



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE CODIFICADORES DE BLOQUES LINEALES EN LA TRANSMISIÓN DE IMÁGENES A TRAVÉS DE CANALES MULTITRAYECTORIAS EN UN SISTEMA OFDM”

INFORME DE PROYECTO

Previa a la obtención del Título de:

MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES

Presentado por:

Ing. Isaac Josué Guachilema Valencia

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO 2016

AGRADECIMIENTOS

Al PhD. Boris Ramos por su buena gestión y preocupación porque el programa de maestría sea un éxito y por su colaboración como tutor en el desarrollo de este trabajo.

A la Ing. Maricela Freire por su inmensa colaboración en los laboratorios de telecomunicaciones facilitándonos las herramientas necesarias para el desarrollo de este trabajo y por compartir su conocimientos de manera desinteresada.

Isaac Guachilema Valencia

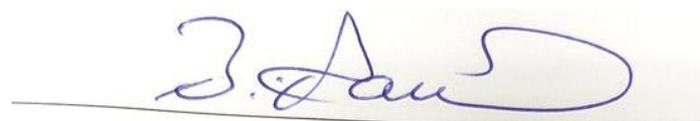
DEDICATORIA

A mis padres , Jesús Guachilema y Diana Valencia, quienes a lo largo de toda mi vida me han apoyado y motivado en mi formación académica , creyendo en mi en todo momento y sin dudar de mis habilidades.

A mi amada hija Gaye por ser mi fuente de motivación e inspiración para cada día llegar más lejos y ser su ejemplo a seguir para que luche por llegar más lejos que su padre.

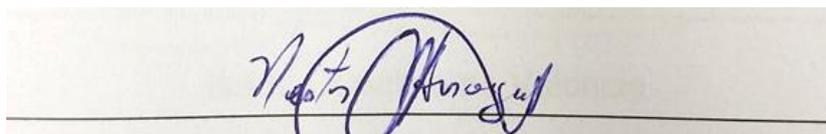
Isaac Guachilema Valencia.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



Boris Ramos, PhD.

EVALUADOR



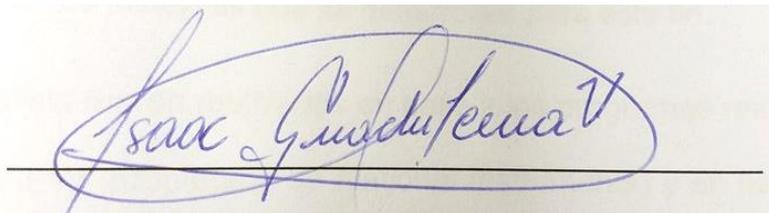
Néstor Arreaga, MSc.

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.



Isaac Guachilema Valencia

C.I.: 0924691702

RESUMEN

En el presente proyecto se buscó analizar las características que mejor desempeño provoquen para poder transmitir imágenes en un sistema de comunicación inalámbrico. El sistema será configurado en diferentes canales multitrayectoria y con diferentes tipos de modulaciones digitales con la finalidad de comprobar cuál es el más eficiente.

Hoy en día, contar con medios que permitan determinar cuál es el sistema más adecuado para poder transmitir cierto tipo de información, son de vital importancia para asegurar el manejo adecuado de recursos y garantizar la confiabilidad de los sistemas que se desarrollen para este fin.

Todos los análisis fueron realizados en base a los programas realizados en el software LabVIEW (propietario de National Instruments) y en base al equipo que permita realizar la comunicación, el cual es el USRP 2920, también propietario de National Instruments.

Finalmente, todos los resultados serán procesados para poder diagramar curvas del comportamiento de las diferentes variantes del sistema, ya que, son en base a estas graficas que se decidió cual es el más rentable en términos de funcionamiento y seguridad de la información a transmitir.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS	I
DEDICATORIA.....	II
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN.....	III
DECLARACIÓN EXPRESA.....	IV
CONTENIDO.....	vi
LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE TABLAS.....	xi
INTRODUCCIÓN	12
1. MARCO TEORICO	13
1.1. SISTEMAS DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICAS.....	13
1.2. TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE IMÁGENES.....	14
1.3. CANALES MULTITRAYECTORIA.....	15
1.3.1. CANAL MULTITRAYECTO PLANO	17
1.3.2. CANAL MULTITRAYECTO SELECTIVO	18
1.4. MODULACIÓN DIGITAL	18
1.4.1. Modulación QPSK	19
1.4.2. Modulación 8 PSK.....	20
1.5. OFDM.....	21
1.5.1. Prefijo Cíclico	23
1.5.2. Sincronización de trama Schmidl & Cox	24
1.6. ENCRIPCIÓN	26
1.6.1. Codificación Hamming.....	26
1.6.2. Codificación LDPC.....	29
1.7. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA.....	31
1.7.1. Especificaciones del diseño del sistema	31
1.7.2. Procesamiento de Imágenes	32
1.7.3. Codificador y Decodificador Hamming	34
1.7.4. Codificador y Decodificador LDPC	37
1.7.5. Sincronizador de trama Schmidl & Cox	39

2. ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	41
2.1. TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE IMÁGENES.....	41
2.2. RESPUESTA DE CANALES MULTITRAYECTORIAS	43
2.3. ANÁLISIS EN DIFERENTES CANALES MULTITRAYECTORIAS ..	48
2.4. ANÁLISIS EN DIFERENTES MODULACIONES	50
2.5. ANÁLISIS EN CODIFICADORES DE CANAL LINEALES.....	52
2.6. ANÁLISIS TASA DE TRANSMISIÓN DE DATOS	57
CONCLUSIONES.....	59
BIBLIOGRAFÍA	61
ANEXOS	63

ABREVIATURAS

BER	Bit Error Rate
ISI	Interferencia Intersimbólica
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
SNR	Signal to Noise Ratio
USRP	Universal Software Radio Peripheral
NI	National Instruments
TIC	Tecnologías de la Información y Comunicación
WPAN	Wireless Personal Area Networks
WLAN	Wireless Local Area Networks
WWAN	Wireless Wide Area Networks
FWWAN	Fixed Wireless Area Networks
MWWAN	Mobile Wireless Wide Area Networks
OEM	Onda Electromagnética
LDPC	Low Density Parity Check
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1. Clasificación de comunicaciones inalámbricas según alcance y forma de controlar acceso a la red. [2]	14
Fig. 2. Esquema del sistema de transmisión y recepción de imágenes.	15
Fig. 3. Ejemplo de un canal multitrayecto.	16
Fig. 4. Diagrama de BWs vs. BWc [6].....	17
Fig. 5 Diagrama de BWs vs. BWc [7]	18
Fig. 6. Constelación de modulación QPSK.....	19
Fig. 7. Constelación de modulación 8 PSK.....	20
Fig. 8. Representación en tiempo y de espectro de la señal OFDM [12] ...	22
Fig. 9. Representación del prefijo cíclico OFDM.....	23
Fig. 10. Trama OFDM [12].....	24
Fig. 11. Estructura del código Hamming. [15].....	27
Fig. 12. Ejemplo de codificación de Hamming. [15]	29
Fig. 13. Ejemplo de codificación LDPC.....	30
Fig. 14. Equipos que conforman el sistema inalámbrico.....	32
Fig. 15. Conversión de Imagen a String.	33
Fig. 16. Conversión de String a Bit.	33
Fig. 17. Conversión de Bits a Imagen.....	34
Fig. 18. Asignación de bits de paridad.....	34
Fig. 19. Inserción de bits de paridad en la información.....	35
Fig. 20. Comparación de bits de paridad - Decodificación.....	36
Fig. 21. Corrección de información – Decodificación.....	37
Fig. 22. Matriz de Paridad 12x9.....	37
Fig. 23. Codificación LDPC (12,9)	38
Fig. 24. Calculo del síndrome en decodificación.....	38
Fig. 25. Cálculo de probabilidad de error.....	39
Fig. 26. Cálculo de $M(d)$	40
Fig. 27. Valor máximo de la métrica – Inicio de trama	40
Fig. 28. Imagen Transmitida y Recibida con Ruido –Inf.....	41
Fig. 29. Constelación transmitida y recibida con Ruido –Inf.....	42

Fig. 30. Imagen Transmitida y Recibida con Ruido -5dB.	42
Fig. 31. Constelación transmitida y recibida con Ruido -5dB.	43
Fig. 32. Perfil de potencia y Respuesta del Canal Indoor A	44
Fig. 33. Perfil de potencia y Respuesta del Canal Indoor B	46
Fig. 34. Perfil de potencia y Respuesta del Canal Outdoor A	47
Fig. 35. Perfil de potencia y Respuesta del Canal Outdoor B.	48
Fig. 36. BER vs. SNR - Modulación QPSK.....	49
Fig. 37. BER vs. SNR - Modulación 8PSK.....	50
Fig. 38. BER vs. SNR – Canales – Datos Reales	51
Fig. 39. BER vs. SNR – Canales – Datos Simulados	51
Fig. 40. BER vs. SNR – Canal 1A - Hamming	52
Fig. 41. BER vs. SNR – Canal 4B - Hamming	53
Fig. 42. BER vs. SNR – Canal 1A – LDPC	54
Fig. 43. BER vs. SNR – Canal 4B – LDPC	54
Fig. 44. BER vs. SNR – Canal 1A - QPSK– Codificadores	55
Fig. 45. BER vs. SNR – Canal 1A – 8PSK - Codificadores.....	56
Fig. 46. BER vs. SNR – Canal 4B - QPSK– Codificadores	56
Fig. 47. BER vs. SNR – Canal 4B - 8PSK– Codificadores.....	57
Fig. 48. Rb vs. SNR – Canal 1A	58

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Canales Indoor Comerciales.....	43
Tabla 2. Canales Outdoor Áreas Rurales.	44
Tabla 3. Nomenclatura de los canales.....	49

INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicación inalámbrica representan una buena herramienta para poder llegar con un mensaje, a largas distancias sin necesidad de un cable que conecte ambos puntos. Estos sistemas tienen grandes aplicaciones en las transmisiones de datos, ya sean estos analógicos o digitales.

La información que va a ser transmitida, será modulada y encriptada, esto para poder garantizar la facilidad de propagación de la señal (información) a transmitir y poder darle seguridad a la misma, respectivamente. La modulación que se utilizará es QPSK y 8PSK, las cuales son modulaciones que varían una con respecto a la otra, solo por el número de símbolos que transportan.

Hacer uso de codificaciones permitirá asegurar la información que se está transmitiendo y de esta forma darle robustez al sistema de comunicación implementado. Tanto la modulación como la encriptación se la realizará mediante software (LabVIEW) y la implementación del proyecto se la realizará con dichos programas en el software LabVIEW y los equipos USRP para poder simular el transmisor y receptor con las características del canal multirayectoria a utilizar.

1. MARCO TEORICO

En este capítulo se hará un recuento de todos los conceptos y fundamentos teóricos necesarios para el desarrollo del proyecto, comprendiendo esto, el diseño, la implementación y posterior prueba del mismo. Se detallarán formulas y diagramas que permitan tener un mejor entendimiento de lo que se necesita para elaborar un análisis como éste.

1.1. SISTEMAS DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICAS

Los sistemas de comunicación inalámbrica representan todo lo concerniente a las tecnologías, aplicaciones y servicios de transmisión a través de un medio o canal de propagación inalámbrico. Hoy en día estos sistemas comprenden el segmento más dinámico y con mayor crecimiento de todo lo correspondiente a las Tecnologías de la Información y Comunicaciones (TIC). [1]

Los sistemas inalámbricos se clasifican en diferentes tecnologías, entre las más importantes se tienen, redes WPAN (redes de área personal inalámbrica), redes WLAN (redes de área local inalámbrica), redes WWAN (redes de área extendida inalámbrica) que a su vez se subdividen en redes WWAN (comunicación fija) y redes MWWAN (comunicación móvil). Toda esta clasificación se fundamenta en el alcance y la manera en la que se controla el acceso a la red, respectivamente. [2]

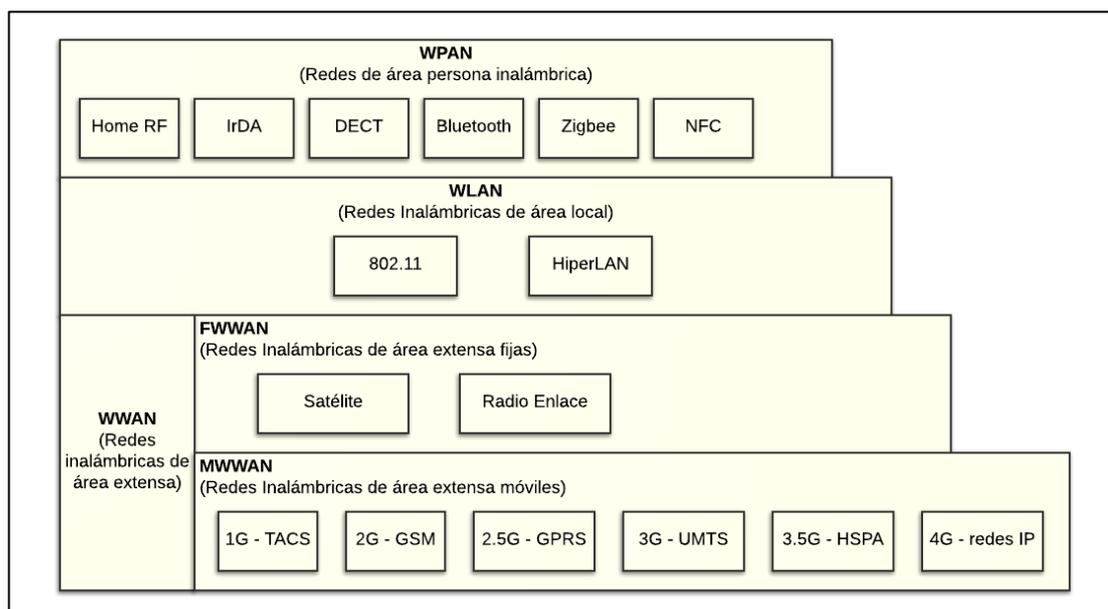


Fig. 1. Clasificación de comunicaciones inalámbricas según alcance y forma de controlar acceso a la red. [2]

En la fig. 1 se describe la clasificación con respecto al alcance y como estas redes controlan el acceso a la red. También se observa cuáles son las tecnologías o estándares que se manejan en cada tipo de red.

1.2. TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE IMÁGENES

La transmisión y recepción de imágenes (mensaje) dentro del sistema de comunicación inalámbrico, implica un proceso de adaptación de la imagen para que pueda ser transmitida de manera adecuada, respetando sus características, para que esta no se va comprometida durante el envío. Parámetros como la calidad de la compresión y como se codifica la imagen,

son de vital importancia para darle confiabilidad al sistema y que en el tráfico de envío o recepción el paquete no se vea afectado. [3]

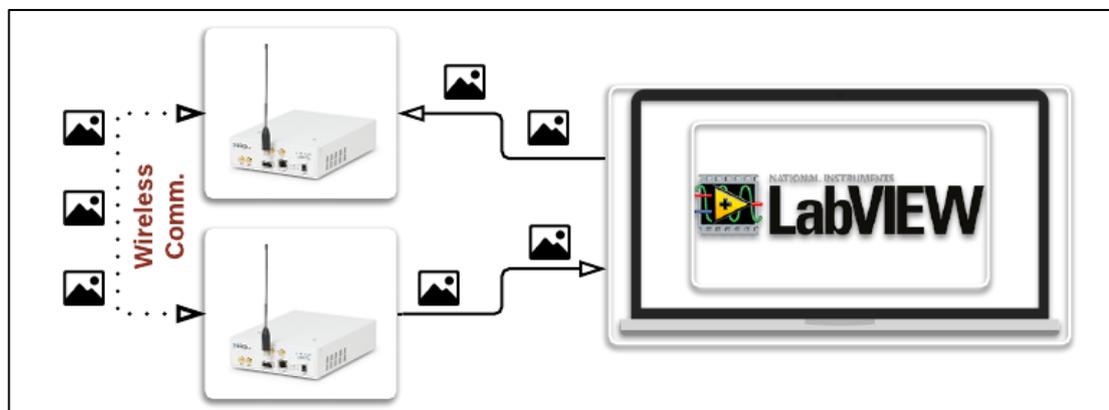


Fig. 2. Esquema del sistema de transmisión y recepción de imágenes.

En la fig. 2 se muestra el esquema a emplear para transmitir la imagen. Se basa en un programa de LabVIEW para añadir la imagen que será enviada a través del USRP vía inalámbrica. Del lado del receptor se recibirá de igual forma con el USRP y llevada a un cuadro de recepción en LabVIEW.

1.3. CANALES MULTITRAYECTORIA

Los canales multitrayectoria son todos los medios de propagación en donde ocurre el fenómeno de multicamino. Este fenómeno se da cuando las señales electromagnéticas desde un transmisor, llegan al receptor por más de un trayecto y con diferentes tiempos. Estos efectos de desviación ocurren principalmente por el medio de transmisión, ya que, es en base a este que se define el camino que seguirá la OEM. [4]

Uno de los principales fenómenos que ocurren en este tipo de canales es el desvanecimiento multitrayecto, el cual consiste básicamente en múltiples reflexiones, difracción y dispersión de la señal transmitida y que al llegar al receptor crean efectos de desvanecimiento a pequeña escala. Los más importantes se los detalla a continuación. [5]

- Cambios rápidos en la intensidad de la señal en una distancia relativamente corta (enlace) o en ciertos intervalos.
- Modulación de frecuencia aleatoria producida principalmente por cambios en la dispersión de Doppler.
- Ecos (dispersión en tiempo) producidos por retrasos en la propagación multitrayecto.

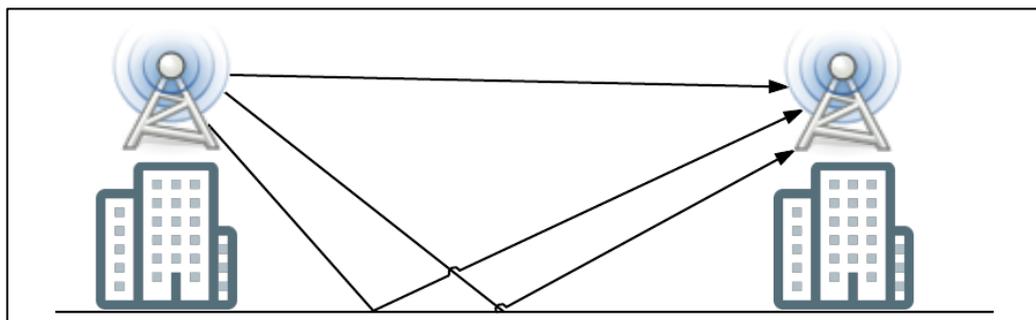


Fig. 3. Ejemplo de un canal multitrayecto.

En la Fig. 3 se muestra como una misma señal al transmitirse sufre desfases de tiempo al llegar, ocasionados por diferentes parámetros intrínsecos del medio en el que se propaga.

1.3.1. CANAL MULTITRAYECTO PLANO

En un canal multitrayecto se cuenta con dos anchos de banda, el de la señal y el del canal (BWs y BWc respectivamente), si se cumple que $BWs < BWc$, el canal conserva el espectro de la señal que se está transmitiendo porque todas las frecuencias son tratadas de igual forma y a esto es lo que se denomina canal no selectivo de frecuencia o canal plano. Este tipo de afectaciones a la señal o desvanecimiento de la misma, se dan en condiciones de nieblas densas o cuando el aire muy frío fluctúa sobre un terreno cálido, produciéndose así pérdidas de trayectoria dentro de una gran banda de frecuencias. [6]

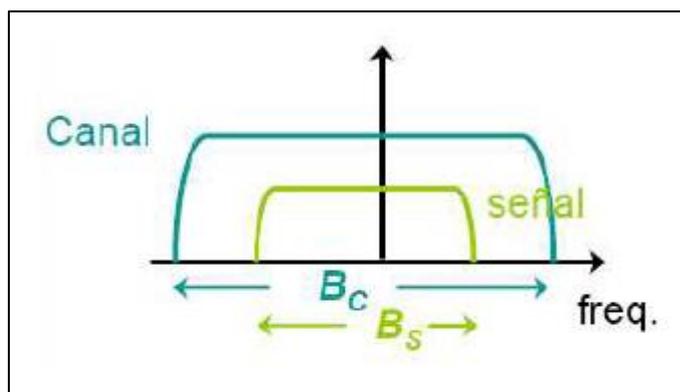


Fig. 4. Diagrama de BWs vs. BWc [6]

En la Fig. 4 se muestra como es superpuesto el ancho de banda de canal sobre el ancho de banda de la señal a transmitir, siendo el ancho de banda mayor al de la señal.

1.3.2. CANAL MULTITRAYECTO SELECTIVO

Se dice que un canal multitrayecto es selectivo cuando $BW_s > BW_c$, ya que el canal presenta distorsiones y no conserva el espectro de la señal transmitida, siendo su principal causa la interferencia entre uno o más rayos de la atmosfera. [7]

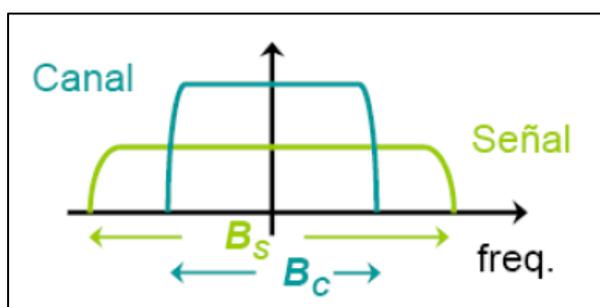


Fig. 5 Diagrama de BWs vs. BWc [7]

En la Fig. 5 se muestra como es superpuesto el ancho de banda de canal sobre el ancho de banda de la señal a transmitir, siendo el de canal menor que el de la señal.

1.4. MODULACIÓN DIGITAL

La modulación digital hace referencia a toda información que se desea transmitir en banda base digital (1's y 0's) para montarla sobre una portadora sinusoidal. Con esto, se conseguirá afectar la amplitud, la frecuencia o la fase de la portadora, ya sea para compartir un canal de comunicación o llevar una señal a frecuencias compatibles con el medio de transmisión. [8]

Hacer uso de esta forma de modulación permite más capacidad de información, compatibilidad con servicios digitales, mas seguridad de los datos, una mejorar calidad de comunicación y una disponibilidad de sistemas más rápida con respecto a los sistemas de modulación analógico. [9]

1.4.1. Modulación QPSK

La modulación QPSK o modulación cuaternaria de fase consiste en cambiar la fase de la portadora por 4 ocasiones (0° , 90° , 180° y 270°) dentro de la forma de onda. Estos cambios se producen por el uso de datos digitales para cambiar entre cuatro señales de la misma frecuencia, pero de fase opuesta. [10]

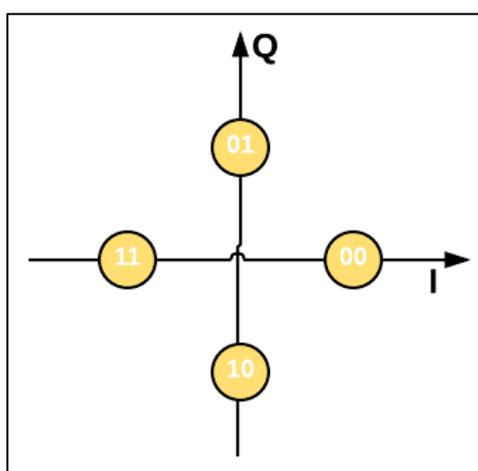


Fig. 6. Constelación de modulación QPSK.

En la Fig. 6 se observan los 4 símbolos en base a la combinación de 2 bits en la modulación QPSK. Entre ellos existe un desfase de 90° y, además, son equiprobables con el mismo nivel de energía.

Para generar los símbolos QPSK en función de una señal portadora, se emplea la siguiente expresión:

$$s_n(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + (2n - 1)\frac{\pi}{4}\right), n \in \{1, 2, 3, 4\} \quad (1)$$

1.4.2. Modulación 8 PSK

La modulación 8PSK es de igual forma, una modulación por desplazamiento de fase, pero de 8 símbolos. Se cambiará la fase de señales de misma frecuencia en base a datos digitales (símbolos) pero con fase opuesta, obteniendo así la representación de la constelación con 8 niveles u 8 PSK. [10]

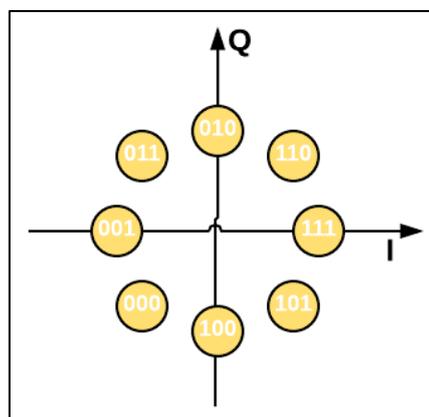


Fig. 7. Constelación de modulación 8 PSK.

En la Fig. 7 se muestran los símbolos que conforman la constelación 8 PSK. Estos símbolos son equiprobables y con igual nivel de energía, además de, tener un desfase entre ellos de 45° .

Para generar los símbolos 8PSK en función de una señal portadora, se emplea la siguiente expresión:

$$s_n(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + (n-1)\frac{\pi}{4}\right), n \in \{1, 2, \dots, 8\} \quad (2)$$

1.5. OFDM

El acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales (OFDM) es una técnica de modulación digital multiportadora que consiste en la división del espectro en un gran número de subportadoras cercanas entre sí, las cuales, serán usadas para el envío de datos, ya que, de esta manera, se obtienen los subcanales de banda estrecha. Cada subcanal presenta un desvanecimiento plano, el cual, hace que la ecualización sea más sencilla que en cualquier otro tipo de modulación. Dado que cada canal se bosqueja en base a una constante multiplicativa compleja, entonces, para poder estimar el canal es suficiente con encontrar el valor de la constante ya mencionada en cada instante para cada uno de los subcanales. [11]

Por otra parte, la información se divide en flujos de datos paralelos, en donde, cada uno se monta en una subportadora, posteriormente se modula con algún tipo de modulación convencional (como los descritos en la sección

1.4) a una tasa de símbolos relativamente baja, ya que, se debe mantener una velocidad similar a la del esquema de modulación de portadora única (uniportadora). [12]

Entonces es en base a esto que se forma una señal OFDM, ya que, dicha señal es la transformada de Fourier inversa de cada uno de los coeficientes mapeados en las respectivas portadoras, por ende, los coeficientes son la transformada directa de la señal OFDM. Es por esto que en los procesos de modulación y demodulación se aprovecha al máximo estas características de OFDM y se los presenta en tiempo discreto mediante los algoritmos IFFT (transformada rápida de Fourier inversa) y FFT (transformada rápida de Fourier), para modular y demodular respectivamente. Finalmente, para conseguir una eficiencia espectral elevada, las respuestas en frecuencia de cada subcanal deben estar superpuestas y ser ortogonales. [12]

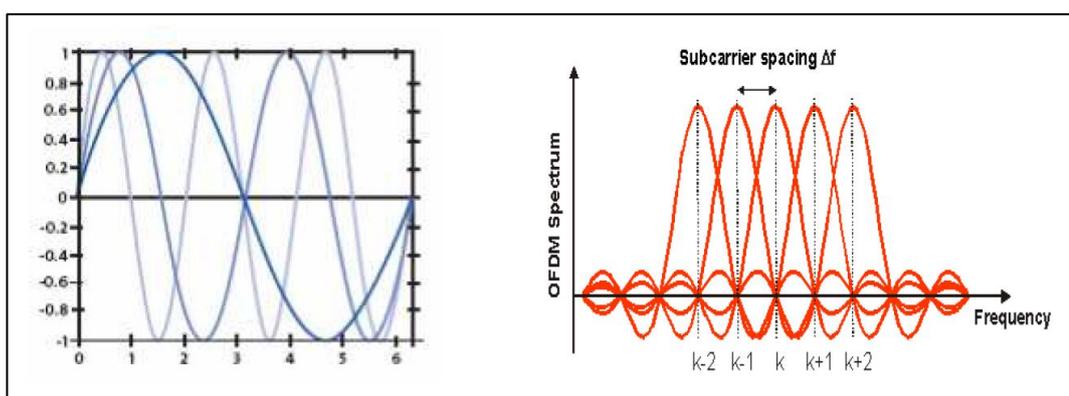


Fig. 8. Representación en tiempo y de espectro de la señal OFDM [12]

En la Fig. 8 se muestra como en la señal OFDM temporal, en el periodo de la portadora más baja caben varios periodos de otras portadoras (alineadas en

fase), mientras que en la señal OFDM espectral, el valor pico o máximo de cada portadora coincide perfectamente con un cruce por cero de las otras.

1.5.1. Prefijo Cíclico

El prefijo cíclico es una réplica de la parte final del símbolo al que precede con el objetivo de conservar la periodicidad y evitar la interferencia intersimbólica.

Debido al uso del prefijo cíclico se pueden unir varios símbolos OFDM, uno detrás del otro sin que el eco del medio de propagación los mezcle entre sí, tal como se muestra en la Fig. 9.

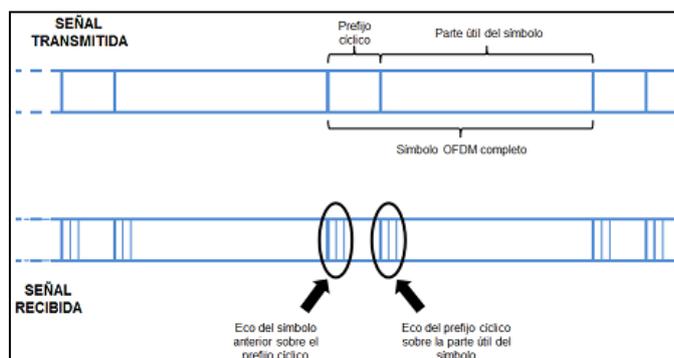


Fig. 9. Representación del prefijo cíclico OFDM

Para evitar los efectos de un canal multitrayectoria, la duración del prefijo cíclico debe ser superior a la máxima dispersión del canal; por lo tanto, la duración de este prefijo va a depender del medio de propagación y de la dispersión temporal. [12]

Cuando se usa prefijo cíclico se tiene una menor eficiencia en términos de potencia transmitida y de velocidad de transmisión, ya que únicamente una fracción de la potencia es destinada a la parte útil de los símbolos. Desde la perspectiva de la velocidad de transmisión, la inserción del prefijo cíclico implica una mayor separación entre símbolos consecutivos; por lo tanto, para un sistema OFDM que trabaja con una tasa de muestreo R_s y M bits/símbolo, la tasa de datos efectiva R_d debe cumplir con la siguiente condición $R_d < R_s$.

1.5.2. Sincronización de trama Schmidl & Cox

El Método de Schmidl & Cox utiliza las propiedades de autocorrelación y de periodicidad de una secuencia de entrenamiento para encontrar el inicio de la trama. El transmisor OFDM inserta dos secuencias de entrenamiento del mismo tamaño al inicio de los datos, quedando la trama compuesta como se muestra en la Fig. 10. [12]

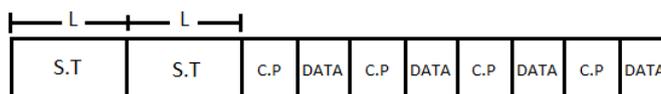


Fig. 10. Trama OFDM [12]

El Método de Schmidl & Cox (SAC) para estimar el inicio de la trama calcula el producto de dos muestras tomadas en diferentes instantes de tiempo como se representa a continuación:

$$R[d] = \sum_{n=0}^{N-1} y * [n + d]y[n + d + L] \quad (3)$$

Donde:

d , es el índice en el tiempo donde empieza la secuencia de entrenamiento.

L , es la longitud de la primera mitad de la secuencia de entrenamiento

N , es el número de subportadoras en OFDM.

Posteriormente se determina la energía de la segunda muestra cómo se detalla a continuación:

$$P[d] = \sum_{n=0}^{N-1} |y[n + d + L]|^2 \quad (4)$$

Finalmente se calcula la métrica de tiempo:

$$M[d] = \left| \frac{R[d]}{P[d]} \right|^2 \quad (5)$$

La cual nos permite estimar el desplazamiento de trama, por medio de:

$$\hat{d} = \operatorname{argmax} M[d] \quad (6)$$

1.6. ENCRIPCIÓN

De forma general, la encriptación es el proceso mediante el cual, la información es codificada de tal forma que esté protegida. Para este proyecto, la encriptación se la utilizará para que la información del sistema de comunicación inalámbrica esté resguardada frente a los fenómenos intrínsecos del medio y de cualquier efecto adverso del canal de comunicación que comprometa la información que se está transmitiendo. [13]

1.6.1. Codificación Hamming

La codificación de Hamming es un proceso de detección y corrección de errores para un solo bit. Si existe más de un error se hace uso de la técnica de Hamming extendido. Este algoritmo se centra básicamente en agregar bits de paridad al mensaje original para que, mediante estos, una vez que sean recibidos, verificar si efectivamente la trama de la información con los bits de paridad es la misma que fue enviada, caso contrario, detectará en qué posición ocurrió el error y lo corregirá. [14]

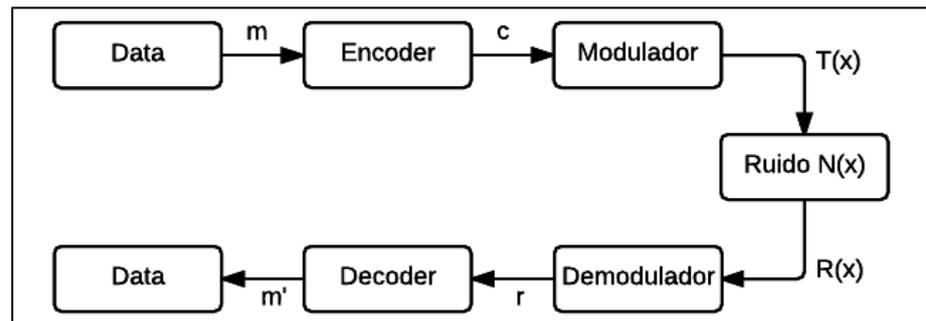


Fig. 11. Estructura del código Hamming. [15]

En la Fig. 11 se observa cómo se estructura un codificador Hamming, basado únicamente en codificar y decodificar la señal modulada o demodulada respectivamente, considerando el ruido del canal de transmisión.

Se considera que:

$m \rightarrow$ Mensaje original

$c \rightarrow$ Palabra código

$T(x) \rightarrow$ Señal transmitida

$N(x) \rightarrow$ Señal de ruido

$R(x) \rightarrow$ Señal recibida

$r \rightarrow$ Mensaje recibido

$m' \rightarrow$ Mensaje original

decodificado

Es importante mencionar que la capacidad de corrección de errores depende de la distancia mínima entre dos palabras código. Siendo así, la distancia mínima puede ser calculada en base a las diversas posiciones de dos palabras código. La separación más pequeña entre dos palabras código debería ser 3 para poder detectar y corregir un solo error. [15]

Los 6 pasos para construir un código Hamming, son los mostrados a continuación, en ellos se detalla el proceso para un código Hamming (7,4). [15]

- 1) Una secuencia binaria aleatoria (1's y 0's) se genera.
- 2) Los 1's y 0's son agrupados en 4 bits y los bits de paridad son adicionados, convirtiéndose en un código de 7 bits usando el código sistemático Hamming (7,4).
- 3) Con la modulación realizada se adiciona el ruido blanco gaussiano (AWGN) al canal.
- 4) Se realiza la decodificación.
- 5) Haciendo uso de métodos de decodificación se corrige un error de un solo bit.
- 6) Se cuentan los errores.

	P ₁	P ₂	d ₁	P ₃	d ₂	d ₃	d ₄	P ₄	d ₅	d ₆	d ₇
Posicion	0001 (1)	0010 (2)	0011 (3)	0100 (4)	0101 (5)	0110 (6)	0111 (7)	1000 (8)	1001 (9)	1010 (10)	1011 (11)
Palabra original			0		1	0	1		0	0	1
P ₁	1		0		1		1		0		1
P ₂		0	0			0	1			0	1
P ₃				0	1	0	1				
P ₄								1	0	0	1
Palabra + paridad	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1

Fig. 12. Ejemplo de codificación de Hamming. [15]

En la Fig. 12 se muestra como en la secuencia original del mensaje se ingresan los bits de paridad para que estos sean interpretados al ser recibidos y detectar errores para que sean corregidos.

1.6.2. Codificación LDPC

La codificación LDPC (Comprobación de paridad de baja densidad) es un código de corrección de errores lineal que cuenta con una matriz de comprobación de paridad H con un número pequeño de elementos diferentes de cero en cada fila y columna. [16]

La codificación LDPC se la considera la más utilizada porque su desempeño del error es bueno aun cuando se tienen valores de

SNR bajos. Su rendimiento es muy parecido al límite de capacidad de Shannon, el cual tiene una longitud de palabra código larga. La decodificación no es tan compleja cuando se compara con otro método de corrección de errores. Como ya se mencionó la matriz de comprobación de paridad H hace referencia a la forma de verificar la baja densidad, es decir, si tiene menor número de 1's en dicha matriz. [16]

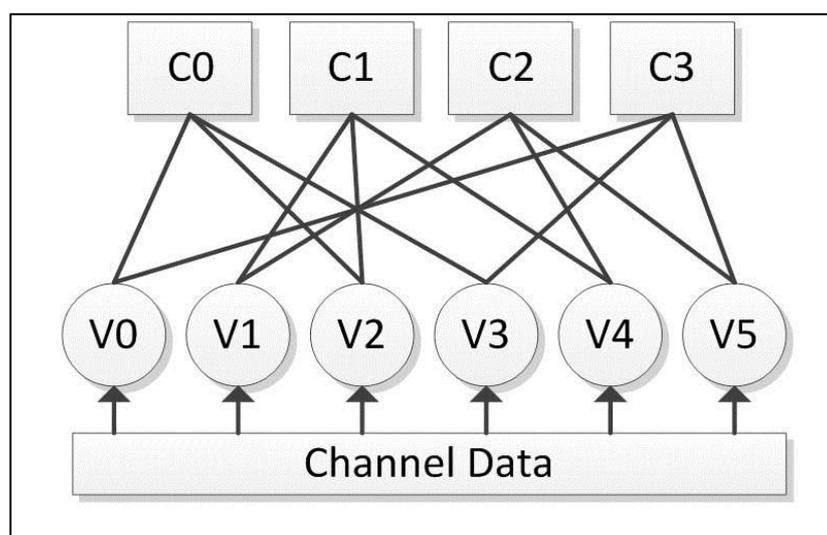


Fig. 13. Ejemplo de codificación LDPC.

En la Fig. 13 se muestra que la representación de los códigos lineales se los hace mediante un grafo bipartito, ya que, es en este tipo de representación en que se basan los más eficientes algoritmos de decodificación. Por otra parte, se ve que a partir del canal de datos se producen los elementos C que son los índices de las ecuaciones definidas por H y los elementos V son los índices

de las palabras código a utilizar para realizar la encriptación por LDPC.

Es en base a lo expuesto dentro de esta sección de codificación que se dice que el tipo de corrección de errores LDPC tiene mucho mejor rendimiento que la codificación Hamming, ya que, LDPC funciona mejor para condiciones de SNR bajas y debido a su similitud con el límite de canal de Shannon el valor promedio de la tasa de error de bit es menor frente al que se puede obtener en una codificación Hamming.

1.7. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA

1.7.1. Especificaciones del diseño del sistema

En el sistema implementado se realiza la transmisión de imágenes, esta señal pasa por el proceso de conversión a bits para ser codificada utilizando codificadores de bloques lineales, una vez codificada se aplica el proceso de modulación; para posteriormente esta información ser enviada al medio inalámbrico.

Para la implementación del sistema inalámbrico se utilizó el hardware NI USRP 2920 y la programación se realizó en el software LabVIEW; en el ambiente mostrado en la Fig. 14, se realizaron las pruebas de transmisión y recepción de imágenes.

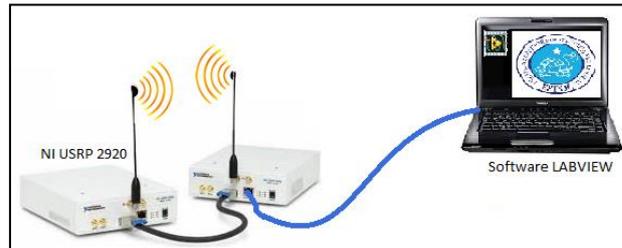


Fig. 14. Equipos que conforman el sistema inalámbrico.

El desempeño del sistema implementado será evaluado utilizando modulación QPSK o 8PSK, codificadores de canal Hamming o LDPC, canales multitrayectorias Outdoor o Indoor y sincronizador de trama Schmidl & Cox.

1.7.2. Procesamiento de Imágenes

Para la transmisión de imágenes se realizó el proceso mostrado en las Fig. 15 y 16, se obtiene una imagen de la cámara Web de la PC o una imagen guardada, esta imagen pasa por varios procesos de compresión los que se definen a continuación:

- a) Reducción del tamaño 320x200 mediante la función IMAQ_Resample.VI.
- b) Calidad de imagen 100 y formato JPEG mediante la función IMAQ_Flatten.VI.

Una vez realizado el proceso de compresión de la imagen se convierte a una cadena de caracteres, estos caracteres se convierten a Byte haciendo uso de la función String_To_Byte.VI y finalmente se procede con la conversión a bits.

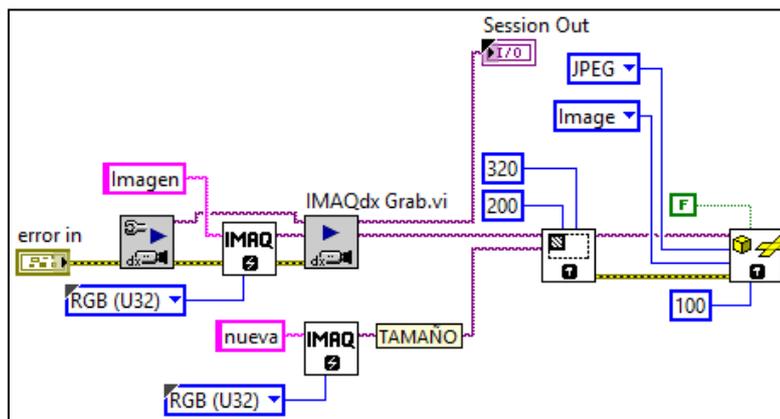


Fig. 15. Conversión de Imagen a String.

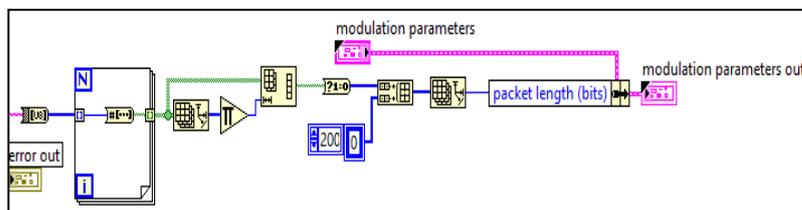


Fig. 16. Conversión de String a Bit.

En la recepción se reciben los bits demodulados, se realiza la conversión de bits a Byte, luego con ayuda de la función `Unsigned_Byte_Array.VI` se convierten los Byte a cadenas de caracteres y finalmente con estos caracteres se reconstruye la imagen con la función `Unflatten_From_String.VI`; el proceso descrito se muestra en la Fig. 17.

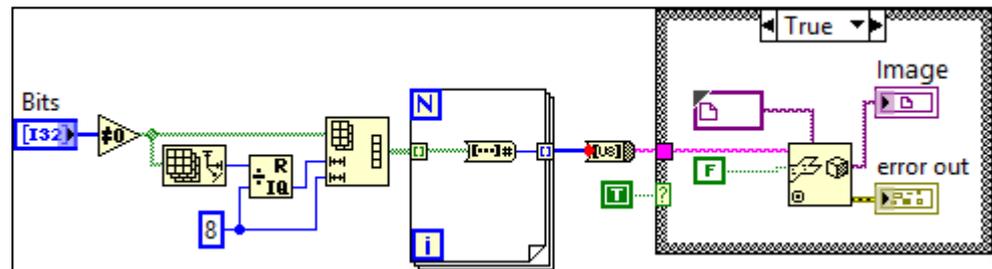


Fig. 17. Conversión de Bits a Imagen.

1.7.3. Codificador y Decodificador Hamming

Se realizó la implementación de un codificador de Hamming (11,7) se obtienen bloques de tamaño 7 de información y se insertan 4 bits de paridad, estos bits de paridad se los coloca en las posiciones que son potencia de 2 ($2^n=1, 2, 3, 4$), para definir estas posiciones se diseñó lo mostrado en la Fig. 18.

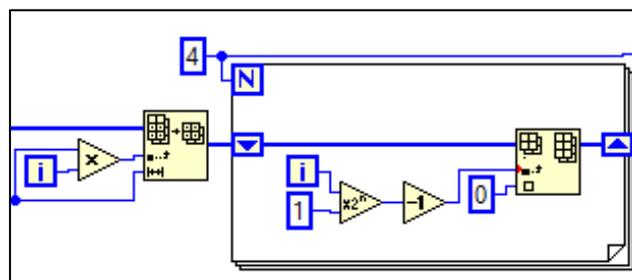


Fig. 18. Asignación de bits de paridad.

Luego se procede a calcular los bits de paridad de la siguiente forma:

- a) 1er bit de paridad (p_1), al ser el primer bit de paridad se guardan los datos que se encuentran en las posiciones que

tienen el bit menos significativo en 1, si se tiene paridad par entonces el bit de paridad será 0 caso contrario será 1.

- b) N-ésimo bit de paridad (p_n), se guardan los datos que tengan en la n-ésima posición del bit menos significativo un 1, se procede a calcular la paridad y asignarle su correspondiente valor.

Una vez obtenidos todos los bits de paridad se proceder a colocarlos en las posiciones antes indicadas y en las demás posiciones los bits de datos o información que en este caso son 7 bits, el proceso descrito se muestra en la Fig. 19.

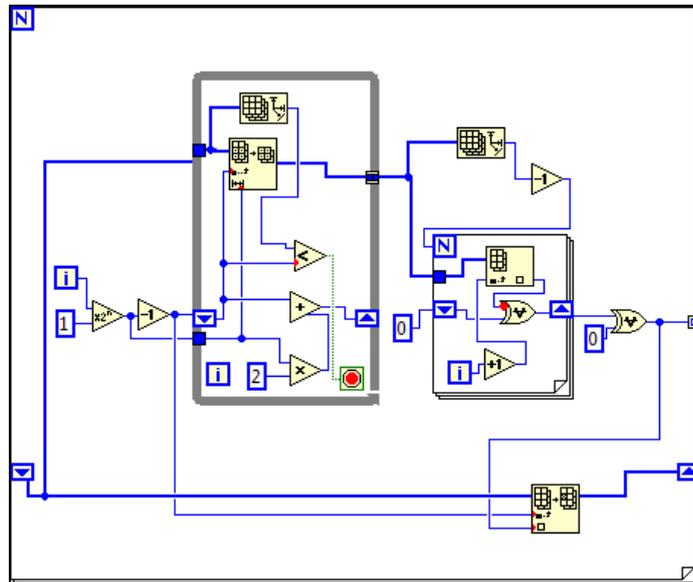


Fig. 19. Inserción de bits de paridad en la información.

En la parte de decodificación se recalcula la paridad aplicando el mismo procedimiento indicado en la parte de codificación, extraemos los bits de paridad que vienen en la palabra codificada y

los compararemos con los calculados, si son iguales indica que no ha existido error; considerar que los errores los interpretamos como un 1 y en caso de no existir error lo interpretamos como 0, tal como se muestra en la Fig. 20.

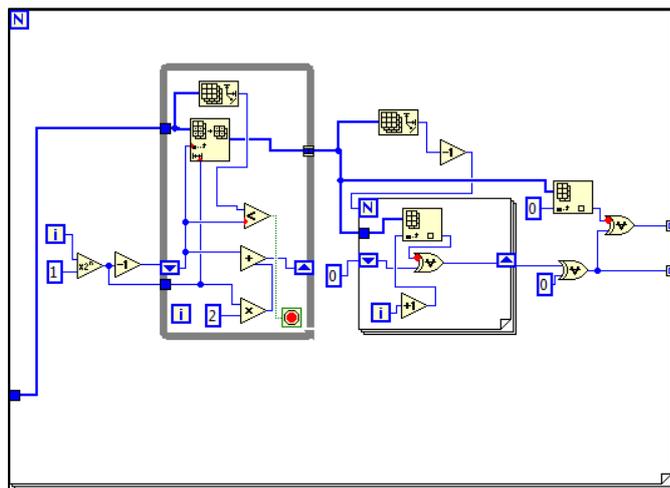


Fig. 20. Comparación de bits de paridad - Decodificación

Una vez obtenida la comparación entre los bits de paridad se los coloca en un arreglo desde el menos significativo hasta el más significativo, esto se conoce como síndrome, este síndrome lo convertimos a un número decimal; que nos servirá para indicar la posición donde se ha producido un error, con el fin de corregir este error invertimos el bit que se encuentra en la posición antes calculada.

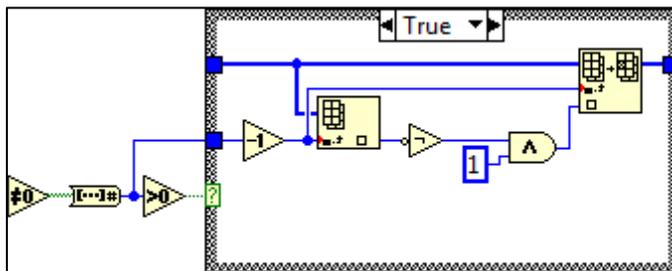


Fig. 21. Corrección de información – Decodificación

1.7.4. Codificador y Decodificador LDPC

Para la codificación LDPC (12,9) se utilizó una matriz de paridad H de tamaño 12x9, cada fila representa una de las 9 restricciones de verificación de paridad, mientras que cada columna representa uno de los 12 bits de la información recibida, como se muestra en la Fig. 22.

0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0
0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0
	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0
	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0
	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1
	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1
	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0

Fig. 22. Matriz de Paridad 12x9.

Con la matriz de paridad se construye una nueva matriz G que cumple con lo siguiente $GxH^T = 0$, una vez obtenida la matriz G se realiza la multiplicación con los 9 bits de información obtenidos, de

esta manera se obtiene la palabra codificada, el proceso descrito se implementó como se muestra en la Fig. 23.

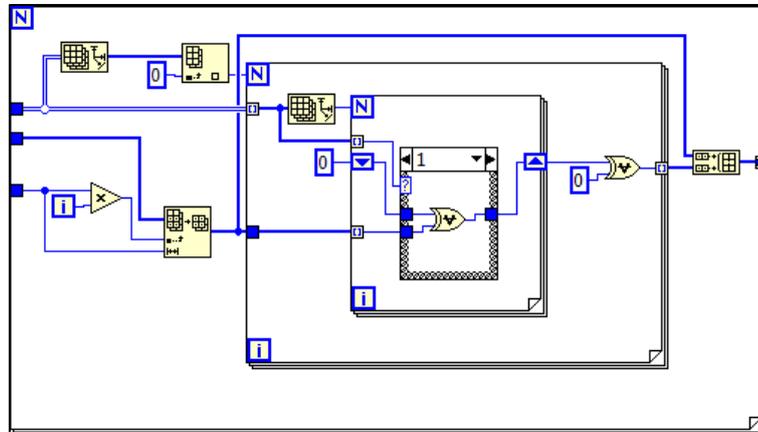


Fig. 23. Codificación LDPC (12,9)

En la decodificación se realiza el proceso inverso a la codificación se comparan los bits de paridad con ayuda de la matriz H, se obtiene el síndrome y en base esto se calcula la probabilidad de error, como se muestra en las Fig. 24 y 25.

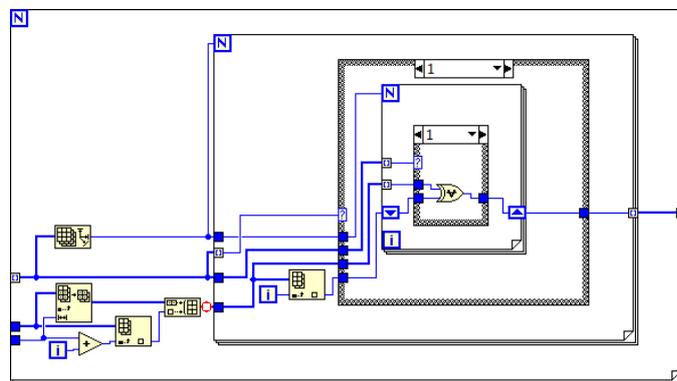


Fig. 24. Calculo del síndrome en decodificación

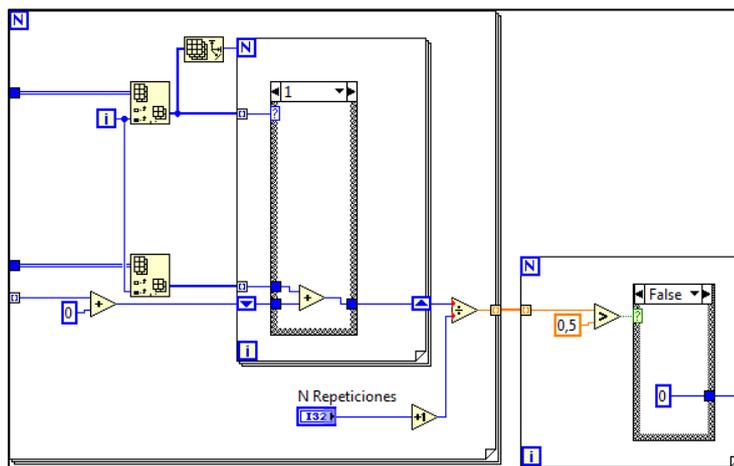


Fig. 25. Cálculo de probabilidad de error

1.7.5. Sincronizador de trama Schmidl & Cox

Para el proceso de implementación del algoritmo de sincronización de trama se realizó el cálculo de la métrica de correlación aplicando la ecuación (5) descrita anteriormente.

Se obtiene la primera muestra desplazada en el tiempo d , se calcula la conjugada mediante la función `Complex_Conjugate.VI`, este resultado se multiplica por la segunda muestra desplazada $d + L$, obteniendo de esta manera la correlación $R(d)$. Luego se calcula la energía de la segunda muestra $P(d)$ y finalmente se obtiene la métrica $M(d)$, de esta métrica que encuentra el valor máximo que corresponde al inicio de la trama, el proceso descrito se muestra en las Fig. 26 y 27.

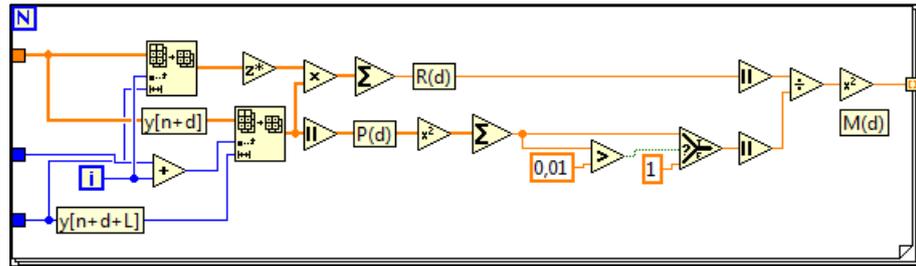


Fig. 26. Cálculo de $M(d)$

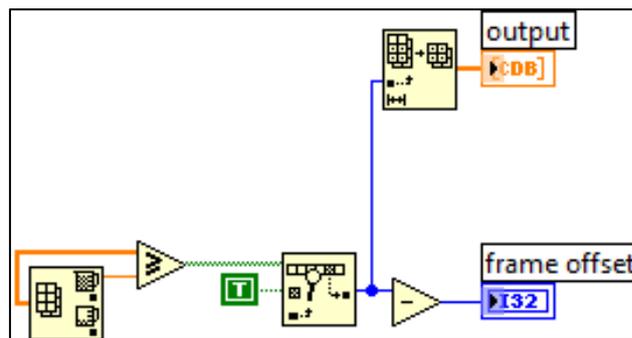


Fig. 27. Valor máximo de la métrica – Inicio de trama

2. ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se analizarán los resultados obtenidos en base a las pruebas de transmisión y recepción realizadas en los diferentes escenarios descritos en las secciones anteriores. Se harán uso de las curvas del perfil de retraso de potencia para poder conocer las características de los canales Indoor y Outdoor utilizadas y también, las curvas de BER vs. SNR para ver cuál de las combinaciones de características del sistema es la que mejor rendimiento presenta.

2.1. TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE IMÁGENES

En la Fig. 28 se muestra la imagen transmitida y recibida, sin aplicar ruido en el canal AWGN emulado, como se puede observar la imagen en la recepción no muestra distorsión alguna y la constelación recibida tiene claramente sus regiones definidas como se aprecia en la Fig. 29.

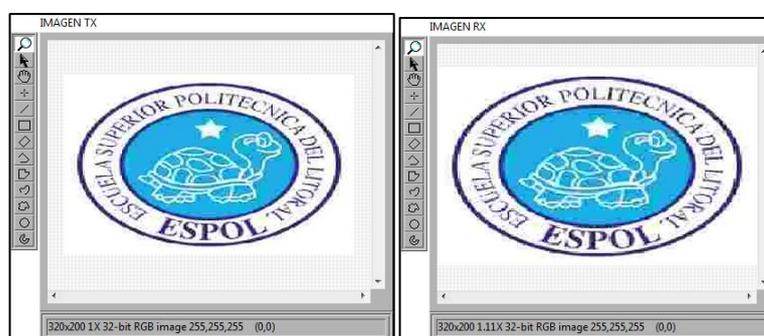


Fig. 28. Imagen Transmitida y Recibida con Ruido –Inf.

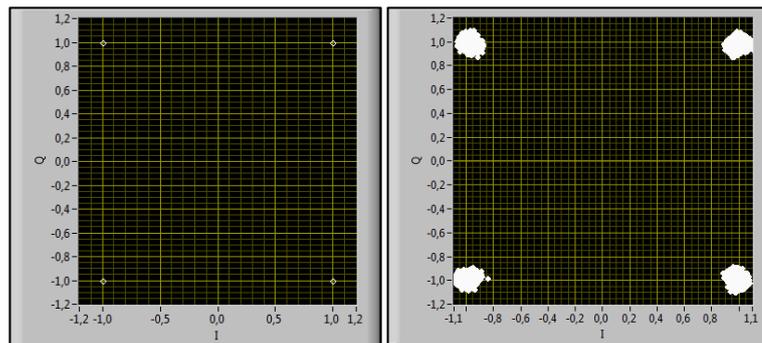


Fig. 29. Constelación transmitida y recibida con Ruido -Inf.

Luego se transmitió una imagen aplicando una potencia de ruido -5 dB al canal AWGN, y se observó que en la recepción la imagen llegó distorsionada como se muestra en la Fig. 30, y además en la constelación se puede observar que los símbolos ya no tienen bien definidas las regiones por el efecto del ruido, provocando errores en la información recibida.

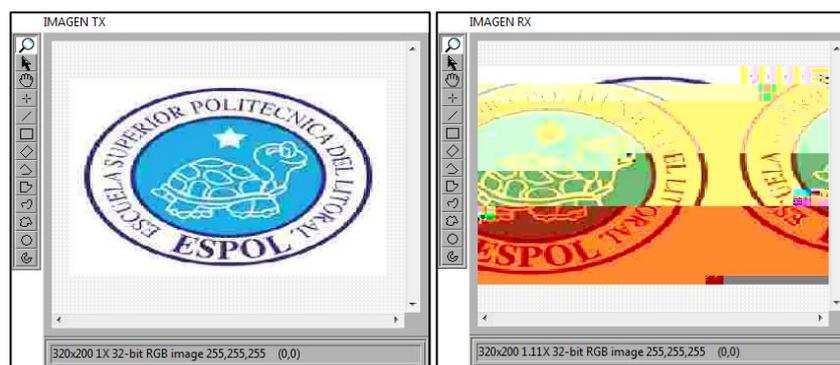


Fig. 30. Imagen Transmitida y Recibida con Ruido -5dB.

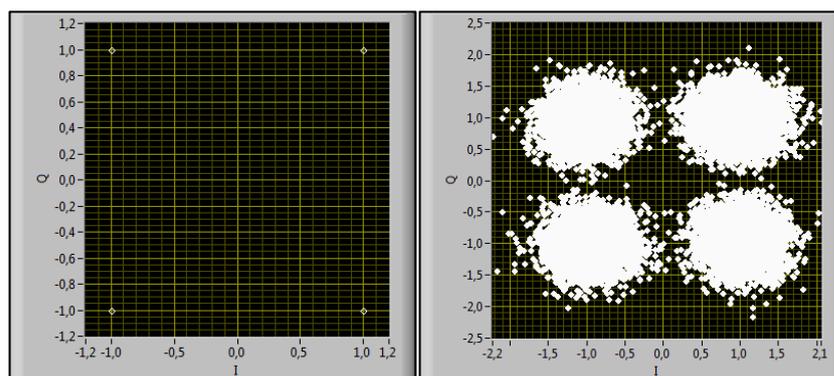


Fig. 31. Constelación transmitida y recibida con Ruido -5dB.

2.2. RESPUESTA DE CANALES MULTITRAYECTORIAS

Se realizó la implementación de dos canales Indoor Comerciales y dos canales Outdoor Rurales que se detallan en las Tablas 1 y 2, en las tablas se dan los valores de potencia promedio y de retardo de las diferentes trayectorias que toma la señal para llegar al receptor.

Canal A		Canal B	
Delay (nsec)	Avg Power (dB)	Delay (nsec)	Avg Power (dB)
0	0	0	0
100	-5.9	100	-0.2
200	-14.6	200	-5.4
		400	-6.9
		500	-24.5
		700	-29.7

Tabla 1. Canales Indoor Comerciales.

Canal A		Canal B	
Delay (usec)	Avg Power (dB)	Delay (usec)	Avg Power (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.

En la Fig. 32 se muestra las características del Canal Indoor A:

- Perfil de potencia se observa las tres trayectorias de la señal con cierta amplitud y con un retardo de 100 ns.
- Respuesta del canal, mediante los cálculos mostrados a continuación se valida que $B_s \approx B_c$ con lo cual se demuestra que es un canal banda ancha selectivo en frecuencia; considerar que en este caso se encuentra en el límite entre banda ancha y plano.

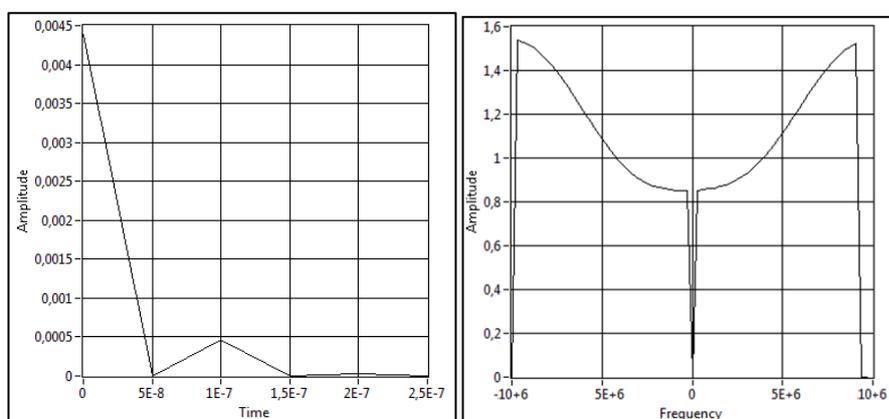


Fig. 32. Perfil de potencia y Respuesta del Canal Indoor A

$$\tau = \frac{(0)(1) + (100)(0.2570) + (200)(0.034)}{(1 + 0.2570 + 0.034)} = 25.17ns \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \tau^2 &= \frac{(0)^2(1) + (100)^2(0.2570) + (200)^2(0.034)}{(1 + 0.2570 + 0.034)} \\ &= 3044.15ns^2 \end{aligned} \quad (8)$$

Dispersión rms del retardo

$$\sigma_\tau = \sqrt{3044.15 - (25.17)^2} = 49.09 ns \quad (9)$$

Ancho de Banda Coherente

$$B_c = \frac{1}{\sigma_\tau} = \frac{1}{49.09ns} = 20.36 MHz \quad (10)$$

Ancho de banda de señal

$$B_s = 20 MHz \quad (11)$$

$$\therefore B_s \approx B_c$$

En la Fig. 33 se muestra lo siguiente:

- a) Perfil de potencia se observa ocho trayectorias de la señal con cierta amplitud y con un retardo de 100 ns.
- b) Respuesta del canal, mediante los cálculos realizados tal como se detallaron anteriormente para el caso del Canal A se cumple que $B_s \gg B_c$ con lo cual se demuestra que es un canal banda ancha.

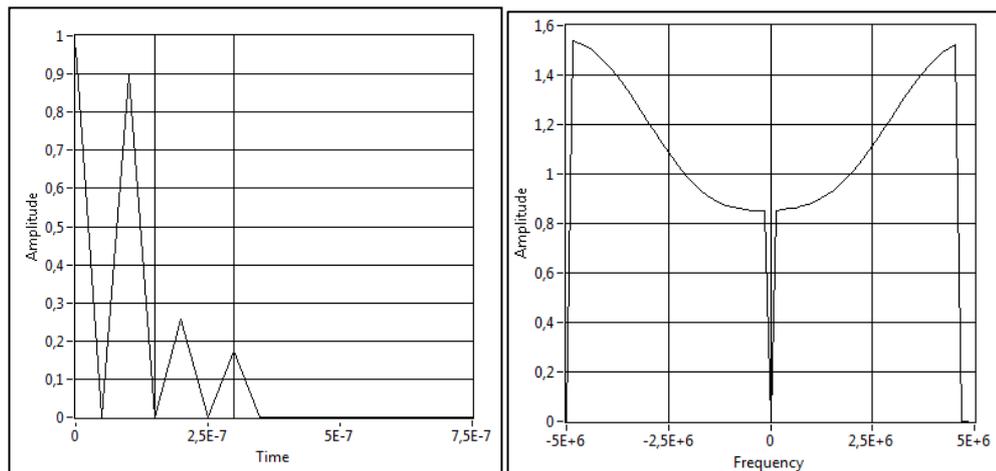


Fig. 33. Perfil de potencia y Respuesta del Canal Indoor B

$$\tau = 96.7ns \quad (12)$$

$$\tau^2 = 22489ns^2 \quad (13)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{22489 - (96.7)^2} = 112.46 ns \quad (14)$$

$$B_c = 8.72 MHz \quad (15)$$

$$B_s = 20 MHz \quad (16)$$

$$\therefore B_s \gg B_c$$

En la Fig. 34 se muestra lo siguiente:

- a) Perfil de potencia se observa las cuatro trayectorias de la señal con cierta amplitud y con un retardo de 0.2 us.
- b) Respuesta del canal, mediante los cálculos mostrados a continuación se valida que $B_s \gg B_c$ con lo cual se demuestra que es un canal banda ancha.

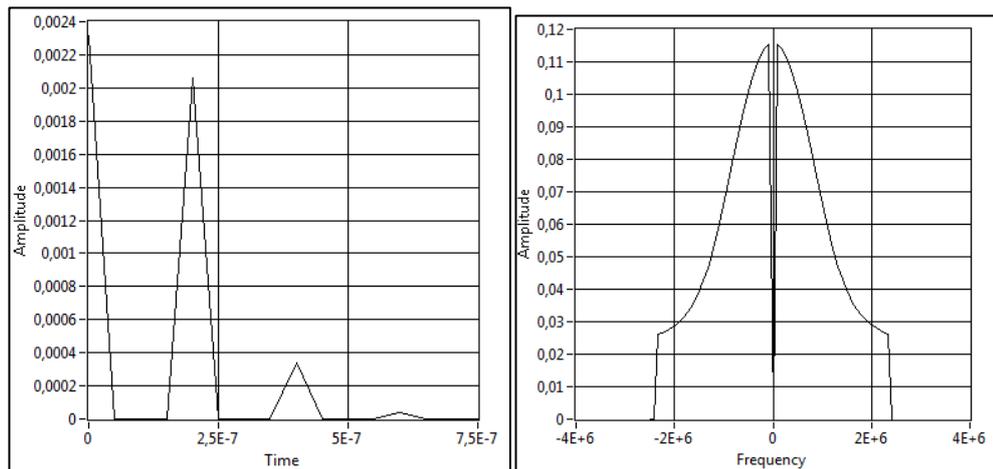


Fig. 34. Perfil de potencia y Respuesta del Canal Outdoor A

$$\tau = 98.90ns \quad (17)$$

$$\tau^2 = 25747.12ns^2 \quad (18)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{25747.12 - (98.90)^2} = 126.42ns \quad (19)$$

$$B_c = 7.91 MHz \quad (20)$$

$$B_s = 20 MHz \quad (21)$$

$$\therefore B_s \gg B_c$$

En la Fig. 35 se muestra lo siguiente:

- Perfil de potencia se observa las seis trayectorias de la señal con cierta amplitud y con un retardo de 0.1 us.
- Respuesta del canal, mediante los cálculos mostrados a continuación se valida que $B_s \gg B_c$ con lo cual se demuestra que es un canal banda ancha.

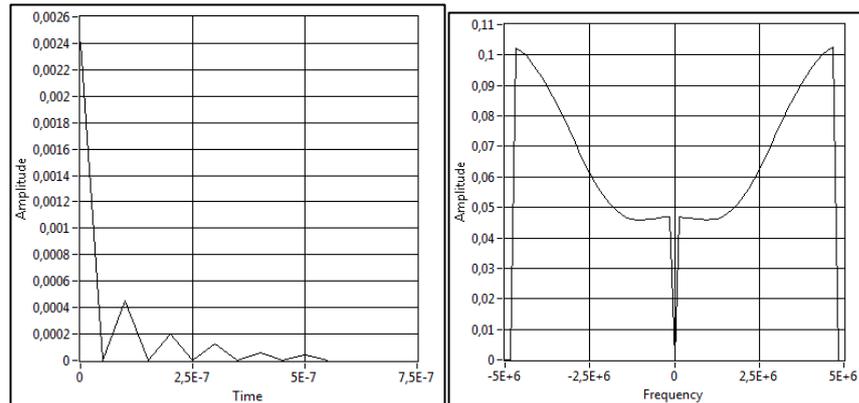


Fig. 35. Perfil de potencia y Respuesta del Canal Outdoor B.

$$\tau = 60.09ns \quad (22)$$

$$\tau^2 = 13600.26ns^2 \quad (23)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{13600.26 - (60.09)^2} = 99.94ns \quad (24)$$

$$B_c = 10.0052 MHz \quad (25)$$

$$B_s = 20 MHz \quad (26)$$

$$\therefore B_s \gg B_c$$

2.3. ANÁLISIS EN DIFERENTES CANALES MULTITRAYECTORIAS

Luego del desarrollo del sistema inalámbrico implementado en este caso de estudio se procedió a realizar distintas pruebas de transmisión de imagen variando el ruido, para los diferentes canales multitrayectorias descritos en las Tablas 1 y 2.

En nuestras gráficas para los diferentes canales, se ha utilizado la nomenclatura descrita en la Tabla 3.

Nomenclatura	Canal Multitrayectoria
Canal1A	Tabla 1 Canal A Indoor
Canal1B	Tabla 1 Canal B Indoor
Canal4A	Tabla 2 Canal A Outdoor
Canal4B	Tabla 2 Canal B Outdoor

Tabla 3. Nomenclatura de los canales.

En la Fig. 36 se muestra el comportamiento de cada canal multitrayectoria descrito en la Tabla 1 y 2, utilizando modulación QPSK y sin codificador de canal, tanto para los datos reales y simulados, como se puede observar el canal que presenta un mejor desempeño es el CANAL1A con respecto a los demás canales; ya que este posee menos trayectorias y menor retardo de propagación por lo que soporta menores niveles de ruido. Además, se puede apreciar que los datos reales tienen la misma tendencia que los datos obtenidos en la simulación.

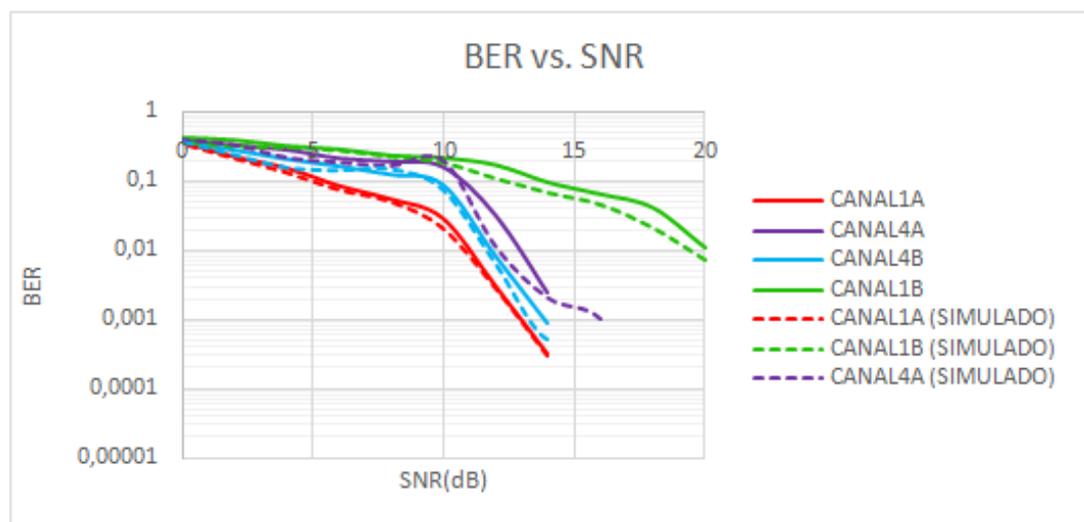


Fig. 36. BER vs. SNR - Modulación QPSK

En la Fig. 37 se observa el comportamiento de los diferentes canales, en modulación 8PSK y sin codificación, obteniendo la misma tendencia que en modulación QPSK, donde el CANAL1A tiene el mejor desempeño.

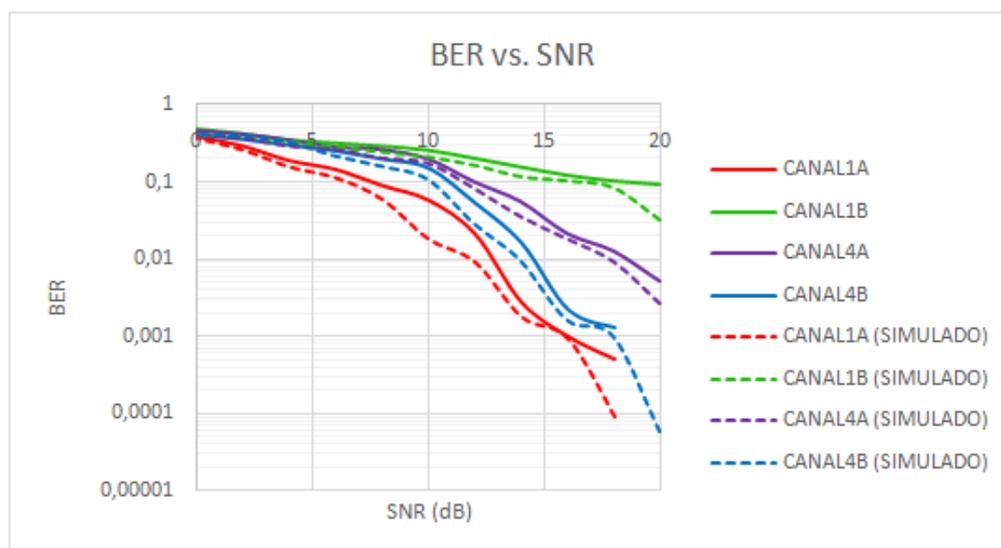


Fig. 37. BER vs. SNR - Modulación 8PSK

2.4. ANÁLISIS EN DIFERENTES MODULACIONES

En la Fig. 38 se muestra los datos reales obtenidos para las diferentes modulaciones, canales multitrayectorias y sin codificación; se puede apreciar que para los canales Indoor y Outdoor el mejor desempeño que se obtuvo fue al utilizar la modulación QPSK, ya que en este tipo de modulación los símbolos tienen una mayor distancia euclidiana en comparación con los símbolos de la modulación 8PSK.

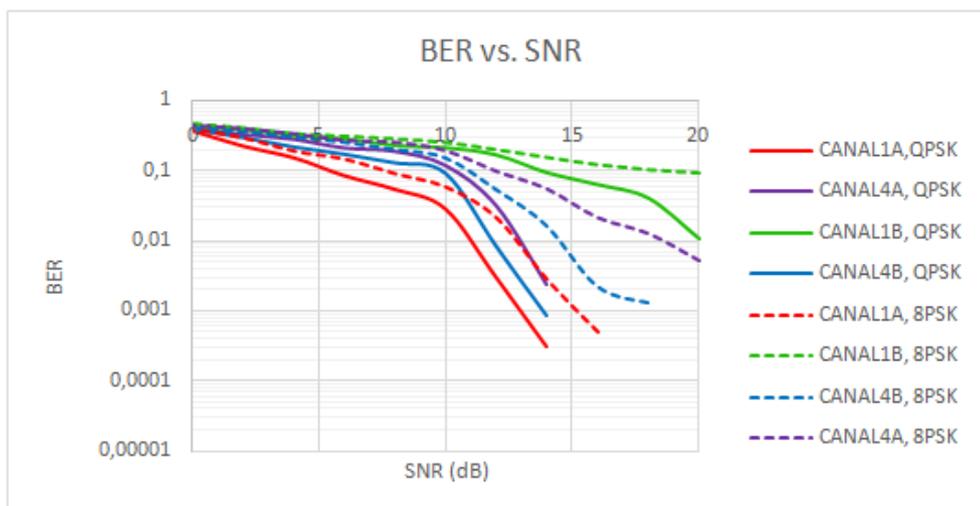


Fig. 38. BER vs. SNR – Canales – Datos Reales

En la Fig. 39 se muestran los datos simulados, obteniendo la misma tendencia que los reales, donde se aprecia que la modulación QPSK presenta un mejor desempeño.

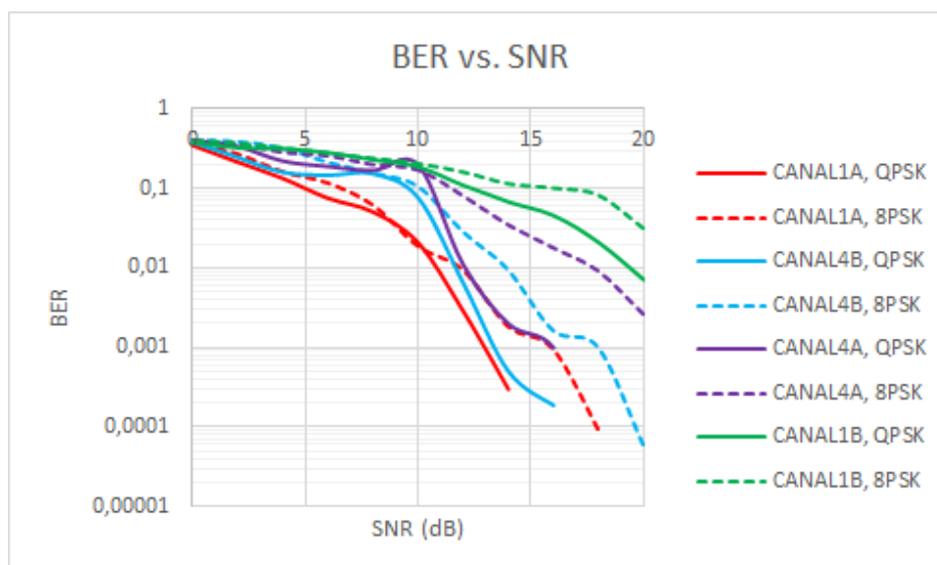


Fig. 39. BER vs. SNR – Canales – Datos Simulados

2.5. ANÁLISIS EN CODIFICADORES DE CANAL LINEALES.

En primera instancia se realizaron pruebas utilizando diferentes modulaciones, canales multitrayectorias, sin codificación y con variación en la tasa de codificación Hamming y LDPC.

En la Fig. 40 se muestra el comportamiento de las variaciones de tasa de codificación Hamming en un canal Indoor CANAL1A, donde se observa que en una modulación QPSK u 8PSK presenta un mejor desempeño HAMMING1 que emplea una tasa de codificación (7,4), en comparación con HAMMING2 que trabaja a una tasa (11,5); ya que en HAMMING1 estamos tomando menos información y agregando una cantidad de bits de paridad similar a HAMMING2, esto se considera ya que los codificadores Hamming solo corrigen 1 bit por bloque de información.

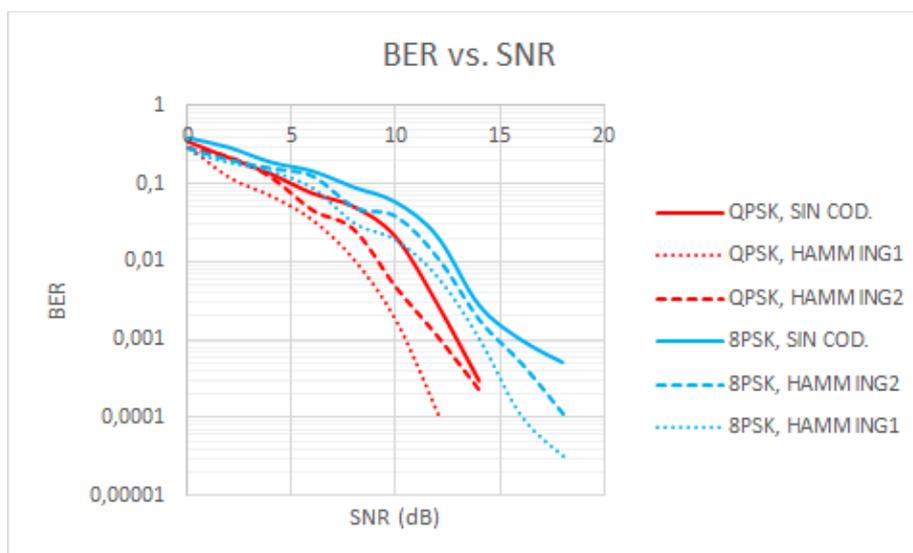


Fig. 40. BER vs. SNR – Canal 1A - Hamming

En la Fig. 41 se muestra el comportamiento en un canal Outdoor CANAL4B, donde se valida la misma tendencia indica anteriormente el codificador que presenta un mejor desempeño es HAMMING1 con tasa de codificación (7,4) ya sea en modulación QPSK u 8PSK.

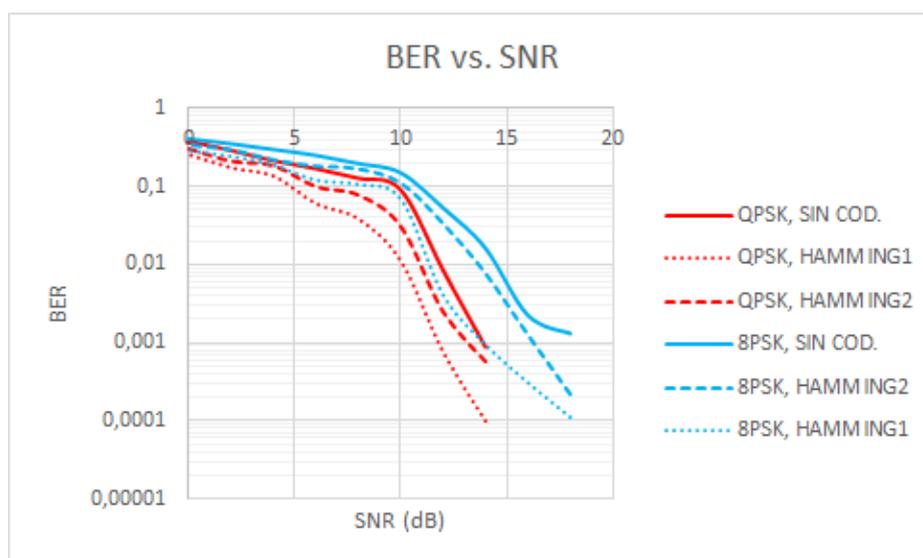


Fig. 41. BER vs. SNR – Canal 4B - Hamming

En la Fig. 42 se observa el comportamiento de un canal Indoor CANAL1A en modulación QPSK u 8PSK, donde se muestra que se tiene un mejor desempeño al usar LDPC1 que emplea una tasa (12,9) en comparación con LDPC2 que usa tasa de codificación (7,4); en este caso es eficiente emplear LDPC1 ya que agrega más bits de paridad al bloque de información y además estos codificadores pueden corregir más de un error.

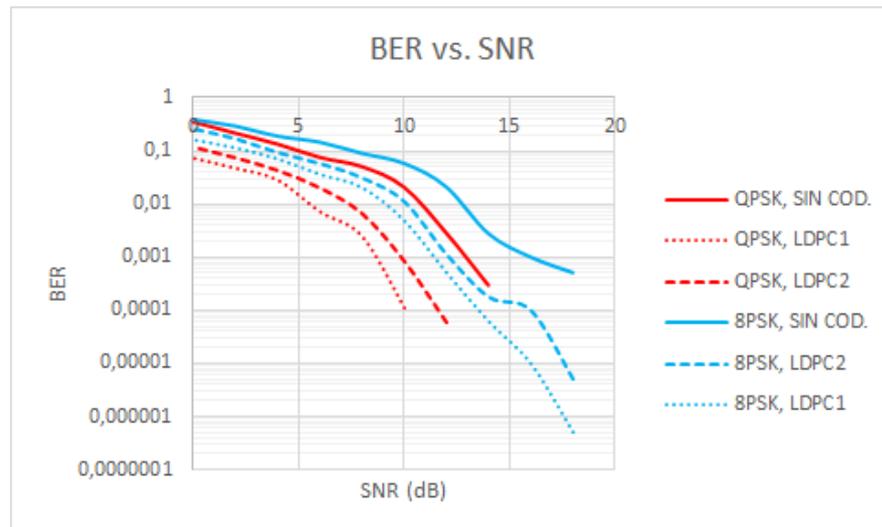


Fig. 42. BER vs. SNR – Canal 1A – LDPC

En la Fig. 43 se observa la misma tendencia al realizar las pruebas en un canal Outdoor CANAL4B, en el cual se valida que presenta un mejor desempeño al utilizar LDPC1 ya sea en modulación QPSK u 8PSK.

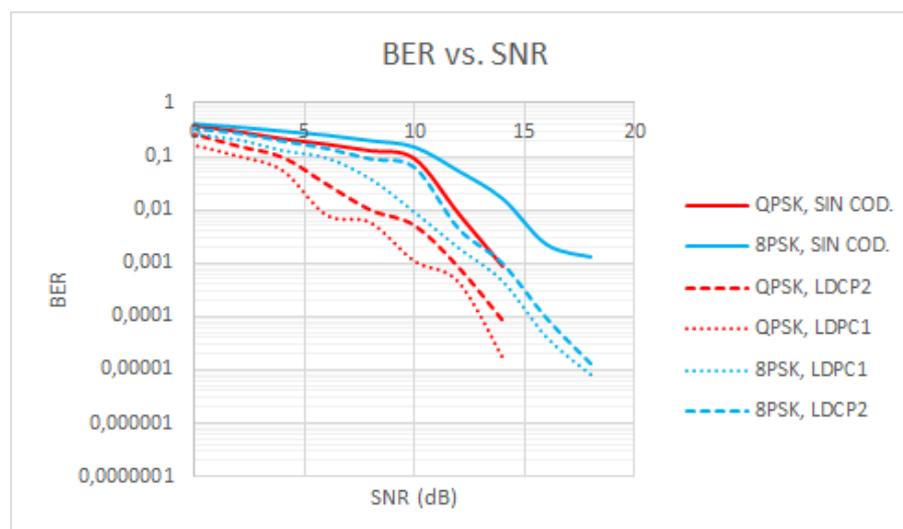


Fig. 43. BER vs. SNR – Canal 4B – LDPC

Luego se procedió a realizar pruebas en las diferentes modulaciones y variando el tipo de codificador lineal, se observa en la Fig. 44 y 45 que en un canal Indoor CANAL1A y con modulación QPSK u 8PSK el codificador que presenta un mejor desempeño es LDPC en comparación con HAMMING, ya que como se indicó anteriormente HAMMING es menos eficiente porque solo es capaz de corregir un error por bloque de información mientras que LDPC si puede corregir más errores.

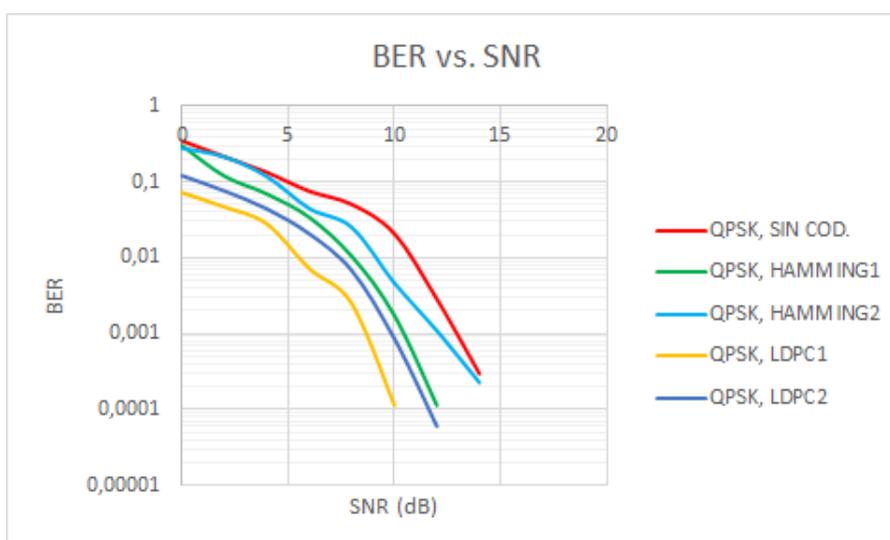


Fig. 44. BER vs. SNR – Canal 1A - QPSK– Codificadores

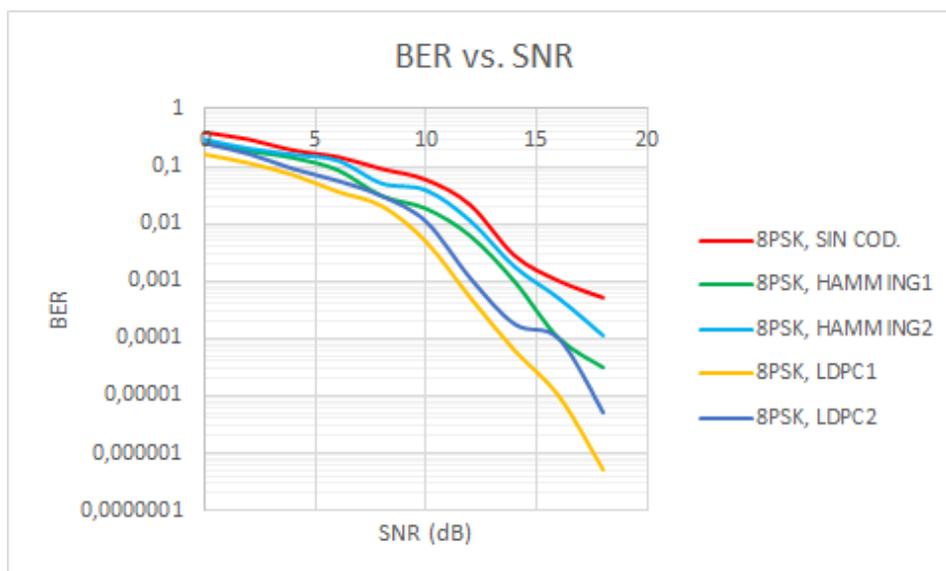


Fig. 45. BER vs. SNR – Canal 1A – 8PSK - Codificadores

En las Fig. 46 y 47 en un canal Outdoor CANAL4B, con modulación QPSK u 8PSK se observa que LDPC presenta un mejor desempeño por lo anteriormente expuesto.

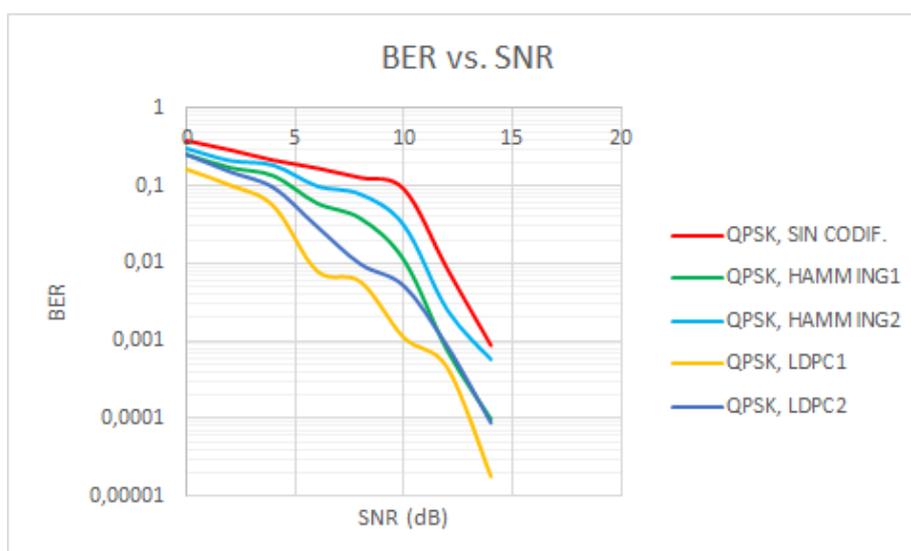


Fig. 46. BER vs. SNR – Canal 4B - QPSK– Codificadores

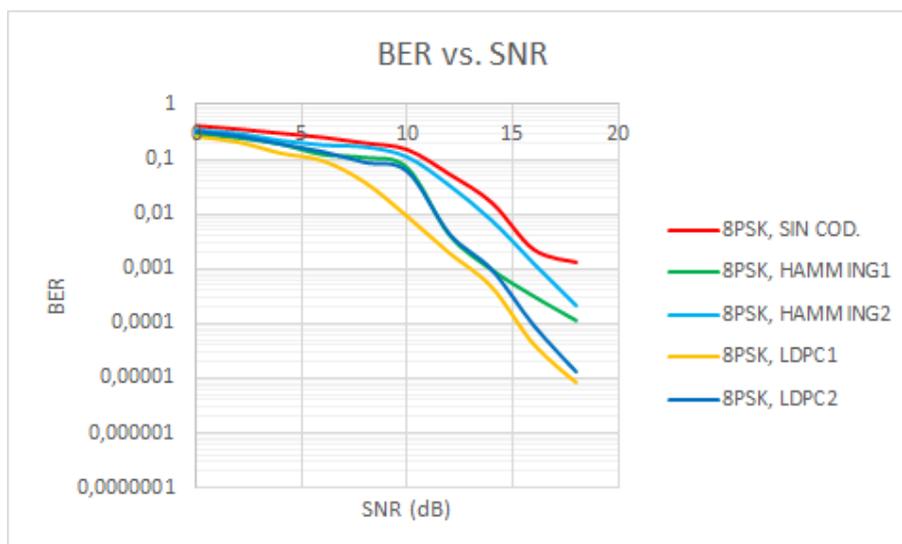


Fig. 47. BER vs. SNR – Canal 4B - 8PSK– Codificadores

2.6. ANÁLISIS TASA DE TRANSMISIÓN DE DATOS

Con el fin de analizar la tasa de transmisión de datos en relación al ruido, se procedió a buscar el punto límite donde el sistema aún puede recuperar la imagen sin distorsión fijada cierta tasa de transmisión.

En la Fig. 48 se observa que conforme incrementa la tasa de transmisión (R_b) también incrementa la relación señal a ruido (SNR), por tal motivo el sistema que presenta un mejor desempeño es LDPC1 (12,9), en un canal Indoor CANAL 1A y modulación QPSK ya que tolera mayores niveles de ruido.

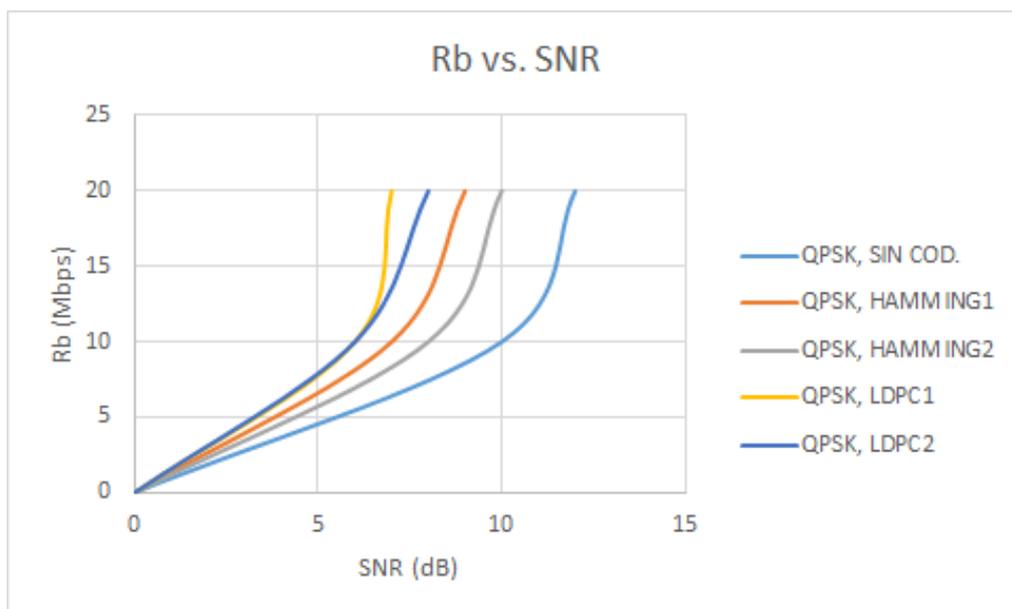


Fig. 48. Rb vs. SNR – Canal 1A

CONCLUSIONES

Con el objetivo de disminuir el tiempo de procesamiento de la imagen es necesario aplicar métodos de compresión por lo cual se utilizó funciones de LabVIEW para cambiar el tamaño, resolución y formato.

Los canales multitrayectorias emulados son banda ancha o selectivos en frecuencia lo que produce interferencia intersimbólica, tal como se demostró anteriormente el canal Indoor A presenta un menor retardo de dispersión respecto a los demás canales por lo cual facilita el proceso de ecualización eliminando fácilmente los efectos de la interferencia, mientras que en el canal Indoor B y Outdoor A al poseer un alto retardo de dispersión dificulta el proceso de ecualización provocando una mayor probabilidad de error.

La modulación QPSK soporta mayores niveles de ruido ya que existe una mayor distancia euclidiana entre los símbolos siendo esto una ventaja, sin embargo, trabajaríamos a una tasa más baja que 8PSK lo cual la hace ineficiente si se requiere transmitir la información en el menor tiempo posible.

Utilizar un codificador de canal y agregar bits de redundancia, se puede agregar mayor ruido al sistema y recuperar la imagen transmitida sin distorsión, obteniendo un mejor desempeño utilizando los codificadores lineales LDPC, ya que este tipo de codificación puede corregir más de un error por bloque de información.

Al variar la tasa de codificación se obtuvo una mejor respuesta ya que se añaden más bits de redundancia y se toma menos bloques de información.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] H. Poor and L. Tong, *Signal processing for wireless communication systems*, 1st ed. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [2] J. Prieto Blázquez, *Introducción a los sistemas de comunicación inalámbricos*, 1st ed. Valencia, 2016, pp. 10-21.
- [3] M. Weik, *Computer science and communications dictionary*, 1st ed. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2000, p. 753.
- [4] S. Faruque, *Radio frequency propagation made easy*, 1st ed. Steinhausen: Springer International Publishing AG, 2015, pp. 27-38.
- [5] C. Charalambous, S. Djouadi and C. Kourtellaris, "Statistical Analysis of Multipath Fading Channels Using Generalizations of Shot Noise", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2008, no. 1, p. 186020, 2008.
- [6] P. Yáñez, "Estudio de los canales con desvanecimiento sobre redes fijas y móviles en sistemas de radio comunicación", Ingeniería, Escuela Politécnica Nacional, 2009.
- [7] L. Pedraza, C. Hernández and D. Ballesteros, "Modelo del desvanecimiento selectivo en frecuencia", 2012.
- [8] J. Proakis and M. Salehi, *Communication systems engineering*, 1st ed. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 2002, pp. 340-350.
- [9] J. Anderson, T. Aulin and C. Sundberg, *Digital Phase Modulation*, 1st ed. New York, 1986, pp. 15-54.
- [10] D. Guimarães, *Digital transmission*, 1st ed. Heidelberg: Springer, 2009, pp. 411-583.

- [11] Oria, A. (2014). *Evaluación de la modulación OFDM en sistemas de comunicaciones ópticas* (Ingeniería). Universidad de Sevilla.
- [12] Pradas, G. (2011). *Predisposición digital de un sistema de comunicaciones OFDM: Estudio mediante simulación* (Ingeniería). Universidad de Sevilla.
- [13] A. Kiayias and S. Pehlivanglu, *Encryption for digital content*, 1st ed. New York: Springer, 2010.
- [14] M. Weik, *Computer science and communications dictionary*, 1st ed. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2000, p. 706.
- [15] R. Leoraj and J. Arputha Vijaya Selvi, "Comparative performance analysis of forward error correcting codes for Free Space Optical communication", *IEEE*, 2016.
- [16] M. Baldi, *QC-LDPC code-based cryptography*, 1st ed. Ancona, 2014.

ANEXOS