



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Grado

Método de multiplexación agnóstico para
comunicaciones ópticas coherentes de próxima
generación

*Agnostic multiplexing method for next generation
coherent optical communications*

Autor

Mario Bello Sainz

Director

David Izquierdo Núñez

Titulación del autor

Grado en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación

Escuela de Ingeniería y Arquitectura (EINA)
2025

Método de multiplexación agnóstico para comunicaciones ópticas coherentes de próxima generación

RESUMEN

Este proyecto se ha realizado en colaboración con el Grupo de Tecnologías Fotónicas (GTF) de la Universidad de Zaragoza en el Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón (I3A). El trabajo se centra en el análisis de un novedoso método de multiplexación basado en el muestreo con secuencias ortogonales de pulsos de senos cardinales (sinc) y su aplicación en sistemas de comunicaciones ópticas.

En primer lugar, se estudian los principios de operación del método propuesto. Se tratan aspectos esenciales para su comprensión como el muestreo con secuencias de sinc y se profundiza en sus características principales para la aplicación en sistemas de comunicaciones convencionales. Se destaca el carácter agnóstico ante la naturaleza o tipología de las señales a multiplexar y se analizan sus características en ambos dominios temporal y frecuencial.

Una vez establecidos los fundamentos sobre los que se apoya, el siguiente paso en el trabajo es implementar un sistema de comunicaciones completo con el software *Matlab* para simular y concretar todos los detalles del método. El método se restringe a un escenario con tres usuarios cuyas señales se pretenden multiplexar, enviar y recibir sin errores y se extraen y explican las características más importantes. Además, se realiza un primer análisis de las prestaciones del sistema basándose en indicadores como el EVM, el SER y el BER, que evalúan la calidad de las señales demoduladas y la tasa de errores en recepción.

Por último, los resultados de simulación sirven como validación preliminar previa al traslado del escenario a un montaje experimental con un sistema de comunicaciones ópticas. Se prueba el método de muestreo y multiplexación bajo distintas condiciones de modulación, potencia recibida y otros factores para estudiar la viabilidad de este. No sólo se realizan pruebas con fibra óptica sino también en el dominio eléctrico, sirviendo como comparativa ante diferentes situaciones en un sistema real.

ÍNDICE DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN	3
1.1.- Contexto y alcance	3
1.2.- Objetivos	4
1.3.- Estructura de la memoria	5
2. MULTIPLEXACIÓN AGNÓSTICA	6
2.1.- Esquema de transmisión en banda base	6
2.2.- Características elementales	7
2.2.1: Funcionamiento en un sistema de comunicaciones	7
2.2.2: Comportamiento agnóstico	11
2.2.3: Dominio frecuencial	12
2.3.- Comparativa	13
2.3.1: OFDM vs MA	13
2.3.2: CDM vs MA	14
3. SIMULACIÓN CON MATLAB	15
3.1.- Escenario de trabajo	15
3.2.- Resultados de simulación	17
3.3.- Estudio tasas de muestreo	19
3.4.- Estudio conformados de pulso	22
3.5.- Instantes óptimos de muestreo	23
3.6.- Conclusiones de simulación	25
4. SISTEMA CON FIBRA ÓPTICA	26
4.1.- Resultados previstos	26
4.2.- Montaje experimental	27
4.3.- Resultados experimentales	29
4.4.- Ecualizador DFE	30
4.5.- Algoritmo <i>k-means</i>	32
4.6.- Modulación PAM-4	33
5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	35
BIBLIOGRAFÍA	38
ANEXO 1: DEMOSTRACIÓN ORTOGONALIDAD	39

1. INTRODUCCIÓN

1.1.- Contexto y alcance

El consumo de servicios a través de internet y las conexiones a la red se incrementan cada año de forma acelerada. En 2023 se estimaban 3.6 dispositivos por persona de media a nivel global [1] y el tráfico a través de internet creció el pasado 2024 un 17.2% respecto a 2023 [2]. Este crecimiento en la demanda desemboca en la necesidad de aumentar las tasas de transmisión y de optimizar el uso del ancho de banda disponible para cubrir todas las necesidades de forma eficiente en términos económicos y de sostenibilidad. Para ello, la fibra óptica ha ido evolucionando como medio de transmisión hasta convertirse en una referencia para solucionar esta demanda. Es por esto por lo que se ha convertido en un área en crecimiento en ámbitos tanto de investigación como de implementación en comunicaciones tanto de larga distancia, como en redes de acceso o última milla, redes locales, etc.

Este medio basado en la transmisión de señales de luz a través de guías de ondas dieléctricas ofrece una gran cantidad de ventajas. Es capaz de soportar tasas de transmisión extremadamente altas y anchos de banda muy grandes en comparación con otros medios de transmisión guiados. Además, es inmune ante interferencias electromagnéticas y ofrece una gran integridad, pues no es posible interceptar una señal que viaja por el interior de una fibra óptica de forma no invasiva y pasando desapercibido [3]. Sin embargo, uno de los principales beneficios que ofrece es una atenuación mínima sobre las señales que se transmiten por ella. Para fibras monomodo en la tercera ventana de comunicaciones (1550 nm) la atenuación es de apenas 0.2 dB/km, que puede subir ligeramente hasta 0.6-1.1 dB/km en fibras multimodo en segunda ventana (1310 nm) y 4.1 dB/km en primera ventana (850 nm) [4]. Estos valores son totalmente despreciables en comparación con las atenuaciones de sistemas por cable, lo cual convierte a la fibra óptica en el candidato ideal para comunicaciones de larga distancia.

Por otro lado, bien ya sea en comunicaciones por fibra óptica, por cable o inalámbricas, es imprescindible trabajar en métodos de multiplexación que permitan transmitir la información de gran cantidad de usuarios compartiendo un solo canal con ancho de banda limitado. Los más sencillos como TDM (*Time Division Multiplexing*) o FDM (*Frecuency division multiplexing*), explotan la idea de que cada usuario ocupe un intervalo de tiempo o un rango de frecuencias respectivamente para un uso compartido del medio, como también lo hace CDM (*Code Division Multiplexing*), que se distingue de los anteriores asignando palabras código diferenciadoras a cada usuario. Sin embargo, en los últimos años han aparecido métodos más eficientes como OFDM (*Orthogonal Frecuency Division Multiplexing*) o N-WDM (*Nyquist Wavelength Division Multiplexing*) que buscan sacar ventaja de la propiedad de ortogonalidad en el dominio frecuencial o temporal, lo que permite reducir la interferencia entre los diferentes canales y usuarios.

En este trabajo fin de grado se aborda la multiplexación de señales de forma alternativa a los sistemas nombrados anteriormente y a cualquier otro, que recientemente ha sido propuesto para aplicaciones de comunicaciones sobre fibra óptica. Se trata de un método de multiplexación novedoso, en el que, como paso previo a multiplexar las señales de cada canal, se muestran éstas con secuencias ortogonales de pulsos de funciones sinc (o

senos cardinales). Es decir, no se multiplexan las señales en su totalidad como puede suceder en FDM o CDM, sino que se toma una única muestra por símbolo gracias a ese muestreo con secuencias de funciones sinc y se envían juntas por la fibra. Esto permite optimizar el ancho de banda disponible para un determinado número de usuarios y maximizar la tasa de símbolos total que se transmiten por el canal. Además, la ortogonalidad de estas secuencias permite una multiplexación temporal sin ISI [5] y es más sencillo de implementar que otros sistemas como OFDM. Otra de las características del método propuesto es que es agnóstico, o transparente, ante la naturaleza de las señales (modulación, conformado de pulso, etc.) a multiplexar, ofreciendo una excelente versatilidad en escenarios complejos. Este sistema de muestreo no sólo tiene su aplicación en métodos de multiplexación y demultiplexación de señales, sino que también tiene recorrido en otros campos. Previamente a este trabajo, se ha aplicado este método en detección de señales Nyquist de gran ancho de banda con un receptor coherente basado en moduladores *Mach-Zehnder* de fotónica integrada de silicio de bajo ancho de banda [6] o en la generación de señales de banda ancha con electrónica de ancho de banda reducido [5].

1.2.- Objetivos

Este proyecto tiene como principal objetivo el análisis e implementación del sistema de muestreo con secuencias de pulsos sinc y su aplicación para la multiplexación de señales ópticas.

Para cumplir con este objetivo principal, en una primera parte se desarrollará un primer sub-objetivo consistente en el estudio y comprensión de las características de la metodología de muestreo y multiplexación, extracción de conclusiones, así como ventajas y desventajas.

El siguiente paso será el implementar con el software de *Matlab* el método descrito en un entorno de simulación. El sub-objetivo que se busca será analizar el comportamiento del sistema ante diferentes modulaciones, conformados de pulso, frecuencias de muestreo, etc. que permitan comprobar la naturaleza agnóstica del método, su versatilidad, etc. Además, resultará interesante también realizar un primer análisis en profundidad de las prestaciones del sistema en términos de SER, BER y EVM. Todo ello haciendo uso de la herramienta *Matlab* que permitirá al final del trabajo una gran fluidez en el manejo de la misma.

Finalmente, vistos los resultados de la simulación y después de todo el trabajo de caracterización del método, el último paso será trasladar el escenario de simulación a un escenario real con fibra óptica. Así, se logrará el último sub-objetivo que abarca el comprender y manejar con soltura instrumental del laboratorio como Generadores Arbitrarios de Funciones (AWG), osciloscopios, moduladores ópticos *Mach-Zehnder*, atenuadores o fotodetectores entre otros. Además, se comprobarán las prestaciones del sistema en un entorno real, sometiéndolo a distintas condiciones de modulación y atenuación. Para todo ello, se diseñarán distintos montajes experimentales con diferentes dispositivos ópticos y configuraciones.

1.3.- Estructura de la memoria

Al igual que los sub-objetivos, en la memoria se diferencian 3 bloques principales de análisis teórico primero, simulación con *Matlab* después y un tercer bloque experimental con fibra óptica. No obstante, de forma más precisa se diferencian tras esta introducción (Capítulo 1) los siguientes capítulos:

- Capítulo 2 - Multiplexación agnóstica: En este primer capítulo de contenido de la memoria se describen las principales características del método de multiplexación. Se explican los fundamentos de muestreo con secuencias de pulsos sinc y la forma en la que se incorpora el bloque descrito en una comunicación convencional transmisor-canal-receptor. Además, se presentan características importantes como la transparencia ante el origen de las señales, cómo trabaja el sistema en el dominio de la frecuencia y algunas analogías y diferencias con otros métodos de multiplexación como OFDM y CDM.
- Capítulo 3 - Simulación con Matlab: En este capítulo se implementa el método propuesto para el caso concreto de multiplexación de 3 usuarios en un entorno de simulación. Se describe el escenario de simulación, se realizan diferentes pruebas y se extraen conclusiones sobre las características claves del método de muestreo y sobre las prestaciones del sistema.
- Capítulo 4 - Resultados experimentales: El escenario que se proponía en el capítulo de simulación se traslada a un montaje real de laboratorio de comunicaciones ópticas. Se detalla el montaje, se realizan distintas pruebas con diferentes modulaciones y se obtienen y analizan los resultados.
- Capítulo 5 - Conclusiones y líneas futuras: Con todas las partes del trabajo finalizadas, se presentan las conclusiones del trabajo. También se resumen los detalles más importantes del método de multiplexación y muestreo, resultados de simulación y experimentales y se plantean posibles líneas futuras para continuar con esta línea de investigación.

2. MULTIPLEXACIÓN AGNÓSTICA

En este trabajo se propone un método alternativo de multiplexación y demultiplexación de señales procedentes de distintos canales o usuarios basándose en una técnica de muestreo con secuencias ortogonales de pulsos sinc. Puede entenderse como un bloque ubicado tanto en el transmisor como en el receptor en una comunicación. En el transmisor, este bloque tiene como entradas N señales procedentes de N usuarios y ofrece a su salida una única forma de onda con la información multiplexada de todos ellos. En el receptor, por el contrario, a su entrada tiene una única señal que llega del canal y ofrece N salidas que se corresponden con las N señales de todos los usuarios.

Dado que buena parte de este trabajo se basa en la comprensión y aplicación del método agnóstico (al que se hará referencia como MA a lo largo del trabajo) en sistemas de fibra óptica, en este primer capítulo resulta conveniente mostrar en detalle dónde se ubica en un sistema de comunicaciones, el concepto en el que se basa y los principios matemáticos en los que se apoya.

2.1.- Esquema de transmisión en banda base

En la *Figura 1* se presenta un sistema de comunicaciones en banda base convencional, pues es sobre éste donde se incorporará el método agnóstico de muestreo y multiplexación (MA). En la figura se muestra un diagrama de bloques sencillo de un transmisor y un receptor para una comunicación en banda base con multiplexación de usuarios.

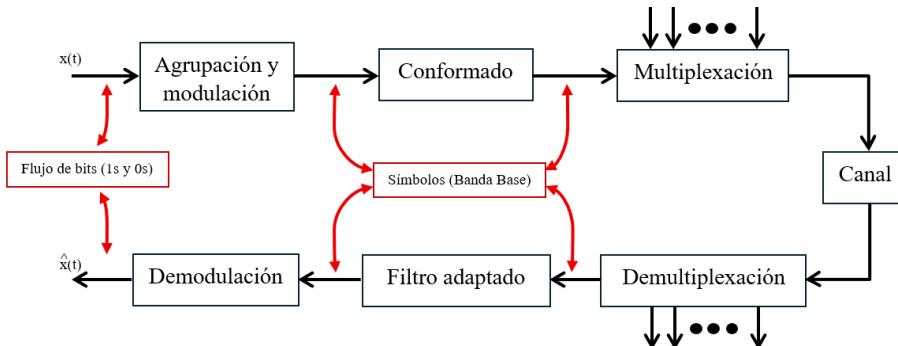


Figura 1: Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones en banda base.

A partir de un flujo binario de bits (obviando mecanismos previos de codificación de fuente, cifrado y codificación de canal), el primer paso es organizar los bits en bloques cuyo tamaño varía en función del tipo de modulación. Una vez agrupados, se codifican para construir símbolos, reales o complejos, que permiten comprimir la información y hacer el sistema más eficiente. Por ejemplo, para una modulación QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*), los bits se agruparían de 2 en 2 existiendo 4 posibles fases que simbolizan 4 combinaciones diferentes de los bits (00 ; 01 ; 10 ; 11).

Para representar estos símbolos mediante formas de onda y niveles de amplitud compatibles con una transmisión por un canal físico, se utilizan codificaciones de línea que determinan precisamente la amplitud que define a cada símbolo (NRZ, *Manchester*, etc.). Con estas amplitudes, los símbolos pasan por un filtro conformador $p(t)$ cuya duración viene determinada por la duración del símbolo o, en transmisores digitales, por

el número de muestras asignadas a cada símbolo ($N_{ss} = \frac{f_s}{R_s}$), siendo f_s la frecuencia de muestreo del transmisor y R_s la tasa de símbolo. Existen diferentes pulsos conformadores, que no sólo dan forma a la señal, sino que además limitan el ancho de banda que ocupa. En este trabajo se va a trabajar con dos tipos de pulsos conformadores: pulsos rectangulares y coseno realzado. El pulso rectangular limita el ancho de banda de la señal en banda base a $BW = R_s$ aproximadamente, mientras que el pulso de tipo coseno realzado, limita el ancho de banda de la señal a $BW = R_s \cdot \frac{1+\beta}{2}$, siendo β conocido como factor de *roll-off*.

En el caso de una comunicación de un único usuario, esta forma de onda es la que se transmite directamente por el canal. Ya en el receptor, la recuperación de los datos sigue el orden inverso al de transmisión. En un primer lugar, los símbolos recibidos pasan por un filtro adaptado (*matched filter*), un filtro lineal diseñado para maximizar la relación señal a ruido (SNR) instantánea a su salida. Este filtro coincide exactamente con el inverso conjugado del pulso conformador desplazado la duración de un símbolo:

$$h_{mf}(t) = p^*(T - t) \quad (1)$$

A su salida, la señal resultante se hace máxima en los instantes en los que se ha de muestrear la señal para recuperar los símbolos transmitidos. Con los valores de amplitud obtenidos del muestreo, el último paso es demodular los datos para, de forma ideal y sin errores, recuperar la secuencia de bits generada en el transmisor.

Sin embargo, habitualmente no existe un canal reservado para un único usuario, por lo que es necesario garantizar un uso compartido del mismo mediante multiplexación. Este bloque es el que se indica en la *Figura 1* tras el conformado de pulso y consiste en integrar la información de un determinado número de usuarios en una sola señal que transporta la información de todos ellos. Por lo tanto, en recepción, el primer paso debe ser demultiplexar las señales de cada usuario para que sean procesadas por el receptor de cada mensaje. Este es el momento en el que entra en juego el método agnóstico (MA) de estudio de este trabajo y que se explica en detalle en la siguiente sección.

2.2.- Características elementales

Una vez ubicada la posición que ocupa MA en un sistema de comunicaciones, es el momento de explicar cómo funciona, sus características más importantes, qué lo diferencia de otros métodos de multiplexación y qué papel juega en los dominios temporal y frecuencial.

2.2.1: Funcionamiento en un sistema de comunicaciones

Se trata de un método en el que las señales procedentes de N usuarios se muestrean y se multiplexan para su posterior transmisión por fibra óptica (en este caso). En otros sistemas de multiplexación y demultiplexación ampliamente extendidos en sistemas de comunicaciones como pueden ser OFDM o TDM, las señales de cada canal no se muestrean antes de ser multiplexadas, siendo ésta precisamente una de las características diferenciadoras de MA. En lugar de enviar símbolos completos, se transmite únicamente una muestra representativa de cada símbolo, siendo ésta suficiente para que el receptor

pueda recuperar la señal original [7]. En la *Figura 2* se presenta un esquema de MA como bloque en transmisor y receptor.

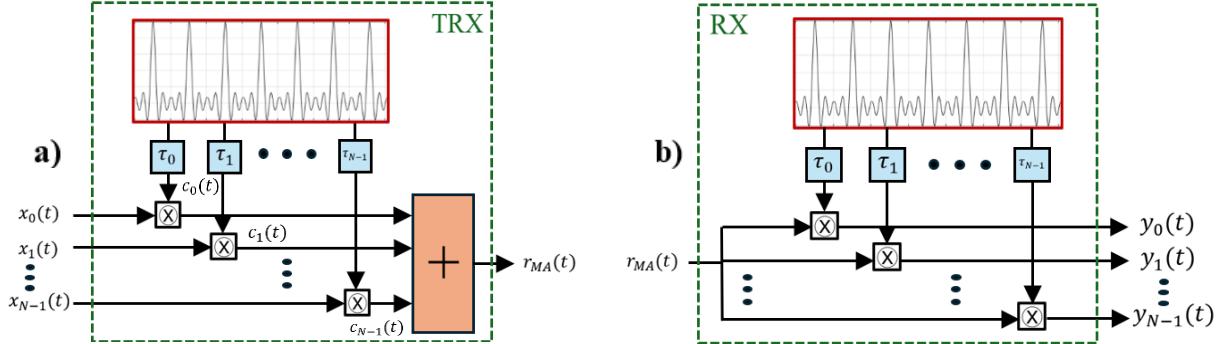


Figura 2: Bloques de implementación del método de multiplexación y demultiplexación para transmisor (a) y receptor (b) a partir de las señales $x_n(t), n=0,1,\dots,N-1$ procedentes de N usuarios.

El proceso comienza con la construcción de las secuencias para el muestreo de las señales de cada usuario, que en un principio y de forma ideal, son secuencias de deltas de Dirac equiespaciadas $\Delta\tau$ en tiempo, definido $\Delta\tau$ como el periodo de muestreo ($\Delta\tau = \frac{1}{\Delta f}$).

Para esta aplicación concreta, con el muestreo orientado a la multiplexación de señales, el propósito es tomar una única muestra por cada símbolo generado. Es decir, en realidad el periodo de muestreo $\Delta\tau$ se corresponde en este caso con el periodo de símbolo T_s , pudiendo establecer las siguientes equivalencias: $\Delta\tau = T_s$; $\Delta f = R_s$.

Con esta notación y ya definida una secuencia de deltas equiespaciadas T_s en tiempo, el objetivo a continuación es muestrear las señales de cada usuario en diferentes instantes dentro del tiempo de un símbolo T_s . Para conseguirlo, en cada canal debe existir un máximo (una delta) en la secuencia de muestreo en un instante concreto y $N - 1$ ceros en las posiciones de los máximos de los demás canales/usuarios. Así, se diferencian en cada canal N muestras (1 máximo y $N - 1$ nulos) equiespaciadas en tiempo a lo largo de la duración de un símbolo.

Con esta premisa, como se muestra en la *Figura 2*, el primer paso es desplazar la secuencia de deltas original un tiempo $\tau = n \cdot T = n \cdot \frac{T_s}{N}, n = 0, 1, \dots, N - 1$ con un valor de n diferente para cada canal. Así, si por ejemplo se pretenden multiplexar $N = 3$ canales de información (3 usuarios), existirán 3 registros de desplazamiento con valores $\tau_0 = 0$ para el primer canal (equivalente a mantener la secuencia original), $\tau_1 = T$ para el segundo canal y $\tau_2 = 2 \cdot T$ para el tercero de ellos. De este modo, la primera secuencia, que se hace máxima en la muestra cero (por ejemplo), deberá tener nulos en T y $2T$, de forma que al desplazarla $\tau_1 = T$ para el primer canal, el máximo se desplace a esta posición y los nulos queden en 0 y $2T$, siguiendo el mismo procedimiento para el tercer canal.

El siguiente y último paso antes de enviar los datos radica en multiplexar en tiempo las muestras de todos los canales. Dado que en cada canal existen nulos en las posiciones de los máximos de los demás, este proceso consiste en la suma de las señales muestreadas entre las que la interferencia ISI teórica es nula.

En el otro extremo de la comunicación, en el receptor (*Figura 2 (b)*), la recuperación de los datos en cada canal comienza con un nuevo producto en el dominio del tiempo de la señal recibida del canal por la misma secuencia de muestreo con el mismo desplazamiento τ_n que se había empleado para ese canal en el transmisor. A partir de este punto, en cada una de las ramas o canales ya se encuentran únicamente las señales $y_n(t)$ con las muestras de información de los símbolos que había en esa misma rama en transmisión. De este modo, se han conseguido separar los datos de cada rama, unificarlos en una sola señal, transmitirlos por un mismo medio de comunicación y volverlos a separar en el receptor para su posterior demodulación, procesado, etc.

En MA, el proceso para un muestreo ideal como el descrito utilizaría deltas de Dirac. Una delta de Dirac puede entenderse como una función generalizada que tiende a infinito en el origen y toma valores nulos en cualquier otro punto [8]. Así, el tren de deltas para el muestreo podría expresarse matemáticamente como:

$$sd(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - n \cdot \Delta\tau) \quad (2)$$

Donde $\Delta\tau$ representa la separación entre 2 deltas consecutivas, definido antes como periodo de muestreo. En el dominio de la frecuencia, es decir, aplicando la transformada de Fourier sobre la ecuación (2), un tren de deltas toma la siguiente forma:

$$SD(f) = \Delta f \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - n \cdot \Delta f) \quad (3)$$

Es decir, que en una situación ideal, al muestrear una señal cualquiera se estaría multiplicando en tiempo por la expresión (2), que equivale a convolucionar su espectro con la expresión (3). Esta convolución generaría infinitas réplicas (pues un tren de deltas en frecuencia también es una secuencia infinita de deltas equiespaciadas) ocupando un hipotético ancho de banda infinito.

Una pregunta natural surge en este punto: ¿es realizable esta secuencia de deltas? La respuesta es clara, un tren infinito de deltas es irrealizable en la práctica [9]. Por tanto, es necesario buscar un método alternativo de muestreo. Dado que el objetivo en esta aplicación es conseguir, en la duración T_s de un símbolo, un máximo y $N - 1$ nulos que coincidan con los máximos de los demás canales, un pulso sinc es la señal realizable que mejor podría cumplir esta restricción. De hecho, es la señal que se va a utilizar en este trabajo y puede definirse del siguiente modo:

$$\text{sinc}(t/T) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}, t \neq 0 \quad (4)$$

$$\text{sinc}(t = 0) = 1$$

Idealmente, este pulso debería ser infinitamente estrecho en tiempo para aproximarse a una delta. La posición del primer cero de la señal en el dominio temporal viene marcada por la variable $T = \frac{T_s}{N} = \frac{\Delta\tau}{N}$, teniendo la señal sinc un ancho entre ceros $\sigma_c = 2T$. Aplicando la transformada de Fourier, en el dominio de la frecuencia, este pulso sinc se

convierte en un espectro rectangular de ancho de banda $B = N \cdot \Delta f$ [10], siendo N el número de canales/señales/usuarios a multiplexar.

Para una tasa de símbolo $R_s = 1 \text{ Gbaud}$ y un valor de $N = 9$, en la *Figura 3 (a)* se muestra un único pulso sinc en tiempo generado a partir de la expresión (4). Se puede ver el primer cero ubicado en $T = \frac{1}{9 \cdot R_s} = 0.11 \text{ ns}$ como se explicaba y los demás ceros ubicados en múltiplos de T . En frecuencia (*Figura 3 (c)*) se observa el espectro rectangular comentado cuyo ancho de banda total es de $9 \cdot R_s = 9 \text{ GHz}$.

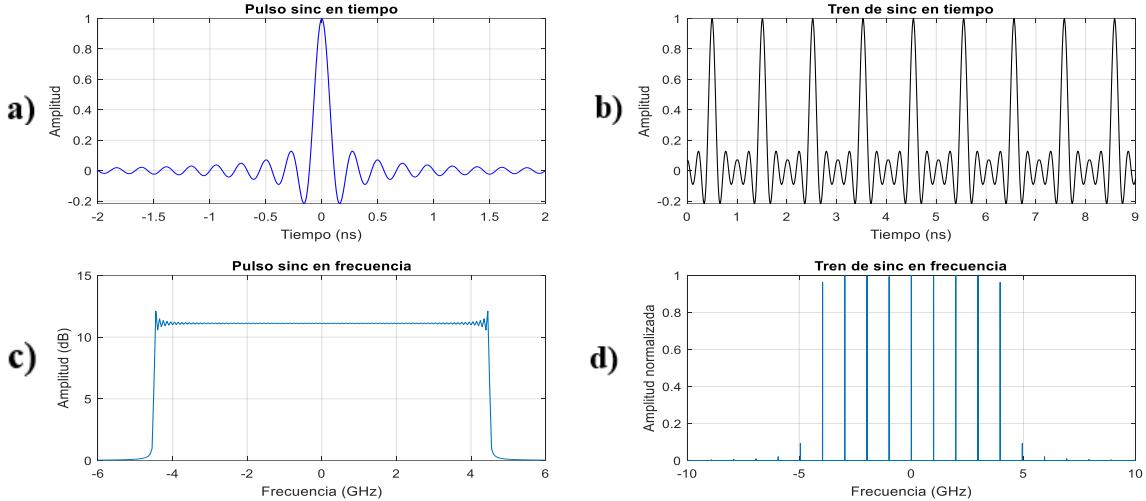


Figura 3: Representación para $R_s=1 \text{ Gbaud}$, $N=9$ y 100 muestras por símbolo. Pulso sinc en el dominio del tiempo (a) y su correspondiente espectro rectangular en frecuencia (c). Secuencia de pulsos sinc en el dominio del tiempo (b) y en el dominio de la frecuencia (d).

No obstante, MA no trabaja con un pulso sinc aislado, sino que se construye una secuencia de pulsos desplazados en tiempo para generar una señal que cumple la siguiente expresión:

$$ss(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) * \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - k\Delta\tau) \rightarrow SS(f) = \frac{1}{N \cdot \Delta f} \text{rect}\left(\frac{f}{N \cdot \Delta f}\right) \cdot \Delta f \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(f - k\Delta f) \quad (5)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \delta(f - k\Delta f)$$

Se trata de un tren de pulsos sinc en el dominio del tiempo cuya periodicidad viene marcada por el periodo de muestreo $\Delta\tau$. En frecuencia, esta secuencia se corresponde con un tren de N deltas equiespaciadas $\Delta f = \frac{1}{\Delta\tau}$. Es decir, que al contrario de lo que ocurre en una situación de muestreo ideal en la que al muestrear se estarían generando infinitas réplicas del espectro de la señal muestreada, con MA únicamente se generarían N réplicas, resultando en un ancho de banda total $B_{ss} = N \cdot \Delta f$. Se puede decir así, que el ancho de banda B que ocupa un único pulso sinc es el mismo que se obtiene al replicar en tiempo dicho pulso para generar una secuencia periódica. No se modifica el ancho de banda total que ocupa la señal muestreada ($B_{ss} = B$). La secuencia de sinc en tiempo a partir de la ecuación (5) y su espectro en frecuencia se visualizan en la *Figura 3 (b)* y *Figura 3 (d)* respectivamente. En esta última se identifica con claridad la secuencia de

$N = 9$ deltas ubicadas en k veces la tasa de símbolo, con $k \in \left[-\frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2}\right] = [-4, 4]$, que se indica a continuación en (7).

En términos matemáticos, el muestreo con secuencias de sinc puede expresarse como:

$$r(t) = x(t) \cdot ss(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot \text{sinc}\left(\frac{t}{T} - k\Delta\tau\right) \quad (6)$$

Donde la señal muestreada $r(t)$ se obtiene del producto en tiempo de una señal cualquiera $x(t)$ por la secuencia de sinc $ss(t)$ definida en (5). En el dominio de la frecuencia, esto se traduce en:

$$\begin{aligned} R(f) &= T.F.\{r(t)\} = X(f) * SS(f) = \frac{1}{N} X(f) * \sum_{k=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \delta(f - k\Delta f) = \\ &= \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} X(f - k\Delta f) \end{aligned} \quad (7)$$

El espectro de la señal resultante estará formado por N réplicas del espectro de $x(t)$ centradas cada una de ellas en $k \cdot \Delta f$, $k \in \left[-\frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2}\right]$, como se evidencia en la ecuación (7).

2.2.2: Comportamiento agnóstico

Una de las principales ventajas que brinda este sistema y que todavía no se ha comentado es su transparencia ante la naturaleza de las señales (de ahí el título de “agnóstico” en su nombre). Es indiferente que éstas tengan modulación MPSK o M-QAM, con conformado rectangular o de tipo coseno realizado, todas ellas son tratadas de la misma forma.

Esto se debe a que cada símbolo se envía por el canal representado como una única muestra, es decir, como un único valor de amplitud sin importar los pasos que se han seguido para llegar a este dato. Simplemente, emisor y receptor de un mismo mensaje deben ser conscientes de las decisiones de implementación que se han utilizado para el envío de estos datos. En otras palabras, las señales $x_n(t)$ e $y_n(t)$ de la Figura 2 en cada rama deben enviarse y recibirse por un transmisor y un receptor con las mismas características. De este modo, si una de las señales $x_0(t)$ se modula con una modulación 32-QAM con un conformado de pulso rectangular, el receptor de la señal $y_0(t)$ a la salida del demultiplexor debe saber que tiene que utilizar un *matched filter* rectangular y un demodulador 32-QAM. Más allá de esta concordancia lógica entre los dos extremos de la comunicación, el único requisito que deben cumplir todas las señales $x_n(t)$ es el teorema de Nyquist: su ancho de banda en banda base debe ser menor o igual a la mitad de la frecuencia de muestreo a la que se esté trabajando, como establece el teorema de Nyquist del muestreo: $f_s \geq 2 \cdot BW$ [7].

2.2.3: Dominio frecuencial

A continuación, se analiza el sistema desde un punto de vista espectral, es decir, en el dominio frecuencial. Anteriormente se ha explicado cómo se representa en el dominio de la frecuencia una secuencia de pulsos sinc y se han comentado algunas de sus implicaciones, pero ¿cómo afecta esto al espectro de las señales en el transmisor y el receptor?, ¿qué forma tiene el espectro de la señal multiplexada que viaja por el canal de comunicaciones?

Parte de la primera pregunta ya se ha respondido en la anterior sección. Al muestrear una señal con un tren de pulsos sinc (cuyo espectro es un tren de N deltas) su espectro se replica tantas veces como usuarios se estén multiplexando (N), resultando en un ancho de banda ideal $B_s = N \cdot \Delta f$. En los esquemas de transmisor y receptor de la *Figura 2* se ve cómo a lo largo de una comunicación, en este método se realizan 2 productos diferentes por secuencias de sinc desplazadas (uno en cada extremo de la comunicación). Es decir, que el espectro de las señales $x_n(t)$ se expande hasta en 2 ocasiones.

Esto es lo que se refleja en la *Figura 4*, en la que se presenta a partir del esquema de la *Figura 4 (a)* (que sigue una estructura similar al diagrama de bloques presentado en la sección 2.1), las Densidades Espectrales de Potencia (DEP) de diferentes señales a lo largo de la comunicación. A modo de ejemplo, se ha utilizado para la transmisión una tasa de símbolo $R_s = 10 \text{ Gbaud}$, una frecuencia de muestreo $f_s = 90 \text{ GSa/s}$, una modulación 16-QAM y un conformado de pulso coseno realizado con *roll-off* 0.1.

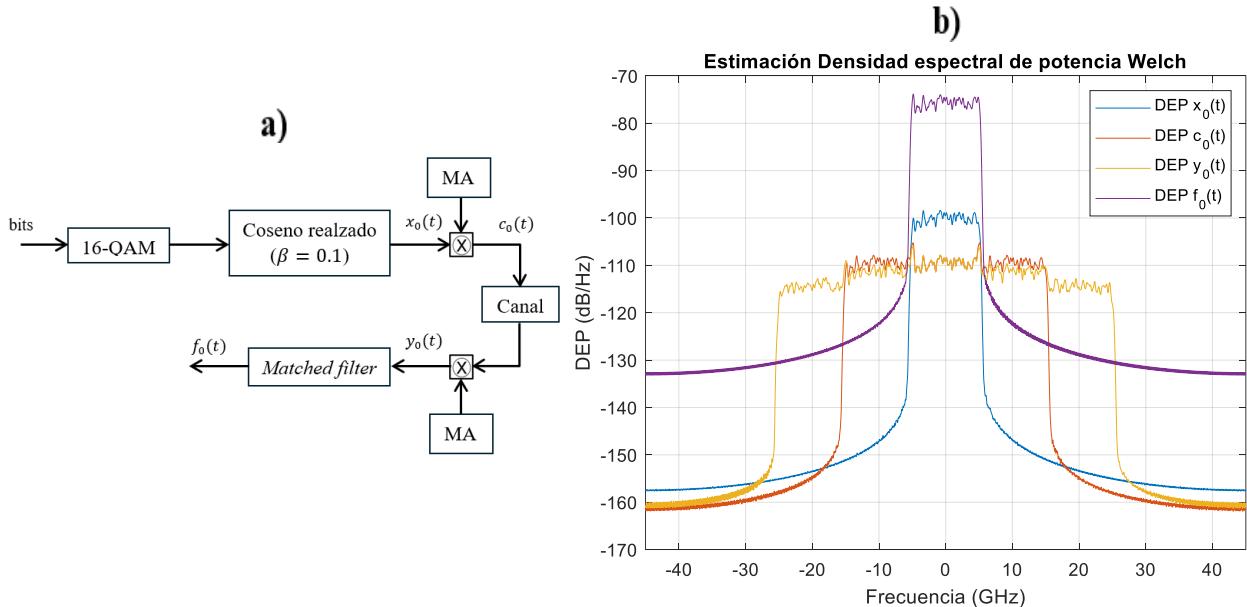


Figura 4: En base a las señales presentadas en el esquema (a): DEP de señal $x_0(t)$ de entrada al sistema (azul), DEP $c_0(t)$ tras muestreo con secuencia de pulsos sinc en trx. (naranja), DEP $y_0(t)$ tras producto con secuencia de pulsos sinc en rx. (amarillo) y DEP de la señal recuperada en recepción tras filtro adaptado (b). Datos de representación: $R_s = 10 \text{ Gbaud}$, $f_s = 90 \text{ GSa/s}$, conformado coseno realizado con $\beta = 0.1$, $N=3$ usuarios.

Se identifica un ancho de banda en banda base $BW = R_s \cdot \frac{1+\beta}{2} = 5.5 \text{ GHz}$ para la señal original, que al multiplicarla en tiempo por la secuencia sinc que le corresponda con MA, se visualiza el ensanchamiento de este espectro en color naranja. Dado que en futuras secciones del trabajo se va a trabajar con $N = 3$ usuarios, se ha tomado este mismo valor de N de forma que el espectro se ensancha hasta $N \cdot BW = 16.5 \text{ GHz}$, siendo 16,5 GHz

el ancho de banda que ocuparía la señal al mandarla por el canal. Por lo tanto, es importante escoger un canal adecuado y sin distorsión que no afecte a ese rango de frecuencias.

Por otro lado, este trabajo está enfocado para comunicaciones por fibra óptica, de forma que la recepción de las señales se efectuará con fotodiodos. Más adelante se propondrán diferentes escenarios para un montaje experimental, pero este ensanchamiento del espectro también restringe el tipo de fotodiodos apto para el sistema. Para recibir la señal en este caso, el ancho de banda del fotodiodo debería ser superior a los 16.5 GHz.

Más adelante, en el receptor, se realiza un nuevo producto por el tren de sinc que hace que el espectro se ensanche nuevamente hasta 26.5 GHz. Esta señal es la que se pasa por el filtro adaptado en recepción, que devuelve la anchura del espectro al tamaño inicial (DEP en color morado en la *Figura 4*).

Se planteaba también una segunda pregunta relacionada con la forma del espectro de la señal multiplexada que sale del transmisor. La respuesta se visualiza en naranja en la *Figura 4*. El espectro de cada señal de forma independiente en cada rama de la *Figura 2* tiene la misma anchura que la señal $r_{MA}(t)$ a enviar. Entonces, ¿Cómo se diferencia cada rama/usuario de las demás? Al multiplicarlas por secuencias de sinc desplazadas en tiempo, la fase en cada canal cambia, por lo que los espectros de las señales $c_n(t)$ están contenidos en un mismo rango de frecuencias (suponiendo que trabajan a igual tasa y mismo conformado de pulso), pero con desfases diferentes.

De este modo, se estarán aprovechando las mismas frecuencias para incluir información de N canales independientes, maximizando el aprovechamiento del ancho de banda disponible. Además, permitiría que, en sistemas de multiplexación de mayores dimensiones y más complejos, podrían aprovecharse otras frecuencias para realizar una multiplexación WDM tras la multiplexación agnóstica [11]. Es decir, crear un canal WDM integrado por varios canales agnósticos.

2.3.- Comparativa

Una vez comprendido el funcionamiento de MA, en esta sección se presentan algunas similitudes y diferencias con otras metodologías de multiplexación ya existentes, concretamente con respecto a OFDM y CDM. El primer caso sirve como comparativa con otro método que ya se utiliza y que toma ventaja de la propiedad de ortogonalidad y el segundo se utilizará como herramienta para aclarar el papel de las secuencias de pulsos sinc en cada canal.

2.3.1: OFDM vs MA

OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) es una técnica de modulación multiportadora que, al igual que el método propuesto, aprovecha la propiedad de ortogonalidad para conseguir mejores prestaciones. En este caso, se saca ventaja de este criterio en el dominio de la frecuencia, con portadoras ortogonales que permiten el solapamiento de sus espectros sin derivar en interferencias entre ellas y consiguiendo así mayor eficiencia espectral [12]. De forma contraria, el método de multiplexación propuesto hace uso de la ortogonalidad en el dominio del tiempo.

Sin embargo, como se verá más tarde en este trabajo, en el dominio óptico el método agnóstico puede implementarse de forma relativamente sencilla mediante moduladores *Mach-Zehnder* (MZM) y bloques típicos como desfasadores, etc. Dista mucho de la complejidad de implementación que supone el sistema OFDM, pues requiere componentes ópticos poco convencionales y electrónica más compleja en transmisión y recepción [7]. Además, no tiene la misma versatilidad en términos de transparencia ante la naturaleza de las señales. OFDM se utiliza generalmente con esquemas de modulación M-QAM o M-PSK [13], mientras que el método estudiado en este proyecto ofrece buenas prestaciones para un mayor rango de modulaciones. 16-QAM, 4-QAM, QPSK, PAM-2, o PAM-4 son algunos de los escenarios de modulación que han sido probados y en todos ellos los resultados han sido buenos para diferentes conformados de pulso.

2.3.2: CDM vs MA

De forma contraria a la comparativa anterior, en este caso se presentan algunas similitudes con la metodología de CDM (*Code Division Multiplexing*). Este sistema de multiplexación (o su equivalente CDMA de acceso al medio) permite unificar en una misma señal información de diferentes usuarios mediante su distinción por diferentes códigos. Así, en un mismo instante de tiempo y a una misma frecuencia, hay datos de todos los usuarios que sólo se pueden diferenciar por una palabra código que conocen emisor y receptor del mensaje.

De forma aproximada, esto es lo que sucede en el método de multiplexación explicado, pudiendo establecer una analogía entre las palabras código de CDM y las secuencias de pulsos sinc de MA. Ambas deben conocerse de forma imprescindible tanto en el transmisor como en el receptor y también cumplen la condición de ortogonalidad para que no existan interferencias entre canales. Si ocurre una descoordinación entre cada canal y su respectiva secuencia de pulsos sinc (o código en CDM), la información no se podrá recuperar.

Si bien es cierto que se puede dictar esta similitud entre ambos métodos, también existen diferencias importantes. Principalmente, en el método agnóstico la información de cada canal/usuario no viaja en los mismos instantes de tiempo, sino que en la duración de un periodo de símbolo se identifican diferentes momentos con los datos de cada canal (en la sección de simulación se profundiza más en este aspecto). Además, pese a que todos ocupan el mismo rango de frecuencias en su espectro, la fase es diferente para todos ellos, siendo esta la forma de discernir entre usuarios.

3. SIMULACIÓN CON MATLAB

Una vez presentados los fundamentos teóricos sobre los que se apoya MA, a continuación, se presentan las simulaciones realizadas con el software *Matlab* de un sistema de comunicaciones en el que se ha integrado la técnica de multiplexación. Con estas simulaciones, se pretenden afianzar y visualizar algunos de los conceptos explicados en el capítulo anterior. Además, permitirá profundizar en otros aspectos relevantes en todo sistema de comunicaciones como pueden ser la frecuencia de muestreo, tasas de transmisión, conformados de pulso, etc., así como afrontar algunos retos que no surgen en la teoría, pero que deben resolverse en la práctica.

3.1.- Escenario de trabajo

El escenario de simulación propuesto se presenta en la *Figura 5*. Para simplificar el sistema, se ha elegido un número de canales a multiplexar $N = 3$ representados como 3 ramas diferentes en el transmisor y en el receptor. En lo que concierne al método de multiplexación, para $N = 3$, la secuencia de sinc que se utilizará para el muestreo es equivalente a una señal sinusoidal con un cierto *offset* como se explicará con mayor detalle más adelante.

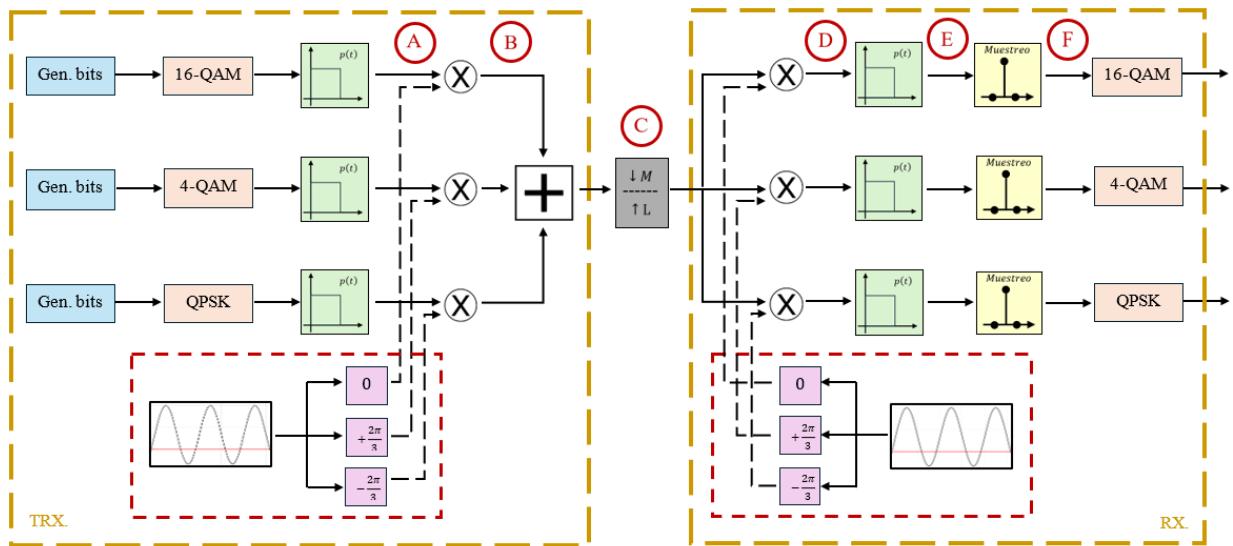


Figura 5: Escenario de simulación implementado en Matlab para la multiplexación de $N=3$ usuarios con modulaciones 16-QAM en la primera rama, 4-QAM en la segunda y QPSK en la tercera.

La simulación comienza con la generación de una secuencia aleatoria de bits diferente para cada uno de los tres canales o usuarios. En este caso y con el objetivo de ejemplificar el funcionamiento agnóstico descrito previamente, se codifican estos bits con tres modulaciones distintas: 16-QAM en la primera rama, 4-QAM para la segunda y QPSK en la tercera.

Tras la obtención de los símbolos de cada rama, se les aplica un conformado de pulso rectangular, aunque más adelante se verán otras posibilidades y se compararán sus prestaciones. La duración de este pulso rectangular viene determinada por el número de

muestras que se le asignan a cada símbolo N_{ss} , definido como el cociente entre la frecuencia de muestreo f_s a la que se esté trabajando y la tasa de símbolo R_s : $N_{ss} = \frac{f_s}{R_s}$.

A la salida de los conformadores de pulso, el punto A en la *Figura 5*, es donde se aplica el método de multiplexación (MA) propuesto en este trabajo. Como ya se ha adelantado, para $N = 3$ una secuencia de pulsos sinc puede representarse de forma equivalente como una señal sinusoidal (o cosenoidal) con un cierto *offset* o desplazamiento vertical. Esto es así porque, para $N = 3$, se busca una señal que entre dos máximos consecutivos tenga $N - 1 = 2$ cruces por cero, que precisamente coinciden con los dos cruces por cero que hay en un periodo de una señal cosenoidal. Además, para que se cumpla la ortogonalidad de las secuencias de sinc de las 3 ramas (demostrada en el *Anexo I*), es necesario un retardo temporal de $\frac{T_s}{3}$ y $\frac{2T_s}{3}$ entre ellas, o lo que es lo mismo, un desfase en cada una de ellas de 0° , 120° ($1 \cdot \frac{360^\circ}{N}$) y 240° ($2 \cdot \frac{360^\circ}{N}$) respectivamente.

El periodo de la función coseno utilizada viene determinado por $T_s = \frac{1}{R_s}$ (tiempo de símbolo), de modo que haya un máximo de la señal para cada símbolo transmitido. Los cruces por cero deben estar en $\frac{T_s}{3}$ y $\frac{2T_s}{3}$ para que coincidan con las posiciones en las que se sitúan los máximos de las secuencias de las otras ramas. Sin embargo, como se representa en la *Figura 6 (a)*, en una señal coseno los cruces por cero están ubicados en $\frac{T_s}{4}$ y $\frac{3T_s}{4}$ y es por eso por lo que es necesario un *offset* que haga coincidir los ceros del periodo de la señal con las posiciones $\frac{T_s}{3}$ y $\frac{2T_s}{3}$ en las que deben estar. En este caso, como se muestra en la *Figura 6 (b)*, este *offset* debe ser de 0.5.

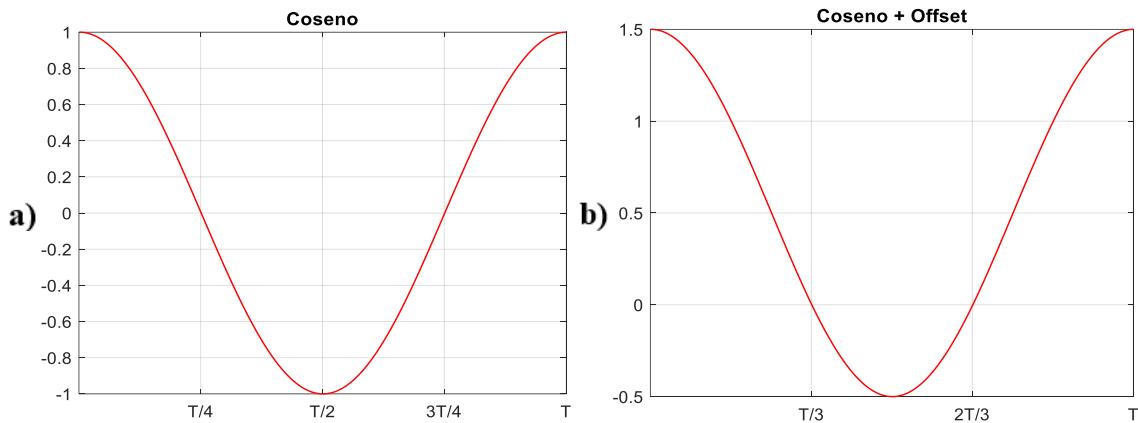


Figura 6: Periodo completo de una señal coseno convencional (a) y de una señal coseno con un offset=0.5 (b) para el muestreo de las señales a multiplexar.

Una vez generadas las secuencias de sinc (secuencias coseno+*offset*) desplazadas para cada usuario o rama, se multiplican con las señales de salida de los conformadores de pulso para llegar al punto B en la *Figura 5*. Ya con los tres canales muestreados, se realiza la suma de las tres señales resultando en una señal que contiene la información de los tres usuarios con la multiplexación propuesta. Esta señal resultante se envía por un canal simulado en el que se atenuará y se añadirá ruido para simular la posible degradación que pueda tener esta señal en un sistema real.

En recepción, el primer paso para recuperar las señales es multiplicar la señal recibida que ha pasado por el canal de comunicaciones por las secuencias de sinc desplazadas. El

mismo bloque de muestreo empleado en el transmisor, se utiliza en el receptor. En este punto, resulta clave que cada una de las tres ramas se multiplique por la misma secuencia de sinc desplazada que se había utilizado para esa misma rama en transmisión, de forma que no se produzca ninguna desincronización. En el punto D en la *Figura 5*, se pasa en cada rama la señal remuestreada por el filtro adaptado (*matched filter*) al pulso conformador utilizado en transmisión para maximizar la SNR. En este caso, el pulso conformador es un pulso rectangular de duración T_s segundos, o N_{ss} muestras, luego el filtro adaptado para las tres ramas será el mismo e idéntico al pulso conformador $p(t)$, cumpliendo con la respuesta impulsional de la ecuación (1).

El siguiente paso, punto E en la *Figura 5*, es muestrear los símbolos recibidos en cada canal, es decir, quedarse con una única muestra por cada símbolo que deberá coincidir con la que se había generado en el transmisor para que la comunicación se considere exitosa y sin errores. Para determinar el punto óptimo de muestreo sobre la salida del filtro adaptado se halla el punto de máxima energía sobre el diagrama de ojo, definido como el instante en el que con mayor probabilidad la muestra tomada será la correcta. Muestreada la señal en el instante óptimo para cada símbolo, el último paso es demodular los símbolos decididos, con un demodulador 16-QAM para la primera rama, 4-QAM para la segunda y QPSK para la última.

Cabe destacar que durante la simulación y para evitar efectos de bordes que aparecen en las señales al pasárlas por el pulso conformador y el filtro adaptado principalmente, en el transmisor no sólo se modula y envía una única secuencia de símbolos generada, sino que se concatena varias veces esta misma secuencia de forma cíclica. Posteriormente en el receptor, se sincroniza la secuencia recibida con la transmitida. Es precisamente después del muestreo y antes de la demodulación dónde se aplica esta sincronización mediante la correlación entre la señal muestreada en cada rama y la secuencia de símbolos objetivo (los generados en el transmisor) para elegir sólo una de las secuencias de símbolos recibidos para su demodulación.

De todo el escenario diseñado queda un punto por explicar, punto C en la *Figura 5*, y que será clave para aproximar de forma más fiel la simulación a la realidad. Se trata de un bloque de diezmado/interpolación ubicado en el canal, entre el transmisor y el receptor. Este bloque es necesario porque ambos extremos de la comunicación, transmisor y receptor, pueden trabajar a diferentes frecuencias de muestreo ($f_{s-trx} \neq f_{s-rx}$) en un escenario real. Si $f_{s-trx} > f_{s-rx}$ el bloque actuará como diezmador, mientras que si $f_{s-trx} < f_{s-rx}$ actuará como interpolador. La diferente frecuencia de muestreo hace que el número de muestras por símbolo N_{ss} sea también diferente para el transmisor (N_{ss-trx}) y para el receptor (N_{ss-rx}) e implica la necesidad de ajustar el número de muestras que se le asigna a cada símbolo antes del receptor para que el procesado sea adecuado. Ante esta posibilidad se ajustan también las longitudes del pulso conformador, filtro adaptado y de los bloques de muestreo en transmisor y receptor al número de muestras N_{ss-trx} y N_{ss-rx} y no al N_{ss} genérico que se había definido con anterioridad.

3.2.- Resultados de simulación

En esta primera simulación se pretende poner forma a algunas de las señales que aparecen a lo largo del escenario presentado en la *Figura 5*, para lo cual se ha fijado una tasa de símbolo $R_s = 10 \text{ Gbaud}$. Además, el transmisor y el receptor trabajan a la misma frecuencia de muestreo $f_{s-trx} = f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$, resultando en 9 muestras por

símbolo en ambos extremos. Por otro lado, el canal de comunicaciones simulado introduce un pequeño nivel de ruido fijando una relación señal a ruido en el receptor de $SNR = 17 dB$.

En la *Figura 7* se representan algunas de las señales simuladas. Destacar que para los tres formatos de modulación, dada su naturaleza imaginaria, se ha representado en todos los casos su módulo (que para 4-QAM y QPSK es constante para todos los símbolos). Además, se han normalizado a la misma potencia las señales de los tres usuarios en el punto A de la *Figura 5* (después del conformado de pulso) para que exista uniformidad en su potencia.

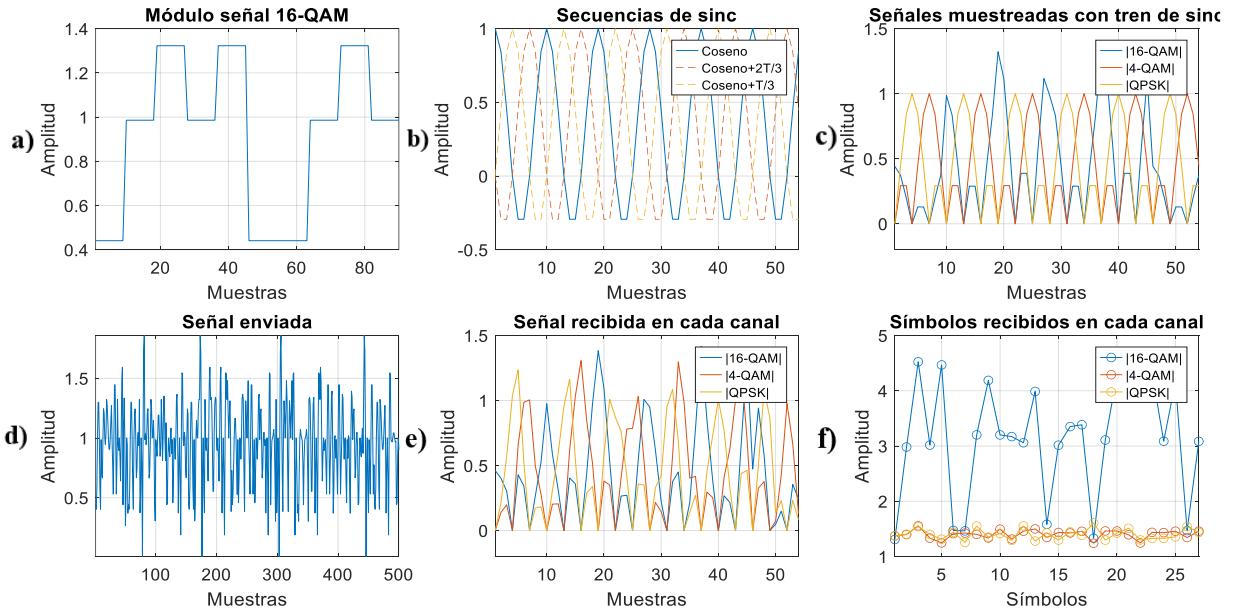


Figura 7: Señales del escenario de simulación de la Figura 5. En transmisión: Módulo de la señal 16-QAM normalizada en el punto A (a), secuencias coseno de muestreo para cada canal (b) y señales de cada rama muestreadas con dichas secuencias (punto B) (c). Señal MA a enviar (d). En recepción: Señales en cada rama en el punto D (e) y símbolos decididos para cada rama en el punto F (f).

En esta figura es posible ver la evolución de las señales en cada rama para diferentes puntos del escenario propuesto. En la *Figura 7 (b)* se muestran las secuencias coseno desplazadas para cada uno de los tres usuarios y el resultado de su multiplicación con las señales de cada usuario (*Figura 7 (c)*). Esta *Figura 7 (c)* visualiza el concepto de multiplexación que se ha implementado en el que sólo se envía una muestra para cada símbolo generado. Además, se aprecia cómo en la duración de un símbolo ($T_s = \frac{1}{R_s}$) en realidad se están mandando 3 símbolos, uno de cada usuario, por lo que la tasa original $R_s = 10 Gbaud$ se estaría triplicando al multiplexar la información de los tres usuarios.

A continuación, la señal suma de los tres canales pasa por el canal de comunicaciones añadiéndole ruido y llega al receptor (*Figura 7 (d)*). El primer paso en recepción es volver a multiplicar en cada canal por el coseno que le corresponda. Así, de forma ideal, la *Figura 7 (e)* debería ser igual a la *Figura 7 (c)*, pues son las mismas muestras de cada uno de los símbolos que se envían y se reciben en cada rama. Se observa cómo ambas representaciones son similares pero no idénticas, pues el ruido introducido en este caso apenas deforma las señales recibidas en cada canal respecto a las enviadas. Dado que este ruido es una de las principales fuentes de error y que la potencia del mismo es débil, se ve en la *Figura 7 (f)* cómo las muestras tomadas para cada símbolo apenas se desvían de los símbolos transmitidos.

Para la señal QPSK (en amarillo) y la señal 4-QAM (en rojo), se aprecia cómo el módulo permanece aproximadamente constante, y para los primeros símbolos de la señal 16-QAM (en azul), al compararse con los enviados en la *Figura 7 (a)*, es posible ver que coinciden. Al calcular el SER se obtiene que no se ha cometido ningún error y el EVM es de apenas el 8%, resultados esperables para este primer caso en el que las condiciones del canal apenas degradan la señal.

En la siguiente figura, *Figura 8*, se presentan las constelaciones de los símbolos recibidos para las tres modulaciones: 16-QAM (*Figura 8 (a)*), 4-QAM (*Figura 8 (b)*) y QPSK (*Figura 8 (c)*). En dichas constelaciones se aprecia una baja dispersión de los símbolos recibidos que concuerda con el reducido EVM medido.

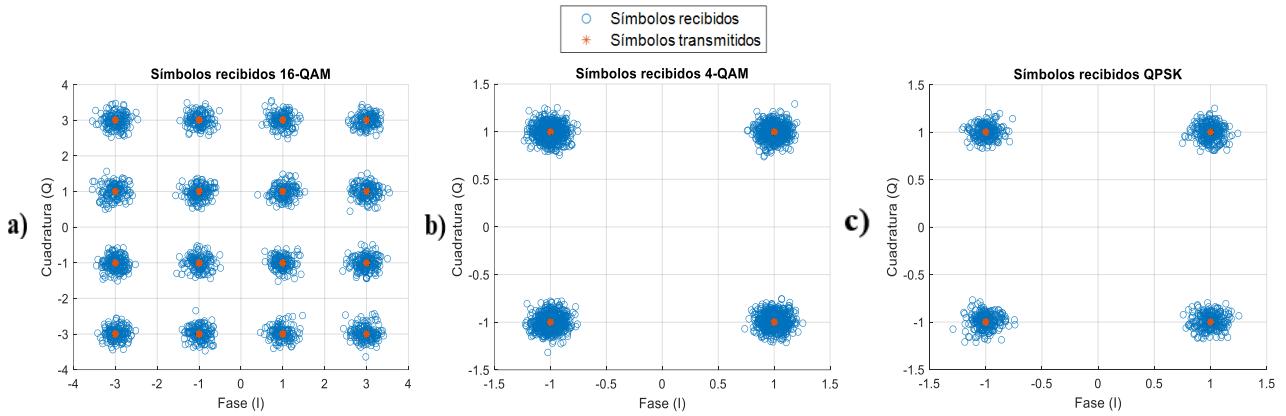


Figura 8: Constelación de símbolos transmitidos y recibidos para modulación 16-QAM (a), 4-QAM (b) y QPSK (c) para una SNR=17 dB en el receptor.

Las dos medidas de error comentadas con anterioridad (SER, EVM) junto con el BER, son las que se han utilizado para evaluar las prestaciones del sistema en todos los casos que se van a presentar. El BER (*Bit Error Rate*) resultará útil para medir cuántos bits (y por consiguiente símbolos) de los decididos son erróneos respecto a los transmitidos y el EVM (*Error Vectorial Magnitude*) es especialmente útil para modulaciones complejas como las presentadas para medir el grado de dispersión de los símbolos recibidos respecto a los transmitidos. Además, para medir la sensibilidad del sistema en términos de BER, se ha establecido un valor límite de 10^{-2} (entendida la sensibilidad como la potencia mínima que garantiza el límite FEC), considerado como un nivel de referencia para decodificación FEC (*Forward Error Correction*) para HD (*hard-decision*) [14].

3.3.- Estudio tasas de muestreo

Visto el comportamiento del sistema en condiciones favorables, se presentan a continuación nuevos escenarios modificando algunos parámetros del sistema y del canal de comunicación. Concretamente, se ha simulado el comportamiento del sistema en un rango de relación señal a ruido entre -5 dB y 20 dB ($-5 \text{ dB} \leq \text{SNR} \leq 20 \text{ dB}$) y en cuatro situaciones diferentes en términos de frecuencia de muestreo a la que trabajan transmisor y receptor:

1. $f_{s-trx} = 60 \text{ GSa/s}; f_{s-rx} = 60 \text{ GSa/s}$
2. $f_{s-trx} = 60 \text{ GSa/s}; f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$
3. $f_{s-trx} = 90 \text{ GSa/s}; f_{s-rx} = 60 \text{ GSa/s}$
4. $f_{s-trx} = 90 \text{ GSa/s}; f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$

Bajo estas condiciones y manteniendo una tasa de símbolo $R_s = 10 \text{ Gbaud}$, se ha simulado el envío de 400.000 bits utilizando el esquema de la *Figura 5*. En la *Figura 9* y en la *Figura 10* se muestran en forma de gráfica los resultados de BER y EVM respectivamente obtenidos para las cuatro combinaciones de frecuencias de muestreo en cada una de las ramas para los distintos valores de SNR.

Como era de esperar, la evolución del BER a medida que aumenta la SNR es decreciente para las tres modulaciones/usuarios. Además, es clara la diferencia en términos de número de errores cometidos en la recuperación de los símbolos que existe entre los tres tipos de modulación empleadas como era esperable. Fijando la SNR a 5 dB por ejemplo, para la modulación 16-QAM el BER oscila entre $5 \cdot 10^{-2}$ y 10^{-1} (nivel alto), valor superior al límite FEC de 10^{-2} anteriormente fijado. Para la modulación 4-QAM, el BER para SNR=5 dB desciende a valores entre 10^{-3} y $6 \cdot 10^{-3}$ (dependiendo de la combinación de frecuencias de muestreo) y para QPSK se obtienen valores similares.

Por tanto se puede decir que para estas dos últimas modulaciones, para SNR superiores a 2.5 dB o 4 dB (dependiendo de las frecuencias de muestreo empleadas), las prestaciones se pueden considerar exitosas en cuanto a no superar el límite FEC de sensibilidad establecido. Sin embargo, para 16-QAM, este umbral requiere una SNR por encima de entre 9 dB y 12 dB aproximadamente. Es decir, que como es lógico, para la modulación 16-QAM cuya constelación es mucho más compleja (4 bits por símbolo) que la de 4-QAM y QPSK (2 bits por símbolo) las prestaciones del sistema son peores al ser más sensible al ruido.

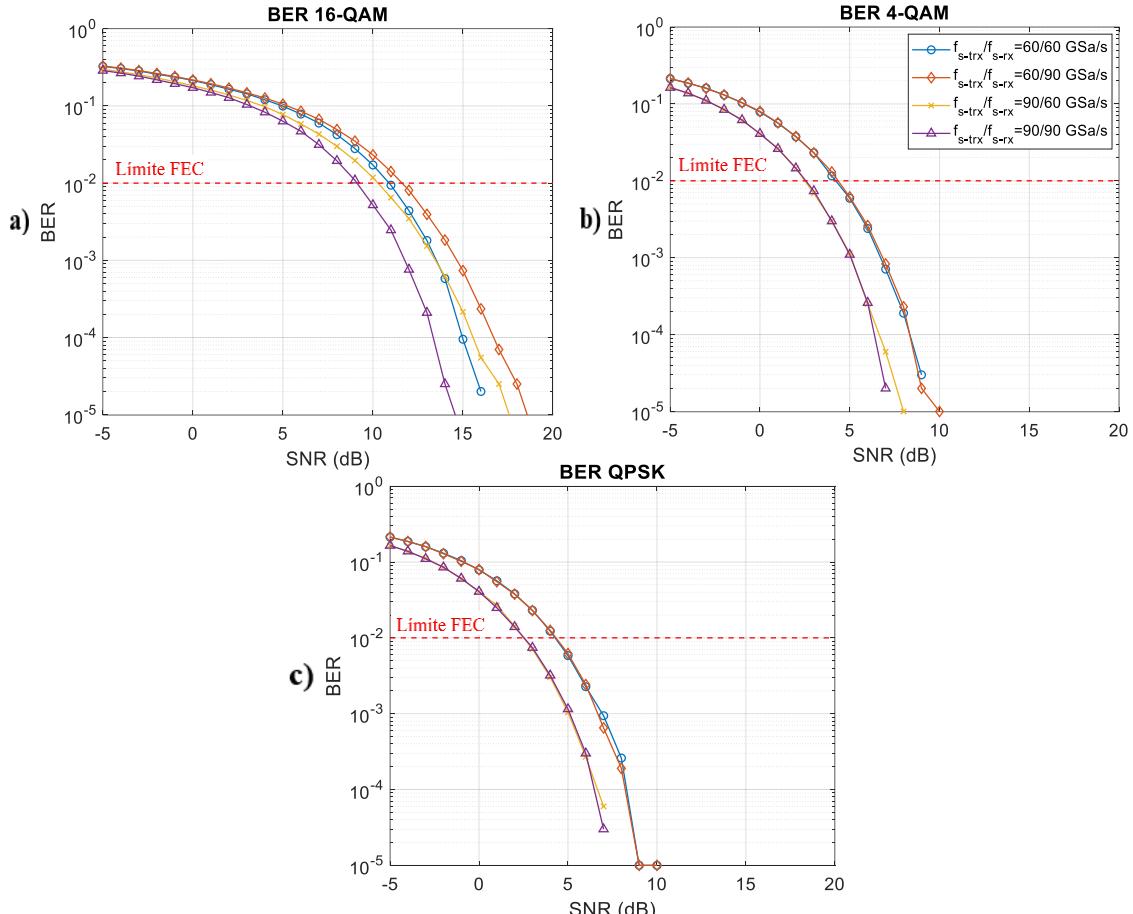


Figura 9: Gráficas de BER para $R_s = 10 \text{ Gbaud}$ y cuatro combinaciones de f_{s-trx} y f_{s-rx} . BER para modulación 16-QAM (a), 4-QAM (b) y QPSK (c). Las tres gráficas utilizan la misma leyenda mostrada en (b).

En cuanto a las diferencias en el rendimiento entre las combinaciones de f_{s-trx} y f_{s-rx} , se identifica cómo en los tres casos se obtienen los mejores valores de BER para la combinación de $f_{s-trx} = f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$. En el resto de casos es más variable, pero para 4-QAM y QPSK puede verse cómo para $f_{s-trx} = 90 \text{ GSa/s}$ y $f_{s-rx} = 60 \text{ GSa/s}$ el BER es muy similar al mejor caso comentado. Se puede decir por tanto que, cuando las frecuencias de muestreo son diferentes en ambos extremos de la comunicación, el sistema parece funcionar mejor cuando la frecuencia de muestreo en el transmisor es mayor que en recepción ($f_{s-trx} > f_{s-rx}$).

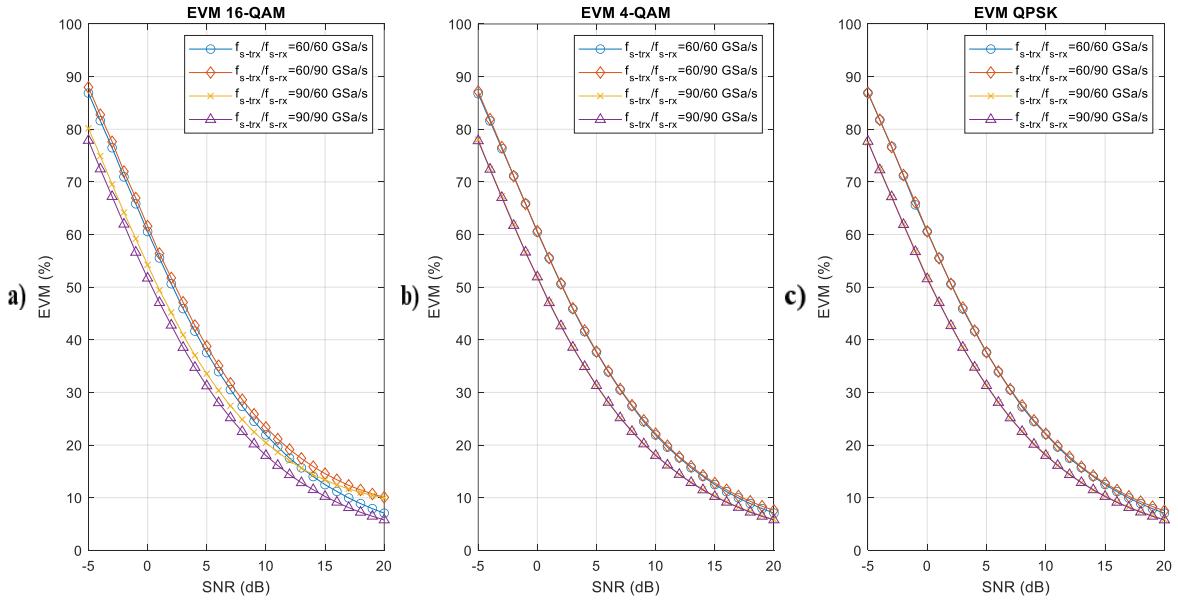


Figura 10 Gráficas de EVM para $R_s = 10 \text{ Gbaud}$ y cuatro combinaciones de f_{s-trx} y f_{s-rx} . EVM para rama con modulación 16-QAM (a), 4-QAM (b) y QPSK (c).

En la Figura 10, en la que se muestra el EVM para las tres modulaciones, pueden confirmarse las conclusiones anteriores. Para los valores de SNR más bajos la dispersión de los símbolos recibidos respecto a las posiciones que deberían ocupar en las constelaciones es alta, cercana al 80%-90%. Del mismo modo que se veía en la Figura 9, es para el caso de $f_{s-trx} = f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$ en el que el EVM es menor para los 3 tipos de modulaciones propuestos. Por otro lado, al observar la Figura 10 (b) y la Figura 9 (b) para 4-QAM se puede ver un último aspecto a destacar, ya que ambas coinciden en que las curvas para $f_{s-trx} = f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$ y para $f_{s-trx} = 90 \text{ GSa/s}; f_{s-rx} = 60 \text{ GSa/s}$ son prácticamente idénticas y para $f_{s-trx} = f_{s-rx} = 60 \text{ GSa/s}$ y $f_{s-trx} = 60 \text{ GSa/s}; f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$ lo mismo. Es decir, que para esta modulación y lo mismo ocurre para QPSK, no se diferencian claramente 4 curvas (una por cada caso), sino que se agrupan de 2 en 2 y se obtienen casi los mismos resultados para dos combinaciones diferentes de f_{s-trx} y f_{s-rx} .

A modo de resumen, se puede concluir que el comportamiento del sistema es mejor para $f_{s-trx} = f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$. Con esta combinación, las prestaciones se pueden considerar buenas en cuanto a no superar el límite FEC fijado (10^{-2}) para SNR superiores a 9 dB para la modulación 16-QAM y SNR superiores a 2.5 dB para 4-QAM y QPSK. Para estas últimas, por encima de SNR=9 dB aproximadamente, el BER parece ser cero para cualquier combinación de frecuencias de muestreo (aunque realmente no es cero, solo que está por debajo del BER que se puede detectar con los 400.000 bits transmitidos), mientras que para 16-QAM oscila entre 10^{-2} y $4 \cdot 10^{-2}$. En cuanto al EVM, sigue una

pendiente descendente en todos los casos, desde un 80%-90% en la condición más desfavorable hasta apenas un 10% para las SNR más altas. Resulta interesante comentar que, aunque todas las modulaciones tienen valores similares de EVM, en el caso de 16-QAM, al tener más símbolos en la constelación, los símbolos estarán más cerca entre sí en la señal en tiempo, por lo que es más fácil confundir unos con otros y por ello el BER es mayor.

3.4.- Estudio conformados de pulso

Con estos nuevos parámetros de simulación en los que se han propuesto diferentes tasas de muestreo y valores de SNR, es posible conocer de forma más realista el comportamiento que tendría el sistema en un montaje real con fibra óptica (aunque no se han añadido efectos de dispersión cromática, dispersión de polarización o efectos no lineales). Para ir más allá, y como ya se adelantaba al inicio de este capítulo, se han evaluado otros conformados de pulso con el fin de evaluar la versatilidad del método. Más concretamente, se han evaluado las prestaciones del sistema para un pulso rectangular y un pulso conformador de tipo coseno realzado (que será el que se utilice en la parte experimental) con un *roll-off* $\beta = 0.1$, valor fácilmente realizable bien sea de forma electrónica o digital [7].

En el primer caso de este análisis, se empleaba $f_{s-trx} = f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$, una SNR en el canal de 17 dB y conformado de pulso y filtro adaptado rectangulares. Para ésta primera configuración se obtenían valores de EVM en torno al 8%. Al cambiar a conformado coseno realzado (con su correspondiente filtro adaptado en recepción) asciende hasta el 10%, valor ligeramente más alto pero muy similar al anterior.

Para un análisis más en profundidad de esta degradación, se han evaluado los mismos escenarios con el mismo esquema de combinaciones de frecuencias de muestreo de transmisor y receptor, pero con conformado coseno realzado. Las prestaciones son algo peores, pero similares en este ensayo. Como se muestra en la *Figura 11* para el caso de los usuarios con modulaciones 16-QAM y QPSK, se observa la pequeña degradación al utilizar conformado coseno realzado para 2 combinaciones diferentes de frecuencias de muestreo. En ambas gráficas se pueden ver en línea continua las prestaciones del sistema con pulso coseno realzado y en línea discontinua con pulso rectangular.

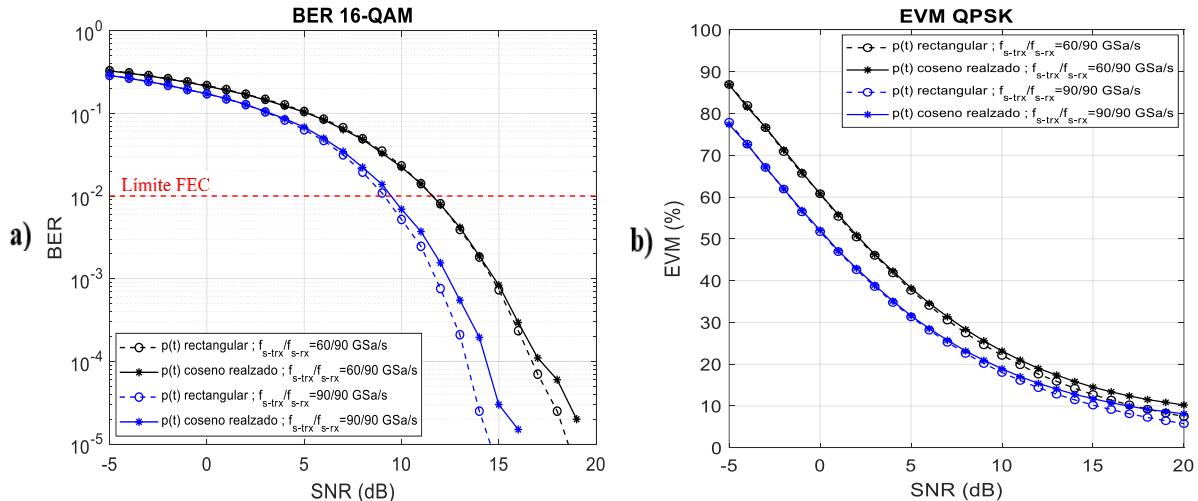


Figura 11: Gráficas de BER para rama con modulación 16-QAM (a) y EVM para rama con modulación QPSK (b) para $R_s = 10 \text{ Gbaud}$ y diferentes combinaciones de f_{s-trx} y f_{s-rx} utilizando conformado de pulso rectangular o coseno realzado con $\beta = 0.1$.

En la *Figura 11 (a)*, para 16-QAM, se pueden diferenciar dos situaciones. Con una combinación de frecuencias de muestreo $f_{s-trx} = 60 \text{ GSa/s}$; $f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$ (representado en negro), durante toda la trayectoria de la curva, es decir, a lo largo de todo el barrido de SNR, apenas existe diferencia entre ambos conformados de pulso. De forma contraria, para $f_{s-trx} = f_{s-rx} = 90 \text{ GSa/s}$ (en azul), las curvas de BER se separan de manera más progresiva hasta llegar a una degradación aproximada de 1 dB (valor razonablemente bajo) al emplear conformado de pulso de tipo coseno realzado. Con respecto al límite FEC establecido, la diferencia es prácticamente inexistente entre ambos conformados. En cuanto al usuario con modulación QPSK, en la *Figura 11 (b)*, se pueden sacar conclusiones parecidas a las anteriores en términos ahora de EVM. En realidad, en este caso esa degradación antes comentada, pequeña pero progresiva, del conformado coseno realzado respecto al conformado rectangular, se aprecia para las dos combinaciones de frecuencias de muestreo presentadas. Para SNR inferiores a 5 dB, el EVM es prácticamente idéntico y, de este punto en adelante, el EVM para el caso de conformado coseno realzado comienza a aumentar respecto al conformado rectangular hasta una separación máxima del 3% de EVM entre ambos, valor que no afecta demasiado negativamente al BER.

Se puede concluir por tanto que la diferencia en las prestaciones del sistema apenas se aprecia al cambiar de conformado rectangular a conformado de tipo coseno realzado. Los resultados tanto para 16-QAM como para 4-QAM y QPSK son muy similares en ambos casos en cuanto a BER, EVM y el límite FEC establecido. Es por ello que para las medidas experimentales se utilizará un conformado de pulso coseno realzado con $roll-off \beta = 0.1$.

3.5.- Instantes óptimos de muestreo

Uno de los aspectos más importantes en recepción es determinar el instante óptimo de muestreo para cada símbolo recibido. De forma ideal este instante se corresponde con el instante en el que el diagrama de ojo presenta la mayor apertura, correspondiéndose también con el instante temporal donde la energía de la señal es máxima. Es crucial por tanto que el muestreo se efectue en el instante adecuado, pues en él se maximiza la SNR instantánea y muestrear en otros instantes significaría una degradación en la calidad de los símbolos recibidos.

Para el escenario de multiplexación descrito resulta aún más importante la elección correcta de este punto de muestreo en cada una de las N ramas en recepción. Además, debe encajar con la muestra en la posición del máximo de la secuencia coseno empleada para la demultiplexación. En caso contrario, no sólo se degradará la calidad de la información recibida, sino que puede llevar a la pérdida total de la información.

Con este sistema de multiplexación, en cada rama y en la duración de un símbolo T_s , se distinguen un máximo de energía y dos nulos (ubicados en las muestras en las que las otras ramas se hacen máximas). Es decir, para $N = 3$, en el tiempo de un símbolo se distinguen 3 muestras claves para la recuperación de los datos situadas en los instantes 0, $\frac{1}{3}T_s$ y $\frac{2}{3}T_s$. Así, para la primera rama o usuario, el coseno se hará máximo en la primera muestra del símbolo y será su punto de máxima energía y punto óptimo de muestreo. Para la segunda, su secuencia coseno se hará máxima en $\frac{1}{3}T_s$, desplazando hasta ahí el instante de muestreo y para la tercera, se desplazará hasta $\frac{2}{3}T_s$. Esta situación se representa en la

Figura 12, con los diagramas de ojo en el receptor para cada una de las tres ramas del escenario de simulación (Figura 5) después de multiplicar la señal recibida del canal por las secuencias coseno del método de muestreo.

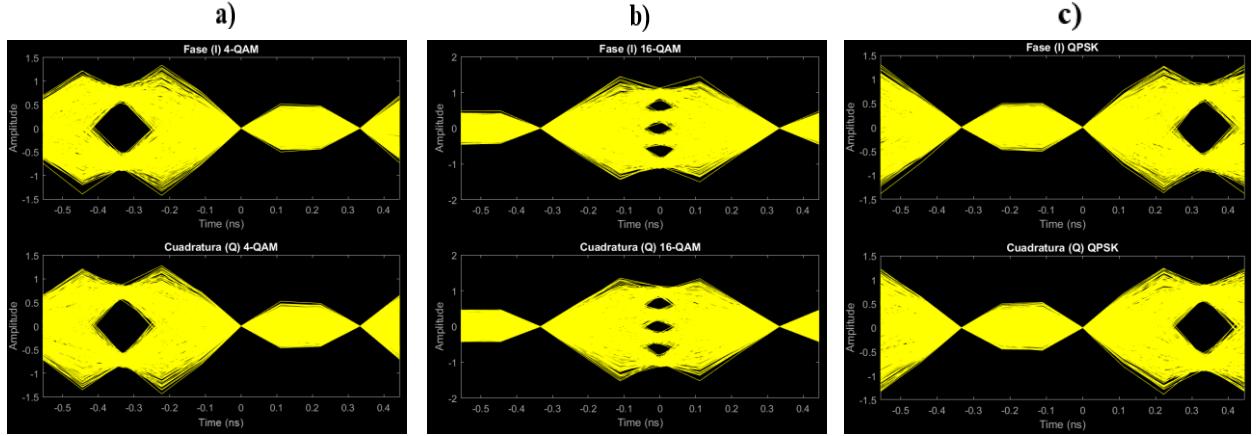


Figura 12: Diagramas de ojo de las señales recibidas a procesar en cada rama después del producto por las secuencias coseno; 4-QAM (a), 16-QAM (b) y QPSK (c).

De este modo, los puntos de muestreo óptimos en cada rama coinciden con los instantes en los que los diagramas de ojo están más abiertos. Como se comentaba, se aprecia para cada rama un máximo y 2 nulos coincidentes con las muestras en las que los ojos de las otras ramas tienen mayor apertura. Si el muestreo se realiza en otro punto distante del óptimo, se producirán grandes errores.

Indirectamente, esto genera una restricción en el número de muestras que debe tener cada símbolo en el transmisor y en el receptor y, por tanto, en las frecuencias de muestreo utilizadas en ambos extremos. El número de muestras por símbolo (N_{ss}) debe ser múltiplo del número de usuarios (N) que se estén multiplexando. En este caso, con 3 usuarios, N_{ss} debe ser un múltiplo de 3. Si no lo fuera, no existirían muestras en los instantes de muestreo correspondientes a $\frac{T_s}{3}$ y $\frac{2 \cdot T_s}{3}$ y conllevaría la degradación del sistema de transmisión. Se estaría produciendo una desincronización entre las secuencias de muestreo, pues las posiciones de los máximos de una secuencia ya no coincidirían con los nulos de las demás, provocando interferencia entre diferentes canales. En la Figura 13 se muestra una posible situación como la descrita.

Trabajando a una tasa $R_s = 10 \text{ Gbaud}$ y con una frecuencia de muestreo $f_s = 100 \text{ GSa/s}$, las secuencias coseno de muestreo deben tener un máximo cada $N_{ss} = 10$ muestras. Para $N = 3$, no se cumple la condición de multiplicidad de N_{ss} y como se puede apreciar en la figura, al desplazar la secuencia original en azul (que correspondería con la secuencia para la primera rama), no existen 2 máximos diferenciados en $\frac{T_s}{3}$ y $\frac{2 \cdot T_s}{3}$ (zona redondeada en rojo en la imagen), pues en esos puntos no se genera ninguna muestra. Por lo tanto, al muestrear la segunda y tercera rama con sus respectivas secuencias (amarillo y rojo), no se estaría realizando en el lugar correcto (en las posiciones de los ceros de la primera secuencia) y la multiplexación sería incorrecta. Si esto ocurre en el receptor, la situación es equivalente, ya que no se estaría muestreando el símbolo en el lugar adecuado, por lo que la información recuperada no sería idéntica a la transmitida y podría degradar el sistema.

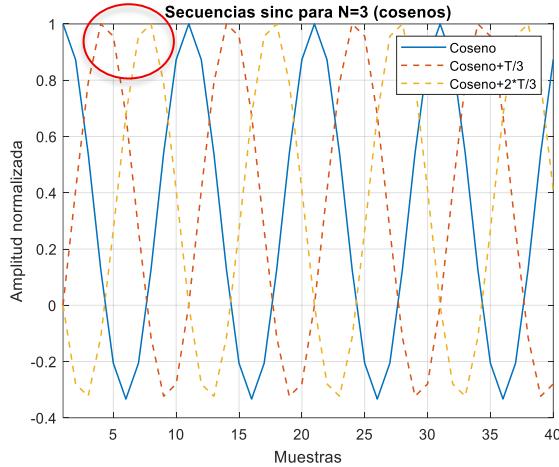


Figura 13 Secuencias ortogonales de pulsos sinc para $N=3$ usuarios ($\cos(\cdot) + \text{offset}$) normalizadas para una tasa $R_s = 10 \text{ Gbaud}$, y una frecuencia de muestreo $f_s = 100 \text{ GSa/s}$.

De este modo, definida una tasa de símbolo R_s , al condicionarse el número de muestras por símbolo (N_{ss}) a ser múltiplo de N , la frecuencia de muestreo también se ve afectada, pues f_s deberá ser múltiplo de N veces la velocidad de transmisión de los símbolos:

$$f_s = k \cdot N \cdot R_s, k = 1, 2, \dots \Rightarrow N_{ss} = \frac{f_s}{R_s} = \frac{k \cdot N \cdot R_s}{R_s} = k \cdot N, \quad k = 1, 2, \dots$$

Es por esta razón que en todos los escenarios propuestos anteriormente las frecuencias de muestreo eran de 60 GSa/s y 90 GSa/s, ya que se trabajaba con una tasa $R_s = 10 \text{ Gbaud}$ y para cumplir el requisito expuesto, f_s debía ser múltiplo de $N \cdot R_s = 30$.

3.6.- Conclusiones de simulación

Para concluir con este bloque y antes de pasar a las medidas experimentales, se propone un breve repaso en forma de conclusiones de los resultados de simulación. A partir de un escenario con $N = 3$ usuarios, se han empleado modulaciones 16-QAM, 4-QAM y QPSK respectivamente para analizar las prestaciones del sistema.

En primer lugar, el aspecto quizás más importante puede considerarse la limitación en la frecuencia de muestreo en ambos extremos de la comunicación. Fijada una tasa de símbolo (R_s), la frecuencia de muestreo debe ser un múltiplo de $N \cdot R_s$, restricción que se debe tener en cuenta en la sección experimental para generar y procesar las señales.

Con las frecuencias de muestreo adecuadas y una $R_s = 10 \text{ Gbaud}$, se ha probado un tipo de conformado de pulso rectangular (ideal) con el que el funcionamiento del método para las 3 ramas en ausencia de ruido es perfecto. Haciendo un barrido de SNR entre -5 dB y 20 dB, como era de esperar, las prestaciones empeoran a medida la SNR disminuye. Estableciendo un límite máximo de BER permitido de referencia para decodificación FEC de 10^{-2} , para las modulaciones 4-QAM y QPSK, la SNR mínima para no sobrepasar este límite está en torno a los 4 dB. Para una modulación más compleja como es 16-QAM, este umbral de SNR asciende alrededor de 7 dB hasta los 11 dB, aunque en todos los casos dependiendo de las combinaciones de frecuencias de muestro a las que se trabaje.

Por último, en un acercamiento más preciso a la realidad, se ha considerado un conformado de tipo coseno realizado con $\text{roll-off } \beta = 0.1$, donde la principal conclusión es que las prestaciones apenas se degradan 1 dB respecto al caso ideal anterior.

4. SISTEMA CON FIBRA ÓPTICA

El último capítulo de este trabajo se orienta a la aplicación del método de multiplexación propuesto en un sistema de comunicaciones de fibra óptica. En contraposición con las modulaciones utilizadas en la sección anterior de simulación, en este apartado se generan señales con modulación PAM-2 y PAM-4. En una primera instancia, se ha validado el funcionamiento del sistema en el dominio eléctrico y posteriormente, se ha realizado un montaje experimental con fibra y diferentes procesados de señal cuyos resultados y conclusiones se irán presentando a lo largo del capítulo.

Para poder comparar los resultados experimentales con resultados teóricos de simulación para PAM-2 y PAM-4, se presentan primero estos resultados que servirán de referencia para dictaminar si el sistema sigue el comportamiento previsto o no.

4.1.- Resultados previstos

Tal y como se ha introducido, en este capítulo del trabajo se han modificado las modulaciones que se aplican sobre los bits en transmisión, refiriéndose en este caso a PAM-2 y PAM-4. Resulta conveniente por tanto, antes del montaje final, presentar un breve análisis de los resultados esperados con el método de multiplexación propuesto para estas dos modulaciones con el software *Matlab*. Además, es de utilidad para adelantar algunas características del escenario con el que se va a trabajar en términos de frecuencia de muestreo, tasa de símbolos, etc.

Anteriormente, se han evaluado las prestaciones para frecuencias de muestreo altas. En este escenario, el Generador Arbitrario de Funciones (AWG) que genera las señales (más adelante se hablará de él) trabaja a una frecuencia de muestreo $f_{s-trx} = 12 \text{ GSa/s}$, mientras que el osciloscopio en recepción trabaja a una $f_{s-rx} = 64 \text{ GSa/s}$. Dado que este último valor no es múltiplo de $N = 3$ e impediría trabajar a las tasas R_s deseadas (no cumpliría la condición antes expuesta de $f_s = k \cdot N \cdot R_s, k = 0,1, \dots$), antes del procesado en recepción se realiza un diezmado de la señal recibida en un factor $\frac{12}{64} = \frac{3}{16}$. Así, se puede tomar $f_{s-rx} = 12 \text{ GSa/s}$ para el procesado de los datos simplificando el proceso de demodulación. Para estas tasas de muestreo, se han evaluado de forma experimental tres velocidades de transmisión: $R_s = 0.5 \text{ Gbaud}$, $R_s = 1 \text{ Gbaud}$ y $R_s = 2 \text{ Gbaud}$, por lo que serán estas mismas las que se presenten a continuación. Además, para visualizar con mayor claridad las diferencias que aparecen al incorporar el método agnóstico (MA), en este capítulo se comprueban 3 situaciones diferentes. En primer lugar una transmisión PAM-2 o PAM-4 al uso sin sistema de muestreo y multiplexación de usuarios. En segundo lugar, con MA incorporado pero transmitiendo por el canal los datos tan sólo de un usuario y finalmente, con el sistema completo con tres usuarios multiplexados.

Por otro lado, cabe destacar una diferencia fundamental tanto para esta sección de simulación como para sucesivas secciones experimentales entre el modo en el que se va a establecer la comunicación sin utilizar MA y con MA con 1 y 3 usuarios. Para estos dos últimos casos el escenario es idéntico al presentado en el capítulo anterior de simulación, pero con modulaciones PAM-2 o PAM-4. Esto incluye un conformado de pulso y filtro adaptado de tipo coseno realizado con $\beta = 0.1$ para los tres usuarios. Sin embargo, para

la comunicación PAM-2 o PAM-4 convencional sin incorporar multiplexación de usuarios, se ha empleado conformado de pulso y filtro adaptado de tipo raíz de coseno realizado.

En la *Figura 14* se muestran los resultados de simulación para ambas modulaciones PAM-2 y PAM-4 en función de la relación señal a ruido en el receptor.

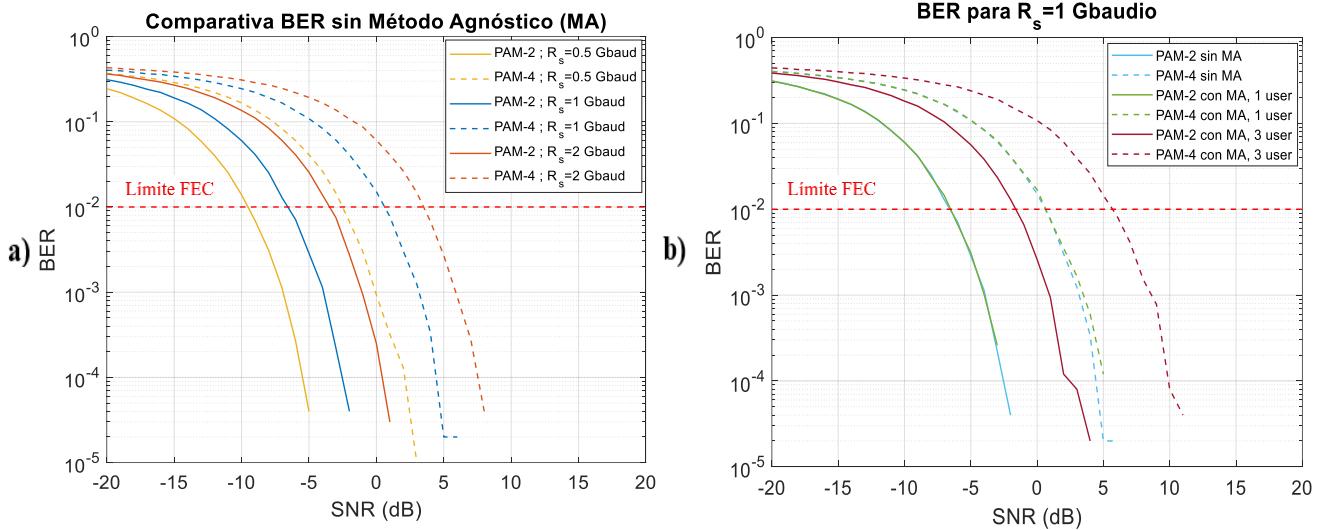


Figura 14: Gráficas comparativas de BER, para modulaciones PAM-2 y PAM-4 sin MA para $R_s = 0.5$ Gbaud, $R_s = 1$ Gbaud y $R_s = 2$ Gbaud (a) y para ambas modulaciones con una tasa fija $R_s = 1$ Gbaud, sin MA, con MA transmitiendo 1 usuario y con MA con 3 usuarios multiplexados (b).

En la primera de las representaciones se muestran las curvas que cabría esperar si se analizase el sistema de forma teórica. En línea continua, para PAM-2, el BER crece al aumentar la tasa de símbolo, concretamente con una separación aproximada de 3 dB entre cada curva resultante de duplicar la tasa. En discontinua, se mantiene esta premisa de BER creciente con la tasa para PAM-4, pero en comparación con la modulación PAM-2 las prestaciones se degradan en torno a 7 dB por el aumento del orden de modulación.

Para la gráfica de la *Figura 14 (b)*, fijada una tasa $R_s = 1$ Gbaud, se identifica cómo las prestaciones se degradan al incluir en el sistema el método de muestreo y multiplexación (MA). Con PAM-2 y MA con tan solo 1 usuario, los resultados son muy similares que los que se obtendrían sin MA, pero al incluir la multiplexación de 3 usuarios, con la potencia de la señal repartida entre los tres, el BER aumenta considerablemente. Por supuesto, igual que en la *Figura 14 (a)*, con la modulación PAM-4 los resultados empeoran en los tres casos planteados. No obstante, en todos los casos el límite FEC de 10^{-2} presentado en el capítulo anterior no se supera en ningún caso para SNR superiores a 5-6 dB.

4.2.- Montaje experimental

Una vez presentados los resultados esperados para este capítulo, como paso final y para comprobar que el método descrito en este trabajo es apto para comunicaciones con fibra óptica, se ha construido un escenario con componentes ópticos para probar las prestaciones del sistema. El esquemático de dicho montaje se muestra en la *Figura 15*.

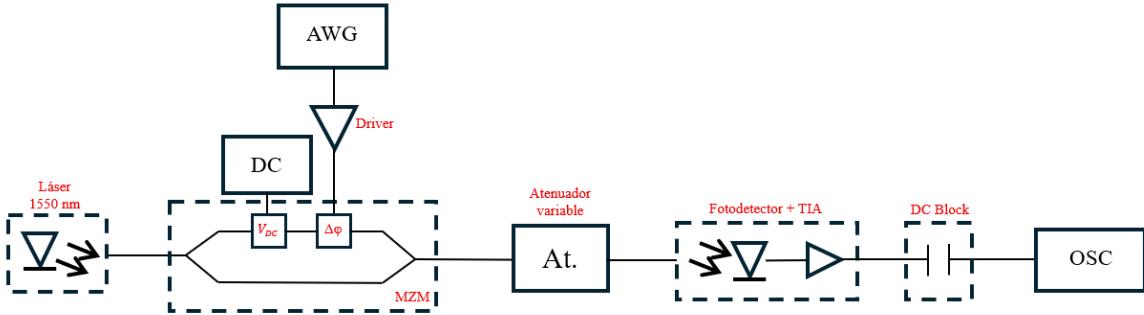


Figura 15: Diagrama de bloques del montaje experimental del sistema de comunicaciones óptico empleado.

En primera instancia, se generan las señales en formato digital desde el software de *Matlab*, de donde se trasladan al AWG (*Arbitrary Waveform Generator*) que se encarga de traducir esos datos digitales en la forma de onda eléctrica deseada. Dado que este instrumento puede generar a su salida un cierto nivel de continua que afecte a la señal desplazándola verticalmente, se conecta en dicha salida del AWG un bloqueador de continua (*DC block*). Además, a modo de protección, se conecta en serie un atenuador de 10 dB para evitar generar potencias demasiado altas que puedan dañar el amplificador situado inmediatamente a continuación. Se trata de un *driver* de 29 dB de ganancia con una potencia de saturación $P_{sat} = 20 \text{ dBm}$, es decir, que a su salida la potencia nunca superará este valor.

La señal generada eléctricamente y amplificada se conecta directamente a un modulador MZM (*Mach-Zehnder*) que modula la luz generada por un láser (que en este caso trabaja a una longitud de onda $\lambda = 1550 \text{ nm}$) con la señal deseada. Este dispositivo basa su operación en el fenómeno de interferencia entre ondas: la luz que entra al MZM procedente del láser se lleva por dos caminos ópticos diferentes para después volverla a combinar a la salida del modulador, provocando interferencias constructivas o destructivas dependiendo de las señales eléctricas que lo alimentan [15] [16]. En el esquema de la Figura 15, la luz del láser viaja por el camino inferior sin sufrir variaciones, produciéndose la modulación con la señal del AWG en la rama superior. El MZM tiene dos entradas que afectan directamente a esta rama: la primera se conecta a una fuente de alimentación (DC en la Figura 15) que se encarga de controlar el punto de trabajo del modulador y una segunda modifica la fase de la luz que pasa por este camino.

La tensión V_{bias} de polarización juega un papel fundamental en el correcto funcionamiento del escenario. La función de transferencia de un MZM sigue una forma sinusoidal como la presentada en la Figura 16, situándose V_{bias} en el eje de abscisas. El punto representado en esta figura es el punto de trabajo óptimo para esta aplicación en el que el modulador trabajará de forma lineal. Si dicha tensión de polarización se incrementa o disminuye, el punto de polarización se desplazará hacia el máximo o el nulo de la función de transferencia donde la respuesta no es lineal y se traducirá en una distorsión no lineal de la señal.

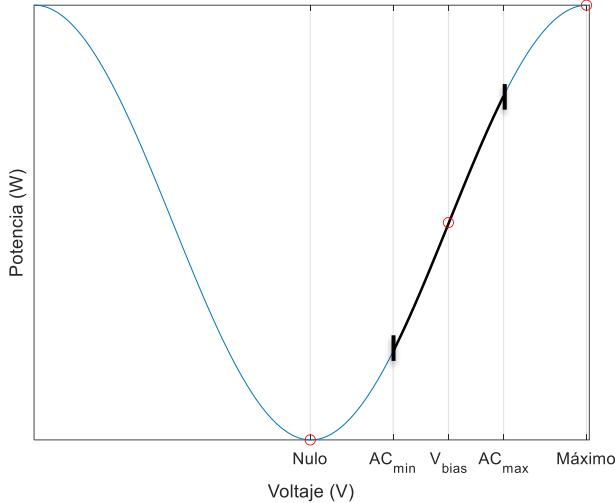


Figura 16: Función de transferencia sinusoidal de un modulador Mach-Zehnder (MZM), con la tensión V_{bias} de polarización del MZM y las excursiones máximas y mínimas de la señal generada por el AWG.

Escogida la tensión V_{bias} óptima y modulada la luz con la señal generada desde el AWG, la salida del MZM se conecta a un atenuador óptico variable. Este dispositivo se utilizará para realizar barridos de atenuación y analizar las prestaciones del sistema en condiciones desfavorables. Así, la luz viaja hacia el dispositivo receptor que está formado por un fotodiodo de 10 GHz de ancho de banda que transforma la luz entrante en una corriente eléctrica muy pequeña, seguido de un amplificador de transimpedancia (TIA) que convierte esta corriente en voltaje. Finalmente, se elimina la componente de continua que pueda contener la señal y se digitaliza con un osciloscopio, desde donde se recuperan los datos para procesarlos desde *Matlab*. Cabe destacar que tanto el AWG, como el atenuador y el osciloscopio están controlados de forma remota desde *Matlab*, lo cual facilita la operación y las medidas experimentales.

4.3.- Resultados experimentales

A partir de los datos de frecuencias de muestreo y tasas de transmisión presentadas en la sección 4.1 y con el montaje y las características de la sección 4.2, se obtienen las curvas de BER de la *Figura 17* para una modulación PAM-2 para los tres casos de transmisión: sin MA, con MA transmitiendo tan sólo 1 usuario y con MA y 3 usuarios multiplexados.

Para el primer caso, para una transmisión PAM-2 convencional sin incluir el MA, en línea continua se observan resultados similares a los previstos anteriormente en simulación, con una degradación aproximada de 3 dB al duplicar la tasa de transmisión. Para la situación más restrictiva para $R_s = 2 \text{ Gbaud}$, el BER se sitúa por debajo del límite FEC de 10^{-2} para potencias recibidas mayores a -25 dBm.

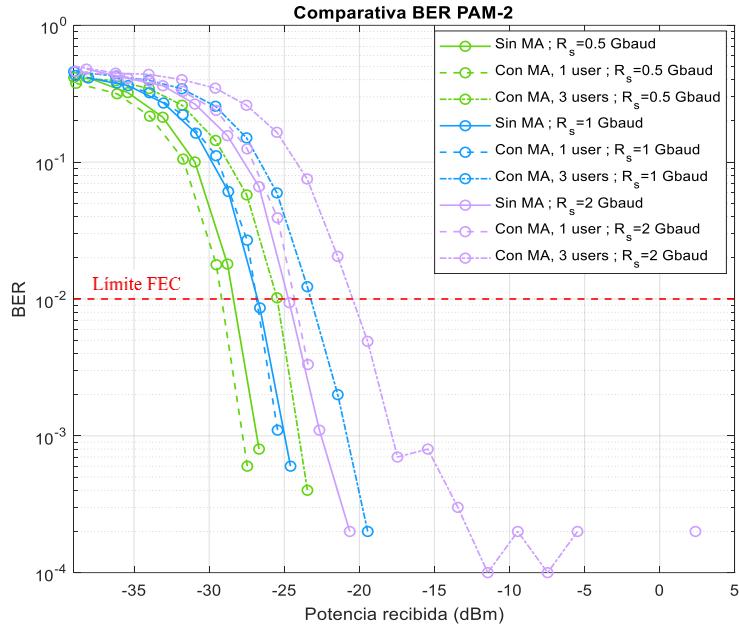


Figura 17: Gráficas experimentales de BER para modulación PAM-2 para $R_s = 0.5$ Gbaud, $R_s = 1$ Gbaud y $R_s = 2$ Gbaud en los tres casos planteados: sin MA (línea continua), con MA transmitiendo 1 usuario (línea discontinua) y con MA con 3 usuarios multiplexados (línea discontinua con puntos).

Al incorporar MA, para la transmisión de un usuario los resultados son muy similares al caso anterior y con la multiplexación de 3 usuarios el rendimiento del sistema empeora. Para tasas $R_s = 0.5$ Gbaud y $R_s = 1$ Gbaud las prestaciones se degradan en torno a 4 dB con respecto a la transmisión de tan sólo 1 usuario y para $R_s = 2$ Gbaud se degradan cerca de 5 dB. De esta forma, para el caso más restrictivo, $R_s = 2$ Gbaud, la sensibilidad del sistema definida como la potencia recibida mínima para que el BER no supere el límite FEC debe ser de -20 dBm, valor que desciende a -23 dBm y -25.5 dBm para $R_s = 1$ Gbaud y $R_s = 0.5$ Gbaud respectivamente. Además, cabe destacar que para $R_s = 2$ Gbaud y aplicando MA para multiplexar 3 usuarios, aparece un suelo de BER en torno a 10^{-4} que rompe la evolución descendente de la curva. Esto significa que, aunque la potencia recibida sea superior a -15 dBm, el BER no mejorará. Esta situación puede deberse a diferentes factores, empezando por posibles no linealidades introducidas por el amplificador o por el modulador *Mach-Zehnder* (que ha podido comprobarse a lo largo de las medidas que su punto de operación no es estable y requiere un ajuste continuo a través del V_{bias}) y continuando por otras posibles distorsiones introducidas por el canal de comunicación y el receptor. Para corregir este último efecto, se propone en la siguiente sección una ecualización del canal.

4.4.- Ecualizador DFE

Al transmitirse información digital sobre un canal de comunicaciones, la respuesta del canal puede provocar la dispersión de los símbolos que se transmiten dificultando la detección de la información enviada. Esto es, el canal atenúa las altas frecuencias de forma más exagerada que las bajas, haciendo que las transiciones entre los bits sean más lentas y provocando que se dispersen e influyan sobre símbolos adyacentes. Esto es lo que se conoce comúnmente como interferencia intersimbólica (ISI) [17].

Para corregir esta respuesta del canal, en este caso se ha empleado un ecualizador DFE (*Decision Feedback Equalizer*) en el receptor, para cuya implementación se ha utilizado un algoritmo RLS (*Recursive Least Squares*) adaptativo. Definido un número de coeficientes concreto para el DFE, el RLS utiliza una secuencia de símbolos para entrenar

y ajustar dichos coeficientes del filtro ecualizador. Esto es posible gracias al entrenamiento del DFE con los símbolos recibidos y su comparación con los transmitidos, que permiten que los coeficientes converjan a un valor constante para emular un filtro capaz de rectificar los errores introducidos por la desigual respuesta del canal. Con esta respuesta predicha, los símbolos recibidos pasan por este filtro ecualizador, permitiendo mejorar las prestaciones del sistema, viéndose reflejado en términos de BER y especialmente de EVM.

En la *Figura 18 (a)* se muestra para las tres tasas planteadas una comparativa en términos de EVM de las prestaciones del MA con multiplexación de 3 usuarios al utilizar o no filtro ecualizador en el receptor para una modulación PAM-2. Cabe destacar que en la *Figura 18 (b)*, únicamente para la representación de las constelaciones, se han representado los símbolos recibidos sin ecualización y con ecualización en niveles de cuadratura +1 y -1 respectivamente. Realmente éstos se ubican en cero, pero para facilitar la visualización del efecto del DFE se han desplazado a diferentes niveles para mayor claridad.

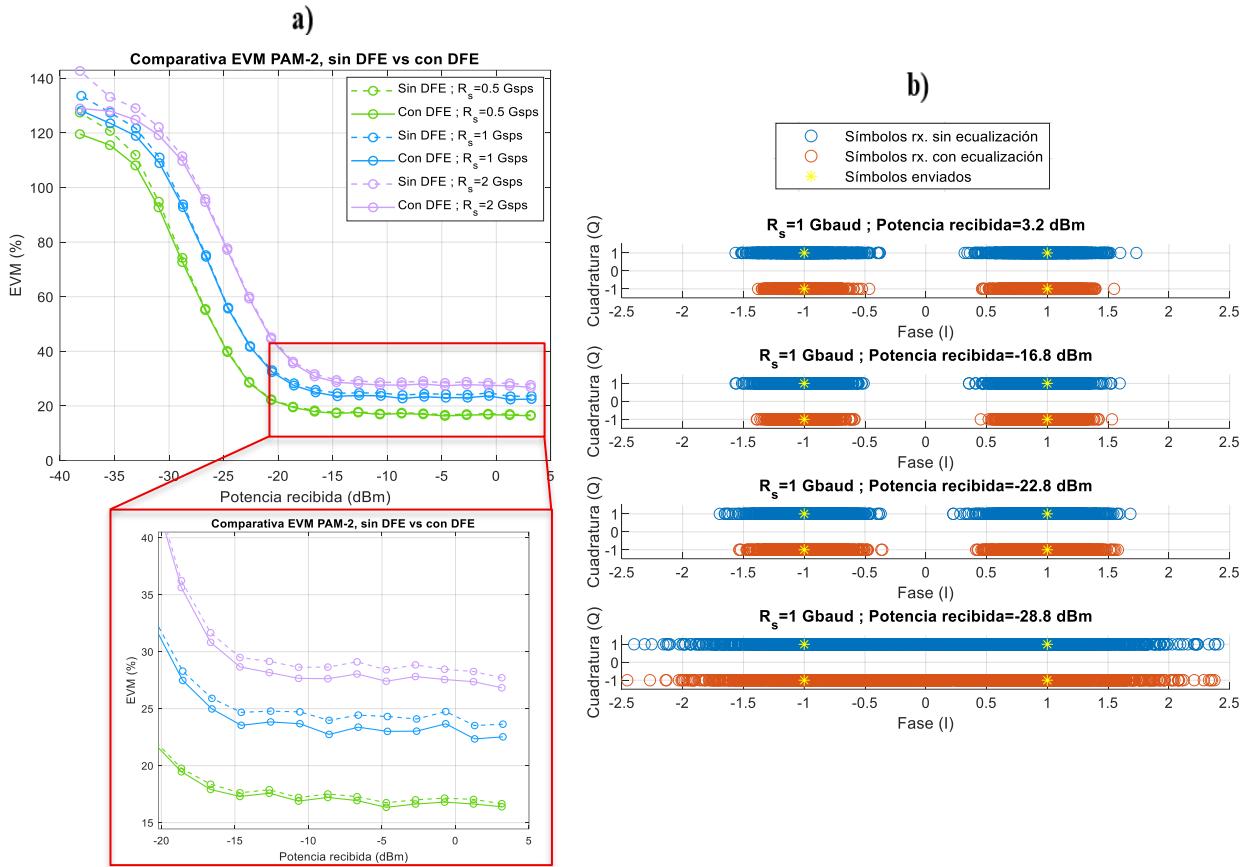


Figura 18: Gráfica experimental de EVM para multiplexación de 3 usuarios con modulación PAM-2 para $R_s = 0.5$ Gbaud, $R_s = 1$ Gbaud y $R_s = 2$ Gbaud con y sin DFE (a). Además, símbolos recibidos en el espacio de señal sin MA con y sin DFE para $R_s = 1$ Gbaud y diferentes niveles de potencia recibida (b).

En términos de EVM, en la *Figura 18 (a)* se puede visualizar el efecto de la ecualización para el caso de multiplexación de 3 usuarios, en el que, para las situaciones más desfavorables en cuanto a nivel de potencia recibida, el DFE permite reducir el EVM hasta en un 10%. Para ver el efecto en situaciones de mayor potencia, se ofrece en la *Figura 18 (a)* un zoom de las curvas de EVM, donde se aprecia cómo, para todas las tasas

de transmisión, el EVM se reduce al aplicar el DFE, pero apenas un 1%-2%. Este fondo de EVM implica que el sistema tiene un SNR límite y apenas se puede mejorar. Esta limitación en la SNR puede deberse a distintos factores como: distorsiones no lineales en el transmisor, resolución del generador y del osciloscopio, limitaciones y distorsiones del propio algoritmo MA, etc. No obstante, se ha comprobado que esta pequeña mejora para potencias altas sirve para eliminar en gran medida el fondo de $\text{BER} \approx 10^{-4}$ que se mostraba en la sección anterior para $R_s = 2 \text{ Gbaud}$.

Más significativo es el efecto del DFE para la transmisión PAM-2 sin MA. En la *Figura 18 (b)* se representan las constelaciones con y sin ecualización para una tasa $R_s = 1 \text{ Gbaud}$ con diferentes niveles de atenuación introducidos en el canal. Se identifica con claridad cómo los símbolos ecualizados están más próximos a las posiciones ideales en las que deberían estar (en la posición de los símbolos enviados), aunque para potencias recibidas bajas de -28.8 dBm ya no se logran distinguir claramente dos grupos de puntos correspondientes a los dos niveles de PAM-2. Esta mejora en términos de EVM se traduce en cerca de una reducción del 5% al utilizar el DFE para $R_s = 0.5 \text{ Gbaud}$ y para el caso representado de $R_s = 1 \text{ Gbaud}$. Para la situación más comprometida de $R_s = 2 \text{ Gbaud}$, el EVM al aplicar el DFE se reduce hasta en un 10%. Para intentar mejorar más estos resultados, se propone a continuación un último procesado de señal en el receptor para reducir el EVM y el BER al mínimo posible.

4.5.- Algoritmo *k-means*

En un principio, en el receptor, para decidir qué símbolo se ha recibido de todo el abanico de símbolos posibles transmitidos, se identifica primero la posición que ocupa cada símbolo dentro de la constelación en el espacio de señal (como en la *Figura 18 (b)*), estableciéndose como posiciones de referencia en el espacio de señal las que ocupaban los símbolos transmitidos. A partir de esta constelación, se decide qué símbolo se ha recibido en función de qué posición de referencia está más próxima a cada símbolo en la constelación calculándose la distancia euclídea. Gracias a la ecualización, se ha logrado minimizar la dispersión de los símbolos introducida por el canal, aproximándolos a las posiciones ideales que deberían ocupar, lo cual ha permitido reducir tanto el EVM como el BER en todos los casos.

El algoritmo *k-means* es una técnica de clusterización que, de forma contraria a la ecualización, no corrige la posición de los símbolos recibidos dentro del espacio de la señal, sino que se centra en, a partir de las posiciones que ya ocupan tras el DFE, modificar las posiciones de referencia con las que se comparan. Para ello, se distinguen M grupos de símbolos recibidos que se corresponden con los M posibles símbolos transmitidos en el espacio de la señal y a los que se les conoce como *clusters*. El número M de *clusters* depende de la modulación empleada, siendo en este caso $M=2$ y $M=4$ para PAM-2 y PAM-4 respectivamente.

En un primer paso, se asignan como centros de los *clusters* las posiciones ideales en el espacio de la señal de los símbolos enviados. De esta forma, en una primera iteración el algoritmo puede asignar todos los símbolos recibidos de la constelación a un *cluster* u otro en función de qué posición de referencia tienen más cerca. Con los grupos/*clusters* inicializados, el objetivo es recalcular los centros (denominados centroides) de cada *cluster* de forma iterativa. Para ello, en cada iteración el algoritmo define los nuevos centroides como la posición media de los símbolos que pertenecen a un mismo *cluster*.

Así, se va ajustando la posición de los centroides para que queden de forma precisa en el centro de cada *cluster*, de forma que a la hora de decidir qué símbolo se ha recibido, no se compare con las posiciones ideales en el espacio de señal, sino que se haga con respecto a los centros reales de cada *cluster* (que representan los diferentes niveles de modulación).

Para analizar las prestaciones del sistema aplicando el algoritmo *k-means* sobre los símbolos ecualizados, se muestra en la *Figura 19* una comparativa del EVM para el caso de 3 usuarios multiplexados. De igual manera que en la *Figura 18 (a)* en la que se presentaba el EVM con DFE y sin DFE para las tres tasas de símbolo planteadas, en este caso se muestra el EVM con DFE y con DFE+*k-means*, es decir, antes y después de aplicar el algoritmo de clusterización.

De la misma forma que ocurría al aplicar el DFE, la mejora de prestaciones al utilizar el algoritmo *k-means* es especialmente destacable para valores de potencia recibida bajos por debajo de -23 dBm. Para potencias recibidas superiores a -23 dBm la mejora para las tres tasas de símbolo es de apenas el 1% de EVM (mejora que apenas se ve reflejada en una disminución del BER). Sin embargo, para las atenuaciones más altas (menores potencias recibidas), con el algoritmo *k-means* el EVM se puede llegar a reducir hasta un 11% para $R_s = 0.5 \text{ Gbaud}$ y un 13% para $R_s = 1 \text{ Gbaud}$ y $R_s = 2 \text{ Gbaud}$.

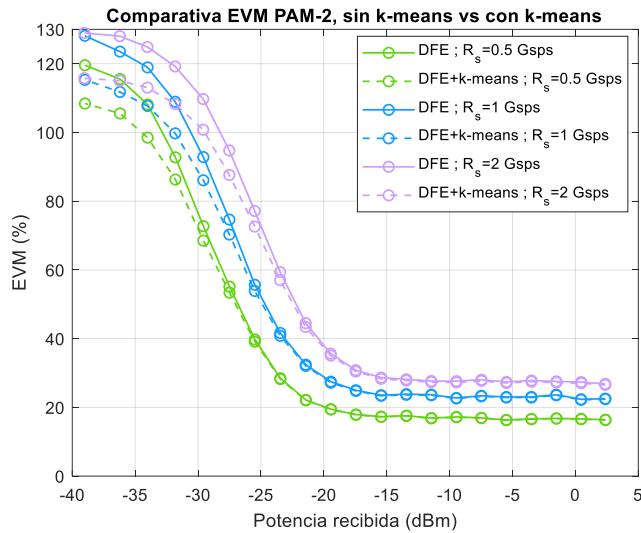


Figura 19: Gráficas experimentales de EVM para multiplexación de 3 usuarios con modulación PAM-2 para $R_s = 0.5 \text{ Gbaud}$, $R_s = 1 \text{ Gbaud}$ y $R_s = 2 \text{ Gbaud}$ después de ecualización DFE y aplicando (líneas discontinuas) o no (líneas continuas) el algoritmo *k-means* de clusterización.

4.6.- Modulación PAM-4

Una vez se han analizado las prestaciones del sistema para una modulación PAM-2 y se ha visto que el sistema funciona, a continuación se presenta el mismo análisis en cuanto a tasas de símbolo y a los tres casos, sin MA, con MA transmitiendo la señal de 1 usuario y con MA y 3 usuarios multiplexados, para una modulación PAM-4. Dado que en la sección anterior se ha podido comprobar que tanto el DFE como el algoritmo *k-means* ofrecen buenas prestaciones, en esta sección se ofrecen los resultados directamente obtenidos tras aplicar ambos procesados sobre las señales recibidas.

En la *Figura 20* se muestran los resultados experimentales en forma de gráficas de BER en dos situaciones diferentes. En la *Figura 20 (a)* se comparan las prestaciones del

sistema para PAM-2 y PAM-4 sin utilizar MA y se pueden identificar patrones similares a los vistos en simulación (*Figura 14 (a)*). Para ambas modulaciones, la evolución del BER con la tasa de símbolos es la misma, con una degradación de 2-3 dB al duplicarse la velocidad de transmisión. Además, la degradación al utilizar modulación PAM-4 frente a PAM-2 es de 6 dB, valor próximo a los 7 dB obtenidos en la simulación de la *Figura 14 (a)*. De este modo, mientras que para PAM-2 el límite FEC se superaba para potencias recibidas menores de -25 dBm (pensando en el caso más restrictivo de $R_s = 2 \text{ Gbaud}$), para PAM-4 la potencia recibida mínima para superar este umbral aumenta hasta -19 dBm.

Por otra parte, en la *Figura 20 (b)* se representa la misma comparativa sin MA, con MA transmitiendo 1 usuario y con MA y 3 usuarios multiplexados que se ofrecía para PAM-2 en la *Figura 17*, pero en este caso para modulación PAM-4 y ya aplicado el ecualizador DFE y el algoritmo *k-means* de clusterización. En primer lugar, al contrario de lo que ocurría para la modulación PAM-2, las curvas de BER sin MA y con MA y 1 usuario no están prácticamente superpuestas. En este caso se visualiza una degradación aproximada de 2 dB al incorporar MA, aunque en este último caso no se identifica un suelo de BER para potencias más altas que sí aparece sin MA (también visible en la *Figura 20 (a)*). Este fondo de BER aumenta al incorporar la multiplexación de 3 usuarios, valor muy diferente al resultado esperado que se obtenía en simulación para $R_s = 1 \text{ Gbaud}$ por ejemplo (*Figura 14 (b)*). Las razones pueden ser variadas y ya se han nombrado anteriormente algunas de ellas. Para empezar, el modulador *Mach-Zehnder* (MZM) se ha visto que sufre variaciones en el punto de trabajo V_{bias} que pueden provocar distorsiones no lineales en la señal. Por otro lado, dada la respuesta del modulador MZM (*Figura 16*), es posible que las excursiones máxima (AC_{\max}) y mínima (AC_{\min}) de la señal sean demasiado grandes, entrando por tanto en zonas de respuesta no lineal que distorsionen la señal en su paso por el MZM. Estas no linealidades junto con otras posibles distorsiones introducidas por el amplificador, por ejemplo, podrían provocar distorsiones en la señal especialmente destacables para este último caso de modulación PAM-4. Para intentar solucionarlo, se podría plantear una predistorsión de la señal en el transmisor antes de enviarse por la fibra como se propondrá en el siguiente capítulo para líneas futuras.

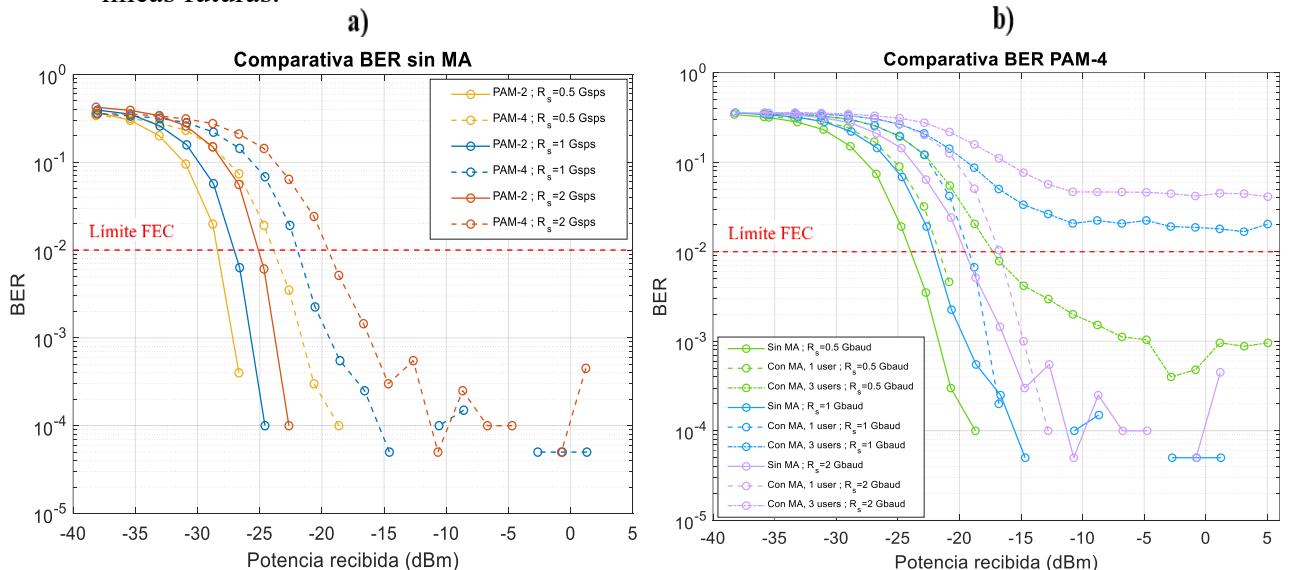


Figura 20: Gráficas experimentales de BER con ecualización DFE y algoritmo *k-means* para tasas $R_s = 0.5 \text{ Gbaud}$, $R_s = 1 \text{ Gbaud}$ y $R_s = 2 \text{ Gbaud}$. Comparativa entre PAM-2 y PAM-4 sin MA (a) y comparativa para PAM-4 sin MA, con MA transmitiendo 1 usuario y con MA con 3 usuarios multiplexados.

5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El objetivo principal de este trabajo de fin de grado era el análisis e implementación de un novedoso método de muestreo con secuencias de pulsos sinc y su aplicación para multiplexación de señales ópticas. Para ello, tras una primera fase de estudio teórico del método de muestreo y multiplexación y sus principales características, se ha aplicado el método a un sistema de comunicaciones en simulación con el software *Matlab*, dónde se ha comprobado que el método es apto para una comunicación con $N = 3$ usuarios y se han extraído distintas conclusiones.

En primer lugar, en la simulación se ha codificado cada rama/usuario del escenario con una modulación diferente: 16-QAM, 4-QAM y QPSK respectivamente. Se ha comprobado que las prestaciones en el receptor en términos de BER y EVM son satisfactorias para los tres usuarios, demostrando así, no sólo que el método de multiplexación funciona, sino que además es agnóstico al formato de modulación empleado. Al analizar el sistema en diferentes condiciones de SNR en el receptor y diferentes frecuencias de muestreo en el transmisor y en el receptor, se ha comprobado que, para la modulación más compleja 16-QAM, el límite FEC de 10^{-2} establecido se supera para SNR inferiores a 10 dB aproximadamente y para las modulaciones 4-QAM y QPSK para SNR inferiores a 4 dB (dependiendo siempre de la combinación de frecuencias de muestreo). Por otra parte, se ha demostrado que el método también es agnóstico en cuanto al tipo de conformado de pulso empleado. Se han comparado las prestaciones con un conformado de pulso rectangular ideal y con un coseno realzado con $\beta = 0.1$ y se ha constatado que las prestaciones en ambos casos son similares. Para QPSK con conformado coseno realzado, la calidad apenas se degrada un 3% de EVM (sin tener gran repercusión en el BER) y para 16-QAM, el BER con conformado rectangular tan sólo se sitúa 1 dB por debajo del caso ideal.

De esta forma y gracias a la ortogonalidad de las secuencias de sinc, se ha comprobado ante diferentes situaciones que se puede establecer con este método agnóstico una comunicación de forma óptima maximizando además la velocidad de transmisión. Esto es porque, en la duración T_s de un símbolo, se ha demostrado que se puede incluir la información de $N = 3$ usuarios (y por tanto 3 símbolos), pudiendo triplicar en este caso la tasa original. Todo ello sin interferencias entre los canales y optimizando el ancho de banda disponible, con un espectro que para todos los usuarios ocupa el mismo rango de frecuencias y donde la información de cada uno de ellos viaja en la diferencia de fase marcada por la secuencia de sinc.

En segundo lugar, en la simulación ha quedado patente la importancia de la frecuencia de muestreo, tanto en el transmisor como en el receptor, y que éstas deben ser múltiplos de N veces la tasa de símbolo R_s , siendo N el número de usuarios a multiplexar. Si no se cumple esta condición, las posiciones de los máximos donde viaja la información de un usuario, no coinciden con las posiciones de los nulos de los demás, de forma que se pierde la ortogonalidad haciendo que los usuarios se interfieran entre sí.

Por último, una vez demostrada la viabilidad de implementación del método agnóstico (MA), se ha trasladado el sistema a un escenario real de comunicaciones con fibra óptica para tres tasas de transmisión diferentes: $R_s = 0.5 \text{ Gbaud}$, $R_s = 1 \text{ Gbaud}$ y $R_s =$

2 Gbaud . Además, se han evaluado las prestaciones para tres escenarios distintos: para una comunicación PAM-2/PAM-4 convencional sin MA, con MA transmitiendo la información de 1 usuario y con MA con la información de 3 usuarios multiplexados. Previamente, en simulación, se ha demostrado que, sin MA, para ambas modulaciones las prestaciones se degradan en torno a 3 dB al duplicarse la tasa de símbolos y que entre PAM-2 y PAM-4 existe una degradación aproximada de 7 dB. De forma experimental se han corroborado estas afirmaciones, con una degradación de 2-3 dB al duplicar la tasa y en torno a 6 dB al cambiar de formato de modulación a PAM-4.

Por otro lado, se ha visto en simulación cómo al aplicar MA con sólo 1 usuario las prestaciones son parecidas a las de una transmisión convencional sin MA, pero al incorporar multiplexación de tres usuarios, el rendimiento se degrada cerca de 5 dB. De forma experimental se ha podido demostrar este hecho; las prestaciones sin MA y con MA y 1 usuario son muy similares y la degradación al incorporar 3 usuarios es cercana a los 4 dB, siendo -20 dBm la potencia recibida mínima necesaria para no superar el límite de 10^{-2} (para el caso más restrictivo con 3 usuarios de $R_s = 2 \text{ Gbaud}$). Con la ecualización DFE los resultados mejoran, habiéndose comprobado que se puede corregir el EVM hasta en un 10% para una transmisión PAM-2 sin MA a $R_s = 2 \text{ Gbaud}$. Con MA y 3 usuarios, la ecualización tiene un efecto más significativo para potencias recibidas menores a -27 dBm, con una reducción del EVM también cercana al 10%. Con el algoritmo *k-means* las prestaciones con MA y 3 usuarios también mejoran, especialmente para potencias recibidas menores a -23 dBm. Las mejoras en términos de EVM son del 11% para $R_s = 0.5 \text{ Gbaud}$ y en torno al 13% para $R_s = 1 \text{ Gbaud}$ y $R_s = 2 \text{ Gbaud}$.

Con ambos procesados, DFE y *k-means*, y para modulación PAM-4 el escenario es diferente al incorporar MA. Con 1 usuario las prestaciones respecto a una transmisión sin MA se degradan en torno a 2 dB y al multiplexar 3 usuarios aparece uno de los principales problemas del sistema. Las curvas de BER no siguen una tendencia descendente a partir de -18 dBm de potencia recibida, apareciendo un “fondo” superior al límite FEC para $R_s = 1 \text{ Gbaud}$ y $R_s = 2 \text{ Gbaud}$. Es precisamente por aquí por donde se podría empezar de cara a futuras continuaciones de este trabajo:

- **Corrección de no linealidades:** En el capítulo experimental del trabajo se han apreciado problemas en las curvas de BER, especialmente para la modulación PAM-4. Aparece un fondo de BER que no se reduce al aumentar la potencia recibida, que lleva a pensar en problemas en el canal de comunicación. Esto es porque, al comprobar los diagramas de ojo de las señales recibidas antes de cualquier tipo de procesado, se observan deformaciones en los diagramas que apuntan directamente al modulador *Mach-Zehnder*. Una causa puede ser el punto de trabajo V_{bias} del MZM, pues a pesar de corregirse durante las pruebas experimentales se observa inestabilidad en el dispositivo y en los diagramas de ojo de las señales recibidas se siguen apreciando estas deformaciones. Por otra parte, cabe la posibilidad también que las excursiones máxima ($AC_{máx}$) y mínima (AC_{min}) de la señal generada sean demasiado grandes e impidan que la respuesta del MZM sea lineal en todo el rango.

En cualquiera de los dos casos o incluso en el supuesto de que el amplificador también introdujese no linealidades, una forma de resolverlo sería introduciendo una predistorsión de la señal en el transmisor. De esta forma,

prediciendo la respuesta no lineal del canal y aplicándola de forma inversa a la señal en transmisión, en el receptor el resultado se podría aproximar como lineal y corregir ese “fondo” de BER.

- **Transmisión con modulaciones complejas:** En el capítulo experimental de este trabajo se ha trabajado con modulaciones reales PAM-2 y PAM-4. Antes de pasar al montaje experimental final con fibra óptica, era necesario pasar por el dominio eléctrico para comprobar que el sistema funcionaba en un entorno real. Además, resultaba imprescindible para familiarizarse con el instrumental de laboratorio y para perfeccionar los códigos de transmisión y recepción con los que se iba a trabajar sin posibilidad de dañar los componentes ópticos ante cualquier situación problemática. En este dominio eléctrico es necesario trabajar en banda desplazada y dado que este método es apto para comunicaciones en banda base, era imposible utilizar el escenario planteado en el capítulo de simulación para modulaciones 16-QAM, 4-QAM y QPSK.

En este punto, una vez demostrado que el método agnóstico funciona para comunicaciones con fibra óptica, puede resultar interesante probar un escenario como el de simulación de este trabajo. Esto requiere modificar el montaje experimental con moduladores ópticos MZM I-Q, es decir, pasar a modulación coherente en fase y cuadratura (que no era el objeto de estudio de este trabajo). Con este nuevo montaje y los resultados planteados en este trabajo, podría estudiarse la viabilidad para este tipo de modulaciones.

- **Multiplexación de más usuarios:** En este trabajo se ha probado que el sistema funciona para la multiplexación de $N = 3$ usuarios, donde las secuencias de sinc pueden aproximarse a secuencias coseno con un *offset*. Una posible línea futura sería probar a multiplexar un número N de usuarios mayor, donde las secuencias de muestreo deben construirse como secuencias de sinc y estudiar la degradación del sistema ante diferentes valores de N .
- **Generación de las secuencias de sinc en el dominio óptico:** Por otra parte, en este trabajo el proceso de muestreo con las secuencias de sinc se ha realizado digitalmente, siendo la señal que se envía la señal resultante del muestreo y la multiplexación de todos los usuarios. Una posibilidad sería ampliar el montaje experimental para realizar este proceso de multiplicación en el dominio óptico (con moduladores MZM por ejemplo [6]). De esta forma se debería generar la secuencia de pulsos sinc como un desarrollo en serie con un generador de RF y con un láser como oscilador local generar las secuencias de muestreo. Este proceso podría realizarse tanto en el muestreo en el transmisor como en la demodulación en el receptor.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Cisco, «Informe anual de internet,» 2023. [En línea]. Available: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/executive-perspectives/annual-internet-report/index.html>.
- [2] Stackscale, «Crecimiento tráfico global de Internet,» 2024. [En línea]. Available: <https://www.stackscale.com/es/blog/trafico-global-internet-crece-2024/>.
- [3] J. M. Senior, «Advantages of optical fiber communications,» de *Optical fiber communications*, Londres, 1984, pp. 7-10.
- [4] J. Mateo, M. Á. Losada y I. Garcés, «Limitaciones de las fibras ópticas,» de *Dispositivos y sistemas de transmisión óptica*, Zaragoza, 2017, p. 33.
- [5] M. I. Hosni, J. Meier, Y. Mandalawi, K. Singh, P. Mandal, A. H. Elghandour y T. Schneider, «Orthogonal Sampling-Based Broad-Band Signal Generation With Low-Bandwidth Electronics,» *IEEE*, 2023.
- [6] A. Misra, C. Kress, K. Singh, J. Meier, T. Schwabe, S. Preussler, J. C. Scheytt y T. Schneider, «Reconfigurable and real-time high-bandwidth Nyquist signal detection with low-bandwidth in silicon photonics,» *IEEE*, 2022.
- [7] A. Misra, J. Meier, S. Preussler, K. Singh y T. Schneider, «Agnostic Sampling Transceiver,» *Optics Express*, 2021.
- [8] M. Orús-Lacort y C. Jouis, «Delta de Dirac,» Universitat Autònoma de Barcelona, 2020.
- [9] J. Meier, A. Misra, S. Preußler y T. Schneider, «Orthogonal Full-Field Optical Sampling,» *IEEE*, 2019.
- [10] M. A. Soto, M. Alem, M. A. Shoaie, A. Vedadi, C.-S. Brès, L. Thévenaz y T. Schneider, «Optical sinc-shaped Nyquist pulses of exceptional quality,» *Nature communications*, 2013.
- [11] A. Misra, J. Meier, S. Preussler, K. Singh y T. Schneider, «Agnostic sampling transceiver: supplement,» *Optics Express*, 2021.
- [12] L. Litwin y M. Pugel, «Principles of OFDM,» *University of Washington*, 2001.
- [13] D. Castaño del Castillo, «Modulación OFDM,» de *Estudio de la modulación OFDM y de los efectos no lineales mediante simulación en Matlab*, Trabajo de Fin de Grado, Universidad de Sevilla, 2008, pp. 9-39.
- [14] «50-gigabit-capable passive optical networks (50G-PON): physical media dependent (PMD) layer specification,» ITU-T Recommendation G.9804.3, 2021.
- [15] A. Macho Ortiz, «Modulador electroóptico de amplitud,» de *Estudio y Caracterización de un -modulador Electroóptico Mach-Zehnder*, Madrid, UPM, 2012, pp. 7-10.
- [16] G. Ramos Bernal, «Modulador Mach-Zehnder,» de *Sistema de control de un modulador Mach-Zehnder basado en Arduino*, Trabajo de Fin de Grado, UPC, 2016, pp. 18-23.
- [17] B. Razavi, «The Decision-Feedback Equalizer,» *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 9, 2017.
- [18] P. Danizio, A. Danizio, M. Cejas, E. Danizio, F. Sensini y J. Gonella, «Ortogonalidad entre señales analógicas y digitales moduladas sobre portadoras en cuadratura,» de *EnIDI*, Mendoza, Argentina, 2021.

ANEXO 1: DEMOSTRACIÓN ORTOGONALIDAD

A lo largo del trabajo se trabaja con $N = 3$ usuarios para probar las prestaciones del método de muestreo y multiplexación agnóstico. Este se basa en el muestreo de las señales (antes de multiplexación) con secuencias de sinc, que para 3 usuarios es equivalente a una señal cosenoidal con un cierto *offset*. Esta secuencia se desplaza en el tiempo para generar N secuencias coseno ortogonales entre sí que sirvan para muestrear la información de cada usuario. El objetivo de este anexo es demostrar la ortogonalidad de las secuencias coseno con su respectivo *offset* y desplazamiento para cubrir el problema con $N = 3$.

Para el caso de señales periódicas (como en esta situación), dos señales son ortogonales si su producto escalar en el intervalo de tiempo de un periodo es cero, siendo las señales en ese intervalo distintas de cero [18].

$$\langle s_0(t), s_1(t) \rangle = \int_0^T s_0(t) \cdot s_1(t) dt = 0$$

En la situación que se trata en el trabajo, las señales $s_0(t)$ y $s_1(t)$ son dos señales coseno con un desplazamiento vertical (“ k ”) y con un desfase φ entre ellas:

$$s_0(t) = \cos(2\pi ft) + k ; s_1(t) = \cos(2\pi ft + \varphi) + k$$

En este caso, se define el periodo de la señal coseno coincide con el periodo de símbolo, luego para esta demostración se puede decir que: $T = T_s \Rightarrow f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_s}$. De esta forma, se debe cumplir que:

$$\begin{aligned} & \int_0^T (\cos(2\pi ft) + k) \cdot (\cos(2\pi ft + \varphi) + k) dt = 0 \\ & \int_0^T [\cos(2\pi ft) \cdot \cos(2\pi ft + \varphi) + k \cdot \cos(2\pi ft) + k \cdot \cos(2\pi ft + \varphi) + k^2] dt = 0 \end{aligned}$$

Para simplificar las operaciones y facilitar su escritura, se descompone la integral en 4 integrales $I_n, n = 1,2,3,4$:

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_0^T \cos(2\pi ft) \cdot \cos(2\pi ft + \varphi) dt \\ I_2 &= \int_0^T k \cdot \cos(2\pi ft) dt \\ I_3 &= \int_0^T k \cdot \cos(2\pi ft + \varphi) dt \\ I_4 &= \int_0^T k^2 dt \end{aligned}$$

De forma que, para que se cumpla la ortogonalidad:

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_4 = 0$$

A continuación, se resuelven las integrales I_n de forma independiente.

- $I_1 = \int_0^T \cos(2\pi ft) \cdot \cos(2\pi ft + \varphi) dt = \frac{1}{2} \int_0^T [\cos(-\varphi) + \cos(4\pi ft + \varphi)] dt = \frac{1}{2} [\cos(\varphi) \cdot T + \int_0^T [\cos(4\pi ft) \cdot \cos(\varphi) - \sin(4\pi ft) \cdot \sin(\varphi)] dt] = \frac{1}{2} \left\{ \cos(\varphi) \cdot T + \cos(\varphi) \cdot \left[\frac{\sin(4\pi f \cdot T)}{4\pi f} - \frac{\sin(4\pi f \cdot 0)}{4\pi f} \right] + \sin(\varphi) \cdot \left[\frac{\cos(4\pi f \cdot T)}{4\pi f} - \frac{\cos(4\pi f \cdot 0)}{4\pi f} \right] \right\} = \frac{1}{2} \left\{ \cos(\varphi) \cdot T + \cos(\varphi) \cdot [0 - 0] + \sin(\varphi) \cdot \left[\frac{1}{4\pi f} - \frac{1}{4\pi f} \right] \right\} = \frac{1}{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot T$
- $I_2 = \int_0^T k \cdot \cos(2\pi ft) dt = k \cdot \left[\frac{\sin(2\pi f \cdot T)}{2\pi f} - \frac{\sin(2\pi f \cdot 0)}{2\pi f} \right] = k \cdot [0 - 0] = 0$
- $I_3 = \int_0^T k \cdot \cos(2\pi ft + \varphi) dt = k \cdot \int_0^T [\cos(2\pi ft) \cdot \cos(\varphi) - \sin(2\pi ft) \cdot \sin(\varphi)] dt = k \cdot \left\{ \cos(\varphi) \cdot \left[\frac{\sin(2\pi f \cdot T)}{2\pi f} - \frac{\sin(2\pi f \cdot 0)}{2\pi f} \right] + \sin(\varphi) \cdot \left[\frac{\cos(2\pi f \cdot T)}{2\pi f} - \frac{\cos(2\pi f \cdot 0)}{2\pi f} \right] \right\} = k \cdot \left\{ \cos(\varphi) \cdot [0 - 0] + \sin(\varphi) \cdot \left[\frac{1}{2\pi f} - \frac{1}{2\pi f} \right] \right\} = 0$
- $I_4 = \int_0^T k^2 dt = k^2 \cdot T$

Al tener en cuenta el valor de φ para $N = 3$ ($\varphi = \frac{2\pi}{3}$) y el offset k necesario calculado en el capítulo de simulación ($k = 0.5$):

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_4 = \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cdot T + 0 + 0 + (\frac{1}{2})^2 \cdot T = -\frac{T}{4} + \frac{T}{4} = 0$$

Es decir, que el producto escalar de 2 señales coseno con un desfase entre sí de $\frac{\pi}{3}$ y un desplazamiento vertical de $\frac{1}{2}$ es cero. Por lo tanto, se puede concluir que $s_0(t)$ y $s_1(t)$ son señales ortogonales. Si bien es cierto que existe una tercera señal $s_2(t) = \cos(2\pi ft + 2\varphi) + k$, se puede demostrar siguiendo el mismo proceso que el producto escalar interno entre $\langle s_0(t), s_2(t) \rangle$ y $\langle s_1(t), s_2(t) \rangle$ también es cero. Se puede concluir por lo tanto que para este escenario las 3 secuencias de muestreo son ortogonales.