

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ

Colegio de Ciencias e Ingenierías

**Implementación de un sistema de transmisión-recepción
inalámbrico OFDM utilizando dispositivos NI USRP-2920
Proyecto integrador**

Santiago José Valdivieso Vélez

Ingeniería Electrónica

Trabajo de titulación presentado como requisito
para la obtención del título de
Ingeniero Electrónico

Quito, 18 de mayo de 2017

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ
COLEGIO DE CIENCIAS E INGENIERÍAS

**HOJA DE CALIFICACIÓN
DE TRABAJO DE TITULACIÓN**

**Implementación de un sistema de transmisión-recepción inalámbrico
OFDM utilizando dispositivos NI USRP-2920**

Santiago José Valdivieso Vélez

Calificación:

Nombre del profesor, Título académico

René Játiva, Ph.D.

Firma del profesor

Quito, 18 de mayo de 2017

Derechos de Autor

Por medio del presente documento certifico que he leído todas las Políticas y Manuales de la Universidad San Francisco de Quito USFQ, incluyendo la Política de Propiedad Intelectual USFQ, y estoy de acuerdo con su contenido, por lo que los derechos de propiedad intelectual del presente trabajo quedan sujetos a lo dispuesto en esas Políticas.

Asimismo, autorizo a la USFQ para que realice la digitalización y publicación de este trabajo en el repositorio virtual, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Firma del estudiante: _____

Nombres y apellidos: Santiago José Valdivieso Vélez

Código: 00111407

Cédula de Identidad: 1104204670

Lugar y fecha: Quito, mayo de 2017

RESUMEN

La Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM, por sus siglas en inglés) es un sistema de comunicación multiportadora ampliamente utilizado en muchos esquemas de transmisión de banda ancha modernas (LTE, 802.11a/g/n/ac, TDT). Presenta notorias ventajas sobre los sistemas de comunicación de portadora única, entre estas se encuentra su robustez en la capacidad de tolerar de mejor manera distintas condiciones del canal como atenuación a altas frecuencias, interferencia entre símbolos ISI, desvanecimiento selectivo por frecuencia causado por las distintas trayectorias de la señal, entre otras. Para la implementación del enlace OFDM se hará uso de la plataforma de Radio Definido por Software NI USRP 2920, fabricada por National Instruments y programada mediante el entorno de desarrollo integrado LabVIEW. Sobre este enlace se implementará un sistema de transmisión de imágenes fijas con codificación de canal moduladas bajo 2 esquemas de modulación: PSK y QAM. Finalmente, se evaluará el rendimiento de cada uno de los esquemas de modulación escogidos bajo distintas condiciones de canal.

Palabras clave: OFDM, SDR, USRP, PSK, QAM, Modulación, Código Convolutacional, LabVIEW

ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiplexing is a multicarrier communication system which is greatly used by different modern wideband transmission schemes (LTE, 802.11 a/g/n/ac, TDT). It has notorious advantages over single carrier communications, in which we can find its ability to better cope with different channel conditions such as high-frequency attenuation, ISI, fading caused by multipath, etc. In order to implement an OFDM link, and taking advantage of the SDR characteristics, the NI USRP-2920 platform is used, which is programmed using the LabVIEW development environment. A fixed-image transmission system is implemented over this link, applying channel coding and modulated under two different modulation schemes: PSK and QAM. Finally, the performance of each of these schemes is evaluated under different channel conditions.

Key words: OFDM, SDR, USRP, PSK, QAM, Modulation, Convolutional codes, LabVIEW

TABLA DE CONTENIDO

Introducción.....	10
Desarrollo del Tema.....	12
Modulación OFDM: Definición, características y operación.....	12
Tiempo de guarda y prefijo cíclico.....	14
Codificación de canal.....	15
Sincronización.....	16
Modelos de estimación de canal.....	17
Atenuación en espacio libre (Free-Space Path Loss)	18
Sistemas de modulación digital.....	18
Nociones fundamentales.....	18
Modulación por desplazamiento de fase: Phase Shift Keying – PSK.....	19
Modulación de amplitud en cuadratura: Quadrature Amplitude Modulation – QAM.....	20
Conformación de pulso y filtrado.....	21
Implementación del enlace OFDM en LabVIEW.....	22
Funcionamiento general del programa de transmisión y recepción OFDM.....	24
Resultados y mediciones realizadas	32
Resultados obtenidos para relojes sincronizados.....	33
Resultados obtenidos para relojes no sincronizados.....	40
Proyecciones y oportunidades de investigación futuras	46
Conclusiones	48
Referencias Bibliográficas	49
Anexo A: Guía de uso para el usuario	50

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Ventajas y desventajas de la modulación OFDM.....	13
Tabla 2: Especificaciones detalladas de los NI USRP-2920	23
Tabla 3: Parámetros de configuración del transmisor y receptor	34

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Arquitectura de comunicación OFDM con prefijo cíclico (Viswanathan, 2011)	13
Figura 2: Ejemplo de una señal OFDM con tres subportadoras en un canal multicamino de dos rayos. La línea punteada representa la componente con retraso (van Nee & Prasad, 2000).....	14
Figura 3: Diagramas de constelación con error de tiempo antes (a) y después (b) de aplicar corrección de fase.....	16
Figura 4: Sincronización mediante el prefijo cíclico (van Nee & Prasad, 2000)	17
Figura 5: Filtro acoplado adaptado a un símbolo especial de entrenamiento OFDM (van Nee & Prasad, 2000).....	17
Figura 6: Diagramas de constelación para BPSK, QPSK y 8-PSK.....	19
Figura 7: Diagramas de constelación para 4-QAM, 16-QAM y 64-QAM.....	20
Figura 8: Filtro de conformación de pulso Sinc y su espectro.....	21
Figura 9: Filtro de conformación de pulso coseno alzado y su espectro para distintos valores de β (Lathi & Ding, 2009).....	22
Figura 10: Interfaz gráfica del VI principal de transmisión top_ofdm_tx.vi.....	25
Figura 11: Interfaz gráfica del VI principal de recepción top_ofdm_rx.vi.....	25
Figura 12: Diagrama de bloques del VI principal de transmisión top_ofdm_tx.vi	26
Figura 13: Diagrama de bloques del VI principal de recepción top_ofdm_rx.vi	28
Figura 14: Diagrama de bloques del VI OFDM_transmitter.vi modificado.....	29
Figura 15: Diagrama de bloques del VI de adquisición de imagen SV_Open_Image.vi	29
Figura 16: Diagrama de bloques del VI de codificación de canal SV_Encoding.vi.....	30
Figura 17: Diagrama de bloques del VI de modulación digital SV_modulate.vi.....	30
Figura 18: Diagrama de bloques del VI OFDM_receiver.vi modificado	31
Figura 19: Diagrama de bloques del VI de modulación digital SV_decode.vi	31
Figura 20: Diagrama de bloques del VI de decodificación de canal SV_Decoding.vi.....	32
Figura 21: Diagrama de bloques del VI de reconstrucción de imagen SV_Read_Image.vi....	32
Figura 22: Conexión física de los USRPs sincronizados mediante cable MIMO Expansion .	33
Figura 23: Gráfica de BER vs. SNR para distintos esquemas de modulación PSK, sin codificación de canal.....	35
Figura 24: Gráfica de BER vs. SNR para distintos esquemas de modulación QAM, sin codificación de canal.....	35
Figura 25: Gráfica de BER vs. SNR para distintos esquemas de modulación PSK, con codificación de canal.....	36
Figura 26: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para BPSK con y sin codificación de canal	37
Figura 27: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para QPSK con y sin codificación de canal	37
Figura 28: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para 8-PSK con y sin codificación de canal	37
Figura 29: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para 16-PSK con y sin codificación de canal	38
Figura 30: Gráfica de BER vs. SNR para distintos esquemas de modulación QAM, con codificación de canal.....	38
Figura 31: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para 16-QAM con y sin codificación de canal	39
Figura 32: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para 64-QAM con y sin codificación de canal	39

Figura 33: Conexión física de los USRPs no sincronizados.....	41
Figura 34: Resultados del receptor en transmisión con relojes no sincronizados.....	42
Figura 35: Resultados del receptor en transmisión QPSK con relojes no sincronizados	43
Figura 36: Conexión física de los USRPs sincronizados mediante referencia de reloj externa	44
Figura 37: Página principal del VI transmisor mostrando errores de sincronización.....	45

INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones basados en señales eléctricas han sufrido un importante avance en los últimos 100 años. Desde la invención y masificación del telégrafo y el teléfono a mediados del siglo XIX, sistemas analógicos capaces de transportar pequeñas cantidades de información a través de grandes distancias y en tiempos muy cortos, los sistemas de telecomunicaciones modernos han evolucionado a pasos agigantados, siendo hoy por hoy capaces de manejar cantidades de información gigantescas con altísima fiabilidad.

Los primeros acercamientos a las comunicaciones inalámbricas se dan con la invención de la radio y televisión a inicios del siglo XX, los mismos que hacen uso de las ecuaciones de Maxwell para la propagación de ondas electromagnéticas. No obstante, las comunicaciones bidireccionales (dúplex) no verían la luz sino hasta la década de 1970, cuando los avances en tecnología de semiconductores hacían posible el desarrollo y perfeccionamiento de los primeros sistemas de telefonía celular móvil (Huurdeeman, 2003). A partir de este momento, las telecomunicaciones pasaron de ser analógicos para entrar en el mundo digital, permitiendo así mejorar la eficiencia espectral y aumentar de forma exponencial la cantidad de información a transmitir en un ancho de banda limitado.

Una de las técnicas de transmisión digitales de banda ancha desarrollados fue la Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales, también conocido como OFDM. Consiste en la multiplexación de un conjunto de señales portadoras a distintas frecuencias que transportan información modulada en QAM o en PSK. A diferencia de los sistemas de portadora única, los sistemas OFDM se optimizaron para tener una mejor respuesta en

frecuencia, siendo estos más robustos y menos sensibles a los efectos del desvanecimiento (fading) y multicamino (multipath).

Si bien en el pasado se hubiera requerido distintas piezas de hardware para implementar un sistema OFDM, hoy en día es posible simplificar en gran medida este proceso haciendo uso de Radios Definidos por Software (SDRs). Los SDRs permiten implementar cualquier sistema de telecomunicaciones mediante la programación de sistemas embebidos de forma rápida y económica. Los USRPs, acrónimo de Universal Software Radio Peripheral, son una gama de SDRs fabricados por la compañía National Instruments, los mismos que a través de un enlace de alta velocidad se conectan a una computadora host y permiten operar en un rango de frecuencias muy variado. La programación y configuración de estos equipos se realiza mediante la plataforma LabVIEW (National Instruments, 2017).

El Laboratorio de Comunicaciones de la USFQ adquirió recientemente equipos USRP debido a su versatilidad y potencial para la realización de proyectos académicos y de investigación. Por esta razón, y a efectos de familiarizarnos con este tipo de tecnología se plantea como objetivos de este trabajo el diseñar un sistema de transmisión y recepción de imágenes sobre un enlace OFDM implementado mediante los NI USRP-2920. Se dotará al sistema con distintos esquemas de modulación QAM y PSK, así como de un código de corrección de errores convolucional. Finalmente, se analizará el rendimiento de cada una de estas modulaciones usando un canal AWGN sintético con distintas potencias de ruido.

DESARROLLO DEL TEMA

El sistema de transmisión de imágenes fijas será implementado sobre un enlace OFDM programado y descargado directamente sobre los USRPs, con parámetros de transmisión óptimos tanto para OFDM como de operación de los USRPs.

Modulación OFDM: Definición, características y operación

El principio básico de OFDM consiste en dividir un flujo de datos de alta velocidad en varios flujos de menor velocidad que son transmitidos simultáneamente sobre un número definido de subportadoras. Debido a que la duración de cada símbolo se incrementa para cada uno de estos flujos de datos paralelos, la cantidad relativa de dispersión en tiempo causada por el multipath delay spread se reduce (van Nee & Prasad, 2000). Esto se traduce en una mayor robustez general del sistema y tolerancia al retraso, siendo idóneo para implementarse en comunicaciones móviles de alta velocidad como redes 4G LTE, WiFi, televisión digital, etc.

Una señal OFDM consiste en una suma de subportadoras moduladas mediante QAM o PSK. Si d_i son los símbolos QAM complejos, N_s el número de subportadoras, T la duración del símbolo y f_c la frecuencia central de la portadora, entonces un símbolo OFDM comenzando en $t = t_s$ se representa como

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t - t_s) \right) \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T$$

A diferencia de FDM (Frequency Division Multiplexing), donde las portadoras no guardan relación alguna con respecto a su frecuencia o ancho de banda, las portadoras en OFDM son armónicas, lo cual las convierte en ortogonales (Viswanathan, 2011).

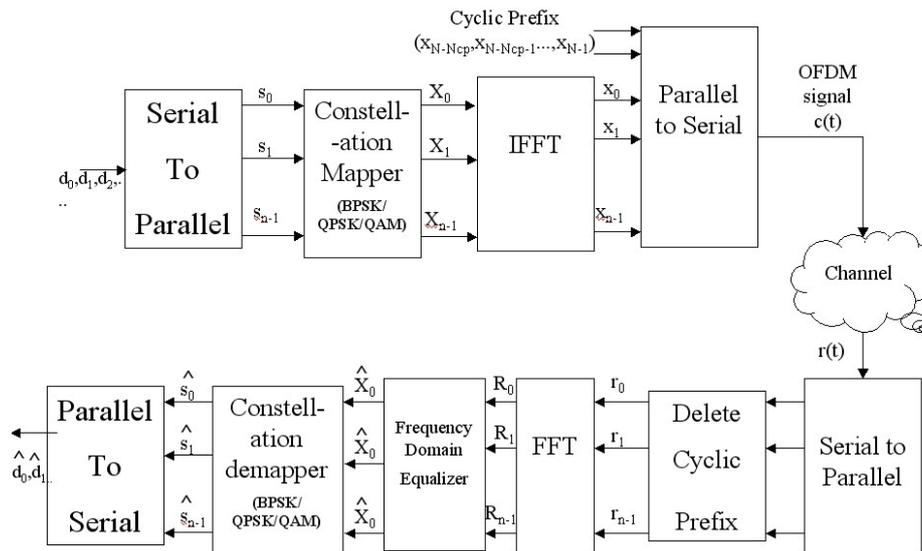


Figura 1: Arquitectura de comunicación OFDM con prefijo cíclico (Viswanathan, 2011)

Las ventajas y desventajas de los sistemas OFDM se detallan en la Tabla 1.

Tabla 1: Ventajas y desventajas de la modulación OFDM

VENTAJAS	DESVENTAJAS
<ul style="list-style-type: none"> • Alta eficiencia espectral • Implementación eficiente usando la FFT • Se adapta fácilmente a condiciones de canal severas sin recurrir al uso de complejos ecualizadores en el dominio del tiempo • Robustez frente a ISI, desvanecimiento causado por propagación multicamino e interferencia de co-canal de banda estrecha • Baja sensibilidad a errores de sincronización en tiempo • Facilita la creación de redes de frecuencia única (macrodiversidad del transmisor) 	<ul style="list-style-type: none"> • Sensible al efecto Doppler • Sensible a problemas de sincronización de frecuencia, a diferencia de los sistemas de portadora única • Eficiencia reducida en términos de información transmitida por símbolo, debido al uso del prefijo cíclico y el periodo de guarda • Sufre de una elevada relación potencia promedio a pico (PAPR), requiriendo circuitería lineal en el transmisor, lo que a su vez reduce la eficiencia energética

Tiempo de guarda y prefijo cíclico

Una de las ventajas clave de OFDM es su tolerancia a la interferencia entre símbolos (ISI) causada por la propagación multicamino, debido a su arquitectura que transmite varios flujos de datos de baja velocidad en paralelo en lugar de uno de alta velocidad configurado en serie. Sin embargo, debido a la larga duración de cada símbolo es plausible integrar un tiempo de guarda (Guard Time) entre símbolos OFDM. De esta manera, se mitigan los efectos del ISI haciendo que el tiempo de guarda sea mayor que el delay spread proyectado.

El tiempo de guarda puede no consistir en ninguna señal. No obstante, esto generará un problema de interferencia entre portadoras (ICI). Para eliminar esto, cada símbolo OFDM es extendido cíclicamente en el tiempo de guarda, lo que asegura que réplicas de símbolos retrasados siempre tengan un número entero de ciclos dentro del intervalo de la FFT (van Nee & Prasad, 2000).

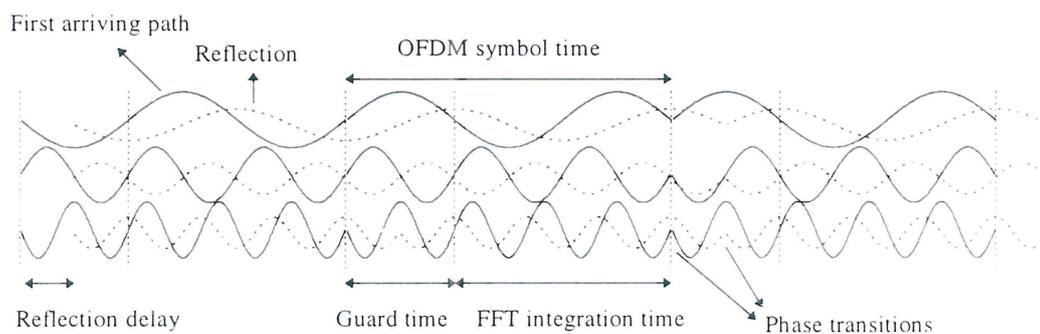


Figura 2: Ejemplo de una señal OFDM con tres subportadoras en un canal multicamino de dos rayos. La línea punteada representa la componente con retraso (van Nee & Prasad, 2000)

El objetivo principal de añadir un prefijo cíclico es convertir la convolución lineal en convolución circular, lo cual facilita el proceso de detectar la señal recibida usando un ecualizador de un solo toque. Además, ayuda a combatir el ISI e ICI (Viswanathan, 2011).

Codificación de canal

Con el fin de poder detectar y corregir errores, es necesario añadir un codificador de canal en presencia de un canal con ruido. La codificación de canal consiste en añadir bits de redundancia que permitan compensar los bits de error generados en este canal imperfecto. El codificador transforma la secuencia de información en una secuencia codificada. Estas palabras de código (codewords) pueden ser secuencias binarias o no binarias. Entre las técnicas comunes utilizadas en la codificación de canal se encuentran los bits de paridad, las comprobaciones de redundancia cíclica (CRC), códigos de bloque (Hamming, Reed-Solomon, Golay, BCH) y códigos convolucionales.

La principal diferencia entre los códigos de bloque y los códigos convolucionales reside en si el codificador usa únicamente los símbolos del cuadro actual para producir una salida en códigos de bloque, o bien recuerda un número de cuadros anteriores para producir su salida en bloques convolucionales (Alzubi, Alzubi, & Chen, 2014). Los códigos de bloque clásicos usualmente son decodificados por algoritmos de “decisión dura” (hard-decision algorithms); mientras, los códigos convolucionales clásicos son decodificados por algoritmos de “decisión suave” (soft-decision algorithms) como Viterbi, MAP o BCJR.

El código de bloque codifica un bloque de k símbolos de entrada en n símbolos codificados, siendo $n > k$. El propósito de añadir $n - k$ símbolos redundantes es para incrementar la distancia mínima de Hamming. Por otra parte, el código convolucional mapea cada k bits de un flujo continuo de entrada en n bits de salida, donde el mapeo se lleva a cabo mediante una convolución de los bits de entrada con una respuesta al impulso binaria (van Nee & Prasad, 2000).

Los sistemas de comunicaciones móviles modernos hacen uso de distintas técnicas de corrección de errores. El estándar de las redes de comunicaciones inalámbricas móviles de tercera generación (3G), introducidas en 1998, hacen uso de turbo códigos a distintas tasas de

codificación (1/2, 1/3 y 1/4). Sin embargo, los turbo códigos originales presentan un piso en la tasa de errores del VER, ubicándolo en 10^{-5} . Por esta razón, el actual estándar de cuarta generación (4G) hace uso de turbo códigos duo binarios o turbo códigos 3D. A diferencia de su predecesor, estos códigos presentan numerosas ventajas como una mejor convergencia, distancias mínimas más grandes, menor sensibilidad a patrones puncionados, latencia reducida y robustez en el decodificador (Kim, 2015).

Sincronización

Las subportadoras en los enlaces OFDM son perfectamente ortogonales si tanto el transmisor como el receptor usan exactamente la misma frecuencia; de lo contrario, cualquier offset de frecuencia generará inevitablemente ICI. No obstante, los osciladores no generan señales a una sola frecuencia, sino que van acompañadas de un ruido de fase aleatorio. Estos dos fenómenos degradan el SNR en el receptor, aunque no introducen interferencia. Es por esta razón que se introducen técnicas para mantener este fenómeno al mínimo, sea mediante el uso del prefijo cíclico o bien símbolos OFDM de entrenamiento especiales (van Nee & Prasad, 2000).

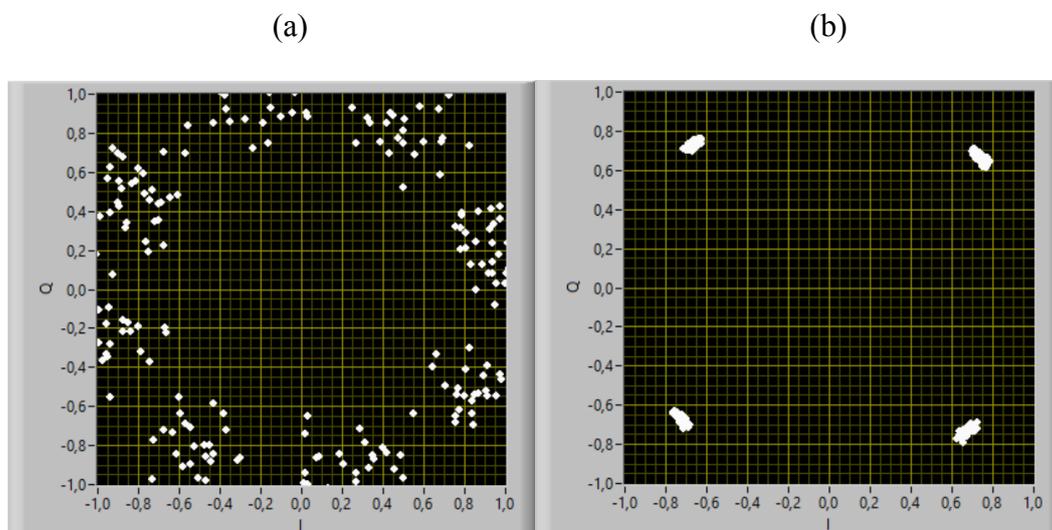


Figura 3: Diagramas de constelación con error de tiempo antes (a) y después (b) de aplicar corrección de fase

La sincronización mediante la extensión cíclica se basa en las propiedades del prefijo cíclico, el mismo que hace que los primeros T_G segundos de cada símbolo sean idénticos a la última parte. En esencia, el sincronizador correlaciona una parte de la señal de duración T_G con una parte retrasada T segundos. Este tipo de sincronizador es particularmente útil en rastreo o en una conexión conmutada por circuito, donde no están disponibles señales de entrenamiento especiales.

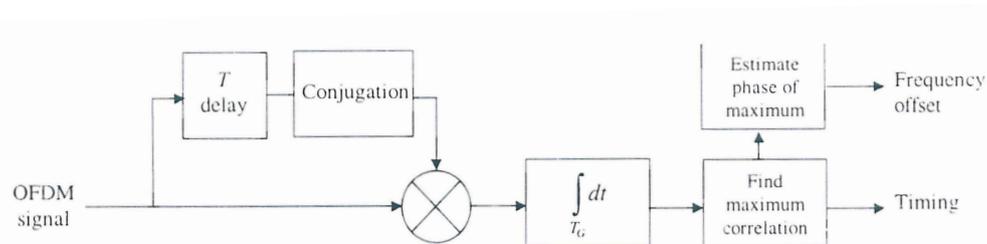


Figura 4: Sincronización mediante el prefijo cíclico (van Nee & Prasad, 2000)

Por otra parte, cuando existe transmisión de paquetes, una sincronización adecuada necesita promediar sobre un número grande (>10) de símbolos OFDM para alcanzar un pico de correlación distinto y un SNR razonable. El tiempo de sincronización debe llevarse al mínimo cuando se trata de transmisión de paquetes a alta velocidad, de preferencia con pocos símbolos OFDM. Es por esta razón que se usan secuencias de entrenamiento cuyo contenido de información es de antemano conocido por el receptor. De este modo, se hace uso de la señal de entrenamiento entera en lugar de una fracción de cada símbolo.

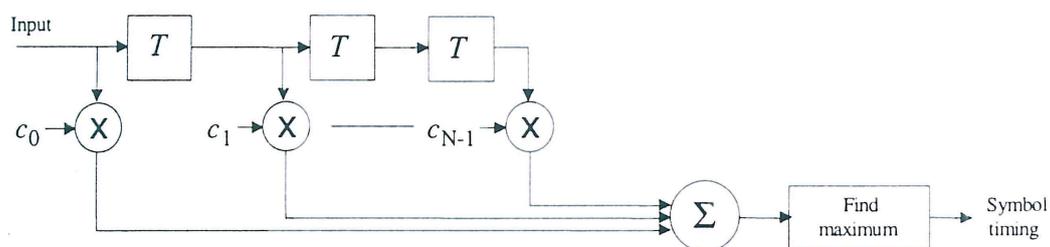


Figura 5: Filtro acoplado adaptado a un símbolo especial de entrenamiento OFDM (van Nee & Prasad, 2000)

Modelos de estimación de canal

Atenuación en espacio libre (Free-Space Path Loss)

La atenuación en espacio libre es la pérdida de la intensidad de la señal de una onda electromagnética que resulta de la propagación por un camino con línea de vista (line of sight – LOS) a través del espacio libre (usualmente aire), sin tomar en cuenta fenómenos de reflexión o difracción. No incluye ninguna pérdida asociada con imperfecciones del hardware, ganancias de antenas, y se asume que se mide en campo lejano, donde la propagación se realiza de forma esférica. Se calcula usando la ecuación de atenuación en espacio libre de Friis, expresada como

$$L = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

donde L es la ganancia (menor a 1), G_T y G_R son las ganancias del transmisor y receptor respectivamente (se pueden tomar como 1), λ es la longitud de onda y d es la distancia (Seybold, 2005).

Sistemas de modulación digital

Nociones fundamentales

El proceso de modular consiste en convertir información digital o una señal analógica pasa-baja en una señal analógica pasa-banda a una frecuencia muy superior. En telecomunicaciones, modular consiste en variar una o más propiedades de una señal periódica, o portadora, con una señal moduladora que contiene la información a transmitir. Estas propiedades varían entre amplitud, frecuencia, fase, o bien una combinación de dos de ellas (Vlajic, 2010).

En modulación digital, una señal discreta en tiempo y amplitud modula una señal portadora analógica, por lo que se puede considerar como una conversión analógica-digital, siendo para la demodulación la situación opuesta. Los cambios en la portadora provienen de

un número finito de M símbolos alternativos, los mismos que están definidos de acuerdo al tipo de modulación escogida.

Modulación por desplazamiento de fase: Phase Shift Keying – PSK

La modulación por desplazamiento de fase, o Phase-shift keying, consiste en variar la fase de la portadora entre un número M de valores discretos. A diferencia la modulación en fase, cuya fase varía de forma continua, en PSK la variación de la fase se da en un número discreto de estados. Cada uno de estas fases, o estados, representa un símbolo de la señal moduladora, que al tratarse de una señal digital puede ser 1 o 0.

Sin embargo, es posible modular más de un bit por símbolo. Este proceso se denomina modulación M-ary, y permite agrupar M bits por símbolo, cumpliéndose la relación

$$n = 2^M$$

donde M es el número de bits por símbolo y n es el número de estados posibles. De esta manera, la modulación por desplazamiento de fase binario o BPSK consiste en modular 1 bit por símbolo (sea 1 o 0); por tanto, existen únicamente dos estados posibles: 0° y 180° .

Asimismo, la modulación por desplazamiento de fase en cuadratura o QPSK modula dos bits por símbolo, existiendo 4 estados posibles: $\pm \frac{\pi}{4}$ y $\pm \frac{3\pi}{4}$. Modulaciones PSK de orden superior incluyen 8-PSK (3 bits por símbolo, 8 estados posibles), 16-PSK (4 bits por símbolo, 16 estados posibles), etc.

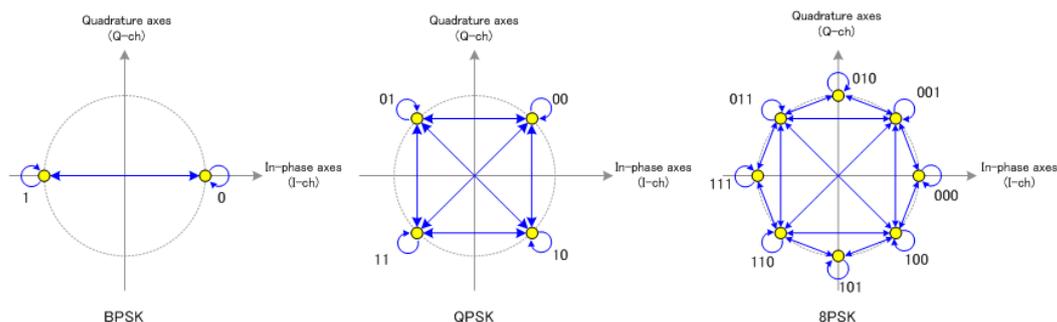


Figura 6: Diagramas de constelación para BPSK, QPSK y 8-PSK

Es importante notar que en la modulación PSK únicamente existe variación en fase, amplitud y frecuencia permanecen constantes (Lathi & Ding, 2009).

Modulación de amplitud en cuadratura: Quadrature Amplitude Modulation – QAM

La modulación de amplitud en cuadratura o QAM es una técnica de modulación tanto analógica como digital. La QAM digital, también conocida como QAM cuantizada, transmite dos flujos de bits modulando la amplitud de dos señales desfasadas 90° contenidas en una misma portadora. De esta manera, QAM se considera una combinación de modulaciones PSK y ASK. La principal ventaja de QAM sobre PSK reside en su capacidad de alcanzar tasas de transmisión de datos elevadas, pues las modulaciones PSK de mayor orden son más susceptibles al ruido y requieren de detectores más precisos.

Al igual que PSK, QAM también puede modular varios bits por símbolo. No obstante, es común utilizar constelaciones QAM cuadradas, entre estas 4-QAM (que es igual a QPSK, con 2 bits por símbolo y 4 estados posibles), 16-QAM (con 4 bits por símbolo y 16 estados posibles), 64-QAM (con 6 bits por símbolo y 64 estados posibles), etc. De esta manera, la variación se realiza tanto en fase como en amplitud, lo cual mejora la tolerancia a errores pues ubica los símbolos a una distancia mayor los unos de los otros que en PSK, así como la eficiencia energética (algunos símbolos tienen menor energía que otros) (Lathi & Ding, 2009).

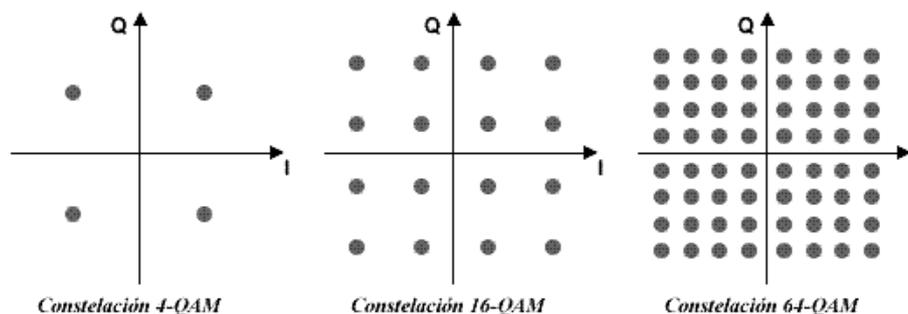


Figura 7: Diagramas de constelación para 4-QAM, 16-QAM y 64-QAM

Conformación de pulso y filtrado

Para mejorar la eficiencia espectral de los pulsos transmitidos y limitar el ISI, los sistemas de comunicación modernos cambian la forma de onda de estos. Este proceso se lleva a cabo generalmente después de la codificación en línea y la modulación. Existen 3 filtros de conformación de pulso que se usan con frecuencia:

- *Filtro Sinc*

Si bien es un filtro irrealizable por ser no causal, constituye el filtro pasa-bajos ideal con extremos de decaimiento relativamente lentos. Su transformada de Fourier es un cuadrado de ancho de banda $\frac{R_b}{2}$, definido por la función

$$P(f) = \frac{1}{R_b} \Pi\left(\frac{f}{R_b}\right)$$

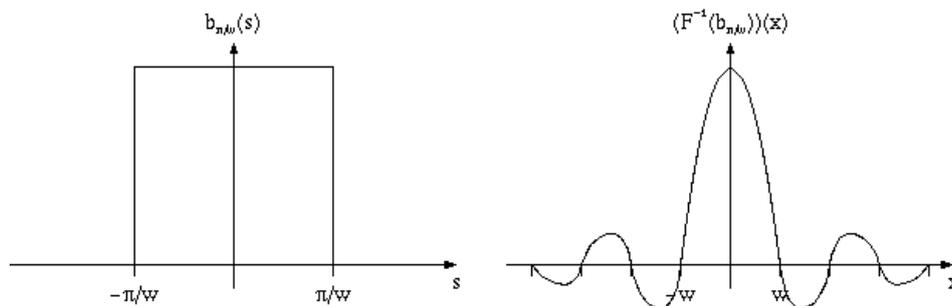


Figura 8: Filtro de conformación de pulso Sinc y su espectro

- *Filtro de coseno alzado (raised-cosine)*

A diferencia del filtro sinc, el filtro de coseno alzado se caracteriza porque su parte no nula del espectro es un coseno. Es una implementación del filtro pasa-bajos de Nyquist, con simetría par en $\frac{1}{2T}$, donde T es la duración del pulso. Su descripción en frecuencia está dada por

$$P(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right] & \frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & \text{otro caso} \end{cases}$$

y su respuesta al impulso está dada por

$$h(t) = \begin{cases} \frac{\pi}{4T} \operatorname{sinc}\left(\frac{1}{2\beta}\right), & t = \pm \frac{T}{2\beta} \\ \frac{1}{T} \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi\beta t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2\beta t}{T}\right)^2}, & \text{otro caso} \end{cases}$$

donde β es el factor de roll-off, y está definido por la expresión

$$\beta = 2T\Delta f \quad \text{y} \quad 0 < \beta < 1$$

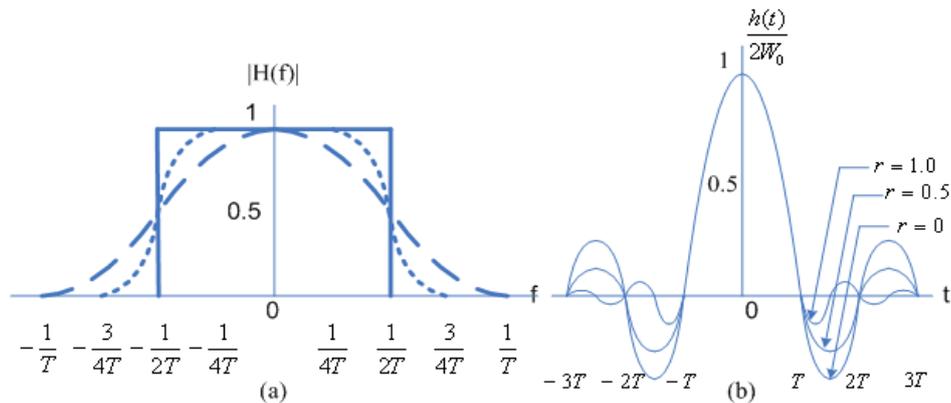


Figura 9: Filtro de conformación de pulso coseno alzado y su espectro para distintos valores de β (Lathi & Ding, 2009)

- *Filtro gaussiano*

Su respuesta al impulso es similar a una función gaussiana.

Implementación del enlace OFDM en LabVIEW

Especificaciones del hardware

Los equipos utilizados para la implementación del sistema de transmisión de imágenes fueron los NI USRP-2920, por su amplio rango de frecuencias operables además de su gran capacidad de procesamiento de datos. En la Tabla 2 incluimos especificaciones detalladas de estos equipos.

Tabla 2: Especificaciones detalladas de los NI USRP-2920

TRANSMISOR	
RANGO DE FRECUENCIAS	50 MHz – 2.2 GHz
INTERVALO ENTRE FRECUENCIAS DE TX AJUSTABLE POR SOFTWARE	< 1 KHz
POTENCIA DE SALIDA MÁXIMA	
50 MHz A 1.2 GHz	50 mW a 100 mW (17 dBm a 20 dBm)
1.2 GHz A 2.2 GHz	30 mW a 70 mW (15 dBm a 18 dBm)
RANGO DE GANANCIA DE SALIDA ¹	0 dB – 31 dB
INTERVALO DE POTENCIA DE SALIDA AJUSTABLE POR SOFTWARE	1 dB
ANCHO DE BANDA INSTANTÁNEA (TIEMPO REAL)	20 MHz (muestras de 16 bits) 40 MHz (muestras de 8 bits)
CONVERSION DIGITAL A ANALÓGICO	2 canales, 400 MS/s, 16 bits
DAC SFDR	80 dB
RECEPTOR	
FIGURA DE RUIDO	5 a 7 dB
INTERVALO ENTRE FRECUENCIAS DE TX AJUSTABLE POR SOFTWARE	< 1 KHz
POTENCIA DE ENTRADA MÁXIMA	0 dBm
ANCHO DE BANDA INSTANTÁNEA (TIEMPO REAL)	20 MHz (muestras de 16 bits) 40 MHz (muestras de 8 bits)
CONVERSION ANALÓGICO – DIGITAL	2 canales, 100 MS/s, 14 bits
DAC SFDR	88 dB
RELOJ DE REFERENCIA	
TIPO	Temperature Compensated Crystal Oscillator (TXCO)
DISCIPLINADO POR GPS	No
PRECISIÓN DE FRECUENCIA DE REFERENCIA DE 10 MHz (SIN ANTENA GPS)	2.5 ppm
CARACTERÍSTICAS COMPARTIDAS	
PUERTOS TX1 RX1, RX2	SMA
CONEXIÓN ETHERNET	1 Gigabit Ethernet
ADAPTADOR DE POTENCIA	6VDC, 3A
RELOJ DE REFERENCIA EXTERNO	SMA, 10 MHz
ENTRADA DE REFERENCIA PPS	SMA, 3-5V Compatible con TTL
PUERTO DE EXPANSIÓN MIMO	Protocolo SerDes de alta velocidad

¹ La potencia de salida resultante del ajuste de la ganancia varía sobre el rango de frecuencias y entre dispositivos

Implementación

La implementación del sistema de transmisión de imágenes se realizó, debido a la complejidad que representa el diseñar y programar un enlace completo desde cero, sobre la práctica N° 6 del NI Digital Communications Lab: OFDM Modulation & Frequency Domain Equalization (Heath Jr., 2011). Este programa contiene diferentes instrumentos virtuales (VIs) independientes que en conjunto configuran el enlace OFDM para trabajar sobre los USRPs, y de esta manera generan una secuencia de bits aleatoria de tamaño definido por el usuario que serán modulada utilizando sea BPSK o QPSK, sin haber la posibilidad de utilizar codificación de canal.

Por esta razón, se diseñaron e implementaron nuevos VIs que cumplan con los objetivos planteados, los mismos que reemplazarán a aquellos instaurados por defecto, modificando también la interfaz gráfica del programa principal. Entre estas modificaciones se encuentran: reemplazar el VI de generación de bits aleatorios por uno que abra una imagen guardada en el computador y la digitalice (la convierte en un flujo de bits), reemplazar el VI de modulación y reemplazarlo por uno que incluya las modulaciones PSK y QAM para distintos valores de M , tanto para transmisor como receptor; implementar un VI con algoritmos tanto para codificación como decodificación de canal; y, finalmente, implementar un VI que reproduzca la imagen con base en el flujo de bits recibido.

Funcionamiento general del programa de transmisión y recepción OFDM

Los VIs principales de transmisión (`top_ofdm_tx.vi`) y recepción (`top_ofdm_rx.vi`) cuentan con una interfaz de usuario detallada en las figuras 10 y 11, donde se puede escoger los parámetros deseados tanto para la transmisión como para la recepción.

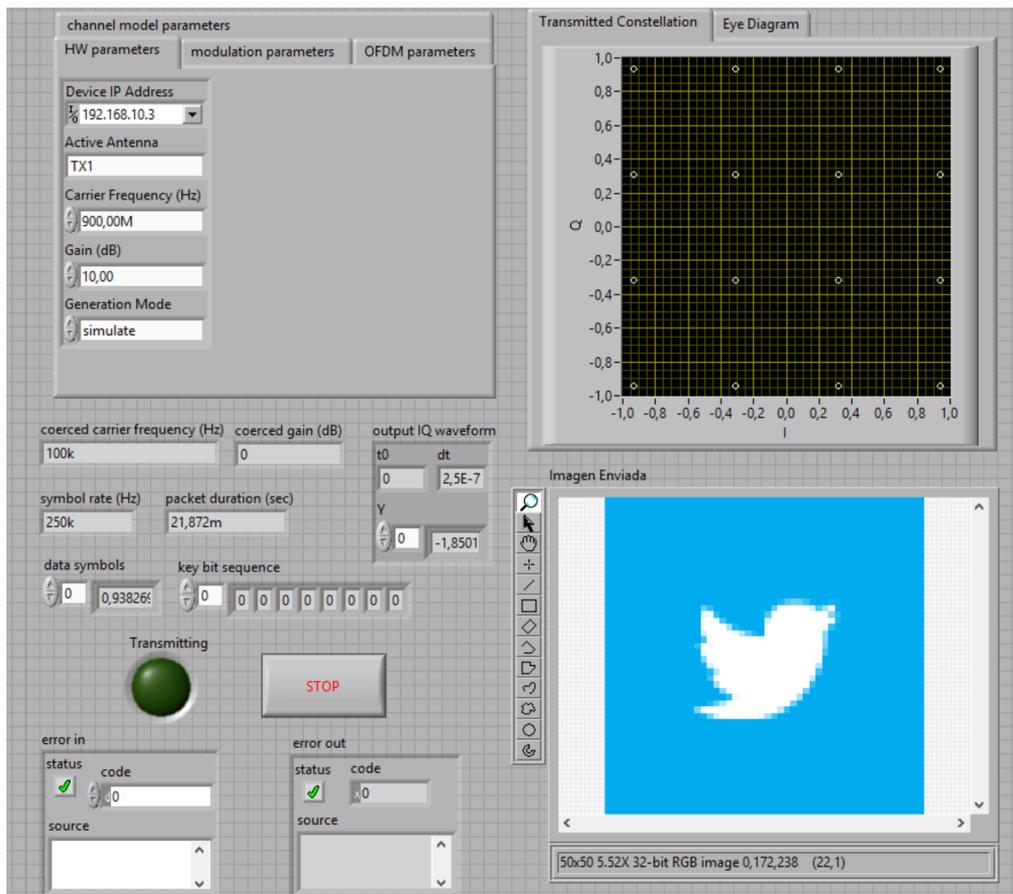


Figura 10: Interfaz gráfica del VI principal de transmisión *top_ofdm_tx.vi*

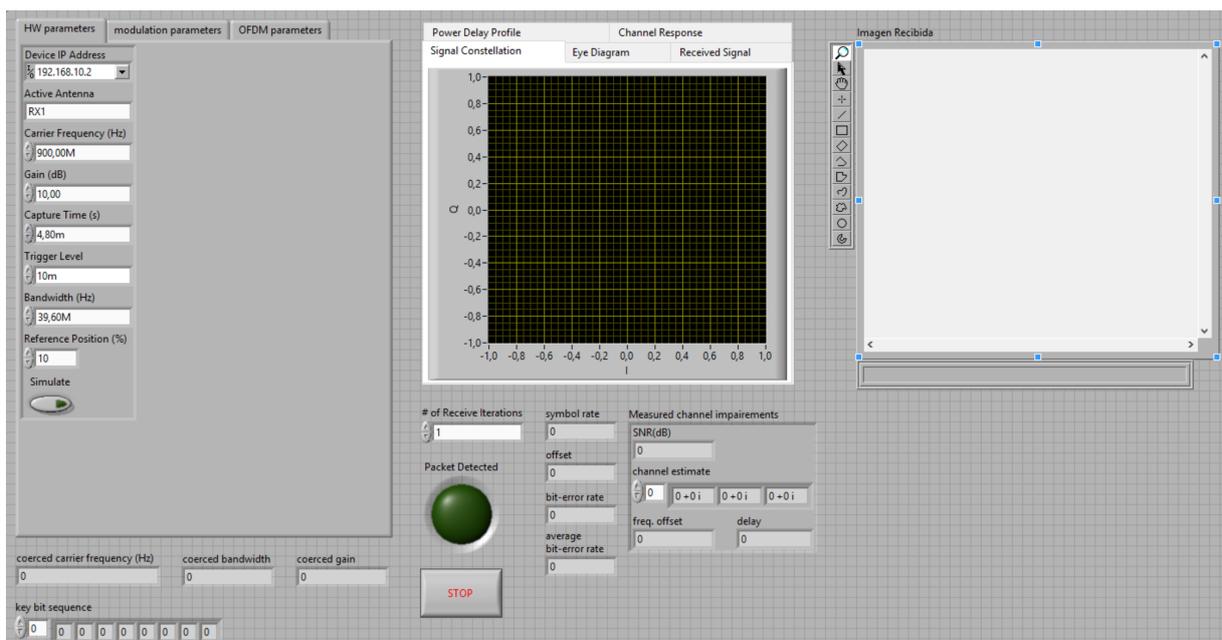


Figura 11: Interfaz gráfica del VI principal de recepción *top_ofdm_rx.vi*

Internamente, cada uno de los VIs principales constan de ciertos subVIs fundamentales cada uno, los mismos que se encuentran detallados en la siguiente descripción.

(a) *top_ofdm_tx.vi*

- TXRF_init.vi: Inicializa el hardware RF de transmisión. Establece parámetros de funcionamiento básicos como dirección IP, antena activa, frecuencia de la portadora, ganancia, referencia de reloj (interno, MIMO, externo, GPS), etc. Además, genera los queues para las secuencias de bits y de entrenamiento.
- OFDM_transmitter.vi: Genera la señal OFDM, desde la secuencia de bits hasta la inserción en la portadora, además de la posibilidad de añadir un canal artificial (ruido AWGN, ISI, offset de frecuencia, delay). Genera los diagramas de constelación y de ojo.
- TXRF_prepare_for_transmit.vi: Se asegura que la información de la señal en fase y en cuadratura IQ no sea superior a 1, caso contrario ocurrirá un overflow digital.
- TXRF_send.vi: Controla la transmisión de los USRPs.

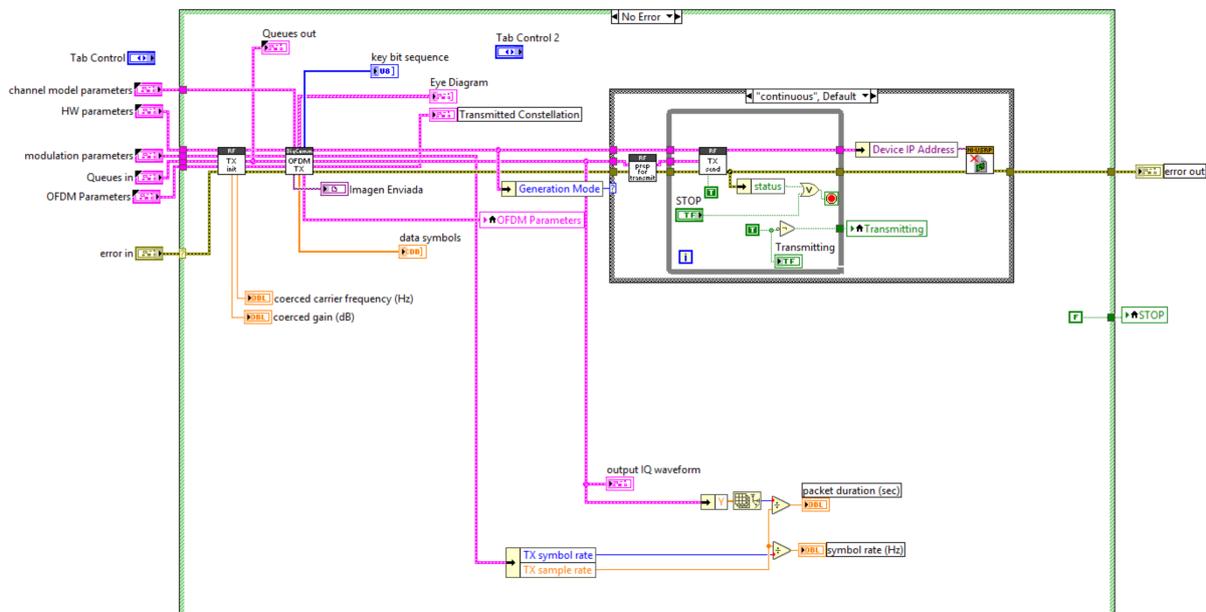


Figura 12: Diagrama de bloques del VI principal de transmisión *top_ofdm_tx.vi*

(b) *top_ofdm_rx.vi*

- RXRF_init.vi: Inicializa el hardware RF de recepción. Permite escoger la referencia de reloj a utilizar (interno, externo, MIMO). Además, genera los queues para las secuencias de bits y de entrenamiento.
- RXRF_config.vi: Configura el hardware RF para adquisición de datos estableciendo los parámetros de funcionamiento básicos como dirección IP, antena activa, frecuencia de la portadora, ganancia, ancho de banda etc.
- RXRF_recv.vi: Controla el USRP durante la recepción del paquete. Lleva a cabo la operación de recuperación (fetch) y cierra la sesión.
- receiver_plot_IQ.vi (RX Plot IQ): Grafica las componentes en fase y en cuadratura de la señal recibida.
- OFDM_receiver.vi: Procesa la señal OFDM recibida, aplicado algoritmos de filtro acoplado, sincronización, estimación de canal, demodulación, decodificación, recuperación de la imagen enviada y cálculo del BER. desde la secuencia de bits hasta la inserción en la portadora, además de la posibilidad de añadir un canal artificial (ruido AWGN, ISI, offset de frecuencia, retraso). Genera los diagramas de constelación y de ojo.
- RXRF_close.vi: Cierra la sesión del USRP y libera los queues.

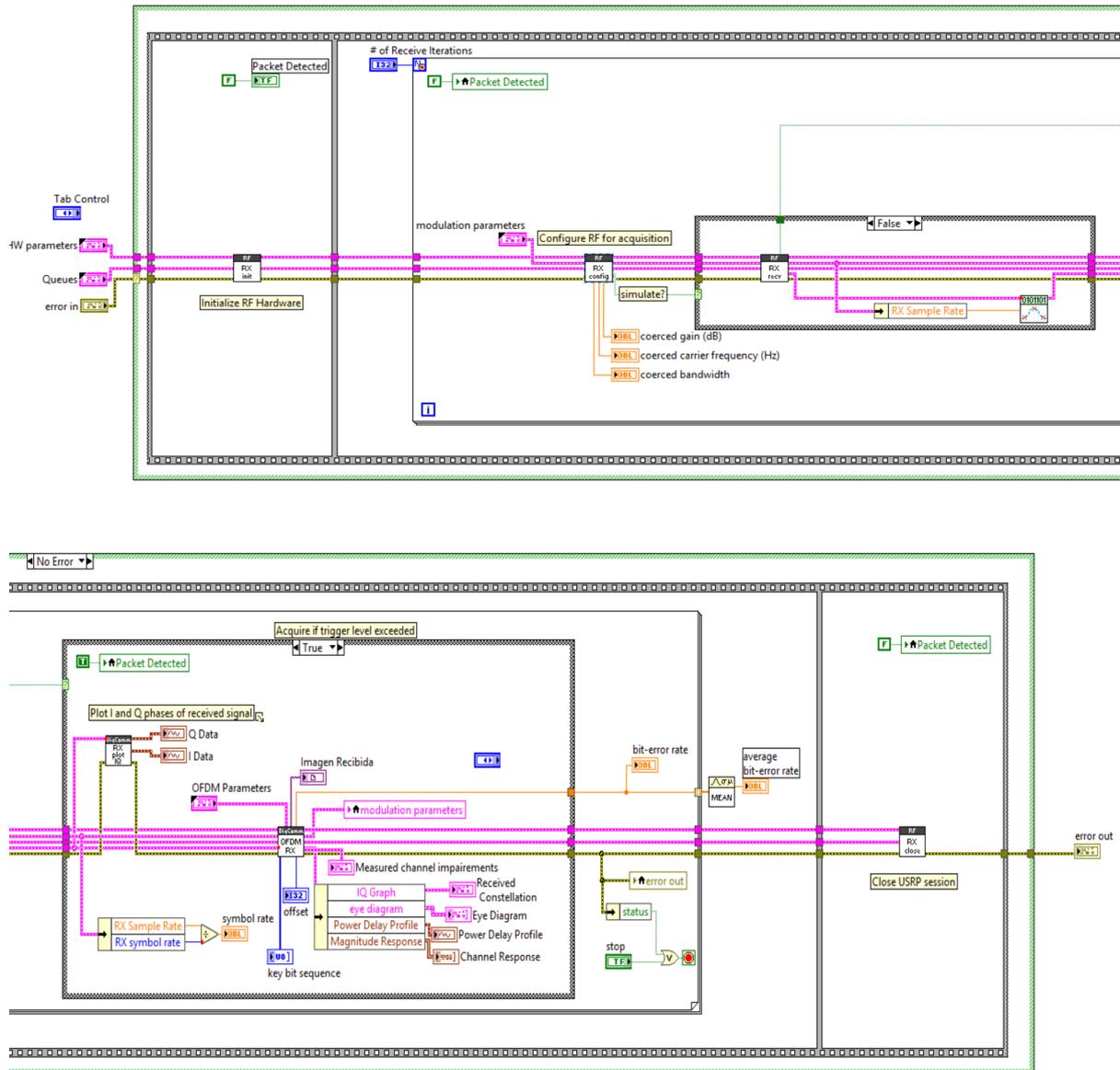


Figura 13: Diagrama de bloques del VI principal de recepción *top_ofdm_rx.vi*

Una vez analizada la estructura básica de los VIs principales se procedió a modificar los VIs correspondientes a la generación y recuperación de la señal OFDM. En la parte de transmisión, se modificó el VI *OFDM_transmitter.vi* de tal manera que cumpla con las especificaciones planteadas inicialmente.

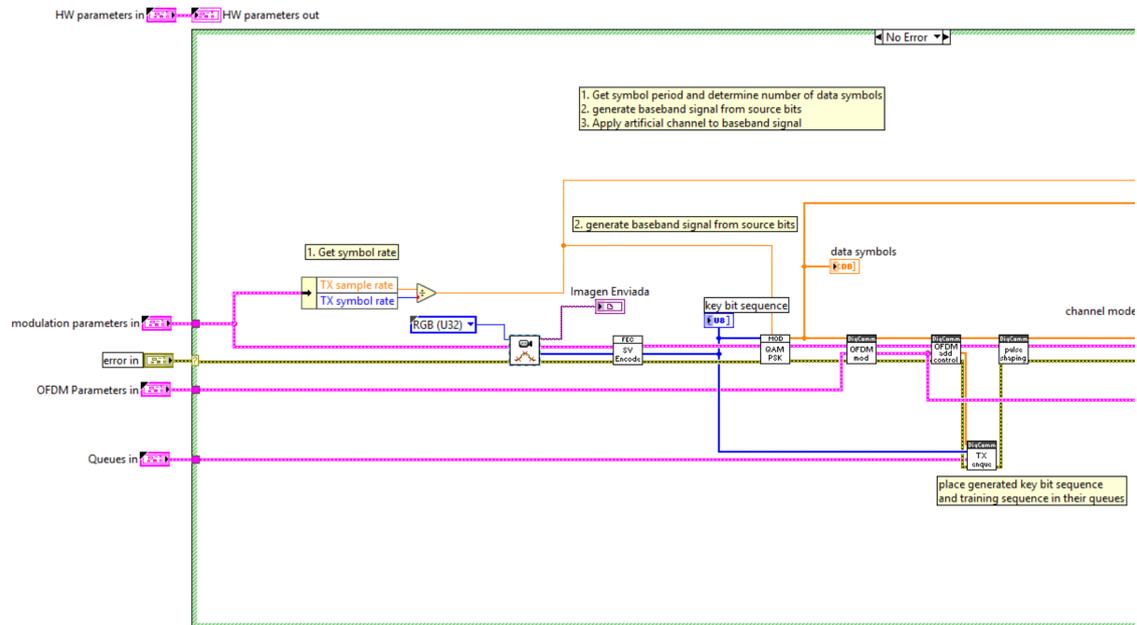


Figura 14: Diagrama de bloques del VI OFDM_transmitter.vi modificado

Así, se añadieron los siguientes VIs:

- SV_Open_Image.vi: Abre una ventana donde el usuario escogerá la imagen a ser digitalizada. Esta es almacenada en un espacio de memoria temporal para posteriormente aplicarle compresión JPEG, convertirla en una cadena string y finalmente generar la secuencia de bits.

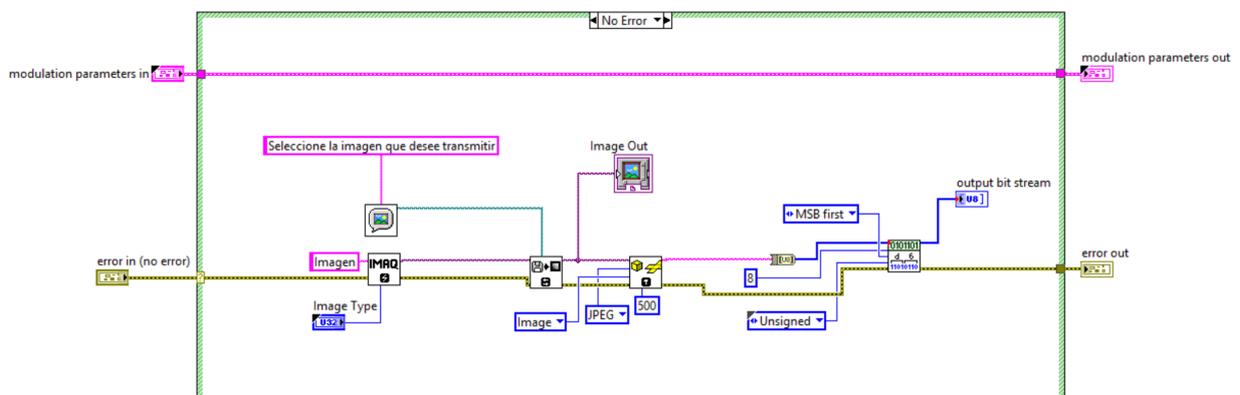


Figura 15: Diagrama de bloques del VI de adquisición de imagen SV_Open_Image.vi

- SV_Encoding.vi: Aplica codificación de canal para el flujo de bits de entrada proveniente del VI SV_Open_Image.vi. Permite escoger entre los sistemas de codificación convolucional (por defecto), Hamming y Golay.

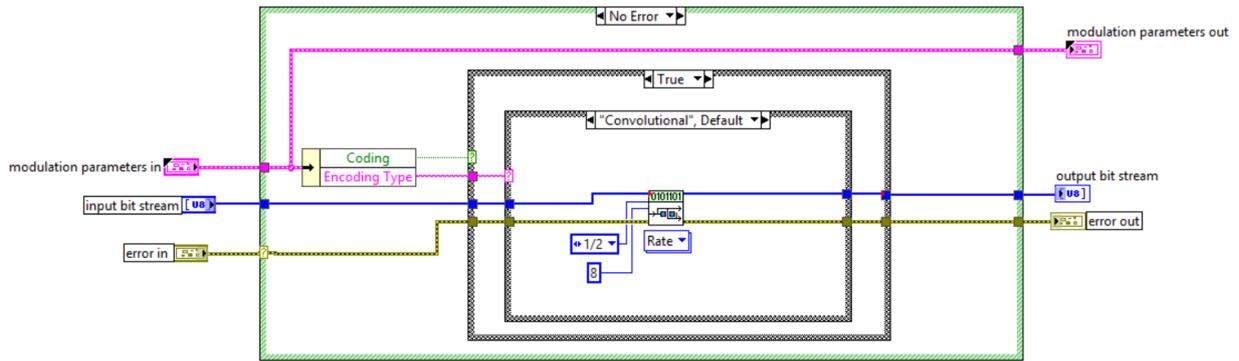


Figura 16: Diagrama de bloques del VI de codificación de canal SV_Encoding.vi

- SV_modulate.vi: Ejecuta la modulación de los bits de entrada provenientes del codificador de canal y los mapea en los símbolos correspondientes al sistema de modulación escogido por el usuario, sea este PSK o QAM, así como el valor de M. deseado.

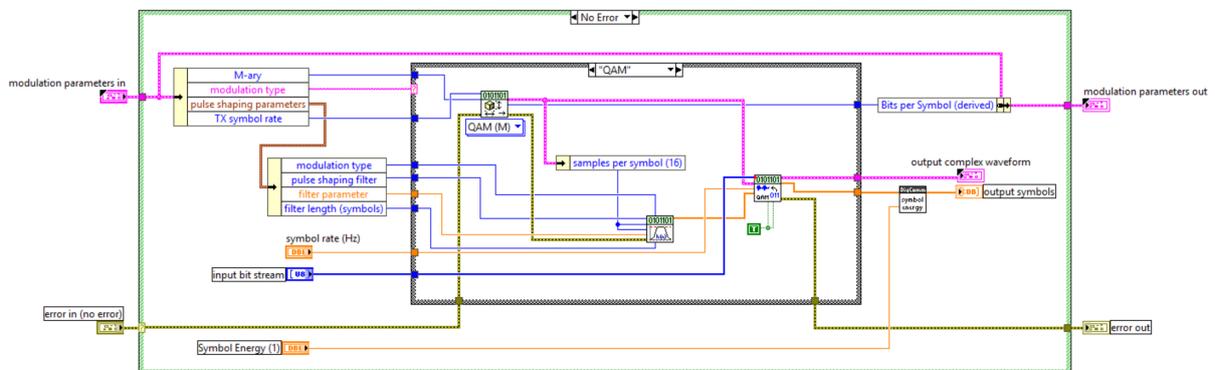


Figura 17: Diagrama de bloques del VI de modulación digital SV_modulate.vi

Por otro lado, en la parte de recepción, se modificó el VI OFDM_receiver.vi de tal manera que coincida con las modificaciones llevadas a cabo en el transmisor.

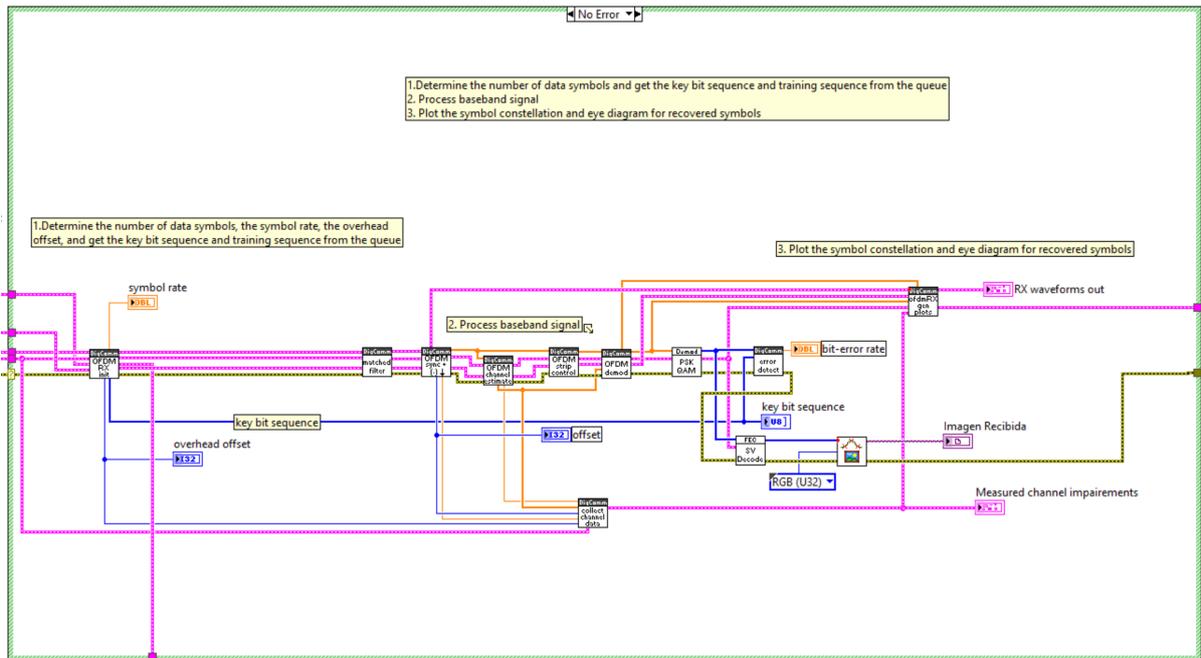


Figura 18: Diagrama de bloques del VI *OFDM_receiver.vi* modificado

De la misma manera, se añadieron los siguientes VIs:

- *SV_demodulate.vi*: Ejecuta la demodulación de los símbolos de entrada provenientes del demodulador OFDM y los mapea en un flujo de bits de acuerdo al sistema de modulación escogido por el usuario, sea este PSK o QAM, así como el valor de M-ary deseado. Estos valores deben coincidir con aquellos establecidos previamente en el transmisor.

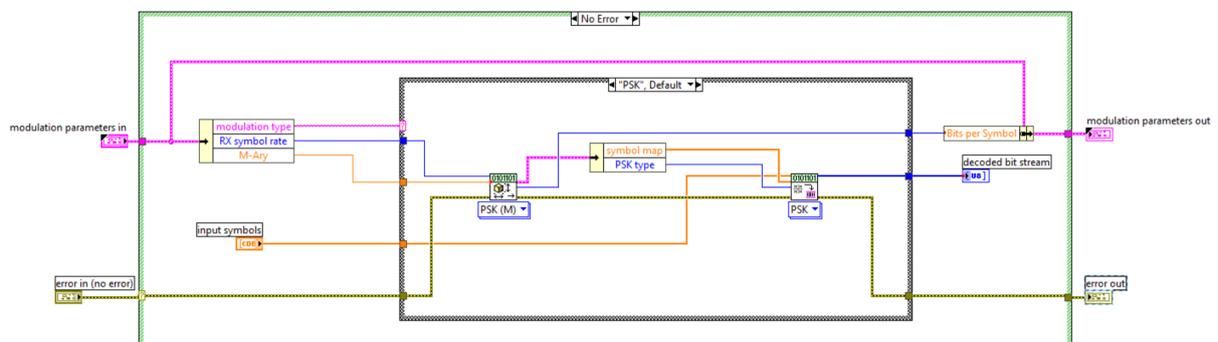


Figura 19: Diagrama de bloques del VI de modulación digital *SV_decode.vi*

- *SV_Decoding.vi*: Aplica decodificación de canal para el flujo de bits demodulados proveniente del VI *SV_decode.vi*. Permite escoger entre los sistemas de

codificación convolucional (por defecto), Hamming y Golay, el mismo que debe coincidir con la codificación utilizada en el transmisor.

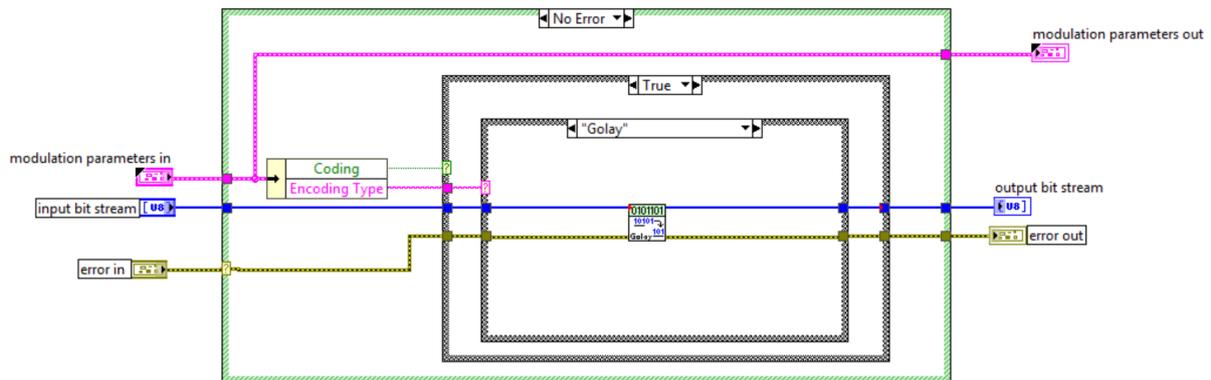


Figura 20: Diagrama de bloques del VI de decodificación de canal SV_Decoding.vi

- SV_Read_Image.vi: Toma la secuencia de bits proveniente del demodulador e intenta reconstruir la imagen recibida, la misma que es almacenada en un espacio de memoria temporal y posteriormente mostrada al usuario.

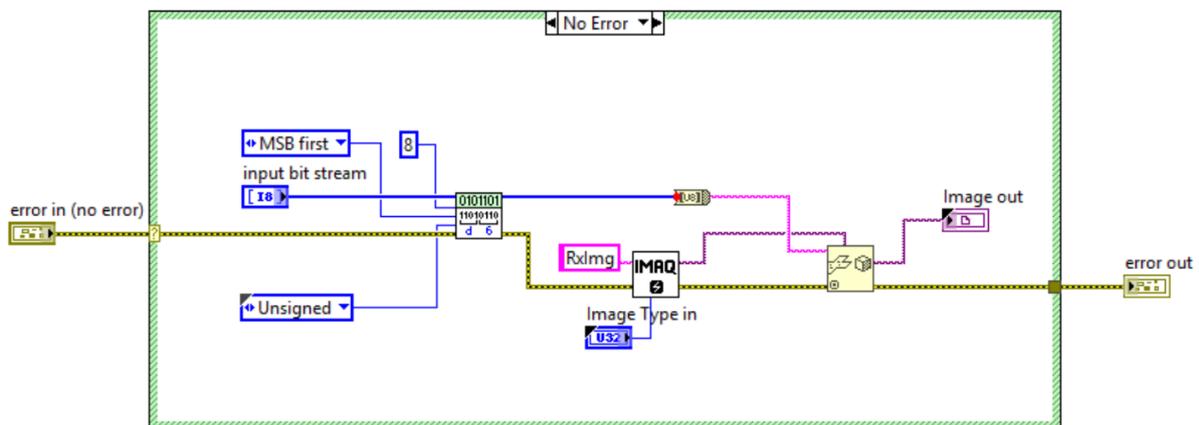


Figura 21: Diagrama de bloques del VI de reconstrucción de imagen SV_Read_Image.vi

Resultados y mediciones realizadas

Una vez implementados y simulados los VIs antes descritos, se procedió a probarlos directamente con los USRPs. Para esto, se llevó a cabo dos experimentos independientes: el primero se realizó con el cable MIMO Expansion conectado a ambos equipos de tal forma que se tenga los relojes sincronizados y se comparta la conexión ethernet; el segundo se

realizó en ausencia del cable MIMO Expansion de sincronización, haciendo uso de los relojes internos de cada USRP y de un switch externo para conectar la computadora con los USRPs. Los resultados de estos dos experimentos se muestran con detalle en las secciones subsiguientes.

Resultados obtenidos para relojes sincronizados

La conexión de los USRPs se realizó tal como se muestra en la figura 22, haciendo uso del cable MIMO para compartir la conexión Ethernet y sincronizar ambos relojes. De la misma manera, se instalaron las antenas en los puertos RX1/TX1 y se alimentó con las fuentes provistas por el fabricante.



Figura 22: Conexión física de los USRPs sincronizados mediante cable MIMO Expansion

Los VIs principales se configuraron siguiendo las directrices de la tabla 3, manteniendo estos parámetros fijos en todas las pruebas a excepción del tipo de modulación, codificación de canal y potencia del ruido (transmisor), los mismos que fueron variados para realizar distintas pruebas.

Tabla 3: Parámetros de configuración del transmisor y receptor

	TRANSMISOR	RECEPTOR
DIRECCIÓN IP	192.168.10.3	192.168.10.2
ANTENA ACTIVA	TX1	RX1
FRECUENCIA DE PORTADORA	1.2 GHz	
GANANCIA	10 dB	
MODO DE GENERACIÓN	Continua	—
TASA DE SÍMBOLOS	16	16
TASA DE MUESTRAS	10M	
FILTRO ACOPLADO	Coseno Alzado	
PARÁMETRO DEL FILTRO	0.5	
LONGITUD DEL FILTRO	8 símbolos	
TIPO DE SECUENCIA DE ENTRENAMIENTO	Length 11 Barker Sequence	
LONGITUD ZERO PAD	8	
TAMAÑO FFT	64	
LONGITUD PREFIJO CÍCLICO	8	
TONOS NULOS	0 – 31 – 32 -33	
TAMAÑO FFT SECUENCIA ENTRENAMIENTO	64	
LONGITUD PREFIJO CÍCLICO SECUENCIA ENTRENAMIENTO	8	
RESPUESTA DE CANAL	0	—
OFFSET DE FRECUENCIA	0	—
RETARDO	0	—

Una vez configurados los USRPs, se procedió a variar la potencia de ruido bajo distintas modulaciones y esquemas de codificación de canal, con el objetivo de medir la tasa de error de bits (bit error rate o BER). Inicialmente se escogió la modulación PSK sin codificación de canal, obteniéndose los siguientes resultados.

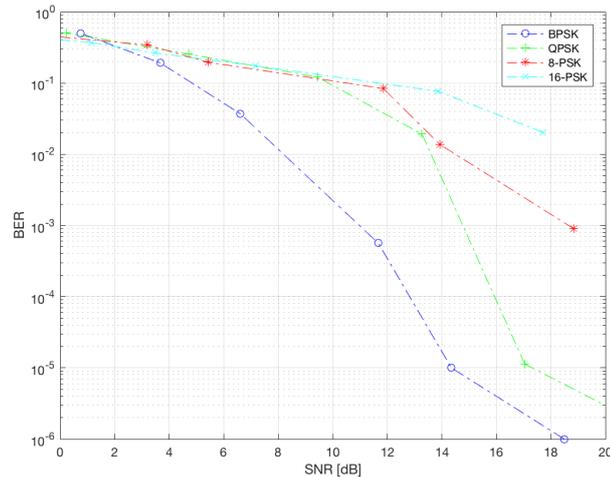


Figura 23: Gráfica de BER vs. SNR para distintos esquemas de modulación PSK, sin codificación de canal

Como se esperaba, un mejor rendimiento se consiguió con modulaciones de bajo orden como BPSK y QPSK, observándose una clara degradación en modulaciones de orden superior como 8-PSK y 16-PSK. Si bien estas modulaciones alcanzan tasas de transferencia superiores, requieren de un SNR elevado para mantener el número de errores en niveles aceptables.

Seguidamente, se repitió el experimento para la modulación QAM sin codificación de canal, obteniéndose los siguientes resultados.

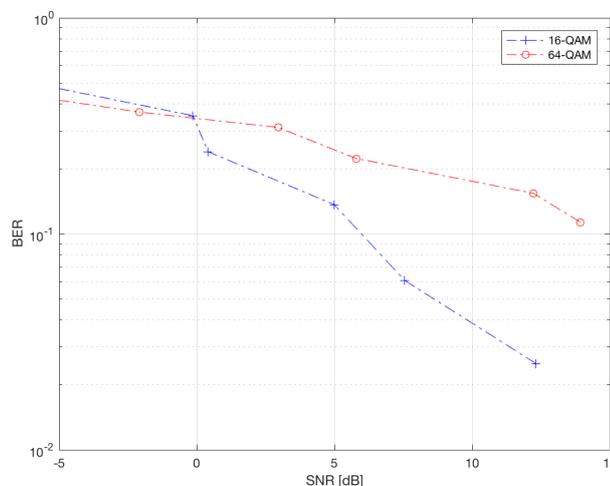


Figura 24: Gráfica de BER vs. SNR para distintos esquemas de modulación QAM, sin codificación de canal

Como se observa en la figura 24, la modulación 16-QAM presenta un rendimiento superior en lo que respecta a la tolerancia a ruido frente a 64-QAM, si bien no iguala el rendimiento obtenido en PSK hasta $M = 8$. No obstante, el rendimiento de 16-QAM es ciertamente superior al de 16-PSK, esto debido a la forma misma de las constelaciones de ambas modulaciones. En 16-PSK los símbolos se encuentran separados entre ellos a una distancia menor que en 16-QAM, además de que cada símbolo es equidistante del origen (la energía de cada símbolo es la misma), a diferencia de 16-QAM donde no todos los símbolos poseen la misma energía. Si se observa con detenimiento se puede ver que el rendimiento de 16-PSK equipara al de 64-QAM, aunque este último permita una tasa de transferencia 4 veces superior.

Consecutivamente, se repitieron estas dos pruebas, pero ahora utilizando codificación de canal para observar su efecto sobre la tasa de error de bits. Para la modulación PSK se obtuvieron los siguientes resultados.

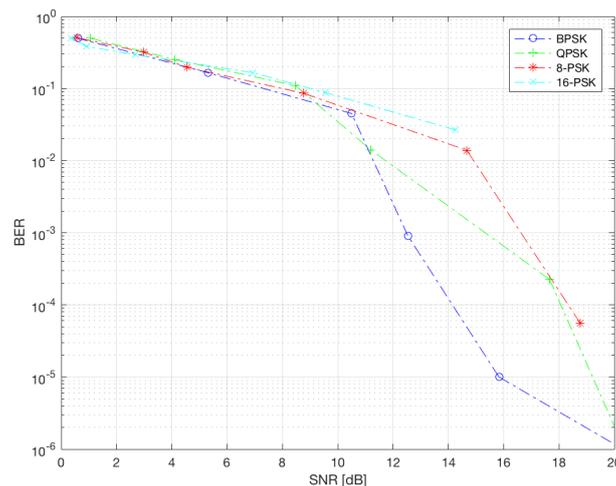


Figura 25: Gráfica de BER vs. SNR para distintos esquemas de modulación PSK, con codificación de canal

En el caso de la codificación de canal, el comportamiento con respecto a los distintos valores de M es similar al observado al no aplicar codificación. Sin embargo, si se analizan los comportamientos individuales de cada modulación se puede ver que la codificación no siempre mejora el rendimiento del sistema.

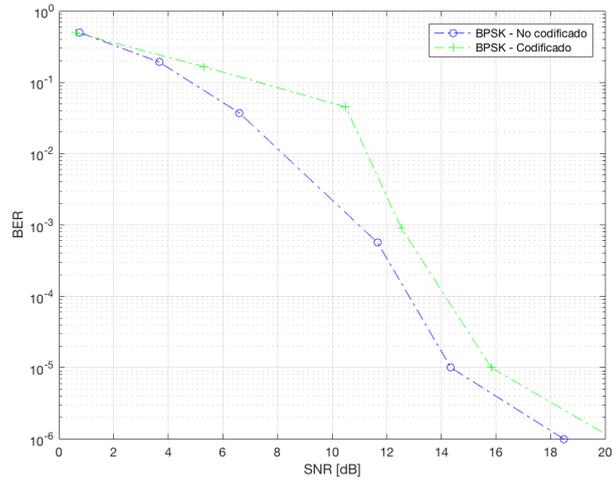


Figura 26: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para BPSK con y sin codificación de canal

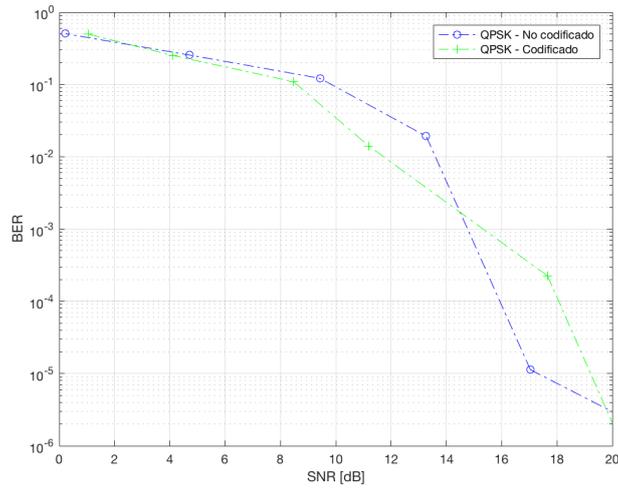


Figura 27: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para QPSK con y sin codificación de canal

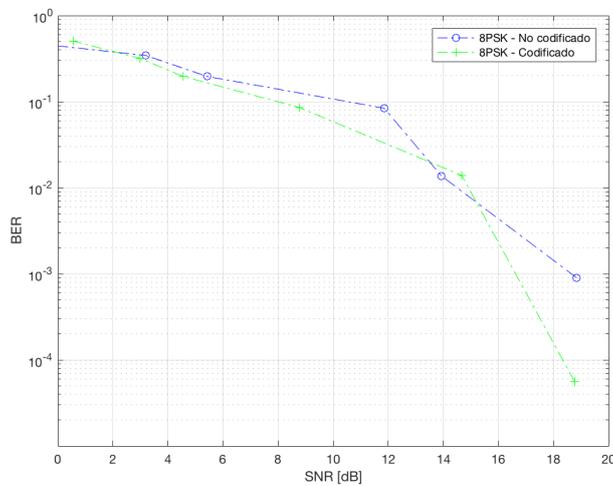


Figura 28: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para 8-PSK con y sin codificación de canal

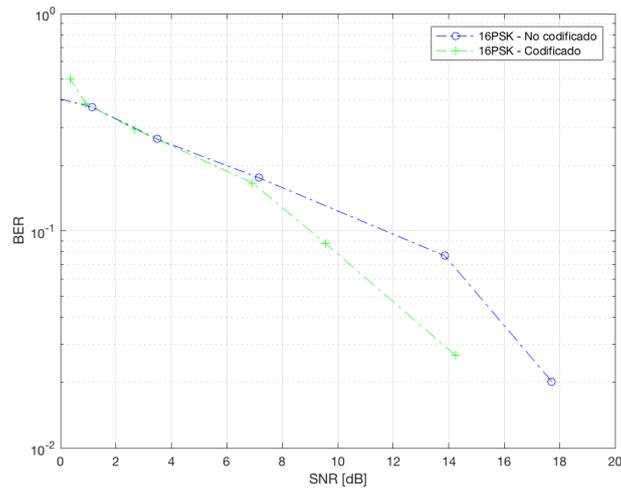


Figura 29: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para 16-PSK con y sin codificación de canal

Asimismo, se realizó la misma prueba para observar el rendimiento de la codificación de canal en la modulación QAM. La comparación se realizó tanto para 16-QAM y 64-QAM como para con y sin codificación de canal.

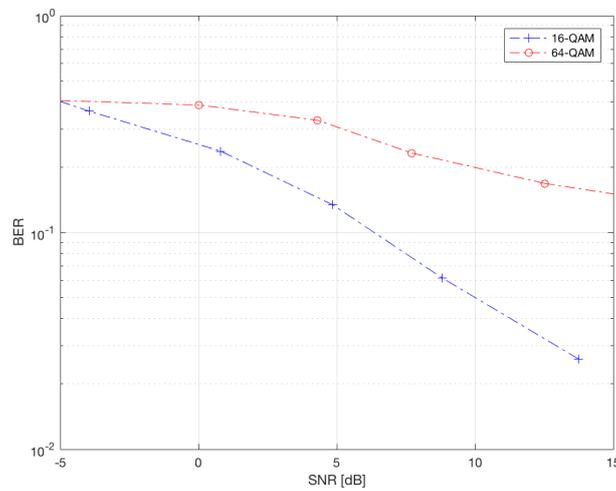


Figura 30: Gráfica de BER vs. SNR para distintos esquemas de modulación QAM, con codificación de canal

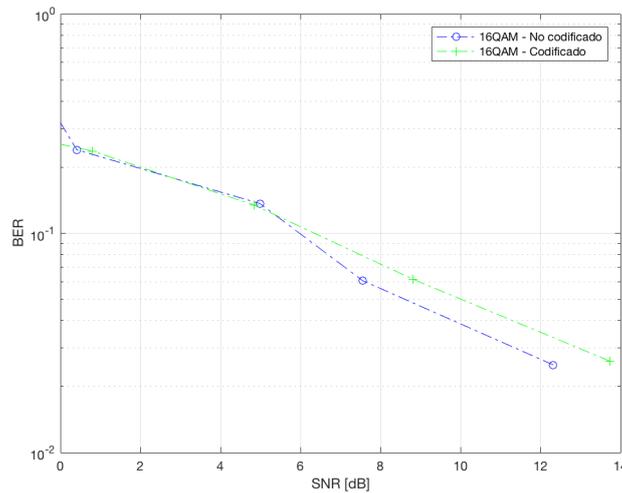


Figura 31: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para 16-QAM con y sin codificación de canal

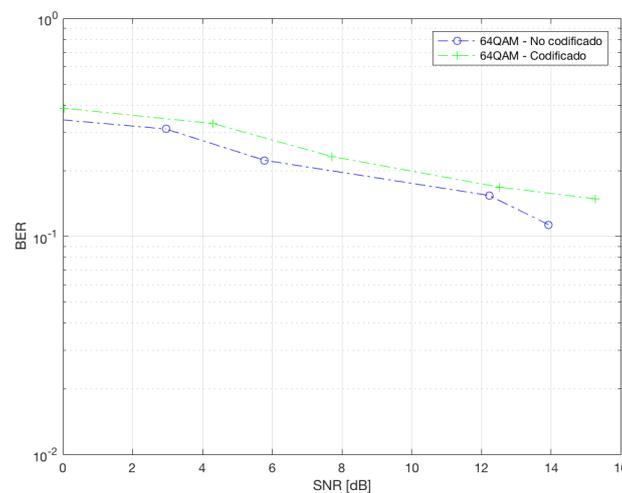


Figura 32: Gráfica comparativa de BER vs. SNR para 64-QAM con y sin codificación de canal

Como se puede observar en las figuras antes descritas, el código convolucional aplicado en la transmisión sí mejoró la tolerancia del sistema a los errores en presencia de ruido, aunque no en todos los casos. Por ejemplo, en el caso de BPSK, el uso de la codificación disminuyó el rendimiento haciéndolo más susceptible a errores. Además, el uso del codificador convolucional disminuye la tasa de bit a la mitad (usando tasa de $\frac{1}{2}$), por lo que en este caso no es recomendable su uso.

Sin embargo, sí se observó mejora en modulaciones PSK de orden mayor a 2. En el caso de QPSK, y más notoriamente en 8-PSK y 16-PSK, el código convolucional ayudó a

mitigar los efectos del ruido, permitiendo tasas de bits erróneos más bajas para un mismo SNR. A pesar de esto, se puede observar en las figuras 27, 28 y 29 que los beneficios del código convolucional se pierden cuando la señal se deteriora por debajo de 8 dB. A diferencia de QPSK, las modulaciones PSK de orden 8 y superiores son muy susceptibles al ruido, por lo que se espera que el código convolucional aporte más beneficios a estas. No obstante, son poco usadas en los sistemas de transmisión digital modernos.

Por otra parte, la modulación QAM no se vio en absoluto beneficiada por el uso del código convolucional. Los resultados presentados en las figuras 31 y 32 arrojan un decremento en el rendimiento del sistema al aplicarse el código convolucional. Este comportamiento se podría asociar con la tasa de código utilizado para el código convolucional. Adicional a esto, dada la condición de memoria del canal, los errores en modulaciones de alto orden tienden a ser de tipo ráfaga, lo cual puede ser aminorado mediante un interleaver.

Debido a que las modulaciones QAM utilizadas comúnmente en OFDM son las cuadradas y de orden superior (16, 64, 256, etc.), sería factible utilizar el codificador con tasas de código distintos, tal como $1/3$, $1/4$ o $2/3$, para evaluar su rendimiento y, de esta manera, escoger la tasa de código más adecuada. Asimismo, el uso del interleaver podría dar un mejor rendimiento que el uso solamente de un codificador. No obstante, algoritmos de decodificación más avanzados permiten una comunicación más confiable y fidedigna.

Resultados obtenidos para relojes no sincronizados

Dos tipos de configuraciones distintas se utilizaron para probar el rendimiento del enlace OFDM sobre los USRPs con relojes no sincronizados. La primera, se configuró ambos USRPs para utilizar como referencia de reloj sus propios relojes internos. La segunda, se colocaron señales de reloj externas a ambos USRPs (CLK y PPS) utilizando generadores de

funciones independientes, de tal manera que ambos equipos funcionaran bajo una misma señal de referencia.

Para llevar a cabo la primera prueba, fue necesario el uso de un switch externo que permita conectar ambos USRPs al computador, esto debido a que el cable MIMO Expansion, del cual se prescindió su uso en esta prueba, no solo cumplía la función de compartir la señal de referencia del reloj sino que también lo hacía para la conexión Ethernet. Es importante señalar la estricta necesidad de usar un switch y no un router, debido a que los USRPs manejan direcciones IP preestablecidas y el uso de un router puede causar conflicto con esto si no se configuran correctamente.

El uso de un switch elimina cualquier tipo de configuración previa, pues se asemeja a un sistema Plug-N-Play. Por otra parte, es imperativo señalar la necesidad de usar conexiones Gigabit Ethernet, debido a que el flujo de datos entre la aplicación y los equipos es elevado (se registraron tasas de transmisión de hasta 200 Mbps), por lo que una conexión Fast Ethernet simplemente no abastecería las necesidades de la conexión. Finalmente, la configuración de la conexión se muestra en la figura 33.



Figura 33: Conexión física de los USRPs no sincronizados

A fin de que los USRPs hagan uso de sus relojes internos respectivamente es necesario modificar la configuración de referencia de reloj en el archivo `RXRF_init.vi`,

cambiándola de “Mimo” a “Internal”. De esta manera, el USRP de recepción hará uso de su referencia de reloj interno. El programa del USRP de transmisión no es necesario modificarlo, por la razón de que hace uso de su reloj interno por defecto. El resto de la configuración se realizó de la misma manera que en la primera prueba con el cable MIMO Expansion.

La prueba realizada consistió principalmente en observar los efectos de la no sincronización de relojes al transmitir una imagen bajo un enlace OFDM, modulada en PSK y QAM. Si bien se realizó la prueba para todas las modulaciones M-QAM y M-PSK, únicamente se constataron resultados parcialmente satisfactorios en QPSK. El restante de modulaciones mostró en todas las pruebas un comportamiento muy similar al mostrado en la figura 34. La mayoría de veces no se hizo uso del codificador convolucional pues causó mucha inestabilidad en LabVIEW, lo que casi imposibilitaba realizar prueba alguna. En ninguno de los casos se logró reconstruir la imagen enviada.

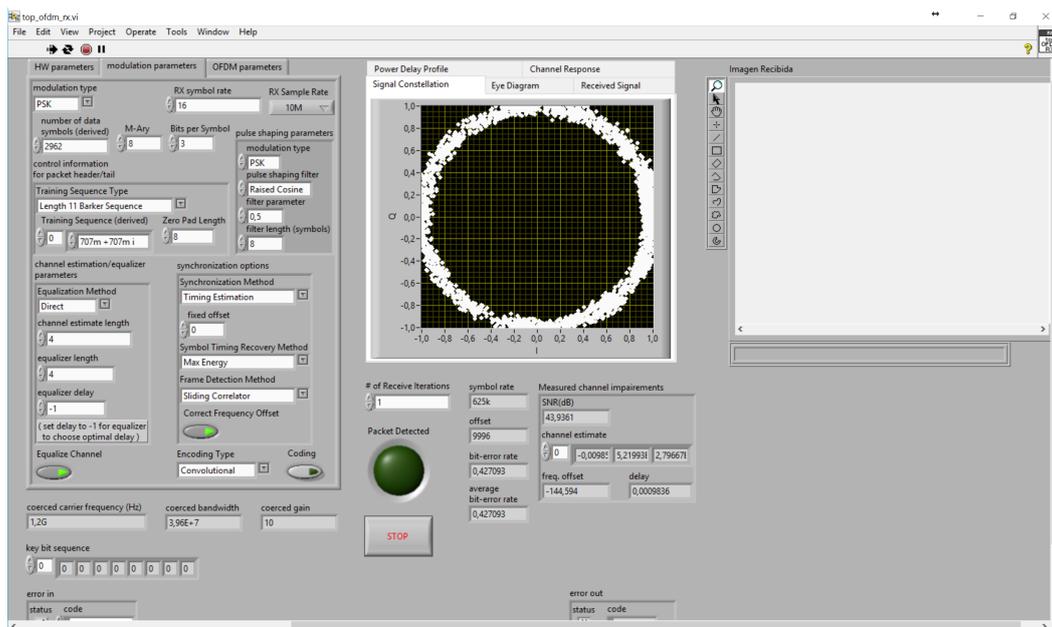


Figura 34: Resultados del receptor en transmisión con relojes no sincronizados

La modulación QPSK se mostró más tolerante a este offset de frecuencia, aunque este comportamiento no se repitió en todas las pruebas. Se estima que en un 80% de las pruebas

los resultados obtenidos fueron similares al del resto de modulaciones (figura 34). Sin embargo, el 20% de las pruebas restantes mostraron un rendimiento considerablemente mejor, como se observa en la figura 35. En este caso, la tasa de error de bits fue sensiblemente menor, del orden del 0.02, a diferencia del 0.5 obtenido anteriormente. Si bien existe un considerable desplazamiento de fase observado en el diagrama de constelación, la separación de los símbolos en QPSK toleró de mejor manera este fenómeno.

Sorpresivamente, en este caso sí fue posible el uso del codificador convolucional debido a que no causó inestabilidad en el programa lo suficiente como para realizar las pruebas. No obstante, pese a la baja tasa de bits de error, tampoco fue posible reconstruir la imagen enviada.

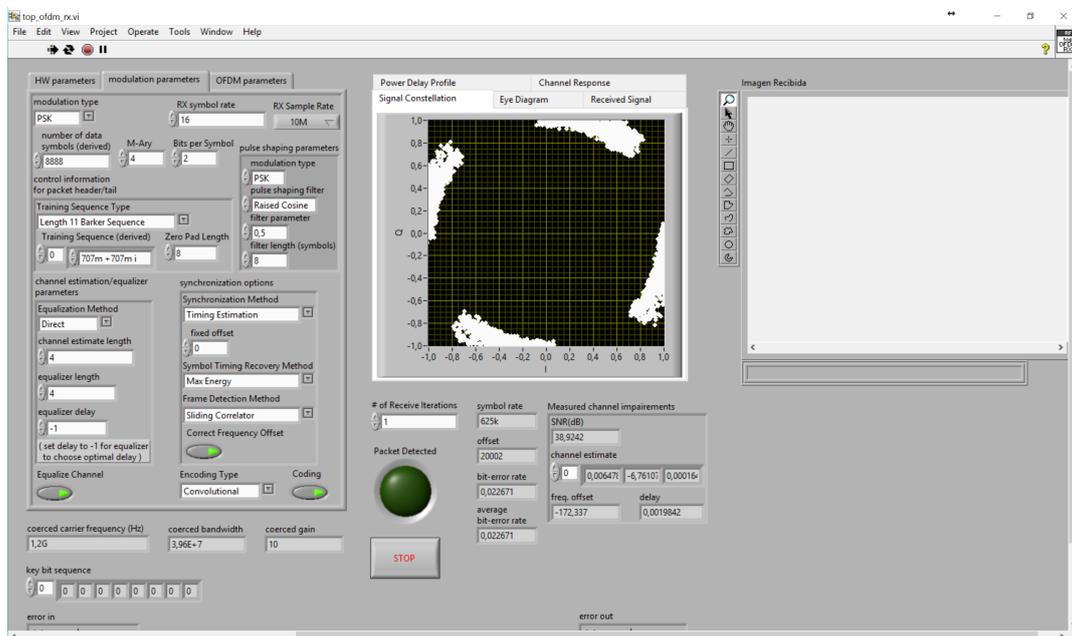


Figura 35: Resultados del receptor en transmisión QPSK con relojes no sincronizados

Más adelante, para probar las capacidades de los USRPs bajo una referencia de reloj externa se realizó una prueba adicional. Para esto, se hizo uso de dos generadores de señales que harían las funciones de reloj externo, dotando de las señales de reloj y PPS requeridas. Los generadores en cuestión utilizados fueron el Protek 93120 y el Agilent 33120A. La señal ExtRef consiste en una señal cuadrada de 3 [Vpp] a una frecuencia de 10 [MHz]; mientras, la

señal PPS consiste en una señal pulso de 3-5 [Vpp] y a una frecuencia de 1 [Hz]. El ancho del pulso probado fue de 50 [ms].

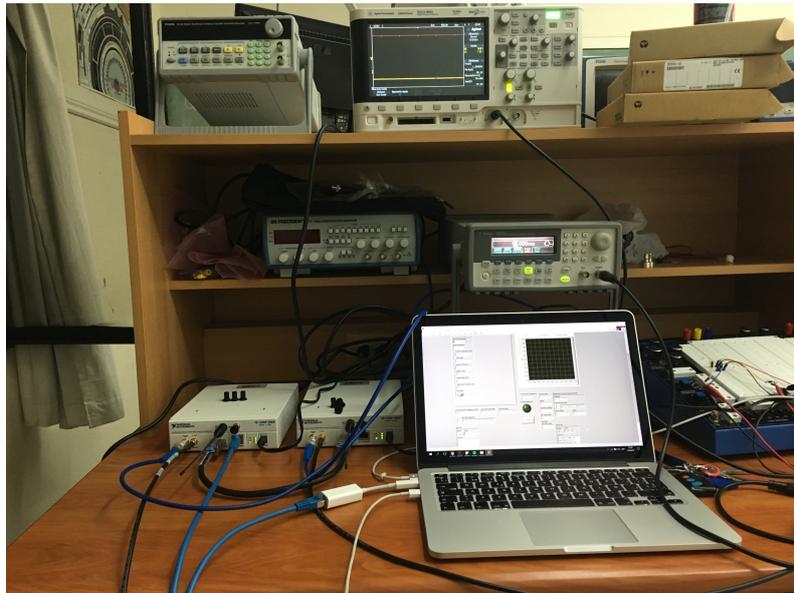


Figura 36: Conexión física de los USRPs sincronizados mediante referencia de reloj externa

A pesar de esto, se encontraron problemas al intentar llevar a cabo este experimento debido principalmente a la falta de sincronismo entre los dos generadores de funciones. De acuerdo a la literatura, al usar estas dos referencias externas es necesario que la señal PPS esté sincronizada con el inicio del pulso cuadrado de la señal de reloj. Además, el programa TXRF_init.vi debió ser modificado de tal manera que se permita escoger el tipo de referencia de reloj, para lo cual no existe una guía práctica que explique el procedimiento correcto para llevar a cabo esta configuración. Por estas razones, al programa le fue casi imposible bloquear estas señales de referencia y realizar la transmisión y recepción adecuada. También, el programa se mostró muy inestable en su funcionamiento, mostrando errores con mucha frecuencia, dificultando mucho la depuración.

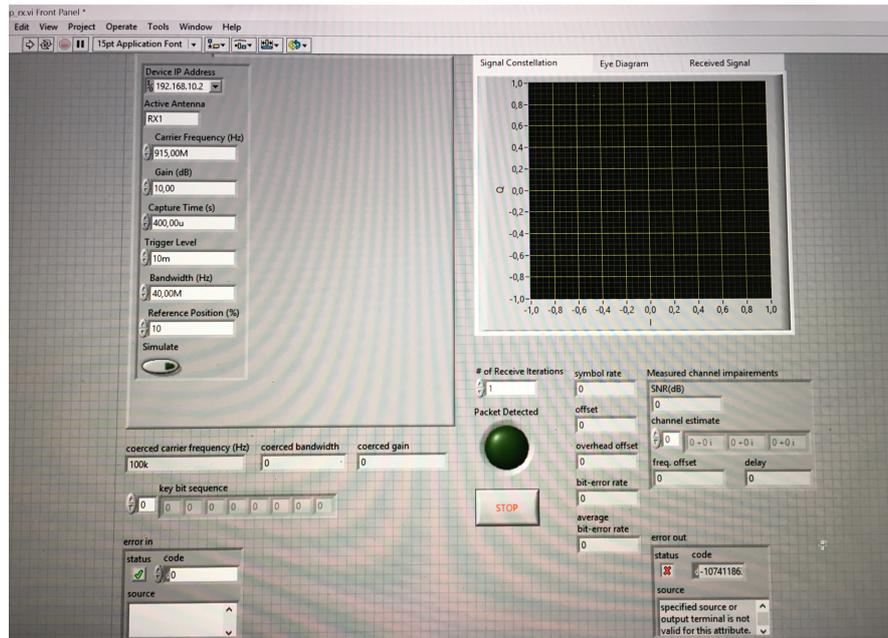


Figura 37: Página principal del VI transmisor mostrando errores de sincronización

Según los manuales de operación de los generadores de funciones, ambos equipos son capaces de sincronizarse con otro generador de funciones del mismo fabricante. Mas esto no fue posible debido a que únicamente se contó con un generador de funciones de cada uno. A pesar de que existía otro generador Protek en la USFQ, este modelo en particular no contaba con la conexión BNC de entrada necesaria para la sincronización. En el caso del generador marca Agilent, este sí contaba con esta conexión, mas únicamente se contó con un solo equipo.

Recomendación

A la luz de estos resultados, se plantean dos opciones para generar estas señales de sincronización en el futuro. Primeramente, se podría adquirir un nuevo generador de funciones Agilent 33120A, para de esta manera sincronizarlos y poder generar ambas señales. Si bien esta opción también beneficiaría otras aplicaciones ajenas a esta, es la opción más costosa (superior a \$4000 en Amazon a la fecha de consulta). La segunda opción consiste en adquirir un oscilador externo que pueda proveer estas dos señales. Esta opción resulta más conveniente debido a su bajo costo, con opciones desde los \$165 (oscilador de

fabricación china de venta en eBay) hasta los \$2000 (reloj de distribución de ocho canales OctoClock-G CDA-2990 fabricado por Ettus Research, siendo esta la solución más recomendable porque evita pequeños offsets provocados por el uso de splitters).

Proyecciones y oportunidades de investigación futuras

Ahora que se han realizado los primeros acercamientos y experimentos a la plataforma NI USRP-2920, es factible realizar las respectivas recomendaciones para que futuros investigadores puedan usar como su punto de partida. Según se observó en los resultados de las gráficas de BER, en muchos casos el uso del código convolucional provocó una reducción en el rendimiento del enlace. Sería pertinente modificar otros parámetros del codificador para evaluar su desempeño, como son la longitud del codificador (diferente de los 5 símbolos utilizados) o la tasa (diferente del $\frac{1}{2}$ utilizado). De la misma manera, se puede evaluar con otros tipos de codificadores que, si bien fueron implementados, no se realizaron las pruebas necesarias para evaluar su desempeño. Entre estos codificadores se encuentran el Hamming y el Golay.

En lo que respecta al sistema de transmisión de imágenes, se usó la aproximación sugerida por colegas con mayor experiencia en el área de convertir la imagen a su equivalente string y posteriormente transformarla a una secuencia de bits. Se recomienda buscar otras aproximaciones a la digitalización de estas imágenes (esto es, transformarlas a secuencias de bits), pues existe la posibilidad de que un pequeño número de bits de error sea convertido en un string completamente distinto al original y que esto a su vez impida totalmente la recuperación de la imagen enviada. Además, la implementación de un sistema de paquetes para la transmisión reduciría en cierta medida la carga de trabajo tanto del computador como de los USRPs.

Finalmente, uno de los principales problemas a solucionar son aquellos concernientes a la sincronización de los USRPs. Si bien el enlace OFDM implementado cuenta con algoritmos de ecualización y corrección de offset de frecuencia, estos podrían no ser lo suficientemente efectivos en mitigar estos efectos. El solucionar este problema permitiría abrir un abanico de posibilidades como el uso de los USRPs con una separación física considerable, de tal forma que les permita servir como base a otros posibles proyectos de investigación.

De todas formas, un primer paso en la solución del problema de sincronización sería partir con la referencia de reloj externa, la cual debería ser generada por dos generadores de funciones sincronizados, o bien por un circuito de reloj externo (disponible actualmente en el mercado) que provea de estas dos señales. Asimismo, la modificación correcta del VI de configuración del transmisor de tal forma que permita seleccionar la referencia de reloj a utilizar.

CONCLUSIONES

Con la realización de este proyecto se pudo constatar el funcionamiento de un enlace OFDM, además de su implementación y observación del rendimiento bajo distintas condiciones de canal. Además, la implementación del sistema de transmisión de imágenes, los distintos esquemas de modulación y el codificador convolucional permitieron ampliar el rango de pruebas a realizarse para evaluar el desempeño tanto del enlace como de los USRPs. Asimismo, se realizaron otras pruebas enfocadas en analizar el desempeño de los USRPs bajo condiciones de no sincronización de los relojes. Si bien estas pruebas se realizaron con éxito relativo, es importante realizar más pruebas y configuraciones, entre ellas las detalladas anteriormente, con el objetivo de agotar todos los escenarios bajo los cuales los USRPs funcionan correctamente.

El presente proyecto se muestra como un punto de partida para que futuros investigadores puedan utilizarlo como una guía introductoria en el uso de SDRs, así como de la programación de estos mediante LabVIEW y el abanico de posibilidades que esta herramienta de software otorga. Desde la existencia de bloques preinstalados que cumplen muchas de las funciones requeridas en un sistema de comunicaciones hasta la capacidad de diseñar algoritmos en lenguaje de Matlab e implementarlos directamente en los VIs principales. Igualmente, no se descarta sus posibles usos académicos en cursos relacionados con comunicaciones digitales o propagación de ondas.

Se recomienda cumplir a cabalidad los parámetros de configuración presentados en secciones anteriores y en el Anexo A con el fin de que los programas funcionen correctamente. También, se recomienda familiarizarse primero con el software LabVIEW y su metodología de programación antes de realizar cualquier cambio o modificación a los VIs principales y subVIs de este trabajo.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Alzubi, J. A., Alzubi, O. A., & Chen, T. M. (2014). *Forward Error Correction Based On Algebraic-Geometric Theory*. New York: Springer.
- Heath Jr., R. W. (2011). *Digital Wireless Communication: Physical Layer Exploration Lab Using the NI USRP - Student Lab Manual*. Austin, Texas: National Technology and Science Press.
- Huurdeman, A. A. (2003). *The Worldwide History of Telecommunications*. Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc.
- Lathi, B. P., & Ding, Z. (2009). *Modern Digital and Analog Communication Systems*. Oxford University Press.
- National Instruments. (2017). Recuperado el 5 de Mayo de 2017, de Sitio Web de National Instruments: <http://www.ni.com/en-us/shop/select/software-defined-radio-device>
- Seybold, J. S. (2005). *Introduction to RF Propagation*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc.
- van Nee, R., & Prasad, R. (2000). *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Boston: Artech House.
- Viswanathan, M. (24 de Mayo de 2011). *Introduction to OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. Obtenido de Gaussianwaves.com - Signal Processing Simplified: <http://www.gaussianwaves.com/2011/05/introduction-to-ofdm-orthogonal-frequency-division-multiplexing-2/>
- Vlajic, N. (Agosto de 2010). *Analog Transmission of Digital Data: ASK, FSK, PSK, QAM*. Recuperado el 6 de Mayo de 2017, de Stanford University: <https://web.stanford.edu/class/ee102b/contents/DigitalModulation.pdf>

ANEXO A: GUÍA DE USO PARA EL USUARIO

Esta pequeña guía pretende asistir al usuario en el uso del programa utilizado y desarrollado en este trabajo. Con esta guía se espera que el usuario aprenda a configurar los equipos y a la vez utilizar el programa para establecer la transmisión. Por esta razón, se incluyen los requisitos básicos tanto de software como de hardware, así como de una guía práctica de uso de los programas y algunas recomendaciones útiles a considerarse.

Antes de realizar cualquier conexión de los equipos, es importante constatar que se cumplen con algunos requisitos mínimos de operación.

Cabe señalar que los requisitos aquí descritos son recomendaciones del autor y podrían ser distintas de las indicadas por el fabricante. Por el lado del hardware, se recomienda disponer de un computador con la siguiente configuración:

- Procesador Core i3 2 GHz o superior
- 4 GB de RAM o superior (se recomiendan 8 GB)
- 20 GB de espacio libre en HDD (se recomienda el uso de un SSD) para la instalación del software
- 1 puerto Gigabit Ethernet (si la conexión a internet es cableada se recomienda una tarjeta de red dedicada para la conexión de los USRPs)
- 1 cable Ethernet Cat. 5e o Cat. 6

Si se desea utilizar los USRPs de forma no sincronizada, además a los requisitos anteriores es necesario:

- 1 switch Gigabit Ethernet
- 2 generadores de funciones Agilent 33120A o equivalentes sincronizados (si se desea utilizar)
- 2 cables Ethernet Cat. 5e o Cat. 6

Complementario a esto se encuentran los requisitos mínimos de software, a los cuales es imperativo cumplirlos de forma estricta para evitar cualquier tipo de problemas de compatibilidad. Estos son:

- Windows 10 32-bit (se recomienda 64-bit para sistemas con >4 GB de RAM)
- LabVIEW 2016 32-bit (o superior)
- Driver NI-USRP 16.1 (o superior)
- NI LabVIEW Modulation Toolkit 17.0 (o superior)
- NI Vision Acquisition Software January 2017 (o superior)

Ahora que se han definido y constatado los requisitos de hardware y software, es necesario realizar las conexiones físicas de los USRPs dependiendo de la configuración deseada. Es muy importante señalar que antes de abrir cualquiera de los los VIs provistos, especialmente los principales de transmisión y recepción, es muy importante que todos los VIs a ser llamados se encuentren en la misma carpeta. Se recomienda además no cambiar el directorio de esta carpeta debido a que los VIs principales llaman a los subVIs siguiendo la dirección del directorio completa. De no ser así, al abrir los VIs principales se presentará una ventana donde LabVIEW intentará corregir la dirección de los directorios. En condiciones normales esto no debería ser un problema, pero se recomienda evitarlo.

Configuración con señales de reloj sincronizados mediante cable MIMO

Para una configuración con señales de reloj sincronizados, se debe realizar el siguiente procedimiento:

1. Conectar el cable MIMO al puerto MIMO Expansion a cada uno de los USRPs. Se recomienda colocarlos el uno al lado del otro para evitar flexionar innecesariamente el cable
2. Conectar las antenas a los puertos RX1/TX1 de ambos USRPs
3. Conectar el un extremo del cable Ethernet a cualquier USRP y el otro extremo

a la tarjeta de red del computador

4. Conectar las fuentes de alimentación provistas



Figura 1: Conexión física de los USRPs para relojes sincronizados

Una vez realizada la conexión, se procede a la configuración de la dirección IP en el computador. Para esto, es necesario acceder a las configuraciones del adaptador y colocar la siguiente configuración:

- Dirección IP: 192.168.10.1
- Máscara de subred: 255.255.255.0
- Puerta de enlace predeterminada: 192.168.10.3

Aunque los USRPs se encuentran previamente configurados con las direcciones IP 192.168.10.2 y 192.168.10.3, es posible modificarlas a cualquier dirección que el usuario desee mediante la herramienta NI-USRP Configuration Utility, incluida en el driver NI-USRP. Esta herramienta permite además realizar actualizaciones a las imágenes de los FPGAs internos, aunque se recomienda no llevar a cabo este procedimiento a menos que se esté completamente seguro de su necesidad.

Configuración con señales de reloj sincronizados mediante señal de reloj externa

Para esta configuración se repite la configuración para la sincronización mediante el cable MIMO, con algunas configuraciones adicionales. Para la señal de reloj, se programa uno de los generadores de señales para que envíe una señal cuadrada a 10 MHz y un máximo

de 15 dBm de potencia (se recomienda usar entre 10-12 dBm), y mediante un splitter se conecta al puerto REF IN de ambos USRPs. Asimismo, se realiza el mismo procedimiento para la señal PPS, configurando el otro generador de funciones con una señal pulso a 1 Hz, con amplitud de 3-5 V y una duración del pulso de 50 ms. Esta señal entrará en el puerto PPS de ambos USRPs.

En el caso del software, se debe modificar la configuración de referencia de reloj de los archivos TXRF_init.vi y RXRF_init.vi, presentes en los VIs principales top_ofdm_tx.vi y top_ofdm_rx.vi respectivamente, poniéndolos en la opción de “RefIn”.

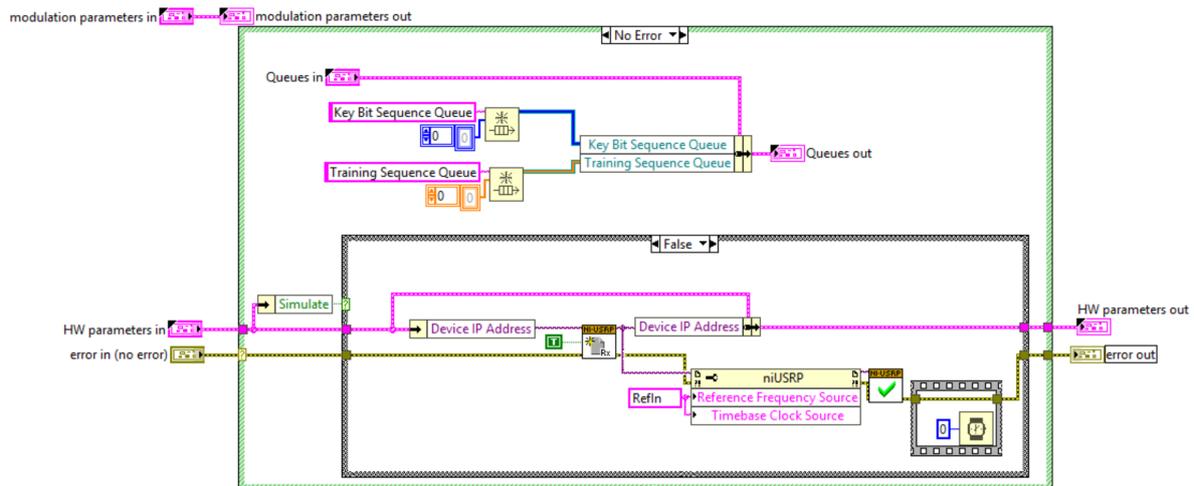


Figura 2: Configuración de la señal de referencia de reloj externa en el archivo

RXRF_init.vi

Configuración con señales de reloj no sincronizados

Si se desea hacer uso de los relojes internos de ambos USRPs; esto es, de relojes no sincronizados, se repite la configuración para relojes sincronizados, y además se modifica el archivo RXRF_init.vi, presente en el VI principal top_ofdm_rx.vi, poniéndolo en la opción “Internal”.

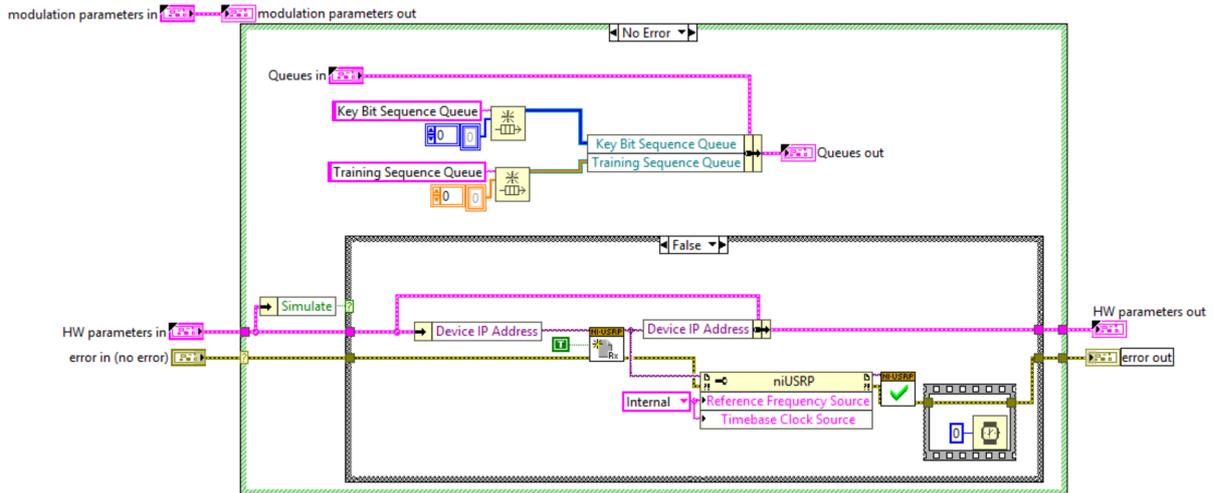


Figura 3: Configuración de la señal de referencia de reloj interna en el archivo RXRF_init.vi

Configuración de los VIs de transmisión y recepción

Una vez realizados los procedimientos de configuración de los pasos anteriores, se procede a abrir, únicamente, los VIs principales de transmisión “top_ofdm_tx.vi” y recepción “top_ofdm_rx.vi”. Es normal que la primera vez que esto se haga LabVIEW haga una comprobación de todos los archivos y funciones presentes dentro de estos VIs, especialmente de aquellos pertenecientes a las librerías “digital_comm.llb” y “control_type_defs.llb”. Usualmente este procedimiento desaparece con el tiempo.

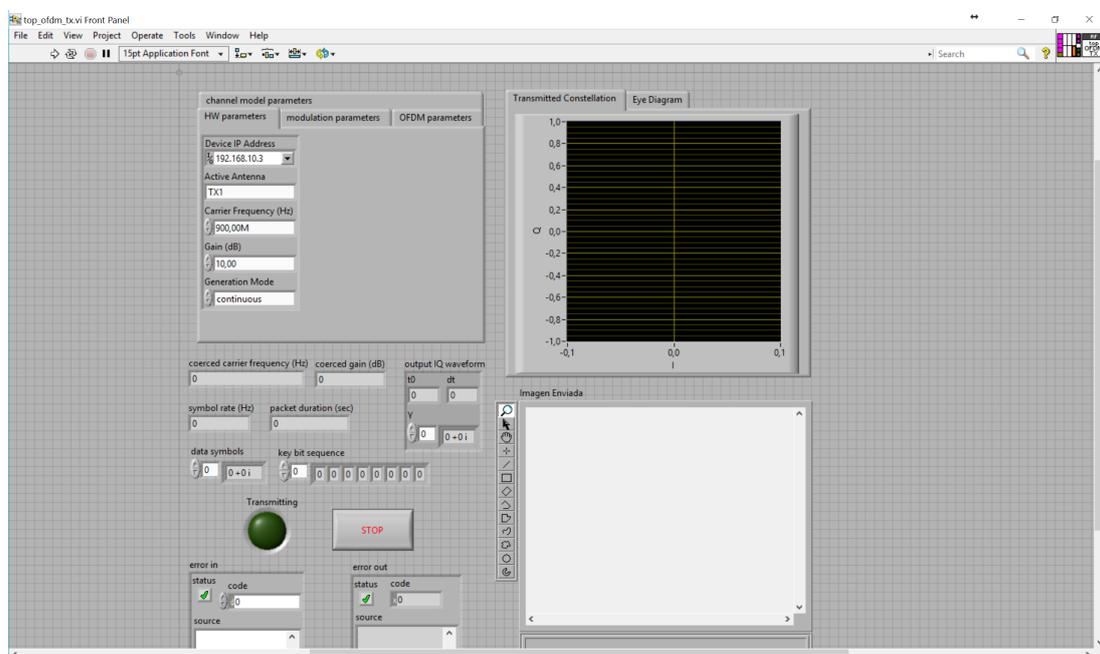


Figura 4: Pantalla principal del transmisor top_ofdm_tx.vi

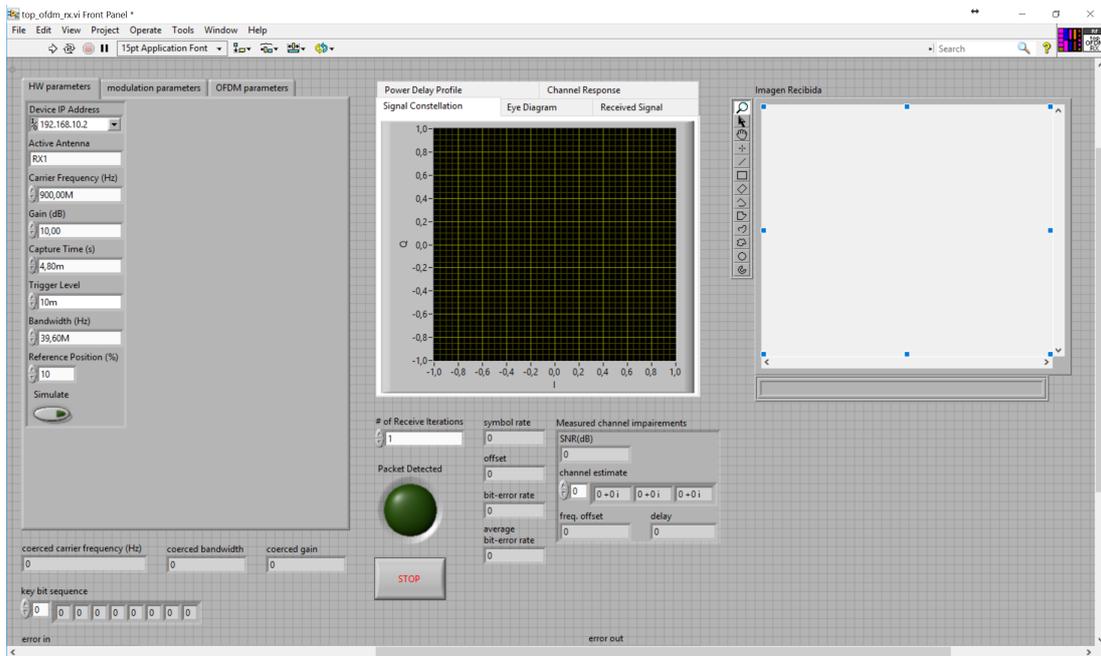
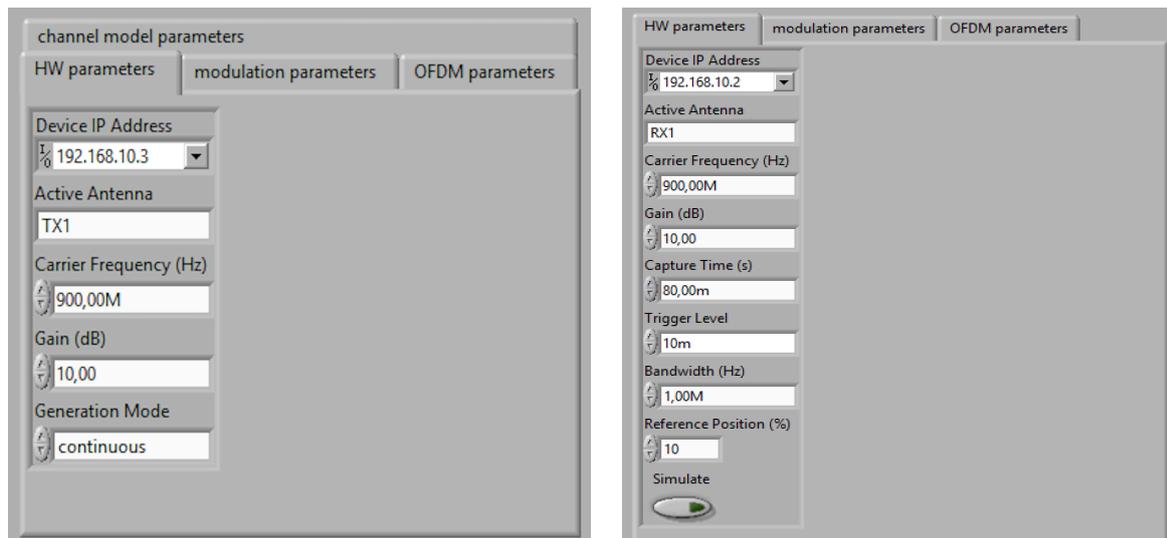


Figura 5: Pantalla principal del receptor top_ofdm_rx.vi

Seguidamente, se procede a realizar la configuración inicial de los USRPs. Esto incluye los parámetros detallada en la pestaña “HW parameters”, tanto en transmisión como en recepción. Los parámetros de configuración usuales se detallan en la tabla 1.

Tabla 1: Parámetros de configuración inicial usuales presentes en la pestaña “HW parameters”

	Transmisor	Receptor
Device IP Address	192.168.10.3	192.168.10.2
Active Antenna	TX1	RX1
Carrier Frequency (Hz)	1200M	1200M
Gain	10 dB	10 dB
Generation Mode	Continuous	—
Capture Time	—	5-10 ms superior al mostrado en la casilla “Packet Duration (sec) del transmisor”
Trigger Level	—	10m
Bandwidth	—	20M
Reference Position	—	10%
Simulate	—	Falso (Led apagado)



(a)

(b)

Figura 6: Pestaña “HW parameters” en los VIs principales de (a) transmisión y (b) recepción

A continuación, se procede a configurar los parámetros de modulación, filtro acoplado, información de control del paquete y codificación, presentes la pestaña “Modulation Parameters”. Es importante que estos parámetros se configuren iguales tanto para el transmisor y receptor, a excepción de los parámetros de estimación de canal, ecualización y sincronización, presenten únicamente en el receptor. Los parámetros de configuración usuales y comunes al transmisor y receptor se detallan en la tabla 2.

Tabla 2: Parámetros de configuración de modulación usuales presentes en la pestaña “Modulation Parameters”

		Transmisor y Receptor
Modulation type		PSK
M-ary		4
TX/RX Symbol Rate		16
TX/RX Sample Rate		10M
Pulse Shaping Parameters	Modulation type	PSK
	Pulse Shaping Filter	Raised Cosine
	Filter Parameter (factor de roll-off)	0.5
	Filter Length (symbols)	8

Control information for packet header/tail	Training Sequence Type	Length 11 Barker Sequence
	Zero Pad Length	8
Encoding Type		Convolutional
Coding		Verdadero (Led encendido)

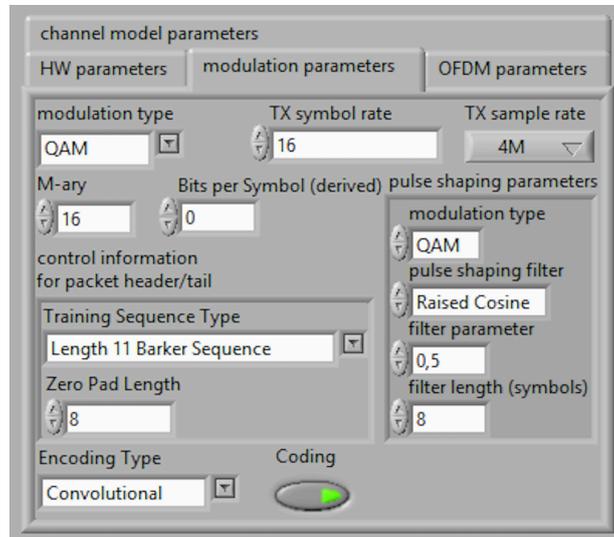


Figura 7: Pestaña “Modulation parameters” en el VI principal de transmisión

Los parámetros exclusivos del receptor se detallan en la tabla 3.

Tabla 3: Parámetros de configuración de modulación exclusivos del receptor presentes en la pestaña “Modulation Parameters”

		Receptor
Channel Estimation/Equalizer Parameters	Equalization Method	Direct
	Channel Estimate Length	4
	Equalizer Length	4
	Equalizer Delay	-1
	Equalize Channel	Verdadero (Led encendido)
Synchronization Options	Synchronization Method	Timing Estimation
	Fixed Offset	0
	Symbol Timing Recovery Method	Max Energy
	Frame Detection Method	Sliding Correlator
	Correct Frequency Offset	Falso (Led apagado)

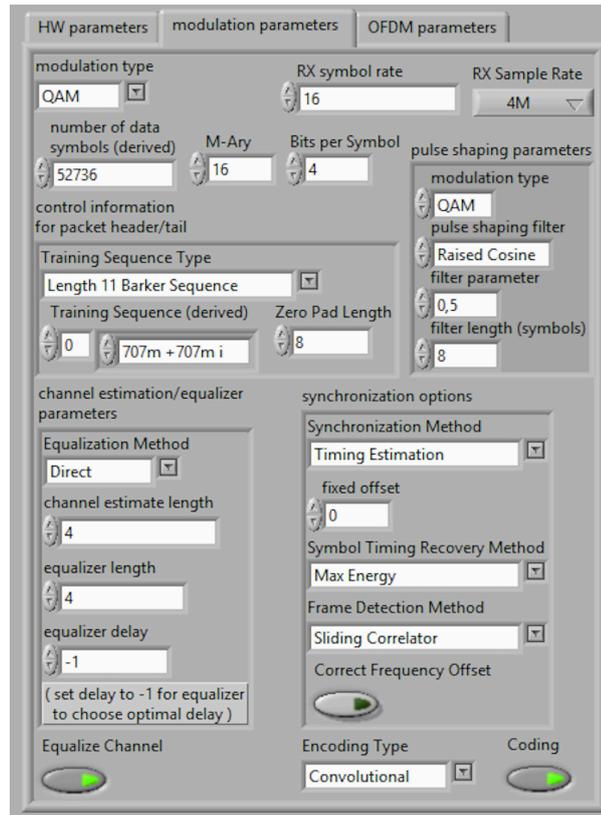


Figura 8: Pestaña “Modulation parameters” en el VI principal de recepción

Acto seguido, se realiza la configuración de los parámetros OFDM presentes en la pestaña “OFDM parameters”. Nuevamente, estos parámetros son compartidos por transmisor y receptor, por lo que es imperativo que ambos se encuentren iguales. Los parámetros de configuración usuales se detallan en la tabla 4.

Tabla 4: Parámetros de configuración de parámetros OFDM usuales presentes en la pestaña “OFDM parameters”

	Transmisor y Receptor
FFT Size (N)	64
Length of CP (Lc)	8
Null Tones	0, 30, 31, 32
Training Sequence FFT Size	64
Training Sequence Length of CP	8

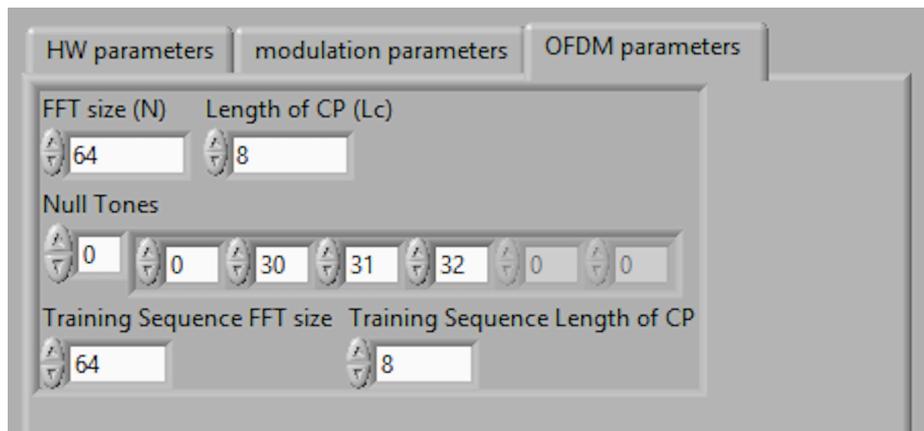


Figura 9: Pestaña “OFDM parameters”, común en los VIs principales de transmisión y recepción

Finalmente, los parámetros del modelo de canal se modifican a discreción del usuario. Estos parámetros se encuentran únicamente en el transmisor, en la pestaña “Channel model parameters”, y permiten al usuario crear un canal de transmisión artificial añadiendo una potencia de ruido AWGN (de rango $-\infty$ a 25 dB), una respuesta de canal preestablecida, un offset de frecuencia o bien un delay. Estos parámetros ayudan a simular distintas condiciones de canal y la capacidad de los algoritmos de corrección y recuperación para mitigar estos efectos, y se muestran en la figura 10.

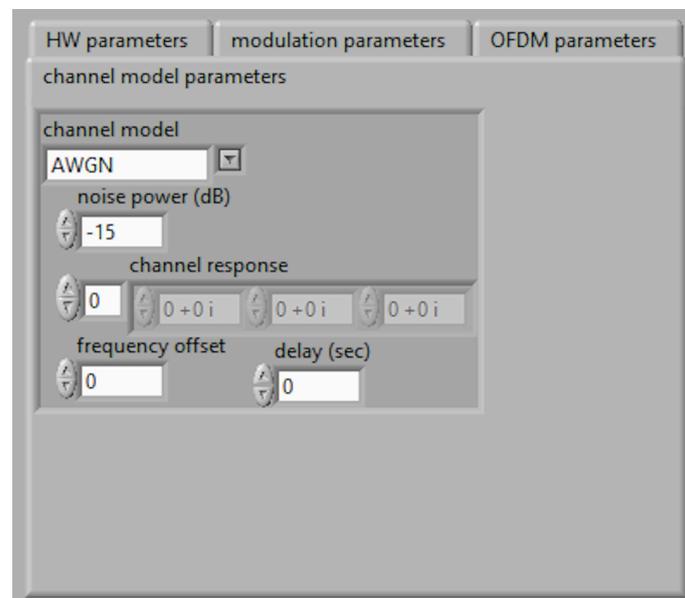


Figura 10: Pestaña “Channel model parameters” en el VI principal de transmisión

Operación de los VIs de transmisión y recepción

Una vez realizadas las configuraciones detalladas en el punto anterior, y ya con los USRPs conectados correctamente al computador, se puede finalmente correr los programas. Es importante seguir el orden Transmisor-Receptor, pues correrlos en el orden contrario podría generar errores. Para el transmisor, dar clic en el botón “Run”, ubicado en la esquina superior izquierda, con forma de una flecha apuntando hacia la derecha. El programa configurará primero el USRP y, más tarde, creará una ventana de diálogo donde pedirá al usuario seleccionar la imagen a transmitir. Se recomienda utilizar imágenes de formatos conocidos como JPEG o PNG, y de tamaño pequeño (1-100 KB).

Debido a que se eligió la opción “Continuous” como método de generación, la imagen seleccionada se cargará una sola vez, pero será transmitida de forma repetitiva. Si no existen errores, los mismos que se presentan en el cuadro “Error Out”, se encenderá el led “Transmitting” y la imagen se mostrará en el cuadro “Imagen Enviada”, indicando que la transmisión se está efectuando con éxito. En caso de accidentalmente presionar el botón “Run Continuously”, presente junto al botón “Run”, el programa completo correrá de forma repetitiva, solicitando escoger la imagen a transferirse una y otra vez de forma indefinida. Si esto llega a pasar, la solución es finalizar el proceso a través del Administrador de Tareas de Windows y empezar todo el proceso de nuevo.

Si este no es el caso y el programa de transmisión corre correctamente, se procede a correr el programa de recepción. Existen dos formas de correrlo: Por una parte, si se presiona el botón “Run Continuously”, el programa correrá de forma repetitiva procesando los bits recibidos en cada iteración. Esta opción es útil para ajustar ciertos parámetros del receptor en tiempo real o corregir errores, pero deja inhabilitado el botón de stop del programa (sin embargo, se puede detener el programa mediante la opción “Abort Execution” presente junto al botón “Run Continuously”).

Por otro lado, se puede correr el programa mediante la opción “Run”, para de esta manera realizar una sola iteración en la recepción. Si no se muestran errores, la recepción tratará de recuperar la imagen mediante el procesamiento de los bits recibidos, aunque este no siempre será el caso. Esta opción es útil cuando la carga de información enviada por el transmisor es elevada y el correr el VI de recepción de forma continua causa inestabilidad en LabVIEW.

Sea cual fuere la opción de correr, el programa de recepción procesará la información si y solo si el botón de “Packet Detected” se enciende, que es cuando la señal recibida supera el nivel establecido en la opción “Trigger level” de la pestaña “HW parameters”. De ser este el caso, el programa dibujará los diagramas de constelación, de ojo, señal recibida, respuesta del canal y perfil del retraso de la potencia (Power delay profile), así como la imagen decodificada y recuperada en la ventana “Imagen Recibida”.

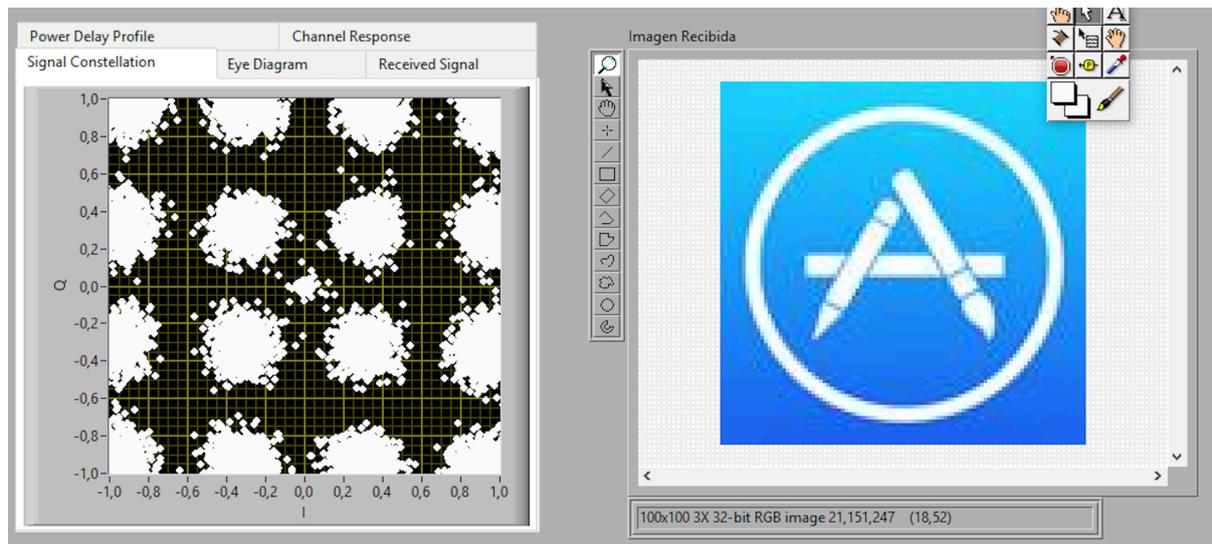


Figura 11: Diagrama de constelación e Imagen Recibida en el VI de recepción