



Universitat Oberta
de Catalunya

Trabajo Final de Master

David Sacie Alcázar
Consultor: Josep Maria Fabrega Sánchez

Simulación de sistemas CO-OFDM 4D ópticos



Tabla de contenido

1	Introducción.....	8
2	Estado del arte y Objetivos.....	8
3	Metodología de trabajo.....	10
4	Plan de trabajo.....	11
4.1	Diagrama de Gantt.....	12
5	Conceptos básicos.....	13
5.1	Fibra óptica como medio de transmisión.....	13
5.1.1	Características principales.....	13
5.1.2	Dispersión en la fibra.....	16
5.1.2.1	Dispersión cromática.....	16
5.1.2.2	Dispersión de los modos de polarización (PMD).....	17
5.2	Modulación digital de datos.....	18
5.2.1	Descripción general.....	18
5.2.1.1	Representación geométrica de la señal.....	20
5.2.2	Técnicas de modulación avanzada.....	23
5.2.3	Naturaleza 4D de la señal óptica.....	24
5.2.4	DP-QPSK y otros sistemas 4D.....	26
5.3	Sistema OFDM óptico.....	31
5.3.1	Definición y principio de funcionamiento.....	31
5.3.2	Transmisor/Receptor OFDM.....	33
5.3.2.1	Procesado digital de la señal en Transmisión	35
5.3.2.1.1	Zero Padding.....	35
5.3.2.1.2	Ecualización y Símbolos de entrenamiento.....	36
5.3.2.1.3	IFFT.....	38
5.3.2.1.4	Prefijo cíclico.....	39
5.3.2.2	Degradación de la señal OFDM.....	40
5.3.2.2.1	Dispersión de la fibra.....	40
5.3.2.2.2	Ruido de fase.....	41
5.3.2.2.3	PAPR (Potencia pico-promedio).....	42
5.3.2.3	Procesado digital de la señal en Recepción.....	42
5.3.2.3.1	Ecualización y estimación de canal.....	43
5.3.3	Modulación y detección óptica.....	44
5.3.3.1	Modulador Óptico MZM.....	44
5.3.3.2	Detección coherente (COOFDM).....	47
6	Diseño del sistema.....	50
6.1	Descripción general.....	50
6.2	Modelado del Sistema OFDM-4D objeto de estudio.....	51
7	Implementación.....	56
7.1	Plataforma de desarrollo (MATLAB).....	56
7.2	Bloques del sistema.....	57
7.3	Modelo lógico de datos.....	58
7.3.1	OFDM Parameters.....	59
7.3.2	Sim Param.....	60
7.3.3	Laser Param	61
7.3.4	Fiber Param.....	61

7.3.5 Simulation Result.....	62
7.4 Diagrama de clases.....	66
7.5 Ejemplo de Ejecución	66
7.5.1 Configuración de parámetros.....	66
7.5.2 Codificación de la señal.....	68
7.5.3 Transmisión por la fibra.....	73
7.5.4 Etapa de recepción.....	75
8 Simulación y resultados.....	78
8.1 Pruebas Back-to-Back.....	78
8.2 Pruebas con enlace óptico.....	80
8.2.1 Estudio de Ecuación.....	80
8.2.2 Impacto del prefijo cíclico.....	83
8.2.3 Fibra compensadora de dispersión (DCF).....	84
8.2.4 Alcance del sistema.....	86
9 Conclusiones.....	87
10 Líneas futuras de investigación.....	88
11 Glosario de términos.....	89
12 Referencias.....	90

Ilustraciones

Ilustración 1: Comparación de constelaciones. Fuente: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27,pag 3547	9
Ilustración 2: Fibra óptica.....	14
Ilustración 3: Propagación de los dos modos de polarización en la fibra óptica ideal.....	17
Ilustración 4: Codificación RZ Polar.....	18
Ilustración 5: Codificación NRZ Polar.....	19
Ilustración 6: Sistema modulador.....	19
Ilustración 7: Representación geométrica de la señal (sistema con cuatro símbolos).....	20
Ilustración 8: Constelación PSK.....	21
Ilustración 9: Constelación QPSK.....	22
Ilustración 10: 16-PSK (4 bits/símbolo).....	23
Ilustración 11: 8-PSK (3 bits/símbolo).....	23
Ilustración 12: BER / Eb /N0 Distintas constelaciones estándares.....	23
Ilustración 13: Doble polarización de la señal en la fibra óptica.....	24
Ilustración 14:Notación y ejes de referencia para esfera de Poincaré (izquierda), representación de la doble polarización H, V del campo óptico (.....)	26
Ilustración 15: diagrama de constelación para QPSK vs DP-QPSK.....	27
Ilustración 16: Valores de fase DP-QPSK. Fuente: Power-efficient Modulation formats in coherent Transmissions systems (Journal of lightwave technology, vol27) pag 5117.....	27
Ilustración 17: BER vs Eb/N0. Fuente: Power-efficient Modulation formats in coherent Transmissions systems (Journal of lightwave technology, vol27) pag 5121.....	29
Ilustración 18: Sensibilidad vs bits/símbolo para distintas constelaciones derivadas de DP-QPSK y distintos mapeos de bits a símbolo. Fuente: Power-efficient Modulation formats in coherent Transmissions systems (Journal of lightwave technology, vol27) pag 5123.....	29
Ilustración 19: Comparativa de modulaciones digitales. Estudio teórico, con receptor coherente homodino. Fuente: Power-efficient Modulation formats in coherent Transmissions systems (Journal	

of lightwave technology, vol27) pag 5124.....	30
Ilustración 20: Constelaciones comunes y 4D en estudio.....	30
Ilustración 21: BER vs OSNR para las constelaciones en estudio. Fuente: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27, pag 3547.....	31
Ilustración 22: Comparación de constelaciones. Fuente: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27, pag 3547.....	31
Ilustración 23: Señal OFDM de 4 subportadoras. Dominio temporal y frecuencial. Fuente: OFDM for Optical Communications – Nokia Siemens Networks pag. 8	32
Ilustración 24: Generación de señal OFDM mediante osciladores (Procesado analógico).....	33
Ilustración 25: Esquema OFDM Óptico. Transmisión y Recepción.....	34
Ilustración 26: Esquema OFDM. Bloques Serie/Paralelo, Mapping.....	35
Ilustración 27: Espectro OFDM a la salida de IFFT a) Con ZeroPadding , b) Sin ZeroPadding.....	36
Ilustración 28: Inserción de pilotos en OFDM. Tipo bloque y tipo peine.....	37
Ilustración 29: Ejemplo. Inserción de símbolos de entrenamiento (Tipo Bloque).....	37
Ilustración 30: Ejemplo. Inserción de 2 TS cada 50 símbolos OFDM. (overhead: 4%).....	38
Ilustración 31: Señal OFDM. Dominio del tiempo y la frecuencia.....	38
Ilustración 32: Inserción de prefijo cíclico en el símbolo OFDM.....	39
Ilustración 33: OFDM en recepción con dispersión. Sincronización de símbolo a mitad de prefijo cíclico.	41
Ilustración 34: Compensación de ruido de fase mediante el algoritmo RFP.....	41
Ilustración 35: Esquema OFDM. Procesado digital en Recepción.....	42
Ilustración 36: Distorsión de Fase y amplitud en subportadoras OFDM.....	43
Ilustración 37: Esquema interferómetro Mach Zehnder estándar.....	44
Ilustración 38: Esquema, modulador IQ-MZM.....	45
Ilustración 39: Sistema CO-OFDM con modulador IQ-MZM.....	46
Ilustración 40: Sistema CO-OFDM con modulador MZM estándar.....	46
Ilustración 41: Tensiones VBias en el modulador IQ-MZM.....	47
Ilustración 42: Receptor coherente Homodino y Heterodino.....	48
Ilustración 43: Señales a la salida del bloque mixer óptico híbrido.....	48
Ilustración 44: Mixer óptico híbrido 90°.....	49
Ilustración 45: Sistema CO-OFDM 4D (DP-QPSK)	51
Ilustración 46: Bloques Serie/Paralelo y Mapeo DP-QPSK.....	52
Ilustración 47: Modulador Óptico 4D basado en interferómetros IQ-MZM.....	53
Ilustración 48: Receptor óptico coherente homodino con diversidad de polarización y fotodiodos balanceados.....	54
Ilustración 49: Proceso de Slicing HDT.....	54
Ilustración 50: Inserción de símbolos piloto (6,25%).....	55
Ilustración 51: ZeroPadding.....	55
Ilustración 52: Inserción de prefijo cíclico.....	56
Ilustración 53: Diagrama de procesos CO-OFDM4D.....	57
Ilustración 54: Modelo de datos E/S del sistema.....	59
Ilustración 55: Diagrama de clases. Sistema COODFM-4D.....	66
Ilustración 56: Matrices M _{PolX} , M _{PolY} DPQPSK.....	69
Ilustración 57: Señal OFDM \bar{f}_{tx} con zeropadding y símbolos de entrenamiento.....	70
Ilustración 58: Espectro señal OFDM.....	71

Ilustración 59: Espectro recibido Señal OFDM, OSNR = 2dB/0.1nm, 256 subportadoras.....	76
Ilustración 60: Constelación recibida, OSNR 15 dB, Enlace 15 Km.....	76
Ilustración 61: BERVsOSNR (0.1nm) , 15 Km, 256 subportadoras OFDM DPQPSK(4D).....	77
Ilustración 62: Comparativa constelación CO-OFDM DPQPSK con DPQPSK: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27).....	77
Ilustración 63: BerVsOSNR 64,256,512 Subportadoras OFDM-DPQPSK.....	79
Ilustración 64: Constelacion 64,256,512 Subcarriers (Doble polarizacion) OSNR:20 dB(0.1 nm). .	79
Ilustración 65: BerVsOSNR distinto número de subportadoras, mantenieno factor Oversampling (Zero Padding).....	80
Ilustración 66: Constelación recibida, 15 Km sin ecualización.....	81
Ilustración 67: BERVsOSNR para tramo de 15 km sin ecualización.....	81
Ilustración 68: Constelación Recibida, 100 km de fibra sin ecualización.....	82
Ilustración 69: Señal ODFM-DQPSK , 100 km de fibra, sin ecualización (izquierda) y con etapa de ecualización (derecha).....	83
Ilustración 70: Comparativa, sistema 15 km sin ecualización , sistema de 100 km con ecualización	83
Ilustración 71: Simulación por fibra de 100km, con y sin prefijo cíclico.....	84
Ilustración 72: Constelación recibida COOFDM-DPQPSK, 100 km SSMF, SSMF+ DCF y SSMF + Etapa ecualizadora.....	85
Ilustración 73: BerVsFiber (Alcance del sistema).....	86
Ilustración 74: BerOSNR para distintos tramos de fibra SSMF(OFDM DPQPSK).....	87

Tablas

Tabla 1: Diseño de Bloques básicos DSP CO-OFDM. Configuración inicial	56
Tabla 2: Parámetros señal OFDM.....	60
Tabla 3: Parámetros de simulación.....	61
Tabla 4: Parámetros diodos Laser.....	61
Tabla 5: Parámetros de inicialización de la fibra óptica.....	62
Tabla 6: Resultado de la simulación, estructura de campos.....	65
Tabla 7: Definición de parámetros ejemplo de Ejecución.....	67
Tabla 8: Cálculo de parámetros de codificación.....	68
Tabla 9: Generación de datos codificados(DPQPSK).....	69
Tabla 10: Generación de símbolos de entrenamiento.....	69
Tabla 11: ZeroPadding.....	70
Tabla 12: IFFT2D sobre n símbolos OFDM.....	70
Tabla 13: RF UP Conversion OFDM	71
Tabla 14: Generación de señal óptica a partir de señal OFDM4D	71
Tabla 15: Modulación óptica. Configuración laser y IQ-MZM.....	72
Tabla 16: Modulador IQ-MZM.....	72
Tabla 17: Incialización de parámetros de la fibra.....	73
Tabla 18: Etapa de preamplificación (EDFA).....	74
Tabla 19: Fibra compensadora de dispersión	75
Tabla 20: Receptor coherente, Mixer hibrido 90°.....	75
Tabla 21: Estimación de canal y ecualización sobre bloque de símbolos (Inserción de símbolos de	

entrenamientos tipo bloque).....	76
Tabla 22: Configuración Simulacion1. Test b2b.....	78
Tabla 23: Configuración Simulacion2. Test Ecuación.....	81
Tabla 24: Configuración Simulación CP.....	84
Tabla 25: Configuración . Test DCF.....	85
Tabla 26: Configuración . Test Alcance del sistema.....	86

1 Introducción

Tras una revisión exhaustiva de todas las opciones enunciadas para la realización del TFM en comunicaciones ópticas, se opta por la realización de un trabajo que abarca o está relacionado con dos de los temas propuestos:

1. Modulación y simulación de señales OFDM – 4D.

Una de las técnicas de modulación más prominentes de cara a las redes ópticas del futuro es lo que se denomina ortogonal frequency división multiplexing (OFDM) óptico. Entre las distintas opciones de sistemas OFDM ópticos, la opción con mejor sensibilidad en recepción y mayor eficiencia espectral es la denominada OFDM de detección coherente.

En este trabajo se propone diseñar y simular un sistema OFDM óptico coherente, en el que la información sea transmitida empleando una modulación no solo en amplitud o fase, sino que también se utilicen los dos planos de polarización ortogonales de la señal óptica, duplicando así la eficiencia espectral con respecto a una polarización simple. Esto da lugar al concepto de las denominadas constelaciones 4D, en las que para codificar la información se utilizan cuatro dimensiones ortogonales de señalización (I y Q en cada una de las polarizaciones de la señal óptica).

2. Diseño y simulación de sistemas OFDM/A ópticos para redes de nueva generación.

Uno de los sistemas de transmisión más prometedores para las redes de nueva generación son los basados en OFDM/A óptico. Estos sistemas permiten transmitir de forma eficiente, robusta y flexible señales a alta velocidad ($\geq 100\text{Gb/s}$) y agregar dinámicamente tráfico a canales de alta capacidad ($\geq 100\text{Gb/s}$). Por tanto, suponen un avance importante, abriendo la puerta a nuevas funcionalidades que pueden ser aprovechadas por parte del plano de control que gestione la red.

En este trabajo se propone desarrollar y simular estos sistemas en entornos de red de alta capacidad de diferentes enlaces, incluyendo las redes troncales y metropolitanas.

Para el caso que ocupa el TFM, se propone la emulación de un canal óptico y definición de un escenario de red concreto donde simular el sistema OFDM-4D anteriormente desarrollado.

2 Estado del arte y Objetivos

La creciente demanda de aplicaciones en tiempo real, incremento de las redes y del volumen de usuarios, hacen que la velocidad requerida para los sistemas de transmisión de datos sea cada vez mayor.

En este sentido, la transmisión por fibra óptica presenta ventajas excepcionales: baja atenuación y un gran ancho de banda, del orden de THz. Sin embargo, para grandes distancias, y en redes en las que la señal debe pasar por un volumen elevado de elementos, la potencia óptica puede caer por debajo del umbral que pueden detectar los receptores ópticos, lo que obliga a usar amplificadores ópticos. El uso de los OAs para compensar esta pérdida de potencia presenta un gran impacto negativo en las comunicaciones digitales, principalmente debido a la generación de ruido ASE, fuente de ruido Gaussiano. Esto se ve reflejado en una disminución de la OSNR, parámetro que limita la tasa máxima de transmisión de datos.

Una forma de mejorar la OSNR es mediante la modulación de datos. Recientemente se han realizado estudios pioneros centrados en la modulación con una única portadora en los que se plantea usar los tres atributos físicos de los campos ópticos para transmitir información:

1. Intensidad
2. Fase
3. Polarización

En la siguiente tabla se muestra el resultado de este estudio en el que se han considerado los formatos de modulación más importantes actualmente:

TABLE I
COMPARISON OF MODULATION FORMATS FOR LINE RATE OF 46 Gb/s

Modulation Format	Symbol Rate [Gbaud]	Bits/symbol	ROSNR [dB] (@ BER = 3.8×10^{-3} and Noise Bandwidth = 0.1 nm)
IM-DD	46	1	12.5
DBPSK	46	1	9.5
DQPSK	23	2	10.9
DP-BPSK	23	2	8.2
DP-QPSK	11.5	4	8.2
DP-8QAM	7.67	6	11.0
DP-8PSK	7.67	6	11.3
DP-16QAM	5.75	8	11.8

Ilustración 1: Comparación de constelaciones. Fuente: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27, pag 3547

Los resultados obtenidos muestran que el formato de modulación que presenta menor OSNR requerido es DP-QPSK (QPSK de doble polarización). Este formato combina dos señales ópticas independientes de la misma frecuencia pero con polarizaciones ortogonales. Cada señal es individualmente modulada en QPSK (4 niveles de fase por estado de polarización) lo que permite transportar la mitad de la información total en cada polarización.

El número de bits por símbolo se duplica, pasando de 2 a 4 bits/símbolo, lo que permite reducir la tasa de datos a la mitad. De esta forma se reduce el ancho de banda óptico necesario y la velocidad requerida por los componentes ópticos y electrónicos.

DP-QPSK es peculiarmente interesante en comparación con otras modulaciones multinivel ya que utiliza cuatro dimensiones ortogonales de señalización (I y Q en cada una de las polarizaciones.)

Para la recepción de las señales que se acaban de describir se recomienda el uso de un sistema coherente ya que permite detectar de forma inmediata y concisa el estado de la fase y polarización de cada símbolo, en contraposición a los sistemas directos, donde se requiere un procesamiento más complejo de la señal.

Adicionalmente a lo anteriormente expuesto, se remarca la importancia de los sistemas OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) por el hecho en sí de considerarse la técnica de modulación más extendida tanto en el ámbito de comunicaciones digitales inalámbricas como en el de comunicaciones ópticas cableadas en la última década, en parte, gracias a los recientes avances tecnológicos en diversas áreas de procesamiento de señales (DSP's) y circuitos integrados a gran escala (VLSI's) que han hecho factible la implementación de OFDM. Algunas de las principales ventajas que presenta son:

- Uso eficiente del espectro.
- La tasa binaria de datos viene limitada únicamente por el ruido sino también por la interferencia

entre símbolos (ISI). OFDM permite transmitir una gran tasa de transmisión evitando ISI.

- Reducción de la complejidad computacional asociada a una elevada tasa de transmisión gracias al uso de la transformada discreta de Fourier (FFT, IFFT).

Al margen de las mejoras que OFDM aporta en la ecualización y compensación del canal, es importante remarcar que sus prestaciones siempre vendrán limitadas por la constelación usada para modular cada subportadora OFDM.

Objetivos - En base a los resultados anteriormente expuestos, el presente trabajo se centra en el desarrollo y simulación de un sistema OFDM coherente, donde cada símbolo sea codificado mediante una constelación 4D: DP-QPSK, de forma que se obtengan las ventajas de OFDM para hacer frente a la dispersión cromática, efectos PMD y PDL, y las ventajas de señales multidimensionales 4D para mejorar la sensibilidad (OSNR) para un BER objetivo con respecto un sistema OFDM convencional. El objetivo que se persigue es conseguir en OFDM una ganancia similar a la existente según los estudios en banda base entre modulaciones 4D y modulaciones de polarización simple, pudiendo centrar la comparación con alguna de las modulaciones más usadas, como 4QAM.

Una vez diseñado el sistema, el siguiente objetivo será valorar sus prestaciones en un escenario de red óptica concreto, donde se pueda valorar la robustez de la señal frente a las degradaciones típicas del canal óptico (dispersión, no-linealidades, etc.)

3 Metodología de trabajo

La metodología seguida en el proyecto comienza por el estudio de los distintos artículos referenciados en el estado del arte. En ella se localizan los esquemas candidatos a estudiar:

- **Sistemas OFDM ópticos coherentes, basados en modulación con polarización simple** (*Sander L. Jansen: SC341 OFDM for Optical Communications. Nokia Siemens Networks, Germany. 2010*).
- **Sistemas ópticos con modulación de doble polarización (4D) con una única portadora** (*Erik Agrell and Magnus Karlsson: Power-Efficient Modulation Formats in Coherent Transmission Systems. IEEE-JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27, NO. 22, 2009.*)
- **Sistemas OFDM ópticos con modulación 4D** (Four-dimensional optical multiband-OFDM for beyond 1.4 Tb/s serial optical transmission (Ivan Djordjevic). OSA. 2011). El sistema presentado en este documento no está basado en una modulación en cuatro dimensiones real, sino que los datos son mapeados directamente en una constelación MQAM 2D, que después se transmiten individualmente usando la doble polarización de la señal óptica. No obstante, se considera un buen punto de partida para el desarrollo de este proyecto.

El siguiente paso consiste en analizar los desarrollos teóricos que permiten implementar los modelos que se pretenden evaluar. La implementación se realiza en un entorno de programación Matlab. El trabajo a realizar se puede dividir en 4 bloques principales:

1. Construcción de la señal OFDM-4D en RF (transmisión y recepción).
2. Pruebas con canal AWGN
3. Adaptación de la señal OFDM al dominio óptico (transmisión y recepción) y pruebas optical back-to-back.

4. Pruebas en un escenario de red óptica concreto. Para estas pruebas se cuentan con módulos de sistemas ópticos desarrollados por el Centro Tecnológico de Telecomunicaciones de Cataluña.

Resultados de simulación – los distintos resultados obtenidos en el entorno de simulación quedarán recogidos en la memoria del trabajo mediante gráficas y tablas comparativas donde se muestren los distintos parámetros estudiados en cada configuración de los sistemas tales como el BER, OSNR o la constelación recibida.

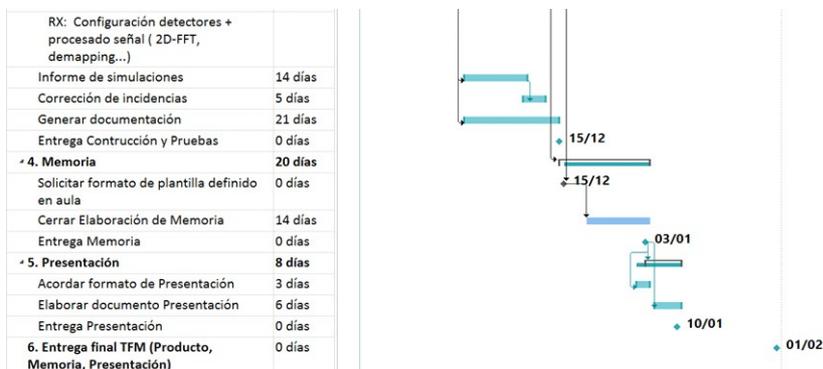
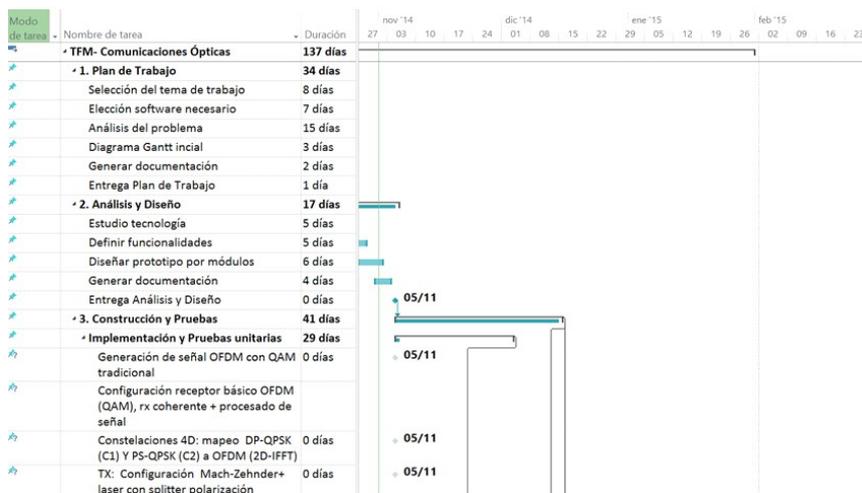
4 Plan de trabajo

A continuación se presenta el plan de trabajo inicial para las distintas fases del proyecto, donde se especifican los entregables e hitos a cumplir para cada una de ellas.

Nombre de tarea	Duración	Comienzo	Fin	Predecesoras
TFM- Comunicaciones Ópticas	137 días	mié 17/09/14	dom 01/02/15	
1. Plan de Trabajo	34 días	mié 17/09/14	lun 20/10/14	
Selección del tema de trabajo	8 días	mié 17/09/14	mié 24/09/14	
Elección software necesario	7 días	mié 17/09/14	mar 23/09/14	
Análisis del problema	15 días	jue 25/09/14	jue 09/10/14	
Diagrama Gantt inicial	3 días	jue 16/10/14	sáb 18/10/14	
Generar documentación	2 días	sáb 18/10/14	dom 19/10/14	
Entrega Plan de Trabajo	1 día	lun 20/10/14	lun 20/10/14	
2. Análisis y Diseño	17 días	lun 20/10/14	mié 05/11/14	2
Estudio tecnología	5 días	lun 20/10/14	vie 24/10/14	
Definir funcionalidades	5 días	vie 24/10/14	mar 28/10/14	
Diseñar prototipo por módulos	6 días	lun 27/10/14	sáb 01/11/14	
Generar documentación	4 días	vie 31/10/14	lun 03/11/14	
Entrega Análisis y Diseño	0 días	mié 05/11/14	mié 05/11/14	
3. Construcción y Pruebas	41 días	mié 05/11/14	lun 15/12/14	14
Implementación y Pruebas unitarias	29 días	mié 05/11/14	mié 03/12/14	
Generación de señal OFDM con QAM tradicional	0 días			
Configuración receptor básico OFDM (QAM), rx coherente + procesado de señal				
Constelaciones 4D: mapeo DP-QPSK (C1) Y PS-QPSK (C2) a OFDM (2D-IFFT)	0 días			
TX: Configuración Mach-Zehnder+ laser con splitter polarización	0 días			

RX: Configuración detectores + procesado señal (2D-FFT, demapping...)				
Informe de simulaciones	14 días	lun 24/11/14	dom 07/12/14	16FC-10 días
Corrección de incidencias	5 días	dom 07/12/14	jue 11/12/14	22FC-5 días
Generar documentación	21 días	lun 24/11/14	dom 14/12/14	16FC-10 días
Entrega Contrucción y Pruebas	0 días	lun 15/12/14	lun 15/12/14	
4. Memoria	20 días	lun 15/12/14	sáb 03/01/15	15
Solicitar formato de plantilla definido en aula	0 días	lun 15/12/14	lun 15/12/14	15
Cerrar Elaboración de Memoria	14 días	dom 21/12/14	sáb 03/01/15	27
Entrega Memoria	0 días	sáb 03/01/15	sáb 03/01/15	
5. Presentación	8 días	sáb 03/01/15	sáb 10/01/15	29
Acordar formato de Presentación	3 días	jue 01/01/15	sáb 03/01/15	29FC-2 días
Elaborar documento Presentación	6 días	lun 05/01/15	sáb 10/01/15	29
Entrega Presentación	0 días	sáb 10/01/15	sáb 10/01/15	
6. Entrega final TFM (Producto, Memoria, Presentación)	0 días	dom 01/02/15	dom 01/02/15	

4.1 Diagrama de Gantt



5 Conceptos básicos

5.1 Fibra óptica como medio de transmisión

Con la invención de los leds y el láser como fuente de luz coherente (ondas de misma frecuencia y en fase) capaz de emitir radiaciones electromagnéticas en las longitudes de onda del espectro visible, surgió la idea de emplear este elemento en comunicaciones digitales, para la transmisión de unos y ceros hacia un sistema detector. El detector, estaría formado por un conjunto de semiconductores capaces de realizar las conversiones electro-ópticas, como es el caso de los denominados fotodiodos.

El medio de comunicación elegido debería estar preparado para transportar la información sobre la luz como soporte, haciendo frente a las pérdidas y a la distorsión de fase que tanto penalizan a la señal óptica.

Tras pasar por algunos materiales como la fibra de vidrio tradicional, se llega a la fibra óptica actual, consistente en un hilo muy fino de material transparente, vidrio o material plástico, capaz de reducir la atenuación presente en las fibras de vidrio iniciales.

Al hablar de la tecnología de este tipo de fibras, se habla en términos de longitud de onda del haz de luz en el medio considerado, en lugar de frecuencias, existiendo la siguiente relación entre ambas magnitudes:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el medio y f la frecuencia de la onda luminosa.

A alto nivel, un sistema óptico estará formado por tres elementos:

1. **Emisor óptico:** fuente de luz (LED o Láser) capaces de emitir luz a través del medio de propagación correspondiente.
2. **Medio:** Estará formado por una o más fibras cada cada dirección de transmisión.
3. **Receptor:** Dispositivo que deberá transformar la señal luminosa en una señal eléctrica de forma que pueda ser procesada e interpretada.

5.1.1 Características principales

La fibra óptica se compone de una región cilíndrica, por la que se efectúa la propagación, denominada núcleo, y de una zona externa al núcleo y coaxial a este, imprescindible para que se produzca el proceso de propagación, denominado envoltura o revestimiento.

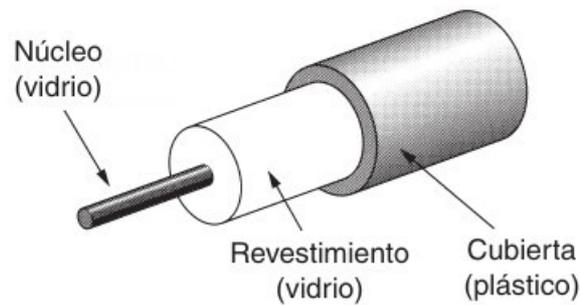


Ilustración 2: Fibra óptica

Las capacidades de transmisión de la fibra dependerán de las siguientes características:

- ✓ Propiedades de los materiales empleados en la elaboración
- ✓ Diseño geométrico de la fibra
- ✓ Anchura espectral de la fuente de luz utilizada.

A continuación se analizan los principales parámetros que se deben considerar y que caracterizan a la fibra:

→ Parámetros físicos:

- **Atenuación de la fibra:** la fibra óptica es un medio excepcional, con coeficientes de atenuación por debajo de 0.2 dB/km para anchos de banda del orden de THz. La atenuación de la fibra será expresada por unidad de longitud L , y para una determinada longitud de onda λ , correspondiente a la siguiente expresión:

$$\alpha(\lambda) = \frac{1}{L} \cdot 10 \cdot \log \frac{P_T}{P_R} \quad (2)$$

- **Curvatura de la fibra:** Cualquier curvatura en el hilo de fibra supondrá una atenuación adicional dado que el interfaz núcleo-revestimiento dejará de ser geoméricamente uniforme. Esta atenuación, varía de forma exponencial con el radio de curvatura, siendo inapreciable cuando no se sobrepase el valor mínimo posible, fijado a unas diez veces el diámetro exterior de la fibra.
- **Atenuación por ambiente y envejecimiento:** Serán factores que contribuyen al incremento de las pérdidas y que acortan la vida útil de la fibra.

→ Parámetros geométricos: Serán constantes a lo largo de la fibra.

- **Apertura numérica:** Determina la cantidad de luz y por lo tanto de energía que podrá transportar la fibra. Este número caracterizará el rango de ángulos para los cuales el sistema acepta luz. Este valor queda definido por la siguiente expresión

$$AN = N_0 \cdot \text{sen}(\alpha_0) \quad (3)$$

Donde N_0 es el índice de refracción del medio en el que se encuentra la fibra y α_0 el ángulo límite máximo de los rayos de entrada que cumplirán con el principio de reflexión total y que por tanto se propagarán por la fibra. Es demostrable que este parámetro dependerá exclusivamente de los materiales del núcleo y revestimiento de la fibra.

- **Frecuencia de corte:** Al resolver las ecuaciones de Maxwell (consultar la bibliografía para más información), se obtiene la ecuación de propagación de onda, con varias soluciones, que dependen entre otras variables, del diámetro de la fibra. Cada solución se denomina **Modo**, y representa cada forma diferente de propagación de la onda.

La resolución de estas ecuaciones permiten obtener el parámetro V, denominado frecuencia de corte normalizada. Este parámetro depende de la longitud de la onda que se está transmitiendo, el diámetro del núcleo, el índice de refracción y el parámetro anteriormente descrito (Apertura Numérica):

$$V = \frac{2\pi}{\lambda} a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \frac{2\pi}{\lambda} a \cdot \sqrt{(n_1 + n_2)(n_1 - n_2)} \approx \frac{2\pi}{\lambda} a n_1 \sqrt{2\delta} \quad (4)$$

donde:

- a : Radio del núcleo de la fibra
- n_1 : Índice de refracción del núcleo
- n_2 : Índice de refracción del revestimiento
- $\delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$: Diferencia relativa de índices de refracción de los dos medios

Este parámetro permite identificar el número de modos que podrá transmitir una guía de ondas, pudiéndose demostrar que para valores de V menores a **2.405** se propagará un único modo de propagación (HE_{11}) (**fibra monomodo SMF**), mientras que para valores superiores será posible la transmisión de más modos (**fibra multimodo, MMF**).

En las fibras monomodo, el único modo presente (HE_{11}) se propagará directamente sin reflexión. Este hecho supone que el ancho de banda sea muy elevado, por lo que es el tipo de fibra que se suele emplear para cubrir largas distancias, superiores a 20 km, junto con el empleo de dispositivos láser.

Este será por tanto, el planteamiento que se seguirá en este trabajo para las posteriores pruebas con enlaces ópticos.

5.1.2 Dispersión en la fibra

La progresión de los rayos ópticos dentro de la fibra tendrán ciertos grados de libertad en la forma en la que se propagan. La posibilidad de que cada rayo pueda seguir caminos diferentes, unido a la dependencia de la velocidad y del índice de refracción con la longitud de onda, provocarán un ensanchamiento temporal de los impulsos. Este efecto será acumulativo con la distancia.

En este ensanchamiento temporal también influirán otros factores como los materiales, geometría de la fibra, la distancia o la fuente de luz. A este conjunto de efectos se le denomina **dispersión**, y permite definir el ancho de banda máximo por unidad de longitud que se puede transmitir por la fibra (unidades = $Mhz \times Km, GHz \times Km \times nm$).

La máxima frecuencia admitida se puede mejorar disminuyendo al anchura de banda óptica del emisor o aumentando λ en que emite. Este es el principal motivo por el que es más recomendable el uso del diodo láser sobre los LED y el empleo de ventanas altas de transmisión.

5.1.2.1 Dispersión cromática

En el fenómeno de dispersión influyen tres factores:

- x Dispersión intermodal, σ_m
- x Dispersión del material, σ_e
- x Dispersión por efecto de la guía, σ_g

El primer factor es inherente a las fibras multimodo, mientras que los otros dos están relacionados con cada modo (dispersión intramodal) por lo que podrán sumarse de forma lineal. La suma de esos tres factores (en su valor cuadrático medio) da lugar a la expresión de dispersión cromática:

$$\sigma^2 = \sigma_m^2 + (\sigma_e + \sigma_g)^2 \quad (5)$$

Dispersión intermodal

Anteriormente se ha tratado como las distintas velocidades y direcciones asociadas a la longitudes de ondas que entran en la fibra permiten la propagación de distintos modos, cada uno de ellos definido por una combinación de terminada de componentes de campo eléctrico y magnético. El número de modos dependerá de la libertad de recorridos que exista, dependientes de algunos factores como el radio del núcleo.

La diferencia de caminos entre los modos transmitidos en MMF provoca una diferencia en el tiempo de llegada al receptor. Este fenómeno causa distorsión en la señal y contribuye a la imposición de limitaciones en el ancho de banda a transmitir. En fibras monomodo SMF, este tipo de dispersión se evita ya que se limita el número de modos propagado a uno solo, (modo fundamental HE_{11}).

Dispersión del material

Al analizar con detenimiento cada modo propagado, se observa que cada uno de ellos propaga todas las líneas espectrales correspondientes a la longitud de onda del emisor.

Dado que a cada longitud de onda le corresponde una velocidad de propagación diferente, se tiene que cada modo presentará una velocidad distinta para cada longitud de onda transmitida lo que origina una nueva dispersión. Al considerarse dentro de cada modo, afectará tanto a fibras monomodo como multimodo.

Dispersión por efecto de la guía

Este tipo de dispersión afecta principalmente a fibras monomodo ya que para fibras MMF, este tipo de dispersión será muy pequeño para los modos alejados de la frecuencia de corte V (4).

Este tipo de dispersión se debe al hecho de que en función de la longitud de onda transmitida, el índice de refracción varía, por lo que el ángulo formado por la trayectoria asociada a cada λ será distinto, y por lo tanto, también los caminos recorridos por cada componente espectral.

5.1.2.2 Dispersión de los modos de polarización (PMD)

Se ha visto que la fibra monomodo sólo transmite modo fundamental de propagación(HE_{11}) . Sin embargo, la fibra SMF no es estrictamente monomodo ya que HE_{11} puede ser descompuesto en dos modos de polarización (componente horizontal y vertical del campo eléctrico) ortogonales. Una forma de describir la polarización o modo de polarización de la luz es mediante los vectores de Jones. De este modo, el vector campo eléctrico \vec{E} en un punto de la fibra, vendrá determinado por el vector de Jones de la siguiente forma:

$$\vec{E} = \begin{bmatrix} E_x(t) \\ E_y(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Donde $E_x(t), E_y(t)$ son los componentes del vector eléctrico o modos de polarización en la dirección X e Y respectivamente, y se propagaran por la fibra óptica a velocidad de grupo determinada por el índice de refracción.

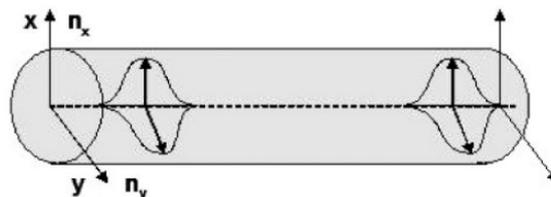


Ilustración 3: Propagación de los dos modos de polarización en la fibra óptica ideal.

En sistemas reales, la ortogonalidad de estos dos vectores puede perderse debido a asimetrías en la geometría de la fibra, bien debido al proceso de fabricación o simplemente por estrés mecánico o térmico

durante la instalación. En este escenario, ambas polarizaciones viajarán a distintas velocidades lo que les asocia realmente un índice de refracción distinto. Este efecto de birrefringencia producirá acoplos y dispersión entre las polarizaciones que en principio se consideraban ortogonales (6).

Esta dispersión de modos de polarización PMD causará diferencia de retardo de grupo (DGD), proporcional a la raíz cuadrada de la distancia de propagación :

$$\Delta \tau = D_{PMD} \cdot \sqrt{L} \quad (7)$$

Donde D_{PMD} es el parámetro PMD de la fibra de grado 1, expresado comúnmente en ps/\sqrt{km} .

El PMD también provocará un desfase dependiente de la frecuencia de las componentes que viajan en cada modo de polarización (PDM de grado 2).

En apartados posteriores se analizará como los sistemas OFDM de detección directa se ven fuertemente afectados por el PMD. Este hecho, junto con otros factores, guiará la solución de este trabajo hacia sistemas de detección coherente (CO-OFDM).

5.2 Modulación digital de datos

5.2.1 Descripción general

Cuando se habla de modulación digital, se hace referencia al proceso de codificación de símbolos digitales binarios sobre una onda portadora (i.e onda sinusoidal) adecuada para la transmisión sobre un canal de comunicación.

Para poder codificar los símbolos binarios, será necesario como primer paso, definir las características de los dos estados, alto y bajo, que puede presentar cada símbolo. Los esquemas de codificación básicos más usados en banda base son:

- ◆ **Código RZ Polar (Retorno a cero):** Con esta codificación, la señal que representa a cada bit, retorna a cero en algún instante dentro del tiempo de intervalo de bit. Esto facilita la recuperación del reloj en recepción para secuencias largas donde se mantiene un valor alto o bajo. La señal tomará valores positivos para un 1 lógico y negativos para 0 lógico pero nunca toma valor 0 (Polar).

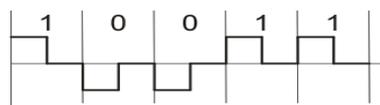


Ilustración 4: Codificación RZ Polar

- ◆ **Código NRZ (No retorno a 0):** Presenta dos tensiones diferentes para los bits 0 y 1, con tensión constante durante el intervalo de bit (no existe retorno a tensión 0).

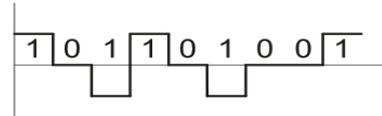


Ilustración 5: Codificación NRZ Polar

En general, un sistema modulador estará formado por tres elementos principales:

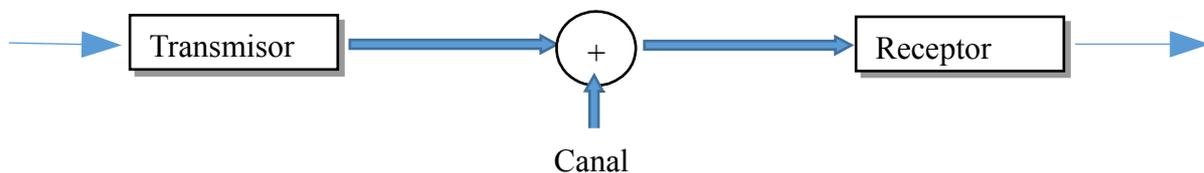


Ilustración 6: Sistema modulador

- **Emisor:** El emisor se encarga de convertir el mensaje en una señal adecuada para ser transmitida a través del canal de comunicación. La modulación será la operación más importante del transmisor. La fuente podrá transmitir M posibles secuencias de $k = \log_2 M$ bits (mensajes: $m_i = (b_1, \dots, b_k)$). El sistema transmitirá un mensaje cada T segundos a una determinada tasa de bits (Bps).

El k -ésimo mensaje es transmitido en el intervalo $[(k-1)T, kT]$ utilizando una señal analógica $s_i(t)$ con energía:

$$E_{s_i} = \int_0^T s_i^2(t) dt \quad (8)$$

- **Receptor:** Se encargará de tomar la señal del canal, y de reconstruir con ella el mensaje original. La demodulación o detección será el proceso fundamental del receptor, cuyo objetivo será decidir en qué intervalo se recoge el mensaje enviado de forma que se reduzca la probabilidad de error.
- **Canal:** El medio o canal de comunicación es el enlace eléctrico entre el transmisor y el receptor. El aire, el agua, el cable coaxial, o como en nuestro caso, la fibra óptica, son algunos ejemplos de canales de comunicación más comunes.

5.2.1.1 Representación geométrica de la señal

Se define la representación geométrica de la señal como la constelación de modulación, de forma que se puedan representar los bits en función de su **fase y su amplitud** en un eje de coordenadas:

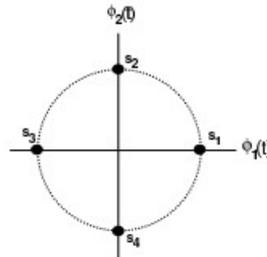


Ilustración 7: Representación geométrica de la señal (sistema con cuatro símbolos)

Cada símbolo de la constelación vendrá definido por la siguiente ecuación:

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \cdot \psi_j(t) \quad i=1, \dots, M \quad 0 < t < T \quad (9)$$

Donde,

$$s_{ij} = \int_0^T s_i(t) \cdot \psi_j(t) dt \quad (10)$$

Interesan símbolos ortogonales, de forma que puedan coexistir en el medio y ser completamente diferenciables. De teoría de señales, se puede afirmar que dos símbolos serán ortogonales si cumplen la siguiente expresión:

$$\int_T \psi_i(t) \psi_j(t) dt = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (11)$$

Las siguientes modulaciones tradicionales de interés, serán descritas a continuación:

- BPSK (Binary Phase Shift Keying)
- QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)
- M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

BPSK (Binary Phase Shift Keying)

- Pertenece al grupo de Modulación angular por desplazamiento de fase donde la **fase** de la portadora varía entre varios estados limitados posibles:

$$s(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (12)$$

- La fase de la señal portadora θ representa cada símbolo de información de la señal moduladora. En este caso, la señal podrá presentar dos fases distintas: $0, \pi$, correspondientes a los dos valores posibles a transmitir (0, 1 binario). Esto se traduce en que cada símbolo podrá codificar únicamente un bit.

$$0: s_1(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + \pi)$$

$$1: s_0(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t)$$

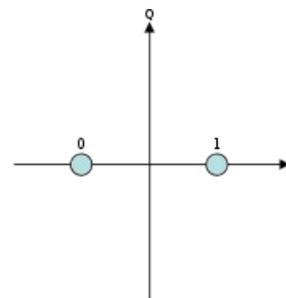


Ilustración 8: Constelación PSK

QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

- La modulación angular por desplazamiento de fase vista anteriormente permite en realidad la subdivisión en M subniveles distintos dando lugar a otras constelaciones como 8-PSK, 16-PSK o QPSK
- En el caso de QPSK, presenta un diagrama de constelación formado por cuatro símbolos equidistantes del origen de coordenadas, con cuatro fases, permitiendo codificar dos bits en cada símbolo, lo que supone un uso más eficaz del espectro que en el caso anterior, PSK.
- La asignación de bits a cada símbolo suele implementarse mediante código Gray, consistente en la variación de un único bit entre símbolos adyacentes, minimizando de esta forma la tasa de bits erróneos (BER).
- La ecuación que representa al símbolo n -ésimo $s_n(t)$ en términos de las ondas portadoras en cuadratura es la siguiente:

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

Donde:

- E_s : Energía de símbolo
- T_s : Duración de símbolo
- f_c : frecuencia portadora

Las ondas portadoras , en fase (I) y cuadratura (Q), son representadas mediante las siguientes funciones:

$$\Phi_1(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) \quad (13)$$

$$\Phi_2(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin(2\pi f_c t) \quad (14)$$

Cada uno de los puntos del diagrama de constelación es representado por cada uno de los cuatro valores posibles de n, mediante las coordenadas $\left(\pm\sqrt{\frac{E_s}{2}} \pm\sqrt{\frac{E_s}{2}} \right)$:

$$11 : s_1(t) = A \cdot \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}\right)$$

$$01 : s_2(t) = A \cdot \cos\left(2\pi f_c t + \frac{3 \cdot \pi}{4}\right)$$

$$00 : s_3(t) = A \cdot \cos\left(2\pi f_c t + \frac{5 \cdot \pi}{4}\right)$$

$$10 : s_4(t) = A \cdot \cos\left(2\pi f_c t + \frac{7 \cdot \pi}{4}\right)$$

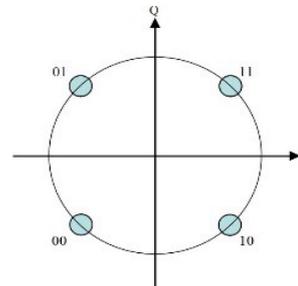


Ilustración 9: Constelación QPSK

Siguiendo el mismo criterio, se pueden obtener otras constelaciones como las mostradas a continuación, con un mayor número de símbolos, lo que se traducirá en un mejor uso del espectro. No obstante, es importante considerar en todo momento que la reducción de distancia entre símbolos supondrá un incremento de la probabilidad de error y aumentará los requisitos SNR.

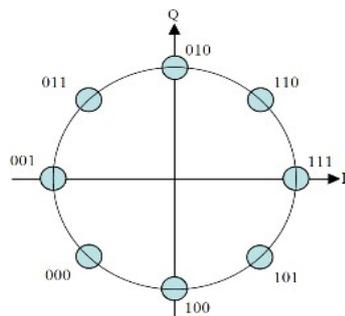


Ilustración 11: 8-PSK (3 bits/símbolo)

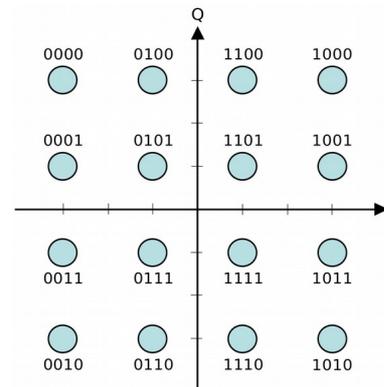


Ilustración 10: 16-PSK (4 bits/símbolo)

En general, no se suelen implementar constelaciones PSK mayores a 8-PSK, ya que con un número mayor de 8 fases la tasa de error es demasiado alta y existen otras opciones mejores tales como la modulación de amplitud en cuadratura (QAM), donde la información es codificada tanto en amplitud como en fase.

Este resultado puede ser validado con las siguientes gráficas donde se muestra una comparativa de las distintas modulaciones que acaban de ser descritas, en cuanto a la probabilidad de error con respecto a la relación señal a ruido:

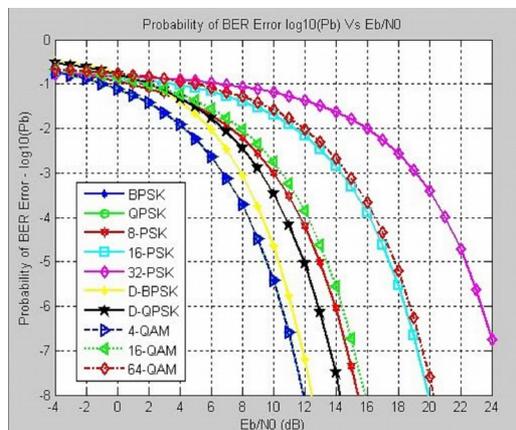
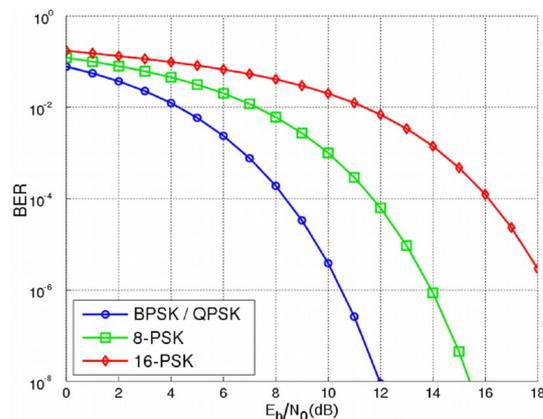


Ilustración 12: BER / Eb / N0 Distintas constelaciones estándares



5.2.2 Técnicas de modulación avanzada

En este apartado, se revisarán los formatos de modulación avanzados más actuales, los cuales pretenden mejorar la eficiencia espectral y en algunos casos, que se mitiguen los efectos que degradan la señal transmitida de sistemas basados en modulaciones tradicionales.

Como punto de partida, se considerará el canal de transmisión en el que se centra este trabajo: La fibra óptica. Este medio permite transmitir información en tres atributos físicos del campo eléctrico transmitido:

- 1) Intensidad o amplitud
- 2) Fase (frecuencia)
- 3) Polarización

Las modulaciones tradicionales se basan en los dos primeros parámetros para transmitir la señal. El objetivo de estas nuevas modulaciones es poder cubrir la creciente demanda de velocidad de transmisión, manteniendo las instalaciones y bloques ópticos actuales. Para ello, se propone el uso no solo de la intensidad y fase de la señal, sino también aprovechar los dos planos de polarización ortogonales.

Estas modulaciones suelen incluir en su denominación el atributo Dual Polarization, aludiendo a la combinación de dos señales ópticas independientes, de la misma frecuencia, pero de polarizaciones distintas. Estas dos señales son obtenidas a partir de un único láser transmisor y son moduladas de forma independiente para transportar la mitad de la información total.

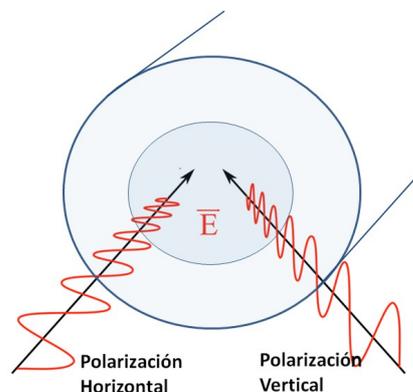


Ilustración 13: Doble polarización de la señal en la fibra óptica

La división de la información en dos polarizaciones ópticas permite que cada polarización transmita la mitad de tasa de datos requerida en una polarización simple. Esta reducción a la mitad, permite reducir el ancho de banda óptico necesario para transmitir la señal.

El uso de la doble polarización de la señal en conjunción con los sistemas de modulación de fase anteriormente vistos, QPSK y BPSK, da lugar a las denominadas **constelaciones de cuatro dimensiones (4D)**, (espacio de señales formado por dos cuadraturas en dos polarizaciones, dando lugar a cuatro grados de libertad), pasando a denominarse DP-QPSK y DP-BPSK respectivamente.

A continuación, se analizarán alguna de las configuraciones 4D con mejores resultados en términos de eficiencia espectral y sensibilidad.

5.2.3 Naturaleza 4D de la señal óptica

Para entender los cuatro grados de libertad (4D) que ofrece la señal óptica, se puede partir de la siguiente expresión de amplitud del campo eléctrico transmitido por la fibra, en términos de polarización:

$$E = \begin{pmatrix} E_{x,r} + iE_{x,i} \\ E_{y,r} + iE_{y,i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} |E_x| e^{i\varphi_x} \\ |E_y| e^{i\varphi_y} \end{pmatrix} \quad (15)$$

donde x, y denota el componente de polarización, y r, i denota las dos cuadraturas del campo eléctrico. La fase de polarización (φ_x, φ_y) estarán por definición en el intervalo ($-\pi, \pi$].

De forma equivalente, es posible expresar el campo eléctrico en función de la fase absoluta y relativa φ_a, φ_r entre los dos componentes de polarización, donde:

$$\varphi_a = \frac{\varphi_x + \varphi_y}{2} \quad (16)$$

$$\varphi_r = \frac{\varphi_x - \varphi_y}{2} \quad (17)$$

La expresión de campo eléctrico queda de la siguiente forma:

$$E = \|E\| e^{i\varphi_a} J = \|E\| e^{i\varphi_a} \begin{pmatrix} \cos \theta e^{i\varphi_r} \\ \sin \theta e^{-i\varphi_r} \end{pmatrix} \quad (18)$$

Donde:

$$\|E\| = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2}$$

$$\theta = \sin^{-1} \frac{|E_y|}{\|E\|}$$

J : Vector de Jones

La fase relativa, $\varphi_r \in (-\pi, \pi)$, determina la elipticidad del estado de polarización, con dos casos de especial interés:

- Polarización lineal: $\varphi_r = 0, \pm \frac{\pi}{2}, \pi$
- Polarización circular: $\varphi_r = \pm \frac{\pi}{4}, \pm 3 \frac{\pi}{4}$
- Polarización elíptica: Resto de casos

El ángulo $\theta \in [0, \pi/2]$, denominado azimuth, determina la orientación del plano xy del estado de polarización.

La esfera de Poincaré constituye un modelo adecuado para la representación de los estados de polarización de la luz que se acaban de presentar. Con esta representación, cada posible estado de polarización será representado por un punto en la esfera, con coordenadas 2θ y $2\varphi_r$. Cada punto de la esfera de longitud 2θ y latitud $2\varphi_r$ representa un estado de polarización. Los ejes de referencia y el sentido de

los ángulos 2θ y $2\varphi_r$ quedan representados de la siguiente forma:

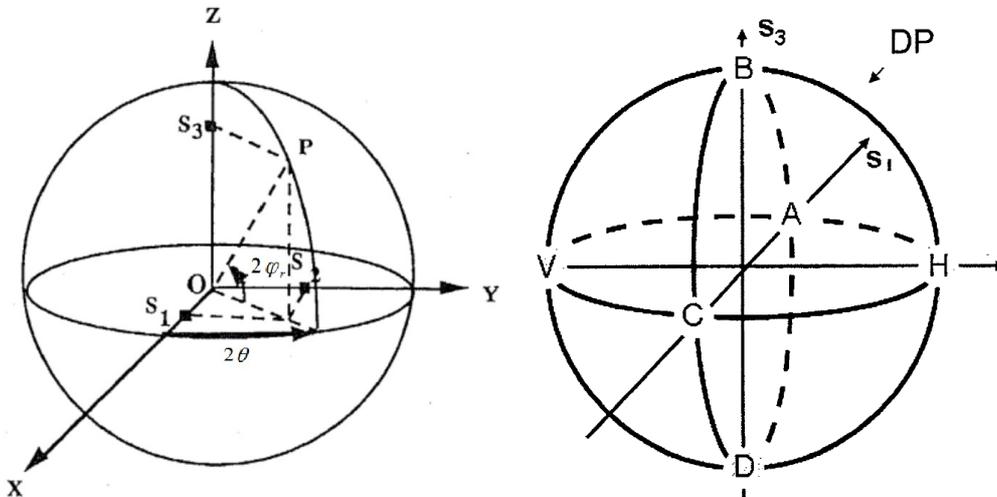


Ilustración 14: Notación y ejes de referencia para esfera de Poincaré (izquierda), representación de la doble polarización H, V del campo óptico (derecha)

Finalmente, se llega a la señal 4D formada por los siguientes 4 vectores:

$$s = \begin{pmatrix} E_{x,r} \\ E_{x,i} \\ E_{y,r} \\ E_{y,i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \|E\| \cos \varphi_x \sin \theta \\ \|E\| \sin \varphi_x \sin \theta \\ \|E\| \cos \varphi_y \cos \theta \\ \|E\| \sin \varphi_y \cos \theta \end{pmatrix} \quad (19)$$

5.2.4 DP-QPSK y otros sistemas 4D

La modulación QPSK permite la reducción de la tasa de transmisión de símbolos por un factor de dos, ya que tal y como se ha analizado en puntos anteriores, permite la transmisión de 2 bit por símbolo.

La combinación de QPSK con la doble polarización, permite reducir la tasa de símbolos requeridos por un factor de 4, lo cual se traduce en las siguientes ventajas:

- ✓ Reduce más aún el espectro de la señal y velocidad requerida por los componentes ópticos y electrónicos. Esto Permite la aplicación de tecnologías de bajo coste.
- ✓ Una tasa de símbolos más baja reduce la sensibilidad de la señal a los problemas de propagación ópticos anteriormente analizados.

Por contra, estos sistemas requieren de una mayor complejidad en los elementos transmisor y receptor.

El transmisor deberá estar formado por dos moduladores QPSK cuyas señales de salidas serán combinadas

en polarización.

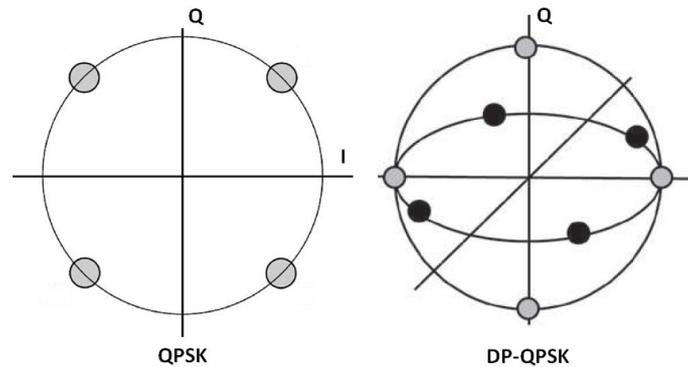


Ilustración 15: diagrama de constelación para QPSK vs DP-QPSK

El sistema podría ser considerado de este modo, como dos sistemas QPSK, uno en cada polarización, con fases $\varphi_x = m\pi/4$ y $\varphi_y = n\pi/4$ con $m, n \in (-3, -1, 1, 3)$. Las fases absoluta y relativa, de acuerdo a la expresión (18), serán ambas múltiplo de $\pi/4$. Las 16 posibles combinaciones de fases son mostradas en el siguiente diagrama:

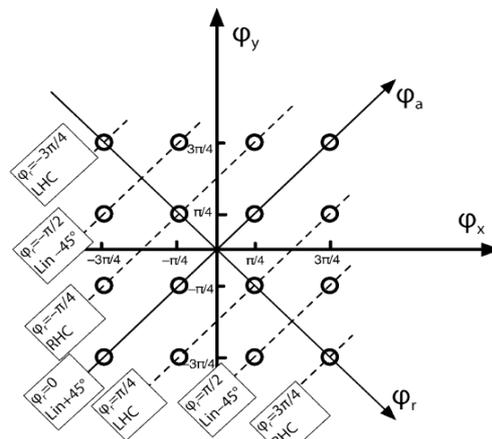


Fig. 1. Phase values used for DP-QPSK modulation. The diagonal axes show the φ_r and φ_a phases. For the φ_r levels, the corresponding states of polarization are denoted as linear $\pm 45^\circ$, LHC, or RHC.

Ilustración 16: Valores de fase DP-QPSK. Fuente: Power-efficient Modulation formats in coherent Transmissions systems (Journal of lightwave technology, vol27) pag 5117.

Tal y como se observa en el diagrama, se dispone de 4 estados de polarización ($\pm 45^\circ$, LHC, RHC), con 4 posibles niveles de fase por cada estado.

Tomando como base esta configuración inicial de DP-QPSK, se inicia un estudio en el que el objetivo principal es conseguir aumentar el número de símbolos o niveles de la constelación, sin aumentar la potencia media de la señal, o reducir la distancia entre puntos de la constelación.

Fruto de este estudio, surgen algunas nuevas constelaciones $c_n(N, M)$, con distinto número de dimensiones N y de niveles M de la constelación. Es el caso de la denominada 6P-QPSK, en el que se consiguen 6 estados de polarización, 2 adicionales a DP-QPSK original, haciendo rotar la polarización, formando una constelación de 24 niveles.

Un nivel adicional puede obtenerse si se acepta en la constelación el estado (0,0,0,0). Esto da lugar a la denominada constelación $c_4(4,25)$ con 25 niveles posibles.

Para cada posible modulación derivada de DP-QPSK será necesario definir el proceso de mapeo de bit a símbolo, y con ello, la efectividad de la constelación ($2^{\frac{\text{bits utiles}}{\text{bits totales}}}$), valor que no en todos los casos podrá coincidir con el número total de símbolos.

De especial interés se considera la constelación $c_2(4,8)$ denominada PS-QPSK, con dos posibles estados de polarización ($\pm 2,0,0,0$). A pesar de reducir la eficiencia espectral a 3 bits/símbolo con respecto a DP-QPSK, el sistema mejora en términos de BER debido al incremento en un factor de $\sqrt{2}$ de distancia mínima en la constelación. Esto supone una mejora en 1.76 dB la eficiencia energética γ , definida como:

$$\gamma = \frac{d_{min}^2}{4 E_b} \quad (20)$$

Con:

$$E_b = \frac{E_s}{\log_2 M} \quad \text{Energía media por bit.}$$

La siguiente gráfica refleja los resultados anticipados en cuanto a tasa de error de bit Vs E_b / N_0 para las tres constelaciones descritas, en comparación a BPSK.

- DP-QPSK : $c_1(4,16)$
- 6P-QPSK : (4,24)
- PS-QPSK: (4,8)

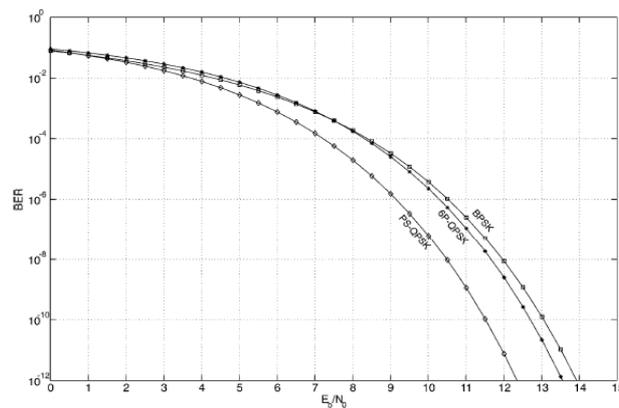


Fig. 5. BER versus E_b/N_0 for PS-QPSK, 6P-QPSK, and BPSK. QPSK and DP-QPSK have the same BER performance as BPSK. The improvement of PS-QPSK over BPSK is 0.97 dB at a BER of 10^{-3} and 1.51 dB at 10^{-9} . The asymptotic gains are again 1.76 dB for PS-QPSK but only 0.51 dB for 6P-QPSK.

Ilustración 17: BER vs Eb/N0. Fuente: Power-efficient Modulation formats in coherent Transmissions systems (Journal of lightwave technology, vol27) pag 5121.

PS-QPSK presenta las mejores prestaciones en cuanto a sensibilidad, convirtiéndola en la mejor candidata para ser implementada en un sistema 4D. El resultado completo de este estudio realizado queda recogido en la siguiente ilustración:

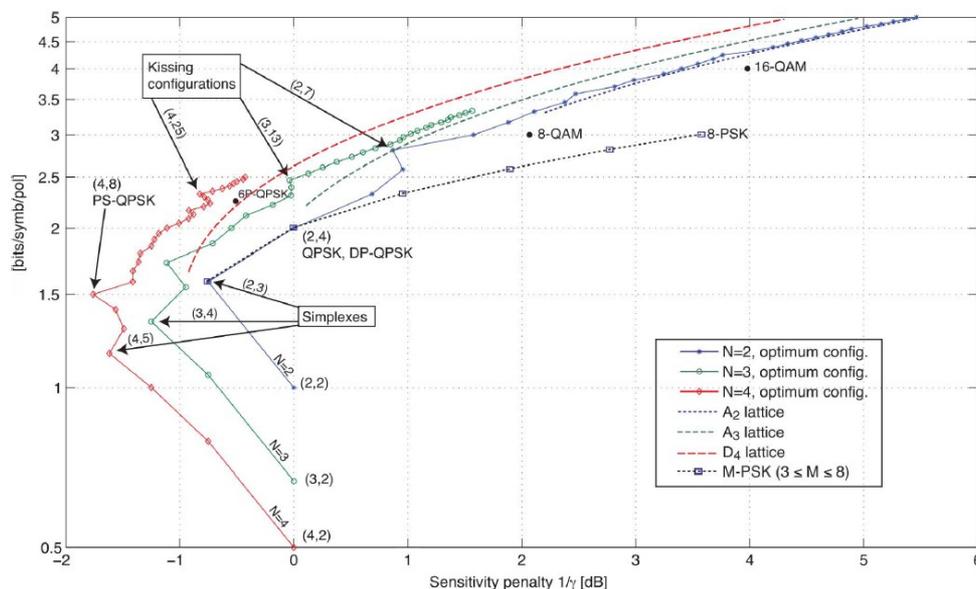


Ilustración 18: Sensibilidad vs bits/símbolo para distintas constelaciones derivadas de DP-QPSK y distintos mapeos de bits a símbolo. Fuente: Power-efficient Modulation formats in coherent Transmissions systems (Journal of lightwave technology, vol27) pag 5123

La siguiente tabla resume todos los parámetros de las distintas modulaciones 4D tratadas, en comparativa

con las modulaciones tradicionales. Uno de los objetivos del presente proyecto será aproximarse inicialmente a los resultados teóricos obtenidos en el estudio:

Name	Nbr. of pts. M	Nbr. of dims. N	Pow. Eff. γ [dB]	Spectral Eff. [bits/symb/pol]	Sens. at $BER = 10^{-3}$ E_b/N_0 [dB]	Sens. at $BER = 10^{-9}$ E_b/N_0 [dB]
BPSK	2	1	0	2	6.8	12.5
QPSK	4	2	0	2	6.8	12.5
8-PSK	8	2	-3.57	3	10.0	16.2
8-QAM	8	2	-3.01	3	9.0	14.6
16-QAM	16	2	-3.98	4	10.5	16.6
DP-QPSK = C_1	16	4	0	2	6.8	12.5
PS-QPSK = C_2	8	4	1.76	1.5	5.8	11.0
6P-QPSK	$2^{9/2} = 22.6$	4	0.51	2.25	6.9	12.2
C_3	24	4	0.59	2.29	N/A	N/A
C_4	25	4	0.83	2.32	N/A	N/A

Ilustración 19: Comparativa de modulaciones digitales. Estudio teórico, con receptor coherente homodino. Fuente: Power-efficient Modulation formats in coherent Transmissions systems (Journal of lightwave technology, vol27) pag 5124

Todas las modulaciones 4D analizadas hasta el momento, combinan la doble polarización con modulación de fase. Aunque sería factible el diseño de sistemas 4D basados en modulación de amplitud o amplitud y fase, diversos estudios demuestran que con DP-QPSK se obtienen las mejores prestaciones. Las siguientes ilustraciones confirman este resultado:

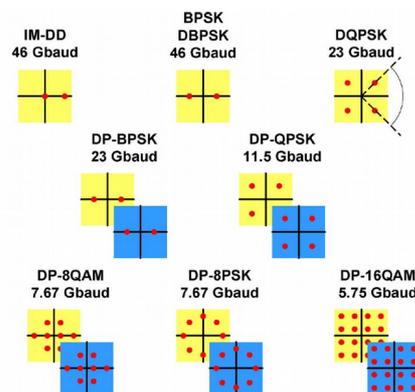


Ilustración 20: Constelaciones comunes y 4D en estudio

TABLE I
COMPARISON OF MODULATION FORMATS FOR LINE RATE OF 46 Gb/s

Modulation Format	Symbol Rate [Gbaud]	Bits/symbol	ROSNR [dB] (@ BER = 3.8×10^{-3} and Noise Bandwidth = 0.1 nm)
IM-DD	46	1	12.5
DBPSK	46	1	9.5
DQPSK	23	2	10.9
DP-BPSK	23	2	8.2
DP-QPSK	11.5	4	8.2
DP-8QAM	7.67	6	11.0
DP-8PSK	7.67	6	11.3
DP-16QAM	5.75	8	11.8

Ilustración 22: Comparación de constelaciones.
Fuente: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27, pag 3547

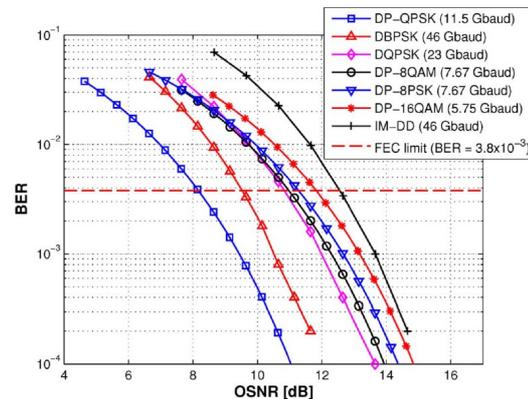


Ilustración 21: BER vs OSNR para las constelaciones en estudio. Fuente: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27, pag 3547

5.3 Sistema OFDM óptico

5.3.1 Definición y principio de funcionamiento

La modulación OFDM, o modulación por división ortogonal en frecuencias, pertenece al grupo de modulaciones multiportadora. En contraposición a los sistemas de una única portadora (Single Carrier) donde cada símbolo se transmite en serie ocupando todo el ancho de banda en un determinado instante, en los sistemas multiportadora se transmiten n símbolos en paralelo, mediante subportadoras adyacentes multiplexadas en frecuencia.

La ortogonalidad (11) de las múltiples portadoras transmitidas es la característica principal de los sistemas OFDM, ya que garantiza que las señales no se interfieran en frecuencia, por ser linealmente independientes. Esto permite eliminar las bandas de guarda requeridas en sistemas por división en frecuencia FDM tradicionales, optimizando al máximo la eficiencia espectral.

La siguiente gráfica representa una señal OFDM con 4 subportadoras, en el dominio temporal y frecuencial.

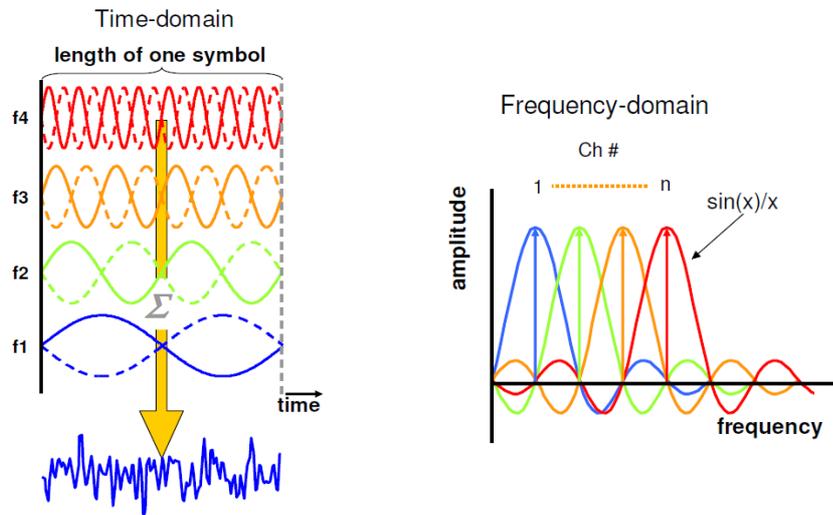


Ilustración 23: Señal OFDM de 4 subportadoras. Dominio temporal y frecuencial. Fuente: *OFDM for Optical Communications – Nokia Siemens Networks pag. 8*

En el dominio frecuencial, la ortogonalidad de las subportadoras se puede detectar atendiendo a la forma y posición de cada subportadora: aparecen cuatro sincs centradas en f_1, f_2, f_3, f_4 , con la peculiaridad de que cada sincs adopta valor 0 para valores distinto a su frecuencia central.

Cada subportadora podrá ser modulada en fase y amplitud empleando alguna de las modulaciones digitales vistas en apartados anteriores de este trabajo. La elección de la constelación determinará los bits que se podrán transmitir en cada símbolo y por tanto, las prestaciones de la señal OFDM.

Al emplearse N subportadoras, será necesario disponer, al menos, de N muestras complejas en tiempo discreto de forma que se pueda representar el símbolo OFDM. La muestra x_k en el dominio del tiempo e instante k , será el resultado de cada subportadora n modulada con un símbolo $c_n = c_r + ic_i$ representado por sus componentes en fase c_r y cuadratura c_i . Este símbolo será calculado según la constelación digital seleccionada. Cada muestra temporal de la señal OFDM podrá representarse por tanto de la siguiente forma:

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{n=1}^N c_n \cdot e^{i \frac{2\pi n k}{N}} \quad (21)$$

Donde:

- N : número de subportadoras y muestra en el dominio del tiempo
- n : Número de subportadora
- k : instante de tiempo, muestra temporal (en tiempo discreto)
- c_n : amplitud y fase de la información a transmitir

La señal OFDM presentada en tiempo discreto podría obtenerse a partir de su expresión en tiempo

continuo, muestreando a $t = \frac{k \cdot T_s}{N}$ donde T_s es el periodo de símbolo codificado.

La duración del símbolo OFDM será $N \cdot T_s$, N veces superior a la de un símbolo transmitido mediante portadora única, lo que permite que el canal OFDM de banda ancha, se comporte como un canal plano en frecuencia, sin necesidad de reducir la velocidad de transmisión.

Continuando el análisis de la señal, los datos mapeados en símbolos OFDM, serán representados mediante números complejos c_n , representación en el dominio de la frecuencia, que será necesario trasladar al dominio de tiempo para ser transmitidos por el medio. Para ello, los primeros sistemas analógicos que implementaban esquemas OFDM requerían de un banco con n osciladores de frecuencias ortogonales.

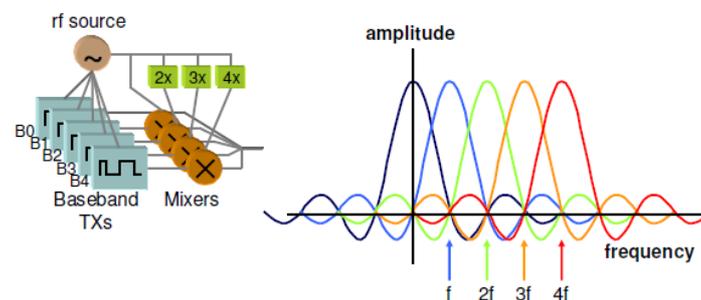


Ilustración 24: Generación de señal OFDM mediante osciladores (Procesado analógico)

El sistema presentaba una gran dependencia de la precisión de cada oscilador y resto de elementos como mixers o divisores, a lo que se debía sumar las no linealidades de filtros y amplificadores del receptor. Para un elevado número de subportadoras, este esquema resultaba demasiado complejo y costoso.

Los métodos que dieron finalmente viabilidad al sistema OFDM fueron los procesos de transformada discreta de fourier directa e inversa (FFT/IFFT), mecanismos que permiten obtener de forma directa el dominio frecuencial de las señales discretas en el tiempo y viceversa. Este nuevo enfoque permite prescindir de los bancos osciladores y la circuitería asociada de RF, aplicando en su lugar algoritmos FFT/IFFT. Este procedimiento requerirá de una nueva etapa de procesamiento digital tanto en transmisión como en recepción (DSP). Si bien los DSPs son fácilmente asumibles y de bajo coste con la tecnología actual, estos supusieron sin duda un gran reto en el momento de su propuesta para sistemas OFDM por parte de Weinstein y Ebert en 1971.

Con todo lo analizado, el mapeo del flujo binario de entrada en símbolos complejos de la constelación y su transformación inversa de Fourier, constituirán la primera parte del proceso de modulación OFDM, expuesto a continuación.

5.3.2 Transmisor/Receptor OFDM

La señal OFDM óptica podrá ser detectada directamente o de forma coherente.

Con **detección directa**, la señal es convertida de forma directa mediante una matriz de fotodiodos en una corriente eléctrica proporcional a ella. Cada fotodiodo traslada la amplitud de la señal al dominio eléctrico, no permitiendo la recuperación de la fase de la señal óptica, para su posterior procesado. La ventaja de estos sistemas es su sencillez y bajo coste.

En contraste, en un sistema de **detección coherente**, la señal óptica es combinada en un oscilador local en el receptor. Esta técnica permite que se aislen los componentes en fase y cuadratura de la señal recibida. Finalmente, la señal óptica es detectada por fotodiodos y tratada en un bloque de procesado digital.

Con la detección coherente, el estado de la amplitud, fase y polarización de cada símbolo es detectado de forma precisa. Este beneficio permite aplicar en el dominio eléctrico distintos procesados para combatir las degradaciones de la señal. La detección coherente es por tanto más flexible con respecto a las optimizaciones de rendimiento, aunque los receptores de este sistema serán mas complejos y costosos.

La siguiente gráfica ilustra el esquema general de un sistema OFDM de detección coherente con los bloques básicos a implementar en transmisión y recepción:

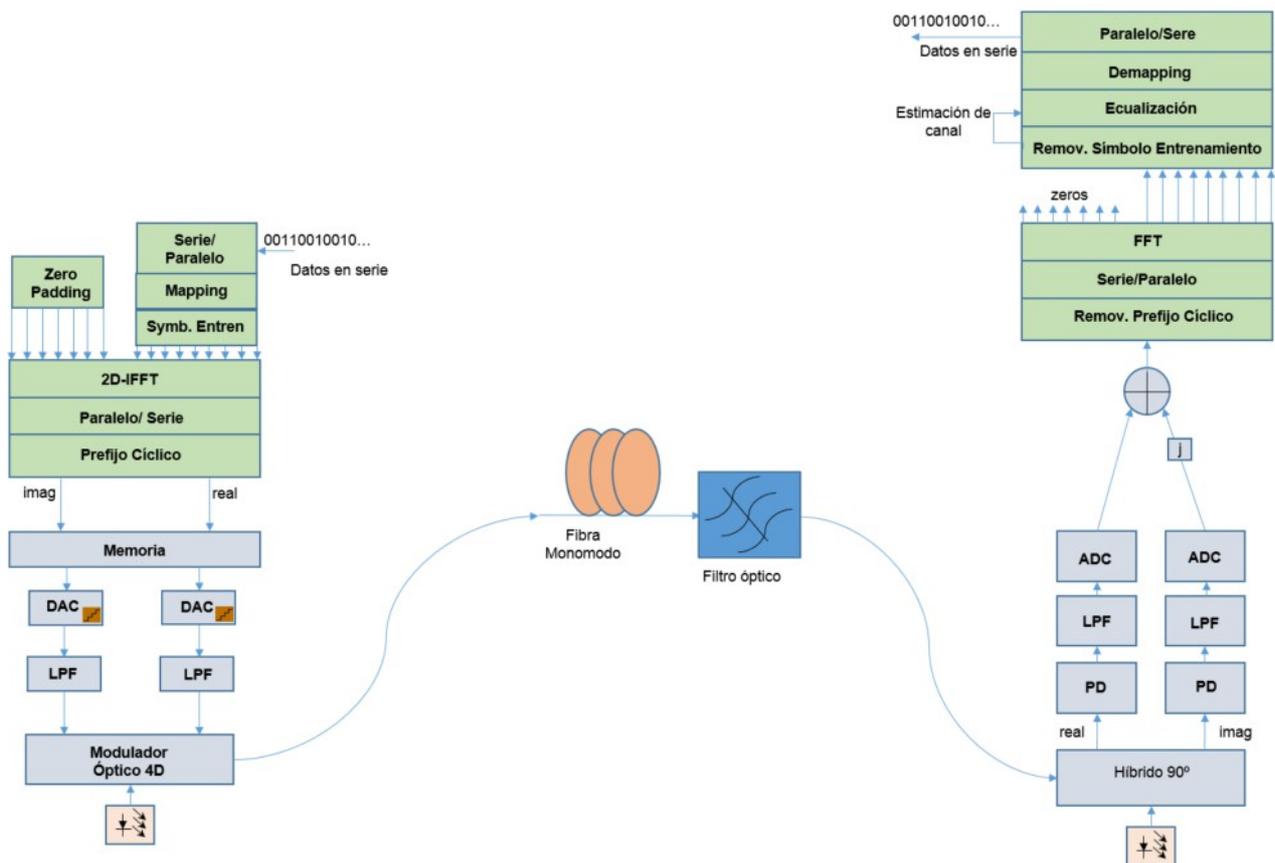


Ilustración 25: Esquema OFDM Óptico. Transmisión y Recepción

En el esquema presentado se distinguen dos bloques principales que serán analizados a continuación:

- Bloques de Procesado digital (DSP), representados en color verde.
- Bloques de modulación óptica.

5.3.2.1 Procesado digital de la señal en Transmisión

Los bits a transmitir se introducen en el sistema mediante el bloque serie/paralelo encargado de agrupar los bits para codificarlos usando alguna de las constelaciones digitales I/Q analizadas anteriormente, comúnmente, QPSK o 4-QAM. Este proceso de modulación también es conocido como mapping, y se ilustra en la siguiente imagen:

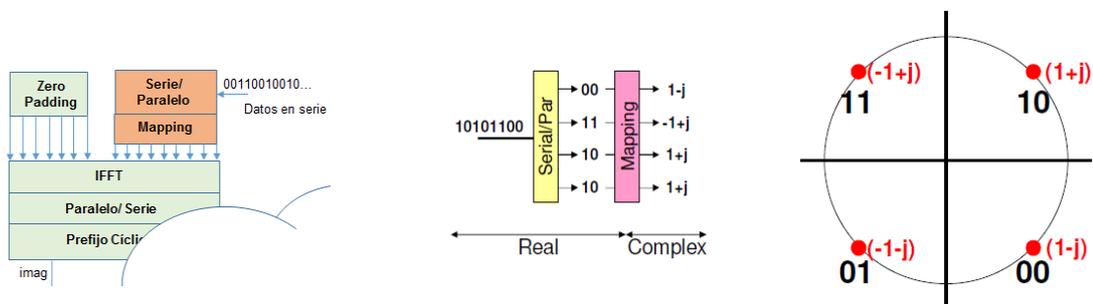


Ilustración 26: Esquema OFDM. Bloques Serie/Paralelo, Mapping

5.3.2.1.1 Zero Padding

El proceso de Zero padding permite el sobremuestreo de la señal rellenando con ceros las muestras de frecuencia antes de realizar la transformada inversa de Fourier. De este modo, al aplicar ZeroPadding a la señal discreta en frecuencia, aumentando el número de muestras N_{FFT} del espectro de la señal, se consigue una interpolación de banda limitada en tiempo, equivalente al uso de un filtro paso bajo ideal.

La señal queda por tanto sobremostrada por un factor:

$$p = \frac{N_{FFT}}{N_{SC}} \quad (22)$$

La inserción de ceros deberá realizarse de forma simétrica en torno a $F_s/2$ de forma que se conserve la simetría del espectro.

Este proceso permite suavizar la señal y otorgarle un mayor carácter sinusoidal. Por otro lado, el sobremuestreo facilita la recuperación de la señal en recepción sin aliasing. Dado que no se puede conseguir un filtro rectangular ideal, mediante el sobremuestreo se consigue alejar la señal de los alias,

permitiendo recuperar la señal analógica tras el bloque DAC en recepción, sin necesidad de bandas de guarda. La siguiente ilustración muestra el espectro de la señal a la salida de la IFFT sin y con oversampling mediante ZeroPadding:

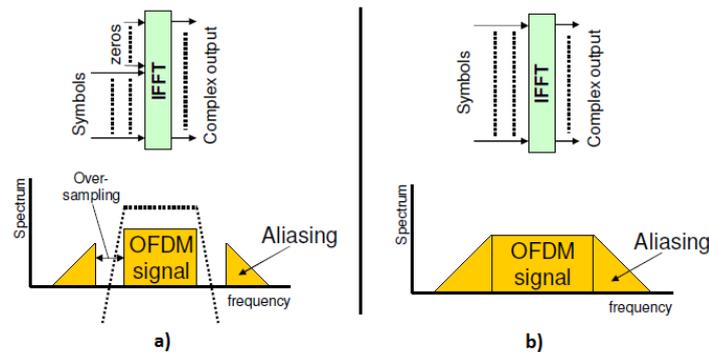


Ilustración 27: Espectro OFDM a la salida de IFFT a) Con ZeroPadding , b) Sin ZeroPadding

5.3.2.1.2 Ecuación y Símbolos de entrenamiento.

Para poder recuperar la información de forma adecuada, en el receptor será necesario revertir los cambios introducidos por el canal en la señal transmitida. Este proceso es conocido como ecualización. Para poder llevar a cabo este proceso será necesario en primer lugar tener conocimiento de la respuesta del canal. El proceso que permite obtener el comportamiento del canal es lo que se conoce como **estimación de canal**.

En el caso que nos ocupa, con señales OFDM, el efecto del canal sobre cada subportadora se traduce en multiplicar la señal de entrada por una constante aleatoria compleja que dependerá de cada frecuencia de portadora, más el ruido aditivo AWGN.

De esta forma, cada subcanal se puede modelar como una constante multiplicativa compleja, por lo que será suficiente con determinar el valor de dicha constante en cada momento para cada uno de los subcanales de la señal.

Uno de los métodos más habituales para la estimación de canal son los métodos no ciegos, basados en entrenamiento. Estos métodos se basan en la inserción de secuencias de entrenamiento (símbolos conocidos por transmisor y receptor) que se introducirán cada cierta frecuencia en la secuencia transmitida.

Esto permite al receptor, a partir de los símbolos de entrenamiento recibidos y su conocimiento sobre los que fueron transmitidos, tratar de estimar cual es el comportamiento del canal durante la transmisión.

Ofrecen simplicidad a cambio de reducir la eficiencia espectral y energética del sistema.

En primer lugar, será necesario decidir el número de símbolos a insertar, y la forma en la que se llevará a cabo. En las señales OFDM, se podrán insertar cada cierto tiempo y en determinadas subportadoras,

constituyendo un patrón bidimensional de tiempo y frecuencia.

Será necesario tener en cuenta, que para poder reconstruir la respuesta del canal a partir de las muestras piloto, deberá cumplirse el teorema de Nyquist, el cual indica que para poder reconstruir una señal a partir de sus muestras, la frecuencia de muestreo deberá ser mayor o igual que el doble del ancho de banda de la misma. Para este estudio (consultar bibliografía para mayor información) será necesario tener en cuenta algunos parámetros como el ensanchamiento de retardo T_m o la duración del símbolo OFDM.

Alguno de los patrones más usados para la inserción de símbolos, son los de tipo continuo, mostrados en la siguiente ilustración:

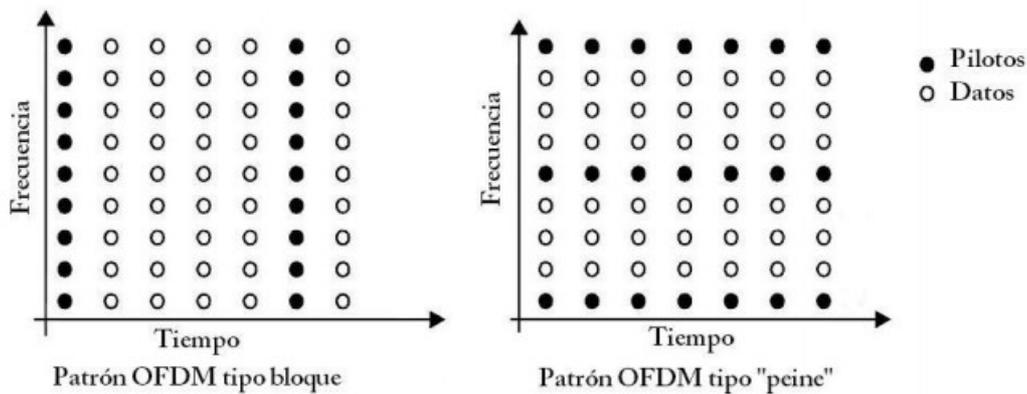


Ilustración 28: Inserción de pilotos en OFDM. Tipo bloque y tipo peine.

- Tipo Bloque:** En el primer símbolo OFDM de cada bloque de N símbolos OFDM, se transmiten símbolos piloto en todas las subportadoras. Es un patrón válido para canales en los que se supone que se produce un desvanecimiento muy lento, lo que permite suponer que el comportamiento del canal no cambia significativamente durante la transmisión del bloque N . La estimación del canal con cada símbolo OFDM piloto, puede ser utilizada de forma directa para la equalización del resto de $N-1$ símbolos OFDM de datos transmitidos en el bloque.

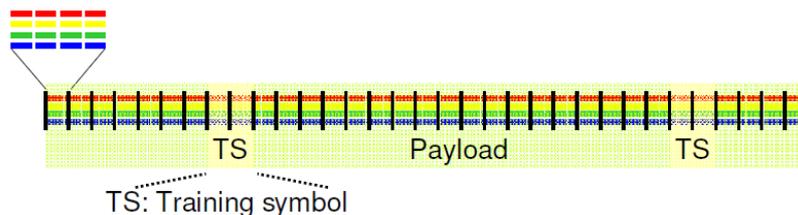


Ilustración 29: Ejemplo. Inserción de símbolos de entrenamiento (Tipo Bloque)

Se suele definir un overhead por símbolo de entrenamiento ϵ_{TS} del 4% con un periodo de 2 símbolos de entrenamiento cada N símbolos de datos, donde se tiene que :

$$\epsilon_{TS} = \frac{1}{N_{TS}} \quad (23)$$

Con:

- $$N_{TS} = \frac{Symb_{Datos}}{Symb_{TS}}$$

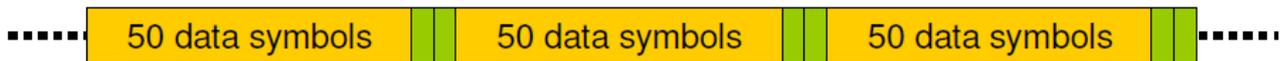


Ilustración 30: Ejemplo. Inserción de 2 TS cada 50 símbolos OFDM. (overhead: 4%)

- **Tipo peine:** Todos los símbolos OFDM tienen algunas subportadoras piloto, en determinadas posiciones. Este tipo de patrón suele seguirse cuando el comportamiento del canal puede variar de un símbolo OFDM al siguiente. Para poder llevar a cabo la ecualización del resto de subportadoras con datos, será necesario realizar una interpolación en frecuencia.

Atendiendo al ruido AWGN que el canal añade, será conveniente seleccionar como símbolos de entrenamiento valores de la constelación utilizada que tengan mayor energía, de forma que se intente conseguir la mayor SNR posible.

5.3.2.1.3 IFFT

En OFDM se requiere una señal en frecuencia formada por el sumatorio de N_{SC} señales de frecuencias adyacentes y con separación constante. Esta disposición es la que presenta el espectro de la FFT tal y como se explicó anteriormente. En este caso, se requiere el proceso inverso, de forma que partiendo del mapeo del contenido a transmitir en cada subportadora, se pueda calcular las muestras de la señal de tiempo del símbolo OFDM completo.

En el demodulador, será el bloque FFT el encargado de realizar la operación inversa y separar de nuevo los datos en subportadoras. La siguiente ilustración representa la dualidad tiempo-frecuencia de la señal OFDM, con FFT como algoritmo para el cambio de dominio:

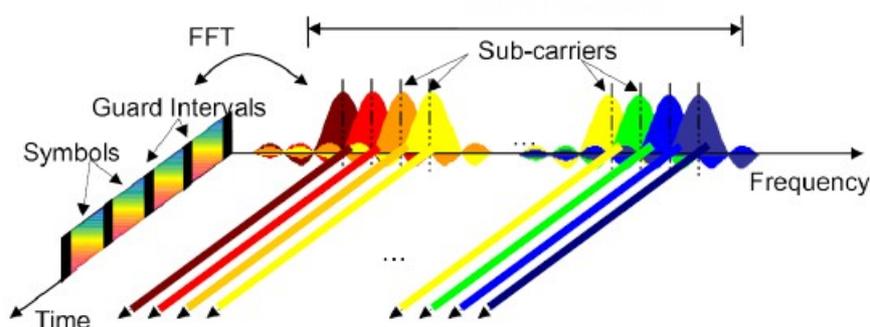


Ilustración 31: Señal OFDM. Dominio del tiempo y la frecuencia

Los intervalos de guarda, o símbolos de entrenamiento insertados en el dominio de tiempo discreto, será el próximo proceso a aplicar.

5.3.2.1.4 Prefijo cíclico

Las muestras en tiempo discreto a la salida de la IFFT son serializadas e introducidas en el bloque de inserción de prefijo cíclico. El prefijo cíclico o tiempo de guarda consiste en la inserción de un determinado periodo T_{CP} entre símbolos OFDM consecutivos. Este proceso no es obligatorio pero si recomendable si se quiere hacer frente a la interferencia intersimbólica debido a la dispersión cromática, y conseguir que en recepción se obtenga un símbolo completo libre de influencias de símbolos vecinos dentro de la ventana FFT.

Para OFDM se suele copiar al comienzo del símbolo formado por N_{FFT} muestras, las k últimas muestras del símbolo:

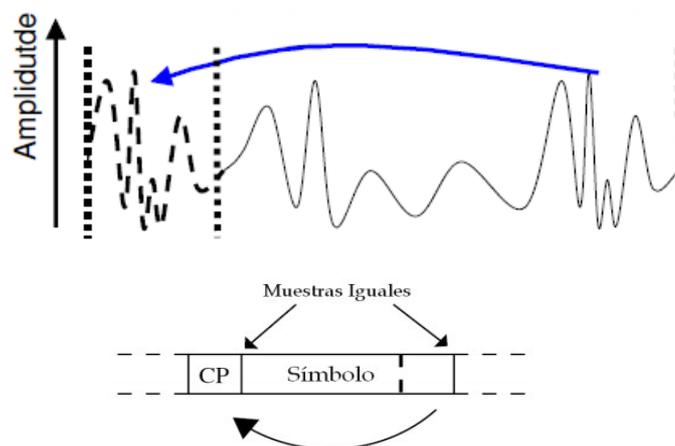


Ilustración 32: Inserción de prefijo cíclico en el símbolo OFDM

Al analizar con detenimiento el proceso seguido, puede verse como en ningún momento se está incluyendo información nueva aunque el espectro si cambiará debido al aumento de la duración de símbolo. Esto implicará la pérdida de ortogonalidad entre subportadoras. En recepción, se detectará una ventana temporal IFFT formada por N_{FFT} subportadoras más las muestras de prefijo cíclico que será necesario desechar después de la sincronización y antes de proceder a la realización de la transformada directa de Fourier, para poder de esta forma recuperar la ortogonalidad de las señales.

Con este proceso, se está aumentando la duración de símbolo por lo que se producirá una reducción de la tasa efectiva de la información, aunque sin renunciar a la forma de onda del símbolo, y por lo tanto, a la información modulada en las subportadoras.

Para cumplir su objetivo, el prefijo cíclico deberá tener una duración de al menos el tiempo máximo de retardo en el canal. En sistemas reales el overhead por prefijo cíclico no debería superar el 10%.

El tiempo de símbolo quedará por tanto como:

$$T_{\text{symb}} = T_{\text{NFFT}} + T_{\text{CP}} \quad (24)$$

Con:

- $T_{\text{CP}} = N_{\text{CP}} \cdot T_s$

Donde:

- N_{CP} : Número de muestras de prefijo cíclico por símbolo
- T_s : Periodo de cada muestra transmitida de la señal OFDM

La agregación del prefijo cíclico producirá una reducción espacio temporal en el espectro en un factor

$$\frac{N_{\text{FFT}}}{N_{\text{CP}} + N_{\text{FFT}}}, \text{ por lo que el ancho de banda total pasará a ser:}$$

$$B_{\text{WithCP}} = B_{\text{WithoutCP}} \cdot \left(\frac{N_{\text{CP}} + N_{\text{FFT}}}{N_{\text{FFT}}} \right) \quad (25)$$

5.3.2.2 Degradación de la señal OFDM

A continuación se analizan alguna de las principales problemáticas que degradan la señal OFDM y en general, cualquier señal multiportadora, debiendo tenerse en cuenta en el procesado digital del receptor.

5.3.2.2.1 Dispersión de la fibra

La dispersión introducida por la fibra óptica afectará al proceso de sincronización de símbolo en recepción. Se recomienda aplicar la detección de inicio de símbolo en la mitad del prefijo cíclico.

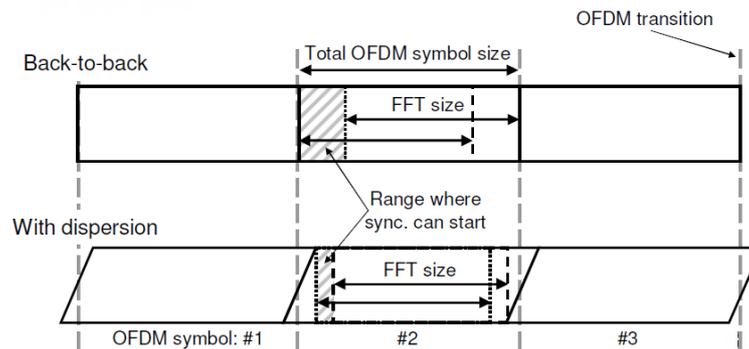


Ilustración 33: OFDM en recepción con dispersión. Sincronización de símbolo a mitad de prefijo cíclico.

5.3.2.2 Ruido de fase

El ruido de fase está relacionado con la calidad del oscilador, en el caso del sistema OFDM planteado, del láser que genera la portadora óptica. En sistemas de detección coherente, será recomendable añadir una etapa de compensación de ruido de fase. Existen algunos algoritmos que permiten abordar esta etapa como los que se exponen a continuación:

- **RFP** : Consiste en la inserción de un tono RF piloto en la señal transmitida, que permitirá monitorizar la diferencia de fase entre el láser transmisor y el oscilador local en recepción. La compensación en recepción, será posible mediante el cálculo del conjugado de esta señal, obteniendo de este modo el inverso de la distorsión. Este algoritmo es indicado para láseres con un gran ancho de línea y símbolos OFDM con número elevado de subportadoras.

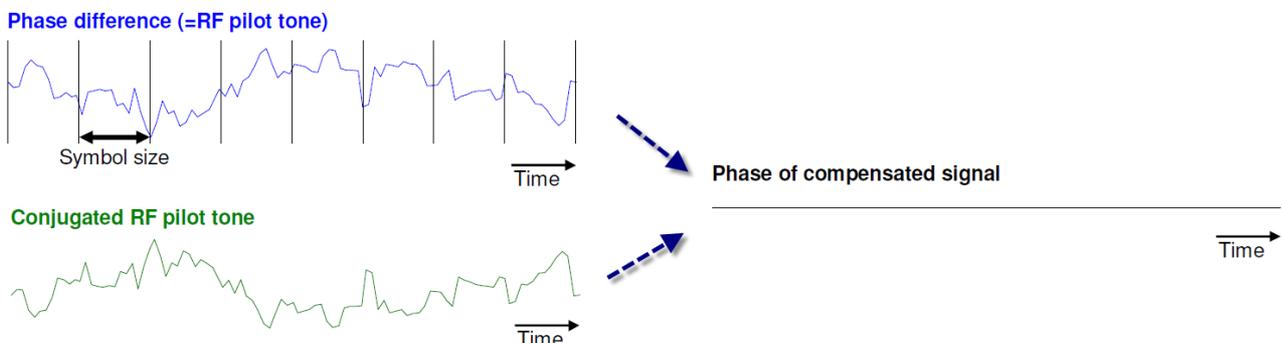


Ilustración 34: Compensación de ruido de fase mediante el algoritmo RFP

- **CPE (Common Phase Estimation)**: La estimación se aplica sobre todos los símbolos OFDM haciendo un promediado de fase de las subportadoras piloto.
- Algoritmos específicos:

5.3.2.2.3 PAPR (Potencia pico-promedio)

El sistema OFDM tendrá una elevada PAPR (Peak to Average Power Ratio) lo que se traduce en que los símbolos OFDM transmitidos tendrán un margen importante de potencia instantánea mínima y máxima.

Estos picos de potencia implican una distorsión de la señal recibida al ser transmitida por la fibra , debido al efecto no lineal del canal.

Esta problemática se produce en todos los sistemas multiportadora debido a que el símbolo a transmitir consta de la suma de n señales sinusoidales , cuya envolvente, podrá presentar una diferencia de amplitud difícil de acotar. Esto implica que los amplificadores que se deseen añadir al sistema deberán ser de alta linealidad.

5.3.2.3 Procesado digital de la señal en Recepción

Una vez la señal ha sido transmitida por el medio , detectada y transformada al dominio eléctrico se deberán seguir los pasos inversos que en transmisión, aplicando varios bloques de procesado que permitirán combatir la degradación de la señal.

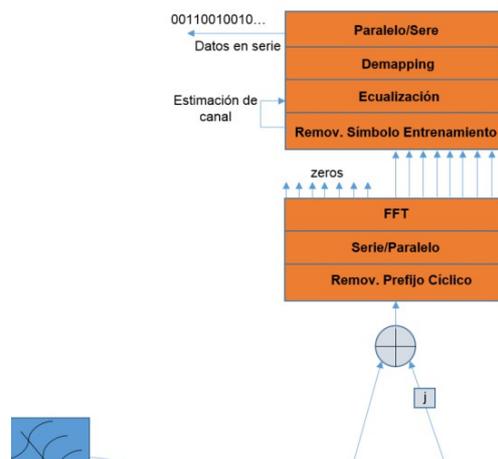


Ilustración 35: Esquema OFDM. Procesado digital en Recepción

Una vez sincronizada la señal, será necesario remover el prefijo cíclico, recuperando de este modo las N_{FFT} muestras de la ventana FFT, donde se cumple la ortogonalidad entre las muestras temporales,

correspondientes a las distintas subportadoras.

Tras aplicar la transformada de Fourier, se obtienen las muestras en el dominio frecuencial, debiendo descartar los zeros insertados en transmisión en el proceso de ZeroPadding.

La siguiente etapa, ecualización y estimación de canal, será una de las más importantes en recepción, donde se combatirá la distorsión de fase y amplitud que genera el canal.

5.3.2.3.1 Ecuación y estimación de canal

Anteriormente se analizó la importancia del prefijo cíclico, el cual proporciona un intervalo entre símbolos que abarca la interferencia intersimbólica y que debe ser desechado en recepción. A pesar de este proceso, los símbolos decodificados de la constelación con la que se esté trabajando, se verán afectados por un cambio de amplitud y fase, debido a varios factores ya descritos como son la dispersión del canal óptico, el ruido de fase u otras imperfecciones en el transmisor y receptor.

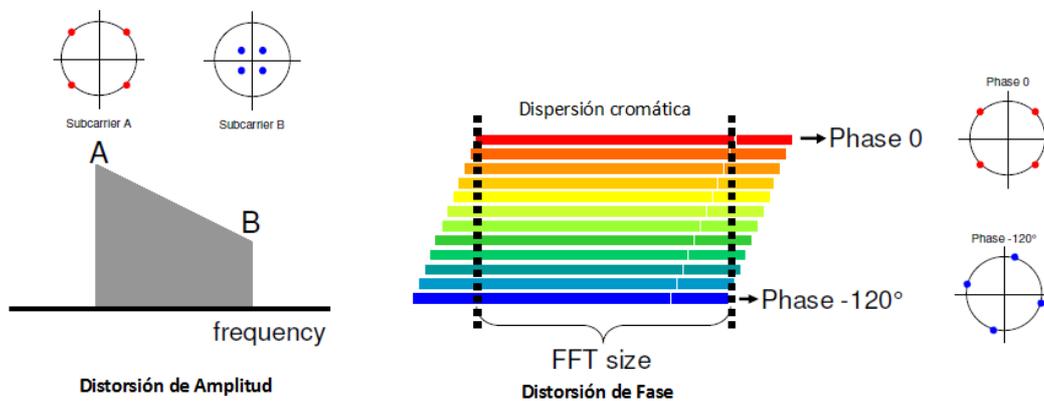


Ilustración 36: Distorsión de Fase y amplitud en subportadoras OFDM

El proceso de ecualización se basará en la estimación del canal mediante las secuencia de entrenamiento, explicado en apartados anteriores.

De este modo, partiendo de una secuencia de entrenamiento tipo bloque, se tendrán en cuenta las muestras de entrenamiento en el dominio frecuencial recibidas ST_{out} y con conocimiento de las transmitidas ST , se calcula la estimación del canal:

$$CH_{est} = \frac{ST_{out}}{ST} \quad (26)$$

En base a la estimación obtenida, se aplica finalmente la ecualización sobre el resto de n Símbolos OFDM del bloque:

$$SOFDM(n)_{est} = \frac{SOFDM(n)}{CH_{est}} \quad (27)$$

5.3.3 Modulación y detección óptica

La capacidad ofrecida por los sistemas ópticos ha estado limitada tradicionalmente por la velocidad de los componentes electro-ópticos disponibles. Por lo tanto, es de vital importancia analizar con detenimiento todas las opciones disponibles para la fase de modulación y detección óptica.

De todas las opciones disponibles, como son los sistemas de modulación directa (DML), donde se obtiene la señal óptica modulada a partir de la variación directa de la corriente de polarización del diodo láser o moduladores basados en mecanismos de electro absorción (EAM), los más utilizados e indicados para sistemas de largo alcance empleados en sistemas OFDM, son los conocidos como moduladores Mach-Zehnder, analizados a continuación.

5.3.3.1 Modulador Óptico MZM

Continuando con el sistema OFDM, en la etapa en transmisión se requiere pasar al dominio óptico la componente en fase y cuadratura de la señal, para adaptarla al medio de transmisión, la fibra óptica. Para ello se emplearan moduladores MZ, basados en el principio de la interferometría. En estos dispositivos, la modulación se consigue variando al fase de la señal óptica que discurre por dos guías de onda. Un Mach Zehnder tendrá normalmente como señales de entrada, la señal RF a modular, una tensión para DC Bias y la señal optical proveniente del diodo laser:

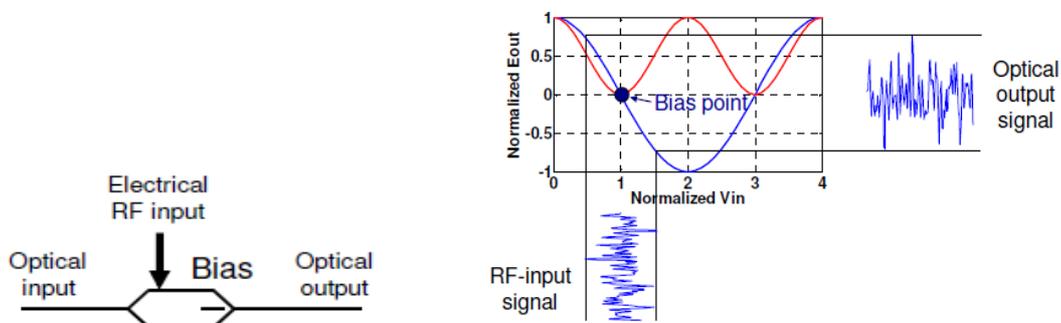


Ilustración 37: Esquema interferómetro Mach Zehnder estándar.

El campo óptico E_0 de salida, sin chirp¹, quedará definido mediante la siguiente expresión :

$$E_o = E_i \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{(V_{RF} + V_{BIAS})}{V_\pi}\right) \quad (28)$$

Donde:

- E_o : Campo óptico de salida
- E_i : Campo óptico de entrada (diodo laser)
- V_{RF} : Señal eléctrica de entrada
- V_π : Tensión de conmutación, necesaria para producir cambio de fase de la señal en π radianes, en uno de las dos guías del modulador.

De entre todas las opciones disponibles, las dos configuraciones más extendidas para modular la señal OFDM son mediante un modulador MZM estándar como el que se acaba de describir, o mediante un modulador IQ, consistente en usar dos Moduladores MZ anidados conectados mediante un super MZ, conectando a las dos entradas eléctricas la componente en fase y cuadratura de la señal OFDM respectivamente:

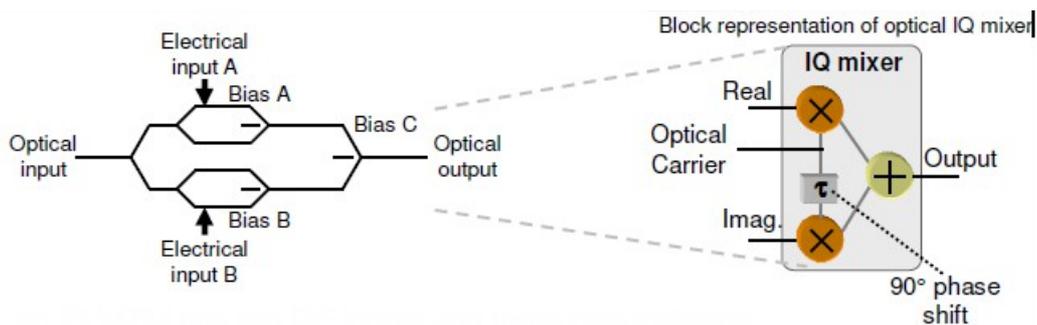


Ilustración 38: Esquema, modulador IQ-MZM

el campo óptico de salida vendrá determinado por la siguiente expresión:

$$E_o = E_i \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_I + V_{BIAS}}{V_\pi}\right) \cdot e^{j\omega_{LD}t} + E_i \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_Q + V_{BIAS}}{V_\pi}\right) \cdot e^{(j\omega_{LD}t + \frac{\pi}{2})} \quad (29)$$

La siguiente gráfica ilustra la configuración del sistema para ambas opciones:

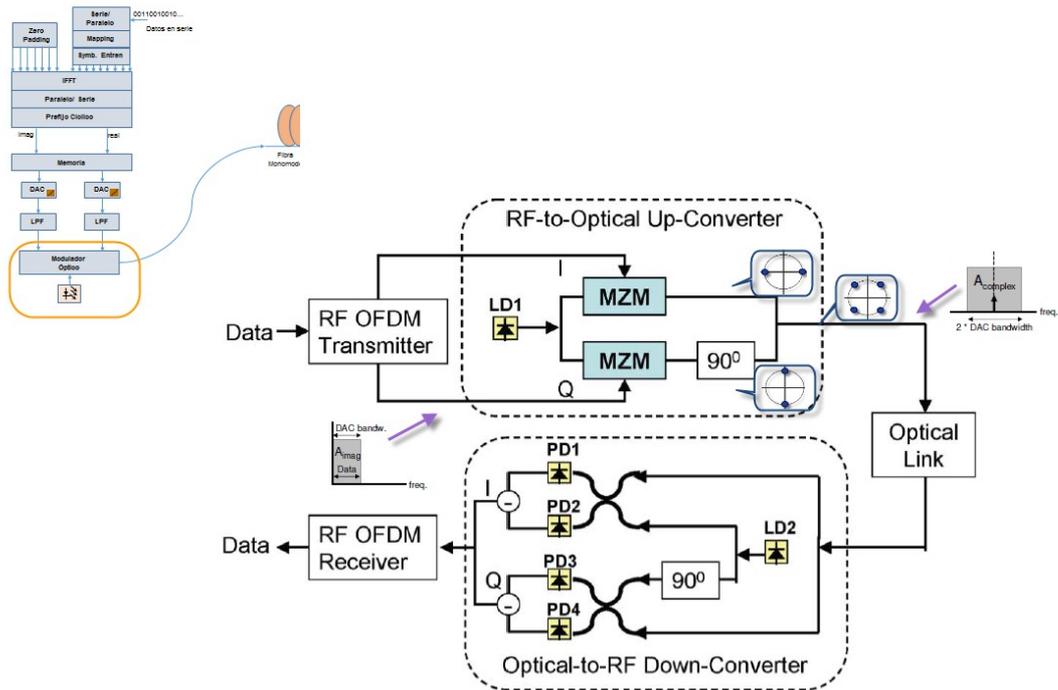


Ilustración 39: Sistema CO-OFDM con modulador IQ-MZM

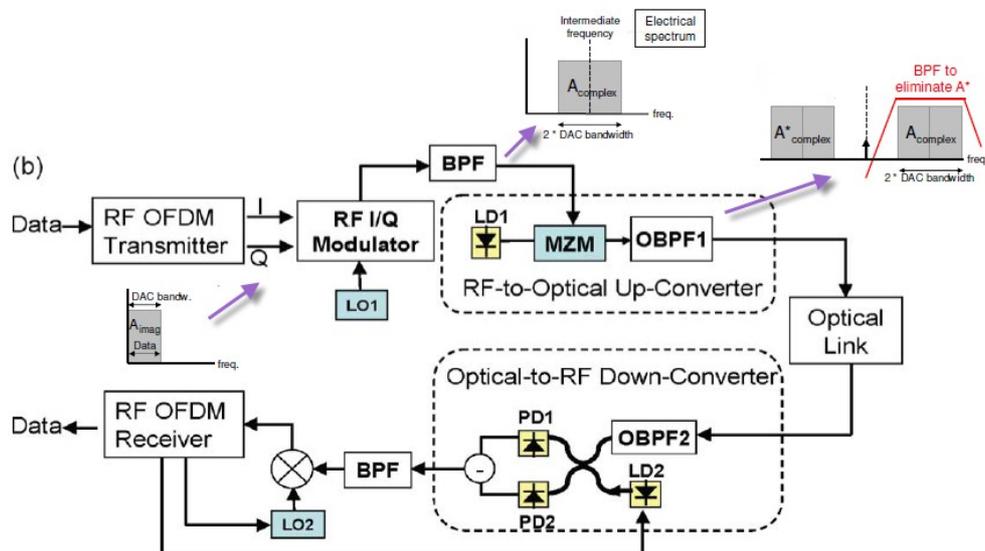


Ilustración 40: Sistema CO-OFDM con modulador MZM estándar

→ Sistema OFDM con modulador MZM estándar:

- Requiere de procesado de mezclado RF en el dominio eléctrico antes de poder transmitir la señal, dado que la señal a transmitir debe ser real (solo admite una única salida DAC eléctrica).
- El espectro de la señal generada por el MZM presenta doble banda lateral (A y su conjugado) a cada lado de la portadora, lo cual reduce la eficiencia espectral
- Requiere de filtrado óptico en transmisión y recepción, de forma que se elimine la componente espectral conjugada transmitida.

→ Sistema OFDM con IQ-MZM:

- Todo el ancho de banda transmitido es usado para la modulación de datos, mejorando la eficiencia espectral con respecto al anterior sistema.
- No requiere filtrado óptico en transmisión y recepción.
- El modulador MZM tendrá tres tensiones V_{BIAS} que será necesario configurar de la siguiente forma para conseguir un desfase de 90 grados entre la componente en fase y cuadratura:

- $BIAS_A = 0$
- $BIAS_B = 0$
- $BIAS_C = desfase(\pi/2)$

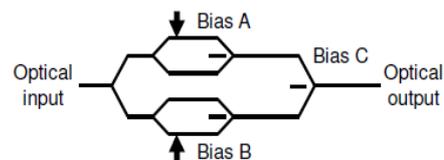


Ilustración 41: Tensiones V_{Bias} en el modulador IQ-MZM

5.3.3.2 Detección coherente (COOFDM)

Tal y como se anticipó en apartados anteriores, se optará por implementar un sistema de detección coherente, por sus capacidades en cuanto a sensibilidad y precisión. Se trata de sistemas en los cuales el receptor conoce cierta información de la señal que recibida, i.e la frecuencia portadora. En estos sistemas, la señal óptica recibida será combinada con un oscilador local de forma que se pueda aislar las componentes en fase y cuadratura de la señal.

En función de la diferencia de frecuencia entre la señal y el oscilador local, se distinguen dos tipos de detectores coherentes:

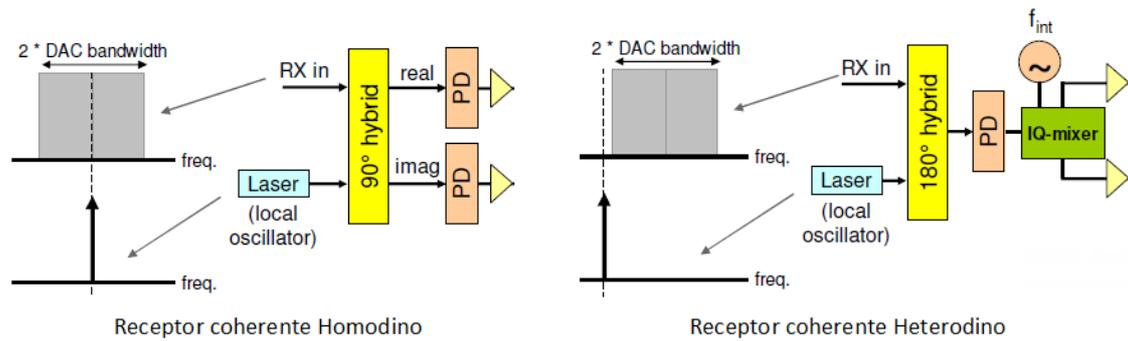


Ilustración 42: Receptor coherente Homodino y Heterodino

En el receptor Homodino, el oscilador es colocado en el centro de la señal OFDM. Este sistema requiere una alineación de frecuencia óptica y fase con la señal portadora de entrada de gran precisión. Como ventaja, permite obtener de forma aislada, en el dominio óptico, la componente de fase y cuadratura de la señal, empleando para ello el bloque mixer óptico 90° híbrido.

Por otro lado, en el modelo heterodino el oscilador es colocado antes de la señal OFDM. Este tipo de sistema requerirá en recepción de un proceso de mixing RF tras la fotodetección para poder recuperar las componentes en fase y cuadratura de la señal.

A la salida del bloque mixer híbrido que combina la señal del oscilador local $S_{carrier}$ y la señal óptica recibida S_{OFDM} , se tendrán tres tipos de producto de señal:

- 1) $S_{carrier} * S_{carrier}$: Lo to Lo Mixing, se corresponde con la corriente continua.
- 2) $S_{OFDM} * S_{OFDM}$: Signal to Signal Mixing, será una señal no deseada en torno a DC.
- 3) $S_{carrier} * S_{OFDM}$: Es la señal deseada que se desea detectar.

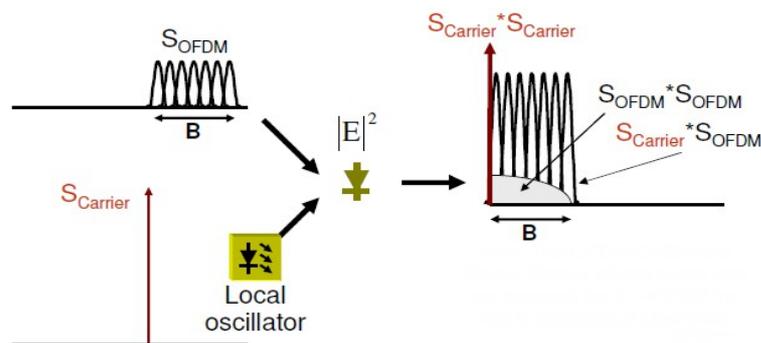


Ilustración 43: Señales a la salida del bloque mixer óptico híbrido

Los términos 1) y 2) no deseados podrán ser eliminados usando fotodiodos balanceados. De este modo, centrando el estudio del receptor homodino, se implementará el siguiente bloque mixer híbrido de 90°

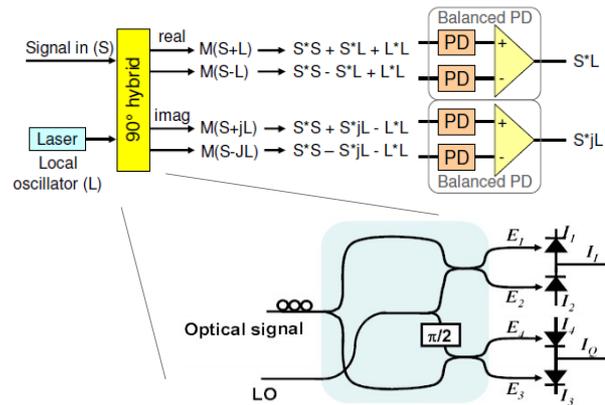


Ilustración 44: Mixer óptico híbrido 90°

Donde las señales a la salida del bloque vienen definidas por:

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_{LO} + E_S) \quad (30)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_{LO} - E_S) \quad (31)$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_S + e^{j\frac{\pi}{2}} E_{LO}) = \frac{1}{2}(E_S + j E_{LO}) \quad (32)$$

$$E_4 = \frac{1}{2}(E_S - e^{j\frac{\pi}{2}} E_{LO}) = \frac{1}{2}(E_S - j E_{LO}) \quad (33)$$

Con:

- $E_S = A_S \cdot e^{-j(\omega_0 t + \phi_s)}$: Señal óptica de entrada, con amplitud compleja A_S y fase ϕ_s .
- $E_{LO} = A_{LO} \cdot e^{-j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})}$: Campo del oscilador local de amplitud compleja A_{LO} y fase ϕ_{LO}

Las corrientes I_I , I_Q obtenidas a la salida de los fotodetectores balanceados vendrán determinadas por:

$$I_I = R \cdot (|E_1|^2 - |E_2|^2) = R \cdot \sqrt{P_S P_{LO}} \cdot \cos(\omega_{IF} t + \phi_s - \phi_{LO}) \quad (34)$$

$$I_Q = R \cdot (|E_3|^2 - |E_4|^2) = R \cdot \sqrt{P_S P_{LO}} \sin(\omega_{IF} t + \phi_s - \omega_{LO}) \quad (35)$$

$$I_I = R \cdot (|E_1|^2 - |E_2|^2)$$

$$I_Q = R \cdot (|E_3|^2 - |E_4|^2)$$

Donde:

- R : Responsividad del fotodiodo
- $P_s = \frac{|A_s|^2}{2}$
- $P_{lo} = \frac{|A_{LO}|^2}{2}$
- $\omega_{IF} = |\omega_0 - \omega_{LO}| = 0$ para un receptor homodino ideal.

De esta forma ,se obtiene finalmente la señal eléctrica $E = I_I + j I_Q$, lista para ser procesada en el bloque DSP.

6 Diseño del sistema

6.1 Descripción general

En base al estudio realizado anteriormente, se opta por la implementación inicial de un sistema OFDM-4D coherente basado en una de las constelaciones con mejores prestaciones analizadas, DP-QPSK, de 4 dimensiones y 16 puntos. La integración de sistemas OFDM con constelaciones 4D requerirá de la modificación de algunos de los bloques de procesamiento de modulación y detección de la señal. De forma se conseguirá mantener la ortogonalidad entre las distintas subportadoras moduladas en las dos componentes en fase y cuadratura que se transmitirán en cada una de las dos polarizaciones del campo eléctrico (4 grados de libertad en total).

6.2 Modelado del Sistema OFDM-4D objeto de estudio

El sistema propuesto se muestra en la siguiente ilustración. En esta configuración inicial, se incluyen alguno de los bloques básicos ya vistos en apartados anteriores para este tipo de sistemas.

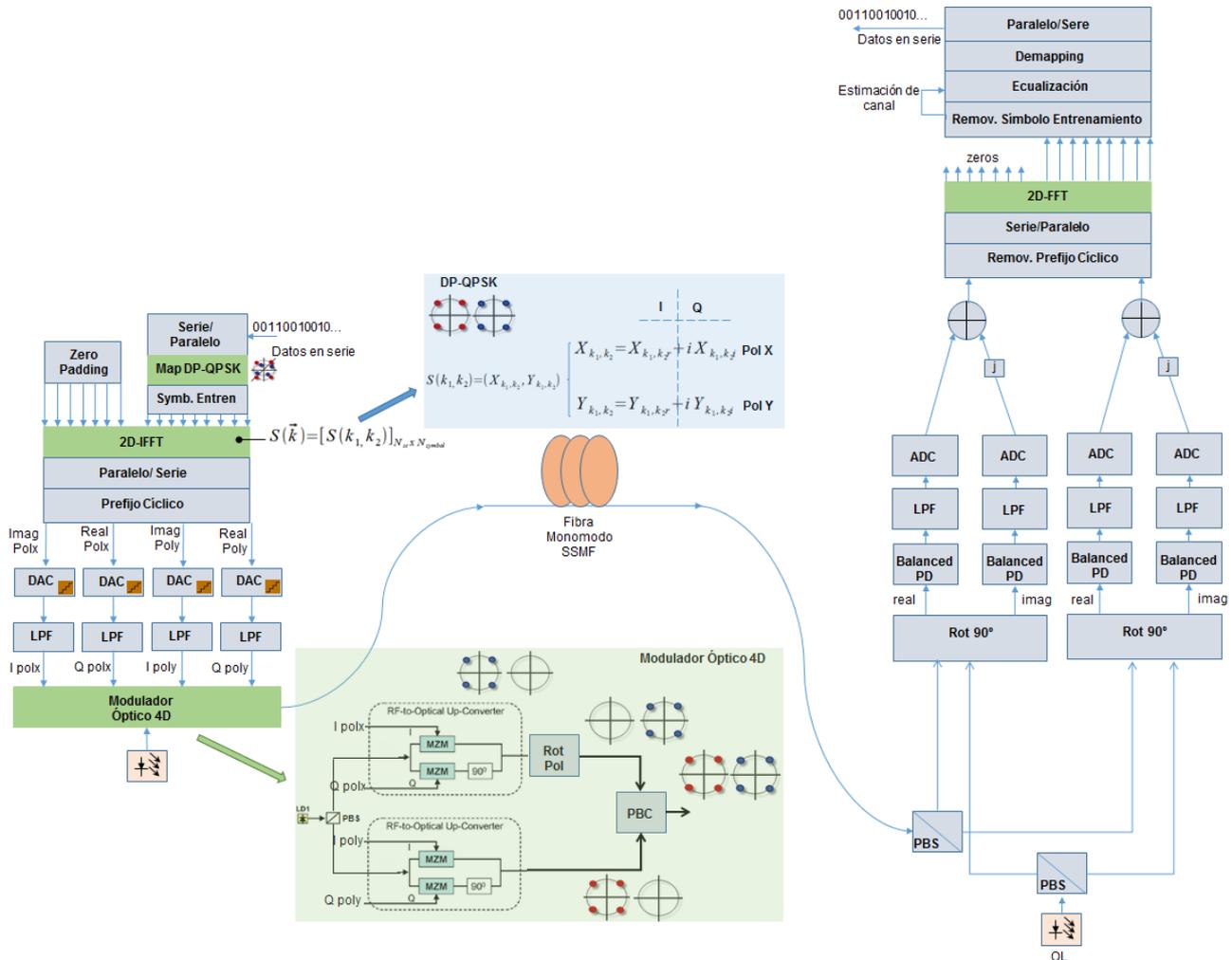


Ilustración 45: Sistema CO-OFDM 4D (DP-QPSK)

En primer lugar, los datos binarios a transmitir deberán ser dispuestos en paralelo para poder realizar el mapeo a la constelación seleccionada, DP-QPSK en este caso. Recordando las características de la misma, el sistema permitía codificar 4 bits por símbolo, por lo que le proceso a realizar quedará de la siguiente manera:

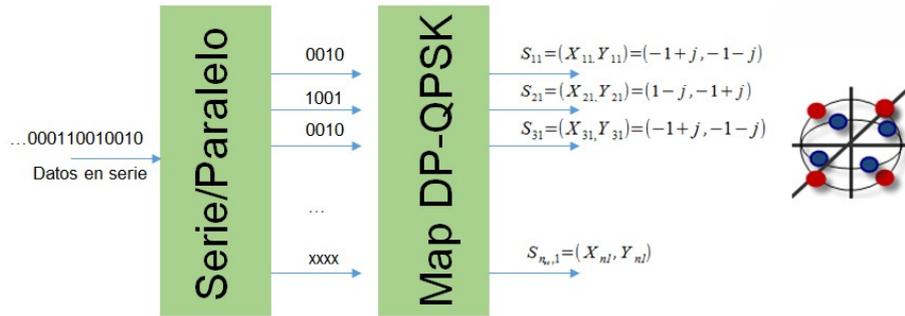


Ilustración 46: Bloques Serie/Paralelo y Mapeo DP-QPSK

Cada símbolo de la constelación estará formado por un par de coordenadas complejas que determinarán la componente en fase y cuadratura a transmitir en cada polarización. De esta forma se codificarán los N_{symb} símbolos OFDM a transmitir, con N_{sc} subportadoras cada uno, obteniendo la siguiente matriz:

$$S(\vec{k}) = [S(k_1, k_2)]_{N_{sc} \times N_{symb}} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & \dots & S_{1,N_{symb}} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & \dots & S_{2,N_{symb}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{N_{sc},1} & S_{N_{sc},2} & \dots & S_{N_{sc},N_{symb}} \end{bmatrix} \quad (36)$$

Donde cada símbolo vendrá determinado por:

$$\bullet \quad S(k_1, k_2) = (X_{k_1, k_2}, Y_{k_1, k_2}) = (X_{k_1, k_2I} + i X_{k_1, k_2Q}, Y_{k_1, k_2I} + i Y_{k_1, k_2Q})$$

Tras la inserción de N_Z ceros y la inserción de N_{SP} símbolos Ofdm de entrenamiento (configuración tipo Peine, consultar apartado 5.3.2), la matriz resultante tendrá N_{SP} columnas adicionales y N_Z filas correspondientes al proceso de Zeropadding, y que deberán insertarse de forma simétrica con respecto a la subportadora central $\frac{N_{sc}}{2}$.

Cada columna de la matriz resultante, correspondiente a un símbolo OFDM a transmitir, deberá ser procesada mediante la transformada inversa de Fourier en dos dimensiones (**2D-IDFT**), de forma que se garantice la ortogonalidad entre las componentes $(X_{k_1, k_2}, Y_{k_1, k_2})$, información a transmitir en las dos polarizaciones X,Y de la señal óptica.

Las cuatro componentes en fase y cuadratura a la salida del codificador OFDM será requerido que pasen por un proceso de conversión digital a analógico DAC. Esta etapa podrá ser simulada mediante sobremuestreo y shaping mediante un pulso conformador raíz de coseno alzado. Las cuatro señales resultantes serán incorporadas al bloque de modulación óptica 4D, ilustrado en la siguiente imagen:

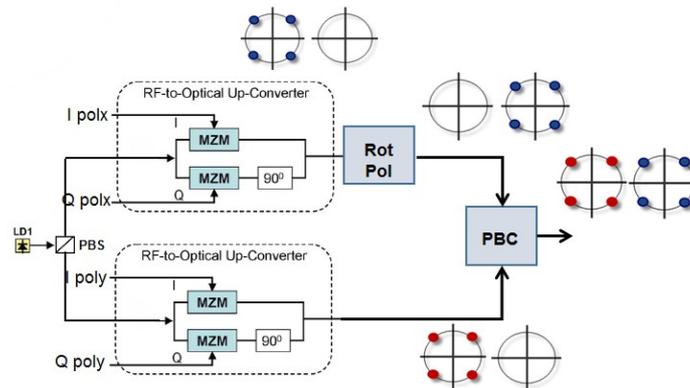


Ilustración 47: Modulador Óptico 4D basado en interferómetros IQ-MZM

El modulador óptico estará formado por dos moduladores IQ-MZM anidados, como el analizado en el apartado 5.3.3 de este documento. Mediante un splitter de polarización PBS, se obtendrán las dos señales láser que alimentarán a cada MZM, expresadas mediante vectores de Jones de la siguiente forma:

$$E_i = \begin{pmatrix} E_{i \text{ polx}} \\ E_{i \text{ poly}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{E_i}{\sqrt{(2)}} \\ \frac{E_i}{\sqrt{(2)}} \end{pmatrix} \quad (37)$$

Las dos señales correspondientes a cada polarización resultantes son finalmente combinadas en el bloque PBC y transmitidas por la fibra.

En el receptor, se implementará un mixer óptico con diversidad de polarización y fotodiodos balanceados, basado en el modelo de receptor coherente homodino analizado en el apartado 5.3.3, pero extendido para las dos polarizaciones de la señal:

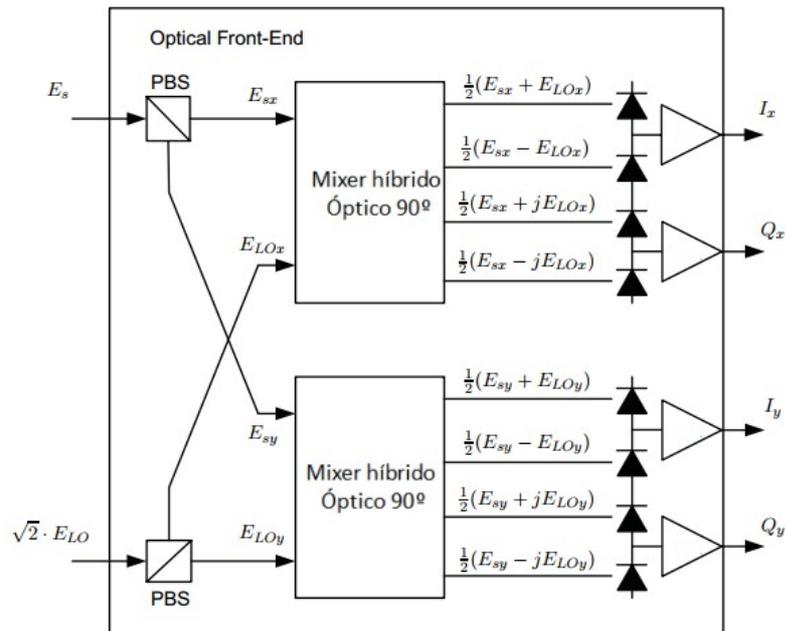


Ilustración 48: Receptor óptico coherente homodino con diversidad de polarización y fotodiodos balanceados

El oscilador local será polarizado linealmente a 45° con el objetivo de tener la misma intensidad de señal para las polarizaciones x e y. Las señales E_{sx} , E_{LOx} , E_{sy} , E_{LOy} son procesadas mediante dos mixer 2x4 híbridos, descritos en el apartado 5.3.3. Las 4 señales, componentes fase y cuadratura detectadas, pasan finalmente a ser procesadas en recepción aplicando la transformada directa en dos dimensiones 2D-FFT antes de proceder a la decodificación de los datos o demapping, siguiendo los pasos inversos que en transmisión.

Antes de poder aplicar el proceso de Demapping será necesaria la normalización o proceso de Slicing sobre la constelación recibida. El método más usado y que será aplicado es HDT (Hard Decision Threshold).

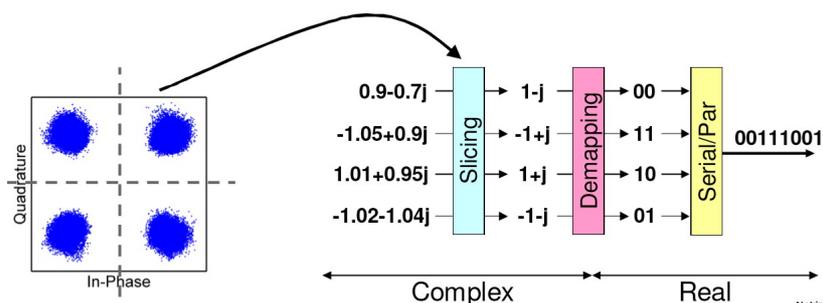


Ilustración 49: Proceso de Slicing HDT

La siguiente tabla resume la configuración inicial del resto de bloques básicos de un sistema OFDM que serán implementados en nuestro sistema.

Bloque/Proceso	Descripción/Configuración inicial
<p>Símbolo de Entrenamiento</p>	<p>Se insertarán símbolos piloto siguiendo un patrón tipo bloque (ver apartado 5.3.2), con un overhead del 6,25% (1/16).</p> <div data-bbox="782 481 1173 705" style="text-align: center;"> </div> <p style="text-align: center;">Patrón OFDM tipo bloque <i>Ilustración 50:</i> <i>Inserción de símbolos piloto (6,25%)</i></p>
<p>ZeroPadding</p>	<p>Se aplicará un sobremuestreo mediante la inserción de ceros antes de la transformada inversa de Fourier, con factor inicial 8. las muestras a transmitir en cada símbolo OFDM pasará a ser de $N_{SC} * 8$ donde N_{SC} es el número de subportadoras.</p> <div data-bbox="813 1108 1077 1265" style="text-align: center;"> </div> <p style="text-align: center;"><i>Ilustración 51:</i> <i>ZeroPadding</i></p>
<p>Prefijo cíclico</p>	<p>Se insertará N_{CP} muestras de prefijo cíclico en el dominio temporal (salida de 2DIFFT) , que supondrán inicialmente un 4% de la longitud total N_{FFT} de símbolo OFDM, para no tener excesivo overhead . Se aplicará un algoritmo que copie la última muestra de cada periodo T_{CP} al comienzo del tramo. Cada FFT pasará a tener una longitud de $N_{FFT} + N_{CP}$ muestras.</p>

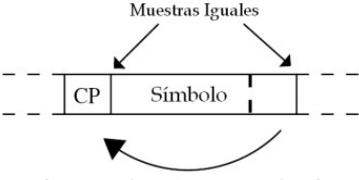
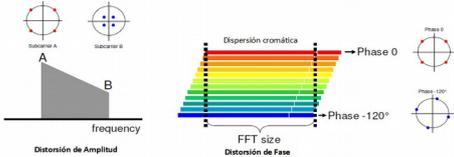
	 <p><i>Ilustración 52: Inserción de prefijo cíclico</i></p> <p>Es importante recordar que este aumento del periodo del símbolo supondrá la pérdida de ortogonalidad entre subportadoras, por lo que será necesario desechar las muestras en recepción.</p>
<p>Ecuación/Estimación de canal</p>	<p>Se aplicará un algoritmo de estimación de canal en base a los símbolos de entrenamiento insertados y la información conocida de los símbolos transmitidos. La función de transferencia del canal estimado se aplicará sobre el resto de símbolos OFDM para ser ecualizados.</p>  $CH_{est} = \frac{ST_{rx}}{ST_{tx}}$ $SOFDM(n)_{est} = \frac{SOFDM(n)}{CH_{est}}$

Tabla 1: Diseño de Bloques básicos DSP CO-OFDM. Configuración inicial

7 Implementación

7.1 Plataforma de desarrollo (MATLAB)

El software elegido para el desarrollo y simulación del sistema será la herramienta de cálculo MATLAB, dado que ofrece un software de cálculo numérico con un entorno de desarrollo propio, y ofrece un lenguaje de programación con el que se está familiarizado y se ha trabajado en diversas asignaturas del máster.

El paquete Matlab ofrece algunas funciones elementales que serán de gran utilidad para el sistema OFDM como son las transformadas FFT2,IFFT2 y procesado de matrices.

Para la parte de simulación con enlaces ópticos reales se cuenta con el apoyo del centro tecnológico de

telecomunicaciones de Cataluña, una colaboración que pone a disposición de este proyecto algunos scripts en lenguaje Matlab que modelan la fibra monomodo SSMF aplicando el modelo de Manakov entre otros elementos.

7.2 Bloques del sistema

El sistema queda definido por el siguiente diagrama de procesos.

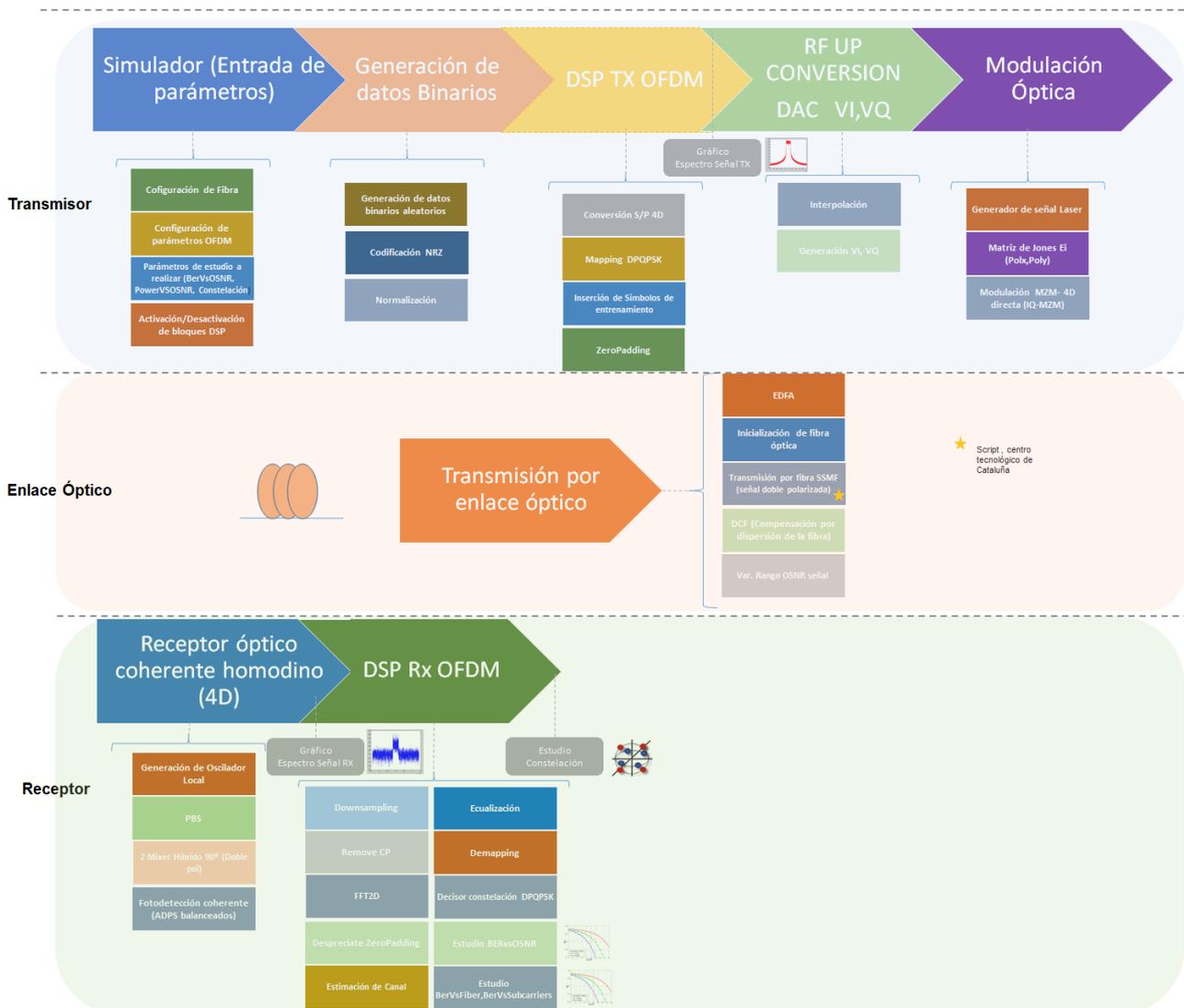


Ilustración 53: Diagrama de procesos CO-OFDM4D

El sistema dispondrá de un proceso central "Simulador" desde donde se configurarán los distintos parámetros de transmisión y se podrán seleccionar los tipos de estudio a realizar:

- BERvsOSNR
- BERvsFIBER

- Constelación recibida
- Espectro de la señal.

El resultado de cada simulación será obtenido apoyándose en las herramientas gráficas de las que dispone el entorno Matlab.

7.3 Modelo lógico de datos

A continuación se presenta el modelo lógico de datos del sistema, definido en base a los siguientes criterios:

- Configuración centralizada de parámetros de la señal OFDM, señales ópticas y fibra. La configuración deberá establecerse en una única estructura de datos de forma que la llamada al proceso principal main() no requiera de excesivos parámetros individuales en cabecera.
- Posibilidad de activar/desactivar elementos opcionales sin necesidad de desarrollo adicional. Esto permitirá analizar el impacto de cada proceso en el resultado.
- Aplicación de los conceptos de abstracción y reutilización de código.
- Organización de los datos de salida en una única estructura, de forma que facilite su consulta y seguimiento. La estructura deberá incorporar datos intermedios, no únicamente finales, de forma que se pueda valorar la aportación de cada proceso. Este enfoque permitirá disponer de un entorno de variables de entrada/salida limpio y ordenado.
- Capacitación del sistema para interpretar parámetros de entrada opcionales. Definición de valores por defecto para parámetros no indicados.
- Se implementará un control de errores que permita detectar selección de parámetros no válidos.

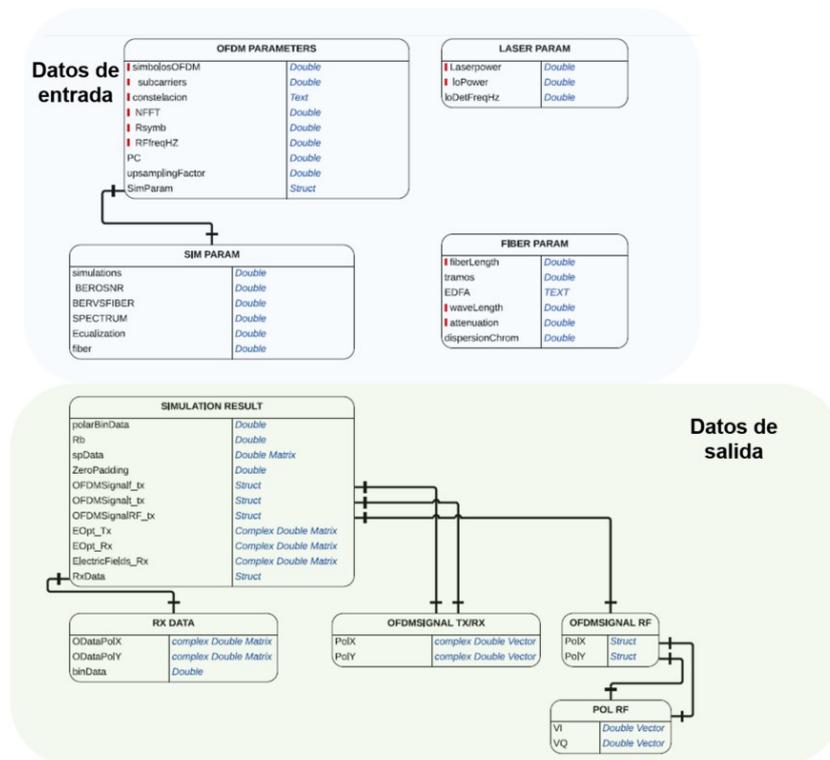


Ilustración 54: Modelo de datos E/S del sistema

7.3.1 OFDM Parameters

Será la estructura que engloba la información de configuración de la señal OFDM. Estará formada por las siguientes variables:

variable	Descripción	Tipo
simbolosOFDM	Tamaño de la ventana de símbolos OFDM a transmitir por la fibra. Si no se informa, se asignará por defecto un valor de 40.	Double
subcarriers	Número de subportadoras en cada símbolo. Por defecto, 64.	Double
constelación	Modulación empleada para codificar los datos. Por defecto, 'DPQPSK'	Text
NFFT	Número de muestras transmitidas por FFT (en cada polarización). Estará formado por $N_{subcarriers}$ información de portadoras más $NFFT - N_{subcarriers}$ muestras de ZeroPadding	Double

	(Proceso de oversampling)	
RSymb	Tasa de símbolos (Símbolos/seg). La tasa de bits vendrá determinada de la siguiente manera: $R_b = R_{Symb} \cdot \frac{N_{subcarriers}}{Symbolo} \cdot \frac{Bits}{subcarrier}$	Double
RFfreqHz	Frecuencia de portadora RF. Por defecto, 6 GHz	Double
PC	Porcentaje de prefijo cíclico en tanto por uno que será aplicado sobre el símbolo OFDM. Por defecto, 6.25% (1/16)	Double
upsamplingFactor	Factor de sobremuestreo.	Double
SimParam	Estructura con la configuración de simulación. Ver apartado siguiente.	Struct

Tabla 2: Parámetros señal OFDM

7.3.2 Sim Param

Estructura que engloba la información de configuración de la simulación. Permitirá activar/desactivar algunos bloques y procesos de cálculo:

- Bloques básicos OFDM
- Fibra
- BERvsOSNR
- BERvsFiber
- BERvsNSubcarriers

variable	Descripción	Tipo
simulations	Número de simulaciones a realizar. Algunos procesos como BEROSNR aprovecharán todas las simulaciones para mejorar la representación de resultados mediante promediado de todas las iteraciones.	Double
BEROSNR	A 0 o sin informar, no aplicará el cálculo BEROSNR. Si se informa un valor mayor a 0, Realizará el estudio para el rango $-N_{BEROSNR} \leq OSNR \leq N_{BEROSNR} \text{ dB}$	Double
BERVSFIBER	A 1, se activa el cálculo de BerVsFiber para distintos tramos de fibra.	Double

Spectrum	A 1, activa la representación del espectro de la señal OFDM en transmisión y recepción. En conjunción con la fibra óptica activada y el cálculo BERSONR, permite ver la evolución del espectro para distinta longitud de tramo y distinta OSNR de la señal.	Double
equalization	Admite los siguientes valores: 0 : Desactiva el proceso de estimación de canal y equalización en recepción Para cualquier otro valor, o sin informar, se mantendrá el bloque activado.	Double
Fiber	Admite los siguientes valores: 0: Desactiva al transmisión por fibra, permitiendo realizar pruebas B2B. 1: Activa la transmisión por fibra SSMF, debiendo informar los parámetros obligatorios en la estructura Fiber Param.	Double

Tabla 3: Parámetros de simulación

7.3.3 Laser Param

Contendrá la información de configuración de la señal láser en transmisión y recepción (oscilador local). Está formada por los siguientes parámetros.

variable	Descripción	Tipo
LaserPower	Potencia de salida del laser (W)	Double
LoPower	Potencia del oscilador local (W)	Double
LoDetFreqHz	Desajuste de frecuencia (Hz) relativa a la frecuencia portadora central	Double

Tabla 4: Parámetros diodos Laser

7.3.4 Fiber Param

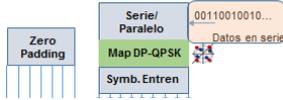
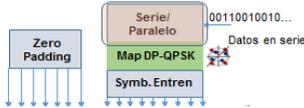
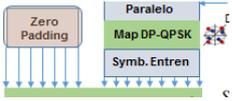
Esta estructura engloba toda la información relativa a la inicialización de la fibra óptica monomodo (SSMF, script proporcionado por el centro tecnológico de telecomunicaciones de Cataluña).

variable	Descripción	Tipo
fiberLength	Longitud de la fibra (Km)	Double
tramos	Número de tramos de simulación. Para más de un tramo se recomienda usar la configuración fibra + EDFA	Double
EDFA	Amplificador óptico. Parámetro que admite dos valores: 'si': La ganancia se calculará de forma automática acorde a la longitud de la fibra. 'no': El módulo EDFA quedará desactivado.	Text
DCF	Fibra de compensación de dispersión. Será un tramo de fibra con un elevado coeficiente de dispersión negativo. Con una configuración de dispersión de -80 ps/(nm·km) y 20 km de longitud podrá compensar la dispersión de 100 km de fibra. Valores admitidos: 'si': Activa la fibra DCF 'no': Desactiva la fibra DCF	Text
waveLength	Longitud de onda central (m). Por defecto, tercera ventana (1550 nm)	Double
attenuation	Atenuación de la fibra. Por defecto, 0.2 dB/Km	Double
dispersionChrom	Parámetro de dispersión (s/m ²) de la fibra.	Double

Tabla 5: Parámetros de inicialización de la fibra óptica

7.3.5 Simulation Result

Campo	Descripción	Tipo
polarBinData	Datos binarios Serie de entrada con codificación NRZ polar. La longitud dependerá del tamaño de ventana definido y la tasa de símbolo.	Double

		
Rb	<p>Tasa de bits transmitida(Gbits/seg), vendrá determinada por: $R_b = \frac{df}{spb}$</p> <p>donde:</p> <p>df : Frecuencia de muestreo</p> <p>spb: Muestras por bits transmitido. Se calculará, teniendo en cuenta las muestras de prefijo cíclico, símbolos de entrenamiento, y oversampling aplicado.</p>	Double
spData	<p>Matriz MxN de datos binarios en paralelo con :</p> <p>M : Número de dimensiones de la constelación</p> <p>N : $N_{sc} \cdot N_{symbolos}$</p> 	Double Matrix
ZeroPadding	<p>Número de muestras x símbolo transmitidas con ZeroPadding. Se corresponderá con:</p> $N_{zp} = N_{FFT} - N_{sc}$ 	Double
OFDMSignalf_tx	<p>Señal OFDM antes de la transformada IFFT. Para dos polarizaciones estará formada por dos matrices PolX, PolY de MxN donde:</p> <p>M: N_{FFT} Numero de muestras transmitidas teniendo en cuenta el oversampling aplicado mediante ZeroPadding.</p> <p>N: Número de símbolos transmitidos, incluyendo símbolos de entrenamiento.</p>	Struct

<p>OFDMSignal_tx</p>	<p>Contendrá dos vectores, con las muestras de tiempo en serie de cada polarización:</p> <ul style="list-style-type: none"> • PolX • PolY 	<p>Struct</p>
<p>OFDMSignal_RF_tx</p>	<p>Señales RF en ambas polarizaciones. Son las señales de entrada al bloque de modulación óptico:</p> <ul style="list-style-type: none"> • $RF_{polx} = [VI_{polx}, VQ_{polx}]$ • $RF_{poly} = [VI_{poly}, VQ_{poly}]$ 	<p>Struct</p>
<p>EOpt_Tx</p>	<p>Señal óptica transmitida Eopt_Tx por la fibra.</p>	<p>Complex Double Matrix</p>

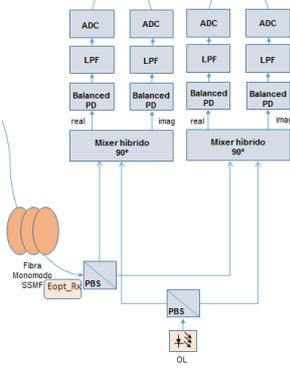
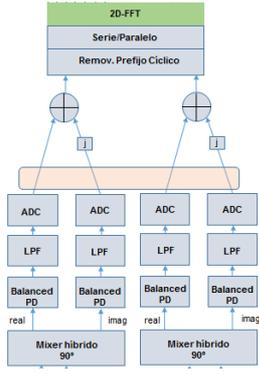
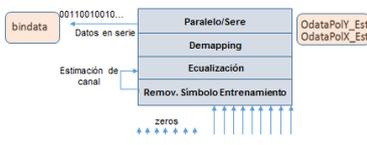
<p>EOpt_Rx</p>	<p>Señal óptica recibida después de la fibra. Eopt_Rx</p> 	<p>Complex Double Matrix</p>
<p>ElectricFields_Rx</p>	<p>Señales eléctricas para ambas polarizaciones demoduladas, tras los dos mixer híbrido , fotodetección:</p> 	<p>Complex Double Matrix</p>
<p>RxData</p>	<p>Constelación recibida, después de la fase de estimación de canal y equalización:</p> <ul style="list-style-type: none"> • ODataPoX_Est • ODataPoY_Est 	<p>Struct</p>

Tabla 6: Resultado de la simulación, estructura de campos

7.4 Diagrama de clases

En la siguiente gráfica se muestra el diagrama de clases del sistema, donde se pueden distinguir tres grupos principales:

- Funciones requeridas en transmisión
- Funciones para la configuración y transmisión por la fibra óptica
- Funciones requeridas en recepción (demodulación óptica y procesado digital sobre señal OFDM).

El proceso de simulación queda centralizado en la función OFDM4DSimulator() desde donde se ejecutarán el resto de bloques según la configuración establecida.

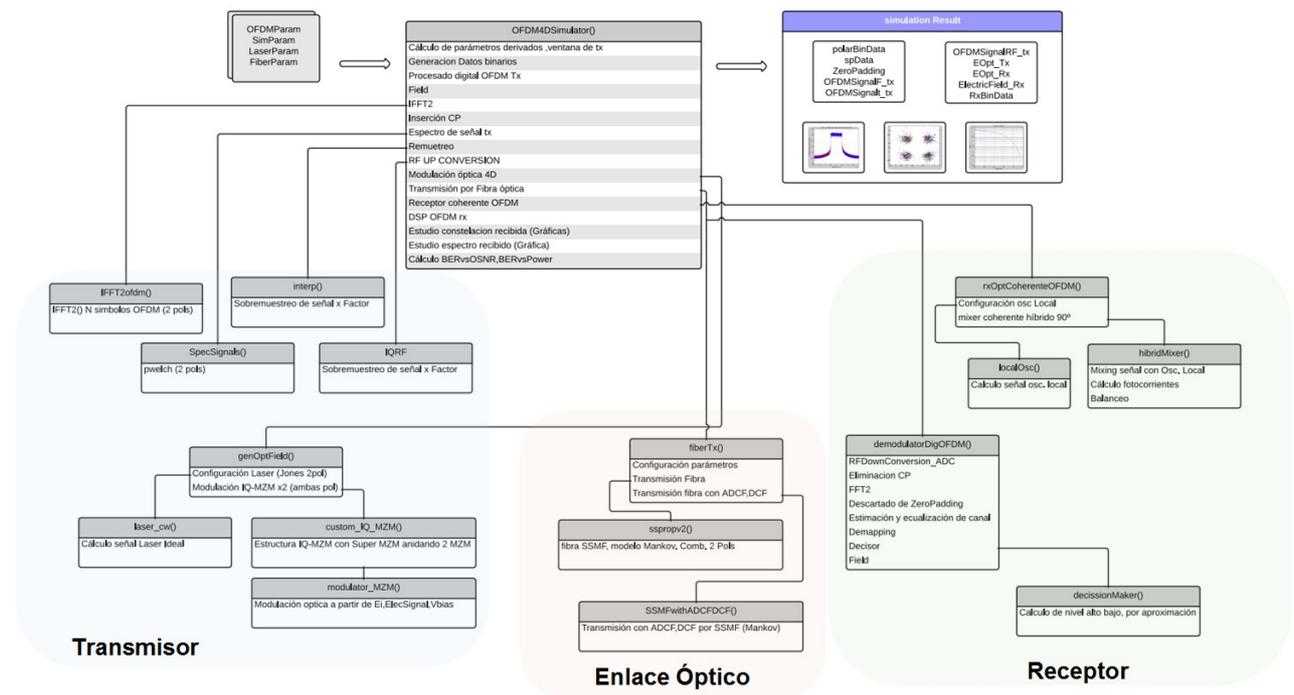


Ilustración 55: Diagrama de clases. Sistema COODFM-4D

7.5 Ejemplo de Ejecución

A continuación se revisará un proceso de ejecución completo, desde la configuración de parámetros hasta la obtención de los resultados finales, pasando por el resto de bloques requeridos en cada subproceso.

Este ejemplo paso a paso permitirá entender mejor el funcionamiento de cada bloque así como la interacción con el resto de funciones del sistema.

7.5.1 Configuración de parámetros

Para cada simulación será necesario configurar en primer lugar cuatro grupos de parámetros, descritos anteriormente:

- OFDM parameters: Son los parámetros de la señal OFDM a codificar.

- Sim Param: Parámetros de la simulación que permitirán activar/desactivar bloques y estudios a realizar.
- Laser param: parámetros para la configuración de las señales laser.
- Fiber param: parámetros del canal de transmisión, fibra monomodo (SSMF).

La siguiente tabla muestra los parámetros que se usarán en este ejemplo:

```
=====
% Ejemplo de ejecución: Transmisión de señal OFDM (256
% subportadoras) por 15 Km de fibra SSMF.
=====
clear all
close all
clc
=====
% Definición de parámetros de señal OFDM
=====
OFDMParameters.simbolosOFDM = 20;
OFDMParameters.subcarriers = 256;
OFDMParameters.constelacion = 'DQPSK';
OFDMParameters.NFFT = OFDMParameters.subcarriers *4; %oversampling con zeros (Zeropadding)Factor 4.
OFDMParameters.RSymb = 40e6; %SimbolRate (muestras/seg)
OFDMParameters.RFfreqHz =6e9; % Hz
OFDMParameters.PC =1/16 ; %Porcentaje de prefijo ciclico
=====
% Parámetros de simulación (SimParam)
=====
OFDMParameters.SimParam.simulations = 1; %número de simulaciones
OFDMParameters.SimParam.BEROSNR = 20; %BERMAX sobre el que se realiza el estudio.
OFDMParameters.SimParam.Spectrum = 1; %Activa la representación del espectro de señal.
OFDMParameters.SimParam.ecualization = 1; % Activa el bloque de ecualización y estimación de canal.
OFDMParameters.SimParam.fiber = 1; %Activa la transmisión por fibra óptica, configurada en fiberParam.
=====
% Definición de parámetros de laser (TX)
=====
laserParam.power = 2e-3; (mW)
laserParam.loPower = 2e-3; %(Potencia Oscilador local (mW)
=====
% Parámetros fibra SSMF
=====
fiberParam.fiberLength =15; %Km
fiberParam.tramos = 1;
fiberParam.EDFA = 'no';
fiberParam.DCF = 'no';
fiberParam.waveLength = 1550e-9; %(m)
fiberParam.attenuation = 0.2; %dB/Km
fiberParam.dispersionChrom =17; %s/mm^2
fiberParam.FN_dB = 2; %dB ruido ASE en EDFA
=====
% Simulación
=====
SimulationEjemplo = ofdm4DSimulator(OFDMParameters,laserParam,fiberParam);
```

Tabla 7: Definición de parámetros ejemplo de Ejecución

Dado el elevado número de parámetros y que algunos son opcionales, se descarta finalmente la implementación de un módulo que solicite por pantalla uno a uno cada uno de estos valores.

Entre los parámetros definidos cabe destacar que se transmitirá una señal OFDM con 20 símbolos de 256 subportadoras, zeropadding de factor 4, y un prefijo cíclico del 6.25% (1/16).

La tasa de símbolo definida es de 40 Msymb/seg . Teniendo en cuenta la constelación DPQSK, de 4 bits por símbolo, y el resto de parámetros definidos para la señal, se tendrá una tasa de bits útil de:

$$R_b = R_{\text{Symb}} \cdot \frac{N_{\text{subcarriers}}}{\text{Symbolo}} \cdot \frac{\text{Bits}}{\text{subcarrier}}$$

$$R_b = 40 \cdot 10^6 \cdot 256 \cdot 4 = 40'96 \text{ Gbits/seg}$$

Se realizará una única simulación (simulations = 1), con los procesos de representación del espectro y el estudio BEROSNR activos. El bloque de ecualización y estimación de canal así como la transmisión por la fibra serán del mismo modo ejecutados.

En este ejemplo, se establecerán parámetros típicos de la fibra (Dispersión: 17 s/mm², atenuación : 0.2 db/Km) manteniendo las etapas de preamplificación EDFA y compensación de dispersión DCF desactivados dado que la simulación se realizará con un enlace corto, de 15 km.

Los parámetros son pasados en la llamada a la función principal ofdm4dSimulator() desde donde se controlarán de forma centralizada el resto de procesos.

7.5.2 Codificación de la señal.

La etapa de codificación de señal, comienza con el cálculo de algunos parámetros secundarios que serán necesarios para las distintas etapas de codificación y representación de la señal:

```
function result = Ofdm4DSimulator (ofdmParam,laserParam,fiberParam)
%=====
% Cálculo de parámetros OFDM secundarios
%=====
SamplesCh=ofdmParam.NFFT; %Número de muestras por cada símbolo
N = ofdmParam.simbolosOFDM * SamplesCh; %Total de muestras transmitidas
N = N*(1+ofdmParam.PC); %Total de muestras incluyendo porcentaje de prefijo cíclico a añadir.
dt = 1 / ( ofdmParam.RSymb*SamplesCh );%Tiempo por muestra
df =1/dt; %Frecuencia de muestreo
% muestras por bits, cada subportadora: 4 bits (DPQPSK);
result.Rb = df*( ofdmParam.subcarriers /ofdmParam.NFFT) *4*1e-9; %Gbits/seg
time = ( 0 : ( SamplesCh-1 ))*dt ; %Ventana de tiempo
timepc = ( 0 : ( SamplesCh-1)*(1+ofdmParam.PC) )*dt ; %Ventana de tiempo con prefijo cíclico
FREQ=(-(N/ 2 ) : (N/2-1) ) * 1 / ( dt*N) ; %Eje de frecuencia
Signal_Bandwidth = ( 2 /max ( timepc ) ) + ( ( ofdmParam.subcarriers-1) /max ( time ) ) ;
```

Tabla 8: Cálculo de parámetros de codificación

Los siguientes pasos consisten en obtener los datos binarios a transmitir de forma aleatoria, y mapearlos a la constelación DPQPSK, con una conversión serie/paralelo previa, considerando 4bit/símbolo de la constelación seleccionada y el numero total de símbolos a transmitir:

```
%=====
% Generación de datos binarios aleatorios
%=====
t_data=rand(1,ofdmParam.subcarriers*4*(ofdmParam.simbolosOFDM-1))>0.5;
t_data_Polar = 2*t_data-1;
result.polarBinData = t_data_Polar;
dataCounter=1;%Permitirá seleccionar bits para cada símbolo OFDM
%=====
% Generación señal OFDM (PROCESADO DIGITAL)
%=====
result.spdata = [];
for d=1:ofdmParam.simbolosOFDM-1
data = t_data_Polar(dataCounter:dataCounter+ofdmParam.subcarriers*4-1); %Datos por trama
dataCounter=dataCounter+ofdmParam.subcarriers*4;
```

```

%=====  

% Conversión S/P  

%=====  

s_p_data = reshape(data,4,length(data)/4);  

result.spdata = [result.spdata s_p_data];  

%=====  

% Mapping 4D (DQPSK)  

%=====  

dataPolX=[];  

dataPolY=[];  

for (jj=1: length(data)/4)  

Xj1 = complex(s_p_data(1,jj) , s_p_data(2,jj));  

Xj2 = complex(s_p_data(3,jj) , s_p_data(4,jj));  

dataPolX = [dataPolX Xj1];  

dataPolY = [dataPolY Xj2];  

end  

if (d == 1)  

MPolX = [];MPolY = [];  

end  

MPolX = [MPolX transpose([dataPolX])];  

MPolY = [MPolY transpose([dataPolY])];  

end

```

Tabla 9: Generación de datos codificados(DPQPSK)

De este modo, se obtienen las Matrices MpolX, MpolY de tamaño [subcarriersxsimbolosOFDM]=[256x20] de valores complejos con las componentes en fase y cuadratura para cada polarización a transmitir:

256x20 complex double MPolX						256x20 complex double MPolY					
	1	2	3	4	5		1	2	3	4	5
1	-1.0000 + 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	1	1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i
2	-1.0000 + 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	2	1.0000 + 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	1.0000 - 1.0000i
3	1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	3	-1.0000 - 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i
4	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	4	-1.0000 + 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	1.0000 + 1.0000i
5	1.0000 + 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	5	1.0000 - 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i
6	1.0000 + 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	6	1.0000 - 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i
7	1.0000 + 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	7	-1.0000 - 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i
8	1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	1.0000 - 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	8	1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	1.0000 - 1.0000i
o	1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 - 1.0000i	-1.0000 + 1.0000i	<					

Ilustración 56: Matrices MPolX,MPolY DPQPSK

Las siguientes fases son la inserción de símbolos de entrenamiento y oversampling con zeros (ZeroPadding) antes de la realización de la transformada IFFT en dos dimensiones. Para los símbolos de entrenamiento se recomienda insertar los valores con mayor energía de la constelación. En el caso de QPSK deberán ser del tipo $\cos + j\sin$. Tal y como se comentó anteriormente, se insertarán con formato bloque, ocupando un símbolo completo, cada 25 símbolos OFDM de datos:

```

%Símbolo de entrenamiento para QPSK: tipo cos +jsin  

ST = ( exp (1i* pi .* ( 1 : ofdmParam.subcarriers ) .^ 2 ) / ofdmParam.subcarriers ) .';

```

Tabla 10: Generación de símbolos de entrenamiento

```

%=====  

% ZeroPadding simétrico con respecto a frecuencia central  

%=====  

result.ZeroPadding =SamplesCh-ofdmParam.subcarriers;

```

```

result.OFDMSignal_f_tx.PolX = [ MpolX_withST( ofdmParam.subcarriers/2+1 : ofdmParam.subcarriers, :);...
zeros(result.ZeroPadding, ofdmParam.simbolosOFDM);...
MpolX_withST( 1 : ofdmParam.subcarriers/2, :)];

result.OFDMSignal_f_tx.PolY = [ MpolY_withST( ofdmParam.subcarriers/2+1 : ofdmParam.subcarriers, :);...
zeros(result.ZeroPadding, ofdmParam.simbolosOFDM);...
MpolY_withST( 1 : ofdmParam.subcarriers/2, :)];

```

Tabla 11: ZeroPadding

La variable de salida result.OFDMSignal_f_tx queda con la siguiente información de datos binarios normalizados a transmitir, incluyendo símbolos de entrenamiento y zeropadding :

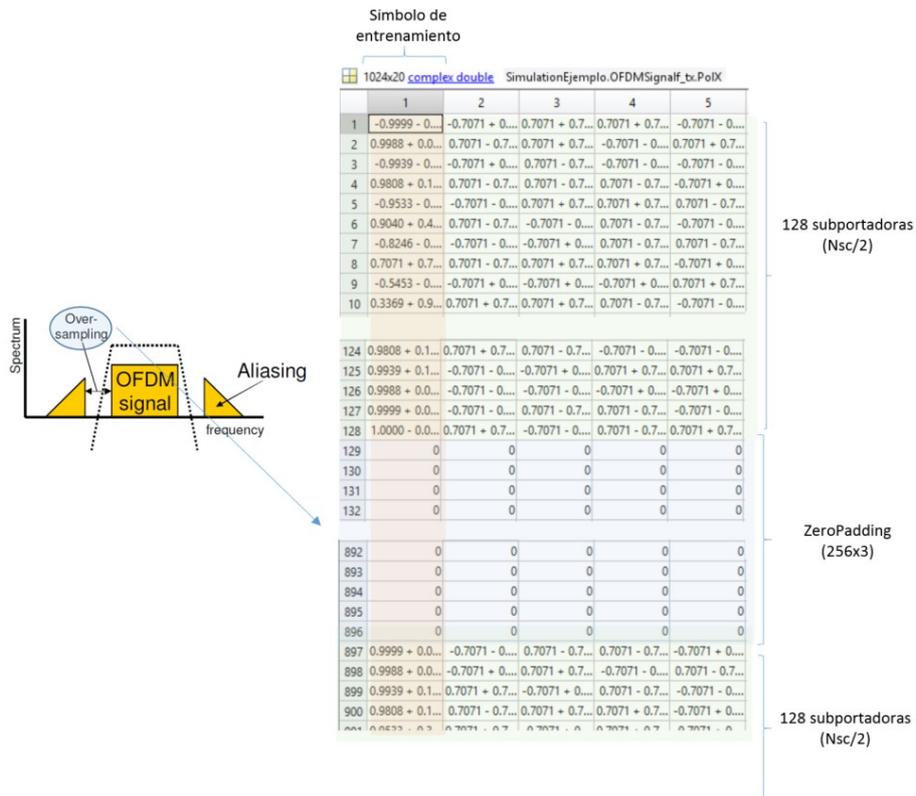


Ilustración 57: Señal OFDM_f_tx con zeropadding y símbolos de entrenamiento

Mediante la función ifft2OFDM() se aplicará la transformada IFFT en 2D sobre cada símbolo, considerando cada columna de la matriz de polarización X e Y.

```

%=====
% Función: ifft2OFDM: Cálculo IFFT en 2D para n símbolos OFDM-2D
%=====
function result = ifft2OFDM(signal_f, frames)
    result.PolX= [];
    result.PolY= [];
    for ii = 1:frames
        M2xSamplesCh = [signal_f.PolX(:,ii) signal_f.PolY(:,ii) ];
        M2xSamplesCh_t = ifft2(M2xSamplesCh);
        result.PolX = [result.PolX M2xSamplesCh_t(:,1)];
        result.PolY = [result.PolY M2xSamplesCh_t(:,2)];
    end
end

```

Tabla 12: IFFT2D sobre n símbolos OFDM

Se obtiene de esta forma la matriz OFDMSignal_{tx} de muestras temporales sobre la que se insertará el prefijo cíclico en un tanto por ciento de acuerdo al valor introducido en la variable OFDMParameters.PC, en este caso, 6.25%.

La siguiente ilustración muestra el espectro de señal OFDM que se acaba de construir, para ambas polarizaciones:

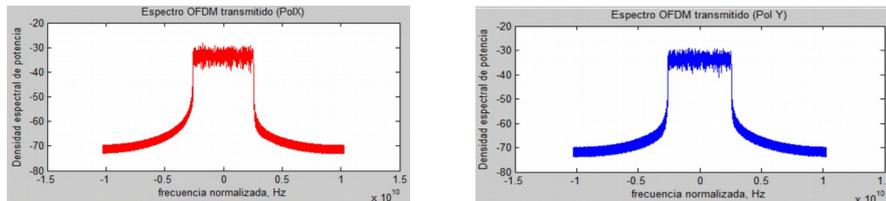


Ilustración 58: Espectro señal OFDM

El próximo paso es obtener las componentes en fase y cuadratura VI,VQ para cada polarización, a partir de la señal OFDMSignal_{tx}, por medio de la función IQRF():

```

%=====
% RF Up Conversion
%=====
result.OFDMsignalRF_tx.PolX = IQRF (upsampled_t.PolX,ofdmParam.RFfreqHz,dt);
result.OFDMsignalRF_tx.PolY = IQRF (upsampled_t.PolY,ofdmParam.RFfreqHz,dt);

```

Tabla 13: RF UP Conversion OFDM

La función IQRF() ha sido codificada para permitir la construcción de señales paso banda, trasladando cada banda a la frecuencia RF pasada por parámetros. En el sistema coherente planteado no es necesario este traslado en frecuencia por lo que el espectro de la señal no se verá alterado.

Continuando con el ejemplo en ejecución, en la siguiente fase se realizará la modulación óptica de la señal. La función genOptField será la encargada de configurar la señal laser y obtener la señal modulada.

```

%=====
% Modulación Óptica: CONF LASER + 2 IQ-Mach-Zehnder Anidados (DOBLE POL)
%=====
result.EOpt_Tx = genOptField(result.OFDMsignalRF_tx,ofdmParam,laserParam,dt);

```

Tabla 14: Generación de señal óptica a partir de señal OFDM4D

```

%=====
% Modulación Óptica: CONF LASER + 2 IQ-Mach-Zehnder Anidados (DOBLE POL)
%=====
result.EOpt_Tx = genOptField(result.OFDMsignalRF_tx,ofdmParam,laserParam,dt);
power_resultEOpt_Tx=mean(abs(result.EOpt_Tx(:,1)).^2)/1e-3

function [ output_args ] = genOptField( signal,signalParam,laserParam,df)

%=====
% Configuración del laser
%=====

laser_power = laserParam.power;
laser_linewidth = laserParam.linewidth;

%=====

```

```

% Cálculo del campo laser
%=====
Ei=laser_cw(laser_power, laser_linewidth, length(signal.PolX.VI), df);
if (isempty(signal.PolY))
    Ei_polX = Ei;
else
    %Jones Matrix
    Ei_polX = Ei/sqrt(2);
    Ei_polY = Ei/sqrt(2);
end

%=====
% Modulación óptica (MZM) para VI,VQ ambas polarizaciones, con IQ-MZM
%=====
if (isempty(signal.PolY))
    output_args = custom_IQ_MZM(Ei_polX,signal.PolX);
else
    output_args = [IQ_MZM(Ei_polX,signal.PolX);
                  IQ_MZM(Ei_polY,signal.PolY)];
end
end
end

```

Tabla 15: Modulación óptica. Configuración laser y IQ-MZM

El parámetro Esignal deberá ser una estructura con las propiedades PolX,PolY. La clase ha sido codificada de forma que pueda ser reutilizada para señales de una sola polarización.

Una vez configurado el laser, se realizará una llamada a la función IQ-MZM por cada polarización, pasando como parámetros el laser y la estructura Esignal con las variables Esignal.VI y Esignal.VQ.

```

function [ Eout ] = IQ_MZM( Elaser,Esignal)
%=====
% Modula la señal Esignal mediante interferómetro IQ-Mach-Zehnder
% usando los parámetros VI(fase) , VQ (cuadratura) de la señal Esignal.
%=====
%=====
% PARAMETROS
%=====
% Opciones seteadas
% - biasc : BiasC para el MZM que agrupa los MZM para VI y VQ. (default = 0)
% - bias : BiasA, BiasB para los dos moduladores MZM De VI,VQ (default = [0 0])
% - Aplitude: Vpi de los moduladores MZM VI,VQ(default = [1 1])
%=====
igratio = 1; %Ratio de potencia entre I, Q
sr = igratio/(1+igratio);
biasc = 0;
amplitude = [1 1];
Ei = Elaser* sr; % Fase
Eq = Elaser* (1-sr); % Cuadratura
bias = [0 0];
amplitude =[1 1];
nochirp = [true true];
%=====
% Modulación MZM para cada componente Esignal.VI y Esignal.VQ
% MZM: Ei · cos (pi/2 · (VI+ bias)/Vpi));
%=====
Ei = mod_MZM(Ei,Esignal.VI.',struct('bias',...
    bias(1),'amplitude',amplitude(1),'nochirp',nochirp(1)));
Eq = mod_MZM(Eq,Esignal.VQ.',struct('bias',...
    bias(2),'amplitude',amplitude(2),'nochirp',nochirp(2)));
%=====
% Super MZM anidado
% IQ-MZM: Ei(Mzm) + Eq(Mzm) · e^i(pi/2+BiasC)
%=====
Eout = 4*sqrt(2)*(Ei + Eq*exp(i*(pi/2 + biasc)));
end

```

Tabla 16: Modulador IQ-MZM

7.5.3 Transmisión por la fibra

Para la etapa de transmisión en pruebas con fibra, se realizará la llamada a la función `fiberTx()` encargada de configurar e inicializar el script `sspropv()` proporcionado por el centro de tecnología de Cataluña, y que implementa un modelo de transmisión basado en las ecuaciones de Manakov. Aunque la función acepta por parámetros las dos señales de polarización por separado y retorna ambas señales por separado, tendrá en cuenta los efectos cruzados entre ambas señales que tendrá lugar en el interior de la fibra. El modelo de Manakov tiene en cuenta por tanto el posible acople de las componentes de polarización por lo que será importante atender a este tipo de degradación, de forma que se pueda combatir de forma correcta.

La función `fiberTx()` tendrá definido como primer proceso la configuración de todos los parámetros que se pasaran por valor a la función de fibra `sspropv2()` usando para ello los valores informados en la variable `fiberParam`.

1. Inicialización de la fibra

```
function EoptRx = fiberTx(sim, fiberParam, ofdmParam)
%=====
% Propagación por fibra SSMF
%=====
%-----
% Define Physical Parameters of the Fiber
% (using SSMF)
%-----
c = 3e8; % [m/sec] Velocidad Luz
h = 6.626068e-34; % Constante de Planck
lambda0 = fiberParam.waveLength; % [m] center wavelength
alphadB = fiberParam.attenuation*1e-3; % 0.001*1e-3; % [dB/m] fiber attenuation
alpha = alphadB / (10*log10(exp(1)));
Dp = fiberParam.dispersionChrom *1e-6; % [s/m^2] dispersion parameter
S= 0.07*10e3; % [s/m^2] dispersion slope
.....
[ sim.EOpt_Rx(1,:), sim.EOpt_Rx(2,:) ] =
sspropv2 (sim.EOpt_Tx(1,:), sim.EOpt_Tx(2,:), fiberParam.dt, deltaz, step_num, alpha, alpha, betap, betap, gamma,
[pi*rand(1), (2*pi)*rand(1)], 'elliptical', 100, 1e-5 );
```

Tabla 17: Inicialización de parámetros de la fibra

La matriz de salida `sim.EOpt_Rx` podrá ser procesada de forma opcional por una etapa de preamplificación EDFA y por una fibra DCF para compensar la dispersión. La activación de estos bloques se deberá realizar desde la configuración de parámetros principales de entrada (`fiberParam`).

El amplificador EDFA tendrá un determinado ruido ASE a la salida que podrá ser descartado informando el parámetro `fiberParam.EDFA_FN_dB = 0;`

El ruido añadido a la señal podrá ser calculado mediante la siguiente expresión:

$$P_{ASE} = 2 n_{sp} (G - 1) H \cdot f \cdot B_o \quad (38)$$

Donde:

- n_{sp} : factor de emisión espontánea
- G: Ganancia (lineal) del amplificador

- h: Constante de Plank
- f: $\frac{c}{\lambda}$
- B_0 : Ancho de banda óptico del amplificador

```

=====
% EDFA Etapa Amplificador de fibra dopada con Erblio
=====
if (isfield(fiberParam,'EDFA') && fiberParam.EDFA == 'si' )

    %Calculo de ganancia EDFA
    %GainEDFA_dB = fiberParam.gainEddfa;
    GainEDFA_dB = fiberParam.fiberLength*fiberParam.attenuation;
    GainEDFA = 10^(GainEDFA_dB/10)
    sim.EOpt_Rx(1,:) = sqrt(GainEDFA) * sim.EOpt_Rx(1,:);
    sim.EOpt_Rx(2,:) = sqrt(GainEDFA) * sim.EOpt_Rx(2,:);
    %ruido ASE EDFA
    f = c/fiberParam.waveLength;
    FN = 10^(fiberParam.FN_dB/10);
    Bo = fiberParam.Bo;
    disp(sprintf('Figura Ruido preamplificador EDFA = %3g dB',fiberParam.FN_dB))

    %P_ASE = 2*nsp*(G-1)*h*f*Bo;
    params_FN = FN
    params_GainEDFA = GainEDFA
    params_h = h
    params_f = f
    params_Bo =Bo
    P_ASE = (FN/2)*(GainEDFA-1)*h*f*Bo/10;
    %Añadimos ruido a cada componente de la señal.
    ase_r_x = sqrt(P_ASE/2) * randn(1,length(sim.EOpt_Rx(1,:)));
    ase_i_x = sqrt(P_ASE/2) * randn(1,length(sim.EOpt_Rx(1,:)));
    ase_x = ase_r_x + i*ase_i_x;
    ase_r_y = sqrt(P_ASE/2) * randn(1,length(sim.EOpt_Rx(2,:)));
    ase_i_y = sqrt(P_ASE/2) * randn(1,length(sim.EOpt_Rx(2,:)));
    ase_y = ase_r_y + i*ase_i_y;
    sim.EOpt_Rx(1,:) = sim.EOpt_Rx(1,:) + ase_x;
    sim.EOpt_Rx(2,:) = sim.EOpt_Rx(2,:) + ase_y;

end;

```

Tabla 18: Etapa de preamplificación (EDFA)

Por último, se define una etapa con fibra compensadora de Dispersión, con dispersión cromática elevada y de signo opuesto al de la fibra convencional usada anteriormente. En este caso, le asignamos una dispersión negativa de -120 ps/nm/Km. Teóricamente DCF tendrá un núcleo más estrecho lo que se traducirá en una mayor atenuación y no linealidad. Para tenerlo en cuenta, recudiremos el área del núcleo y asignaremos una atenuación de 0.4 dB/Km.

```

=====
% DCF ( Fibra compensadora de dispersión )
=====
if (isfield(fiberParam,'DCF') && fiberParam.DCF == 'si')

    %alpha = alphadB/(10*log10(exp(1)));
    %alphadB = -alphadB*10;
    Dp = -120*1e-6; % [s/m^2] dispersion negativa
    beta2=-((Dp*(lambda0^2))/(2*pi*c));
    beta3=((S*lambda0^4)/(4*(pi^2)*(c^2)))-beta2*lambda0^2/(pi*c);
    betap=[0, 0, beta2, beta3]; % Dispersion array
    DCFfiber_length=(fiberParam.fiberLength*1e3)*(1/100); % [m] %1 km de DCF por cada 100km de fibra, para no
requerir EDFA adicional.
    step_num=DCFfiber_length/deltaz;
    Aeff=60e-12; %[m^2] Reducimos core area con respecto a fibra estándar
    gamma= 2*pi*n2/(Aeff*lambda0); % Fiber non-linearity coefficient
    alphadB = 0.4*1e-3;%0.001*1e-3; % [dB/m] fiber attenuation
    alpha = alphadB/(10*log10(exp(1)));
    [sim.EOpt_Rx(1,:), sim.EOpt_Rx(2,:)] = sspropv2
(sim.EOpt_Tx(1,:),sim.EOpt_Tx(2,:),fiberParam.dt,deltaz,step_num,alpha,alpha,betap,...
    betap,gamma, [pi*rand(1),(2*pi)*rand(1)], 'elliptical', 100, 1e-5 );

end;

```

Tabla 19: Fibra compensadora de dispersión

7.5.4 Etapa de recepción

La etapa de recepción constará del receptor coherente homodino (función rxOptCoherenteOFDM()), seguido del procesado digital de decodificación de la señal OFDM.

El receptor coherente tendrá una etapa de configuración del oscilador local y se apoyará en la función hibridMixer() para lo dos bloques mixer híbridos de desfase 90º de ambas polarizaciones:

```

=====
% Mixer Coherente con Fotodetectores balanceados
=====
% Parámetros de entrada:
% Elo: Señal osc. local
% optField: Campo óptico recibido
% R: Responsabilidad PDS
function current = hibridMixer(Elo,optField,R)

%E1: 1/2 * (Erx * exp(j*pi /2) + Elo * exp(j* pi/2) ) = 1/2*(j*Erx + j*Elo)
%E2: 1/2 * (Erx * exp(j*0 ) + Elo * exp(j*pi)) = 1/2*(Erx - j*Elo)
%E3: 1/2 * (Erx * exp(j* pi/2) + Elo * exp(j*pi) ) = 1/2*(j*Erx - Elo)
%E4: 1/2 * (Erx * exp(j*pi) + Elo * exp(j * pi/2)) = 1/2*(-Erx + j*Elo)

EmixOut = [ (1/2)*(optField.' * j + Elo * j) ...
            (1/2)*(optField.' - Elo) ...
            (1/2)*(optField.' * j - Elo) ...
            (1/2)*(-optField.' + Elo * j)];

%R: Responsibility I1 = R*(|E1|^2 -|E2|^2) ,I2 = R*(|E3|^2 -|E4|^2)
Iric = R*real( EmixOut .* conj(EmixOut) ); % Fotocorrientes

current = [ ( Iric(:,1) - Iric(:,2)) , Iric(:,3) - Iric(:,4) ]; %Balanceo
end

```

Tabla 20: Receptor coherente, Mixer híbrido 90º

La señal eléctrica recuperada, result.ElectricFields_Rx, será procesada en la clase demodulatorDigOFDM() donde se realizarán los procesos definidos para esta etapa, (consultar scripts para ver el detalle de cada función):

- Eliminación de prefijo cíclico
- FFT2
- Descartado ZeroPadding
- Ecuación y estimación de canal: Se aplica teniendo en cuenta los símbolos de entrenamiento insertados en transmisión y los símbolos recibidos en las posiciones donde fueron insertados. De este modo quedará estimado el canal y se podrá aplicar la ecuación al resto de símbolos. En este ejemplo, el bloque estará activo. Conceptualmente, el proceso a realizar queda de la siguiente forma:

```

=====
% Estimación de canal + Ecuación
=====

% Eliminamos Símbolos de entrenamiento
%1. Símbolo de entrenamiento transmitido
ST = ( exp (1i* pi .* ( 1 : ofdmParam.subcarriers ) .^ 2 ) / ofdmParam.subcarriers ) .';
%2. Recuperación de símbolos de entrenamiento de la matriz recibida.

```

```
RxST = outDataPolX(Nst,:);  
RyST = outDataPolY(Nst,:);  
%3. Estimacion de canal  
EstChPolx = RxST./ST.';  
EstChPoly = RyST./ST.';  
%4. Ecuación  
for n= 1: FramesBlock-1  
    ODataPolX_Est(n, :) = outDataPolX(n,:)./EstChx;  
    ODataPolY_Est(n, :) = outDataPolY(n,:)./EstChy;  
end;
```

Tabla 21: Estimación de canal y ecualización sobre bloque de símbolos (Inserción de símbolos de entrenamientos tipo bloque)

- Demapping.
- Normalización: En este caso se aplicará una normalización por proximidad de puntos a la constelación esperada.
- Cálculo BER, Se usará para estudiar el alcance del sistema. El cálculo BerVsOSNR se apoyará en el script OSNR() cedido por el centro tecnológico de telecomunicaciones de Cataluña.

La siguiente ilustración muestra el espectro recibido para una OSNR = 2dB y transmisión por 15 km de fibra configurado para este ejemplo.

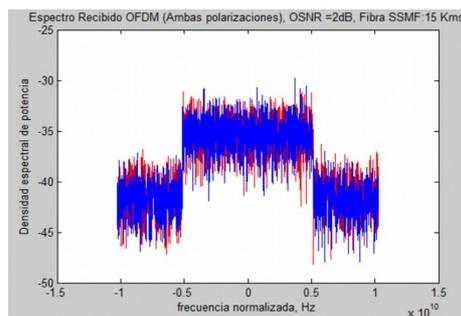


Ilustración 59: Espectro recibido Señal OFDM, OSNR = 2dB/0.1nm, 256 subportadoras

La constelación recibida para un OSNR de 15dB y 15 Km de fibra, es representada a continuación:

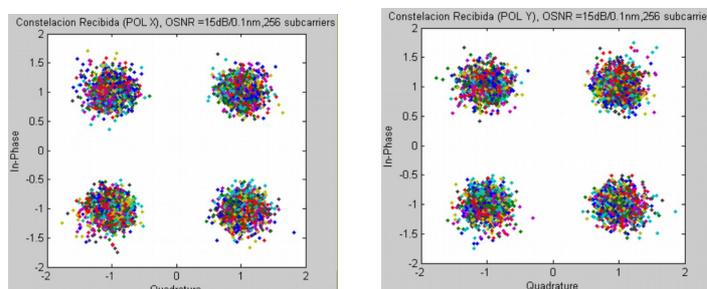


Ilustración 60: Constelación recibida, OSNR 15 dB, Enlace 15 Km

Finalmente, se representa la tasa de error con respecto a la OSNR recibida.

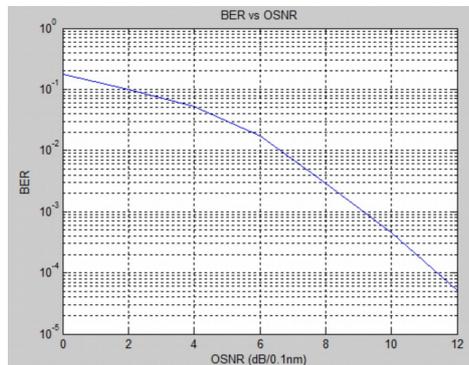


Ilustración 61: BER vs OSNR (0.1nm) , 15 Km, 256 subportadoras OFDM DPQPSK(4D)

En este primer ejemplo de ejecución se ha obtenido un resultado muy próximo a los resultados analizados en el estudio inicial de este trabajo, para la constelación DP-QPSK , sin codificación OFDM.

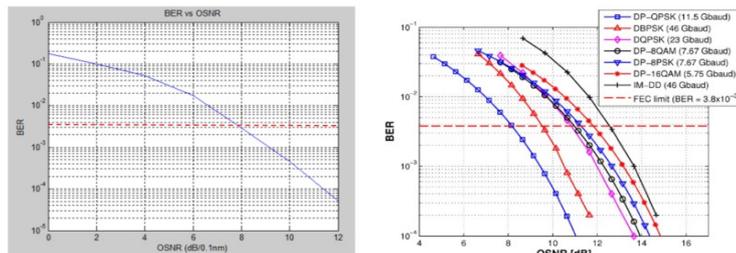


Ilustración 62: Comparativa constelación CO-OFDM DPQPSK con DPQPSK: JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27)

8 Simulación y resultados

En la etapa de simulación se hará uso de las funciones de las que dispone el entorno Matlab para la representación de la constelación recibida, espectro de señal, y tasa de error frente a la longitud de fibra o la OSNR de la señal recibida.

El proceso de simulación comenzará por pruebas sin canal b2b (Back-to-Back), para ir aumentando de forma progresiva la longitud del enlace hasta intentar llegar a grandes tramos del orden de miles de km, de forma que se pueda obtener el alcance del sistema diseñado.

Para cada conjunto de pruebas se definirán los parámetros configurados de forma que se permita la comparativa entre los distintos resultados.

8.1 Pruebas Back-to-Back

Para este primer escenario sin fibra, ante la ausencia de efectos de canal, no será necesario la aplicación del prefijo cíclico ni de la etapa de ecualización. En esta primera prueba, se estudiará la tasa de error frente a la relación señal a ruido óptica, para distinto número de subportadoras. La siguiente tabla refleja los parámetros establecidos:

Tipo	Valores	Observaciones
OFDM Parameters	<pre> simbolosOFDM = 50; subcarriers = 64;%(64,256,512); constelacion = 'DQPSK' NFFT = 512;%ZeroPadding = NFFT-subcs RSymb = 40e6; OFDMParameters.PC =0;%PC </pre>	Señal OFDM sin prefijo cíclico (PC=0). Subcarriers: 64,256,512
SimParam	<pre> Simulations = 1; BEROSNR = 15; BERFIBER = 0; Spectrum = 0; ecualization = 0; fiber = 0; </pre>	Simulación sin fibra (fiber = 0) y sin etapa de ecualización (ecualization = 0)
LaserParam	<pre> laserParam.power = 2e-3; laserParam.loPower = 2e-3; </pre>	

Tabla 22: Configuración Simulacion1. Test b2b

En los resultados obtenidos mostrados en la siguiente ilustración, se observa como un incremento en el número de subportadoras supone frente al ruido aditivo gaussiano AWGN, un incremento en la tasa de error :

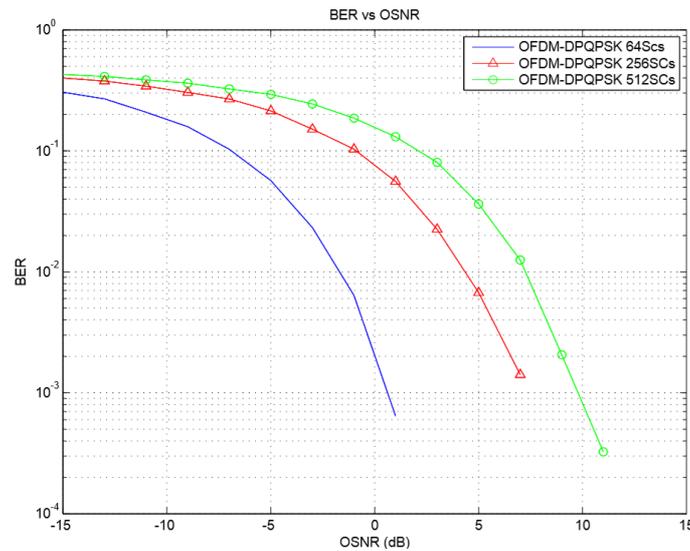


Ilustración 63: BerVsOSNR 64,256,512 Subportadoras OFDM-DPQPSK

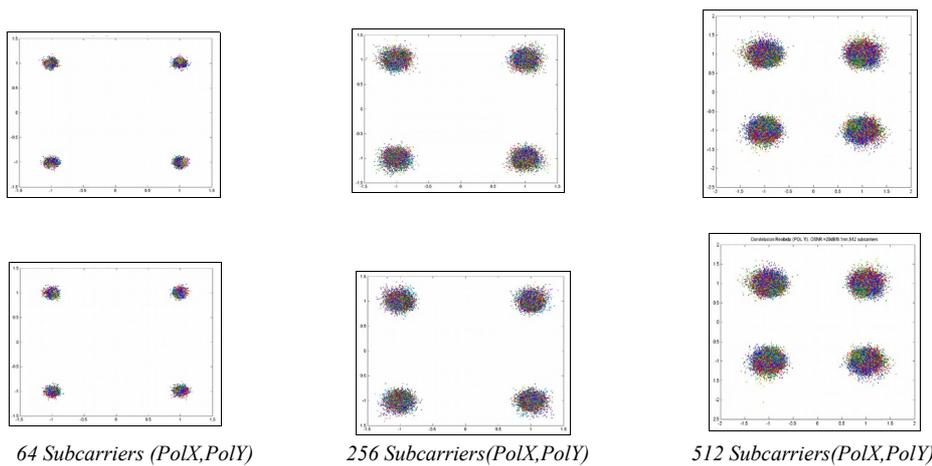


Ilustración 64: Constelacion 64,256,512 Subcarriers (Doble polarizacion) OSNR:20 dB(0.1 nm)

El resultado obtenido sin embargo, está directamente relacionado con el oversampling aplicado en cada escenario. Atendiendo a los parámetros de entrada, se ha definido un total de muestras por símbolo fijo, de $N_{FFT} = 512$. El número de zeros a insertar en el proceso de oversampling vendrá determinado por:

$$n_{ZP} = n_{FFT} - n_{scs} \quad (39)$$

Esto indica que para la última simulación en la que se han definido 512 subportadoras, no se ha insertado ningún zero, ocupando toda la señal con información de subportadoras sin sobremuestreo.

Si incrementamos proporcionalmente $N_{FFT} = N_{scs} * 8$ de forma que se mantenga un factor 8 de sobremuestreo, el resultado cambia, obteniendo prestaciones similares en los tres escenarios. Se puede

concluir afirmando que en este estudio realizado sin enlace óptico, la diferencia en la tasa de error analizada atiende a la diferencia de oversampling aplicado y no a la diferencia de subportadoras:

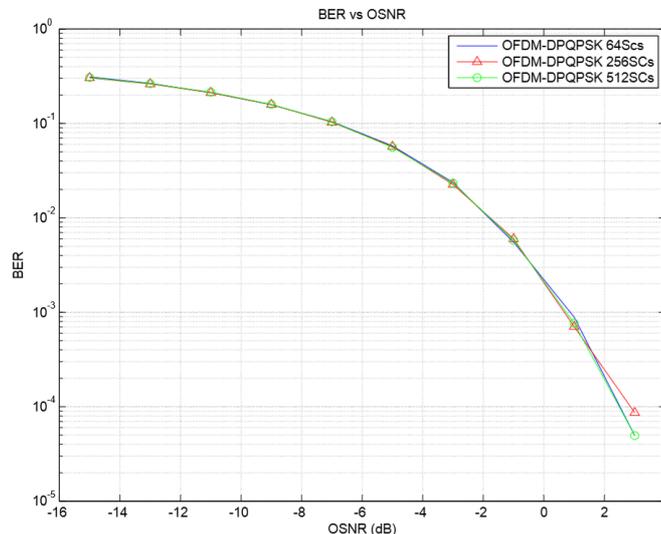


Ilustración 65: BerVsOSNR distinto número de subportadoras, manteniendo factor Oversampling (Zero Padding)

8.2 Pruebas con enlace óptico

En los siguientes escenarios de simulación se considerará la transmisión por fibra óptica SSMF, donde deberá considerarse los efectos del canal que degradaran la señal, y los bloques que se han implementado para combatirlo.

8.2.1 Estudio de Ecuación

Se configura un escenario con 20 Km de fibra, sin EFDA ni DCF, en el que tampoco se activará el módulo de ecuación (Los símbolos de entrenamiento no serán procesados para estimación de canal y ecuación). Es de esperar que, de acuerdo a la teoría, la dispersión cromática genere una rotación de la constelación.

Tipo	Valores	Observaciones
OFDM Parameters	<pre> simbolosOFDM = 40; subcarriers = 256; constelacion = 'DQPSK'; NFFT = OFDMParameters.subcarriers * 8; %ZeroPadding = NFFT-subcs RSymb = 40e6; OFDMParameters.PC = 1/16 ;%PC </pre>	
SimParam	<pre> Simulations = 1; BEROSNR = 20; BERFIBER = 0; ecuacion = 0; fiber = 1; </pre>	Simulación con fibra pero sin etapa de ecuación (ecuacion = 0)

FiberParam	<pre> fiberParam.fiberLength = 15 %Km fiberParam.tramos = 1; fiberParam.EDFA = 'no'; fiberParam.DCF = 'no'; fiberParam.waveLength = 1550e-9; % (m) fiberParam.attenuation = 0.2; %dB/Km fiberParam.dispersionChrom = 17; % s/mm^2 </pre>	Fibra de 15 km, sin EDFA,DCF. Un sólo tramo.
------------	--	--

Tabla 23: Configuración Simulacion2. Test Ecuación

Como era de esperar, la constelación presenta una rotación en torno a los símbolos esperados:

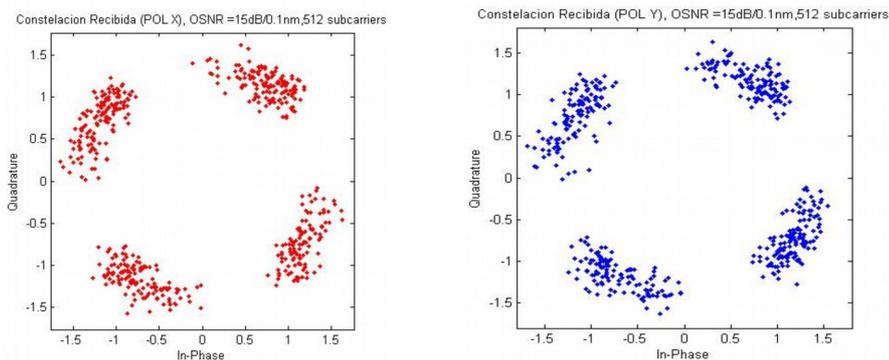


Ilustración 66: Constelación recibida, 15 Km sin ecualización

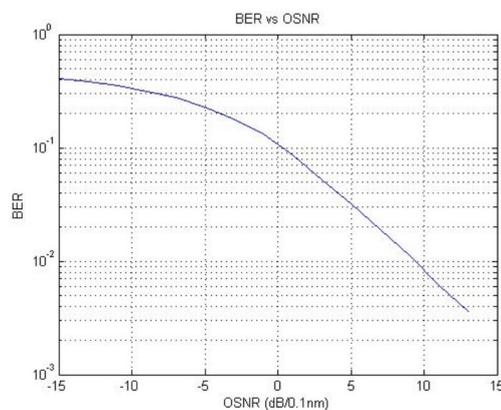


Ilustración 67: BER vs OSNR para tramo de 15 km sin ecualización

Si repetimos la misma simulación para un tramo de 100 km, el efecto de la dispersión se acentúa se acentúa aún más, y la tasa de error obtenida deja de ser fiable

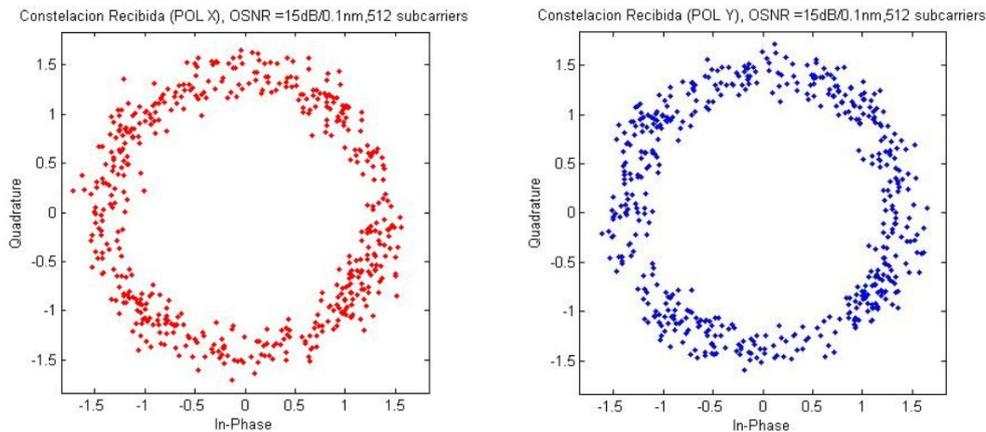


Ilustración 68: Constelación Recibida, 100 km de fibra sin ecualización

Se decide entonces activar la etapa de estimación de canal y ecualización. Desde parámetros bastará con asignar la configuración:

```
SimParam.Ecualization = 1;
```

El sistema activará entonces la ejecución del proceso de estimación y ecualización analizado anteriormente.

Los resultados obtenidos con el módulo de ecualización activo ponen de manifiesto la importancia de este proceso dentro de sistemas OFDM:

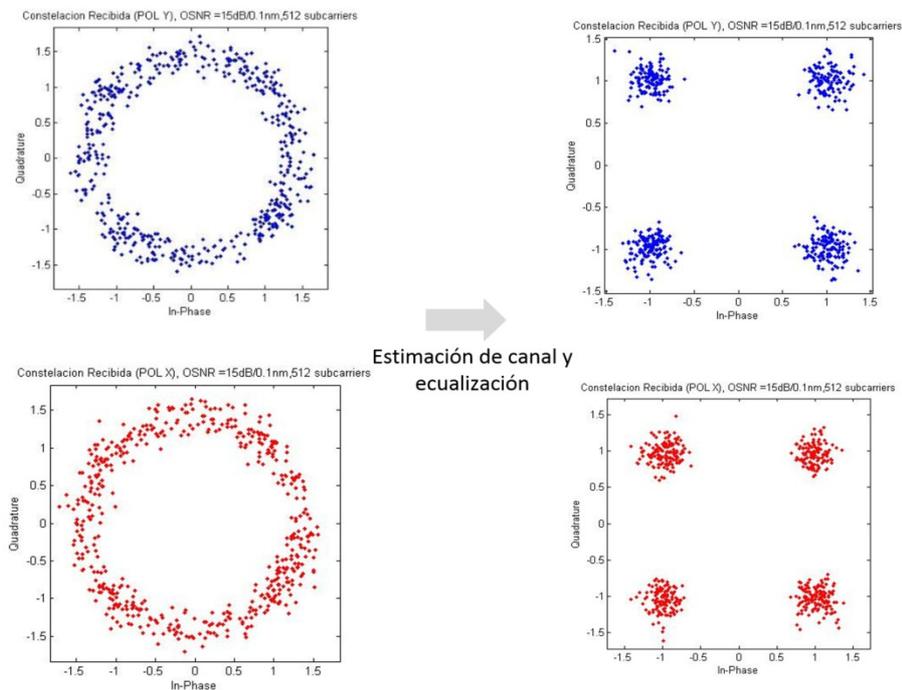


Ilustración 69: Señal OFDM-DQPSK, 100 km de fibra, sin ecualización (izquierda) y con etapa de ecualización (derecha)

En una comparativa con la simulación anterior, se observa como la ecualización permite conseguir mejores prestaciones en un tramo de 100 km, en comparación a 15 km con un sistema sin ecualizar:

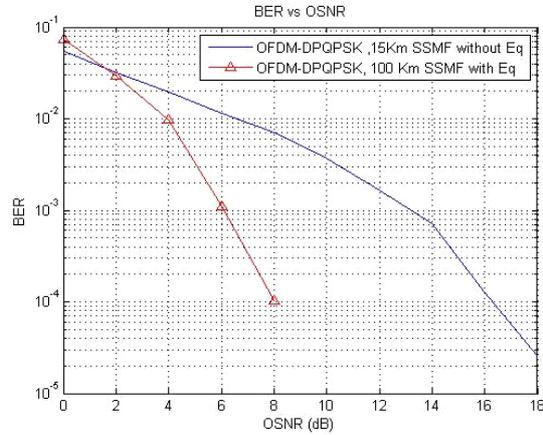


Ilustración 70: Comparativa, sistema 15 km sin ecualización, sistema de 100 km con ecualización

8.2.2 Impacto del prefijo cíclico

En la siguiente simulación se estudiará el impacto sobre la señal recibida ante la ausencia de inserción de prefijo cíclico. Como ya sabemos, este proceso no es obligatorio pero si recomendable si se quiere obtener en recepción un símbolo completo libre de influencias de símbolos vecinos dentro de la ventana FFT.

Tipo	Valores	Observaciones
OFDM Parameters	<pre> simbolosOFDM = 40; subcarriers = 256; constelacion = 'DQPSK'; NFFT = OFDMParameters.subcarriers *8; %ZeroPadding = NFFT-subcs RSymb = 100e6; OFDMParameters.PC =1/16 ;%PC </pre>	Se realizarán dos simulaciones, con PC = 0 y con PC= 6.25% (PC = 1/16).
SimParam	<pre> Simulations = 1; BEROSNR = 15; BERFIBER = 0; ecualization = 1; fiber = 1; </pre>	Simulación con fibra y ecualizador.
FiberParam	<pre> fiberParam.fiberLength =100 %Km fiberParam.tramos = 1; fiberParam.EDFA = 'no'; fiberParam.DCF = 'no'; fiberParam.waveLength = 1550e-9; % (m) fiberParam.attenuation = 0.2; %dB/Km fiberParam.dispersionChrom =17; % s/mm^2 </pre>	Fibra de 100 km, sin EDFA,DCF. Un sólo tramo.

Tabla 24: Configuración Simulación CP

Los resultados obtenidos mostrados a continuación, corroborarán lo esperado de acuerdo a la teoría:

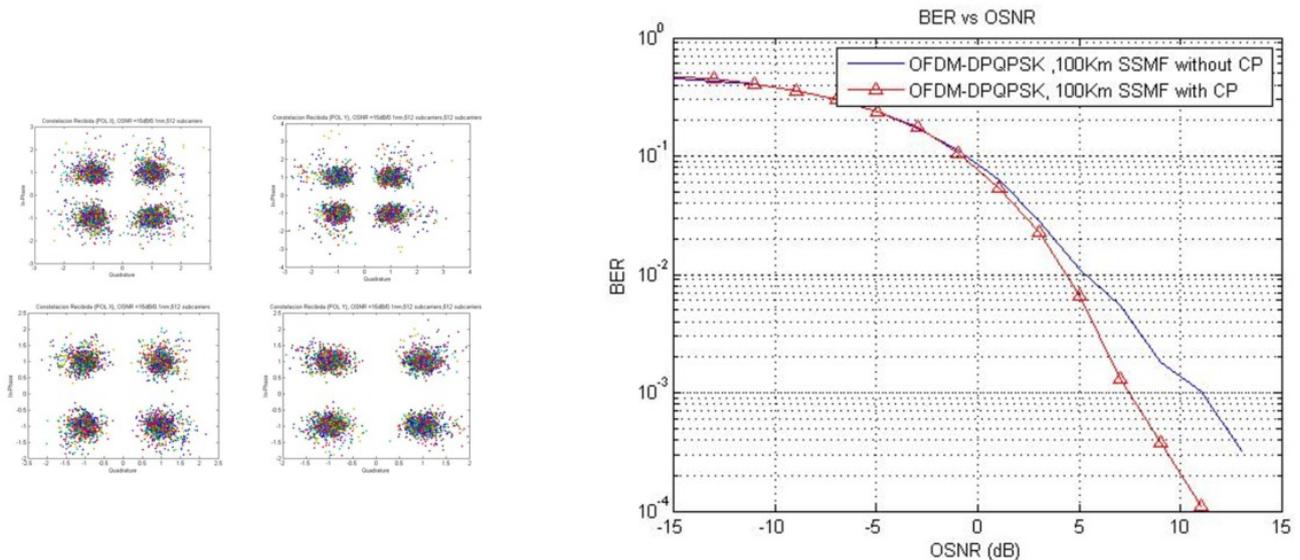


Ilustración 71: Simulación por fibra de 100km, con y sin prefijo cíclico

8.2.3 Fibra compensadora de dispersión (DCF)

En esta simulación se testarán los beneficios de emplear un tramo de fibra compensadora de dispersión, en ausencia de un sistema dotado de ecualizador.

El módulo que simula la fibra DCF se ha configurado con una dispersión cromática elevada y de signo opuesto al de la fibra convencional usada anteriormente. En este caso, le asignamos una dispersión negativa de -120 ps/nm/Km . Teóricamente DCF tendrá un núcleo más estrecho lo que se traducirá en una mayor atenuación y no linealidad. Para tenerlo en cuenta, se ha reducido el área del núcleo y se le ha asignado una atenuación de 0.4 dB/Km .

Tipo	Valores	Observaciones
OFDM Parameters	<pre> simbolosOFDM = 40; subcarriers = 512; constelacion = 'DQPSK' NFFT = OFDMParameters.subcarriers *8; %ZeroPadding = NFFT-subcs RSymb = 40e6; OFDMParameters.PC =1/16 ;%PC </pre>	Se realizarán dos sim
SimParam	<pre> Simulations = 1; BEROSNR = 15; BERFIBER = 0; Spectrum = 0; ecualization = 0; fiber = 1; </pre>	Simulación con fibra. Sin ecualización
FiberParam	<pre> fiberParam.fiberLength =100 %Km fiberParam.tramos = 1; fiberParam.EDFA = 'no'; fiberParam.DCF = 'si'; fiberParam.waveLength = 1550e-9; % (m) fiberParam.attenuation = 0.2; %dB/Km fiberParam.dispersionChrom =17; %\$ /mm^2 </pre>	Fibra de 100 km + DCF (fiberParam.DCF = 'si')



Tabla 25: Configuración . Test DCF

El resultado obtenido se muestra a continuación, donde se puede observar una mejora importante al emplear fibra DCF, obteniendo mejores resultados que en la etapa ecualizadora:

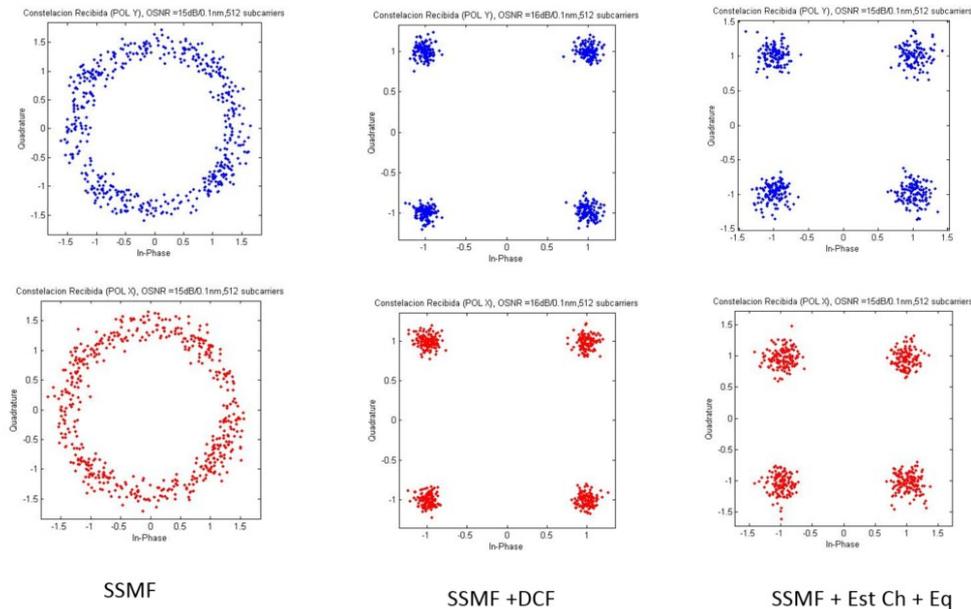


Ilustración 72: Constelación recibida COOFDM-DPQPSK, 100 km SSMF, SSMF+ DCF y SSMF + Etapa ecualizadora

8.2.4 Alcance del sistema

En las siguientes simulaciones se pondrá a prueba el alcance del sistema, llevándolo al límite con tasas de transmisión del orden de 100 Gb/s. En primer lugar valoramos la tasa de error para un rango de 100-400 Km sin preamplificador EDFA. Esto nos permitirá conocer la longitud máxima del enlace que podremos usar como tramo para la construcción de enlaces de orden de miles de kilómetros en los que se hará uso de EDFA.

Tipo	Valores	Observaciones
OFDM Parameters	<pre> simbolosOFDM = 40; subcarriers = 256; constelacion = 'DQPSK'; NFFT = OFDMParameters.subcarriers *8; %ZeroPadding = NFFT-subcs RSymb = 120e6; OFDMParameters.PC =1/16 ;%PC </pre>	
SimParam	<pre> Simulations = 1; BEROSNR = 0; BERFIBER = 1; ecualization = 1; fiber = 1; </pre>	Simulación BERFIBER activa. Se realizará un estudio del BER para

		distintos tramos de fibra (incremento de 50km hasta longitud máxima configurada)
FiberParam	<pre> fiberParam.fiberLength = 400 %Km fiberParam.tramos = 1; fiberParam.EDFA = 'no'; fiberParam.waveLength = 1550e-9; % (m) fiberParam.attenuation = 0.2; %dB/Km fiberParam.dispersionChrom = 17; % s/mm^2 </pre>	Estudio sobre longitud máxima de 400 Km de fibra.

Tabla 26: Configuración . Test Alcance del sistema.

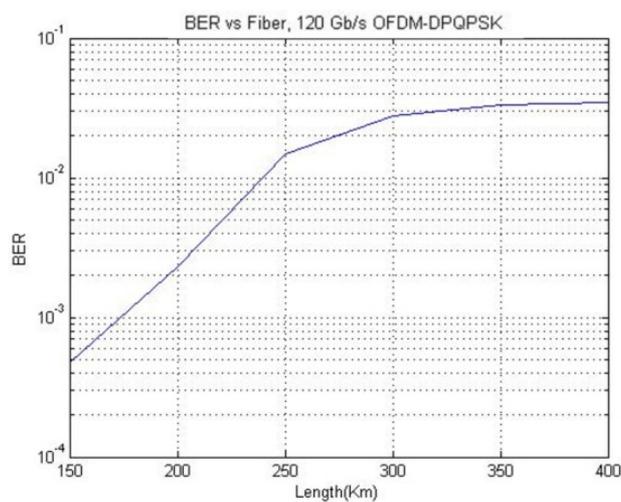


Ilustración 73: BerVsFiber (Alcance del sistema)

En la gráfica anterior se observa que para una tasa de 120 Gb/Seg , 150 Km sería el valor máximo del enlace con una tasa de error aceptable, por lo que será el valor máximo a seleccionar para cada tramo en las próximas pruebas. Para estas simulaciones, se definen tres escenarios:

1. Tramo de 200 Km SSMF sin EDFA
2. Tres tramos de 100 Km con EDFA en cada etapa.
3. 3000 Km con 20 tramos de 150 Km y EDFA entre tramos.

El resultado obtenido se muestra en la siguiente gráfica donde se puede apreciar la mejora que supone el empleo de amplificador y concatenación de etapas de longitud acotada:

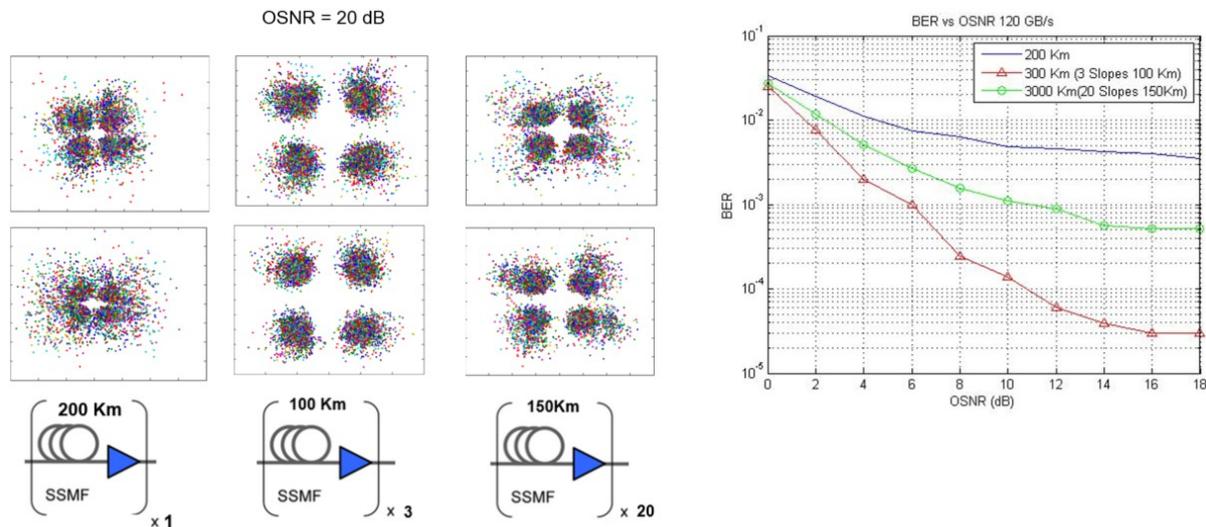


Ilustración 74: BerOSNR para distintos tramos de fibra SSMF(OFDM DPQPSK)

9 Conclusiones

En el presente trabajo se han abordado aspectos relacionados con el estudio de constelaciones 4D que mejoren la eficiencia espectral de los sistemas OFDM ópticos tradicionales. La aplicación de estas nuevas técnicas requiere el rediseño de parte del sistema base, tanto en el dominio eléctrico como óptico, de forma que se conserven la naturaleza de las señal OFDM y se pueda aprovechar la doble polarización de la señal óptica para transmitir información. A continuación, se enumeran las conclusiones más relevantes que pueden extraerse de todo el desarrollo y estudio realizado en este trabajo:

- Se ha realizado un análisis detallado de las distintas opciones de implementación para un sistema OFDM óptico, concluyendo en la selección de sistemas coherentes, por su capacidad para detectar de forma inmediata la amplitud, fase y polarización de la señal recibida, lo que permite la aplicación en el dominio eléctrico de distintos procesados para combatir la distorsión de señal.
- Se ha realizado un estudio de constelaciones 4D, en las que se emplean tanto la fase, amplitud como polarización de la señal óptica para transmitir información. De todas las opciones barajadas, se selecciona la denominada DP-QPSK, modulación de fase de portadora en las dos polarizaciones de la señal, por ser la que presenta mejor sensibilidad y por tanto, menor requisito OSNR.
- Se ha diseñado, construido y puesto a punto un sistema OFDM óptico integrado con constelaciones 4D. En el diseño se han tenido en cuenta preservar la ortogonalidad de las subportadoras de ambas polarizaciones, trabajando con la TDF en dos dimensiones. Para la parte óptica ha sido necesaria la actualización del sistema tradicional de forma que se permita la modulación de las cuatro señales, componentes en fase y cuadratura de las dos polarizaciones a transmitir.

- Se han realizado simulaciones del sistema con modelos de enlace óptico, comenzando el estudio con un modelo de fibra de una única polarización. Esto ha permitido comprobar como las señales 4D presentan una menor robustez frente a la distorsión que genera el canal, y por lo tanto el alcance del sistema es menor, requiriendo de algunos elementos adicionales como el uso de EDFAs para grandes enlaces.
- Se han estudiado los efectos de la dispersión cromática sobre la constelación recibida en simulaciones con enlace óptico, proponiendo algunas alternativas para paliar este efecto: La etapa de ecualización y estimación de canal, y el uso de un tramo de fibra compensadora de dispersión. Ambas soluciones son válidas e indispensables para obtener resultados fiables, permitiendo de esta forma mejorar las prestaciones del sistema.
- Por último, se ha realizado un estudio de la tasa de error frente a la relación señal a ruido óptica (OSNR) así como del alcance de la fibra, proponiendo distintas configuraciones de elementos y bloques de forma que se pueda valorar los efectos de cada uno de ellos.
- Se puede concluir afirmando la viabilidad de los sistemas CO-OFDM 4D, los cuales presentan una mayor sensibilidad al ruido y distorsión del canal con respecto a constelaciones tradicionales, penalización asumible teniendo en cuenta que se duplica la tasa de datos transmitidos por un mismo ancho de banda, o que permiten reducir a la mitad el ancho de banda transmitido, para una misma tasa de datos.

10 Líneas futuras de investigación

Durante el desarrollo de este trabajo han surgido algunos puntos y temas que no han podido ser analizados en profundidad, y que podrán ser desarrollados en el futuro. Los más destacables son expuestos a continuación:

- Si bien es cierto que se han estudiado los efectos de la dispersión sobre la señal recibida y se han implementado soluciones para combatirla, no se ha estudiado en profundidad otros efectos como la dispersión de modos de polarización (PMD), no linealidades de la fibra, ruido de fase en la portadora o los efectos de un posible desfase entre los osciladores del receptor y transmisor. Para facilitar este estudio, se recomienda la integración con otros sistemas de simulación como VPI, donde se puede realizar un análisis más completo del espectro de señal, con una configuración de entornos de prueba por bloques y extracción de información muy eficiente.
- Por último, se propone el desarrollo de otras constelaciones 4D además de la seleccionada en este trabajo, de forma que se pueda establecer una comparativa más fiable en las mismas condiciones. En ese sentido, son de especial interés otras constelaciones analizadas en el estudio como 6P-QPSK y PS-QPSK, las cuales mejoran aún más el sistema en términos de BER, modificando el número de estados de polarización y puntos con respecto a la constelación DP-QPSK.

11 Glosario de términos

ADC – (Analogue-to-Digital Converter) Conversor analógico/Digital.

APD – (Avalanche Photodiode Detector) Fotodiodo.

AWGN – Additive white Gaussian noise

BER – (Bit Error Rate) Tasa de Error de bit.

B-PSK – Binary-Phase Shift Keying . Modulación por desplazamiento binario de fase.

CO-OFDM - Coherent Orthogonal Frequency Division Modulation

CP – (Cyclic Prefix) Prefijo cíclico

CPE – Common phase estimation

DAC – (Digital-to-Analogue Converter) Conversor digital/analógico

dB - Decibelios

DD – (Direct Detection) Detección directamente

DFT – Discrete Fourier Transform

DPQPSK Dual polarization Quaternary- Phase Shift Keying

DSP – Digital Signal Processor

EDFA – Erbium doped fibre amplifier

FMD – Frequency Division Multiplexing

FFT – Fast Fourier Transform

F_s- Sampling Frequency

ICI – Inter Carrier Interference

IQ – In phase and Quadrature

IDFT – Inverse Discrete Fourier Transform

IFFT – Inverse Fast Fourier Transform

ISI – Inter Symbol Interference

LO – Local oscillator

MATLAB – MATrix LABoratory

M-QAM 'M' -Quadrature Amplitude Modulation

MZM – Mach – Zehnder Modulator

N_{fft} – Número de muestras por símbolo OFDM

NRZ – Non-return to zero

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OSNR – Optcial signal to noise ratio

PAPR – Peak-toAverage Power Ratio
PMD – Polarition Mode Dispertion
QAM – Quadrature Amplitude Modulation
Q-PSK Quaternary- Phase Shift Keying
RF – Radio Frecuency
Rx - Receptor
SER – Symbol Error Rate
SE – Spectral efficiency
SMF – Single Mode Fiber
MMF – Multi Mode Fiber
SSMF – Standar Single Mode Fiber
SNR – Signal-to-noise ratio
Tx - Transmisor
WDM – Wavelength division multiplexing
ZP – Zero Padding

12 Referencias

1. *Sander L. Jansen*: SC341 OFDM for Optical Communications. Nokia Siemens Networks, Germany. 2010
2. *Erik Agrell and Magnus Karlsson*: Power-Efficient Modulation Formats in Coherent Transmission Systems. IEEE- JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 27, NO. 22, 2009.
3. *Ivan Djordjevic, Hussam G. Batshon, Lei Xu and Ting Wang*: Four-dimensional optical multiband-OFDM for beyond 1.4 Tb/s serial optical transmission (Ivan Djordjevic). OSA. 2011
4. *1. Kim Roberts, Member, IEEE, Maurice O'Sullivan, and Kuang-Tsan*: Performance of Dual-Polarization QPSK for Optical Transport Systems. JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY. 2009.
5. *K. Petermann* , Laser diode modulation and noise , Kluwer Academic.
6. *Ivan Djordjevic*: Four-Dimensional Coded Optical OFDM for Ultra-High-Speed Metro Networks. 2013
7. *Yue-Kai Huang, Ming-Fang Huang, Ezra Ip, Eduardo Mateo and Philip N. Ji*: High-Capacity Fiber Field Trial Using Terabit/s All-Optical OFDM Superchannels With DP-QPSK and DP-8QAM/DP-QPSK Modulation
8. *J. Karaki, E. Pincemin, D. Grot, T.Guillossou, and Y. Jaouen* Dual-Polarization Multi-Band OFDM versus Single-Carrier DP-QPSK for 100 Gbps Long-Haul WDM Transmission over Legacy Infrastructure. 2012
9. *Ariel Leiva L., Marco Tarifeño G., Ricardo Olivares V.* Effects of Polarization Mode Dispersion (PMD) on propagation of optical pulses in optical fibers.

10. *Mohammad Ghanbarisabagh, M.Y Alias , Abdul Rashid.* Cyclic Prefix Reduction Technique for Coherent-Detection Optical OFDM Transmission over Long-Distance of SSMF International Journal of Microwave and Optical technology, Vol6.
11. *E.Giacoumidis, M.A. Jarajreh, S.Sygletos, S.T.Le* Dual-Polarization multi-gand optical OFDM transmission and transceiver limitations for up to 500 Gb/s uncompensated long-haul links.
12. http://www.olson-technology.com/mr_fiber/Dispersion_Compensation.htm
13. <http://es.mathworks.com/help>
14. *M. Mayrock and H. Haunstein,* "Impact of implementation impairments on the performance of an optical OFDM transmission system," presented at the Tech. Dig. ECOC 2006.
15. *Yue-Kai Huang, Ming-Fang Huang, Ezra Ip, Eduardo Mateo:* "High-Capacity Fiber Field Trial Using Terabit/s All-Optical OFDM Superchannels With DP-QPSK and DP-8QAM/DP-QPSK Modulation".
16. *Y. Miyamoto, M. Tomizawa, and S. Matsuoka:* "8-Tb/s(80 127Gb/s)DP-QPSK-bandDWDMTransmissionover 457-kmInstalledDSFLinkswithEDFA-onlyamplification,"inProc. 15th OptoElectron. Commun. Conf., Sapporo, Japan, Jul. 2010
17. *Yan Tang, William Shieh, Xingwen Yi, and Rob Evans,* "Optimum Design for RF-to-Optical Up-Converter in Coherent Optical OFDM Systems", IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 19
18. *M.Huebner,J.Becker, C. Koos, W. Freude, and J. Leuthold,* "Single source optical OFDM transmitter and optical FFT receiver demonstrated at line rates of 5.4 and 10.8Tbit/s, " inProc.Opt.FiberCommun Conf., San Diego, CA, Mar. 2010.