

Análisis del rendimiento de un Sistema de Transmisión y Recepción Inalámbrico de Imágenes

Analysis of the performance of a Wireless Image Transmission and Reception System

William Andrés Rodríguez López¹ (william.rodriquezl@ug.edu.ec)
(<http://orcid.org/0000-0002-5051-9447>)

Manuel Fabricio Reyes Wagnio² (manuel.reyesw@ug.edu.ec) <http://orcid.org/0000-0002-3102-0034>

Graciela Abad Peña³ (graciela.abadp@ug.edu.ec) (<http://orcid.org/0000-0002-3684-7233>)

Resumen

El presente proyecto consiste en el diseño, simulación e implementación de un sistema inalámbrico de única portadora para la transmisión de imágenes utilizando el software Labview y los equipos USRPs de National Instruments. Nuestro principal objetivo es la transmisión y recepción de imágenes como fuente de información y se persigue evaluar diferentes componentes del sistema, tales como: el análisis del desempeño del sistema con diferentes tipos de modulaciones multitasa, como son QPSK y 64QAM, propuestas para este trabajo, así como el ingreso y variación de longitud de secuencias de entrenamiento, Willard y Gold, para la comparación de las propiedades de correlación de las mismas. También se analiza el desempeño del sistema, sometido a dos tipos de Ecuación propuestos, ya sea, Directa e Indirecta, comparando sus diferencias y evaluando los resultados presentados mediante curvas y gráficas de constelaciones para poder visualizar su impacto en la mitigación de los efectos del canal. Para todo esto, se adopta el modelo OSI como el enfoque más utilizado para el diseño e implementación de dichos sistemas. Se implementa CSMA, como técnica de acceso al medio.

Palabras claves: sistema de transmisión, sistema inalámbrico, imágenes, ecualización.

Abstract

This project consists of the design, simulation and implementation of a single-carrier wireless system for image transmission using the Labview software and National Instruments' USRPs. Our main objective is the transmission and reception of images as a source of information and we are trying to evaluate different components of the system, such as: the analysis of the system performance with different types of multi-rate modulations, such as QPSK and 64QAM, proposed for this work, as well as the input and length variation of training sequences, Willard and Gold, for the comparison

¹ Magíster en Telecomunicaciones, Especialidad en Automatización. Ingeniero Electrónico. Docente de la Facultad de Ciencias Matemáticas y Físicas de la Universidad de Guayaquil, Ecuador.

² Máster en Ingeniería de Software y Sistemas Informáticos. Docente de la Facultad de Ciencias Matemáticas y Físicas de la Universidad de Guayaquil, Ecuador.

³ Doctora en Ciencias Pedagógicas. Máster en Educación. Docente de la Facultad de Ciencias Administrativas de la Universidad de Guayaquil, Ecuador.

of their correlation properties. It is also analyzed the performance of the system, submitted to two types of proposed Equalization, either Direct or Indirect, comparing their differences and evaluating the results presented through curves and constellation graphs in order to visualize their impact on the mitigation of the effects of the channel. For all this, the OSI model is adopted as the most used approach for the design and implementation of such systems. CSMA is implemented as a technique for access to the medium.

Key words: transmission system, wireless system, imaging, equalization.

En los sistemas de telecomunicaciones inalámbricos reales, el canal no presenta condiciones ideales y perfectas de transmisión, y ocurren muchos problemas en la recepción correcta y eficaz de la información enviada. Estos problemas, tales como: atenuación, desplazamiento de fase y retardos de propagación, deben ser mitigados con el desarrollo de algoritmos y otras técnicas que deriven en soluciones óptimas.

Por otra parte, en estos sistemas de telecomunicaciones inalámbricos influye mucho el entorno y las condiciones físicas, por lo cual, aparece otro problema llamado multitrayectoria, que puede generar varios inconvenientes en la recepción de la señal. Como se mencionó anteriormente, el contexto principal del presente proyecto es la transmisión y recepción de imágenes, para lo cual, los primeros bloques a implementar serán los de manipulación y adquisición de imágenes, tanto en el transmisor como en el receptor. Luego de esto, se desarrollará el proceso de mapeo de símbolos para los dos tipos de modulaciones propuestos, e involucra al Modulador en el transmisor y Demodulador en el receptor.

Posteriormente, se implementa un bloque donde se añade información de control a la trama por enviar, tal como: cabecera, cola, ZeroPad, y la secuencia de entrenamiento necesaria para posteriores procesos, entre ellos, la estimación del canal y la Ecuación que, en sus dos formas, Directa e Indirecta, serán implementadas en un bloque independiente en el lado del receptor. Además, en algunos casos, es necesaria una técnica de acceso al medio, para lo cual se propone un bloque que suple esta necesidad.

Modulación. Aspectos teóricos esenciales

Para enviar los bits de información por el medio físico se necesita un método para transportar dicha información en una forma de onda análoga y continua en el tiempo.

La modulación digital es el proceso, en el lado del transmisor, por el cual, las secuencias de bits de información son transformadas en formas de onda aceptables para que puedan ser transmitidas sobre canales inalámbricos. Análogamente, la demodulación, es el proceso inverso, en el lado del receptor, que extrae los bits de información de la forma de onda recibida (Heat, 2012).

Existen varios tipos de modulación, entre los que pueden mencionarse:

- Modulación QPSK: es la forma de modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK), en la cual, la fase de la señal portadora se desplaza en múltiplos de $\pi/2$ (90°) para representar los

datos digitales, por lo que cada elemento de señalización representa dos bits (Stallings, 2008).

Sea $s(t)$, una señal modulada en QPSK, tal que, se considera cada desplazamiento como un múltiplo de $\pi/2$:

0	(—)	11
0	(—)	01
0	(—)	00
0	(—)	10

Tabla 1. Desplazamiento para señalización en QPSK

Al usar dos bits como señalización, este tipo de modulación nos permite conseguir un uso más eficaz del ancho de banda, en comparación a BPSK, que utiliza desplazamiento de fase de 180° , y solo un bit de señalización.

La constelación para QPSK se muestra en la Figura 1.

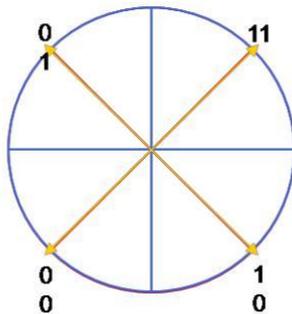


Figura 1. Constelación para QPSK con Código Grey (Villa y Rojas, 2009)

- **Modulación 64-QAM:** es una derivada de la modulación de amplitud en cuadratura (Qadrature Amplitude Modulation, QAM), y es una técnica empleada con el fin de obtener una mayor eficiencia espectral, por su elevado número de fases. Debido a las prestaciones del BER en función del SNR, no conviene incrementar el número de fases PSK, por lo que, en 64QAM, las fases se encuentran más separadas una de otra, con lo cual admiten una amplitud de ruido mayor.

64QAM presenta la ventaja de que se pueden enviar dos señales analógicas diferentes, de niveles de amplitud, simultáneamente sobre la misma portadora, tal como se muestra en la ecuación (1).

La distribución de códigos a cada fase se realiza siguiendo una codificación cíclica; de tal forma, un error de fase introduce en las fases más cercanas solo un error de bit (*Métodos de Modulación Digital*, s.f.)

0 0 () 0 () 0

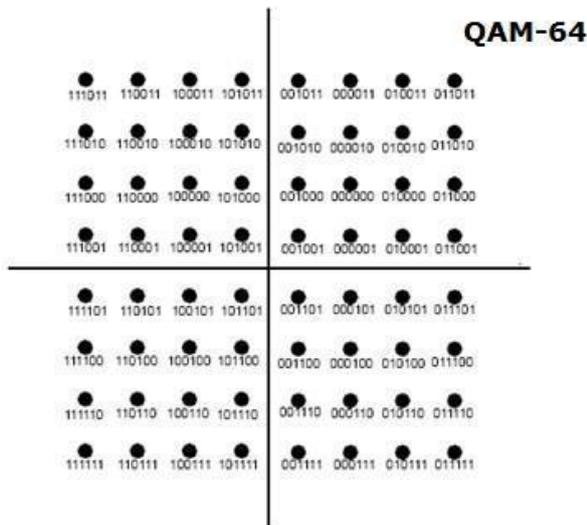


Figura 2. Constelación para 64QAM (Conceptos técnicos sobre modulación, 2016).

Modelos de Canal Inalámbrico

Para efectos de pruebas, en el presente proyecto, se han trabajado con dos diferentes modelos de canal: Canal AWGN y Canal ISI.

Como ya se mencionó, en los sistemas de telecomunicaciones inalámbricos se asume que la señal fue afectada por atenuaciones, distorsiones, desplazamientos de fase, multitrayectoria, entre otros factores, para lo cual, el modelado más común para el canal es el ruido aditivo Gaussiano (Additive White Gaussian Noise, AWGN), que es uniforme en el tiempo y en el espacio y no contempla selectividad temporal ni frecuencial (Mateu, s.f.).

Añadir ruido a los símbolos producidos por el transmisor, implica generar una serie de números aleatorios que sigan un patrón gaussiano y que estén escalados de acuerdo a la energía por símbolo (E_s) deseada (Caballero, Soleymani y Fernández-Getino, 2009).

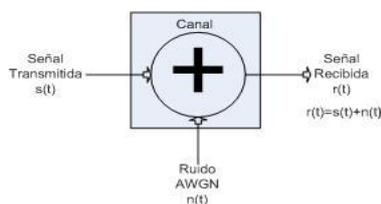


Figura 3. Canal AWGN (Arellano, 2015).

Si se considera $x[t]$, como la señal analógica en banda base compleja, y $n[t]$, como un ruido blanco gaussiano con media igual a cero, con su densidad espectral de potencia y función de autocorrelación, como se indica en Stallings (2008) y Villa y Rojas (2009), respectivamente:

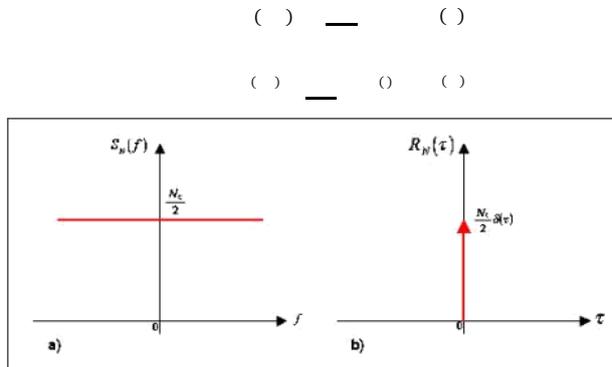


Figura 4. Componentes del Ruido Gaussiano (Dapena, s.f.)

Su función de probabilidad viene dada por la fórmula (4), y en la Figura 5, se evidencia claramente su distribución gaussiana.

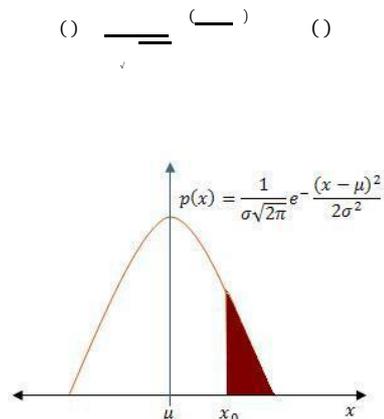


Figura 5. Distribución de Probabilidad del Canal AWGN [27]

Entonces, $y[t] = x[t] + n[t]$, es la señal recibida en el instante t , que es la señal normal añadida con el ruido blanco, considerando que el ruido tiene una densidad espectral de potencia que es constante sobre el ancho de banda del canal.

Para el Canal ISI, se conoce que está dado por un grupo de canales con diferentes retardos y amplitudes, debido principalmente a la propagación por multitrayectorias (Orosco, Pintos y Ramos, 2014).

En esta investigación, para la emulación del Canal ISI, se siguió la recomendación definida en Recommendation ITU-R M.1225 (1997), para el Perfil de Retardo de Potencia descrito como sigue:

CANAL A		
Pasos	Delay (usec)	Avg Power (dB)
1	0	0.0
2	0.2	-2.0
3	0.4	-10.0
4	0.6	-20.0
CANAL B		
Pasos	Delay (usec)	Avg Power (dB)
1	0	0.0
2	0.1	-4.0
3	0.2	-8.0
4	0.3	-12.0
5	0.4	-16.0
6	0.5	-20.0

Tabla 2. Power Delay Profile del canal para un entorno Outdoor – Áreas Rurales

Como se pudo observar en la Tabla 2, se brindan los datos del Retardo y la amplitud de Potencia de los pasos expresada en microsegundos y dB, respectivamente, pero para ingresar estos datos al Canal ISI de nuestro sistema, es necesario ingresar la respuesta del canal en forma compleja ($a+ bi$), para lo cual su fórmula está expresada en (Haykin, 2001).

$$\left(\frac{f_c}{f_c + \tau} \right) \sqrt{\dots} \left(\frac{f_c}{f_c + \tau} \right) \sqrt{\dots} \left(\frac{f_c}{f_c + \tau} \right) 0$$

Donde, : Frecuencia de Portadora (915 MHz)

: Retardo en microsegundos, dado en la Tabla 2.

$$\left(\frac{f_c}{f_c + \tau} \right)$$

Con esto, el perfil de potencias se ingresará en el parámetro CHANNEL RESPONSE del lado del transmisor del sistema y se insertarán los datos, ya convertidos a su forma fasorial, como indica la Tabla 3.

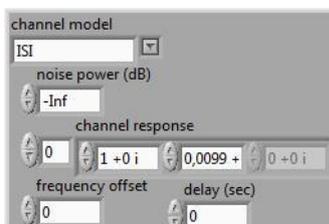


Figura 6. Ingreso de Parámetro Channel Response al Canal ISI

CANAL A		
Pasos	RE	IM
1	1,000000000000	0,000000000000 i
2	0,794325363400	-0,002135776171 i
3	0,316223193646	-0,001700529470 i
4	0,099996746711	-0,000806627093 i
CANAL B		
Pasos	RE	IM
1	1,000000000000	0,000000000000 i
2	-0,630956774286	0,000848254424 i
3	0,398105731482	-0,001070423751 i
4	-0,251186600169	0,001013086065 i
5	0,158487027632	-0,000852283661 i
6	-0,099997740768	0,000672191472 i

Tabla 3. Representación Fasorial de la Respuesta de los Canales A y B, para un entorno Outdoor

Secuencias de Entrenamiento

Las secuencias de entrenamiento son tramas de bits que poseen grandes propiedades de correlación cruzada y autocorrelación. Estas son utilizadas para la sincronización y la estimación de canal, y deben ser conocidas tanto en transmisor, como en el receptor (Espinoza, Freire, Chávez, Gómez y Ramos, 2015). Son muy correlativas para satisfacer propiedades de rango, teniendo en cuenta que, las secuencias de entrenamiento más largas proveen una mejor estimación del canal.

Una técnica útil es concatenar secuencias juntas para proveer mayores picos de correlación cruzada. En esta investigación se utilizaron dos tipos de códigos: Willard y Gold.

Las secuencias Willard son utilizadas en simulación y optimización de sistemas computacionales, y bajo ciertas condiciones, ofrecen mejor rendimiento que las secuencias Barker (Fakatselis y Belkerdid, 1996).

En la práctica, se utilizan de varias longitudes, teniendo en cuenta la de longitud 11 y de longitud 7 para este proyecto.

Willard Length 11 11101101000
Willard Length 7 1110100

En el caso de secuencias Gold, se utilizan ampliamente en sistemas CDMA con varias longitudes, pero para el presente proyecto se implementarán las longitudes 15 y 31, las cuales, en la práctica se las genera mediante algoritmos y códigos, como el ejecutado en el software Matlab mostrado a continuación:

```
n=5; %% n=5 para Secuencia de 31
    %% n=4 para Secuencia de 15 Index= -2; Seq_Length=[(2^n)-1];
hgld = comm.GoldSequence('FirstPolynomial',[5 2 0],...
    'SecondPolynomial',[5 4 3 2 0],...
    'FirstInitialConditions',[0 0 0 0 1],...
    'SecondInitialConditions',[0 0 0 0 1],...
    'Index', Index, 'SamplesPerFrame',
Seq_Length);
X = step(hgld)
```

Gold Length 15 100001001011001
Gold Length 31 1000010010110011111000110111010

Ecuación

En el canal inalámbrico se introducen cambios y variaciones en los símbolos transmitidos que alteran nuestra señal, por lo que es necesario un bloque, del lado del receptor, que sea capaz de corregir o minimizar dichas alteraciones. La ecualización es una técnica utilizada para combatir la ISI producida por la propagación multicamino.

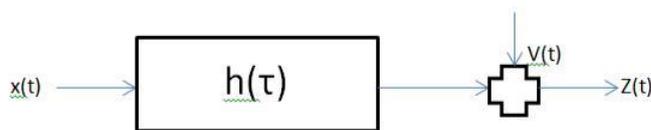


Figura 7. Modelamiento Esparcimiento del Retraso Multipaso

En la figura 5, se modela el esparcimiento del retardo multipaso dada por la ecuación (1).

$$0 \quad \Sigma \quad (\quad) \quad 0$$

Donde, : Retraso de la señal

: Atenuación de la señal

: Desplazamiento en frecuencia

De la ecuación (7), se nota que el canal crea una señal que es la superposición de múltiples copias de la señal transmitida $x(t)$, retrasada por, atenuada por, y desplazada en fase por. Por lo tanto, se asume que () es CAUSAL, ya que, el canal de propagación no puede predecir, de manera perfecta, el futuro y es FIR porque no hay entornos de reflexión perfecta y la energía de la señal decae en función de la distancia entre el transmisor y el receptor (Heat, 2012).

La función del ecualizador es la de invertir las variaciones introducidas por el canal, consiguiendo una recuperación de la información original sin errores. Para poder realizar esta recuperación se necesita conocer el comportamiento del canal, por lo tanto, el proceso de ecualización está basado en una estimación del canal (Rojo, 2014).

La mayoría de los ecualizadores requieren conocer la respuesta al impulso del canal (Channel Impulse Response, CIR), para mitigar los efectos del canal y la interferencia intersimbólica (ISI) (Vélez, Kortum y Ramos, 2015).

Una de las estructuras usadas para compensar la respuesta del canal y compensar la ISI se realiza mediante un filtro transversal FIR con coeficientes ajustables. Estos filtros utilizan la señal muestreada como entrada y pueden también aprovechar las decisiones realimentadas de los símbolos después del modulador. Los coeficientes del filtro se ajustan a partir de la estimación del canal efectuado mediante las secuencias de entrenamiento insertadas en la trama (Sallent, Valenzuela y Agustí, 2003).

En esta investigación, se toman en cuenta los tipos de ecualización Directa e Indirecta.

Solución de Mínimos Cuadrados

Los ecualizadores lineales, tales como el Mínimos Cuadrados (Least Mean Square, LMS), son ampliamente usados en la literatura como Lin (2009) y Alireza, Rodney y Vaughan (mayo, 2010), y es un tipo de algoritmo que adapta los coeficientes del filtro para producir la solución del error cuadrático medio entre la señal deseada y la señal actual. LMS es un método estocástico en el cual, el filtro es adaptado en base al error presente en el instante de tiempo actual, pero debido a su naturaleza lineal, estos fallan cuando el rendimiento del BER va más allá del límite del 1% (Kumar, Tiwari y Shankar, 2014). La técnica de Mínimos Cuadrados será utilizada para estimar el canal y para el cálculo del ecualizador.

La solución del error cuadrático lineal (LLSE) viene dada por la ecuación (8), y el mínimo error cuadrático medio por (9):

$$\hat{a} = (A^T A)^{-1} A^T b$$

Donde, A : Matriz de Coeficientes (Rango Completo)

b : Vector de Observación

A^T : Matriz Transpuesta de A

Estimación de Canal

Es un precursor para corregir los impedimentos causados por el canal de frecuencia selectiva. Existen varios criterios para diseñar un Estimador de Canal: Criterio de Máxima Verosimilitud, Mínimo Error Cuadrático Medio, Mínimos Cuadrados.

La ventaja de la técnica de mínimos cuadrados, es que, en AWGN, el estimador de mínimos cuadrados también es un estimador de máxima verosimilitud (Heat, 2012).

Si $t[n]$, es una secuencia de entrenamiento definida y de longitud N_t , y $y[n]$, la señal recibida, antes de la ecualización es (10):

$$y[n] = \sum_{k=0}^{L-1} t[n-k] a[k]$$

Se escriben los datos observados como una función desconocida, en forma de matriz como indica la Figura 8, donde T es la Matriz de Entrenamiento de la forma Toeplitz.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y[L] \\ y[L+1] \\ \vdots \\ y[N_t-1] \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} t[L] & \dots & t[0] \\ t[L+1] & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \vdots \\ t[N_t-1] & \dots & t[N_t-1-L] \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}} \underbrace{\begin{bmatrix} a[0] \\ a[1] \\ \vdots \\ a[L] \end{bmatrix}}_{\mathbf{a}}$$

Figura 8. Enfoque para resolver problemas de mínimos cuadrados (Heat, 2012).

De aquí, se asume que $N_t > 2L + 1$, por lo que, escoger un N_t , que es el tamaño de la secuencia de entrenamiento, mucho mayor que la longitud del canal L , puede dar un mejor rendimiento.

Ecualización Indirecta

Primero estima los coeficientes del canal, para posteriormente estimar el ecualizador de mínimos cuadrados.

Uno de los mejores enfoques es aplicar la Detección de Secuencia de Máxima Verosimilitud, que es una generalización de la regla de detección AWGN (Heat, 2012), pero por su complejidad en el cálculo, es una opción difícil de tomar.

La solución más fácil de implementar es la ecualización lineal indirecta, que encuentra un filtro que remueve los efectos del canal, escribiendo un conjunto de ecuaciones lineales y encontrando los coeficientes del filtro.

Ecualización Directa

En la forma directa, el ecualizador es encontrado directamente desde la secuencia de entrenamiento observada, por lo que nos brinda mayor robustez ante el ruido.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} t[0] \\ t[1] \\ \vdots \\ t[N_t - 1] \end{bmatrix}}_t = \underbrace{\begin{bmatrix} y[n_d] & \dots & y[n_d - L_f] \\ y[n_d + 1] & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \vdots \\ y[n_d + N_t - 1] & \dots & s[n_d + N_t - L_f] \end{bmatrix}}_{Y_{n_d}} \underbrace{\begin{bmatrix} f_{n_d}[0] \\ f_{n_d}[1] \\ \vdots \\ f_{n_d}[L_f] \end{bmatrix}}_{f_{n_d}}$$

Figura 9. Matriz para Ecualización Directa desde la secuencia de Entrenamiento observada

De la Figura 9 se deduce que la solución de Mínimos Cuadrados para Ecualización Directa es:

$$0 \quad (11)$$

CSMA (Carrier Sense Multiple Access)

En los sistemas de acceso aleatorio, denominados así porque no existe un tiempo preestablecido para que las estaciones transmitan, sino que se organizan aleatoriamente, tales como, ALOHA, las colisiones ocurren frecuentemente cuando existen cargas de alto tráfico. Esto puede concurrir a una inestabilidad y rendimiento pobre si existen nuevas colisiones, producto de la retransmisión de paquetes.

Esta problemática mencionada, condujo al desarrollo de otras técnicas para el control de acceso al medio con mayor estabilidad como la técnica de acceso múltiple con detección de portadora (Carrier Sense Multiple Access, CSMA), en la cual, una estación que desee transmitir, escuchará primero el medio para percibir si hay una transmisión vigente o no. Si el medio se encuentra ocupado, el transmisor debe esperar, caso contrario, si el medio está libre, puede empezar la transmisión.

Existen mejoras como la técnica CSMA/CD, que tiene el mismo principio de funcionamiento que su predecesora, pero maneja detección de colisiones, lo que hace que un sistema pueda ser más robusto.

El protocolo CSMA/CD. Funcionamiento

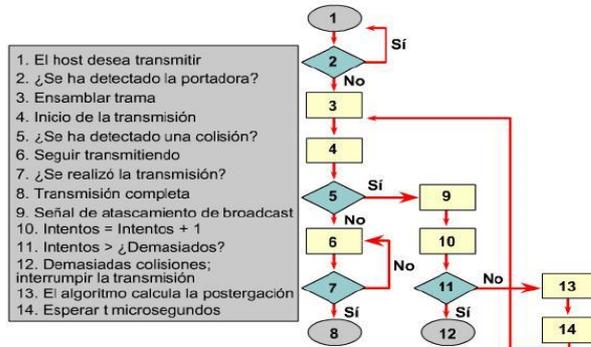


Figura 10. Algoritmo del Funcionamiento de CSMA/CD [22]

ACK/NACK

Es un mensaje conocido como Acuse de Recibo, y lo envía el destinatario hacia el origen para confirmar la recepción de un mensaje. En ciertos casos, el mensaje suele estar protegido por un código detector de errores, y si el destinatario tiene la capacidad de procesar dicho código, entonces el ACK (ACKnowledgement) también puede informar si el mensaje se ha recibido íntegramente.

El NACK (Negative ACKnowledgement), es la contrapartida al ACK y este será un acuse de recibo negativo, que informará si el paquete o trama no llegó.

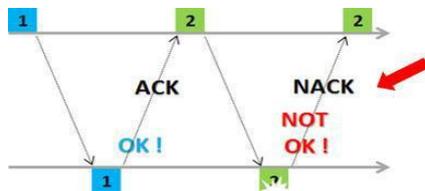


Figura 11. Comportamiento de ACK/NACK [23]

Implementación del proyecto

La implementación del proyecto en Labview, amplía y expande los horizontes del proyecto propuesto en Heath y Salvekar (2004), como Lab 4, en el que trata sobre la Estimación del Canal y Ecuación. Para una mejor comprensión del sistema se muestra un diagrama de bloques en la Figura 12.

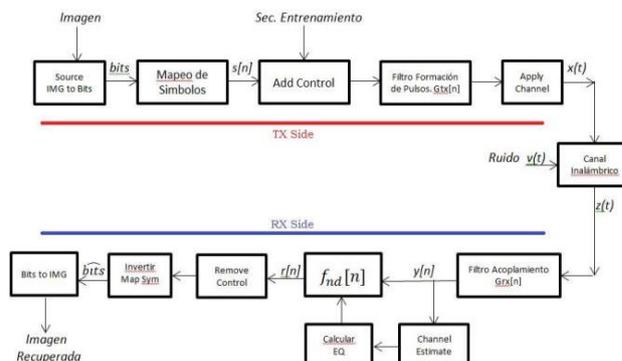


Figura 12. Diagrama de Bloques del Sistema

En la figura 12, se denota claramente cuáles son los bloques a implementar teniendo en cuenta varios puntos clave adicionales, tales como: la transformación de imagen a bits y viceversa, la modulación, demodulación, añadir y remover cabeceras y colas, la ecualización y la implementación del acceso al medio.

Manipulación de imagen

Para convertir de imagen a bits, en el lado del transmisor se realiza primero la adquisición de imagen, luego se la convierte en String, para posteriormente transformar los datos a bits, tal como sigue:

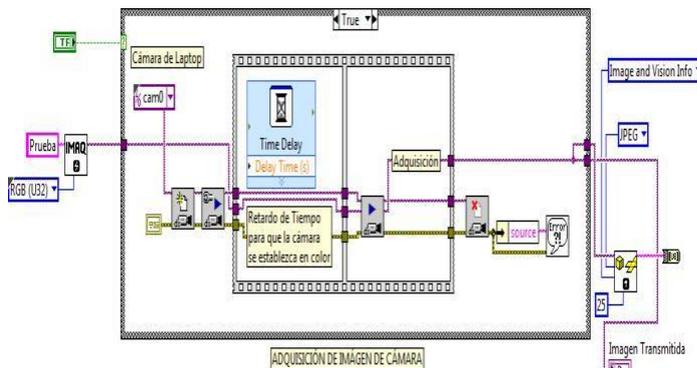


Figura 13. Adquisición de Imagen

Una vez que la imagen se ha convertido en formato String, habría que convertirla en una forma más sencilla de llevar la información para que pueda ser modulada y transmitida, por lo que se la lleva a un Arreglo de Bits, como se indica en el siguiente gráfico:

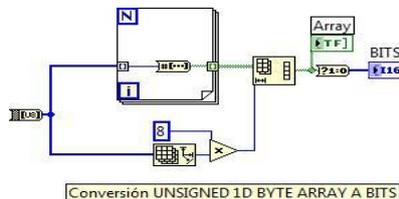


Figura 14. Conversión de String a Array de Bits

En el lado del receptor, se hace el proceso inverso para recuperar la imagen a partir de la secuencia de bits recibida.

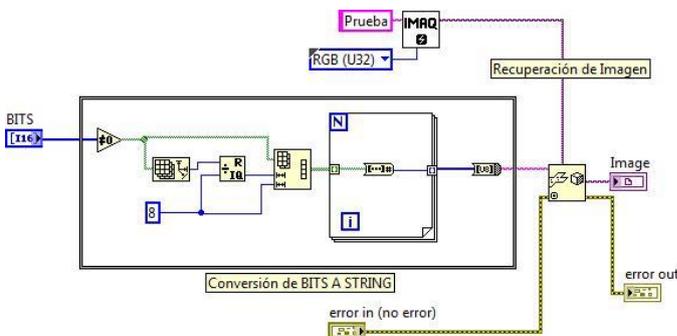


Figura 15. Conversión de Array de Bits a Imagen

Cabe recalcar que la Secuencia de Entrenamiento debe ser modulada con los mismos parámetros que la trama normal.

Bloque de Ecuación

Como se mencionó anteriormente, se necesita de un proceso, en el lado del receptor, que remueva los efectos del canal, para lo cual, se lo implementará después del proceso de Downsampling como se indica en la Figura 16.

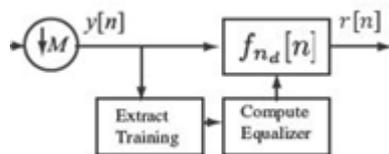


Figura 16. Implementación de Bloque de Ecuación (Heath y Salvekar, 2004)

La señal recibida $y[n]$, luego del filtro y los submuestreos correspondientes queda expresada de la siguiente manera:

En el actual proyecto, se implementa el ecualizador lineal, que es básicamente un filtro que se aplica a la señal recibida, tal que la señal de salida será expresada por:

Donde, : Ecualizador FIR

: Retraso del Ecualizador

La siguiente imagen muestra la implementación del bloque de ecualización (directa e indirecta), posterior al filtro y estimador de canal.

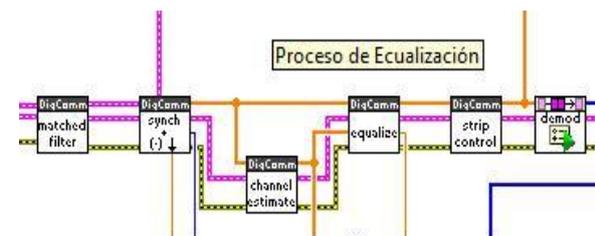


Figura 15. Bloque de Ecuación en el Receptor

Implementación de Acceso al Medio

Para lograr implementar el control de acceso al medio se utilizan el código del VI top_rx.vi descrito en Heath y Salvekar (2004), en el cual indica que el receptor tiene dos estados: Escuchar y Recibir. Por lo cual, se aprovecha esta característica del programa para que el dispositivo siempre pueda estar en el primer estado, ESCUCHAR al medio, como indica en la Figura 16, incluso si excede el tiempo de espera y no ha detectado paquete, seguirá escuchando. Cuando un el dispositivo pueda detectar que se ha excedido el límite de un trigger, definido en RXRF_recv.vi, significa que se ha encontrado un paquete y este pasa al estado de RECIBIR, dejando el canal ocupado.

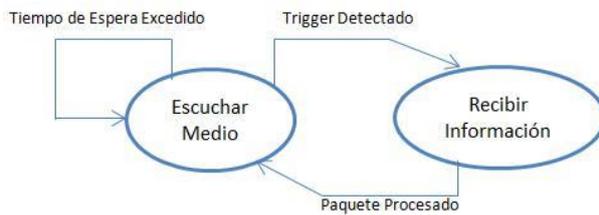


Figura 16. Diagrama de Estado para el receptor implementado en top_rx.vi [25]

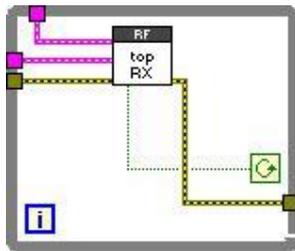


Figura 17. Implementación de CSMA en el Transmisor

En el lado del transmisor se utiliza un bucle repetitivo para que siempre se esté escuchando al medio, como se aprecia en la Figura 17, que se ejecuta un bloque de recepción, que confirma que, si hay paquete va a seguir permaneciendo en el estado de ESCUCHAR. Cuando se detecta que no hay paquete, este puede pasar transmitir.

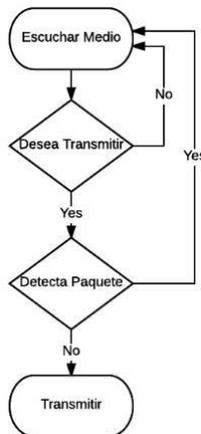


Figura 18. Flowchart de CSMA en el proyecto

Entorno de Propagación Real

Para las pruebas en un entorno Real, se ha considerado el Laboratorio de Simulación de Telecomunicaciones como ambiente Indoor, siguiendo el Modelo de Tres Rayos utilizado en Freire, Espinoza y Ramos (2013), con una separación de antenas de 1,5 Metros entre las antenas del Transmisor y Receptor, en línea de vista, frente a frente y a la misma altura, con un par de obstáculos, puestos con el propósito de la reflexión, ubicados a 1 metro y 75 centímetros, respectivamente.

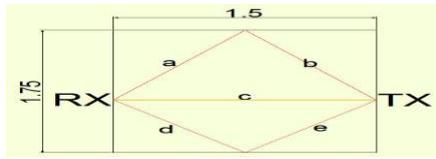


Figura 19. Modelo de Tres Rayos para Canal ISI, basado en las pruebas realizadas en el proyecto

Según indica la Figura 19, se tiene un rayo de reflexión directa y dos rayos reflejados por los obstáculos puestos, con esto las medidas serían las siguientes:

a	1m25
b	1m25
c	1m50
d	1m06
e	1,06

Tabla 4. Medidas obtenidas de Modelo de Tres Rayos, basado en las pruebas realizadas en el proyecto.

Si se conoce que L es el número de caminos que la onda recorre, d es la distancia del camino indicado y a , su respectivo factor de reflexión, entonces, la Amplitud y Fase de la señal se la define por la siguiente fórmula.

$$\Sigma \quad ()$$

Resolviendo la ecuación para cada paso:

$$(\quad - \quad - \quad - \quad) \quad ()$$

Los factores de reflexión a , se han basado en un estudio similar aplicado en Freire, Espinoza y Ramos (2013), y son para la reflexión directa, y , para las ondas reflejadas por los obstáculos.

Para calcular los ángulos de desfase, se aplica la ecuación (16), pero antes se tiene en cuenta la frecuencia de portadora, que en nuestro proyecto es 915MHz, la velocidad de la luz que 3×10^8 m/s², para calcular el $\lambda = 0.3278$ m.

$$(16)$$

En Freire, Espinoza y Ramos (2013), se obtiene la potencia a un metro, a partir del Narda, que es igual a $P_o = 14.72$ dB(mV/m), convertido a Watts es $A_o = 5.445$ watts. Al resolver estas ecuaciones para cada trayectoria, nos resultan 3 fasores, tal como sigue:

Fasor 1		$-3.625 - j0.1899$
Fasor 2		$0.6423 - j1.3776$
Fasor 3		$-0.6122 - j1.682$

Tabla 5. Parámetros de Respuesta de Canal para Ambiente ISI con 3 desplazamientos

Al simular este ambiente de propagación real Indoor, se ingresan los parámetros de la siguiente manera:

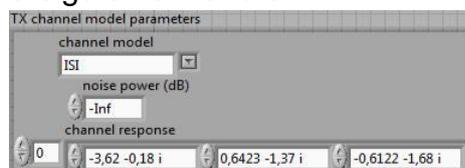


Figura 20. Ingreso de Parámetros de Respuesta de Canal para la simulación de un entorno real.

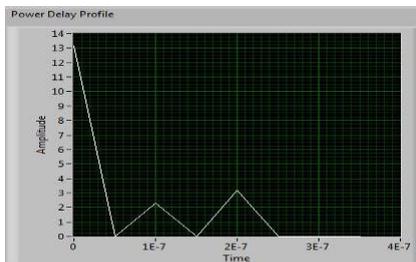


Figura 21. Perfil de Retardo de Potencias para entorno de propagación real Indoor, con T_s 0.1 μ S.

Resultados

En esta investigación, se han analizado los resultados a través de 4 pasos.

Primero, se compara la calidad de la imagen recibida versus la imagen original utilizando diferentes parámetros de canal para la transmisión e ingresando ruido.

Segundo, se analiza el comportamiento de cada canal, mediante las curvas BER vs SNR, bajo los mismos parámetros de configuración, tanto en simulación como en transmisión real.

Tercero, se compara el rendimiento variando las secuencias de entrenamiento, tanto de característica como de longitud.

Por último, se podrá apreciar cómo afecta a la constelación, los dos diferentes tipos de ecualización implementados en el proyecto y con la variación de ciertos parámetros.

De los resultados obtenidos para el sistema de portadora única, se obtiene que:

- Como se esperaba, se puede notar que 64QAM brinda resultados más pobres de BER comparados con QPSK, ya que, al tener menor distancia entre sus elementos de señalización, puede existir mayor interferencia intersimbólica. Incluso, si se reduce el ancho de banda, las transiciones entre estados de la constelación, no son instantáneas y se producen oscilaciones, es por esa razón, que se notan gráficas de constelaciones sin forma.
- Los Ecualizadores, tales como el de Mínimos Cuadrados, debido a su naturaleza lineal, tienden a fallar cuando el BER va más allá del 1% del límite. Estos ecualizadores también producen un menor error cuadrático medio.
- El canal AWGN es de suma importancia, ya que, provee una idea muy real sobre cuál sería el mejor rendimiento del sistema sin la presencia de la multitrayectoria.
- La longitud del filtro ecualizador, que está dada por el parámetro Equalizer Length en el programa, es una decisión de diseño que depende del número de pasos L de la multitrayectoria. Siempre se va a mejorar el performance si la longitud del ecualizador, L_f , es mucho más grande, pero la complejidad requerida por símbolo también crece al aumentar L_f , por lo que se debe evaluar entre una mejor ecualización o una implementación más eficiente del receptor.

- De la teoría impartida en Heat (2012), y de las pruebas realizadas, se nota que con una secuencia de entrenamiento corta, el método de ecualización indirecta puede funcionar mejor con un longitud del ecualizador mucho más grande, mientras que el método de ecualización directa funciona mejor cuando se tiene una secuencia de entrenamiento mucho más grande, tal como, Gold 31 en nuestro proyecto.

Referencias

- Alireza, S., Rodney, B. y Vaughan, G. (mayo, 2010). *Iterative Blind Linear Equalizer in time-varying dispersive channel*. Trabajo presentado en el 3^{er} International conf. on Electrical and Computer Engineering (CCECE), pp. 1-6. Canadá. Recuperado de <http://doi.org/10.1109/CCECE.2010.5575256>
- Arellano, J. F. (2015). *Interceptación, monitorización y demodulación MXDN de señales digitales en tiempo real*. Carrera de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones, ESPE, Universidad de las Fuerzas Armadas. Recuperado de <http://repositorio.espe.edu.ec/handle/21000/10451>
- Caballero, R., Soleymani, R. y Fernández-Getino, N. J. (2009). *Uso de Códigos Convolutivos en Redes Colaborativas* (tesis de diploma). Dept. of Electrical and Computer Engineering at Concordia University. Montreal, Canadá. Recuperado de <https://core.ac.uk/download/pdf/30042571.pdf>
- Conceptos técnicos sobre modulación* (2016). Recuperado de <http://www.comunicacionesinalambricashoy.com/wireless/conceptos-tecnicos-sobre-modulacion>
- Dapena, A. (s.f.). *Capacidad del Canal*. Universidade da Coruña. Facultad de Informática. Recuperado de <https://www.yumpu.com/es/document/view/14512171/tema-capacidad-de-canal>
- Espinoza, W., Freire, M., Chávez, T., Gómez, J. y Ramos, B. (2015). Adaptación del algoritmo Schmidl & Cox a sistemas de portadora única en un canal inalámbrico. *Ingenius*, (14), (julio-diciembre). pp. 35-43.
- Fakatselis, J. y Belkerdid, M. (1996). *Processing Gain for Direct Sequence Spread Spectrum Communication Systems and PRISM*, Application Note AN9633, INTERSIL. Recuperado de <http://www.sss-mag.com/pdf/pgpap.pdf>
- Freire, M., Espinoza, W. y Ramos, B. (2013). *Diseño, Simulación e Implementación de un Esquema de Detección de Trama y de Corrección del Desplazamiento de Frecuencia en un Sistema de Comunicación Inalámbrico de una sola Portadora*. Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación, ESPOL. Recuperado de <http://www.dspace.espol.edu.ec/handle/123456789/25436>
- Haykin, S. (2001). *Communication System*, Fourth Edition. Jhon Wiley and Sons, Inc. Recuperado de [https://scholar.google.com/cu/scholar?q=Haykin,+S.+\(2001\).+Communication+System,+Fourth+Edition,+Jhon+Wiley+and+Sons,+Inc,+2001&hl=es&as_sdt=0&as_vis=1&oi=scholar](https://scholar.google.com/cu/scholar?q=Haykin,+S.+(2001).+Communication+System,+Fourth+Edition,+Jhon+Wiley+and+Sons,+Inc,+2001&hl=es&as_sdt=0&as_vis=1&oi=scholar)

- Heath, R. W. Jr. y Salvekar, A. (2004). *Digital Communications: Physical Layer Lab using the NI USRP Platform*. National Technology and Science Press. Recuperado de <http://doi.org/10.1002/047148296X.tie040>
- Heat, R. W. Jr. (2012). *Introduction to Wireless Digital Communication: A Signal Processing Perspective*. National Technology and Science Press. Recuperado de <https://www.amazon.com/Introduction-Wireless-Digital-Communication-Perspective/dp/0134431790>
- Kumar, A., Tiwari, A. y Shankar, R. (2014). Linear Block Equalizers in Rayleigh Fading Channel with Normalized Channel Impulse Response. *International Journal of Computer Applications (0975 – 8887)*, 93(6).
- Lin, S. C. (2009). Performance analysis of decision feedback equalizer for cellular mobile radio co-channel interference and fading. *IET Communication*, 3(1), pp. 100-114.
- Mateu, M. (s.f.). *Caracterización del Canal de Radio, Segunda Parte Propagación en Entornos Urbanos*. Recuperado de <https://docplayer.es/42070733-Caracterizacion-del-canal-de-radio.html>
- Métodos de Modulación Digital*, pp. 1502.1-1502.12 (s. f.). Recuperado de <http://www.analfatecnicos.net/archivos/15.MetodosModulacionDigital.pdf>
- Orosco, F., Pintos, C. y Ramos, B. (2014). *Diseño, Simulación e Implementación de códigos de canal en sistemas OFDM*. Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL). Recuperado de https://www.researchgate.net/publication/305115171_Diseño_Simulación_e_Implementación_de_códigos_de_canal_en_sistemas_OFDM
- Recommendation ITU-R M.1225. *Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000*, ITU-RM.1225. (1997). Recuperado de https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.1225-0-199702-!!!PDF-E.pdf
- Rojo, C. (2014). Implementación de un sistema de comunicaciones OFDM IEEE 802.11a sobre un dispositivo SFF SDR. Universidad Carlos III de Madrid, Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones. *Journal of Computer Applications (0975 – 8887)*, 93(6).
- Sallent, O., Valenzuela, J. L. y Agustí, R. (2003). *Principio de Comunicaciones Móviles*. España: Ediciones UPC. Recuperado de <https://upcommons.upc.edu/handle/2099.3/36768>
- Stallings, W. (2008). *Comunicaciones y Redes de Computadoras*, 7ma Edición. Madrid y México: Pearson Prentice Hall. Recuperado de https://www.academia.edu/5011511/Comunicaciones_y_Redde_de_Computadoras_7ma_Edici%C3%B3n_William_Stallings
- Vélez, C., Kortum, M. y Ramos, B. (2015). *Performance Comparison of Linear Equalization Systems for Wireless Communications under Rayleigh Channel*. Trabajo presentado en 7th IEEE Latin-American Conference on

Communications (LATINCOM). Recuperado de
<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7430145>

Villa, A. y Rojas, B. (2009). Multiplexión por división de fases ortogonales rotadas MDFOR. *Telématique*, 8(3), Universidad Dr. Rafael Bellosó Chacín. Venezuela.