



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

**TRANSMISIÓN DE TEXTO A TRAVÉS DE UN CANAL
MULTITRAYECTORIA UTILIZANDO ECUALIZADORES
DIRECTO E INDIRECTO PARA UN SISTEMA DE
COMUNICACIÓN INALÁMBRICO**

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

Previa a la obtención del Título de:

MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES

Presentado por:

Guido Geovanny Miranda Reyna

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO 2016

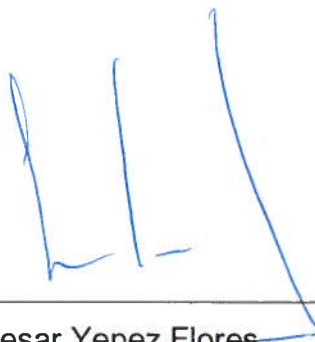
AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Jehová Dios por haberme dado la oportunidad de formarme como profesional. A mis padres, hermanas y esposa por alentarme y guiarme en conseguir esta meta.

DEDICATORIA

Esta tesis se la dedico a mis padres, hermana y esposa quienes día a día con su ejemplo y empuje me llevaron a cristalizar esta meta.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



MSc. Cesar Yopez Flores

EVALUADOR



MSc. Edison Del Rosario

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.



Guido Geovanny Miranda Reyna

C.I.: 0922052105

RESUMEN

El actual proyecto tiene como objeto el diseño y simulación de un sistema de transmisión de texto a través de un canal multitrayectoria de una sola portadora, con la finalidad de estudiar los diferentes ecualizadores lineales desarrollados en el receptor para mitigar el efecto del canal multitrayectoria, el cual simula un comportamiento en indoor y outdoor.

Para el análisis de resultado se consideró graficar los valores de la tasa de error de bit (BER) contra la relación señal a ruido (SNR) obtenidos de la energía de los símbolos antes de transmitir, en varios escenarios.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS	ii
DEDICATORIA	iii
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN	iv
DECLARACIÓN EXPRESA	v
CONTENIDO	vii
ABREVIATURAS	ix
LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABLAS	xii
INTRODUCCIÓN	13
1. TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE TEXTO	14
2. MODULACIÓN DIGITAL	16
2.1 PI/4 QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying)	16
2.2 8-PSK (Phase-Shift Keying)	17
2.3 64-QAM (Quadrature Amplitude Modulation)	18
3. MODELAMIENTO DEL CANAL	19
3.1 Canal AWGN.....	19
3.2 Canal ISI 20	
4. SECUENCIA DE ENTRENAMIENTO	23
4.1 Código Barker	23
4.2 Código Willard.....	24
4.3 Código Gold	25
5. CODIFICACIÓN DE CANAL	28
5.1 Codificación Hamming	28
5.2 Codificación LDPC	30
6. ECUALIZADORES	31

6.1 Ecualizador Directo	32
6.2 Ecualizador Indirecto.....	33
7. ANÁLISIS Y RESULTADOS	36
7.1 Desempeño de los ecualizadores a diferentes modelos de canal. 36	
7.2 Desempeño de los ecualizadores a diferentes técnicas de modulación 38	
7.3 Desempeño de los ecualizadores a diferentes secuencias de entrenamiento	41
7.4 Desempeño de los ecualizadores a diferentes codificaciones	43
7.5 Eficiencia espectral ante el ruido.....	45
8. CONCLUSIÓN Y RECOMENDACIONES	46
9. REFERENCIAS	49
ANEXOS	51

ABREVIATURAS

ISI	Interferencia Intersimbólica
SNR	Signal to Noise Ratio
BER	Bit Error Rate
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1. Elementos de un sistema de comunicaciones digital. [15].....	14
Fig. 2. Constelación de la Modulación PI/4 QPSK. [7].....	17
Fig. 3. Constelación de la Modulación PI/4 QPSK. [8].....	17
Fig. 4. Constelación de la Modulación 64 QAM. [9].....	18
Fig. 5. Ejemplo de canal multitrayectoria [16].....	20
Fig. 6. Perfil de potencia de retardos del canal Indoor A	21
Fig. 7. Perfil de potencia de retardos del canal Indoor B	22
Fig. 8. Perfil de potencia de retardos del canal Outdoor A	22
Fig. 9. Perfil de potencia de retardos del canal Outdoor B	22
Fig. 10. Codificador Hamming (4,7).....	29
Fig. 11. Matriz de comprobación de paridad LDPC (11,6).....	30
Fig. 12. BER vs SNR del ecualizador Directo con modulación PI/4 QPSK.	37
Fig. 13. BER vs SNR del ecualizador Indirecto con modulación PI/4 QPSK.	37
Fig. 14. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto en canales Indoor y Outdoor con modulación PI/4 QPSK.	38
Fig. 15. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto en canales Indoor y Outdoor con modulación 8 PSK.	39
Fig. 16. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto en canales Indoor y Outdoor con modulación 64 QAM.	39
Fig. 17. BER vs SNR del ecualizador Directo para diferentes modulaciones con canales Indoor y Outdoor.....	40
Fig. 18. BER vs SNR del ecualizador Indirecto para diferentes modulaciones con canales Indoor y Outdoor.....	41
Fig. 19. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto para diferentes secuencias de entrenamiento.....	42
Fig. 20. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto para diferentes secuencias de entrenamiento.....	42
Fig. 21. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto para diferentes codificaciones con tres bit de paridad.....	44

Fig. 22. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto para diferentes codificaciones con cuatro bit de paridad.....	44
Fig. 23. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto para diferentes secuencias de entrenamiento.....	45

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Canales Indoor – Residenciales	20
Tabla 2. Canales Outdoor - Áreas Rurales.....	21
Tabla 3. Secuencias Barker. [1].....	24
Tabla 4. Secuencias Willard. [2]	25
Tabla 5. Secuencias Gold. [3].....	26

INTRODUCCIÓN

En las transmisiones inalámbricas digitales de una sola portadora, la información a enviar debe ser modulada, pero debido a la trayectoria que atraviesa la señal esta llega al receptor con atenuación, interferencia y sobre todo retardo por el canal multitraectoria, ocasionando que el receptor interprete los símbolos cambiados.

Ante lo mencionado, el proyecto simula el efecto desplazamiento de trama e interferencia intersimbólica con algunos sistemas de modulaciones (PI/4 PSK, 8PSK y 64 QAM), luego se compara la mejor estimación del canal mediante el desarrollo de los ecualizadores directo e indirecto utilizando la secuencia de entrenamiento de Barker 13, Willard 13 y Gold 15

Posteriormente, se investigan algunas técnicas de codificación de canal (Hamming y LDPC) con capacidad de corregir de uno a dos bits de error.

Finalmente se comparará el rendimiento de los ecualizadores, a través de modelamiento del canal ISI y AWGN para varios niveles de ruido.

1. TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE TEXTO

Antes de describir cómo se va a realizar la transmisión y recepción de texto, se mostrará los bloques que componen las tres etapas del sistema.

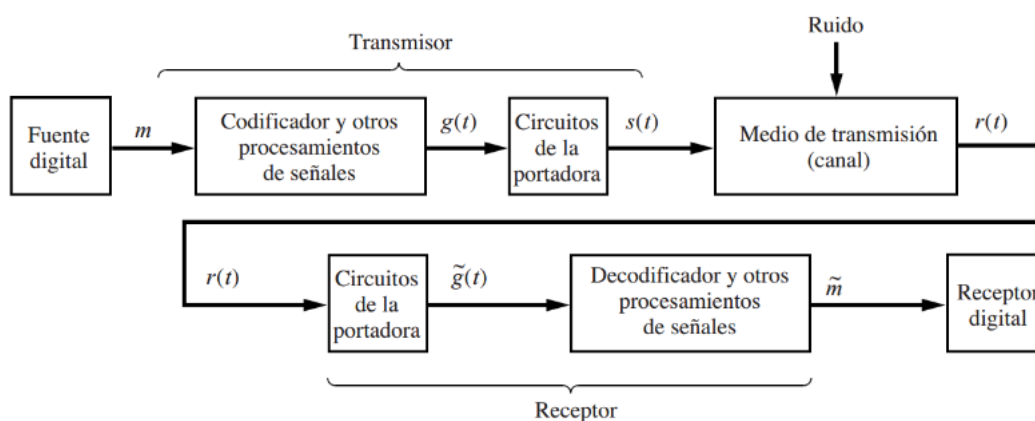


Fig. 1. Elementos de un sistema de comunicaciones digital. [15]

Etapa de transmisión: El primer bloque de la Fig. 1 representaría la secuencia de bits generada a partir de la conversión de texto capturado desde un archivo TXT, el cual se convierte en secuencia de bits para continuar con los siguientes bloques de codificador de canal, modulador y circuitos de portadora.

Etapa de medio de transmisión: Canal de comunicación por donde se propaga la información, para nuestro proyecto se modela Canal AWGN y Canal multitrayectoria.

Etapa de recepción: La señal recibida se reconstruye al pasar por los bloques de circuito de portadora, ecualizador, decodificador, modulador y finalmente el bloque de conversión de bit a texto.

2. MODULACIÓN DIGITAL

La modulación consiste en transportar una señal banda base (información a transmitir) por un canal de comunicación utilizando técnicas que permitan controlar la variación de algunos parámetros (amplitud, fase y frecuencia) de una señal, denominada portadora. Dependiendo de la técnica que se use se puede enviar más información de manera paralela y con una robustez frente al ruido. [5]

2.1 PI/4 QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying)

La modulación de desplazamiento de fase en cuadratura utiliza un grupo de 2 bits por símbolos llamados dibits con 4 combinaciones posibles y desplazados entre sí 90° .

Esta modulación a diferencia de la QPSK rota 45 grados, quedando los símbolos en los ejes principales de I y Q. [6]

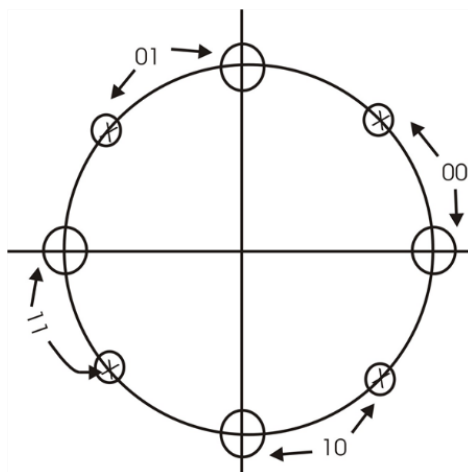


Fig. 2. Constelación de la Modulación PI/4 QPSK. [7]

2.2 8-PSK (Phase-Shift Keying)

La modulación de desplazamiento de fase 8-PSK utiliza un grupo de 3 bits por símbolos llamados tribits con 8 combinaciones posibles y desplazados entre si 45° .

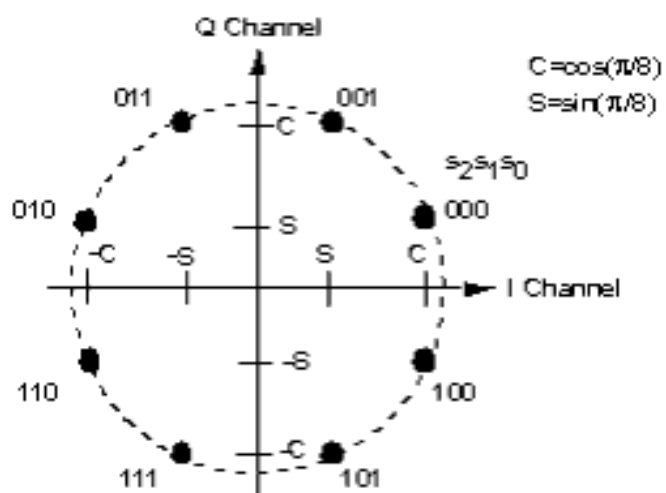


Fig. 3. Constelación de la Modulación PI/4 QPSK. [8]

2.3 64-QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

Modulación digital de la familia M-QAM, siendo para este caso $M = 64$ y $N_b = \log_2(M) = 6$, donde N_b representa al número de bits por símbolo, de esta forma el modulador de 64 QAM trata los datos de entrada en grupos de 6 bits. Cada bit se mapea en su res respectiva componente de fase y cuadratura. [6]

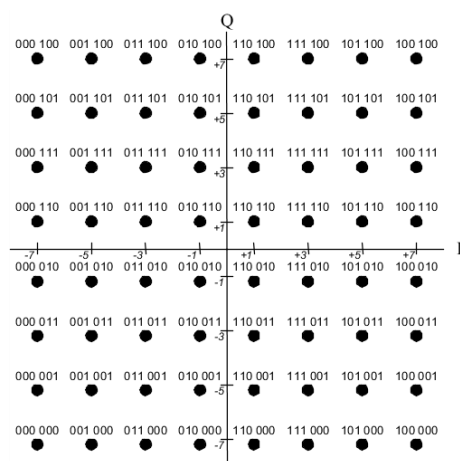


Fig. 4. Constelación de la Modulación 64 QAM. [9]

3. MODELAMIENTO DEL CANAL

Para este proyecto se analizará el canal AWGN e ISI.

3.1 Canal AWGN

En los sistemas de comunicaciones existe un ruido inherente a consecuencia de los propios equipos de comunicación, el medio de transmisión y factores externos por lo que un método de modelamiento es el canal AWGN (Additive white Gaussian noise)

Este canal tiene como característica principal un ruido ideal conformado por una densidad espectral de potencia constantes en todas las frecuencias de valor $N_0/2$, con media cero e independiente de la señal de entrada. [13]

Se lo puede representar mediante la siguiente ecuación (1):

$$r_k(t) = s_k(t) + n(t) \quad (1)$$

Donde:

$n(t)$ es un proceso aleatorio que representa ruido gaussiano.

$s(t)$ es la señal limitada en frecuencia, con ancho de banda W y con potencia finita.

3.2 Canal ISI

Para el efecto de modelamiento utilizaremos el canal ISI que representa en gran medida lo que ocurre en la trayectoria de la señal hacia su receptor (efecto multitrayectoria) en condiciones de alta densidad de obstáculo como oficinas, residencias y áreas rurales.

La Fig. 5 y ecuación (2) representa el comportamiento visual y matemático de un canal ISI.

$$h(t) = \sum_{p=1}^N a_p e^{j\phi_p} \delta(t - t_p) \quad (2)$$

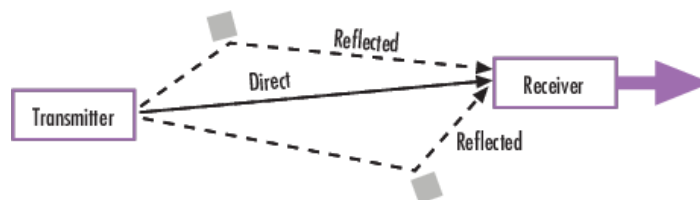


Fig. 5. Ejemplo de canal multitrayectoria [16]

En nuestra simulación se utilizó el siguiente modelamiento para el canal ISI mostrado en la tabla 1 y 2:

Canal A		Canal B	
Retardo (ηsec)	Potencia Promedio (dB)	Retardo (ηsec)	Potencia Promedio (dB)
0	0	0	0
100	-2	100	-6
	-10	200	-11.9
	-20	300	-17.9

Tabla 1. Canales Indoor – Residenciales

Canal A		Canal B	
Retardo (μsec)	Potencia Promedio (dB)	Retardo (μsec)	Potencia Promedio (dB)
0	0	0	0
0.2	-2	0.1	-4
0.4	-10	0.2	-8
0.6	-20	0.3	-12
		0.4	-16
		0.5	-20

Tabla 2. Canales Outdoor - Áreas Rurales.

El canal multitrayectoria puede ser representada por su respuesta impulso, el cual varía dependiendo de los objetos dispersantes. En efecto, el receptor deber estar apto para afrontar la distorsión y degradación de la señal debido a la reflexión que existe por los objetos que atraviesa. A tales características del canal multitrayectoria se les denomina perfiles de potencia. [10]

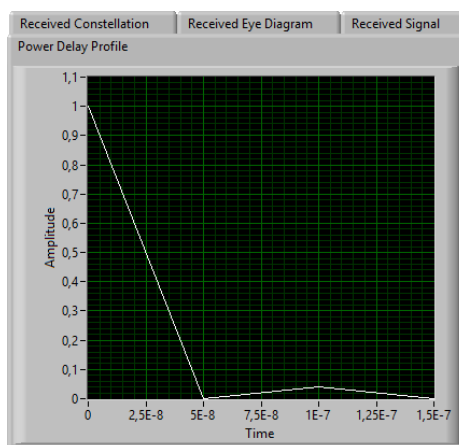


Fig. 6. Perfil de potencia de retardos del canal Indoor A

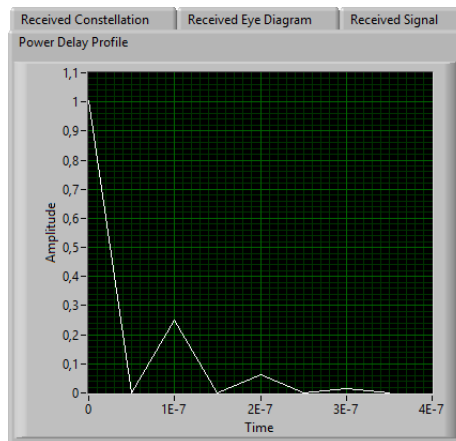


Fig. 7. Perfil de potencia de retardos del canal Indoor B

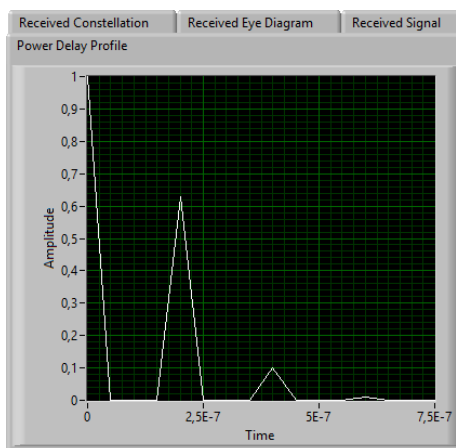


Fig. 8. Perfil de potencia de retardos del canal Outdoor A

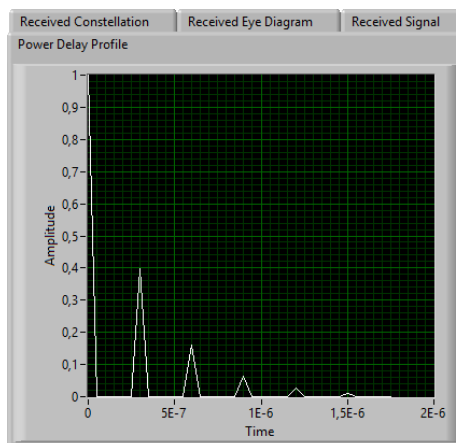


Fig. 9. Perfil de potencia de retardos del canal Outdoor B

4. SECUENCIA DE ENTRENAMIENTO

Las secuencias de entrenamiento son una sucesión finita de bits colocados estratégicamente en la trama de información a enviar por el transmisor. Esta secuencia puede ser utilizada para diferentes aplicaciones por lo que no siempre es la misma.

Las secuencias a utilizar tendrán propiedades de: auto-correlación, correlación cruzada y de periodicidad, por lo que permitirá facilitar al receptor la sincronización de trama y la estimación de los coeficientes del canal.

La secuencia de entrenamiento a utilizar en este proyecto son Barker, Willard y Gold.

4.1 Código Barker

El código Barker también conocido como código de dispersión o pseudo-ruido está compuesto aproximadamente de la misma cantidad de 1 que de 0.

El código Barker utiliza longitudes cortas y de fuertes propiedades de auto correlación periódica, permitiendo ser utilizado en espectro ensanchado de secuencia directa y sistemas de compresión de pulsos de radar. [12]

La longitud de este código va desde $N = 3$ a 13 como se muestra en la tabla 3:

Longitud de Código	Secuencia Barker
3	[- - +]
4	[- + - -, - + + +]
5	[- - - + -]
7	[- - - + + - +]
11	[- - - + + + - + + - +]
13	[- - - - - + + - - + + - + -]

Tabla 3. Secuencias Barker. [1]

4.2 Código Willard

Los códigos Willard encontrados por optimización y simulación de computadora ofrecen bajo ciertas condiciones un mejor rendimiento que los códigos Barker.

Los códigos Willard tienen la misma variación de longitud que los códigos Barker y se diferencia por la combinación de 1 y 0. Ver tabla 4.

Longitud de Código	Secuencia Willard
3	[- - +]
4	[- - + +]
5	[- - + - +]
7	[- - - + - + +]
11	[- - - + - - + - + + +]
13	[- - - - - + + - + - + + +]

Tabla 4. Secuencias Willard. [2]

4.3 Código Gold

Las secuencias de Gold poseen buenas características de autocorrelación y de correlación cruzada.

La generación de la secuencia Gold se realiza mediante la operación XOR de dos secuencias M con la misma señal de reloj.

Dado dos registros de longitud máxima con m memorias. Si las dos secuencias creadas tienen una correlación cruzada menor que R en valor absoluto (pareja preferente)

$$R = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1; & m \text{ impar} \\ 2^{(m+1)/2} + 1; & m \text{ par} \wedge m \neq \text{mod } 4 \end{cases} \quad (3)$$

A partir de los dos registros se puede implementar un sistema capaz de generar $2^m + 1$ secuencias distintas de longitud $2^m - 1$ con correlación cruzada menor o igual que R para cualquiera de las secuencias generadas. [11]

Las distintas secuencias de entrenamiento Gold se crean a partir de distintos estados iniciales del generador Gold.

En la Tabla 5 se muestra tres diferentes secuencias obtenidas a través del generador Gold.

Longitud de Código	Secuencia Gold
7	1000011
15	100001100100111
31	1000011001001111101110001010110

Tabla 5. Secuencias Gold. [3]

Se utilizará 4 secuencias de Barker, de Willard, ambas de longitud 13 y Gold de longitudes 7, 15 y 31. Estas serán moduladas de la misma manera que los datos.

En los sistemas de comunicación existe ruido inherente debido a los equipos y al canal de comunicación, permitiendo que la secuencia de bit de información sea alterada y sea un desafío reconstruir la información en el receptor. Por tal motivo se han creado algoritmos de codificación de canal para detectar y corregir los errores de bits. En la siguiente sección se detallará dos codificaciones a usar en este proyecto.

5. CODIFICACIÓN DE CANAL

Para obtener mejor robustez en la recepción del mensaje se ha optado por agregar al sistema de comunicación inalámbrica un bloque de codificación el cual permitirá agregar más bits a la fuente de información, con la finalidad de poder detectar y corregir errores producidos por el ruido y la distorsión del mismo sistema de transmisión.

La codificación a usar será la de Hamming y LDPC (Low Density Parity Check).

5.1 Codificación Hamming

La codificación Hamming es un código de bloque lineal (n, k) mínimo de 3 bits de paridad llamados bits de redundancia (q) , que cumple la siguiente ecuación:

$$n = 2^q - 1 \quad (4)$$

$$k = 2^q - q - 1 = n - q \quad (5)$$

Esta codificación permite la detección y corrección de errores de manera automática, el método que utiliza es asociar un grupo de bits de paridad a los bits de datos.

Estos bits de paridad añadidos en los datos servirán luego en el receptor para detectar y corregir en qué posición el bit fue alterado. [14]

La distancia mínima de hamming está dada por la siguiente ecuación:

$$d_{min} \leq n - k + 1 \quad (6)$$

Donde:

n es la longitud de la palabra código.

k es la longitud el mensaje original.

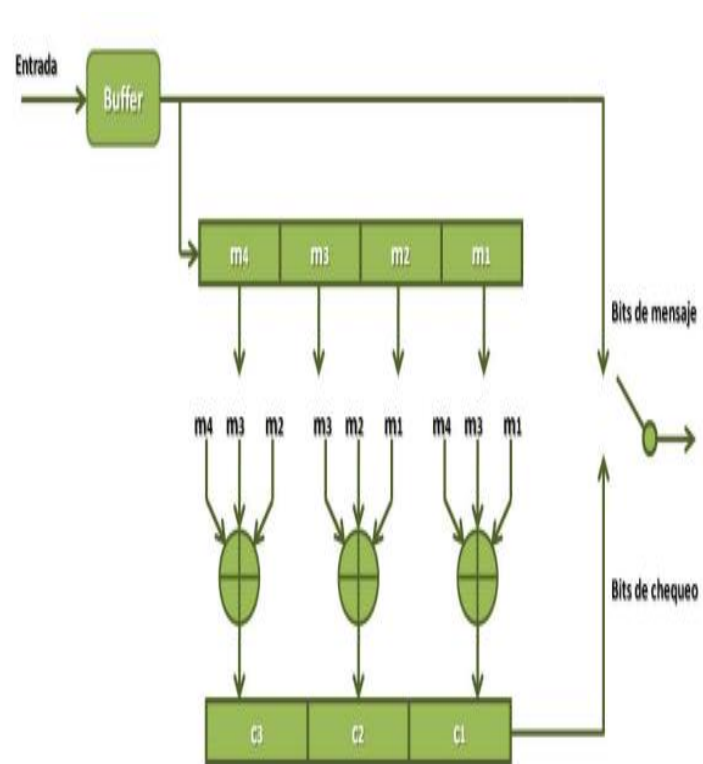


Fig. 10. Codificador Hamming (4,7)

5.2 Codificación LDPC

La codificación LDPC es un código que tiene bloques lineales metódicos que utiliza una matriz de paridad en el proceso de codificación y decodificación.

Esta matriz está conformada de elementos con valores de unos y ceros y en su mayoría sus elementos son nulos, por lo que se la considera dispersa. Por medio de esta matriz el codificador genera los bits de paridad a partir de los bits de información.

En la etapa de recepción, la matriz se aplica para reconstruir los bits erróneos, mediante los bits de codificación ya disponibles. [4]

En la Fig. 10 se expone una matriz de comprobación de paridad que establece las relaciones entre símbolos de paridad y los símbolos que vienen de la fuente.

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{cccccc}
 s_0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & s_5 & p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5
 \end{array} \\
 (H|H_c) = \left(\begin{array}{cc|ccccc}
 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1
 \end{array} \right)
 \end{array}
 \begin{array}{l}
 p_1 = s_0 \oplus s_1 \oplus s_2 \oplus s_3 \\
 p_2 = s_1 \oplus s_2 \oplus s_3 \oplus s_4 \\
 p_3 = s_2 \oplus s_3 \oplus s_4 \oplus s_5 \\
 p_4 = s_0 \oplus s_1 \oplus s_4 \\
 p_5 = s_2 \oplus s_3 \oplus s_5
 \end{array}
 \end{array}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_k \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{n-k} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{n-k \text{ ecuaciones}}$

Fig. 11. Matriz de comprobación de paridad LDPC (11,6)

6. 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 ello utilizan una serie de bits comúnmente llamados secuencia de entrenamiento, los que han sido insertados en la trama de transmisión y posteriormente analizados por el bloque de ecualización del receptor para estimar los coeficientes del canal.

Hay diferentes criterios para diseñar un ecualizador como son el de máxima verisimilitud, mínimo error cuadrático medio, y mínimos cuadrados.

El objetivo principal de este trabajo de investigación, es determinar cuál ecualizador (directo o indirecto) es el más robusto ante interferencia intersimbólica en canales multitrayectoria representado por un canal ISI, y comparándolo con un canal AWGN.

6.1 Ecuador Directo

El método a utilizar en la ecualización directa es el de mínimo cuadrado directo, el cual aprovecha la secuencia de entrenamiento recibida, para estimar el filtro que se desarrollará en este sistema, permitiendo mejor robustez frente al ruido.

[1]

Sea la siguiente señal adquirida después de la ecualización lineal, la cual presenta un retardo n_d

$$\hat{s}[n - n_d] = \sum_{l=0}^{L_f} f_{n_d}[l] y[n - l] \quad (6)$$

Aproximando $s[n] = t[n]$ para $n = 0, 1, \dots, N_t$ es la secuencia de entrenamiento conocida. Por lo tanto $\hat{s}[n - n_d] = t[n - n_d]$ para $n = n_d, n_d + 1, \dots, n_d + N_t$.

[1]

Modificando la ecuación (6) a la secuencia de entrenamiento conocida.

$$t[n] = \sum_{l=0}^{L_f} f_{n_d}[l] y[n + n_d - l]; \quad n = 0, 1, \dots, N_t \quad (7)$$

Reescribiendo las ecuaciones lineales

$$\underbrace{\begin{bmatrix} t[0] \\ t[1] \\ \vdots \\ t[N_t - 1] \end{bmatrix}}_t = \underbrace{\begin{bmatrix} Y[n_d] & \dots & Y[n_d - L_f] \\ Y[n_d + 1] & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y[n_d + N_t - 1] & \dots & Y[n_d + N_t - L_f] \end{bmatrix}}_{Y_{n_d}} \underbrace{\begin{bmatrix} f_n[0] \\ f_n[1] \\ \vdots \\ f_n[L_f] \end{bmatrix}}_{f_{n_d}} \quad (8)$$

Debido a la presencia de ruido podemos determinar que Y es de rango completo

La solución de los mínimos cuadrados es:

$$\hat{f}_{n_d} = (Y_{n_d} * Y_{n_d})^{-1} Y_{n_d} * t \quad (9)$$

El error cuadrático se calcula con la siguiente ecuación:

$$J_f[n_d] = \|t - \hat{Y}_{n_d} \hat{f}_{n_d}\|^2 \quad (10)$$

Cabe recalcar que la matriz Y_{n_d} debe tener dimensión rectangular o cuadrada o rectangular para cuando se efectuó que $L_f \leq N_t - 1$. [1].

6.2 Ecualizador Indirecto

A diferencia del ecualizador Directo, el Indirecto necesita de dos pasos para encontrar los coeficientes del canal que son: la estimación y la ecualización del canal.

1. La estimación del canal: Existen diferentes métodos para estimación del canal, por lo que para la realización de este proyecto utilizaremos el de Mínimo Error Cuadrático Lineal (LLSE). [1]

Conocida que la secuencia de entrenamiento insertada en la señal, se considera

$$y[n] = \sum_{l=0}^L h[l]s[n-l] + v[n], \quad (11)$$

Donde:

$s[n]$ es la secuencia de entrenamiento de longitud N_t ,

$h[l]$ el canal a estimar.

La finalidad de aplicar LLSE es encontrar los coeficientes del canal que minimice el error cuadrático.

$$\{\hat{h}[0], \hat{h}[1], \dots, \hat{h}[L]\} = \arg \min_{a[0], a[1], \dots, a[L]} \sum_{n=L}^{N_t-1} \left\| y[n] - \sum_{l=0}^L a[l]r[n-l] \right\|^2 \quad (12)$$

Aproximando la ecuación (12) a un conjunto de ecuaciones lineales:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y[L] \\ y[L+1] \\ \vdots \\ y[N_t-1] \end{bmatrix}}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} r[L] & \dots & r[0] \\ r[L+1] & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \vdots \\ r[N_t-1] & \dots & r[N_t-1-L] \end{bmatrix}}_T \underbrace{\begin{bmatrix} a[0] \\ a[1] \\ \vdots \\ a[L] \end{bmatrix}}_a \quad (13)$$

Donde T es la matriz de la secuencia de entrenamiento y a serían los coeficientes del canal estimado.

2. Calculo del ecualizador del canal: El siguiente paso es eliminar los efectos del canal mediante un ecualizador indirecto con el propósito de encontrar un filtro tal que:

$$\sum_{l=0}^{L_f} f[l] \hat{h}[n-l] \approx \delta[n-n_d]. \quad (14)$$

Se aproxima a un grupo de ecuaciones lineales que al resolverlas para los coeficientes del filtro que minimice el error cuadrático. La ecuación (14) representada en matriz:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{h}[0] & 0 & \dots & \dots \\ \hat{h}[1] & \hat{h}[0] & 0 & \dots \\ \vdots & \ddots & & \\ \hat{h}[L] & & & \\ 0 & \hat{h}[L] & \dots & \\ \vdots & & & \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{H}}} \underbrace{\begin{bmatrix} f[0] \\ f[1] \\ \vdots \\ f[L_f] \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{e}_{n_d}} \leftarrow n_d + 1 \quad (15)$$

La matriz H es una matriz con características Toeplitz. Asumiendo que H es de rango completo, el cual certifica que los coeficientes del canal estimado son distintos de cero. Entonces la solución de los mínimos cuadrados lineales será:

$$\hat{\mathbf{f}}_{n_d} = (\hat{\mathbf{H}}^* \hat{\mathbf{H}})^{-1} \hat{\mathbf{H}}^* \mathbf{e}_{n_d}. \quad (16)$$

7. ANÁLISIS Y RESULTADOS

Con los bloques de transmisión y recepción desarrollados se procedió a realizar diferentes variaciones en los parámetros del sistema transmitiendo texto desde un archivo, luego capturando muestras a diferentes niveles de ruido y en varios escenarios (canales multitrayectoria) que son objeto de estudio en este proyecto.

Para analizar de mejor forma el desempeño de los ecualizadores se ha considerado graficar la tasa de error de bit vs la relación de señal a ruido (BER vs SNR).

Para la simulación utilizaremos el canal AWGN e ISI como se describió en la sección de Modelamiento del Canal tanto para la Indoor y Outdoor.

7.1 Desempeño de los ecualizadores a diferentes modelos de canal

El análisis se enfocará en cómo cada ecualizador se comporta frente a los diferentes canales, aplicando modulación $\pi/4$ QPSK, teniendo presente que

ambos ecualizadores son sometidos al mismo escenario: secuencia de entrenamiento Barker – 13 y codificación de canal Hamming 1/2.

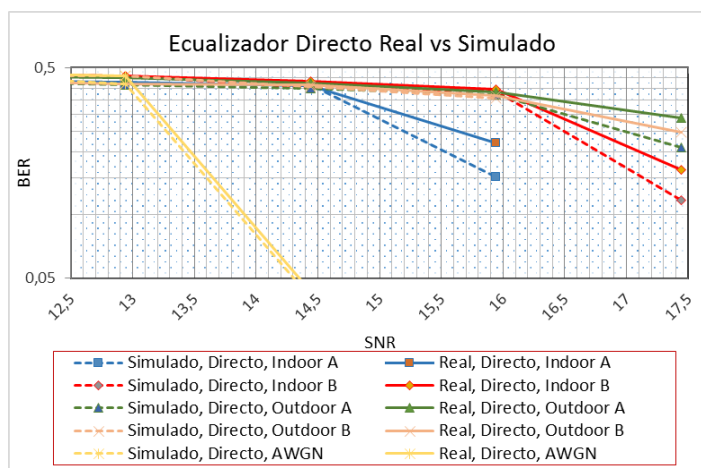


Fig. 12. BER vs SNR del ecualizador Directo con modulación PI/4 QPSK.

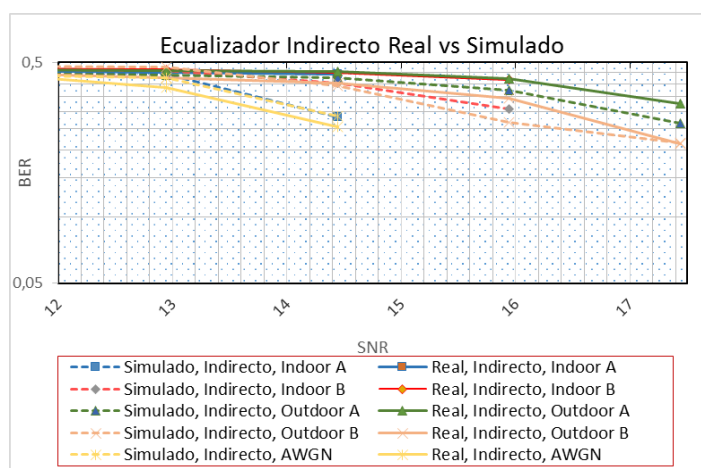


Fig. 13. BER vs SNR del ecualizador Indirecto con modulación PI/4 QPSK.

En la Fig. 12 y 13 se muestra que ambos ecualizadores tienen un mejor desempeño en el canal AWGN que en canales indoor y outdoor, debido que el canal AWGN tiene una densidad espectral de potencia constante (canal ideal).

En un ambiente real (canal ISI) el desempeño de los ecualizadores es mejor en ambientes indoor que en outdoor, a consecuencia de que los tiempos de retardos y de potencia en canales outdoor son más elevados, dificultando la tarea de estimación de los ecualizadores lineales para reconstruir la señal degradada por la presencia del ruido y la interferencia intersimbólica.

7.2 Desempeño de los ecualizadores a diferentes técnicas de modulación

En esa parte se estudiará el comportamiento de los ecualizadores lineales sometidos a diferentes canales indoor y outdoor considerando varias modulaciones, con secuencia de entrenamiento Barker - 13 y codificación de canal Hamming – 1/2.

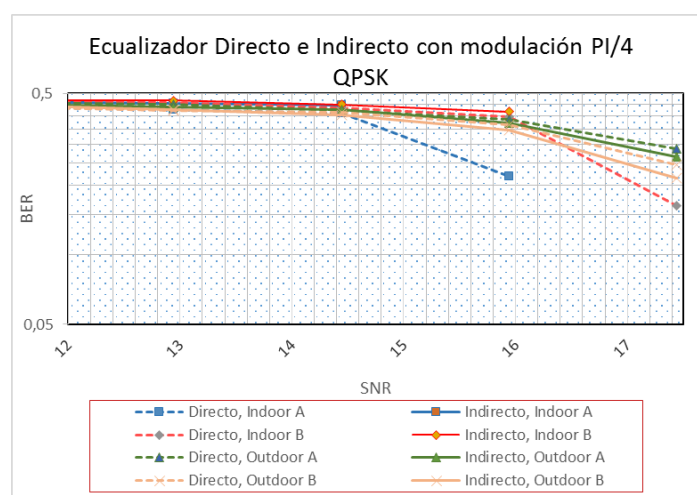


Fig. 14. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto en canales Indoor y Outdoor con modulación PI/4 QPSK.

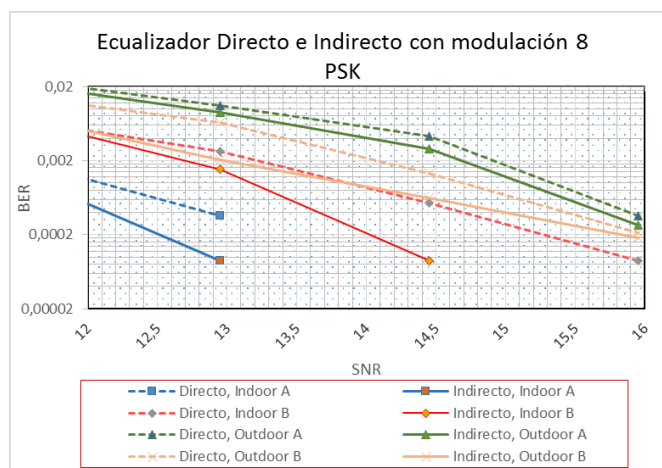


Fig. 15. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto en canales Indoor y Outdoor con modulación 8 PSK.

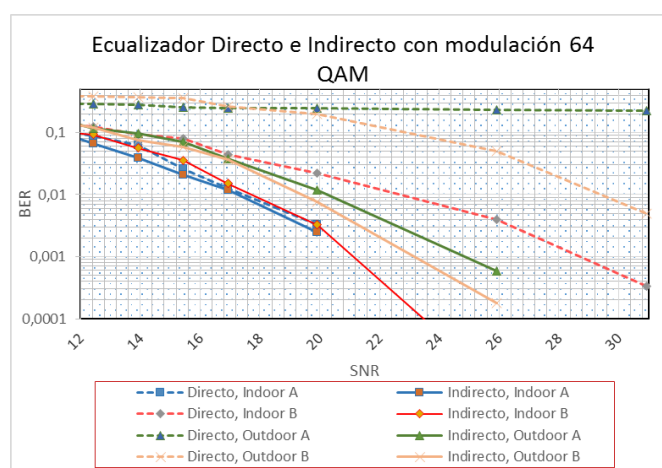


Fig. 16. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto en canales Indoor y Outdoor con modulación 64 QAM.

Al observar las Fig. 14 y 16 las cuales corresponden a la modulación de $\pi/4$ QPSK y 64 QAM respectivamente, se puede apreciar que el ecualizador Indirecto tiene un mejor desempeño que el Directo, esto es debido a que estas

modulaciones son muy sensibles al ruido por lo que es necesario estimar y eliminar los efectos del canal tal como la hace la ecualización Indirecta.

En cambio, la Fig. 15 al utilizar una modulación 8 PSK su rendimiento sobresale con respecto a las otras modulaciones, debido a que esta modulación utilizada tiene buenas propiedades de robustez frente al ruido, permitiendo obtener de manera legible la secuencia de entrenamiento, y de esa forma reconstruir la señal.

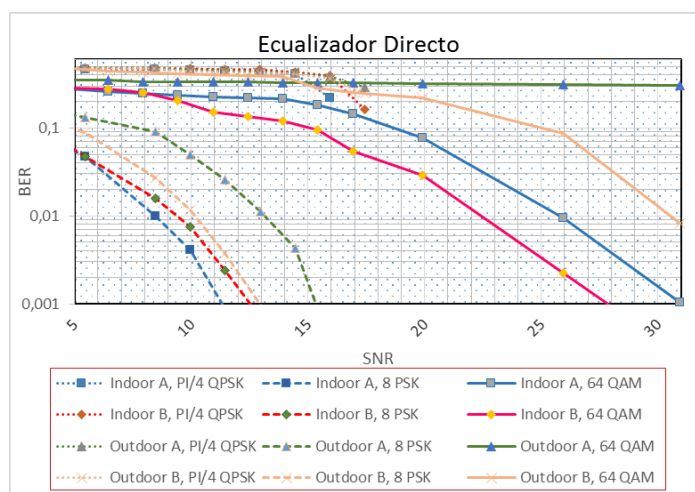


Fig. 17. BER vs SNR del ecualizador Directo para diferentes modulaciones con canales Indoor y Outdoor.

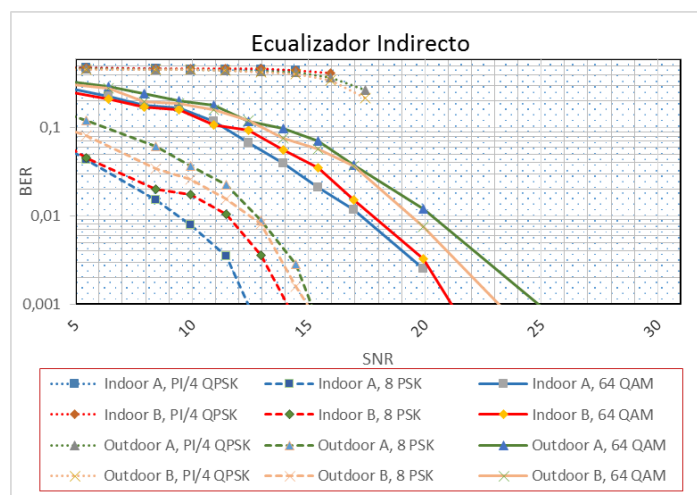


Fig. 18. BER vs SNR del ecualizador Indirecto para diferentes modulaciones con canales Indoor y Outdoor.

Al revisar detenidamente las Fig. 17 y 18 se visualiza que las curvas de los diferentes canales en descender primero corresponden al ecualizador Indirecto, lo que en términos generales el ecualizador Indirecto es mejor que el Directo.

7.3 Desempeño de los ecualizadores a diferentes secuencias de entrenamiento

En un sistema inalámbrico es importante sincronizar la trama y estimar el canal, el cual se hace a través de las secuencia de entrenamiento.

Para examinar el comportamiento de los ecualizadores lineales se realizaron pruebas utilizando distintas secuencias de entrenamiento y midiendo el grado

de afectación al aumentar o disminuir la longitud de una misma secuencia bajo un mismo evento.

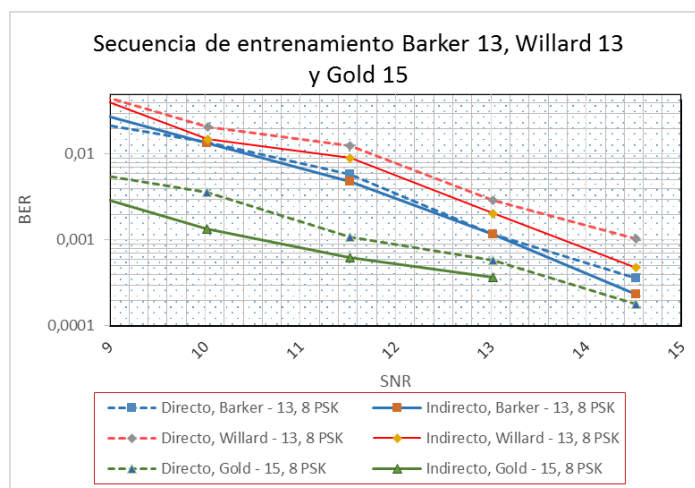


Fig. 19. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto para diferentes secuencias de entrenamiento.

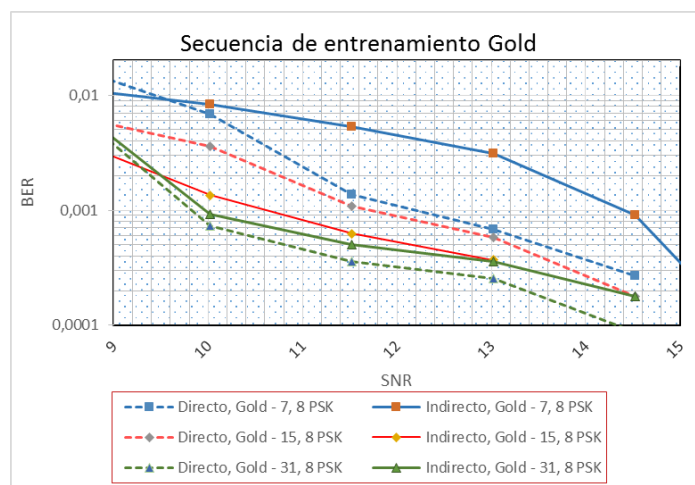


Fig. 20. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto para diferentes secuencias de entrenamiento.

La Fig. 19 muestra que para todas secuencias de entrenamiento el ecualizador Indirecto muestra un mejor desempeño siendo Gold 15 la mejor secuencia de entrenamiento.

La Fig. 20 se analiza una variación del tamaño de la secuencia Gold y determinamos que para este caso un ecualizador Directo es mejor cuando se tiene una secuencia de entrenamiento grande (Gold - 31) o bien pequeña (Gold - 7). Cabe recalcar que se utilizó una modulación 8 PSK que permite una mejor robustez frente al ruido.

7.4 Desempeño de los ecualizadores a diferentes codificaciones

Para estudiar el comportamiento de los ecualizadores lineales se realizaron pruebas utilizando distintos codificadores y midiendo el grado de afectación al aumentar o disminuir la tasa de codificación manteniendo una secuencia Gold 31 y modulación de 64 QAM.

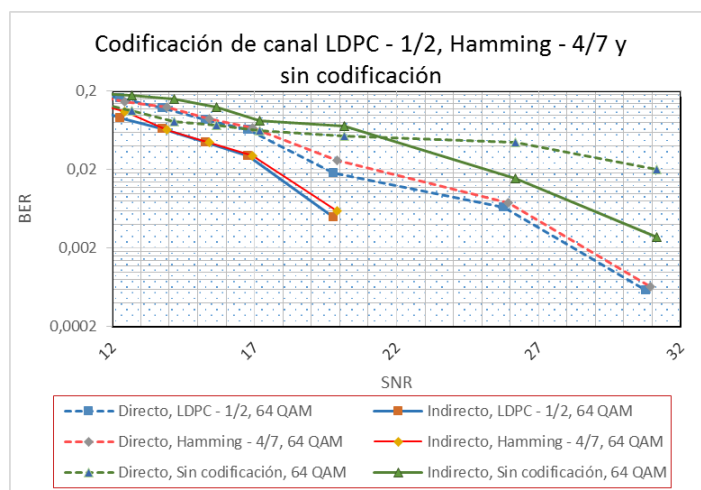


Fig. 21. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto para diferentes codificaciones con tres bit de paridad.

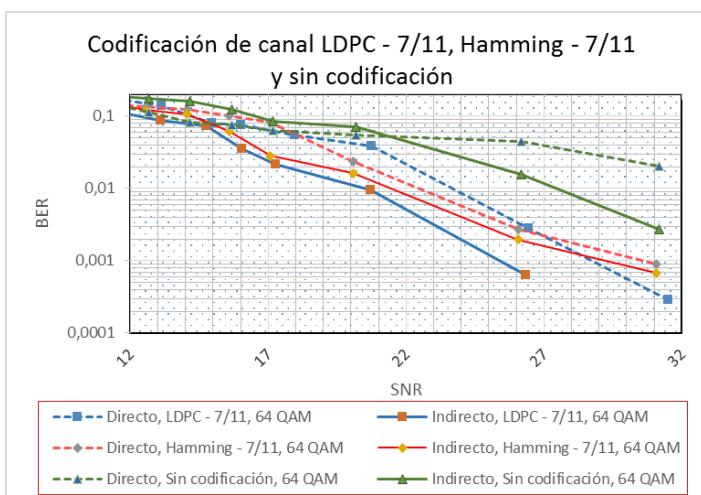


Fig. 22. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto para diferentes codificaciones con cuatro bit de paridad.

Se aprecia en la Fig. 21 y 22 primero que el ecualizador de mejor prestación es el Indirecto y segundo que la codificación de LDPC es mejor que Hamming. Adicional la codificación LDPC mejora al tener 4 bits de chequeo de paridad. Adicionalmente, al no utilizar codificación permite que exista un BER más elevados a consecuencia de que no se puede corregir ni detectar errores.

7.5 Eficiencia espectral ante el ruido

Es de suma relevancia obtener el umbral de hasta que tasa de bits el sistema inalámbrico es tolerable al ruido, para ello fijaremos un tiempo de símbolo igual a la separación de cada retraso (0.1 o 0.2 useg. dependiendo del canal) e incrementamos el nivel de ruido en el transmisor hasta encontrar la frontera donde el texto transmitido deja de ser legible y empieza a ser incomprensible.

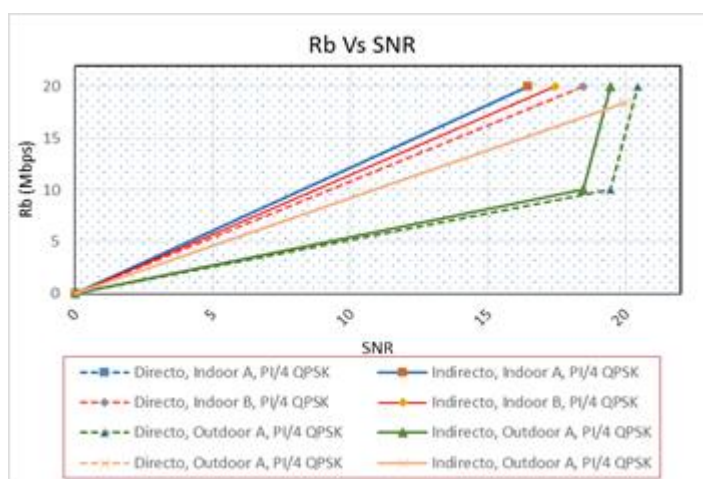


Fig. 23. BER vs SNR de los ecualizadores Directo e Indirecto para diferentes secuencias de entrenamiento.

En la gráfica de la Fig. 23, las curvas representan cada uno de los canales a una modulación de PI/4 QPSK de lo que se desprende que el mejor ecualizador es el Indirecto para un canal Indoor-A a una tasa de bit (Rb) de 20Mbps. Esto significa que se puede transmitir a la tasa de bit antes mencionada con presencia de ruido y poder tener una recepción de señal entendible.

8. CONCLUSIÓN Y RECOMENDACIONES

De los resultados obtenidos se concluye:

El canal AWGN por tener característica de un canal ideal que consiste en tener una densidad espectral de potencia uno y tiempos de retardo cero, las curvas convergieron rápidamente con respecto a los canales multitrayectoria.

El ecualizador Indirecto obtuvo el mejor rendimiento para la estimación del canal en todos los casos que se ha realizado, mejorando aún más cuando se utilizó una modulación 8 PSK (ver Fig. 15), en donde la curva disminuyó rápidamente, debido que con la modulación de 8 PSK presenta un mejor desempeño frente al ruido que las modulaciones $\pi/4$ QPSK y 64 QAM, por tal motivo y teniendo en cuenta lo mencionado el ecualizador Indirecto supero al Directo gracias a que estima y elimina los efectos del canal.

Al analizar el resultado de las gráficas BER vs SNR que generaron los dos ecualizadores lineales en cuanto al comportamiento de los canales indoor y outdoor se concluye que los canales indoor presentan menos interferencia intersimbólica (ISI) que los outdoor que tienen un mayor tiempo de retardo.

Cabe recalcar que el ecualizador Directo para la modulación 64 QAM en canales outdoor era imposible su convergencia, permitía valores de BER cercanos a 0.001.

La secuencia de entrenamiento Gold resulto ser mejor que la secuencia Willard y Barker, debido a que la secuencia Gold cuenta con mejores propiedades de autocorrelación y de correlación cruzada lo que permite aún más una recuperación mejorada de los coeficientes del canal, teniendo en cuenta que para el proyecto repetimos 4 veces la secuencia de entrenamiento predominando sus propiedades.

Para la codificación de canal en los canales indoor y outdoor concluimos que el codificador LDPC por su complejidad y robustez presenta un desempeño mejor ante la codificación Hamming.

Antes de elegir un ecualizador y un codificador es importante tener en cuenta lo siguiente:

El ecualizador Directo es fácil de implementar comparado al Indirecto que tiene dos etapas para obtener la señal deseada, por lo que se debe

determinar el escenario en el cual se va a transmitir y el costo que se tiene para implementarlo.

El codificador Hamming es menos complejo de implementar que LDPC que utiliza genera una matriz de paridad y en su receptor un algoritmo interactivo que estima los errores.

9. REFERENCIAS

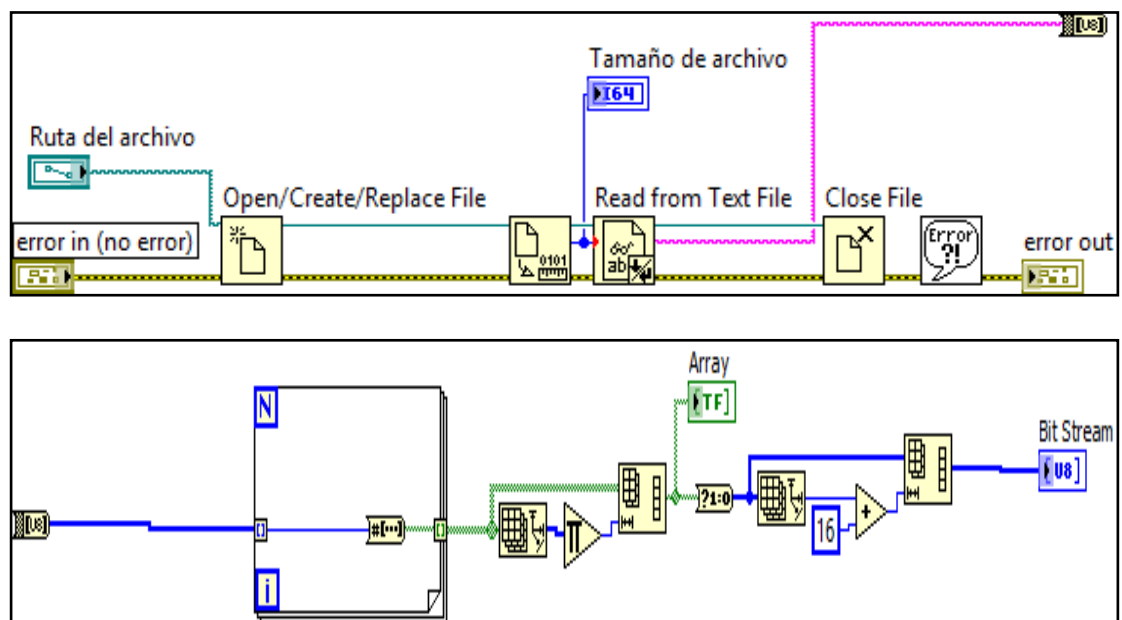
- [1] Robert w. Heat Jr. Ph.D., PE. "Digital Communications: Physical Layer Lab using the NI USRP Platform", National Technology and Science Press
- [2] Jalal Jamal Hamad-Ameen, "Proposed sets of Polyphase Spreading Sequences for DS-CDMA System", Proceedings of the 5th WSEAS International Conference on Telecommunications and Informatics, Istanbul, Turkey, May 27-29, 2006
- [3]<http://www.mathworks.com/help/comm/ref/comm.goldsequence-class.html>
- [4] Ismael de Fez Lava, "Implementación y evaluación de la codificación LDPC para la transmisión de ficheros en entornos unidireccionales", Universidad Politécnica de Valencia, 2010.
- [5]. <http://es.slideshare.net/cctobarial/modulacion-digital-13433132>
- [6]. Santiago G. (21/12/2009). Sistemas de Modulación [Online]: <http://www.analfatecnicos.net/archivos/15.SistemasModulacionWikipedia.pdf>
- [7]. John G Proakis, Masoud Salehi, Massoud Salehi - Digital Communications 5th Edition [Online]: <http://www.chegg.com/homework-help/4-qpsk-may-considered-two-qpsk-systems-offset-4-rad-1-sketch-chapter-3-problem-3p-solution-9780072957167-exc>
- [8].<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/ads2004a/numeric/csnum0111.html>
- [9].https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/VSS_System_Blocks/I80211A_MAP.htm

- [10].<http://ocw.upm.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones-1/comunicaciones-moviles/contenidos/capitulo-3.-propagacion-en-comunicaciones-moviles-1>
- [11].<http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11479/fichero/3-Sistemas+CDMA.pdf>
- [12].<http://bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/83/1/CD-0055.pdf>
- [13] Camilo Torres Zambrano – Carlos Páez Rueda, “Metodología de análisis por medio de la simulación de la modulación M-QAM sobre un canal afectado por desvanecimiento y efecto Doppler”, Pontificia Universidad Javeriana de Colombia, 2011.
- [14] Álvaro Humberto Cisneros Rosero - Daniel Sepúlveda Núñez, “Código de Hamming para detección y corrección de errores”, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, 2012.
- [15] León W. Couch, “Sistemas de comunicación digital y analógico” 7ma Ed. Pearson Educación, México, 2008, pp. 5, 18, 19.

ANEXOS

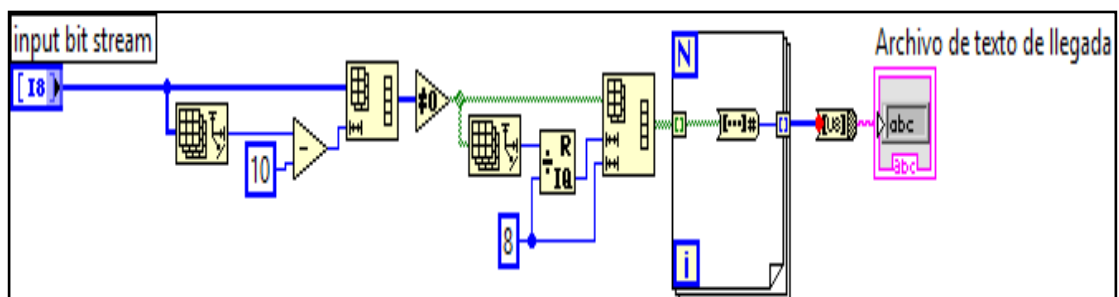
ANEXO 1

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE FUENTE DE TEXTO ENVÍO



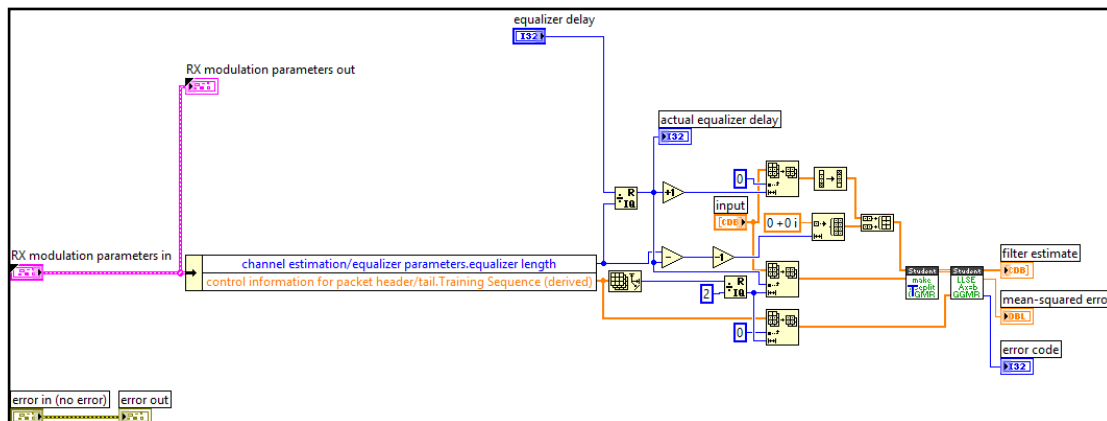
ANEXO 2

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE DESTINO DE TEXTO RECEPCIÓN



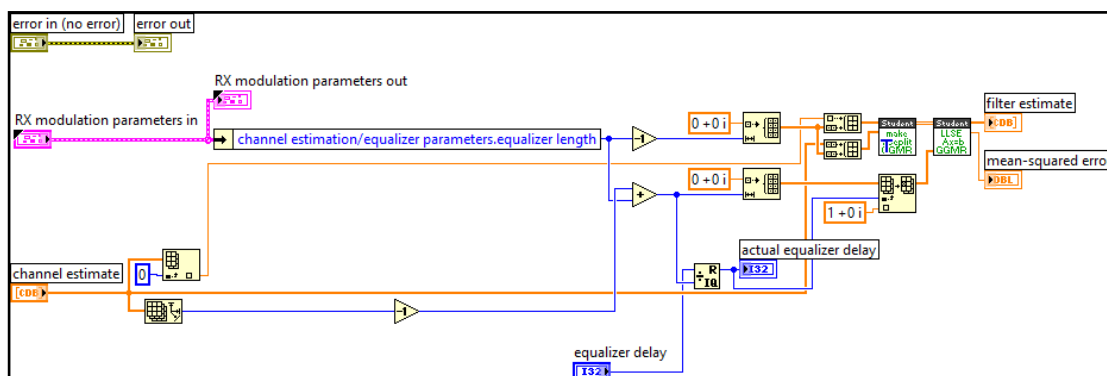
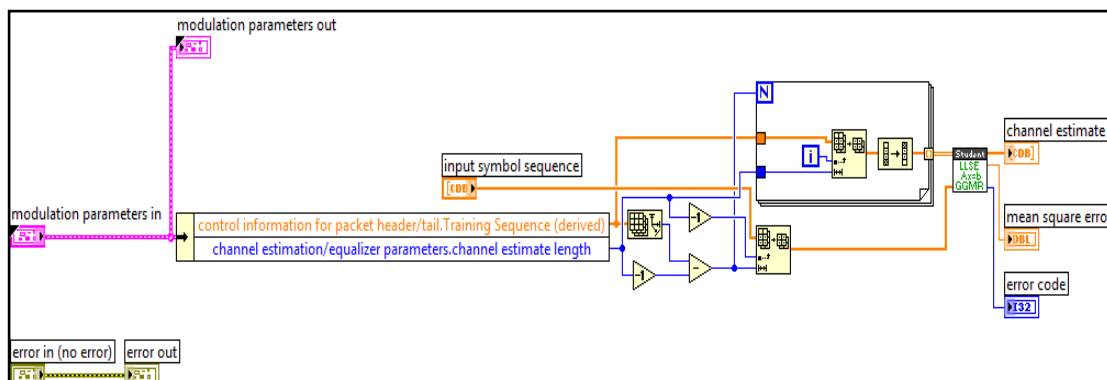
ANEXO 3

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE ECUALIZADOR DIRECTO

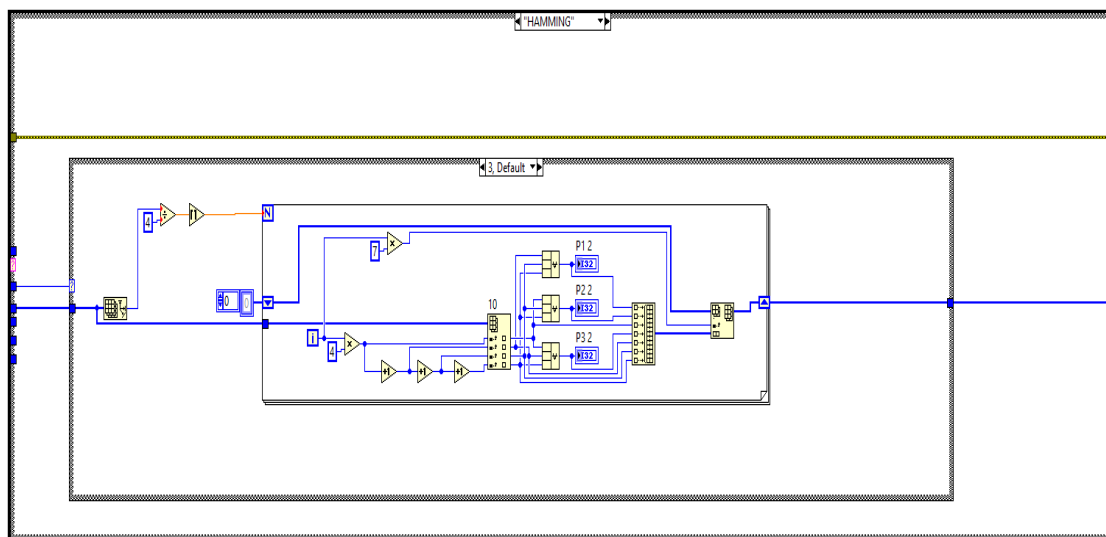


ANEXO 4

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE ECUALIZADOR INDIRECTO

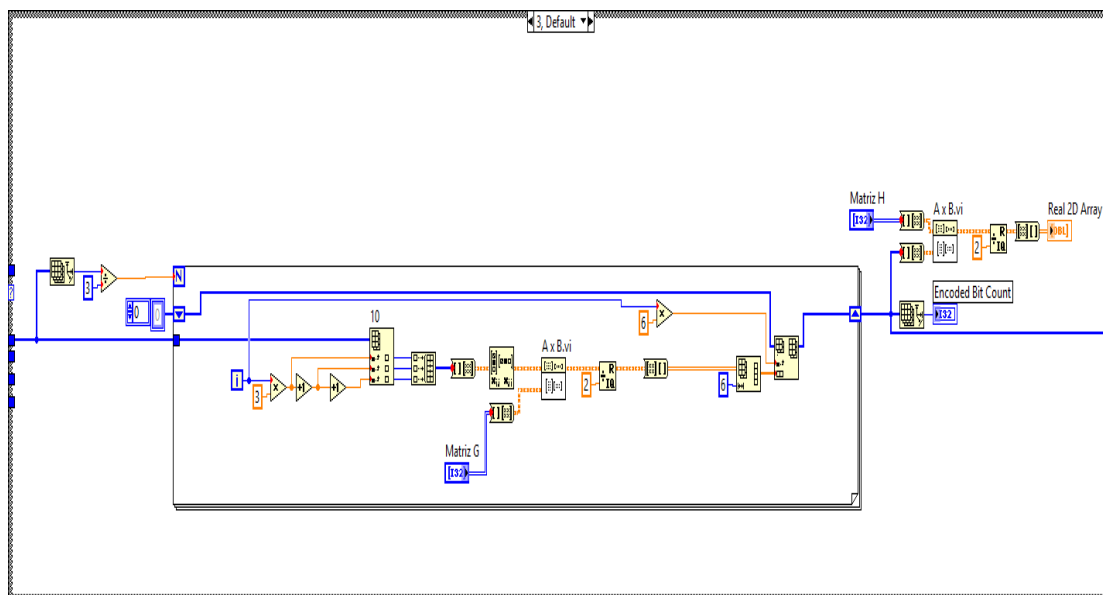


ANEXO 5
DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE CODIFICADOR HAMMING 4/7



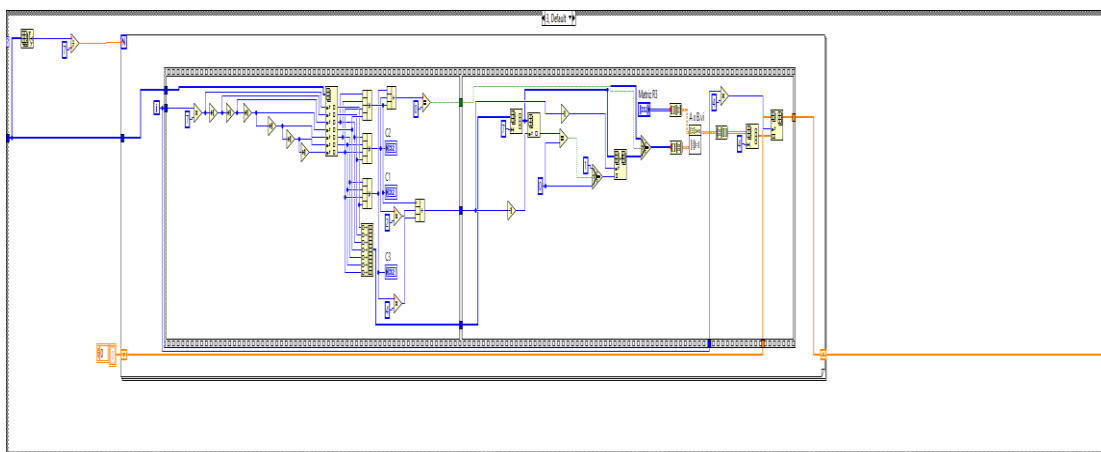
ANEXO 6

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE CODIFICADOR LDPC 1/2



ANEXO 7
DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE DECODIFICADOR HAMMING

4/7



ANEXO 8

DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE DECODIFICADOR LDPC 1/2

