
**CONVOLUCIONAL**

