



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA



Máster Universitario
en Tecnologías, Sistemas y
Redes de Comunicaciones

Generación de señales OFDM mediante modulación vectorial fotónica

Autor: Borja Melo Miñana

Director 1: Juan Luis Corral González

Director 2: Vicenç Almenar Terré

Fecha de comienzo: 18/04/2013

Lugar de trabajo: Centro de Tecnología Nanofotónica de Valencia

Objetivos — La creciente demanda de las aplicaciones en tiempo real y el incremento de las redes inalámbricas están requiriendo sistemas de comunicaciones que soporten velocidades de datos superiores a 1 Gbit/s. Los sistemas inalámbricos que emplean la banda ultra ancha (UWB) proporcionan tasas binarias muy elevadas ofreciendo una mejora sustancial en las aplicaciones multimedia que requieren flujos de datos a alta velocidad.

El presente trabajo se basa en el desarrollo de técnicas fotónicas aplicadas en los enlaces inalámbricos de alta capacidad en el rango de frecuencias de ondas milimétricas. Concretamente se propone el diseño de un transmisor para radiofrecuencia empleando una técnica llamada modulación vectorial fotónica. El transmisor propuesto es capaz de generar señales OFDM (Ortogonal Frequency Division Multiplexing) con portadoras moduladas en amplitud y cuadratura en la banda ultra ancha hasta velocidades de 5 Gbits/s.

Metodología — La metodología que se ha seguido a lo largo del trabajo se describe a continuación. Se ha realizado un estudio de distintos artículos que están presentes en el estado del arte los cuales usaban técnicas fotónicas para la transmisión inalámbrica de datos a alta velocidad. Partiendo de un diseño que empleaba un modulador vectorial fotónico (PVM) que transmitía información modulada en amplitud y cuadratura el siguiente paso lógico ha sido mejorar el sistema utilizando multiplexación de datos mediante OFDM para aprovechar de forma eficaz el ancho de banda disponible. Una vez definido el esquema de nuestro prototipo en un software de simulación óptico el cual trabaja en cooperación en el entorno MatLab se ha procedido a evaluar el sistema mediante simulaciones de todo tipo para poder optimizar los parámetros de calidad de mismo.

Desarrollos teóricos realizados — Los desarrollos teóricos empleados en este trabajo están presentes en la bibliografía, estos desarrollos son principalmente los métodos de cálculo numérico de señal y ruido a la salida del modulador vectorial.

Desarrollo de prototipos y trabajo de laboratorio — La implementación del diseño se realiza en el simulador comercial de sistemas de comunicaciones ópticas VPI (Virtual Photonics diseñado por VPISystems) dado que extrae información de las simulaciones de enlaces ópticos de manera eficiente y del mismo modo te ofrece la posibilidad de emplear módulos que utilicen un lenguaje de programación específico (los denominados bloques de cosimulación). Estos bloques se emplean para diseñar partes concretas del esquema con el entorno MatLab.

Resultados — Los resultados de las simulaciones se presentan en gráficas indicando valores de potencia, relación señal a ruido y Error Vector Magnitude (EVM) del modulador vectorial en función de distintos parámetros de diseño del sistema, estas simulaciones se realizan para un número variado de portadoras en OFDM. Otra manera de presentar los resultados es mediante tablas comparativas que permiten una visión global del funcionamiento del sistema.

Líneas futuras — Después de demostrar la viabilidad del diseño con las simulaciones presentadas el paso natural sería un posible montaje real del sistema para corroborar los resultados expuestos, aunque también se podría continuar investigando la sensibilidad del PVM antes de fabricar. Se podría estudiar por ejemplo qué pasaría si la longitud de la fibra cambiara unos 10 metros respecto la que se ha calculado, qué ocurriría si los láseres en fase y cuadratura no fueran exactamente los mismos como se ha supuesto o qué sucedería si la dispersión no es la esperada y pasa a ser $15 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$ o $18 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$. Otra opción interesante a seguir en el desarrollo del trabajo sería diseñar una antena capaz de trabajar de manera eficiente en la banda de frecuencias que emplea nuestro prototipo. Una antena resonadora dieléctrica (DRA) debería ser una buena opción dado que pueden transmitir con un gran ancho de banda y de esta manera alcanzar los requisitos de los sistemas de banda ultra ancha.

Abstract — The increasing demand for real-time applications and increasing wireless networks are requiring communication systems that support higher data rates than 1 Gbit/s. Wireless systems employing ultra-wideband (UWB) provide very high bit rates offering a substantial improvement in applications which require multimedia data streams at high speed.

This work is based on the development of photonic techniques used in high-capacity wireless links in the range of millimeter-wave frequencies. Specifically, the design of a radiofrequency transmitter employing a technique called photonic vector modulation is proposed. The transmitter is capable of generate OFDM signals with modulated carriers in amplitude and quadrature up data rates of 1 Gbit/s in the millimeter wave frequency.

Autor: Borja Melo Miñana, email: bormemia@teleco.upv.es

Director 1: Juan Luis Corral González, email: jlcorral@com.upv.es

Director 2: Vicenç Almenar Terré, email: valmenar@com.upv.es

Fecha de entrega: 03-12-2013

ÍNDICE

I. Introducción	4
II. Funcionamiento del PVM	6
III. Simulación del PVM	8
IV. Estudio de la relación SNR	14
V. Resultados	19
VI. Conclusiones	30
Referencias	32
Lista de Acrónimos	33

I. Introducción

La velocidad de datos requerida por los sistemas inalámbricos está aumentando constantemente debido a la necesidad de transmitir información como audio, video y datos en alta calidad. Este incremento en la velocidad de transmisión está impulsando el desarrollo de nuevas soluciones inalámbricas que puedan trabajar a tasas binarias del orden de Gbits/s.

Las técnicas fotónicas ofrecen buenas soluciones en el rango de frecuencias de las ondas milimétricas dado que ofrecen múltiples ventajas como gran ancho de banda, escalabilidad y al no tener las limitaciones de las arquitecturas puramente eléctricas, por este motivo es un campo que se está investigando en la actualidad.

En los últimos años se ha demostrado que se puede proporcionar conexión inalámbrica a velocidades mayores a 1 Gbits/s empleando la banda de frecuencias de las ondas milimétricas con el uso de sistemas fotónicos. El principal inconveniente de estas técnicas en el pasado es que simplemente elevaban la frecuencia de la señal digital en banda base hasta la frecuencia deseada lo cual requería un gran ancho de banda en las transmisiones inalámbricas pero en cambio no empleaban ningún tipo de modulación avanzada para aprovechar de forma más eficaz este recurso.

Nuestra propuesta es mejorar estas técnicas fotónicas disminuyendo el ancho de banda empleando técnicas de multiplexación eléctrica como la conocida OFDM del mismo modo el uso de este tipo de multiplexación en el diseño evita la interferencia entre símbolos en canales dispersivos, lo que es importante a la hora de recibir una buena calidad de señal en este tipo de medios.

En el presente trabajo se propone el diseño de un transmisor para radiofrecuencia empleando tecnología óptica mediante un modulador vectorial PVM (Photonic Vector Modulation). El PVM genera de forma directa una señal OFDM en el rango de las ondas milimétricas donde cada una de sus portadoras transporta información modulada en MQAM (M-ary Quadrature Amplitude Modulation) utilizando datos en banda base a una velocidad de transmisión del orden de Gbit/s. Con los resultados obtenidos se intentará demostrar la viabilidad de este diseño y la selección de los parámetros del PVM más adecuados para la generación de la señal OFDM en radiofrecuencia. En la Fig. 1 se observa el diseño de nuestro transmisor PVM que genera una señal OFDM a 20 GHz.

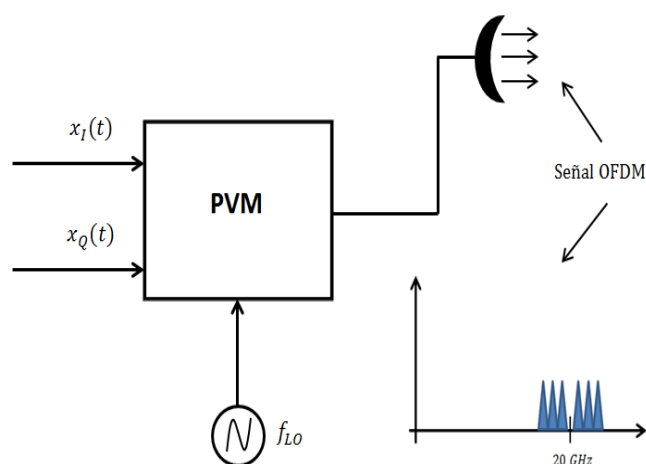


Fig.1. Transmisor PVM

El Trabajo Final de Máster se divide en cinco capítulos. En el *Capítulo II: Funcionamiento del PVM*, se describe de una manera detallada el modulador vectorial fotónico y su manera de operar. El *Capítulo III: Simulación del PVM* se describen brevemente los principales componentes del sistema y características más importantes. En el *Capítulo IV: Estudio de la relación SNR*, se compara la SNR del sistema obtenida a través de un modelo teórico y la SNR calculada mediante simulación. En el *Capítulo V: Resultados* se hace el testeado al sistema y se presentan gráficas indicando el EVM y la potencia que transfiere el PVM en función de la amplitud de la corriente de polarización del láser asimismo se proponen ciertas técnicas para mejorar la calidad tales como la variación de la amplitud de la tensión que alimenta el modulador electro-óptico y la aplicación de clipping a la señal. Finalmente, en el *Capítulo VI: Conclusiones* se exponen las conclusiones, así como las futuras líneas de investigación para mejorar este tipo de sistemas.

II. Funcionamiento del PVM

El principio de funcionamiento general del PVM es el siguiente:

En un modulador vectorial, dos portadoras ópticas son moduladas con dos flujos de datos banda base I y Q. Se hicieron varios diseños del modulador en el pasado [1] [3]. En uno de ellos las la señal óptica procedente de un láser es modulada externamente por un modulador electro-óptico Mach-Zehnder y la salida del mismo es dividida en dos ramas donde una de ellas es desfasada $\pi/2$ radianes respecto la otra mediante un retardo óptico [3]. Ambas señales son recibidas por sus respectivos fotodetectores y la suma de la señal obtenida es finalmente radiada. El otro diseño del cual nos basamos [1][2] en esta tesina dos láseres que transmiten dos señales ópticas con los datos I y Q modulados, son moduladas en intensidad mediante un Mach-Zehnder por una señal de radiofrecuencia perteneciente a un oscilador local. Del mismo modo que en el primer diseño, debe existir un desfase de 90 grados entre las señales ópticas moduladas I y Q. Para conseguir este desfase las dos portadoras que trabajan en longitudes de onda distintas se les introduce un retardo óptico de $\frac{1}{4 \cdot f_{LO}}$ mediante el uso de un elemento dispersivo como la fibra óptica.

En la Fig. 2 se aprecia la arquitectura considerada del modulador vectorial fotónico para nuestro diseño [1],

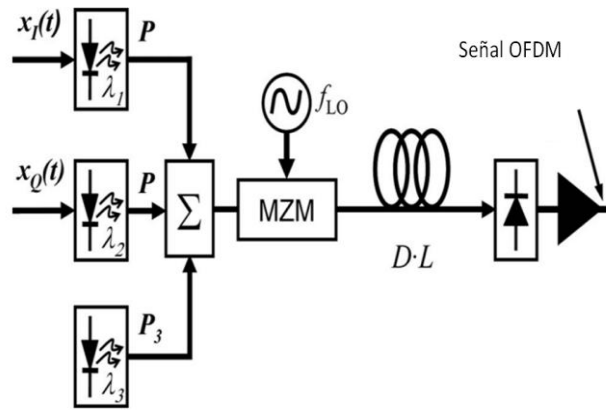


Fig. 2. Arquitectura del PVM para un generador OFDM [1]

En nuestro esquema la señal en fase y cuadratura procedente de un modulador OFDM modula directamente dos láseres generando dos portadoras ópticas.

Las portadoras correspondientes a las señales I/Q están separadas por una longitud de onda tal que permiten un desfase de $\pi/2$ radianes entre ellas a la salida del fotodetector; al mismo tiempo una señal de radiofrecuencia de 20 GHz modula en intensidad mediante un modulador externo Mach-Zehnder las portadoras ópticas mencionadas obteniendo una doble banda lateral alrededor de ellas. La señal óptica se transmite a través de un enlace de fibra estándar monomodo (SSMF) cuya longitud y dispersión es D y L respectivamente como se ve en la imagen. Finalmente esta señal OFDM es detectada por un fotodetector y es radiada y distribuida hacia el usuario final. El tercer láser de la arquitectura sirve para eliminar un pico de potencia que genera una elevada PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) [1].

En esta arquitectura la potencia de la señal OFDM después del fotodetector se puede demostrar que es:

$$P_{datos} = 2\eta(P_I + P_Q) \left[\frac{R}{L_{fibra}} J_1(m_{LO}) J_0(m_{LO}) \right]^2 \quad (1)$$

Siendo $P_I = \langle x_I^2(t) \rangle$ y $P_Q = \langle x_Q^2(t) \rangle$ las potencias de las señales que alimentan los láseres, estas potencias dependen de las señales I/Q del modulador OFDM y de la corriente de bias y del *DriveAmplitude* DriveAmplitud de los láseres. L_{fibra} es la atenuación que introduce la fibra estándar monomodo, R es la responsividad del fotodetector y $J_1(m_{LO})$ y $J_0(m_{LO})$ las funciones de Bessel de orden uno y cero respectivamente.

El m_{LO} se define como $\pi \frac{V_{LO}}{V_\pi}$ donde V_π representa la tensión necesaria para conseguir un desfase de π en el Mach Zehnder y V_{LO} la amplitud del oscilador local que lo modula.

Hay que tener en cuenta la contribución de los distintos tipos de ruido que degradan la señal OFDM que se quiere enviar, es decir, la contribución de los ruidos RIN, shot y térmico. En un apartado posterior evaluaremos la relación SNR (Signal-to-Noise Ratio) tanto de forma teórica como simulada para estimar la calidad de esta señal.

III. Simulación del PVM

La implementación de la modulación y demodulación OFDM se realiza en el entorno de simulación Matlab al ser una herramienta de cálculo muy rápida, flexible y eficaz. En cambio todo el diseño óptico realizado con fibra óptica, modulador electro óptico Mach Zehnder, láseres y fotodetectores se implementa en el simulador comercial de sistemas de comunicaciones ópticas VPI transmission Maker. Este simulador permite el diseño de cualquier esquema óptico al mismo tiempo que es capaz de aceptar la comunicación entre VPI y el entorno Matlab.

A continuación se muestra la vista general del sistema en el simulador VPI en la Fig. 3.

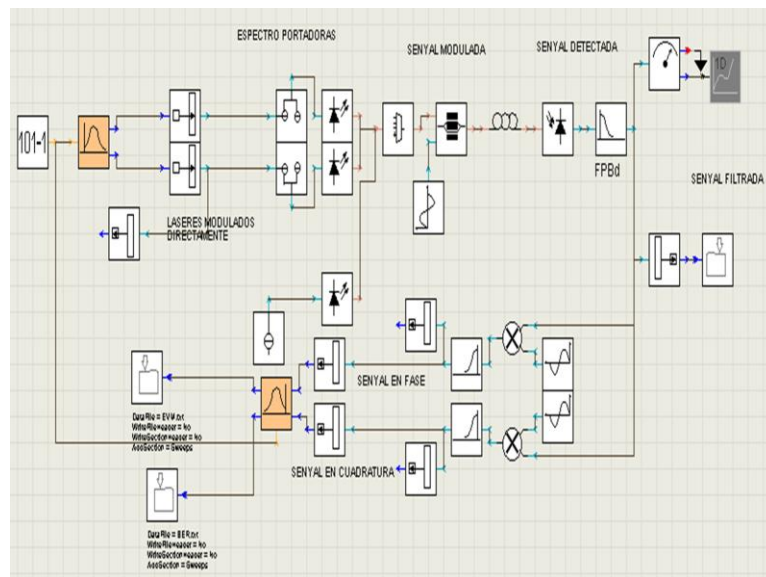


Fig. 3. Esquema en VPI del PVM

Como se aprecia en la figura en la parte superior del esquema se incluyen los elementos que conforman el modulador vectorial fotónico (parte que incluye hasta el filtro paso banda situado después del fotodetector), luego en la parte inferior están los módulos utilizados para la demodulación de la señal en el dominio eléctrico. Estos elementos no forman parte del diseño del PVM solo tienen la función de calcular algunos parámetros de calidad como el BER (Bit Error Rate) y el EVM que sirven para comprobar los resultados de las simulaciones. En este trabajo solo se enseñarán gráficas del EVM dado que es más sensible que el BER [9].

Ahora se van describir brevemente los elementos más destacados en el diseño.

Modulador OFDM: Se realiza la codificación del canal. A partir de los bits de entrada que queremos transmitir, el prefijo cíclico, el número de subportadoras de guarda y de datos conformamos los símbolos OFDM. Los símbolos de cada subportadora pueden ser modulados en QPSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM, 256QAM..., una vez modulados se insertan unas subportadoras de guarda [6] [12]. Estas subportadoras añadidas deben mantener una proporción tal que la relación entre el número de subportadoras totales (N_{FFT}) y el número de subportadoras de datos (N_c) sea 0.75 como se expresa a continuación:

$$\frac{N_c}{N_{FFT}} = 0.75 \tag{2}$$

Una particularidad de nuestro modulador OFDM es que la tasa binaria necesaria depende únicamente del orden de la modulación M-QAM. Ello se consigue gracias a la proporción que se acaba de mencionar y del mismo modo permite que la potencia media de la señal OFDM a la salida del modulador sea constante independientemente del número de subportadoras.

En el algoritmo de Matlab se define que la duración de un símbolo OFDM es la relación del número de subportadoras totales más las que añade el prefijo cíclico entre la tasa de muestreo del modulador OFDM. La expresión matemática queda así:

$$TiempoSimbOFDM = \frac{NFFT(1 + CP)}{OFDMSampleRate} \quad (3)$$

El número de bits útiles en un símbolo OFDM corresponden al número de subportadoras de datos por el número de bits por símbolo que conforman la modulación M-QAM tal como se ve a continuación:

$$BitsSimbOFDM = N_c \cdot BpS \quad (4)$$

En vista de ello se puede observar en la expresión de abajo que la tasa binaria necesaria para el funcionamiento del modulador OFDM se debe incrementar a un mayor orden modulación. En el siguiente desarrollo se considera que la tasa de muestreo del modulador es 1 GHz y que el CP (Cyclic Prefix) es de un 25 % dado que son los valores empleados por defecto en el diseño:

$$\begin{aligned} Tasa\ Binaria &= \frac{TiempoSimbOFDM}{BitsSimbOFDM} = \frac{OFDMSampleRate \cdot N_c \cdot BpS}{NFFT(1 + CP)} = \\ &= 1e^9 \frac{3}{4} \frac{1}{1,25} BpS = 0,6e^9 \cdot BpS \quad Gbps \end{aligned} \quad (5)$$

Por tanto al transmitir más bits por símbolo, es decir, al cambiar a una constelación de orden superior, la tasa binaria del modulador se incrementará en la siguiente proporción.

- *QPSK* → 1,2 Gbps
- *16QAM* → 2,4 Gbps
- *64QAM* → 3,6 Gbps
- *256QAM* → 4,8 Gbps

Otro aspecto a tener en consideración es que el algoritmo tanto del modulador como del demodulador realizado en código Matlab funciona mediante un bloque de cosimulación; por tanto para que el programa VPI acepte el flujo de datos y pueda simular se ha de declarar el tamaño del vector que recibe el simulador del modulador OFDM y el tamaño del vector que trasfiere el VPI al demodulador OFDM [8]; por consiguiente se define el tamaño de ambos vectores por defecto como el número de bits a transmitir por la relación entre la frecuencia de muestreo del VPI y la frecuencia de muestreo de la señal OFDM, es decir:

$$\begin{aligned} LongitudvectorVPI &= bitsTx \cdot \frac{VPISampleRate}{OFDMSampleRate} = \\ &= TimeWindow \cdot VPISampleRate \end{aligned} \quad (6)$$

Todos estos valores mencionados anteriormente a saber: *OFDMSampleRate*, *VPISampleRate*, *TimeWindow*, *NFFT*, *N_c*, *CP* y *BpS* son parámetros globales definidos en el simulador VPI.

Al ser la frecuencia de muestreo en el VPI mayor la del modulador OFDM es necesario hacer un sobremuestreo en la señal OFDM para que exista una compatibilidad entre el VPI y el bloque de cosimulación de Matlab. En el diseño se hace un sobremuestreo en dos pasos, uno justo antes de la IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) y otro después de insertar el prefijo cíclico. En el primero se hace un upsampling de factor 4 en frecuencia mediante rellenado de ceros, con lo que se consigue tener 4 veces más portadoras de las que se tenía antes. Estas nuevas portadoras se dejan a cero ya que son las que están situadas en la zona de alta frecuencia. Una vez hecha la IFFT se inserta el prefijo cíclico a los símbolos OFDM para que cada símbolo sea precedido por una extensión de sí mismo, si la longitud del prefijo cíclico es mayor que la respuesta del canal a transmitir se puede evitar la interferencia entre símbolos en el receptor (ISI).

De nuevo se hace otro upsampling para alcanzar la tasa de muestreo necesaria en el VPI, para ello en el upsampling se hace una nueva inserción de ceros obtenida como la relación entre el $VPI\text{SampleRate}$ y el $OFDM\text{SampleRate}$ por un factor 4. Este valor indica el número de ceros que falta añadir entre muestras para finalmente llegar a la tasa definida en el simulador óptico.

$$Upsample\ restante = \frac{VPI\text{SampleRate}}{OFDM\text{SampleRate} \cdot 4} \quad (7)$$

En nuestro diseño se considera que la tasa de muestreo del VPI es 128 veces mayor que la tasa de muestreo empleada en el modulador OFDM, en consecuencia el $Upsample\ restante$ es 32, de ahí se puede asegurar que mediante los dos upsamplings del modulador se consigue trabajar a la tasa de 128 GHz que requiere el simulador ($4 \cdot 32 = 128$).

Luego se procede a hacer el filtrado con una función Sinc definida en un rango de $-6 \cdot Upsample\ restante$ a $6 \cdot Upsample\ restante$ muestras. Se emplea este tipo de función por tener una respuesta en frecuencia rectangular con lo que convierte a este filtro en el más ideal posible.

Al hacer la convolución entre la señal y el filtro Sinc la longitud del vector de datos obtenido puede ser mayor o menor al tamaño del vector definido en el VPI, por eso el modulador OFDM recorta o añade ceros al final de la secuencia temporal para que coincida en tamaño con el vector del simulador.

Finalmente la secuencia obtenida se divide en dos ramas (parte real y parte imaginaria) donde cada señal va a alimentar a un láser distinto. Estas señales temporales I/Q (In-phase/Quadrature) tienen potencia media constante independientemente del prefijo cíclico y del número de portadoras siempre que se mantenga la relación $\frac{N_c}{N_{FFT}} = 0,75$ como anteriormente se había mencionado.

Ahora bien la potencia de pico cambia aunque la potencia media se mantenga uniforme dado que la relación PAPR depende del número de portadoras. Los valores de pico de la señal OFDM aparecen con una frecuencia muy baja pero aun así habrá que tenerlo en cuenta para evitar efectos indeseados en la modulación del láser.

Láser óptico: La señal OFDM separada en las señales I/Q se multiplica por un parámetro llamado $DriveAmplitude$ y se le suma una señal continua llamada corriente de bias, estos parámetros se definen en el bloque $LaserDriver$ del VPI. La secuencia de salida de este bloque modula el láser directamente dando lugar a una potencia que se incrementa a mayor corriente de polarización. Como se puede apreciar en la Fig. 4 cuando la corriente de polarización del láser supera un umbral (Corriente umbral) el láser empieza a transmitir, en cambio a cierto nivel de corriente la fuente entra en zona de saturación y deja de transferir más potencia a la fibra [5]. La corriente umbral en los láseres de nuestro esquema corresponde a 0.031 A.

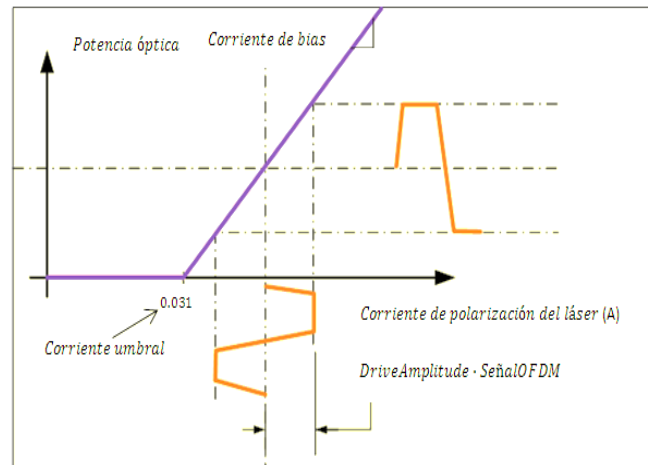


Fig. 4. Curva P-I de un láser ideal

A la hora de hacer las simulaciones se debe tener en cuenta que tanto la existencia de picos elevados en la señal temporal OFDM así como modificar el *DriveAmplitude* y la corriente de bias pueden implicar que la corriente moduladora del láser esté por debajo de la corriente umbral y por tanto apagar el láser. Esto sucede con facilidad al reducir la corriente de bias, en cambio sí se incrementa esta corriente tiende a ser mayor el ruido RIN (Relative Intensity Noise) generado por el láser, por consiguiente se ha de encontrar un término medio en estos parámetros para obtener unos resultados óptimos. Es importante destacar que el factor de Chirp de la fuente láser se elimina dado que si se activa se obtiene un espectro óptico ensanchado y desplazado que no nos interesa en las simulaciones.

Mach-Zehnder: El modulador electro-óptico permite que una señal RF (Radiofrecuencia) de 20 GHz module en intensidad las portadoras ópticas generadas con los láseres. Como entradas el EOM (Electro-Optic Modulator) dispone de la suma de las 3 señales ópticas de sus respectivos láseres y la señal moduladora de RF.

En la Fig. 5 se muestra la función de transferencia del modulador en función de la potencia óptica y la tensión de bias. Es importante trabajar en la región lineal del Mach-Zehnder para que no introduzca efectos indeseados en el sistema, por ello la señal que procede del oscilador local suele polarizar en el punto de cuadratura (QP) que es $\frac{V_{\pi}}{2}$ para que el modulador funcione de forma aproximada como un modulador de intensidad [7].

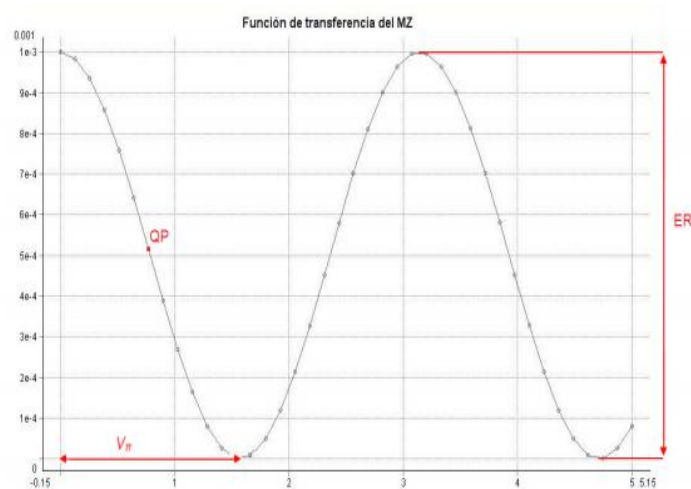


Fig. 5. Función de transferencia modulador MZ (Mach-Zehnder)

Fibra óptica: La señal se transmite por una fibra monomodo con el objetivo de conseguir un desfase de 90 grados en las ramas I/Q. Para conseguir que ambas señales estén desfasadas 90 grados se decide explotar una característica inherente de la fibra como es la dispersión cromática. Este causa un retraso que varía en función de la frecuencia de la señal. Modificando la longitud de la fibra se puede conseguir que ambas señales de datos estén en cuadratura, esto permite que se puedan separar de forma independiente sin que se interfieran entre ellas en el demodulador.

Empleando la siguiente expresión donde $Delay$ es el retardo entre ambas señales, D la dispersión, L la longitud y $\Delta\lambda$ la separación en longitud de onda y teniendo en cuenta f_{LO} es la frecuencia de oscilación de la señal que modula el Mach-Zehnder se puede obtener la longitud de la fibra tal como sigue:

$$Delay(ps) = D \left(\frac{ps}{nm} \cdot Km \right) \cdot L (Km) \cdot \Delta\lambda (nm) \Rightarrow Delay(ps) = 1 / 4 \cdot f_{LO} \quad (8)$$

Haciendo los cálculos necesarios se ha estimado que la longitud ideal para conseguir este desfase de $\pi/2$ radsianes sea de 243.26 metros.

Detector óptico: La detección de la señal transmitida por la fibra se realiza mediante un fotodiodo tipo PIN al emplear un enlace de corta distancia. La responsividad del detector es de 1 A/W. Se ha de tener en cuenta que el fotodetector añade ruido shot y ruido térmico a la señal eléctrica que genera [7].

Filtro paso banda: Elimina todas las componentes causadas por los productos de intermodulación que origina el fotodetector para quedarse con la señal deseada la cual está alrededor de la portadora de 20 GHz. Todos los bloques anteriores comentados conforman el modulador vectorial fotónico.

Luego del filtro paso banda la señal óptica se baja en frecuencia mediante osciladores locales y se filtra para obtener la señal en banda base y se introduce en un demodulador OFDM.

Demodulador OFDM: Como primer paso se hace el downsample de la secuencia recibida, es decir, se cogen las muestras en pasos de 128 hasta el final de la secuencia, aunque se debe tener en consideración que se debe sincronizar el instante que corresponde a la primera muestra dado que la señal esta desplazada debido al retardo introducido por el modulador OFDM y por la fibra óptica. Finalmente después del downsample se obtiene la señal OFDM original como se observa en la Fig. 6.

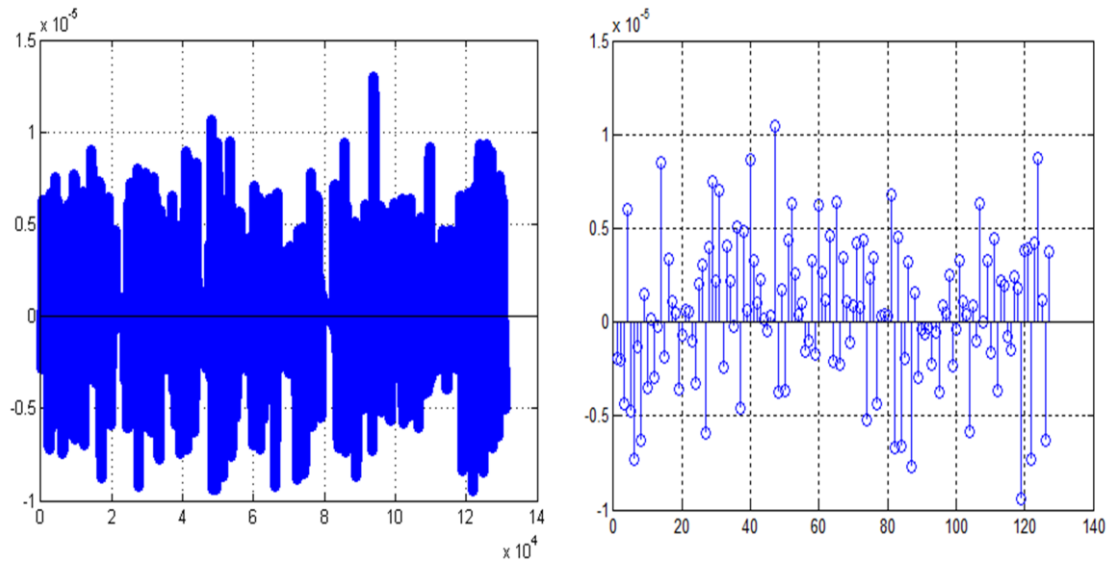


Fig. 6. Señal antes y después del downsample

Una vez obtenida las muestras correctas se eliminan las bandas de guarda y el prefijo cíclico añadidos en el modulador OFDM y se hace la FFT (Fast Fourier Transform) [12]. Para combatir la distorsión que produce el canal óptico introduciendo distorsiones indeseadas como la dispersión cromática y el efecto de supresión de portadora, se debe estimar el canal y luego ecualizarlo, para ello se comparan los símbolos transmitidos por el modulador y recibidos por el demodulador haciendo una media de la variación entre ellos y así obtener los símbolos OFDM corregidos [10]. Finalmente se de-mapean los símbolos M_QAM de cada subportadora, se obtiene la secuencia de bits recibida y se calcula el EVM.

IV. Estudio de la relación SNR

A continuación se va realizar un estudio del nivel señal a ruido obtenido a la salida del filtro de detección en el simulador VPI para evaluar sí el valor medido coincide con el nivel señal a ruido calculada a partir de un modelo teórico que define nuestro diseño. Si estos valores coinciden se puede dar validez a las simulaciones realizadas en el presente trabajo en términos de potencia y ruido.

Solo se van a indicar las expresiones matemáticas que aparecen en este modelo, si se quiere obtener información sobre la demostración de cada fórmula y sobre el significado de cada parámetro se puede recurrir al siguiente artículo [4].

Potencia

Para empezar se comprueba que el nivel de señal a la salida del fotodiodo calculado de forma teórica coincide con el medido en el simulador. En el cálculo de la potencia y el ruido en el simulador se ha considerado los siguientes valores: dos BpS, seis subportadoras de datos, dos subportadoras de guardia y un *DriveAmplitude* de 0,01 A.

La potencia de la señal con datos a la salida del fotodiodo se calcula con la siguiente expresión:

$$P_{datos} = 2\eta(P_I + P_Q) \left[\frac{R}{L_{fibra}} J_1(m_{LO}) J_0(m_{LO}) \right]^2 \quad (9)$$

Donde:

- R es la responsividad en el detector óptico, en nuestro caso lo consideraremos de 1 A/W.
- P_I, P_Q las potencias de las señales que modulan los láseres, la expresión para calcularlas se puede obtener fácilmente como:

$$P_{I/Q} = P_{mediaOFDM\ I/Q} \cdot DriveAmplitude^2 \quad (10)$$

Obteniendo la siguiente potencia $\rightarrow P_I = P_Q = 3.839 \cdot 10^{-5} W$.

- $J_1(m_{LO})$ y $J_0(m_{LO})$ representan las funciones de Bessel de orden uno y cero de m_{LO} . Este parámetro se define como $\pi \frac{V_{LO}}{V_\pi}$, donde $V_{LO} = 0.1 V$ corresponde al valor de la amplitud del oscilador local que modula el Mach-Zenhder y $V_\pi = 1.5 V$ donde el valor es definido por defecto en el modulador proporcionado por el VPI como se podía observar en la función de transferencia del modulador MZ.
- L_{fibra} es la atenuación en lineal de la fibra óptica empleada, como se ha estimado antes la longitud ideal es de 243.26 metros, por tanto la atenuación al trabajar en tercera ventana es igual a:

$$\begin{aligned} L_{fibra} &= atenuación \left(\frac{dB}{km} \right) \cdot Longitud = 0,2 \cdot 0,243 = \\ &= 0.0486 dB \rightarrow 1.011 lineal \end{aligned} \quad (11)$$

- η es la eficiencia óptica, mirando la curva P-I de cada láser se puede deducir fácilmente, en nuestro caso tiene un valor de 0.2314.

Finalmente haciendo todos los cálculos obtenemos que la potencia a la salida tiene un valor de:

$$m_{LO} = \pi \frac{V_{LO}}{V_{\pi}} = \pi \frac{0.05}{1} J_1(m_{LO}) = 0.08, J_0(m_{LO}) = 0.995, L_{fibra} = 1.011,$$

$$n = 0.2314 \xrightarrow{\text{por tanto}} P_{datos} = -41.638 \text{ dBm} \quad (12)$$

Ahora se va a medir la potencia de la señal de datos en el VPI. Nos interesa la potencia media a la salida del filtro de detección y no la potencia de pico por ello se hace un filtrado de la señal con una ventana de 2 GHz como se observa en la Fig. 7. Se comprueba que el nivel de potencia media es de -42.618dBm, muy similar al resultado teórico.

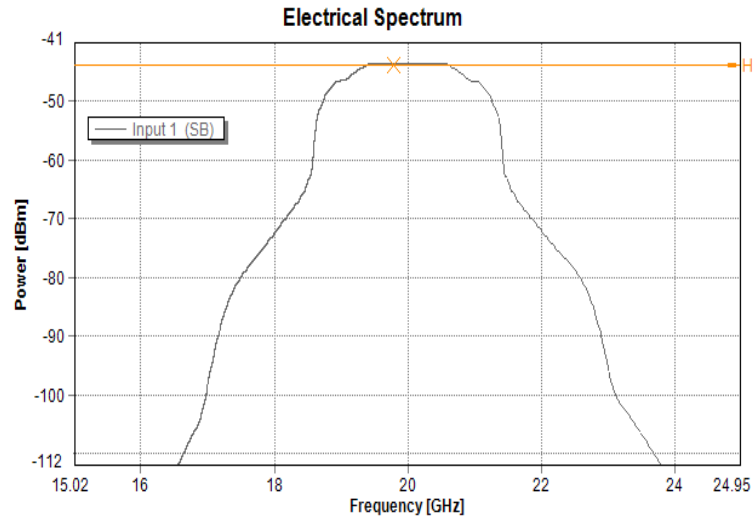


Fig. 7. Nivel de señal en detección tras un filtrado de 10 GHz

A continuación se va a calcular de forma teórica las contribuciones de ruido térmico, shot y RIN y se comprobarán con el ruido medido en el VPI.

Ruido térmico

La expresión de ruido térmico es la siguiente:

$$\sigma_{TH}^2 = \frac{4K_b T \Delta f F_n}{R_L} \quad (13)$$

Donde:

- Δf es el ancho de banda del filtro paso banda, en nuestro diseño tiene un valor de 2 GHz.
- F_n es el factor de ruido como no se ha amplificado la señal tiene el valor de la unidad.
- $K_b = 1,384e^{-23}$ (eVoltios/Kelvin), constante de Boltzmann.
- T es la temperatura a la que se encuentra el sistema en grados kelvin, en nuestro caso 290 K.
- R_L es la resistencia de carga que consideraremos de 1Ω .

Haciendo los cálculos obtenemos que:

$$\sigma_{TH}^2 = \frac{4 \cdot 1.384 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 2 \cdot 10^9 \cdot 1}{1} = -74.95 \text{ dBm} \quad (14)$$

Ruido shot

La fórmula del ruido shot es la siguiente:

$$\sigma_S^2 = 2q(i_{pd-DC} + i_d)\Delta f \quad (15)$$

Donde:

- i_{pd-DC} es la media de fotocorriente recibida a la entrada del fotodetector, cada láser aporta su contribución, tal como se define a continuación:

$$i_{pd-DC-I/Q} = \frac{R \cdot P}{L_{tot}} (0,5)(J_0^2(m_{LO}) + 2J_1^2(m_{LO})) \quad (16)$$

$$i_{pd-DC-tercer \text{ láser}} = \frac{R \cdot P}{L_{tot}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) (J_0^2(m_{LO}) + 2J_1^2(m_{LO})) \quad (17)$$

P es la potencia media que transfieren los láseres modulados a la fibra y se puede observar fácilmente en el VPI, en nuestro caso $P=6.91$ mW.

- $q = 1.6e^{-19}$ es la carga del electrón
- i_d es la corriente oscura producida por el detector cuando no hay señal de entrada, como es tan pequeña se puede despreciar.
- Δf es el ancho de banda del filtro paso banda a la salida del detector óptico, en nuestro diseño tiene un valor de 2 GHz.

Realizando los cálculos obtenemos que el ruido shot es:

$$\sigma_S^2 = 2q \left(2 \cdot i_{pd-DC-I/Q} + i_{pd-DC-tercer \text{ láser}} \right) \Delta f = -81.28 \text{ dBm} \quad (18)$$

Ruido RIN

Para calcular el ruido RIN se halla la suma de las contribuciones de cada láser.

$$\begin{aligned} \sigma_{RIN}^2 = & 2 \cdot RIN \left(\text{Láser } \frac{I}{Q} \right) \cdot i_{pd-DC} \left(\text{Láser } \frac{I}{Q} \right)^2 \cdot \Delta f + \\ & + RIN(\text{tercer Láser}) \cdot i_{pd-DC}(\text{tercer Láser})^2 \cdot \Delta f \end{aligned} \quad (19)$$

Donde RIN es un parámetro específico de cada láser y depende de la frecuencia de trabajo y del punto de polarización del láser. Optamos por la frecuencia de 250 MHz por ser la frecuencia intermedia en el ancho de banda de la señal banda base.

- Para $f=250$ MHz, Bias= 0.06 A (láseres I/Q) \rightarrow RIN= 1,0964e-15 1/Hz
- Para $f=250$ MHz, Bias= 0.0722 A (tercer láser) \rightarrow RIN= 4,4668-16 1/Hz

Sustituyendo obtenemos que $\sigma_{RIN}^2 = -71.42$ dBm

Como se ve en los cálculos teóricos la contribución del ruido RIN es significativamente superior a los demás. A continuación se va a medir en el VPI solo las contribuciones de ruido RIN y térmico visto que el ruido shot se puede despreciar frente a estos.

En la primera imagen de la Fig. 8 se contempla en el visualizador de espectros ópticos del VPI la contribución de ruido RIN después del filtro y en la segunda imagen la contribución del ruido RIN y térmico.

Para analizar la contribución de ruido térmico se debe precisar un valor en el parámetro "ThermalNoise" del fotodetector, este parámetro se define como Amperios entre raíz de Hertzio y depende de la potencia de ruido teórica, el ancho de banda del filtro paso banda y la media de la fotocorriente, esta expresión es tal como se ve a continuación:

$$ThermalNoise = \frac{\sigma_{TH}^2(lineal)}{i_{pd-DC}(total) \cdot \sqrt{\Delta f}} = 6.114e^{-14} \frac{A}{\sqrt{Hz}} \quad (20)$$

Con un marker se mide que el nivel de potencia de ruido en ambos casos es de -112dBm en vista de ello se deduce que el ruido térmico influye de manera insignificativa frente al ruido dominante. Para hacer el cálculo real de la potencia de ruido se debe tener en cuenta el ancho de banda de ruido analizado después del filtro el cual corresponde a 2GHz, conociendo la resolución espectral de los visualizadores del VPI se puede calcular la potencia de ruido RIN que coincide de manera aproximada con el nivel de ruido RIN teórico.

$$\begin{aligned} \sigma_{RIN}^2 &= -dBm + 10 \log\left(\frac{BW_{RIN}}{1}\right) = -112dBm + 10 \log\left(\frac{2GHz}{1e9}\right) = \\ &= -72.87 dBm \end{aligned} \quad (21)$$

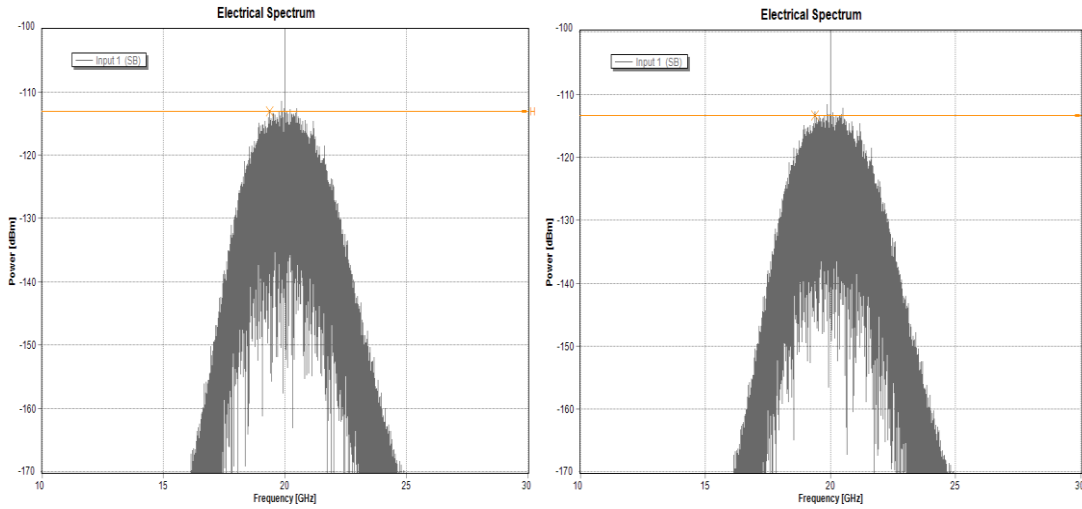


Fig. 8. Nivel de ruido RIN y nivel de ruido RIN y térmico

Por último se va a estimar la relación señal a ruido tanto teórica como simulada, en la relación señal a ruido teórica sumamos la contribución de los ruidos shot y térmico aunque realmente estos no afecten al resultado, en cambio en la SNR simulada sí se desprecian las contribuciones de los ruidos térmico y shot al no poder hallarlos de forma exacta por no afectar al ruido RIN.

$$\frac{S}{N}(teórica) = \frac{P_{datos}}{\sigma_{TH}^2 + \sigma_{SHOT}^2 + \sigma_{RIN}^2} = 28.76dB \quad (22)$$

$$\frac{S}{N}(simulada) = \frac{P_{datos}}{\sigma_{RIN}^2} = 28.802dB \tag{23}$$

Se aprecia que ambos resultados son muy parecidos y con ello se pueden validar nuestras simulaciones visto que se ajustan al modelo teórico anteriormente mencionado. Por lo tanto se puede calcular la relación señal a ruido a la salida del fotodetector de manera matemática con la certeza de que los resultados serán coincidentes con las simulaciones.

Se va hacer un estudio de la SNR calculada a partir de (22) en función de la amplitud del oscilador local que modula el Mach-Zehnder para diferentes corrientes de bias como se ilustra en la Fig. 9

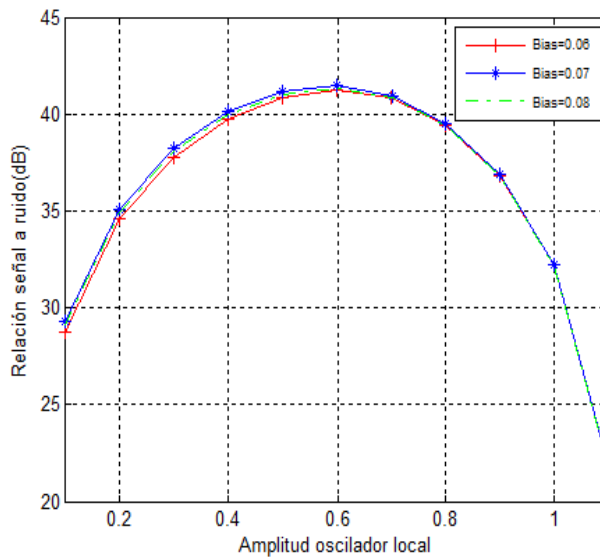


Fig. 9. SNR en función de V_{LO}

Según se ve en la gráfica de arriba al incrementar la amplitud la SNR va mejorando hasta llegar a un máximo en 0,6 V, esto se debe a que en este punto el Mach-Zehnder transmite a potencia máxima y la señal es recibida con mayor facilidad por el receptor óptico. En cambio a partir de 0,9 empeora debido a que el modulador entra en su región no lineal y la potencia decrece de manera exponencial, esto se explicará en un apartado posterior. Respecto al ruido RIN y shot se ha comprobado que disminuye a medida que se incrementa V_{LO} y en cuanto al *DriveAmplitude* y la corriente de bias no influye en demasía en la SNR.

V. Resultados

En este apartado se presenta en primer lugar el espectro de la señal en distintos puntos del esquemático, posteriormente se hará una comparativa entre la potencia que transmite el modulador vectorial y el EVM ambas en función del parámetro *DriveAmplitude*, del mismo modo se presentan distintas maneras para optimizar el diseño tales como cambiar la amplitud de V_{LO} y la inserción de clipping a la señal I/Q.

En el esquemático se parte de un generador de bits pseudo-aleatorio que genera una secuencia de bits a una velocidad variable en función del orden de modulación elegido en el simulador óptico (como se ha visto en la descripción del modulador OFDM). Este flujo binario se introduce en el modulador OFDM formando una señal OFDM. La parte real e imaginaria de la señal OFDM modulan 2 láseres uno a 193.1 GHz y otro a 193.5 GHz es decir existe una separación de portadoras de 400 GHz (3,21 nm) gracias a lo que se consigue el desfase de 90 grados comentado en anterioridad.

Existe un tercer láser que transmite a 194.117 GHz para eliminar un pico de potencia en la señal fotodetectada debido a las portadoras de los otros dos láseres. En la Fig. 10 se aprecia la suma de las 3 señales ópticas y también se representa la salida del EOM (Mach Zehnder) que es alimentado con una señal de RF de 20 GHz.

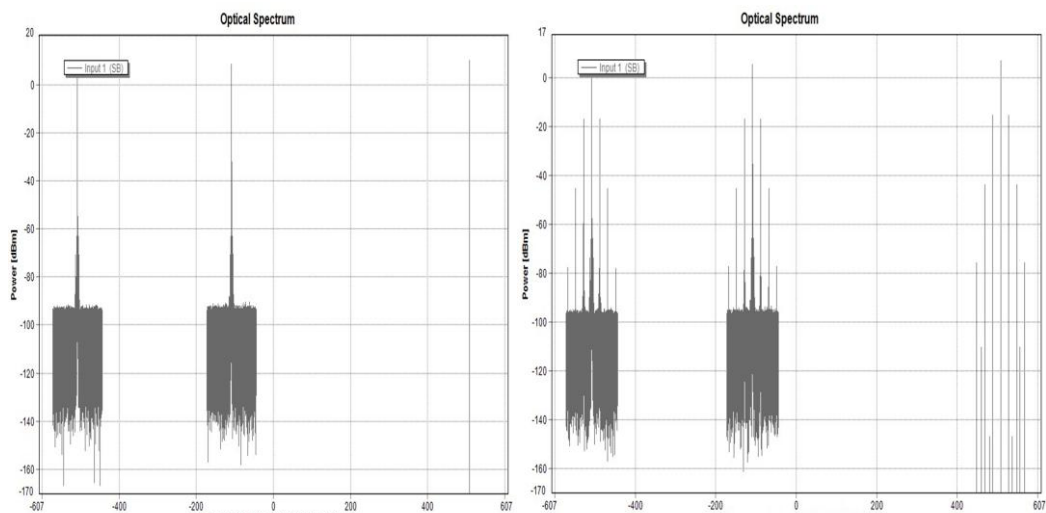


Fig. 10. Señal a la entrada y salida del Mach Zehnder

La señal óptica modulada se inyecta a una fibra óptica de una longitud de 243.26 metros para su transmisión y se detecta mediante un fotodetector PIN ruidoso y responsividad ideal como se ve en la Fig. 11.

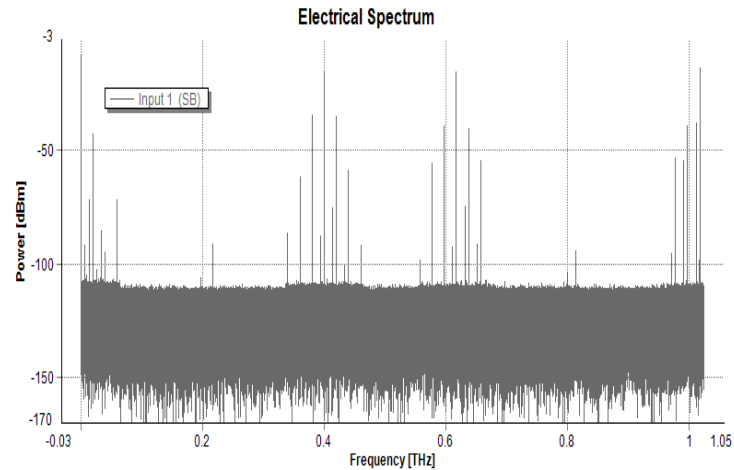


Fig. 11. Señal detectada por el fotodetector

Un parámetro que limita la calidad global del enlace óptico es la linealidad de la conversión óptica/eléctrica, si este cambio de dominio no es perfecto aparece la distorsión armónica (réplicas del canal a los múltiplos de la frecuencia central del canal) y los productos de intermodulación (batidos entre las frecuencias de canales distintos) que degradan el funcionamiento del sistema [7] [11]. En nuestro caso como se aprecia en la imagen anterior existen en la respuesta en frecuencia componentes no deseadas debidas a los productos de intermodulación que corresponden a los batidos de la portadora óptica con las subportadoras de la señal OFDM, estos productos son causados por el fotodetector. Para evitar estos efectos la señal se filtra mediante un filtro paso banda centrado en 20 GHz donde se tiene la señal con la información útil tal como se muestra en la Fig. 12.

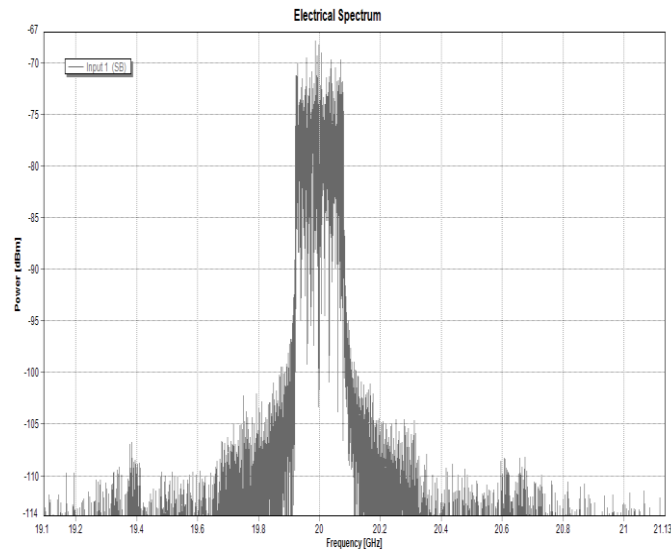


Fig. 12. Espectro de señal eléctrica detectada para una señal OFDM de un nº determinado de portadoras moduladas en QAM

Finalmente para demodular esta señal se baja a banda base con osciladores locales de 20 GHz y se filtra eliminando la componente de 40 GHz.

En las simulaciones para comprobar la calidad de la señal a la salida del PVM y la potencia generada por el mismo se van hacer dos barridos: uno calculando el EVM y otro obteniendo la potencia después del filtro paso banda, ambos barridos están en función del parámetro *DriveAmplitude*. Estos barridos se va hacer para un gran número de casos y así comprobar cuál de ellos es el más eficiente.

Para empezar se va definir un valor de corriente de bias para los láseres que transmiten en fase y cuadratura de 60 mA y para el láser de corrección una bias de 72.2 mA; con estos valores se van hacer las simulaciones para 6, 12, 48 y 192 subportadoras de datos con 2, 4, 8 y 64 subportadoras de guarda respectivamente para modulaciones QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM. Se va repetir este proceso para distintas corrientes de bias, a saber: 70 mA y 80 mA para los láseres I/Q y 86.3 mA y 100.4 mA para el tercer láser.

Antes de proceder con las simulaciones mencionadas hay que realizar otro barrido para prever el retardo que sufre nuestra señal en el detector óptico. El retardo es causado principalmente por la dispersión cromática de la fibra óptica y por los filtros paso banda y paso bajo. Debido a la forma en que se cogen las muestras en el receptor OFDM este factor no cambia al incrementar el número de subportadoras. Para demostrarlo se calcula el EVM en función del retardo para un número distinto de subportadoras tal como se aprecia en la Fig. 13. La variable retardo indica el número de muestras de retardo necesarias en el downsample para llegar a la primera muestra significativa. Se observa que la calidad de la señal detectada es prácticamente contante desde 0 a 250 muestras de retardo, aunque fijándose detenidamente en la imagen se puede ver que con un retardo de 130 se obtiene una mejor calidad en la señal transmitida para casi todos los casos.

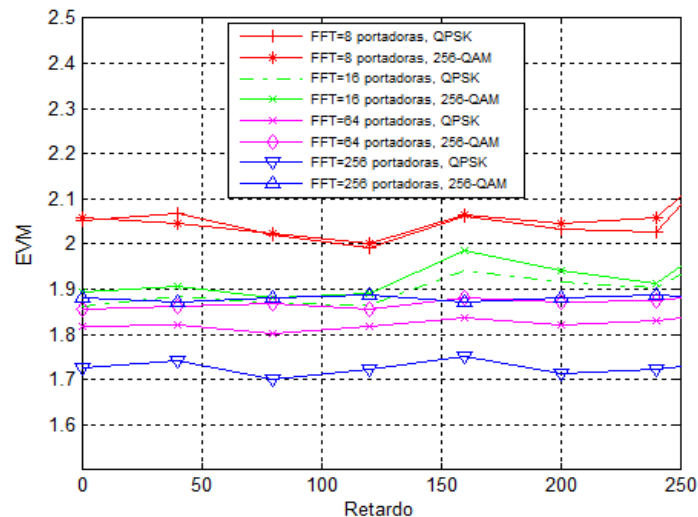


Fig. 13. Retardo para distintas subportadoras y modulaciones M-QAM

Por tanto escogemos este valor de retardo óptimo para todas las simulaciones que se van a realizar a partir de ahora, además al ser un valor céntrico cualquier pequeña variación que pudiera haber en este parámetro no afectaría al sistema.

Finalmente se va hacer una comparativa de la potencia de RF y del EVM en función del *DriveAmplitude*, en las Fig. 14, Fig. 15 y Fig. 16 se muestran estos parámetros para distintos valores de subportadoras, corriente de bias y bits por símbolo.

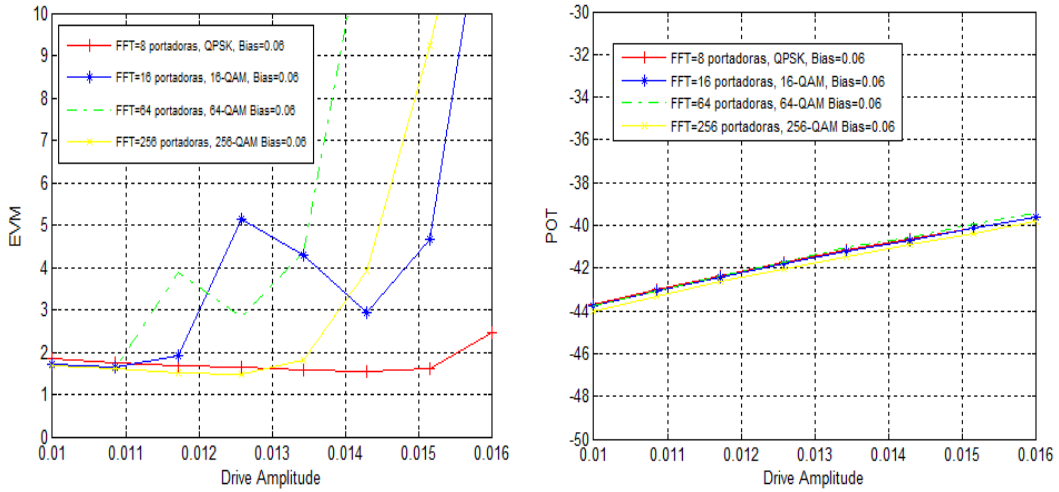


Fig. 14. EVM y potencia para una corriente de bias de 0,06 A

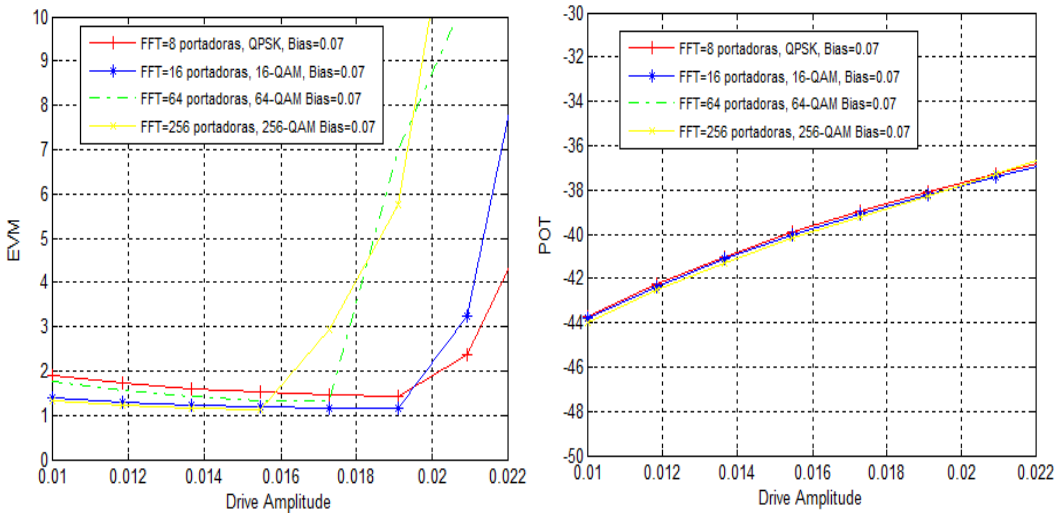


Fig. 15. EVM y potencia para una corriente de bias de 0,07 A

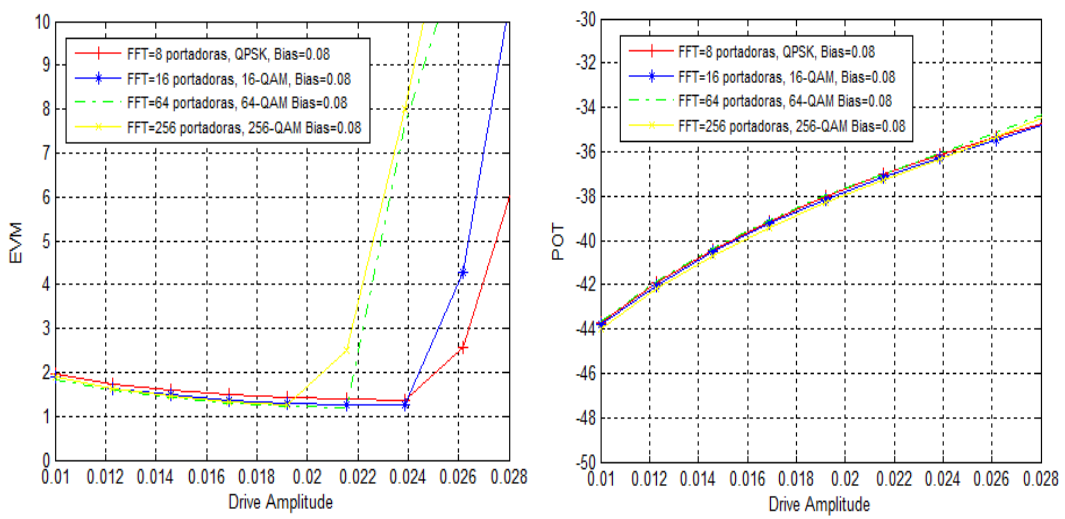


Fig. 16. EVM y potencia para una corriente de bias de 0,08 A

Como se aprecia en las imágenes cuando se aplica corriente de bias de 0.06 mA con distintas subportadoras y modulaciones a partir de un determinado *DriveAmplitude* el EVM empieza a empeorar de forma drástica. Esto se debe que a menor corriente de bias más cerca está la componente continua de la señal que alimenta los láseres de la zona de no emisión y por consiguiente a cierta amplitud de esta señal se rebasa el umbral y el láser deja de emitir. En este instante existe un tiempo de no emisión y posterior encendido del láser que perjudica la calidad de la señal cuando la corriente pasa de ser más pequeña que el umbral a ser mayor. La corriente umbral es de 0.031 A, evidentemente para valores de corrientes de bias superior a 0.06 mA se alcanza el estado de no emisión para valores de *DriveAmplitude* más altos. Se puede observar que el EVM para estos casos es muy similar y se obtienen unos valores comprendidos entre 1,4 y 2 para diferentes portadoras y modulaciones, con lo que se puede verificar que la señal enviada por los láseres I/Q se demodula correctamente en el demodulador OFDM.

Esta similitud de resultados se debe a que se ha optimizado el modulador OFDM para que la secuencia I/Q de salida tenga una potencia media muy parecida para distintos tipos de portadoras por lo que los láseres siempre funcionen en la misma región de trabajo. De todas formas se puede observar que para una corriente de bias de 0.07 y 0.08 a mayor *DriveAmplitude* se obtiene una EVM ligeramente mejor hasta que el láser deja de transmitir, esto se debe a que la amplitud de la corriente que alimenta los láseres es algo mayor y por tanto estos transmiten más cerca de la zona de saturación y a mayor potencia con lo que facilita la recepción al fotodetector aunque la mejora es bastante imperceptible debido a que los ruidos del sistema aumentan también de manera notable. El parámetro de calidad EVM nos indica que el que el sistema funciona de forma correcta como se observa en las gráficas, aunque existe un valor óptimo de *DriveAmplitude* con el que se consigue una mejor calidad de señal. En la Tabla 1, 2, 3 y 4 se muestran el *DriveAmplitude* óptimo, la potencia generada a transmitir y el EVM óptimo para 8, 16, 64 y 256 subportadoras respectivamente.

Bias (mA)	Modulación	DriveAmplitude óptimo (mA)	Potencia RF generada (dBm)	EVM óptimo
0.06	QPSK	0.014	-40.61	1.56
0.06	16-QAM	0.013	-41.21	1.63
0.06	64-QAM	0.014	-40.59	1.60
0.06	256-QAM	0.012	-41.68	1.67
0.07	QPSK	0.016	-39.65	1.51
0.07	16-QAM	0.016	-39.70	1.53
0.07	64-QAM	0.016	-39.69	1.56
0.07	256-QAM	0.016	-39.69	1.53
0.08	QPSK	0.016	-39.64	1.59
0.08	16-QAM	0.016	-39.71	1.57
0.08	64-QAM	0.016	-39.69	1.59
0.08	256-QAM	0.016	-39.70	1.57

Tabla 1 EVM óptimo para 8 subportadoras (6 subportadoras de datos)

Bias (mA)	Modulación	DriveAmplitude óptimo (mA)	Potencia RF generada (dBm)	EVM óptimo
0.06	QPSK	0.013	-41.13	1.53
0.06	16-QAM	0.010	-43.08	1.63
0.06	64-QAM	0.013	-41.13	1.46
0.06	256-QAM	0.013	-41.10	1.49
0.07	QPSK	0.016	-39.65	1.39
0.07	16-QAM	0.016	-39.72	1.40
0.07	64-QAM	0.016	-39.68	1.40
0.07	256-QAM	0.016	-39.80	1.38
0.08	QPSK	0.016	-39.62	1.41
0.08	16-QAM	0.016	-39.72	1.44
0.08	64-QAM	0.016	-39.68	1.44
0.08	256-QAM	0.016	-39.71	1.43

Tabla 2 EVM óptimo para 16 subportadoras (12 subportadoras de datos)

Bias (mA)	Modulación	DriveAmplitude óptimo (mA)	Potencia RF generada (dBm)	EVM óptimo
0.06	QPSK	0.011	-42.33	1.51
0.06	16-QAM	0.011	-42.41	1.51
0.06	64-QAM	0.011	-42.39	1.60
0.06	256-QAM	0.011	-42.40	1.55
0.07	QPSK	0.015	-40.11	1.33
0.07	16-QAM	0.016	-39.70	1.32
0.07	64-QAM	0.016	-40.68	1.31
0.07	256-QAM	0.016	-39.70	1.34
0.08	QPSK	0.016	-39.63	1.33
0.08	16-QAM	0.016	-39.71	1.35
0.08	64-QAM	0.016	-39.70	1.36
0.08	256-QAM	0.016	-39.70	1.38

Tabla 3 EVM óptimo para 64 subportadoras (48 subportadoras de datos)

Bias (mA)	Modulación	DriveAmplitude óptimo (mA)	Potencia RF generada (dBm)	EVM óptimo
0.06	QPSK	0.010	-43.98	1.58
0.06	16-QAM	0.010	-44.00	1.57
0.06	64-QAM	0.012	-42.04	1.52
0.06	256-QAM	0.012	-42.04	1.47
0.07	QPSK	0.013	-41.43	1.35
0.07	16-QAM	0.014	-40.91	1.36
0.07	64-QAM	0.016	-39.95	1.32
0.07	256-QAM	0.016	-39.95	1.30
0.08	QPSK	0.016	-39.91	1.27
0.08	16-QAM	0.016	-39.93	1.32
0.08	64-QAM	0.016	-39.96	1.37
0.08	256-QAM	0.016	-39.93	1.40

Tabla 4 EVM óptimo para 256 subportadoras (192 subportadoras de datos)

Si bien los resultados obtenidos son muy eficientes se va a observar el comportamiento del sistema a variaciones de determinados parámetros en el diseño, es decir, se va a comprobar que se puede optimizar aún más los resultados. Se va estudiar el cambio en el sistema al variar el punto de polarización del modulador Mach-Zehnder y el cambio producido al insertar un clipping en las señales del modulador OFDM.

Variación en el modulador Mach_Zehnder

Una forma de conseguir una mejora en los resultados es aumentar la amplitud de la señal que modula en intensidad el Mach-Zehnder, de esta manera se inyecta más potencia a la fibra y el fotodetector capta mejor los símbolos transmitidos. Se debe tener en cuenta que a más amplitud el Mach-Zehnder puede salir de su región lineal de trabajo e introducir efectos no lineales en nuestro sistema. En la Fig. 17 se puede ver que al incrementar el margen dinámico de trabajo la potencia de los batidos a múltiplos de la frecuencia del oscilador local aumenta lo que a cierto nivel puede ser perjudicial en la señal.

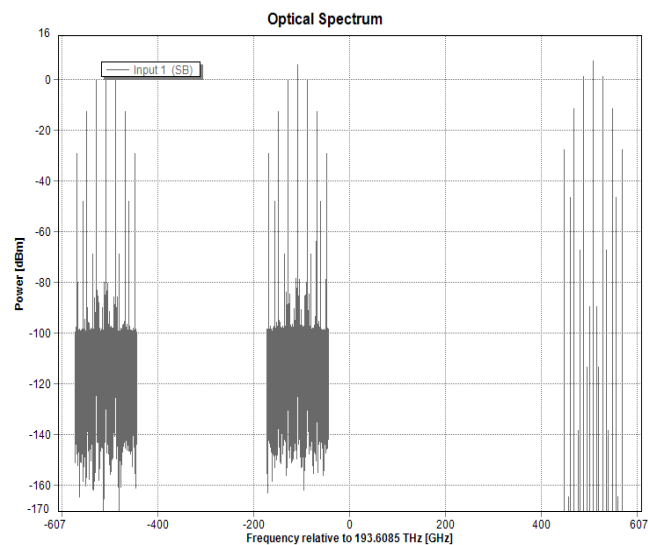


Fig. 17. Espectro de la señal a la salida del MZM con aumento de la amplitud del oscilador local

La idea es conseguir la tensión adecuada para lograr el menor EVM posible, para ello se hace un barrido en la primera zona lineal del modulador. En la Fig. 18 se ilustra el EVM y la potencia en este rango para múltiples simulaciones, si se observa detenidamente para 0,6 V existe un mínimo para todos los casos esto es debido a que la potencia transferida por el Mach-Zehnder es máxima aunque en realidad la diferencia es casi inapreciable respecto a los valores adyacentes, en cambio para 0,9 el modulador empieza a entrar en su región no lineal.

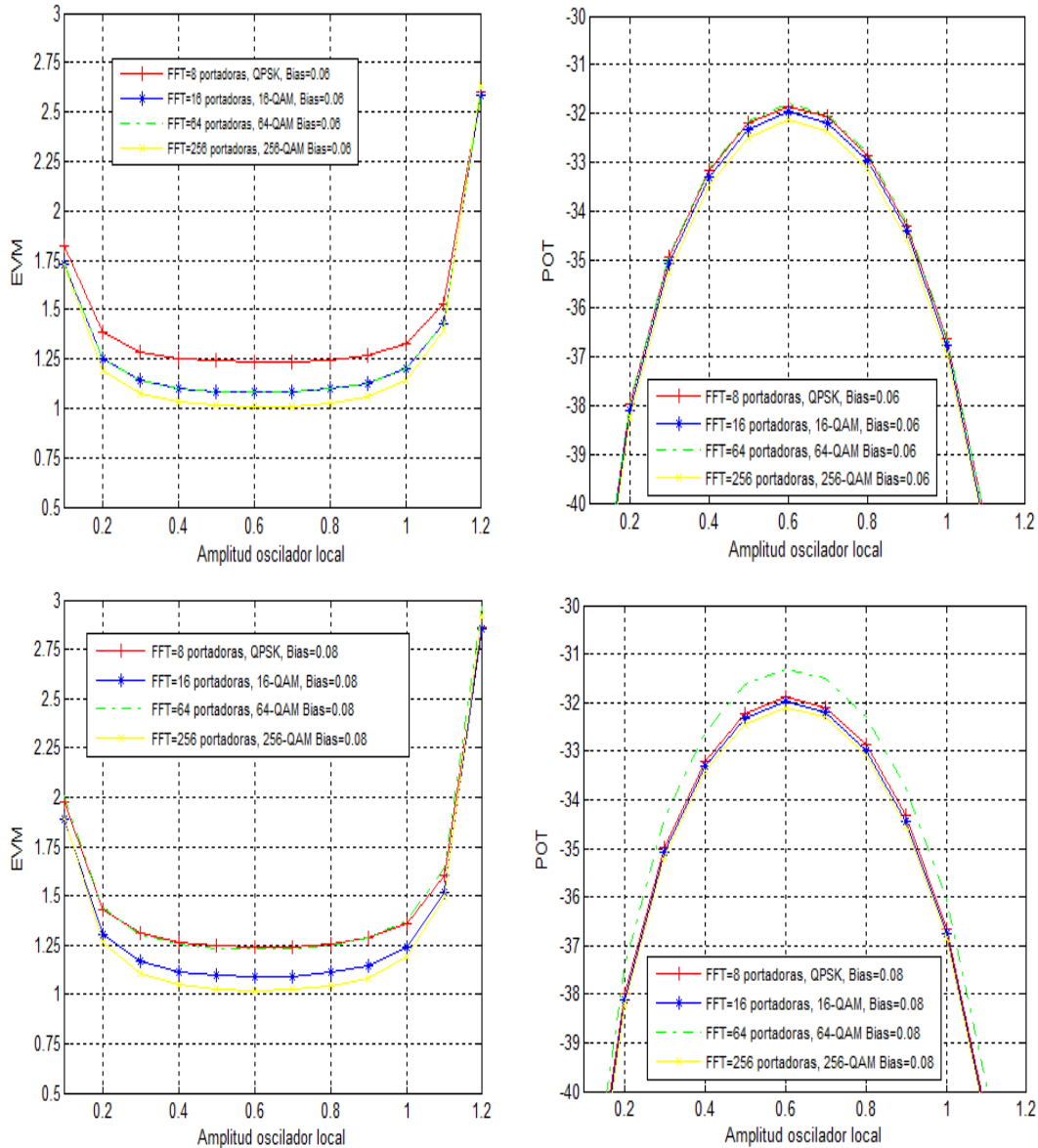


Fig. 18. EVM y Potencia para distintos ejemplos en función de la amplitud del oscilador local

Clipping

Los sistemas OFDM suelen presentar una PAPR elevada, es decir, la potencia media de la señal es mucho menor que los picos de señal que aparecen eventualmente, lo que resulta un problema a la hora de transmitir señales. Una de las técnicas de reducción de este efecto indeseado es el Clipping donde se consigue reducir la PAPR recortando la señal mediante un limitador, aunque se debe tener en cuenta que el recorte de los picos de la señal produce distorsión no lineal dentro y fuera de la banda de transmisión [13].

A las dos ramas I/Q a la salida del modulador OFDM se le aplica un clipping ya que aparecen unos picos de señal en las secuencias que pueden producir que el láser deje de transmitir durante un corto intervalo de tiempo dando lugar a una mala demodulación en recepción, por tanto es conveniente recortar estos picos. Para ello se calcula la desviación típica (σ) de las ramas I/Q y se eliminan los picos de señal por debajo de $-2,3\sigma$ (Enseguida se explicará porque se opta por ese valor).

Como se observa en la Fig. 19 que representa la secuencia de una de las ramas, se observa que el clipping solo elimina los picos negativos de señal y no los positivos, esto es debido a que los picos de señal positivos no llegan a saturar el láser y eliminarlos supondría añadir algo más de distorsión a la señal. Para un factor de -2 se eliminan en exceso los picos de señal obteniendo un EVM en el demodulador deficiente en cambio para un factor de -3 se recortan demasiado poco obteniendo un resultado muy similar al que se conseguía al no aplicar clipping. Se ha elegido un factor de -2,3 donde se eliminan los picos de la señal que modula el láser en valores aproximados a la corriente umbral del mismo. Los valores de clipping se pueden definir también en función de la relación en dB entre el valor de clipping y la desviación estándar, es decir:

$$\begin{aligned} Clipping(dB) &= 20 \cdot \log\left(\frac{factor \cdot \sigma}{\sigma}\right) \xrightarrow{\text{caso óptimo}} 20 \cdot \log\left(\frac{2,3 \cdot \sigma}{\sigma}\right) = \\ &= 7,23 \text{ dB} \end{aligned} \quad (24)$$

Por tanto aplicamos en nuestro sistema un clipping de 7,3 dB a la señal con una amplitud de 0.6 V en el LO (local oscillator) para obtener los mejores resultados posibles.

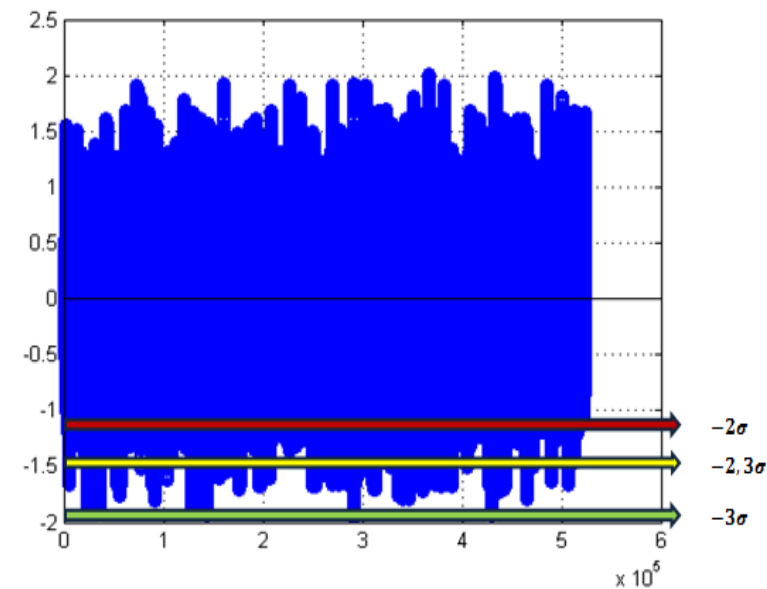


Fig. 19. Clipping a la señal

En la Fig. 20 se comprueba que se obtiene también un valor óptimo de EVM cuando la amplitud de la señal que modula en intensidad el Mach-Zehnder tiene un valor de 0,6 V para un clipping de 7,3 dB por tanto se puede asegurar que estamos optimizando al máximo el sistema.

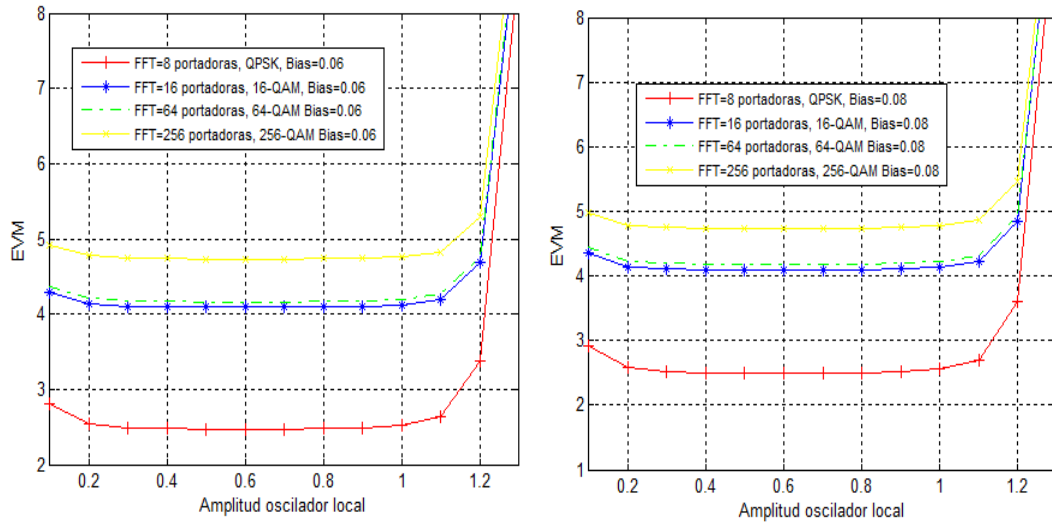


Fig. 20. EVM y Potencia para distintos ejemplos en función de la amplitud del oscilador local con clipping

Gracias al clipping se puede incrementar el margen de barrido del *DriveAmplitude* sin que el láser se apague pero en cambio el EVM es algo inferior dado que se recortan parte de los picos que llevan información. En la Fig. 21, Fig. 22 y Fig. 23 se ofrece una comparativa de la calidad de la señal con y sin clipping para distintos ejemplos factores a saber: $-2,1\sigma$, $-2,3\sigma$, $-2,6\sigma$. Se observa que para un Drive Amplitude de 0.017 los láseres empiezan a dejar de transmitir durante cierto intervalo de tiempo cuando no existe clipping cosa que no ocurre a mayor *DriveAmplitude* cuando se recorta la señal. Del mismo modo cuando el recorte es más restrictivo el láser transmite a un margen mayor de *DriveAmplitude* pero en cambio el EVM es más deficiente, lo contrario ocurre con un clipping menos severo. En vista de ello nos quedamos con el clipping de $-2,3\sigma$ que es el valor más equilibrado, lógicamente los láseres se saturan a un *DriveAmplitude* más elevado a mayor bias.

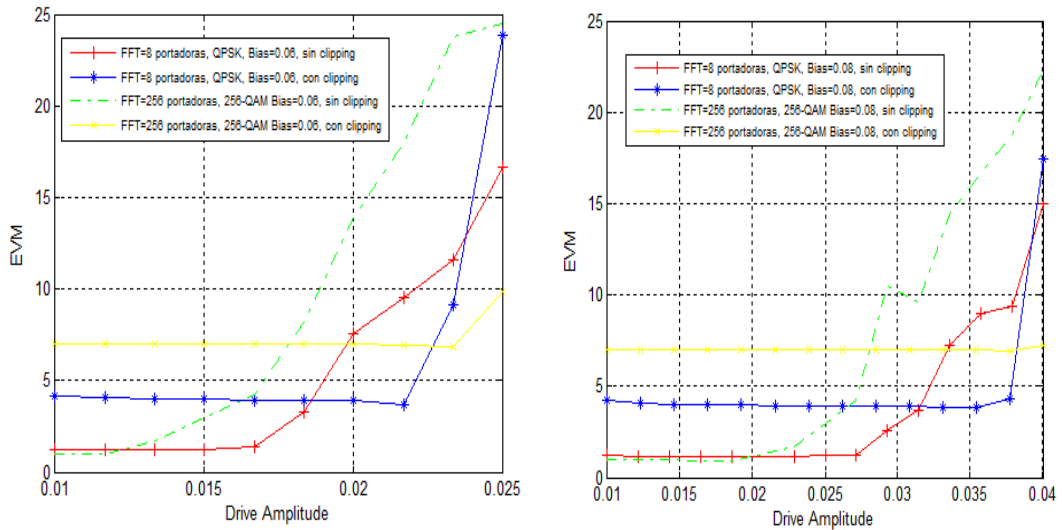


Fig. 21 EVM con y sin clipping para un factor de -2,1

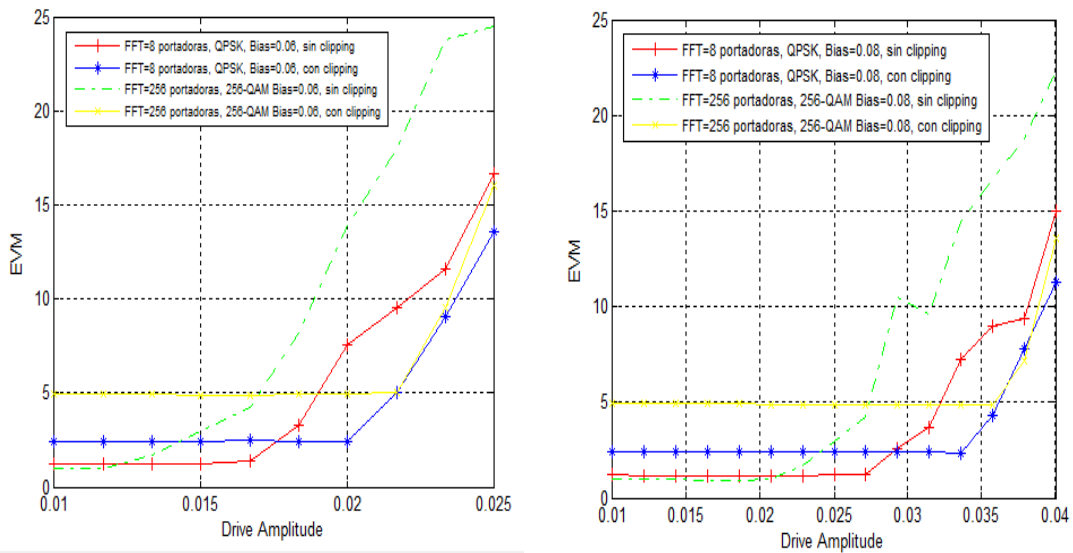


Fig. 22. EVM con y sin clipping para un factor de -2,3

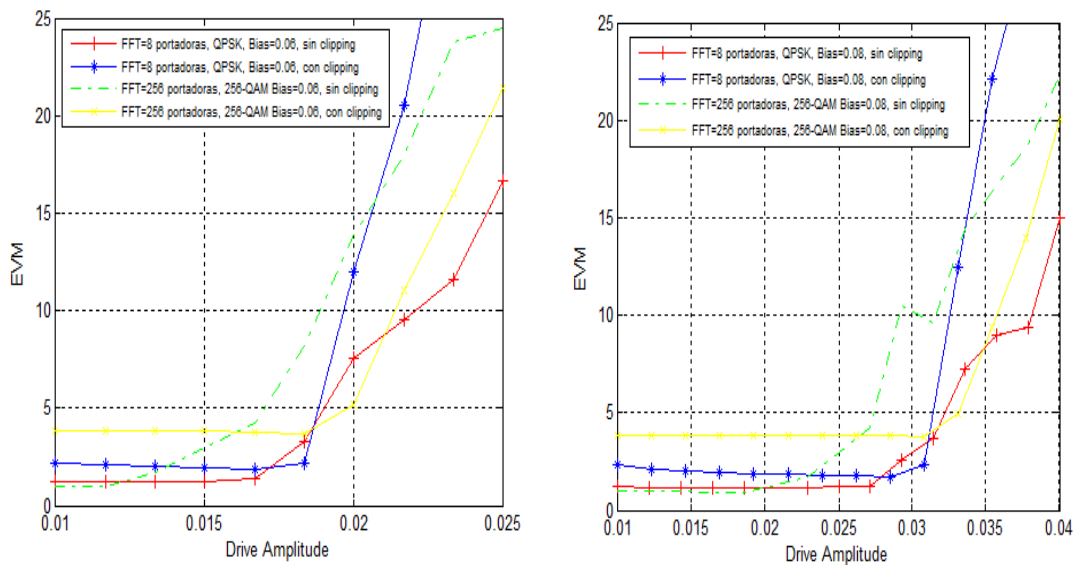


Fig. 23. EVM con y sin clipping para un factor de -2,6

VI. Conclusiones

A lo largo del presente trabajo se ha demostrado la viabilidad de un sistema modulador OFDM que emplea tecnología óptica. Se ha partido de un esquema de modulador vectorial fotónico publicado recientemente y el objetivo ha sido optimizar los parámetros del mismo para adaptarlo a la generación de señales de radiofrecuencia de alta capacidad moduladas con modulación OFDM y el objetivo ha sido intentar mejorar este diseño aprovechando mejor un recurso tan limitado como el ancho de banda mediante el uso de la multiplexación OFDM. Se han ajustado los distintos parámetros con el fin de que dicho trabajo tenga alguna utilidad en el mercado de las comunicaciones en un futuro cercano. El sistema de comunicación que se ha planteado es el esquema OFDM, visto que puede contrarrestar efectos como el multicamino y la dispersión temporal presentes en el canal de radiofrecuencia de una manera relativamente sencilla.

Se va a describir rápidamente el desarrollo seguido la hora de elaborar el trabajo. Lo primero que se diseñó fue el modulador y demodulador OFDM en el entorno MatLab y fue una de las partes más complejas al tener que obtener unos resultados satisfactorios para diferentes portadoras y modulaciones M-QAM dado que adaptar el upsampling en todos los casos a la tasa de muestreo del VPI era laborioso. Al mismo tiempo se necesitaba que la potencia media fuera igual a distintas subportadoras para que el láser trabajara siempre en el mismo rango de polarización. Por lo demás el modulador insertaba unas portadoras de guardia y prefijo cíclico para compensar los efectos producidos en el canal. El diseño del demodulador solo servía para comprobar si el sistema respondía como se quería calculando parámetros como el EVM. Las posibles variaciones introducidas por la fibra y los filtros eran solucionadas mediante la incorporación de ecualizadores sencillos y el aspecto más problemático era sincronizar las muestras recibidas con los valores significativos que contenían información en el downsampling debido al gran número de muestras captadas y al retardo producido por los componentes ópticos. Como se ha demostrado gracias a la versatilidad del algoritmo diseñado del modulador y demodulador se pueden conseguir tasas binarias de casi 5 Gbits/s en las modulaciones de mayor orden.

El siguiente paso era testear los láseres para averiguar para que separación en términos de longitud de onda y que distancia en la fibra óptica era necesario para cumplir la condición de cuadratura en la rama I y rama Q de la señal OFDM. Una vez definido estos parámetros de forma correcta se podía asegurar la ortogonalidad de ambas ramas al poder recuperar la señal en el demodulador. La frecuencia de emisión del tercer láser también se tuvo que ajustar para eliminar un pico de potencia elevado que aparecía en las portadoras de los láseres I/Q. En el caso del modulador externo del tipo Mach Zehnder se polarizó en su punto de cuadratura de este modo asegurar un mayor rango de trabajo en la amplitud del oscilador local para posteriores simulaciones.

Más adelante se hizo una estima de la potencia de señal y de ruido de dos formas diferentes, empleando expresiones matemáticas y mediante simulaciones en el VPI. Una vez demostrado que las simulaciones corroboraban el modelo matemático al coincidir ambos resultados se calculaba la relación señal a ruido del sistema de forma teórica para distintas amplitudes del oscilador local y se comprobaba que la SNR era mejor a mayor amplitud mientras se permaneciera en la región lineal del EOM.

Una vez fijados los parámetros de funcionamiento se empezaron a hacer simulaciones para optimizar al máximo el sistema tal como observar la reacción del sistema al amplificar la amplitud de la señal moduladora del Mach-Zehnder. El objetivo era conseguir que el diseño fuera lo más versátil posible, es decir que pudiera trabajar de forma eficiente en el mayor número de casos, por tanto una vez comprobado que el prototipo funcionaba perfectamente con distinto número de portadoras y orden de modulación el último paso era concretar el rango de

trabajo útil del láser e intentar incrementarlo al máximo. En consiguiente se propuso una técnica de clipping que lo lograba de manera considerable al recortar picos de señal que detenían la emisión de los láseres.

Finalmente aquí termina este trabajo donde se ha propuesto un modulador vectorial fotónico para la transmisión de señales OFDM el cual ha sido analizado de forma exhaustiva en términos de funcionamiento y se ha demostrado las prestaciones que ofrece en gráficas y tablas. Para un futuro próximo sería interesante realizar el montaje real del prototipo en un laboratorio y corroborar la veracidad de las conclusiones presentadas de manera más consistente.

Bibliografía

- [1] Juan L. Corral, Rakesh Sambaraju, Miguel A. Piqueras, and Valentín Polo, *Generation of pure electrical quadrature amplitude modulation with photonic vector modulator*, Optics Letters, Vol. 33, Issue 12, pp. 1294-1296, 2008
- [2] Rakesh Sambaraju , Juan L. Corral, Jesús Palací, Valentín Polo and Javier Martí, *Performance Analysis of Photonic Vector Modulation Techniques for Multi-Gb/s Wireless Links*, Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, no 15, August 1, 2008
- [3] Rakesh Sambaraju, Valentín Polo, Juan Luis Corral, and Javier Martí, *Ten gigabits per second 16-level quadrature amplitude modulated millimeter-wave carrier generation using dual-drive Mach–Zehnder modulators incorporated photonic- vector modulator*, Optics Letters, Vol. 33, Issue 16, pp. 1833-1835, 2008
- [4] Juan L. Corral, *Cálculo de señal y ruido en un PVM*, Notas personales.
- [5]K. Petermann , *Laser diode modulation and noise* , Kluwer Academic 1991
- [6]Ahmad R. S Bhai and Burton R. Saltzberg, *Multi-carrier Digital Communications*, Second Edition, 2004
- [7] Peter K Cheo, *Fiber optics and optoelectronics* , Prentice Hall International 1990
- [8] *VPItransmissionMakerTM/VPIcomponentMakerTM, User's Manual*, version 9.0, 2011
- [9] Víctor Torres, Fermín Esparza, Francisco Falcone, *Análisis del comportamiento de esquemas de modulación en LTE*, Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad Pública de Navarra, 2009
- [10] María de Diego Antón, Gema Piñero Sipán,, *Apuntes de clase de Comunicaciones I*, Máster Universitario en Tecnologías, Sistemas y Redes de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, 2013.
- [11] Francisco Ramos, Salvador Sales, Daniel Pastor, *Apuntes de clase de Procesado óptico de señales en redes ópticas*, Máster Universitario en Tecnologías, Sistemas y Redes de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, 2013.
- [12] Juan L. Corral, *Apuntes de clase del Seminario Simulación de sistemas de comunicaciones*, Máster Universitario en Tecnologías, Sistemas y Redes de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, 2013.
- [13] Alberto López, Pere L. Gilabert, Gabriel Montoro, Eduard Bertran y Josep M. Jové, *Análisis comparativo de técnicas de reducción de PAPR en señales OFDM*, Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cataluña, 2013

Lista de acrónimos

BER – Bit Error Rate
CP – Cyclic Prefix
EOM - Electro-Optic Modulator
DRA – Dielectric Resonator Antenna
EVM – Error Vector Magnitude
FFT - Fast Fourier Transform
IFFT – Inverse Fast Fourier Transform
IQ – In-phase/Quadrature
ISI – InterSymbol Interference
M-QAM - M-ary Quadrature Amplitude Modulation
MZ – Mach-Zehnder
OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing
LO - Local Oscillator
PAPR – Peak-to-Average Power Ratio
PVM – Photonic Vector Modulator
RIN-Relative Intensity Noise
RF - Radio frequency
SNR- Signal-to-Noise Ratio
SSMF – Standar Single Mode Fiber
UWB –Ultra Wide Band
VPI - Virtual Photonics