



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

Técnicas de transmisión sobre fibra óptica con dispersión modal

Junio de de 2017

Autor: Pau Medina Sevilla

Directores: Dr. Vicenç Almenar Terré
Dr. Juan Luis Corral González

Resumen

El nacimiento de la sociedad de la información y el conocimiento ha sido posible en buena medida gracias al desarrollo de las comunicaciones sobre fibra óptica. La optimización de los procesos de fabricación de la fibra óptica en la década de los 70, permitió que estos sistemas de comunicaciones ópticas se erigiesen progresivamente como paradigma en las comunicaciones de larga distancia empleando fibra monomodo (*Single-Mode Fiber*, SMF), y también en las comunicaciones de corto alcance mediante el uso de fibra multimodo (*Multimode Fiber*, MMF). Las características de la fibra, como medio de transmisión de muy bajas pérdidas y elevada capacidad, han permitido hasta fechas recientes cubrir la demanda siempre creciente en la transmisión de datos por medio de sistemas de comunicación sencillos desde el punto de vista de la teoría de la señal en comunicaciones.

El enfoque de esta tesis consiste en aplicar técnicas de transmisión de señal más avanzadas en varios escenarios de comunicaciones sobre fibra con el fin de aumentar las capacidades potenciales de los mismos. Además, los escenarios estudiados en este trabajo comparten una característica común que consiste en que la transmisión de la luz en la fibra se produce en condiciones de propagación multimodal. De este modo, las señales transmitidas sufren, como mayor fuente de distorsión, la dispersión en la velocidad de grupo de los distintos modos propagados. Las técnicas de transmisión de señal propuestas no son nuevas y su uso está ampliamente establecido en otros ámbitos más exigentes, como por

ejemplo las comunicaciones inalámbricas. Además, a la hora de evaluar las distintas propuestas, se han empleado simulaciones numéricas con el fin de estudiar la mayor gama de condiciones posibles que la fibra puede experimentar y obtener así unas conclusiones más generales.

En primer lugar, se ha estudiado la capacidad de la multiplexación por división en frecuencia ortogonal (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, OFDM) de compensar la dispersión modal en enlaces de MMF a 1550 nm. Se ha mostrado cómo la implementación clásica con prefijo cíclico (*Cyclic Prefix*, CP-OFDM) tiene un pobre rendimiento en cuanto a la detección de las señales recibidas en condiciones de fuerte selectividad frecuencial del canal. Para superar esta limitación, se ha propuesto de manera novedosa la utilización del esquema OFDM con postfijo de ceros (*Zero Padding*, ZP-OFDM), el cual admite distintas implementaciones en recepción. Los resultados estadísticos de las simulaciones numéricas muestran que los receptores ZP-OFDM, basados en el criterio forzador de ceros (*Zero Forcing*, ZF) y en la arquitectura V-BLAST (*Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*), permiten aumentar la capacidad de los enlaces en cuanto a la tasa de datos transmitida; sin embargo, estos esquemas ZP-OFDM implican un aumento notable de complejidad computacional en el receptor. Con el fin de alcanzar las buenas prestaciones en cuanto a la detección de estos receptores, pero reduciendo a la vez la complejidad asociada, se ha propuesto por primera vez un esquema de recepción ZP-OFDM combinado (OLA+V-BLAST) que permite alcanzar la capacidad más alta obtenida con el receptor V-BLAST, pero con una complejidad sensiblemente menor.

En segundo lugar, se han utilizado técnicas de igualación de señales moduladas en amplitud para mejorar la recepción en sistemas ópticos con modulación de intensidad y detección directa (IM/DD) sobre fibra monomodo estándar (*Standard Single-Mode Fiber*, SSMF) a la longitud de onda de 850 nm, utilizando láseres de cavidad vertical y emisión superficial (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*, VCSEL) como fuentes ópticas. La utilización de esta ventana del espectro óptico para comunicaciones sobre SSMF es un marco que no ha sido exhaustivamente investigado, y esta es la primera vez que se aplican igualadores para compensar las características propias de la propagación bimodal en este medio que afectan a las señales transmitidas. Se ha construido un modelo numérico a partir de medidas experimentales, incluyendo una distribución estadística de la desalineación entre fibras debido a conectores ópticos, que ha permitido evaluar mediante simulaciones las distintas propuestas de igualación, ba-

sadas todas ellas en el esquema con realimentación de decisiones previas (*Decision Feedback Equalization*, DFE). Los resultados obtenidos permiten afirmar que los esquemas de igualación DFE bidireccionales (BiDFE), con combinación lineal (*Linear Combining*, LC-BiDFE) o con selección de tiempo inverso (*Selective Time Reversal*, STR-DFE), se ajustan adecuadamente a este escenario, permitiendo aumentar de forma notable el alcance máximo de los enlaces para una amplia gama de condiciones de excitación de la fibra.

Finalmente, se ha aplicado el procesamiento de señal de entrada múltiple y salida múltiple (*Multiple-Input Multiple-Output*, MIMO) en un sistema con multiplexación por división modal (*Mode-Division Multiplexing*, MDM) sobre SSMF a 850 nm. Esta es la primera vez que se aplican estas estructuras para la recepción de señales con MDM en este escenario de propagación bimodal. Por medio de simulaciones numéricas, los distintos receptores propuestos, basados en el esquema de igualación DFE, han sido evaluados en su capacidad de compensar la interferencia entre las distintas señales transmitidas, debida a los elementos que permiten la multiplexación/de-multiplexación (MUX/DEMUX) y a los conectores que pueda incluir el enlace de SSMF con alta dispersión modal. Los resultados obtenidos muestran tanto la incapacidad del esquema clásico MIMO-DFE, como el buen rendimiento de los dos esquemas MIMO propuestos: el esquema BiDFE con combinación lineal (MIMO LC-BiDFE), y el esquema MIMO-DFE con cancelación sucesiva de interferencia ordenada (*Fully Connected Ordered Successive Interference Cancellation*, MIMO-DFE FC-OSIC).

Resum

El naixement de la societat de la informació i el coneixement ha sigut possible, en bona mesura, gràcies al desenvolupament de les comunicacions sobre fibra òptica. L'optimització dels processos de fabricació de la fibra òptica en la dècada dels 70, va permetre que aquests sistemes de comunicació s'erigiren progressivament com a paradigma en les comunicacions de llarga distància emprant fibra monomode (*Single-Mode Fiber*, SMF), i també a les comunicacions de curt abast mitjançant l'ús de fibra multimode (*Multimode Fiber*, MMF). Les característiques de la fibra, com a mitjà de transmissió de molt baixes pèrdues i alta capacitat, han permès fins a dates recents cobrir la demanda sempre creixent en la transmissió de dades per mitjà de sistemes de comunicació senzills des del punt de vista de la teoria del senyal en comunicacions.

L'enfocament d'aquesta tesi consisteix en aplicar tècniques de transmissió més avançades en diversos escenaris en les comunicacions sobre fibra amb el propòsit d'augmentar les capacitats potencials dels mateixos. A més, els escenaris estudiats comparteixen una característica comuna que consisteix que la transmissió de la llum a la fibra es produeix en condicions de propagació multimodal. Així, els senyals transmesos sofreixen, com a major font de distorsió, la dispersió de la velocitat de grup dels distints modes propagats. Les tècniques de transmissió de senyals proposades no són noves i el seu ús està àmpliament establert en altres àmbits més exigents, com les comunicacions sense fils. D'altra banda, a l'hora d'avaluar les distintes propostes, s'hi han emprat simulacions numèriques

per tal d'estudiar la major gamma de condicions possibles que la fibra puga experimentar i obtenir així unes conclusions més generals.

En primer lloc, s'ha estudiat la capacitat de la multiplexació per divisió en freqüència ortogonal (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, OFDM) de compensar la dispersió modal en enllaços de MMF a 1550 nm. S'hi ha mostrat com la implementació clàssica amb prefix cíclic (*Cyclic Prefix*, CP-OFDM) té un rendiment pobre en quant a la detecció dels senyals rebuts en condicions de forta selectivitat freqüencial del canal. Per superar aquesta limitació, s'hi ha proposat de manera innovadora la utilització de l'esquema OFDM amb postfix de ceros (*Zero Padding*, ZP-OFDM), el qual admet distintes implementacions en recepció. Els resultats estadístics de les simulacions numèriques mostren que els receptors OFDM, basats en el criteri forçador de ceros (*Zero Forcing*, ZF) y en l'arquitectura V-BLAST (*Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*), permeten augmentar les capacitats dels enllaços en quant a la taxa de dades transmesa; no obstant, aquests esquemes ZP-OFDM impliquen un augment notable de la complexitat computacional associada a la recepció. Amb la finalitat d'assolir les bones prestacions en quant a la detecció d'aquests receptors, però a la volta reduint la complexitat associada, s'hi ha proposat per primera vegada una esquema de recepció combinat (OLA+V-BLAST) que permet assolir la capacitat més alta obtinguda amb el receptor V-BLAST, però amb una complexitat sensiblement menor.

En segon lloc, s'han utilitzat tècniques d'igualació de senyals modulades en amplitud per millorar la recepció en sistemes òptics amb modulació d'intensitat i detecció directa (IM/DD) sobre fibra monomode estàndard (*Standard Single-Mode Fiber*, SSMF) a la longitud d'ona de 850 nm emprant làsers de cavitat superficial i emissió vertical (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*, VCSEL) com a fonts òptiques. La utilització d'aquesta finestra del l'espectre òptic per a la transmissió sobre SSMF és un marc que no ha sigut exhaustivament investigat, i aquesta és la primera vegada que s'apliquen igualadors per compensar les característiques pròpies de la propagació bimodal en aquest medi que afecten als senyals transmesos. S'ha construït un model numèric a partir de mesures experimentals, incloent hi una distribució estadística del desalineament entre fibres deguda a connectors òptics, que ha permès avaluar mitjançant simulacions les distintes propostes d'igualació, basades totes elles en l'esquema amb realimentació de decisions prèvies (*Decision Feedback Equalization*, DFE). Els resultats obtinguts permeten afirmar que els

esquemes d'igualació DFE bidireccionals (BiDFE), amb combinació lineal (*Linear Combining*, LC-BiDFE) o amb selecció en temps invertit (*Selective Time Reversal*, STR-DFE), s'ajusten de manera adequada en aquest escenari, permetent augmentar de forma notable l'abast màxim dels enllaços per a una ampla gamma de condicions d'excitació de la fibra.

Finalment, s'hi ha aplicat el processat d'entrada múltiple i eixida múltiple (*Multiple-Input Multiple-Output*, MIMO) en un sistema amb multiplexació per divisió modal (*Mode-Division Multiplexing*, MDM) sobre SSMF a 850 nm. Aquesta és la primera vegada que s'apliquen aquestes estructures per a la recepció de senyals amb MDM en aquest escenari de propagació bimodal. Per mitjà de simulacions numèriques, els distints receptors proposats, basats en l'esquema de igualació DFE, han sigut avaluats en la seua capacitat de compensar la interferència entre els distints senyals transmesos, deguda als elements de multiplexació/de-multiplexació (MUX/DEMUX) i als connectors que pot incloure l'enllaç de SSMF amb alta dispersió modal. Els resultats obtinguts mostren tant la incapacitat de l'esquema clàssic MIMO-DFE, com el bon rendiment dels dos esquemes MIMO proposats: l'esquema BiDFE amb combinació lineal (MIMO LC-BiDFE), i l'esquema MIMO-DFE amb cancel·lació successiva d'interferència ordenada (*Fully Connected Ordered Successive Interference Cancellation*, MIMO-DFE FC-OSIC).

Abstract

The birth of the knowledge and information society has been made possible mainly by the development of the optical fiber communications. The optimization of the optical fiber manufacturing processes at the 1970's allowed these optical communication systems to become progressively a paradigm for long haul communications by using single-mode fiber (SMF), and for short-reach communications systems using multi-mode fiber (MMF). The optical fiber characteristics, as a very low loss and very high capacity transmission medium, have let to meet until recent dates the increasing demand of data transmission by using simple communications systems from the point of view of signal theory.

The overall aim of this thesis consists in applying more advanced signal transmission techniques to several scenarios of optical fiber communications to increase their potential capabilities. Moreover, the studied scenarios share a common feature consisting in that the light propagates under multimodal condition. Hence, the transmitted signals suffer, as a main source of degradation, the group velocity dispersion of the propagated modes. The proposed transmission techniques are not new, and its use is widely established in other more demanding frameworks, like wireless communications. Furthermore, numerical simulations have been employed when evaluating the proposals in this dissertation, to study a greater range of fiber conditions and thus, more general conclusions can be obtained.

Firstly, it has been studied the ability of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) to compensate the modal dispersion in MMF links at 1550 nm. It has been shown how the classical scheme with cyclic prefix (CP-OFDM) has deficient performance in detecting the received signal when channel conditions generate strong frequency selectivity. To overcome this limitation, it has been proposed as a novelty the use of zero padding OFDM (ZP-OFDM), which can make use of several receiving schemes. The statistical results of the numerical simulations show that the ZP-OFDM receiver, under zero forcing criterion (ZF) and with Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time architecture (V-BLAST), can increase the links capacity in terms of transmitted data rate; however, these ZP-OFDM schemes imply a remarkable increase of the computational complexity related to the reception stage. To achieve the best detection performance of these receivers and to reduce the associated complexity, it has been proposed for the first time a combined receiver scheme (OLA+V-BLAST) to attain the highest capacity provided by V-BLAST though with significantly lower complexity.

Secondly, equalization techniques for amplitude modulated signals have been used to improve the reception in intensity-modulated and direct-detected (IM/DD) optical systems over standard single-mode fiber (SSMF) at 850 nm, by using Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers (VCSEL's) as optical source. The employment of this window of the optical spectrum over SSMF has not been thoroughly investigated, and this is the first time that equalization is applied to cope with the bimodal propagation affecting transmitted signals in this scenario. It has been constructed a numerical model from experimental measures, which includes a statistical distribution of fiber misalignment due to optical connectors, to evaluate by numerical simulations the proposed equalizers, which are all based in Decision Feedback Equalization (DFE). The results allow to assert that the bidirectional DFE schemes (BiDFE), with Linear Combining, (LC-BiDFE) or with Selective Time-Reversal (STR-DFE), fit properly to this scenario, increasing noticeably the maximum reach achieved by the optical links for a wide range of fiber excitement conditions.

Finally, Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) processing has been applied in systems with Mode-Division Multiplexing (MDM) over SSMF at 850 nm. This is the first time that these structures have been applied for the reception of MDM signals in this framework with bimodal propagation. By means of numerical simulations, the DFE-based MIMO receivers have been evaluated in their ability to compensate the mu-

tual interference between the transmitted signals, which is generated in both the elements that carry out the multiplexation/demultiplexation (MUX/DEMUX) and the optical connectors in the SSMF installation. The results obtained show the incapacity of the classical scheme MIMO-DFE, but also the good performance of the proposed MIMO receivers: the MIMO-DFE BiDFE with Linear Combining (LC-BiDFE), and the Fully Connected with Ordered Successive Interference Cancellation MIMO-DFE (MIMO-DFE FC-OSIC).

Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecer sinceramente a mis directores, el Dr. Vicenç Almenar y el Dr. Juan Luis Corral, su paciencia, confianza, dedicación, motivación y apoyo, en la dirección y supervisión de esta tesis doctoral, así como sus siempre acertados consejos e infinita paciencia para conmigo. Sinceramente, ha sido un privilegio el trabajar junto a ellos y les estaré eternamente agradecido por ello.

De forma general, agradezco enormemente la labor que realiza la Universitat Politècnica de València en apoyo de los investigadores en formación y que me ha concedido el privilegio de realizar mi tesis doctoral. En particular, me gustaría remarcar el apoyo ofrecido por parte del Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia y del Instituto de Tecnología Nanofotónica.

Quiero agradecer, a continuación, a los compañeros de fatigas que en mayor o menor medida han contribuido a la realización de esta tesis como han sido David García-Rodríguez, Julián Santiago Bruno, Eloy Pellicer, ... y tantos otros con los que he compartido tantos buenos y peores momentos.

Por último, mi más profundo agradecimiento a mi familia por su apoyo incondicional, mis padres y hermanos que siempre han estado allí.

I gràcies a tu Àngela, per tantes emocions compartides en una aventura de tants anys que tot just comença ara...

A Joana.

Contenidos

Resumen	III
Resum	VII
Abstract	XI
Agradecimientos	XV
Contenidos	XVII
Lista de Figuras	XIX
Lista de Tablas	XXI
Lista de Siglas	XXIII
1 Introducción	1
1.1 Introducción	1
1.2 Motivación y objetivos	3
1.3 Contribuciones de la tesis	4
1.4 Organización de la tesis.	6

2 Propagación modal sobre fibra óptica	9
2.1 Óptica geométrica: rayos guiados en la fibra óptica	10
2.1.1 Fibras de salto de índice	11
2.1.2 Fibras de índice gradual	13
2.2 Campos modales en la fibra	14
2.2.1 Propagación de ondas en la guía	14
2.2.2 Modos propagados en la fibra óptica	16
2.2.2.1 Modos exactos	16
2.2.2.2 Aproximación de guiado débil: modos linealmente polarizados	19
2.3 Características de la fibra	21
2.3.1 Dispersión en la fibra	22
2.3.1.1 Dispersión modal	22
2.3.1.2 Dispersión cromática	23
2.3.2 Atenuación en la fibra	24
2.3.3 Acoplamiento modal	25
2.3.3.1 Acoplamiento continuo	26
2.3.3.2 Acoplamiento discreto	26
2.4 Resumen y conclusiones	30
3 Igualación de señales OFDM en transmisiones sobre MMF a 1550 nm	33
3.1 Introducción: antecedentes y motivación	34
3.2 Esquemas OFDM: definiciones y complejidad	36
3.2.1 OFDM con prefijo cíclico: CP-OFDM	37
3.2.2 OFDM con postfijo de ceros: ZP-OFDM	40
3.2.2.1 Receptor OLA	41
3.2.2.2 Receptor ZF	43
3.2.2.3 Receptor V-BLAST	46
3.2.2.4 Receptor combinado OLA+V-BLAST	53
3.3 Igualación de señales ZP-OFDM sobre MMF	58
3.3.1 Modelo de las simulaciones	58
3.3.1.1 Transmisor óptico: láser modulado directamente	58
3.3.1.2 Modelo estadístico del canal de MMF	59
3.3.1.3 Receptor óptico: detección directa y cuantificación	60
3.3.2 Evaluación: capacidad del sistema y complejidad de los receptores	62
3.3.2.1 Ejemplo de enlace MMF	63
3.3.2.2 Simulaciones estadísticas de enlaces de MMF	67
3.3.2.3 Complejidad asociada a los receptores OFDM	71
3.4 Conclusiones y resumen	73
4 Igualación de señales en SSMF a 850 nm con propagación bimodal	75
4.1 Introducción: antecedentes y motivación	76
4.2 Propagación bimodal sobre SSMF a 850 nm	78
4.2.1 Dispersión modal: retardo modal diferencial	78

4.2.2 Desalineamiento entre fibras: acoplo modal y pérdidas.	80
4.2.3 Filtrado modal	85
4.3 Esquemas de igualación.	85
4.3.1 Igualador con realimentación de decisiones previas: DFE	87
4.3.2 DFE con selección de tiempo invertido: STR-DFE	89
4.3.3 DFE bidireccional con combinación lineal: LC-BiDFE.	90
4.3.4 Complejidad de los igualadores	91
4.4 Alcance extendido con igualación en enlaces de SSMF	93
4.4.1 VCSEL monomodo transversal y tramo único de SSMF.	94
4.4.2 VCSEL monomodo transversal y modelo de cableado SSMF.	97
4.4.3 VCSEL multimodo transversal y modelo de cableado SSMF	102
4.5 Conclusiones y resumen.	104
5 Receptores MIMO para señales con multiplexación modal en SSMF a 850 nm	107
5.1 Introducción: antecedentes y motivación	108
5.2 Receptores MIMO: definiciones.	110
5.2.1 MIMO-DFE	112
5.2.2 FC-OSIC MIMO-DFE	112
5.2.3 MIMO LC-BiDFE.	113
5.3 Detección MIMO para sistemas 2×2 MDM sobre SSMF a 850 nm . . .	113
5.3.1 Modelo de las simulaciones	114
5.3.2 Evaluación: BER y penalizaciones de potencia.	115
5.3.2.1 Diafonía debida a la (de-)multiplexación	115
5.3.2.2 Diafonía debida a la (de-)multiplexación y a conectores ópticos .	123
5.4 Conclusiones y resumen.	126
6 Conclusiones y perspectivas futuras	129
6.1 Resumen de conclusiones.	129
6.2 Líneas de investigación futuras.	132
6.3 Lista de publicaciones.	134
Apéndice: Acoplamiento modal en sistemas con detección di- recta	135
Bibliografía	139

Lista de Figuras

2.1.	Perfil del índice de refracción y sección transversal correspondientes a una SMF de salto de índice (a), una MMF de salto de índice (b), y una MMf de índice gradual (c).	11
2.2.	Sección longitudinal de una fibra de salto de índice, donde se dibujan las trayectorias correspondientes a un rayo guiado, el cual experimenta la reflexión total interna, y a un rayo no guiado, que se escapa por la cubierta.	12
2.3.	Sección longitudinal de una fibra de índice gradual, donde se dibujan las trayectorias de algunos rayos guiados.	13
2.4.	Constante de propagación normalizada (b) en función de la frecuencia normalizada (V): curvas correspondientes a los modos exactos de menor orden.	19
2.5.	Constante de propagación normalizada (b) en función de la frecuencia normalizada (V): curvas correspondientes a los modos LP_{lm} de menor orden.	20
2.6.	Perfiles modales transversales de potencia normalizados para los modos linealmente polarizados de órdenes inferiores: LP_{01} (a), LP_{11a} (b), LP_{11b} (c), LP_{02} (d), LP_{21a} (e), y LP_{21b} (f).	21

2.7.	Coeficiente de atenuación de una fibra óptica de sílice en función de la longitud de onda, donde se señalan las regiones en las que dominan los principales mecanismos de atenuación.	25
2.8.	Mecanismos en una unión de fibras que generan acoplamiento entre modos: desplazamiento lateral (a), desplazamiento angular (b), desplazamiento longitudinal (c), y desajuste entre diámetros del núcleo (d).	26
2.9.	Ejes de coordenadas y variables que definen el desplazamiento lateral entre dos fibras ópticas.	30
3.1.	Diagrama de bloques del transmisor (a) y el receptor (b) CP-OFDM.	38
3.2.	Diagrama de bloques del transmisor (a), y de los receptores OLA (b), ZF (c), V-BLAST (d), y OLA+V-BLAST (e), para ZP-OFDM.	41
3.3.	Ejemplo de respuesta en frecuencia para un enlace de MMF de 600 m, donde se señala con puntos las posiciones correspondientes a las subportadoras OFDM para un tamaño de DFT de $N = 64$	61
3.4.	SNR para señales OFDM reales en función del nivel de recorte para diferentes resoluciones de cuantificación: 8, 9 y 10 bits.	62
3.5.	BER de los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, para el ejemplo de enlace de MMF de la Figura 3.3 y varias resoluciones de cuantificación: sin cuantificación (a), 8 bits (b), 9 bits (c), y 10 bits (d).	64
3.6.	BER en cada subportadora de los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, para el ejemplo de enlace de MMF de la Figura 3.3 sin cuantificación.	67

3.7. Función de distribución acumulada (CDF) de $BER \leq 10^{-3}$ en función de la tasa de bits efectiva transmitida utilizando 1000 realizaciones estadísticas de un enlace de MMF de 600 m; resultados para los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, todos con un tamaño de FFT de 64 puntos.	68
3.8. Función de distribución acumulada (CDF) de $BER \leq 10^{-3}$ en función de la tasa de bits efectiva transmitida utilizando 1000 realizaciones estadísticas de un enlace de MMF de 1200 m; resultados para los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, todos con un tamaño de FFT de 128 puntos.	69
3.9. Función de distribución acumulada (CDF) de $BER \leq 10^{-3}$ en función de la tasa de bits efectiva transmitida utilizando 1000 realizaciones estadísticas de un enlace de MMF de 2400 m; resultados para los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, todos con un tamaño de FFT de 256 puntos.	70
3.10. Número de productos reales requeridos en la etapa de detección (a) y preprocesado (b) para los receptores V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM normalizados respecto al receptor ZF, para un tamaño de bloque de la DFT de 64.	72
4.1. Propagación de un pulso aislado a través de 680 m de <i>Corning</i> SMF-28 (a), y de 1153 m de ESSMF de <i>Draka</i> (b). Señal recibida (RX), y filtrada modalmente recibida (MF).	79
4.2. Señal recibida correspondiente a un único pulso transmitido a través de un enlace de fibra SMF-28e de <i>Corning</i> compuesto de un tramo de 1 km conectado mediante un conector óptico a otro tramo de 200 m.	81

4.3.	Ratio modal de la señal propagada en una SMF-28 (MR_{SSMF}) en función del desplazamiento radial (ρ_0) en una interconexión con una HI-780 (a): curva teórica (línea continua) y medidas (cruces). Se incluye el esquemático correspondiente a la instalación óptica para las mediciones (b), y los ejes de coordenadas y variables que definen el desplazamiento lateral (c).	82
4.4.	Pérdida de acoplamiento media (L_{COUP}) debida al desplazamiento radial (ρ_0) en una unión desalineada entre dos SMF-28 a 850 nm para diferentes valores de ratio modal de la señal incidente (MR), (a); y perfiles transversales de potencia normalizados de los modos LP_{01} , LP_{11a} y LP_{11b} , (b).	83
4.5.	Diagrama de bloques de los igualadores fraccionarios DFE (a) y LC-BiDFE/STR-DFE (b).	86
4.6.	BER en función de la OSNR para los receptores DFE, STR-DFE, LC-BiDFE, FFE y MLSE, y penalizaciones de potencia para $BER = 10^{-12}$ respecto al canal AWGN, para la respuesta al impulso del canal simulado, $h(t)$, incluida en el recuadro.	88
4.7.	Penalizaciones de potencia óptica para $BER = 10^{-12}$ dependiendo de la ratio modal (MR) en un enlace de tramo único de SSMF de 2 km de longitud (a), para la fibra SMF-28 de <i>Corning</i> (b) y la ESSMF de <i>Draka</i> (c), empleando una fuente STM-VCSEL. Resultados correspondientes a señal recibida (RX), recibida y filtrada modalmente (MF), y recibida e igualada mediante DFE, STR-DFE, y LC-BiDFE.	95
4.8.	CDF de la penalización de OSNR respecto a un canal AWGN menor a 6.5 dB para obtener una $BER = 10^{-12}$ sobre 5000 realizaciones, para cada valor dado de ratio modal (MR_{TX}) y longitud del tramo de fibra (L_{TX}), del modelo de cableado de SSMF incluyendo conectores en los extremos y un STM-VCSEL (a). Resultados correspondientes a las señales recibida (b), recibida incluyendo un MF justo detrás de cada conector (c), y recibida e igualada mediante DFE (d), STR-DFE (e), y LC-BiDFE (f).	99

4.9.	CDF de la penalización de OSNR respecto a un canal AWGN menor a 6.5 dB para $BER = 10^{-12}$ sobre 5000 realizaciones, para cada valor dado de ratio modal (MR_{TX}) y longitud del tramo de fibra (L_{TX}), del modelo de cableado SSMF de la Figura 4.8a y empleando un MTM-VCSEL, cuyo espectro óptico se muestra en (a). Resultados correspondientes a la señal recibida e igualada mediante STR-DFE (b), y LC-BiDFE (c).	103
5.1.	Esquema correspondiente a un sistema 2×2 MDM sobre SSMF a 850 nm.	109
5.2.	Diagrama de bloques del igualador SISO-DFE (a), y de los receptores MIMO-DFE(b), FC-OSIC MIMO-DFE (c) y MIMO LC-BiDFE (d), para $N_{RX} = N_{TX} = 2$	111
5.3.	BER en función de la OSNR para los flujos de datos 1 (a) y 2 (b) para el receptor convencional (SISO RX) y los igualadores MIMO con $XT = 6$ dB en el MUX/DEMUX, y para el receptor SISO RX con $XT = \infty$. Respuestas al impulso del canal MIMO para $XT = 6$ dB (c-f).	116
5.4.	Penalización de potencia media entre ambos flujos para alcanzar $BER = 10^{-12}$ en función de XT para los receptores MIMO respecto al receptor SISO RX con $XT = \infty$	119
5.5.	Penalización de potencia óptica media entre ambos flujos para $BER = 10^{-12}$ en función del nivel de diafonía en el MUX (XT_{MUX}) y en el DEMUX (XT_{DEMUX}) para el receptor convencional (a), y para los receptores MIMO-DFE FC-OSIC (b) y MIMO LC-BiDFE (c), todos respecto el receptor convencional en un sistema sin diafonía ($XT_{MUX} = XT_{DEMUX} = \infty$).	121
5.6.	Penalización de potencia óptica media entre ambos flujos para $BER = 10^{-12}$ en función del nivel de diafonía en el MUX (XT_{MUX}) y en el DEMUX (XT_{DEMUX}) en un enlace de SSMF con conectores (a), para el receptor convencional (b), y para los receptores MIMO-DFE FC-OSIC (c) y MIMO LC-BiDFE (d), todos respecto el receptor convencional en un sistema sin diafonía ($XT_{MUX} = XT_{DEMUX} = \infty$) y sin conectores.	124

6.1. Acoplador que representa el modelo simplificado del acoplamiento modal en un escenario bimodal. 136

Lista de Tablas

2.1. Parámetros modales para una SMF estándar de $4.1 \mu\text{m}$ de radio a varias longitudes de onda.	31
3.1. Complejidad de los receptores CP-OFDM y OLA ZP-OFDM.	40
3.2. Complejidad del receptor ZF para ZP-OFDM.	46
3.3. Complejidad del receptor V-BLAST para ZP-OFDM. . . .	53
3.4. Complejidad del receptor OLA+V-BLAST para ZP-OFDM.	58
3.5. Complejidad comparada del receptor OLA+V-BLAST respecto los esquemas ZF y V-BLAST ZP-OFDM.	73
4.1. Complejidad de los receptores.	92

Lista de Siglas

10GbE	Estándar 10 Gigabit Ethernet.
ADC	Convertor analógico a digital.
AWGN	Ruido blanco aditivo Gaussiano (<i>Additive White Gaussian Noise</i>).
BER	Tasa de error de bit (<i>Bit Error Rate</i>).
CCI	Interferencia co-canal (<i>Co-Channel Interference</i>).
CDF	Función de distribución acumulada (<i>Cumulative Distribution Function</i>).
CP-OFDM	OFDM con prefijo cíclico (<i>Cyclic Prefix OFDM</i>).
DAC	Convertor digital a analógico.
DFE	Igualación con realimentación de decisiones previas (<i>Decision Feedback Equalization</i>).
DFT	Transformada discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transform</i>).
DMD	Retardo modal diferencial (<i>Differential Mode Delay</i>).

DMT	Modulación multi tonal discreta (<i>Discrete Multitone Modulation</i>).
DEMUX	De-multiplexador.
ESSMF	Modelo de fibra óptica monomodo estándar fabricado por <i>Draka</i> .
FBF	Filtro de realimentación en un igualador DFE (<i>Feed-Back Filter</i>).
FEC	Técnicas de codificación de la señal para la corrección de errores en recepción (<i>Forward Error Correction</i>).
FFE	Igualador lineal (<i>Feed-Forward Equalizer</i>).
FFT	Algoritmo rápido de la transformada discreta de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>).
FIR	Filtro de respuesta al impulso finita (<i>Finite Impulse Response</i>).
FWF	Filtro FIR directo en un igualador DFE (<i>Feed-Forward Filter</i>).
GVD	Dispersión intra-modal, cromática o de velocidad de grupo (<i>Group Velocity Dispersion</i>).
IBI	Interferencia entre bloques en transmisiones OFDM (<i>Interblock Interference</i>).
IDFT	Transformada discreta de Fourier inversa.
ICI	Inteferencia entre portadoras (<i>Inter-Carrier Interference</i>).
IL	Pérdidas de inserción (<i>Insertion Loss</i>).

IM/DD	Sistema de comunicaciones ópticas con modulación en intensidad y detección directa (<i>Intensity-Modulated and Direct-Detected</i>).
ISI	Interferencia entre símbolos (<i>Inter-Symbol Interference</i>).
LC-BiDFE	Igualador DFE bidireccional con combinación lineal (<i>Linear Combining Bidirectional DFE</i>).
MDM	Multiplexación por división modal (<i>Mode-Division Multiplexing</i>).
MF	Filtro modal.
MIMO	Sistema de entrada múltiple y salida múltiple (<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>).
MIMO-DFE	Esquema de recepción MIMO con igualación DFE.
MIMO LC-BiDFE	Esquema de recepción MIMO con igualación DFE bidireccional con combinación lineal (<i>MIMO Linear Combining Bidirectional DFE</i>).
MIMO-DFE FC-OSIC	Esquema de recepción MIMO con igualación DFE y cancelación sucesiva de interferencia ordenada (<i>Fully Connected Ordered Successive Interference Cancellation MIMO-DFE</i>).
MLSE	Detector de máxima verosimilitud de secuencias (<i>Maximum Likelihood Sequence Estimator</i>).
MMF	Fibra óptica multimodo (<i>Multimode Fiber</i>).
MMSE	Mínimo error cuadrático medio (<i>Minimum Mean Square Error</i>).

MSR	Relación de modo suprimido (<i>Mode Supressed Ratio</i>).
MR	Ratio modal, relación entre las potencias ópticas de los modos LP ₀₁ y LP ₁₁ .
MUX	Multiplexador.
OFDM	Multiplexación por división en frecuencia ortogonal (<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>).
OLA	Receptor basado en la técnica de solapamiento y suma (<i>Overlap-Add</i>) para señales ZP-OFDM.
OLA+V-BLAST	Receptor combinado para señales ZP-OFDM.
OSNR	Relación señal a ruido óptica (<i>Optical SNR</i>).
PMD	Dispersión de modos de polarización (<i>Polarization Mode Dispersion</i>).
SC	Conector óptico del tipo <i>Subscriber Connector</i> .
SIC	Cancelación sucesiva de interferencia (<i>Successive Interference Cancellation</i>).
SMF	Fibra óptica monomodo (<i>Single-Mode Fiber</i>).
SMF-28	Modelo de fibra óptica monomodo estándar fabricado por <i>Corning</i> .
SMF-28e	Modelo de fibra óptica monomodo estándar fabricado por <i>Corning</i> .
SSMF	Fibra óptica monomodo estándar (<i>Standard Single-Mode Fiber</i>).
STR-DFE	Igualador DFE con selección de tiempo inverso (<i>Selective Time-Reversal DFE</i>).

V-BLAST	Receptor con arquitectura <i>Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time</i> para señales ZP-OFDM.
VCSEL	Láser de cavidad vertical y emisión superficial (<i>Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser</i>).
XT	Diafonía (<i>Crosstalk</i>).
ZF	Receptor basado en el criterio forzador de ceros (<i>Zero Forcing</i>) para señales ZP-OFDM.
ZP-OFDM	OFDM con postfijo de ceros (<i>Zero Padding</i> OFDM).

Capítulo 1

Introducción

1.1 Introducción

El nacimiento de la sociedad de la información y el conocimiento ha sido posible en buena medida gracias al desarrollo de las comunicaciones sobre fibra óptica. Aunque la capacidad de transmitir luz en un medio guiado mediante el fenómeno de reflexión total interna ya era conocida bastante tiempo atrás, no fue hasta la década de los 70 del siglo XX cuando la fibra óptica pudo empezar a ser explotada para las comunicaciones de muy alta velocidad. Esto fue posible, por una parte, a través de la optimización de los procesos de fabricación de la fibra óptica que permitió reducir la atenuación de la fibra a niveles del orden de dB/km, y, por otra parte, al desarrollo del láser como fuente óptica de alta coherencia que permitió la modulación de señales de alta velocidad. Esta revolución dio paso a que la fibra óptica se convirtiese en el medio de transmisión predilecto, sustituyendo progresivamente al cable coaxial tanto en aplicaciones de larga distancia empleando fibra monomodo estándar (*Standard Single-Mode Fiber*, SSMF), como en comunicaciones de corto alcance mediante el uso de fibra multimodo (*Multimode Fiber*, MMF).

Especialmente tras la aparición de los amplificadores ópticos en la década de los 90, la dispersión se ha convertido en la principal limitación de las comunicaciones sobre fibra óptica. La gestión de la dispersión por medio de elementos estrictamente ópticos ha permitido hasta fechas recientes cubrir las exigencias crecientes de velocidad de transmisión. De este modo, la dispersión cromática en sistemas sobre SSMF se ha venido compensando, por ejemplo, mediante redes de difracción o fibras compensadoras de la dispersión; también en sistemas sobre MMF, la dispersión entre los modos propagados puede reducirse mediante técnicas de excitación parcial de la fibra, filtros modales o diseños avanzados de MMF. La característica común de estos métodos es que son difícilmente escalables y en muchos casos requieren incluir elementos nuevos en la instalación óptica, incluso requiriendo la sustitución de modelos antiguos de fibra lo cual dificulta, si no impide, el reaprovechamiento de los despliegues heredados.

Sin embargo, los estándares de comunicaciones actuales sobre fibra ya empiezan a incluir técnicas de procesamiento que actúan a nivel de la señal con el fin de incrementar las tasas de datos transmitidas [1]. Los avances en la miniaturización y el consumo de los procesadores de muy alta velocidad han permitido aprovechar estas técnicas de transmisión, las cuales están ampliamente establecidas en otros ámbitos más exigentes como las comunicaciones inalámbricas. Por ejemplo, en el estándar para Ethernet con interfaces de fibra óptica ya se incluyen técnicas de codificación de la señal transmitida que permiten la corrección de errores en el receptor (*Forward Error Correction*, FEC) para asegurar la transmisión libre de errores en enlaces de hasta 100 m a 100 Gb/s mediante 4 MMF transmitiendo cada una 25 Gb/s a 850 nm (100GBASE-SR4, [2]); por otro lado, también se incluyen especificaciones de receptores que implementan esquemas de igualación con realimentación de decisiones previas (*Decision Feedback Equalization*, DFE) para compensar la dispersión modal y asegurar un alcance de 220 m para cualquier tipo de MMF operando a 10 Gb/s y emitiendo a 1310 nm (10GBASE-LRM, [2]).

Aunque ambos enfoques son eficientes a la hora de combatir la distorsión de la señal y se pueden aplicar conjuntamente en un mismo sistema, las técnicas de codificación requieren introducir redundancia en la señal transmitida, lo que implica una reducción de la tasa de datos efectiva transmitida, además de que a la entrada de las arquitecturas FEC la tasa de error no debe exceder cierto nivel para alcanzar eficazmente a la salida la transmisión libre de errores ($< 10^{-12}$). Con todo, el aumento

de complejidad debido a las exigencias de cómputo para el procesamiento de la señal, en los esquemas de transmisión pero sobre todo en los de recepción, se presenta ahora como uno de los principales retos a la hora de proponer nuevos métodos de recuperación de la señal, especialmente si se tiene en cuenta las muy altas velocidades de transmisión objetivo de las comunicaciones sobre fibra.

Por otro lado, el aumento de complejidad de los sistemas de comunicación, especialmente los que incluyen procesamiento de señal, ha acrecentado las dificultades en el diseño, análisis y evaluación de los mismos. Las técnicas de diseño y análisis asistidas por ordenador han hecho posible que estos procesos se simplifiquen, en cuanto a coste y duración, mediante el modelado y la resolución de las ecuaciones que gobiernan el comportamiento de los sistemas de comunicación. Se pueden distinguir dos grandes categorías a la hora de clasificar estas técnicas [3]. Por un lado, las estrategias analíticas o basadas en fórmula se basan en modelos simplificados y emplean los ordenadores para evaluar las fórmulas complejas que los modelan. Por otro lado, las técnicas basadas en simulación permiten emular la transmisión de señales a través de los elementos que conforman el sistema de comunicaciones. De las dos, las técnicas de simulación permiten la evaluación de forma más precisa, combinando modelos matemáticos, pero también empíricos derivados de medidas experimentales, aunque su principal desventaja reside en la mayor carga computacional. Por lo tanto, la validez y fiabilidad de los resultados obtenidos mediante simulaciones asistidas por ordenador quedan condicionadas a la construcción de un modelo del sistema de comunicaciones que describa de forma precisa la evolución de las señales, a la vez que el nivel de complejidad computacional esté contenido en un margen de valores asumibles por las plataformas actuales.

1.2 Motivación y objetivos

La principal motivación de esta tesis es proponer técnicas de transmisión de señales que permitan mejorar la capacidad de detección de los receptores en el ámbito de las comunicaciones sobre fibra óptica en condiciones de propagación multimodal. La aplicación de estas técnicas tiene un doble objetivo: por un lado, aumentar la capacidad de transmisión de datos y/o la máxima distancia alcanzable de los enlaces en escenarios sobre fibra actualmente implantados, y, por otro lado, proponer nuevas configuraciones en despliegues de fibra que no podrían ser explotadas sin

la aplicación de estas técnicas. En ambos casos, la búsqueda de esquemas de baja complejidad es imperativa a la hora de facilitar su implementación real, especialmente si se tiene en cuenta las altas velocidades de datos.

Con los objetivos anteriormente señalados, el alcance principal de esta tesis es el siguiente:

- Construir un modelo matemático de la propagación modal sobre fibra óptica que permita modelar numéricamente las principales fuentes de distorsión de las señales transmitidas en sistemas de comunicaciones sobre fibra.
- Desarrollar un modelo numérico que incluya todos los elementos de un sistema de comunicaciones sobre fibra óptica con los que evaluar los distintos esquemas a estudiar.
- Identificar propuestas de técnicas de transmisión de señal para comunicaciones sobre fibra y analizar sus limitaciones.
- Proponer técnicas de transmisión novedosas que mejoren la capacidad de recuperación de la señal respecto a los esquemas habituales.
- Proponer técnicas de transmisión de baja complejidad computacional, pero manteniendo altas prestaciones en la recuperación de la información transmitida.

1.3 Contribuciones de la tesis

Las principales contribuciones de esta tesis se resumen a continuación:

- **Esquemas OFDM para transmisiones sobre MMF a 1550 nm**
Las características de la multiplexación por división en frecuencia ortogonal (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, OFDM) de evitar la interferencia de la señal inducida por canales dispersivos ha sido aprovechada para compensar la dispersión modal en transmisiones sobre MMF. Sin embargo, se ha comprobado que el esquema clásico con prefijo cíclico (*Cyclic Prefix*, CP-OFDM) presenta fuertes limitaciones en la detección de la información cuando las condiciones del canal óptico con alta dispersión modal generan fuerte selectividad frecuencial. Para superar estas limitaciones, se propone la utilización del esquema OFDM con postfijo de ceros (*Zero Padding*, ZP-OFDM), que permite implementar varios esquemas de recepción los cuales mejoran sustancialmente las prestaciones de

CP-OFDM, aunque a costa de aumentar la complejidad computacional asociada a la recepción. Con el doble objetivo de mantener las buenas prestaciones en la detección, pero a la vez reducir la carga computacional asociada, se propone de manera novedosa un esquema de recepción combinado ZP-OFDM. Los resultados de las simulaciones muestran que los distintos receptores ZP-OFDM, incluida la propuesta de receptor combinado, habilitan el empleo de órdenes de modulación superiores con lo que se consigue tasas de datos transmitidas notablemente más altas que las obtenidas con el esquema CP-OFDM. Un estudio de la complejidad asociada a cada receptor muestra el ahorro notable del esquema combinado respecto a los otros receptores ZP-OFDM para las configuraciones óptimas que permiten alcanzar las mayores tasas de datos transmitidas.

- **Técnicas de igualación de señales moduladas en amplitud para transmisiones sobre SSMF a 850 nm**

El empleo de SSMF combinado con láseres de cavidad vertical y emisión superficial (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*, VCSEL) emitiendo a 850 nm, es una interfaz de bajo coste que no ha sido estudiada en profundidad. La principal desventaja de esta configuración reside en la dispersión de los dos modos propagados sobre la fibra, que presentan además falta de homogeneidad entre los distintos modelos comerciales de SSMF disponibles. En este trabajo, se propone el uso de esquemas de igualación de baja complejidad basados en el igualador DFE para superar esta limitación. Los resultados de las simulaciones en enlaces de SSMF realistas, que incluyen los efectos de acoplamiento inducidos por conectores ópticos, muestran que los esquemas bidireccionales DFE (BiDFE) propuestos, con selección de tiempo inverso (*Selective Time-Reveral*, STR-DFE) y con combinación lineal (*Linear Combining*, LC-BiDFE), se ajustan adecuadamente a las condiciones de propagación sobre SSMF a 850 nm. Así, estos esquemas permiten extender de manera considerable la cobertura máxima de los enlaces proporcionada por las soluciones tradicionales, como la inclusión de filtros modales en el despliegue o el receptor DFE, para todas las condiciones de excitación de la fibra y distintas características de propagación.

- **Receptores MIMO para sistemas con multiplexación por división modal sobre SSMF a 850 nm**

La multiplexación por división modal (*Mode-Division Multiplexing*, MDM) está cobrando gran relevancia la actualidad. Ésta se fun-

damenta en la propiedad teórica de los modos en una fibra óptica de propagarse de manera ortogonal, la cual se aprovecha para la transmisión de flujos de información independientes con lo que se consigue multiplicar la capacidad teórica de la fibra. La cualidad de la SSMF de propagar dos modos a 850 nm convierte esta interfaz en susceptible de soportar un esquema 2×2 MDM con el que doblar la capacidad de los enlaces. Existen varias propuestas de multiplexación/de-multiplexación (MUX/DEMUX) basadas en acopladores de fibra para este escenario concreto que presentan muy buenas prestaciones, aunque sólo a nivel teórico. En este trabajo se propone el uso de esquemas de recepción de entrada múltiple y salida múltiple (*Multiple-Input Multiple-Output*, MIMO) basados en el igualador DFE para compensar la interferencia entre las distintas señales multiplexadas debidas a la inevitable pérdida de prestaciones generada en los procesos de fabricación de los MUX/DEMUX, así como la presencia de conectores ópticos en el despliegue. Los resultados de las simulaciones muestran la incapacidad del esquema clásico MIMO-DFE en este escenario con dispersión modal, por lo que se proponen otros esquemas más avanzados desarrollados como evolución de éste: el esquema MIMO-DFE con cancelación sucesiva de interferencia ordenada de conexión completa (*Fully Connected Ordered Successive Interference Cancellation*, MIMO-DFE FC-OSIC), y el esquema MIMO DFE bidireccional con combinación lineal (MIMO LC-BiDFE). Ambos esquemas muestran una gran capacidad de compensar la interferencia entre las señales transmitidas permitiendo ampliar sustancialmente el margen de potencia en el que el sistema puede operar y/o incluso relajar las especificaciones del diseño de los MUX/DEMUX a niveles mucho menos exigentes.

1.4 Organización de la tesis

La estructura de la tesis que ha permitido desarrollar los objetivos señalados es la siguiente:

- **Capítulo 2:** Este capítulo muestra el marco teórico que sustenta la propagación de la luz en una fibra óptica, y que servirá para construir el modelo de las simulaciones con el que evaluar las distintas propuestas incluidas en capítulos posteriores de este trabajo. Se desarrollan las expresiones de los campos relativas a los modos

guiados, así como los mecanismos de la fibra que afectan específicamente a la propagación de señales, como la dispersión, la atenuación y el acoplamiento entre modos.

- **Capítulo 3:** Este capítulo trata sobre la aplicación de esquemas OFDM para la transmisión de señales sobre MMF a 1550 nm. Se muestra en primer lugar una descripción minuciosa de los distintos esquemas evaluados, tanto CP-OFDM como ZP-OFDM, que incluye una estimación de la complejidad asociada de los distintos receptores, incluida la propuesta original de receptor combinado para ZP-OFDM. En segundo lugar, se describen los elementos principales que conforman el sistema de comunicaciones sobre MMF con modulación de intensidad y detección directa (IM/DD) a 1550 nm. La tercera sección incluye los resultados de las simulaciones sobre el modelo descrito que permite evaluar los distintos receptores en cuanto a máxima tasa de datos transmitida, y también un estudio de complejidad comparada entre los esquemas propuestos para las configuraciones de detección óptimas utilizadas en las simulaciones.
- **Capítulo 4:** En este capítulo se estudia la aplicación de esquemas de igualación para señales moduladas en amplitud en sistemas de SSMF con IM/DD empleando fuentes VCSEL emitiendo a 850 nm. En primer lugar, se muestran las características específicas de la propagación bimodal sobre SSMF a 850 nm: se incluyen medidas de dispersión modal de distintos modelos comerciales de SSMF, y también un estudio del acoplamiento modal debido a conectores ópticos por medio de simulaciones y también de medidas experimentales. A continuación, se describen los diferentes esquemas de igualación evaluados: DFE, STR-DFE y LC-BiDFE. Finalmente se muestran los resultados de las simulaciones sobre el modelo que incluye las características estudiadas en la primera parte del capítulo. Para distintas condiciones de excitación de la fibra y atendiendo a las características del VCSEL como fuente óptica, se evalúan los esquemas de igualación propuestos cuantificando al aumento del alcance proporcionado por los mismos.
- **Capítulo 5:** En este capítulo, se presenta la aplicación de esquemas de recepción MIMO a un sistema con MDM 2×2 sobre SSMF con IM/DD a 850 nm. En primer lugar, se describe el modelo del sistema empleado en las simulaciones, centrándose principalmente en los dispositivos que permiten la MUX/DEMUX de los distintos flu-

jos de información y que son los elementos más críticos del sistema. Seguidamente, se describen los esquemas de recepción MIMO propuestos, basados en el esquema de igualación DFE: MIMO-DFE, FC-OSIC MIMO-DFE, y MIMO LC-BiDFE. Por último, se muestran los resultados de las simulaciones que se presentan en forma de penalizaciones de potencia producidos por los distintos esquemas de recepción respecto a un sistema MDM ideal en el que las señales se transmiten y se reciben sin ningún tipo de interferencia mutua. Estos resultados se muestran en función del nivel de interferencia que generan los MUX/DEMUX, e incluyen también el efecto de añadir conectores ópticos en el despliegue de fibra.

Capítulo 2

Propagación modal sobre fibra óptica

En este capítulo, se describe el análisis clásico de la propagación de los modos guiados en una fibra óptica. Una fibra óptica es un guía de onda dieléctrica de sección circular, caracterizada por sus bajas pérdidas y fabricada generalmente de vidrio de sílice fundido, aunque también de otros materiales. En su forma más habitual, una fibra óptica consiste en un núcleo cilíndrico de sílice ligeramente alterado, mediante dopado con otros materiales, de manera que el índice de refracción del núcleo sea ligeramente mayor al de la cubierta de sílice que lo rodea, y que puede incluir varios revestimientos exteriores que le dan consistencia a la estructura. Esto permite que la luz inyectada a la fibra sufra reflexión total interna; así los haces de luz en el interior del núcleo no se escapan y la luz puede propagarse con bajos niveles de pérdidas.

La estructura del capítulo es la siguiente. En la sección 2.1, se introducen algunos conceptos acerca de la propagación de los rayos de luz en fibra mediante la aproximación de óptica geométrica. En la sección 2.2, se desarrolla el análisis de los campos electromagnéticos que se propagan en la fibra: en primer lugar, se derivan para una fibra de salto de índice las expresiones exactas de los campos modales propagados, y a continuación se asume la aproximación de guiado débil, que se ajusta a las características de la fibra y que permite reducir la complejidad del problema para obtener las expresiones de los modos linealmente polarizados. Finalmente, en la sección 2.3 se describen las principales características de la fibra que afectan a la transmisión de señales: la dispersión (modal y cromática), la atenuación y el acoplamiento modal.

2.1 Óptica geométrica: rayos guiados en la fibra óptica

En esta sección se muestran los tipos de fibra canónicos, y se estudia las características de la propagación de los rayos de luz. Esta descripción basada en el paradigma de la óptica geométrica, aunque aproximada, es válida cuando el radio del núcleo es mucho mayor que la longitud de onda de la luz, y permite introducir conceptos como los modos propagados y la dispersión entre ellos.

Según el perfil del índice de refracción en la sección transversal de la fibra, se pueden distinguir de manera general dos tipos de fibra (ver figura 2.1). Las fibras en las que la variación del índice de refracción entre el núcleo y la cubierta es abrupta, y el valor se mantiene constante en ambas zonas, se denominan de salto de índice. Si en la fibra, el valor del índice de refracción del núcleo decae de manera gradual hasta el interfaz con la cubierta, se denomina de índice gradual. Aunque existen diseños de fibra con perfiles mucho más complejos, estos dos sencillos casos permiten ilustrar cómo el perfil del índice de refracción afecta a la propagación de los rayos de luz.

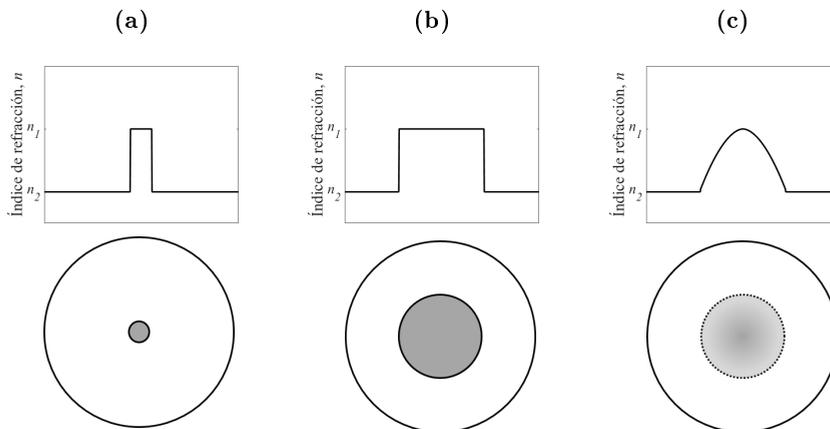


Figura 2.1: Perfil del índice de refracción y sección transversal correspondientes a una SMF de salto de índice (a), una MMF de salto de índice (b), y una MMF de índice gradual (c).

2.1.1 Fibras de salto de índice

Atendiendo a la figura 2.2, si un rayo de luz incide en el núcleo de una fibra óptica con una cierta inclinación respecto al eje θ_i , la componente refractada que se transmite en el interior del núcleo se desvía debido a la diferencia de índices de refracción de ambos medios según la ley de Snell (asumiendo que n_0 es el índice de refracción del aire que rodea a la fibra):

$$n_0 \operatorname{sen}(\theta_i) = n_1 \operatorname{sen}(\theta_r) \quad (2.1)$$

El rayo en el interior del núcleo, al incidir en el interfaz núcleo cubierta con un ángulo de inclinación ϕ_i , sufre de nuevo el efecto de la refracción. Dada la diferencia de índices de la fibra a favor del núcleo, el rayo refractado en la cubierta se propaga con una inclinación (ϕ_r) mayor a la que incide (ver figura 2.2). Aprovechando esta característica, cualquier rayo en el interior del núcleo que incida en el interfaz con una inclinación mayor al ángulo crítico, $\phi \geq \phi_c$, al refractarse permanecerá confinado en el núcleo, experimentando el efecto de reflexión total interna:

$$\phi_c = \operatorname{arcsen}(n_2/n_1) \quad (2.2)$$

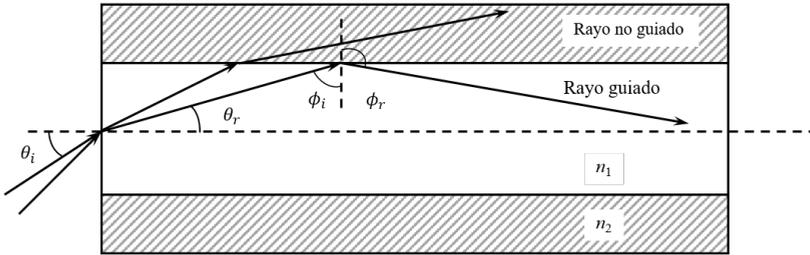


Figura 2.2: Sección longitudinal de una fibra de salto de índice, donde se dibujan las trayectorias correspondientes a un rayo guiado, el cual experimenta la reflexión total interna, y a un rayo no guiado, que se escapa por la cubierta.

Atendiendo a la geometría de la figura 2.2, podemos obtener el ángulo máximo de aceptación de los rayos incidentes a la fibra de forma que permanezcan confinados en el núcleo:

$$n_0 \sin(\theta_i) = n_1 \cos(\phi_c) = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \text{NA} \quad (2.3)$$

Donde hemos definido la apertura numérica (NA) de la fibra que es una medida del grado de aceptación de la luz incidente en la misma. Para diferencias reducidas entre los índices de refracción del núcleo y la cubierta ($n_1 \approx n_2$), la NA puede aproximarse a:

$$\text{NA} \approx n_1 \sqrt{2(n_1 - n_2)/n_1} = n_1 \sqrt{2\Delta} \quad (2.4)$$

Donde se ha definido la diferencia de índices de refracción $\Delta = (n_1 - n_2)/n_1$. Se puede apreciar que un valor elevado de Δ , favorece el acoplamiento de la luz a la fibra. Sin embargo, esta condición no es práctica en la transmisión de señales sobre fibra debido a la dispersión multicamino que sufren los rayos guiados, la cual está vinculada al concepto de la dispersión modal que será introducido más adelante. Dado que los rayos que se propagan en el interior de la fibra con diferentes inclinaciones lo hacen a través de caminos ópticos de distinta longitud, en el extremo final de la fibra estos rayos llegan en instantes diferentes incluso si inciden en el mismo instante en el principio de la fibra y viajan a la misma velocidad. Si la fuente óptica incidente genera a un impulso temporal muy estrecho, la señal recibida en el extremo final sufrirá un

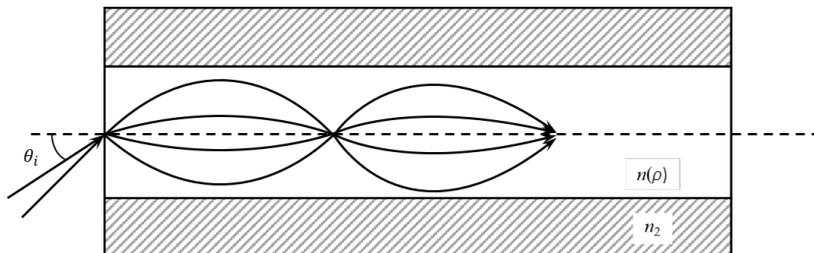


Figura 2.3: Sección longitudinal de una fibra de índice gradual, donde se dibujan las trayectorias de algunos rayos guiados.

ensanchamiento temporal debido a esta diferencia de caminos. Se puede estimar de forma sencilla este ensanchamiento si consideramos los rayos que viajan con menor y mayor longitud de camino: la trayectoria más corta coincide con la longitud de la fibra y corresponde al rayo que incide con $\theta_i = 0$, mientras que el rayo que incide con el valor dado por (2.2) viaja por el camino más largo, $L/\text{sen}(\phi_c)$. Considerando la velocidad de la luz en el núcleo (c/n_1), la diferencia entre los retardos de llegada se puede estimar como:

$$\Delta T = \frac{n_1}{c} \left(\frac{L}{\text{sen}(\phi_c)} - L \right) = \frac{L n_1^2}{c n_2} \Delta \quad (2.5)$$

Que es una medida del ensanchamiento temporal experimentado por un impulso de luz propagado en una fibra de salto de índice, y que en un entorno de comunicaciones ópticas limita el rendimiento en la transmisión de señales dado que puede generar interferencia entre pulsos de información adyacentes [4].

2.1.2 Fibras de índice gradual

El principio básico de la fibra de índice gradual consiste en generar las condiciones que permitan a los rayos que inciden a la fibra con mayor ángulo de inclinación, y por tanto recorren un camino óptico mayor, viajar a una velocidad mayor. De esta forma la diferencia entre los retardos asociados a los rayos propagados en el núcleo se reduce. Esto se consigue mediante la variación gradual del índice de refracción del núcleo de la fibra. Los rayos propagados se muestran en la figura 2.3, donde se apre-

cia como las trayectorias más largas, correspondientes a los rayos que inciden a la fibra con ángulos más oblicuos, se sitúan en zonas del núcleo con menor índice de refracción y por tanto viajan a mayor velocidad. En la mayoría de fibras de índice gradual esta variación puede modelarse mediante la función de perfil siguiente:

$$n(\rho) = \begin{cases} n_1(1 - \Delta(\rho/a)^\alpha), & \rho < a \\ n_1(1 - \Delta) = n_2, & \rho \geq a \end{cases} \quad (2.6)$$

Donde a es el radio del núcleo de la fibra y el parámetro α determina el perfil del índice. Se ha estudiado que, para valores típicos de las fibras utilizadas en comunicaciones, el valor que minimiza la dispersión en fibras de índice gradual es $\alpha = 2(1 - \Delta)$, y el mínimo retardo diferencial obtenido es [4]:

$$\Delta T = Ln_1 \frac{\Delta^2}{8c} \quad (2.7)$$

Que es notablemente inferior al obtenido para una fibra en salto de índice en (2.5).

2.2 Campos modales en la fibra

Se muestra en esta sección la derivación mediante teoría electromagnética de los campos que se propagan en una fibra de salto de índice de sílice. En primer lugar se presentan las soluciones exactas, y a continuación se obtienen las expresiones de los campos resultantes de aplicar la aproximación de guiado débil.

2.2.1 Propagación de ondas en la guía

La propagación del campo electromagnético en un medio dieléctrico, isotrópico, lineal y sin fuentes, como es la fibra, está gobernada por las ecuaciones de Maxwell, que expresadas en forma diferencial [4]:

$$\nabla \times \vec{E} = -\partial \vec{E} / \partial t \quad (2.8)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \partial \vec{D} / \partial t \quad (2.9)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (2.10)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.11)$$

Donde \vec{E} y \vec{H} se definen como los vectores de intensidad de campo eléctrico y campo magnético, respectivamente; y, \vec{D} y \vec{B} , las densidades de flujo eléctrico y magnético. Estos vectores están relacionados a través de los parámetros constitutivos del medio:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.12)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.13)$$

El parámetro μ se define como la permeabilidad del medio, que es igual a la del vacío (μ_0) dada la naturaleza no magnética del vidrio de sílice; mientras que ϵ es la permitividad del medio, que en general es de valor complejo, y cuyas partes reales e imaginaria están vinculadas con el índice de refracción (n) y el coeficiente de absorción (α_{abs}) mediante:

$$\epsilon(\vec{r}, \omega) = (n + i\alpha_{abs}c/2\omega)^2 \quad (2.14)$$

Donde se aprecia la dependencia de ϵ con la frecuencia, que se estudiará más adelante. Para una fibra óptica de salto de índice, se puede asumir que $\epsilon \approx n^2$ dado el bajo nivel de pérdidas del medio en la región del espectro de interés para las comunicaciones ópticas, y que el valor de $\epsilon(\vec{r}, \omega)$ es independiente de la posición para el núcleo o la cubierta de la fibra. Estas consideraciones ayudan a la simplificación del problema, de manera que, tras algunas manipulaciones, a partir de las ecuaciones de Maxwell se obtiene la Ecuación de Helmholtz para el campo eléctrico [4]:

$$\nabla^2 \tilde{E}(\vec{r}, \omega) + n(\omega)k_0^2 \tilde{E}(\vec{r}, \omega) = 0 \quad (2.15)$$

Donde \tilde{E} se define como la transformada de Fourier del vector campo eléctrico, dada la dependencia del mismo con la frecuencia:

$$\tilde{E}(\vec{r}, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}(\vec{r}, t) \exp(i\omega t) dt \quad (2.16)$$

2.2.2 Modos propagados en la fibra óptica

Se definen los modos propagados en la fibra como las soluciones a las ecuaciones de Maxwell sin fuentes que satisfacen las condiciones de contorno de la guía circular con sección transversal infinita y sin pérdidas. De ese modo, los campos en el interior de la guía se pueden representar como una expansión de estos modos. Estas soluciones son una idealización del problema pero se ajustan de manera satisfactoria a la geometría de la fibra óptica con bajas pérdidas. Sin embargo, sólo una parte de la potencia inyectada se propaga sin atenuación en una guía ideal sin pérdidas, el resto es radiada a través de la cubierta. Aunque las soluciones para ambos mecanismos son igualmente válidas desde el punto de vista teórico, sólo las primeras son objeto de estudio en este trabajo, las cuales que representan los modos guiados y cuyo número es finito [5].

Una vez obtenidas las soluciones exactas correspondientes a los modos guiados en la fibra, se asumen una serie de aproximaciones razonables que permiten simplificar el problema de la luz propagada en la fibra. Las nuevas soluciones se expresan como modos linealmente polarizados y se siguen ajustando de manera adecuada a las condiciones de propagación en fibras ópticas convencionales.

2.2.2.1 Modos exactos

Dada la simetría del problema, es más adecuado expresar el campo en coordenadas cilíndricas, considerando el eje z como la dirección de propagación del campo:

$$\tilde{E}(\rho, \phi, z) = \tilde{E}_\rho(\rho, \phi, z)\hat{\rho} + \tilde{E}_\phi(\rho, \phi, z)\hat{\phi} + \tilde{E}_z(\rho, \phi, z)\hat{z} \quad (2.17)$$

Donde la dependencia con la frecuencia ($\exp(i\omega t)$) va implícita. De las 6 componentes del campo eléctrico y magnético, sólo dos son independientes y el resto puede derivarse de éstas de forma directa; por lo tanto, es suficiente con encontrar las expresiones de las componentes z de los campos. Con todo, podemos expresar (2.15) para esa componente del campo eléctrico como:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + n^2 k_0^2 E_z = 0 \quad (2.18)$$

Aplicando el método de separación de variables se puede resolver (2.18), y E_z puede expresarse:

$$E_z(\rho, \phi, z) = F(\rho)\Phi(\phi)Z(z) \quad (2.19)$$

La solución general, para las regiones del núcleo y la cubierta, es una combinación lineal de funciones de Bessel de orden l :

$$F(\rho) = \begin{cases} AJ_l(h\rho) + CY_l(h\rho), & \rho \leq a \\ BK_l(q\rho) + DH_l(q\rho), & \rho > a \end{cases} \quad (2.20)$$

Y los parámetros h y q se definen en función de la constante de propagación β :

$$h = \sqrt{n_1^2 k_0^2 - \beta^2} \quad (2.21)$$

$$q = \sqrt{\beta^2 - n_1^2 k_0^2} \quad (2.22)$$

Si se aplican las condiciones de contorno de la guía, la solución se simplifica: el campo debe ser finito para $\rho = 0$ y debe tender a 0 para $\rho = \infty$. De ese modo, el campo eléctrico entonces puede expresarse mediante:

$$E_z(\rho, \phi, z) = \begin{cases} AJ_l(h\rho) \exp(il\phi) \exp(i\beta z), & \rho \leq a \\ BK_l(q\rho) \exp(il\phi) \exp(i\beta z), & \rho > a \end{cases} \quad (2.23)$$

Donde el índice l sólo puede tomar valores enteros. Aplicando el mismo método podemos obtener la expresión del campo magnético, que tiene la misma forma:

$$H_z(\rho, \phi, z) = \begin{cases} CJ_l(h\rho) \exp(il\phi) \exp(i\beta z), & \rho \leq a \\ DK_l(q\rho) \exp(il\phi) \exp(i\beta z), & \rho > a \end{cases} \quad (2.24)$$

Como ya se ha comentado, a partir de estas expresiones se pueden derivar el resto de componentes de los campos. Una vez obtenidas, se deriva el valor de las constantes que ponderan los campos aplicando la continuidad de las componentes tangenciales en el interfaz núcleo-cubierta. Tras algunas manipulaciones sobre el sistema de ecuaciones resultante, se obtiene la ecuación de valores propios o de dispersión de los modos [6]:

$$\left[\frac{J'_l(ha)}{hJ_l(ha)} + \frac{K'_l(qa)}{qK_l(qa)} \right] \left[\frac{J'_l(ha)}{hJ_l(ha)} + \frac{K'_l(qa)}{qK_l(qa)} \right] = \left(\frac{l\beta}{k_0} \right)^2 \left[\left(\frac{1}{qa} \right)^2 + \left(\frac{1}{ha} \right)^2 \right] \quad (2.25)$$

Así, dadas las especificaciones de los parámetros de la fibra, solamente ha de hallarse el valor de la constante de propagación β . En general, existen múltiples soluciones asociadas a cada valor del índice l , por lo que es más correcto especificar estas distintas soluciones o modos mediante β_{lm} , cuyo valor se obtiene de resolver numéricamente (2.25). En general, los modos resultantes tienen componente no nula para E_z y H_z , y se denominan HE_{lm} o EH_{lm} dependiendo de cuál es la componente que domina, excepto para $l = 0$ en los cuales sí se anula alguna de estas dos componentes y se denominan en consecuencia TE_{0m} y TM_{0m} .

Con todo, cada modo propagado está determinado por su correspondiente β_{lm} , y podemos definir para cada modo el valor del índice efectivo de refracción que experimenta al propagarse (donde se omiten los índices modales l y m , pero están implícitos):

$$\bar{n} = \beta/k_0 \quad (2.26)$$

Que puede tomar valores $n_2 \leq \bar{n} \leq n_1$, y así se puede definir la constante de propagación normalizada, que obviamente sólo puede tomar valor del intervalo entre 0 y 1:

$$b = \frac{\beta/k_0 - n_2}{n_1 - n_2} = \frac{\bar{n} - n_2}{n_1 - n_2} \quad (2.27)$$

Además, definimos la frecuencia normalizada a partir de los parámetros de las funciones de Bessel que definen los campos mediante:

$$V = \sqrt{(ha)^2 + (qa)^2} = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (2.28)$$

Con estas definiciones, podemos expresar la constante de propagación normalizada para cada modo propagado en función de la frecuencia normalizada mediante la resolución de (2.25), tal y como se muestra en la figura 2.4.

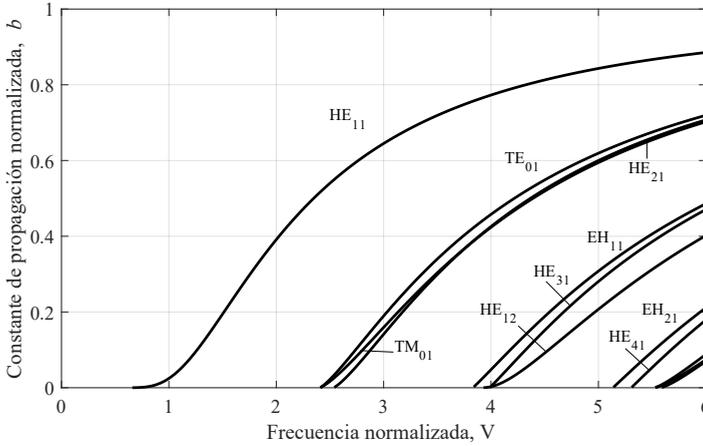


Figura 2.4: Constante de propagación normalizada (b) en función de la frecuencia normalizada (V): curvas correspondientes a los modos exactos de menor orden.

2.2.2.2 Aproximación de guiado débil: modos linealmente polarizados

Los modos exactos derivados en la subsección anterior se caracterizan por su naturaleza híbrida al no poseer en general ninguna componente nula del campo eléctrico o magnético, lo que deriva en una distribución de polarización no uniforme debido a la propia estructura de la guía. Sin embargo, en la práctica las fibras ópticas utilizadas en comunicaciones se caracterizan por una muy baja diferencia de índices de refracción entre el núcleo y la cubierta ($\Delta \ll 1$), y están sujetas por tanto a la condición de guiado débil. Esto implica que, aunque el pequeño valor de Δ es suficiente para que se produzca el efecto de la reflexión total interna, desde el punto de vista de la polarización la fibra se comporta como un medio virtualmente homogéneo ($n_1 \approx n_2$) [7]. Por lo tanto, cada uno de los modos propagados está esencialmente polarizado en una sola dirección, o de otro modo, el vector campo eléctrico y el magnético sólo poseen componente en el plano transversal a la dirección de propagación. Estos modos linealmente polarizados (LP) son en esencia una combinación de modos exactos que poseen la misma constante de propagación (degenerados), y solo poseen una componente de campo eléctrico y otra de campo magnético no nula [8].

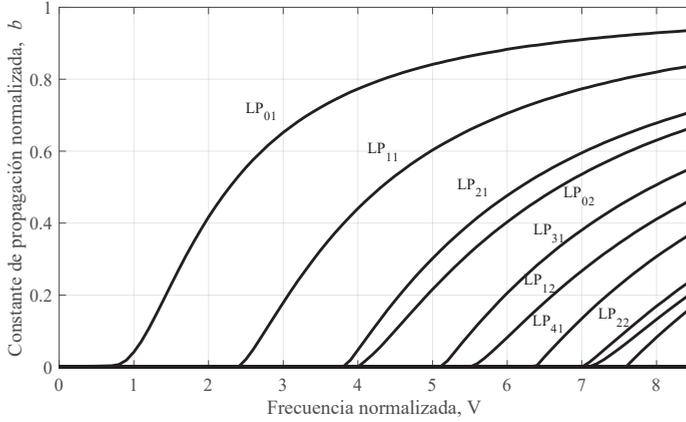


Figura 2.5: Constante de propagación normalizada (b) en función de la frecuencia normalizada (V): curvas correspondientes a los modos LP_{lm} de menor orden

Bajo esta premisa, la ecuación de dispersión en (2.25) se simplifica dando lugar a [6]:

$$ha \frac{J_{l-1}(ha)}{J_l(ha)} = -qa \frac{K_{l-1}(qa)}{K_l(qa)} \quad (2.29)$$

La resolución de esta expresión permite obtener la constante de propagación para cada modo LP_{lm} , y los resultados se muestran en función de la frecuencia normalizada en la figura 2.5.

Finalmente, las expresiones del campo eléctrico para una polarización según el eje x son:

$$E_x = \begin{cases} AJ_l(h\rho) \exp(il\phi) \exp(i\beta z), & \rho \leq a \\ BK_l(q\rho) \exp(il\phi) \exp(i\beta z), & \rho > a \end{cases} \quad (2.30)$$

$$E_y = 0 \quad (2.31)$$

$$E_z \approx 0 \quad (2.32)$$

En la figura 2.6 se muestra, a modo ejemplo, la distribución transversal de intensidad para algunos modos LP propagados en la fibra. Se aprecia como los índices modales marcan su variación en el plano trans-

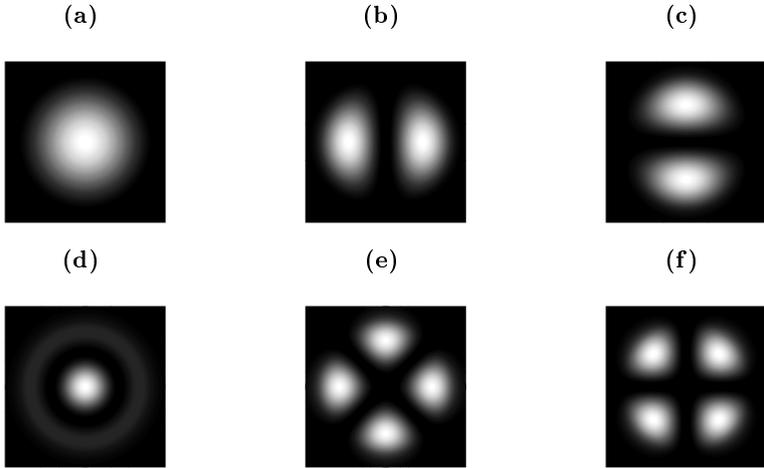


Figura 2.6: Perfiles modales transversales de potencia normalizados para los modos linealmente polarizados de órdenes inferiores: LP_{01} (a), LP_{11a} (b), LP_{11b} (c), LP_{02} (d), LP_{21a} (e), y LP_{21b} (f).

versal: l en azimut y m radial. Para $l \neq 0$, la variación en azimut puede producirse según una función en seno o coseno, que corresponde a los modos LP_{lma} y LP_{lmb} respectivamente, por lo que el factor de degeneración para estos modos es 2, al que hay que añadir el factor 2 asociado a las polarizaciones ortogonales que pueden propagarse para un mismo modo (para cualquier valor de l).

2.3 Características de la fibra

En esta sección se describen las características de la fibra que más condicionan la transmisión de señales.

2.3.1 Dispersión en la fibra

La dispersión intermodal o simplemente modal se define como la diferencia entre la velocidad de grupo que experimentan los diferentes modos propagados en la fibra. Por otro lado, la dispersión intramodal, de velocidad de grupo o cromática, se refiere a la dependencia de la constante de propagación de cada modo con la frecuencia, lo que provoca que distintas componentes espectrales de una señal propagada en un modo cualquiera experimenten un retardo de grupo distinto. Ambos fenómenos no son excluyentes y se producen simultáneamente en la fibra.

Se define la velocidad de grupo (v_g) como la velocidad a la que se propagan los planos de amplitud constante de una onda [9], que en este caso corresponde por lo tanto a la velocidad de los planos de amplitud constante de cada modo propagado en la fibra:

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} = \left(\frac{d}{d\omega} \left(\bar{n} \frac{\omega}{c} \right) \right)^{-1} = \frac{c}{\bar{n}_g} \quad (2.33)$$

Donde se ha empleado la definición en (2.26) de la constante de propagación de cada modo (β), y se ha introducido el concepto de índice de grupo (\bar{n}_g):

$$\bar{n}_g = \bar{n} + \omega \frac{d\bar{n}}{d\omega} \quad (2.34)$$

2.3.1.1 Dispersión modal

Si se asume en primer lugar que el índice de refracción efectivo para un modo propagado dado es constante en frecuencia, al menos para la región espectral de trabajo, la expresión (2.34) se reduce a $\bar{n}_g \approx \bar{n}$. De este modo, podemos definir el retardo de grupo por unidad de longitud que sufre la luz propagada sobre dicho modo mediante:

$$\frac{\tau_g}{L} = \frac{1}{v_g} = \frac{\bar{n}}{c} \quad (2.35)$$

Si consideramos que una portadora óptica infinitamente estrecha incide en un extremo de la fibra sobre la que se propagan varios modos, en el extremo final de la misma el campo total será una combinación de

los campos modales propagados cada uno con un retardo de grupo en general diferente.

2.3.1.2 Dispersión cromática

En realidad, como ya se ha comentado anteriormente, el índice de refracción efectivo es dependiente de la frecuencia, y por lo tanto también lo es la constante de propagación modal. Se puede aproximar la constante de propagación en el entorno reducido de una frecuencia óptica (ω_0 , $\omega - \omega_0 \ll \omega_0$) mediante su desarrollo en serie de Taylor:

$$\beta(\omega) \approx \beta_0 + \beta_1 \cdot (\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2 \cdot (\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3 \cdot (\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (2.36)$$

Donde se define el valor de la derivada k -ésima de la constante de propagación en ω_0 como $\beta_k = (d^k \beta)/(d\omega^k)$. En consecuencia, β_0 corresponde al valor de la constante de propagación para la frecuencia ω_0 , y se relaciona con la variación de fase de la onda, β_1 coincide con el retardo de grupo por unidad de longitud que define la dispersión modal en (2.35), y finalmente β_2 y β_3 , relacionados respectivamente con el parámetro de dispersión (D) y la pendiente de dispersión (S), definen la dispersión cromática.

El parámetro de dispersión describe la dependencia del índice efectivo modal con la frecuencia, y se define:

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d}{d\omega} \left(\frac{1}{v_g} \right) \beta_2 = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \left(2 \frac{d\bar{n}}{d\omega} + \omega \frac{d^2 \bar{n}}{d\omega^2} \right) \quad (2.37)$$

Tras algunas manipulaciones a esta expresión, se puede expresar D como la suma de dos términos [4]:

$$D = D_M + D_W \quad (2.38)$$

El término de la dispersión material (D_M) recoge la dependencia con la frecuencia inherente del índice de refracción del material que forma la guía, que para fibras de sílice está perfectamente caracterizada. Por su parte, el término de dispersión guía onda (D_W) está relacionado con la condición de fase de los modos propagados y depende de los parámetros de diseño de la fibra como el radio del núcleo o la diferencia de índices.

En cuanto a la dispersión cromática de segundo orden (β_3), sólo se considera en casos en que el valor de la dispersión cromática de primer orden (β_2) es muy bajo, y se relaciona con S mediante:

$$S = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)^2 \beta_3 + \left(\frac{4\pi c}{\lambda^3}\right) \beta_2 \quad (2.39)$$

En resumen, se han mostrado como las componentes espectrales de la luz propagada en un modo concreto se propagan de forma desigual y esta también es una limitación importante a la hora de transmitir señales sobre fibra óptica.

2.3.2 Atenuación en la fibra

Las pérdidas de la fibra representan otro factor limitante dado que reducen la potencia de la señal recibida y elevan por tanto la probabilidad de error en la detección de la información asociada. Aunque la fibra óptica se caracteriza por su bajo nivel de pérdidas en las ventanas típicas de trabajo, existen varios mecanismos de atenuación que influyen de manera distinta y se deben tanto a factores intrínsecos al material que forma la fibra como a factores extrínsecos como impurezas o curvaturas [10].

En la figura 2.7 se muestra la curva característica del coeficiente de atenuación de una fibra de sílice, donde se han señalado las regiones del espectro donde dominan los principales mecanismos que gobiernan el fenómeno de la atenuación en la fibra.

En primer lugar, la atenuación Rayleigh se produce debido al direccionamiento de parte de la energía que transporta la señal hacia regiones fuera del medio de transmisión, y tiene su origen en las fluctuaciones, de orden local y dimensiones mucho menores que la longitud de onda de trabajo, en el índice de refracción del material que compone la fibra. Este fenómeno de atenuación varía según λ^{-4} , y en la figura 2.7 se aprecia como éste es el mecanismo dominante en longitudes de onda corta.

La atenuación por iones OH genera un pico de atenuación en $1.38 \mu\text{m}$ en la figura 2.7. Esta longitud de onda es un armónico de la resonancia de absorción (muy por encima del rango de longitudes de onda de trabajo) producida por los radicales OH presentes en la fibra. La presencia de grupos hidroxilos en la fibra se origina en el proceso de fabricación, y la reducción de su concentración en el material permite reducir su influencia en la atenuación hasta hacerla incluso despreciable.

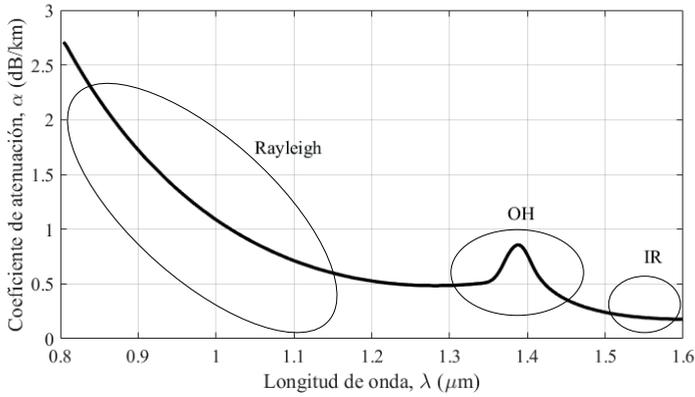


Figura 2.7: Coeficiente de atenuación de una fibra óptica de sílice en función de la longitud de onda, donde se señalan las regiones en las que dominan los principales mecanismos de atenuación.

Finalmente, la atenuación infrarroja se debe a la existencia en el infrarrojo muy lejano de muy intensas bandas de absorción, originadas por vibraciones y oscilaciones de las unidades estructurales que componen el material de la fibra. De este modo, este mecanismo domina principalmente la atenuación a longitudes de onda largas, como se aprecia en la figura 2.7.

2.3.3 Acoplamiento modal

Aunque el desarrollo teórico hasta este momento en este capítulo considera la fibra óptica como una guía de onda casi homogénea en el que los modos propagados son ortogonales entre sí, bajo ciertas condiciones se puede generar acoplamiento entre los distintos campos modales. A grandes rasgos, se puede distinguir entre dos tipos de acoplamiento atendiendo a cómo se genera: por un lado, el acoplamiento continuo se produce de manera gradual lo largo de la fibra debido a imperfecciones de la misma, mientras que el acoplamiento discreto se genera de forma local en discontinuidades de la fibra [11].

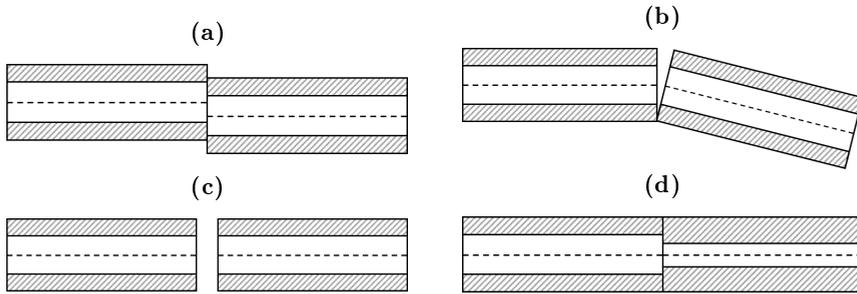


Figura 2.8: Mecanismos en una unión de fibras que generan acoplamiento entre modos: desplazamiento lateral (a), desplazamiento angular (b), desplazamiento longitudinal (c), y desajuste entre diámetros del núcleo (d).

2.3.3.1 Acoplamiento continuo

El acoplamiento continuo es un fenómeno en general no intencionado que se produce en la fibra. Son fuentes de acoplamiento las imperfecciones producidas en el proceso de fabricación, como la falta de circularidad en el núcleo, la rugosidad en el interfaz núcleo-cubierta, las variaciones en el perfil índice, pero también factores externos como tensiones en los recubrimientos exteriores de la fibra, dobleces y giros.

El grado de acoplamiento entre dos modos está fuertemente ligado a la diferencia entre las constantes de propagación de dichos modos ($\Delta\beta$). Por ejemplo, para una fibra multimodo (MMF) de sílice, modos propagados casi degenerados que pertenecen al mismo grupo modal, se acoplan por completo tras distancias del orden de 300 m; por otro lado, incluso en fibras con muy baja dispersión modal en las que los modos viajan a velocidades de grupo muy similares, los modos pertenecientes a diferentes grupos modales se acoplan sólo parcialmente tras distancias del orden de 100 km [12].

2.3.3.2 Acoplamiento discreto

El acoplamiento discreto se produce de forma local en puntos de la fibra que rompen la homogeneidad del medio, como por ejemplo conectores, empalmes o fracturas del material. Varios mecanismos de desalineamiento entre fibras que generan acoplamiento modal se muestran en la figura 2.8, aunque de todos ellos, el desalineamiento lateral es la fuente más habitual de degradación en interconexiones de fibras [13]. Seguidamente,

se muestra el desarrollo que permite calcular los coeficientes de acoplamiento modal debido al desplazamiento lateral entre dos fibras de salto de índice en condiciones de guiado débil.

En el interfaz de la discontinuidad entre dos guías de onda circulares, se cumple la condición de continuidad de las componentes transversales [14]:

$$\vec{E}_{t,in} = \vec{E}_{t,out} \quad \vec{H}_{t,in} = \vec{H}_{t,out} \quad (2.40)$$

Los campos transversales a la salida de la discontinuidad son una combinación de las componentes correspondientes a los modos guiados, y a los modos radiados que no se propagan:

$$\vec{E}_{t,out} = \sum_j c_j \cdot \vec{e}_{t,j} + \vec{E}_{t,rad} \quad (2.41)$$

$$\vec{H}_{t,out} = \sum_j c_j \cdot \vec{h}_{t,j} + \vec{H}_{t,rad} \quad (2.42)$$

Por otro lado, a la entrada de la discontinuidad se asume que la fibra incidente es lo suficientemente larga como para que las componentes de campo radiado se hayan desvanecido; por lo tanto, el campo incidente corresponde sólo a modos guiados, y las componentes transversales se expresan:

$$\vec{E}_{t,in} = \sum_k c'_k \cdot \vec{e}'_{t,k} \quad (2.43)$$

$$\vec{H}_{t,in} = \sum_k c'_k \cdot \vec{h}'_{t,k} \quad (2.44)$$

Así, el coeficiente c_j que pondera el j -ésimo modo propagado a la salida de la discontinuidad, con distribución de campo transversal $\vec{e}_{t,j}$ y $\vec{h}_{t,j}$, se obtiene al integrar sobre la sección infinita los campos transversales a uno y otro lado de la discontinuidad:

$$\begin{aligned} c_j &= \frac{1}{2N_j} \int_{A_\infty} \left(\vec{E}_{t,in} \times \vec{h}_{t,j} \right) \cdot \hat{z} \, dA \\ &= \frac{1}{2N_j} \int_{A_\infty} \left(\vec{H}_{t,in} \times \vec{e}_{t,j} \right) \cdot \hat{z} \, dA \end{aligned} \quad (2.45)$$

Donde se define el factor de normalización de potencia del j -ésimo modo como:

$$N_j = \frac{1}{2} \int_{A_\infty} \left(\vec{e}_{t,j} \times \vec{h}_{t,j} \right) \cdot \hat{z} \, dA \quad (2.46)$$

Los campos modales en una fibra según la aproximación de guiado débil sólo poseen componente transversal ($E_z = H_z \approx 0$):

$$\vec{E} \approx \vec{e}_t(x, y) \cdot e^{(i\beta z)} \quad (2.47)$$

$$\vec{H} \approx \vec{h}_t(x, y) \cdot e^{(i\beta z)} \quad (2.48)$$

$$\vec{h}_t(x, y) \cong -n_1 \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \vec{e}_t(x, y) \times \hat{z} \quad (2.49)$$

Para el caso de un campo eléctrico incidente con polarización lineal sobre el eje x , la expresión de los campos modales se reduce a:

$$\vec{E} = e_x(x, y) \cdot e^{(i\beta z)} \cdot \hat{x} \quad (2.50)$$

$$\vec{H} = n_1 \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} e_x(x, y) \cdot e^{(i\beta z)} \cdot \hat{y} \quad (2.51)$$

Si en la discontinuidad las fibras desalineadas son paralelas al eje de propagación de la onda, como ocurre en el caso de desalineamiento lateral entre dos fibras (ver figura 2.8a), los campos a uno y otro lado sólo poseen componente transversal:

$$\vec{E}_{in} = \vec{E}_{t,in} \quad \vec{H}_{in} = \vec{H}_{t,in} \quad (2.52)$$

De este modo, la amplitud modal correspondiente al j -ésimo modo guiado en la guía saliente, c_j , se obtiene de la suma de las integrales entre la distribución transversal de dicho modo y la de cada uno de los modos propagados en la fibra incidente con sendas amplitudes modales c'_k :

$$\begin{aligned} c_j &= \frac{1}{2N_j} \int_{A_\infty} \left[\sum_k c'_k \cdot e_{x,k}(x', y') \cdot \hat{x} \right] \times \left[n_1 \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} e_{x,j}(x, y) \cdot \hat{y} \right] dA \\ &= \sum_k c'_k \int_{A_\infty} e_{x,k}(x', y') \cdot e_{x,j}(x, y) \, dA \end{aligned} \quad (2.53)$$

Donde, por simplicidad, se ha considerado que las distribuciones de campo transversal modales están normalizadas en potencia:

$$\int_{A_\infty} |\vec{e}_{t,l}(x, y)|^2 dA = \int_{A_\infty} |e_{x,l}(x, y)|^2 dA = 1, \quad \forall l = 0, 1, 2, \dots \quad (2.54)$$

La distribución de los campos modales LP_{lm} , incluidas ambas distribuciones en forma de seno y coseno, para la fibra circular de salto de índice expresada en coordenadas cilíndricas (donde la variación de la fase se omite por claridad dado que no afecta al desarrollo) ha sido derivada anteriormente, y aquí se expresa con la coordenada radial normalizada al radio del núcleo:

$$\vec{E}_{lm} = \hat{x} \cdot \psi_{lm}(R, \phi) = \hat{x} \cdot \begin{cases} F_l(R) \cdot \cos(l\phi) \\ F_l(R) \cdot \text{sen}(l\phi) \end{cases} \quad (2.55)$$

$$F_l(R) = \begin{cases} J_l(uR), & 0 \leq R \leq 1 \\ K_l(wR), & R > 1 \end{cases} \quad (2.56)$$

$$R = \rho/a \quad u = a\sqrt{k_0^2 n_1^2 - \beta^2} \quad w = a\sqrt{\beta^2 - k_0^2 n_1^2} \quad (2.57)$$

Siendo a el radio del núcleo de la fibra y β la constante de propagación del modo LP_{lm} . Con todo, podemos calcular el coeficiente de acoplamiento del j -ésimo modo LP saliente (definido por los índices modales l_j y m_j) mediante:

$$c_j = \frac{1}{\iint_{A_\infty} |\psi_{l_j m_j}(R, \phi)|^2 R dR d\phi} \cdot \sum_k c'_k \frac{\iint_{A_\infty} \psi_{l_k m_k}(R', \phi') \cdot \psi_{l_j m_j}(R, \phi) R dR d\phi}{\iint_{A_\infty} |\psi_{l_k m_k}(R', \phi')|^2 R dR d\phi} \quad (2.58)$$

El desalineamiento lateral entre las fibras queda definido por la dupla (R_0, ϕ_0) , ver figura 2.9. Si tomamos el origen de coordenadas de la fibra saliente como referencia, podemos expresar las distribuciones de los modos entrantes respecto a esta referencia mediante los cambios de variables:

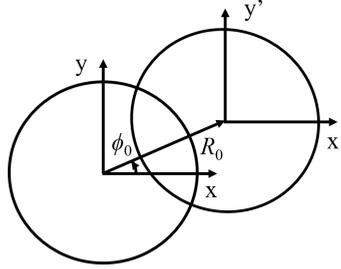


Figura 2.9: Ejes de coordenadas y variables que definen el desplazamiento lateral entre dos fibras ópticas.

$$R' = \sqrt{R^2 + R_0^2 - 2RR_0 \cdot \cos(\phi - \phi_0)} \quad (2.59)$$

$$\phi' = \arctan \left(\frac{R \operatorname{sen} \phi - R_0 \operatorname{sen} \phi_0}{R \cos \phi - R_0 \cos \phi_0} \right) \quad (2.60)$$

De este modo, la resolución de la integral permite obtener los coeficientes de acoplamiento que caracterizan por completo la interacción entre los modos propagados en ambas fibras desalineadas.

2.4 Resumen y conclusiones

En este capítulo se ha mostrado el modelo teórico que permite caracterizar la propagación de la luz, en la región del espectro óptico de interés en comunicaciones, en una fibra óptica de salto de índice fabricada a base de vidrio de sílice. Para ello, se ha incidido en los efectos de la fibra que inducen mayor grado de distorsión en las señales propagadas: la dispersión, la atenuación y el acoplamiento modal.

Finalmente, en la tabla 2.1 se muestra, a modo de resumen, el valor de algunos parámetros modales definidos en este capítulo para una SMF estándar de $4.1 \mu\text{m}$ de radio a longitudes de onda habituales de trabajo y calculadas mediante el modelo descrito en este capítulo.

λ (nm)		1550	1310	850			
V		2.0309	2.4076	3.7252			
n_1		1.4440	1.4468	1.4525			
n_2		1.4388	1.4416	1.4473			
Modo	Guiado débil	LP ₀₁	LP ₀₁	LP ₀₁	LP ₁₁		
	Exacto	HE ₁₁	HE ₁₁	HE ₁₁	TE ₀₁	TM ₀₁	HE ₂₁
\bar{n}_g		1.4630	1.4623	1.4664	1.4671	1.4671	1.4671
\bar{n}		1.4410	1.4444	1.4512	1.4493	1.4493	1.4493
β (rad/ μm)		5.8413	6.9274	10.7274	10.7133	10.7132	10.7132
b		0.4254	0.5315	0.7463	0.3802	0.3794	0.3794

Tabla 2.1: Parámetros modales para una SMF estándar de 4.1 μm de radio a varias longitudes de onda.

Capítulo 3

Igualación de señales OFDM en transmisiones sobre MMF a 1550 nm

En este capítulo se investiga la capacidad de los diferentes esquemas con multiplexación por división en frecuencia ortogonal (OFDM), entre los que se incluye una propuesta original de receptor combinado, de lidiar con la dispersión modal en enlaces de fibra multimodo (MMF) con fuerte selectividad frecuencial, por medio de simulaciones numéricas que muestran las tasas de datos alcanzables por dichos receptores. A su vez, se incluye un estudio de la complejidad estimada para cada uno de los receptores OFDM evaluados.

La organización del capítulo es la siguiente. En la primera sección 3.1, se introducen los antecedentes y la motivación del capítulo. En la sección 3.2, se describen de manera exhaustiva los diferentes esquemas de recepción OFDM, incluyendo su derivación matemática, así como la estimación de su complejidad. La sección 3.3 contiene primeramente una descripción del modelo estadístico que se utiliza para simular numéricamente los enlaces de MMF, y a continuación se presentan los resultados de dichas simulaciones incluyendo una comparación de la complejidad según las configuraciones de los esquemas utilizados. Finalmente, las principales conclusiones se derivan en la última sección 3.4.

3.1 Introducción: antecedentes y motivación

Las MMF están ampliamente desplegadas en redes de área local e interconexiones ópticas debido a su bajo coste y facilidad de instalación y mantenimiento, comparado con la fibra monomodo (SMF). Sin embargo, la máxima tasa de datos transmitida está limitada en su mayoría por la dispersión modal intrínseca a la MMF.

En los últimos años, se han presentado diferentes soluciones con el fin incrementar la tasa de datos de los sistemas ya desplegados sobre MMF. Algunas propuestas se basan en modificar el transmisor óptico actuando sobre la modulación de la señal (codificación multinivel [15], multiplexación por división en longitud de onda [16] y multiplexación por subportadoras [17] [16]), o incluyendo técnicas de igualación en el receptor [18]. OFDM combina las ventajas de todas estas técnicas, mostrándose como una solución efectiva para incrementar la capacidad de los enlaces de MMF [19]. Otras propuestas para incrementar la tasa de datos transmitida están basadas en la técnica de excitación modal parcial de la fibra [20], la cual permite estabilizar de forma efectiva los valores de ancho de banda de la MMF, especialmente las de perfil de índice gradual; sin embargo, en la práctica es difícil mantener la distribución modal inicial a lo largo del despliegue de fibra si el enlace contiene algún conector óptico.

OFDM es capaz de mitigar la interferencia entre bloques (IBI) en canales dispersivos si se añade un intervalo de guarda entre ellos. En el esquema clásico OFDM, este intervalo de guarda consiste en un prefijo cíclico (CP-OFDM), que se construye añadiendo al principio de cada símbolo una copia de las últimas muestras temporales correspondientes a dicho símbolo OFDM. En el receptor, las muestras correspondientes al CP se descartan, dado que contienen la interferencia del símbolo que le precede, y, tras procesar mediante transformada discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform*, DFT) cada bloque OFDM, finalmente la igualación de cada subportadora se realiza con una única multiplicación por el coeficiente adecuado. Se consigue así un receptor de baja complejidad a costa de desaprovechar la redundancia introducida por el CP.

En el ámbito de las comunicaciones sobre fibra óptica, CP-OFDM se ha mostrado capaz de mitigar tanto la dispersión cromática en enlaces de SSMF [21], como la dispersión modal en enlaces de MMF [22]. Sin embargo, la probabilidad de error aumenta dramáticamente en presencia de nulos espectrales o desvanecimientos profundos en frecuencia cerca de

alguna de las subportadoras, lo que puede dificultar o incluso impedir la recuperación la información asociada a dichas subportadoras [23]. Una solución para superar el deterioro de CP-OFDM en este entorno de fuerte selectividad frecuencial es la adaptación de la señal. Así, es posible ajustar el nivel de potencia y/o el orden de modulación en cada una de las subportadoras atendiendo a la respuesta en frecuencia del canal [24]. La técnica de modulación adaptativa sobre CP-OFDM (*Adaptively Modulated Optical*, AMO-OFDM) se ha anunciado como la mejor alternativa para maximizar el rendimiento de CP-OFDM en enlaces de MMF [25][26]. AMO-OFDM es capaz de alcanzar 35 Gb/s en el 99.5 % de los enlaces de MMF instalados actualmente con modulación de intensidad y detección directa (IM/DD) [26]. Estos resultados han sido obtenidos mediante simulaciones basadas en un modelo estadístico de enlaces dispersivos de MMF previamente propuesto en [27]. La principal objeción a AMO-OFDM es la necesidad de establecer un canal de retorno que permita la negociación entre los extremos del enlace y poder así adaptar la carga de datos de cada subportadora, mediante el ajuste del orden de modulación, a la respuesta en frecuencia del canal.

Para mejorar el rendimiento de OFDM ante canales con selectividad frecuencial en comunicaciones inalámbricas, se ha propuesto en [28] la utilización de un postfijo de ceros en lugar del prefijo cíclico (ZP-OFDM). ZP-OFDM posee las ventajas inherentes a OFDM, como la alta eficiencia espectral, flexibilidad y robustez, pero añade además la habilidad de compensar las condiciones de fuerte selectividad frecuencial sin establecer una negociación previa entre el transmisor y el receptor. Así, ZP-OFDM ha sido propuesto para aumentar la tolerancia a la dispersión de modos de polarización (PMD) en enlaces de SSMF a 1550 nm [29].

ZP-OFDM implementa en recepción un igualador bajo el criterio forzador de ceros (ZF) sobre toda la señal recibida, incluido el intervalo de guarda, lo que implica un incremento de la complejidad del receptor comparado con CP-OFDM [28]. Sin embargo, existe una implementación de receptor de baja complejidad para ZP-OFDM, basada en la técnica de solapamiento y suma (*Overlap-Add*, OLA) [28], la cual es equivalente a CP-OFDM en complejidad, pero también en capacidad de detección.

Además, dado que la señal ZP-OFDM recibida se ve afectada por la interferencia entre las subportadoras del mismo bloque, es posible utilizar esquemas de detección con cancelación sucesiva de interferencia (SIC) de forma similar a como se utiliza en sistemas de entrada múltiple y sa-

lida múltiple (MIMO) para cancelar la interferencia entre los distintos transmisores. Por ejemplo, se ha propuesto un esquema SIC subóptimo para mejorar la tasa de error ofrecida por el receptor ZF en sistemas ZP-OFDM sobre SSMF con PMD a 1550 nm [29]. En este capítulo se propone la utilización de un esquema de SIC óptimo conocido como arquitectura *Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time* (V-BLAST), el cual fue desarrollado en origen para sistemas MIMO, para la detección de señales ZP-OFDM. Sin embargo, la alta complejidad asociada a V-BLAST hace que su implementación sea difícil en este ámbito, por lo que se propone de manera novedosa un receptor combinado: el esquema OLA se utiliza para detectar las subportadoras menos atenuadas por el canal y, tras eliminar de la señal recibida la contribución de dichas subportadoras, la arquitectura V-BLAST se utiliza para detectar las restantes subportadoras más problemáticas. El principal objetivo de esta propuesta es alcanzar el mejor rendimiento proporcionado por V-BLAST, pero con la menor complejidad global posible asociada al receptor.

3.2 Esquemas OFDM: definiciones y complejidad

En la presente sección y las siguientes, los operadores matriciales $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ y $(\cdot)^\dagger$, designan el conjugado, la transposición, la transposición conjugada y la pseudo inversa de Moore respectivamente. Además, se define la fila i -ésima de una matriz \mathbf{A} como $\mathbf{A}(i, :)$, del mismo modo que la columna i -ésima se define mediante $\mathbf{A}(:, i)$. Para estimar la complejidad computacional, se ha contabilizado el número de productos reales requeridos, ya que ésta es una de las operaciones que más área y potencia consume en una implementación de hardware. Además, se asume que un producto complejo se puede implementar mediante 4 multiplicaciones reales. Finalmente, la complejidad estimada de los receptores se divide en dos partes: preprocesado y detección. La primera corresponde a todas las operaciones necesarias antes de detectar la señal y que se realizan cada vez que se actualiza la estimación del canal, mientras que la segunda corresponde a las operaciones para la estimación de los datos que se realiza cada vez que se recibe un nuevo símbolo OFDM.

3.2.1 OFDM con prefijo cíclico: CP-OFDM

La señal OFDM descrita en este trabajo es de valor real en el dominio del tiempo, también llamada en la literatura modulación multitonal discreta (*Discrete Multitone Modulation*, DMT). Para generar una señal real DMT, la secuencia de N_{DATA} símbolos de información en cada símbolo OFDM debe mantener simetría Hermítica, evitando además cargar datos sobre las portadoras de continua y de alta frecuencia:

$$\mathbf{s}_N = [0, s(1), s(2), \dots, s(N_{DATA}), 0, \dots, 0, s^*(N_{DATA}), \dots, s^*(1)]^T \quad (3.1)$$

La señal temporal se genera procesando mediante transformada discreta inversa de Fourier (IDFT) el bloque de símbolos de tamaño N , donde la matriz \mathbf{F}_N modela la transformada discreta de Fourier (DFT) de N puntos y su transpuesta conjugada, \mathbf{F}_N^H , la IDFT.

$$\mathbf{x}_N = \mathbf{F}_N^H \cdot \mathbf{s}_N \quad (3.2)$$

El CP, una copia de las D últimas muestras de la señal temporal, se añade entonces al principio para formar la señal temporal de tamaño $P = N + D$ correspondiente a un símbolo CP-OFDM (ver figura 3.1a):

$$\mathbf{x}_{CP} = [x_N(N - D + 1), \dots, x_N(N), x_N(1), x_N(2), \dots, x_N(N)]^T \quad (3.3)$$

En recepción (figura 3.1b), tras descartar las primeras D muestras de la señal temporal correspondientes a cada bloque CP-OFDM de tamaño P , y si el orden de la respuesta al impulso del canal (L , $h(i) = 0$ para $i > L$) satisface la relación $D \geq L$ [30], la IBI se elimina y la señal recibida es entonces:

$$\mathbf{r}_{CP} = \mathbf{C}_N(\mathbf{h}) \cdot \mathbf{F}_N^H \cdot \mathbf{s}_N + \mathbf{n}_N \quad (3.4)$$

Donde la matriz de canal $\mathbf{C}_N(\mathbf{h})$ de tamaño $[N \times N]$ es circulante con la primera columna dada por $[h(0), 0, \dots, 0, h(L), \dots, h(1)]^T$, y \mathbf{n}_N es un vector de N muestras de ruido blanco aditivo Gaussiano (*Additive White Gaussian Noise*, AWGN) de varianza σ_n^2 [28]. Aplicando la DFT sobre la señal se obtienen los correspondientes símbolos recibidos:

$$\mathbf{d}_{CP} = \mathbf{F}_N \cdot \mathbf{r}_{CP} = \mathbf{D}_N(\tilde{\mathbf{H}}) \cdot \mathbf{s}_N + \boldsymbol{\eta}_{CP} \quad (3.5)$$

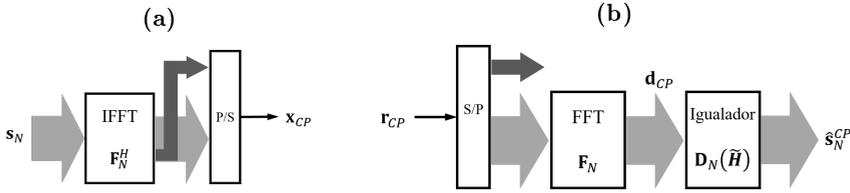


Figura 3.1: Diagrama de bloques del transmisor (a) y el receptor (b) CP-OFDM.

Donde se ha aprovechado la propiedad de una matriz circulante de poder ser diagonalizada mediante pre(post)-multiplicación de matrices (I-)DFT [31]. Se cumple que $\mathbf{F}_N \cdot \mathbf{C}_N(\mathbf{h}) \cdot \mathbf{F}_N^H = \mathbf{D}_N(\tilde{\mathbf{H}})$, siendo $\mathbf{D}_N(\tilde{\mathbf{H}})$ una matriz diagonal donde $\tilde{\mathbf{H}}$ es igual a la DFT de N puntos de la respuesta al impulso del canal discreto equivalente. Así la igualación consiste en compensar cada subportadora con la inversa del coeficiente de la respuesta en frecuencia del canal correspondiente; esto permite una detección en una sola etapa de baja complejidad.

$$\hat{s}^{CP}(i) = d_{CP}(i) / \tilde{H}(i) \quad (3.6)$$

Con todo, queda patente que el símbolo i -ésimo no podrá ser recuperado si la respuesta espectral del canal posee un nulo sobre dicha subportadora ($\tilde{H}(i) = 0$), incluso si la atenuación es muy fuerte debido a la resolución limitada de los procesadores de señal.

A continuación, se muestra de manera esquemática el algoritmo de detección previamente descrito para el receptor CP-OFDM, donde se diferencian las distintas etapas de preprocesado y detección.

ALGORITMO DE RECEPCIÓN CP:**1. Preprocesado CP:**

- a) Cálculo de la DFT de la respuesta al impulso del canal discreto equivalente, $\tilde{\mathbf{H}}$.
- b) Obtención de la inversa de los coeficientes de $\tilde{\mathbf{H}}$ correspondientes a las N_{DATA} subportadoras con datos.

2. Detección CP:

- a) Obtención de los símbolos recibidos: DFT de la señal recibida, (3.5).
- b) Igualación de símbolo de una etapa sobre las N_{DATA} subportadoras, (3.6).

Seguidamente, se estima la complejidad aritmética asociada a cada paso del algoritmo de detección para el receptor CP-OFDM.

COMPLEJIDAD DEL RECEPTOR CP:

I.1.a) La DFT de N puntos calculada mediante el algoritmo rápido de la DFT (*Fast Fourier Transform*, FFT) de una secuencia real se puede computar como la de una secuencia compleja de longitud la mitad [32].

$$\text{COSTE I.1.a)} \Rightarrow N \log_2(N/2) \text{ productos } \mathbb{R}$$

I.1.b) La inversa de un número complejo, $1/\tilde{H}(i)$, se puede calcular mediante el método de Newton Raphson [33] con un coste de 14 productos \mathbb{R} . Para la secuencia de N_{DATA} símbolos:

$$\text{COSTE I.1.b)} \Rightarrow 14N_{DATA} \text{ productos } \mathbb{R}$$

I.2.a) El mismo coste que el paso I.1.a):

	COMPLEJIDAD (productos \mathbb{R})
PREPROCESADO	$N \log_2(N/2) + 14N_{DATA}$
DETECCIÓN	$N \log_2(N/2) + 4N_{DATA}$

Tabla 3.1: Complejidad de los receptores CP-OFDM y OLA ZP-OFDM.

$$\text{COSTE I.2.a)} \Rightarrow N \log_2(N/2) \text{ productos } \mathbb{R}$$

I.2.b) Un producto complejo por cada una de las subportadoras, en total:

$$\text{COSTE I.2.b)} \Rightarrow 4N_{DATA} \text{ productos } \mathbb{R}$$

Finalmente, la complejidad de cada etapa del receptor CP-OFDM se muestra en la tabla 3.1 a modo de resumen.

3.2.2 OFDM con postfijo de ceros: ZP-OFDM

La única diferencia en el transmisor ZP-OFDM respecto al CP-OFDM consiste en sustituir el CP, como intervalo de guarda de la señal temporal, por un ZP del mismo tamaño D (ver figura 3.2a):

$$\mathbf{x}_{ZP} = [x_N(1), x_N(2), \dots, x_N(N), 0, \dots, 0]^T \quad (3.7)$$

Con ello se evita la IBI cuando la señal se transmite en un canal dispersivo, y la señal recibida correspondiente a un bloque ZP-OFDM de tamaño P tiene la forma:

$$\mathbf{r}_{ZP} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{F}_N^H \cdot \mathbf{s}_N + \mathbf{n}_P = \mathbf{G} \cdot \mathbf{s}_N + \mathbf{n}_P \quad (3.8)$$

Donde la matriz de convolución del canal \mathbf{H} es una matriz Toeplitz triangular inferior de tamaño $[P \times N]$ cuya primera columna viene dada por $[h(0), h(1), \dots, h(L), 0, \dots, 0]^T$, y se ha definido la matriz de transmisión como $\mathbf{G} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{F}_N^H$. Las diferentes implementaciones de recepción se describen por separado en las siguientes subsecciones.

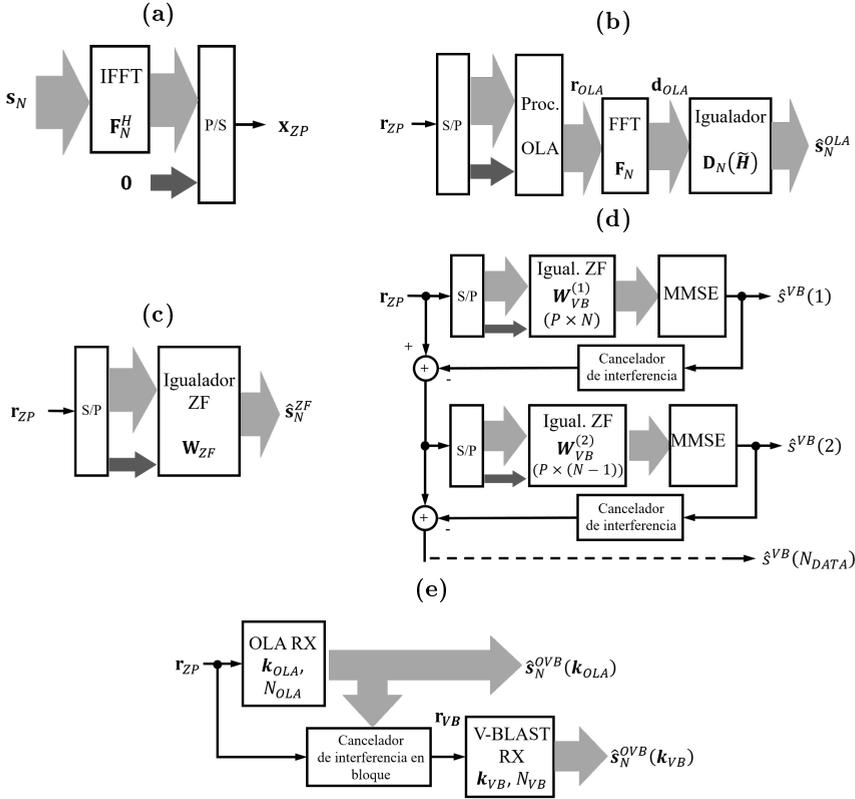


Figura 3.2: Diagrama de bloques del transmisor (a), y de los receptores OLA (b), ZF (c), V-BLAST (d), y OLA+V-BLAST (e), para ZP-OFDM.

3.2.2.1 Receptor OLA

El procesado OLA consiste en sumar las D últimas muestras temporales de la señal recibida a las N primeras [28]:

$$\mathbf{r}_{OLA} = \begin{bmatrix} r_{ZP}(1) \\ r_{ZP}(2) \\ \dots \\ r_{ZP}(N) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_{ZP}(N+1) \\ \dots \\ r_{ZP}(P) \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{C}_N(\mathbf{h}) \cdot \mathbf{F}_N^H \cdot \mathbf{s}_N + \mathbf{n}_{OLA} \quad (3.9)$$

De este modo, la matriz de convolución de canal se transforma en una matriz circulante, $\mathbf{C}_N(\mathbf{h})$, y el sistema entonces tiene la misma forma que el CP-OFDM en (3.4). Por lo tanto, la implementación del receptor OLA (ver figura 3.2b) sigue los mismos pasos que su sistema equivalente: se aplica el procesado DFT sobre la señal temporal para obtener un sistema ortogonal entre las subportadoras del bloque, y se estiman los datos transmitidos mediante la igualación de una única etapa.

$$\hat{s}^{OLA}(i) = d_{OLA}(i)/\tilde{H}(i) \quad (3.10)$$

A continuación, se describe de manera detallada el algoritmo de recepción para señales ZP-OFDM mediante el esquema OLA:

ALGORITMO DE RECEPCIÓN OLA:

1. Preprocesado OLA:

- a) *Cálculo de la DFT de la respuesta al impulso del canal discreto equivalente, $\tilde{\mathbf{H}}$.*
- b) *Obtención de la inversa de los coeficientes de $\tilde{\mathbf{H}}$ correspondientes a las N_{DATA} subportadoras con datos.*

2. Detección OLA:

- a) *Obtención de los símbolos recibidos.*
 - i. Procesado OLA de la señal recibida, (3.9).*
 - ii. DFT de la señal recibida, como en (3.5).*
- b) *Igualación de símbolo de una etapa sobre las N_{DATA} subportadoras, (3.10).*

Seguidamente, se estima la complejidad aritmética asociada a cada paso del algoritmo derivado para la recepción de señales ZP-OFDM mediante el esquema OLA.

COMPLEJIDAD DEL RECEPTOR OLA:

Después de describir el algoritmo del receptor OLA se puede concluir que su complejidad en número de productos es equivalente a la del receptor CP-OFDM, dado que el procesado OLA en (3.9) se computa solamente con operaciones de suma. Así, la complejidad asociada a cada etapa será la mostrada en la tabla 3.1.

3.2.2.2 Receptor ZF

La matriz de igualación bajo el criterio forzador de ceros, tal y como se muestra en la figura 3.2c, se define como la pseudo inversa de la matriz de transmisión [28]:

$$\mathbf{W}_{ZF} = \mathbf{G}^\dagger = \mathbf{F}_N \cdot \mathbf{H}^\dagger \quad (3.11)$$

Las filas de la matriz de igualación forman los vectores de anulación, $\mathbf{W}_{ZF}(i, :)$, correspondientes a cada subportadora. Así, la recuperación de cada símbolo está asegurada, dado que la matriz de convolución \mathbf{H} es invertible por definición, mediante el producto vectorial:

$$\hat{s}^{ZF}(i) = \mathbf{W}_{ZF}(i, :) \cdot \mathbf{r}_{ZP} \quad (3.12)$$

El algoritmo de recepción para el esquema ZF se muestra a continuación de forma detallada para las etapas de preprocesado y detección

ALGORITMO DE RECEPCIÓN ZF:

1. *Preprocesado ZF: cómputo de la matriz de igualación \mathbf{W}_{ZF} , (3.11).*
 - a) *Cálculo de la $\mathbf{\Psi} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^T$.*
 - b) *Descomposición triangular de $\mathbf{\Psi} = \mathbf{L} \cdot \mathbf{U}$.*
 - c) *Obtención de $\mathbf{\Theta} = \mathbf{L}^{-1} \cdot \mathbf{H}^T$ mediante sustitución hacia atrás.*
 - d) *Obtención de \mathbf{H}^\dagger resolviendo $\mathbf{U} \cdot \mathbf{H}^T = \mathbf{\Theta}$ mediante sustitución hacia atrás.*
 - e) *Cálculo de $\mathbf{G}^\dagger = \mathbf{F}_N \cdot \mathbf{H}^\dagger$ mediante FFT.*
2. *Detección de símbolo, (3.12).*

La complejidad asociada a cada paso del algoritmo del receptor ZF se muestra a continuación.

COMPLEJIDAD DEL RECEPTOR ZF:

II.1.a) La matriz $\mathbf{\Psi}$ es Toeplitz y la vez simétrica respecto su diagonal mayor, por definición:

$$\mathbf{\Psi} = \begin{pmatrix} R_h(0) & R_h(1) & \cdots & R_h(L) & 0 & \cdots & 0 \\ R_h(1) & R_h(0) & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ R_h(L) & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & R_h(1) \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & R_h(0) & R_h(1) \\ 0 & \cdots & 0 & R_h(L) & \cdots & R_h(1) & R_h(0) \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Donde cada coeficiente de la matriz corresponde a un valor de la autocorrelación de la respuesta al impulso del canal discreto equivalente:

$$R_h(m) = \sum_{n=0}^{L-m} h(n+m) \cdot h(n) \quad (3.14)$$

Asumiendo que el intervalo de guarda está perfectamente ajustado al orden del canal, $D = L$, el coste de calcular $R_h(m)$ es $D - m$ productos \mathbb{R} , y el coste total es entonces:

$$\text{COSTE II.1.a)} \Rightarrow P^2 - 2PN + N^2 + \frac{P}{2} - \frac{N}{2} \text{ productos } \mathbb{R}$$

II.1.b) La descomposición triangular de la matriz Ψ requiere $N^3/3 - N/3$ productos \mathbb{R} y N divisiones [34]. Si cada división se implementa como un producto más una inversión \mathbb{R} , cada una con un coste de 10 productos \mathbb{R} mediante el método de Newton Raphson, el coste total es de:

$$\text{COSTE II.1.b)} \Rightarrow \frac{N^3}{3} - \frac{32}{3}N \text{ productos } \mathbb{R}$$

II.1.c) Como se describe en [34], si se conoce la descomposición triangular de Ψ , se puede obtener $\mathbf{L}^{-1} \cdot \mathbf{H}^T$, evitando el producto de matrices, aplicando sustitución hacia atrás sobre cada columna de \mathbf{H}^T .

$$\text{COSTE II.1.c)} \Rightarrow \frac{1}{2}PN^2 - \frac{1}{2}PN \text{ productos } \mathbb{R}$$

II.1.d) Aplicando el mismo proceso que en II.1.c el coste por lo tanto no cambia:

$$\text{COSTE II.1.d)} \Rightarrow \frac{1}{2}PN^2 - \frac{1}{2}PN \text{ productos } \mathbb{R}$$

	COMPLEJIDAD (productos \mathbb{R})
PREPROCESADO	$PN^2 + \frac{N^3}{3} + (\log_2(N/2) - 3)PN + P^2 + N^2 + \frac{P}{2} + \frac{61}{6}N$
DETECCIÓN	$4PN_{DATA}$

Tabla 3.2: Complejidad del receptor ZF para ZP-OFDM.

II.1.e) Si cada columna de \mathbf{W}_{ZF} se obtiene mediante FFT de cada columna de \mathbf{H}^\dagger , con un coste de $N \log_2(N/2)$ productos \mathbb{R} , el coste total es:

$$\boxed{\text{COSTE II.1.e)} \Rightarrow PN \log_2(N/2) \text{ productos } \mathbb{R}}$$

I.2) Para la detección de un símbolo se requiere computar un producto de vectores de tamaño P . Para detectar toda la secuencia de N_{DATA} símbolos:

$$\boxed{\text{COSTE I.2)} \Rightarrow 4PN_{DATA} \text{ productos } \mathbb{R}}$$

Finalmente, el coste total del receptor ZF asociado a cada etapa, preprocesado y detección, se muestra en la tabla 3.2.

3.2.2.3 Receptor V-BLAST

La arquitectura V-BLAST es un receptor SIC desarrollado originalmente para la detección en sistemas MIMO [35], pero que puede ser aplicada de forma análoga en sistemas ZP-OFDM debido a la interferencia entre portadoras (*Inter-Carrier Interference*, ICI) inducida en canales dispersivos. Básicamente, el receptor opera detectando, mediante un igualador ZF, los datos asociados a la subportadora más favorable en cada iteración, la menos atenuada por el canal que corresponde a la fila de menor norma en la matriz de igualación, y cancela seguidamente su contribución en la señal recibida obteniendo así un sistema de orden menor (ver esquema simplificado original en la figura 3.2d). De ese modo, la diversidad aprovechada en cada iteración aumenta progresivamente.

Sin embargo, la implementación del esquema V-BLAST descrita a continuación corresponde a la propuesta en [36] para sistemas MIMO, pero adaptada específicamente para señales ZP-OFDM. Este algoritmo aprovecha la eficiencia de la descomposición inversa de Cholesky, para obtener la menor complejidad computacional conocida para la implementación de V-BLAST [36].

El algoritmo se inicializa calculando la matriz Hermitica \mathbf{R}_N , definida mediante el producto de matrices (I-)DFT y la matriz de autocorrelación de la respuesta al impulso del canal, Ψ ver (3.13), según:

$$\mathbf{R}_N = \mathbf{G} \cdot \mathbf{G}^H = \mathbf{F}_N \cdot (\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{H}) \cdot \mathbf{F}_N^H = \mathbf{F}_N \cdot \Psi \cdot \mathbf{F}_N^H \quad (3.15)$$

La señal inicial de tamaño N , correspondiente a un símbolo ZP-OFDM recibido, sobre la que se aplica la detección recursiva se obtiene mediante:

$$\mathbf{z}_N = \mathbf{G}^H \cdot \mathbf{r}_{ZP} = \mathbf{F}_N \cdot \mathbf{H}^T \cdot \mathbf{r}_{ZP} \quad (3.16)$$

El algoritmo se aplica sobre un sistema de orden $M = 2N_{DATA}$ que corresponde al número de subportadoras que transportan datos en un símbolo DMT. Eso implica trabajar con una partición de M filas y columnas de \mathbf{R}_N , y de M muestras de \mathbf{s}_N y \mathbf{z}_N para construir el sistema inicial dado por \mathbf{R}_M , \mathbf{s}_M y \mathbf{z}_M .

$$\mathbf{s}_M = [s(1), s(2), \dots, s(N_{DATA}), s^*(N_{DATA}), \dots, s^*(1)]^T \quad (3.17)$$

La matriz inversa necesaria para la igualación se define:

$$\mathbf{P} = \mathbf{R}_M^{-1} = \mathbf{E}_M \cdot \mathbf{E}_M^H \quad (3.18)$$

Donde la matriz \mathbf{E}_M es triangular por definición y puede ser computada iterativamente para $m = 2, \dots, M$ mediante:

$$\mathbf{E}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{m-1} & \mathbf{u}_{m-1} \\ \mathbf{0}_{m-1}^T & \lambda_m \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Conociendo que:

$$\lambda_m = 1/\sqrt{\beta_m - \mathbf{v}_{m-1}^H \cdot \mathbf{E}_{m-1} \cdot \mathbf{E}_{m-1}^H \cdot \mathbf{v}_{m-1}} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{u}_{m-1} = -\lambda_m \cdot \mathbf{E}_{m-1} \cdot \mathbf{E}_{m-1}^H \cdot \mathbf{v}_{m-1} \quad (3.21)$$

Donde β_m y \mathbf{v}_{m-1} se obtienen de las particiones de la matriz \mathbf{R}_M previamente calculada:

$$\mathbf{R}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{m-1} & \mathbf{v}_{m-1} \\ \mathbf{v}_{m-1}^H & \beta_m \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Y el valor inicial E_1 se define como:

$$E_1 = \sqrt{R_1^{-1}} \quad (3.23)$$

Donde R_1 es el valor escalar de la primera fila y la primera columna de \mathbf{R}_M .

Una vez se calcula \mathbf{E}_M , se debe hallar el orden de detección óptimo de las subportadoras. Iterativamente, para $m = M, \dots, 2$, la fila de menor norma en \mathbf{E}_m se permuta, si es necesario, con la última fila, y las filas de \mathbf{z}_m y \mathbf{s}_m , y las filas y columnas de \mathbf{R}_m , se permutan también en consecuencia. Con el fin de mantener la estructura de la matriz \mathbf{E}_m permutada, se aplica la triangularización del bloque superior mediante matrices de rotación de Givens (Σ).

$$\mathbf{E}_m \cdot \Sigma = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{m-1} & \mathbf{u}_{m-1} \\ \mathbf{0}_{m-1}^T & \lambda_m \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

La estimación del último símbolo en el vector \mathbf{s}_m permutado, en la m -ésima iteración, se realiza mediante:

$$\hat{s}^{VB}(m) = \hat{s}_m = -\lambda \cdot [\mathbf{u}_{m-1}^H, \lambda_m^*] \cdot \mathbf{z}_m \quad (3.25)$$

Señalando que sólo los datos de una de las dos subportadoras simétricas han de ser detectados, mientras que el resto del algoritmo se debe realizar para las M subportadoras. Finalmente, asumiendo que no hay error en la detección de símbolo ($\hat{\mathbf{s}}_m = \mathbf{s}_m$), la interferencia debida al símbolo detectado sobre la señal puede cancelarse por medio de:

$$\mathbf{z}_{m-1} = \mathbf{z}_m^{[1]} - s_m \cdot \mathbf{v}_{m-1} \quad (3.26)$$

Donde $\mathbf{z}_m^{[1]}$ se define como \mathbf{z}_m con la última entrada eliminada, obteniendo de ese modo el sistema de orden reducido definido por \mathbf{R}_{m-1} y

\mathbf{s}_{m-1} . De ese modo, la siguiente iteración del algoritmo se ejecuta hasta $m = 2$.

Resumiendo, el algoritmo de recepción V-BLAST para la implementación de baja complejidad se muestra a continuación:

ALGORITMO DE RECEPCIÓN V-BLAST:

1. Preprocesado V-BLAST:

- a) Cálculo de la \mathbf{R}_N , (3.15), a partir de la cual se forma \mathbf{R}_M . Seguidamente, obtención de \mathbf{R}_{m-1} , \mathbf{v}_{m-1} y β_m para $m = M, \dots, 1$, (3.22).
- b) Obtención del orden de detección óptimo y cálculo de los vectores de anulación.
 - i. Obtención de $\mathbf{E}_1 = \sqrt{\mathbf{R}_1^{-1}}$ y cálculo posterior de \mathbf{E}_m a partir de \mathbf{E}_{m-1} iterativamente para $m = 2, \dots, M$, (3.19)-(3.22).
 - ii. Identificación de la fila de norma mínima en \mathbf{E}_m para permutarla con la última fila, y permutación de las filas de \mathbf{s}_m y \mathbf{z}_m , y las filas y columnas de \mathbf{R}_m , para $m = M, \dots, 2$.
 - iii. Triangularización del bloque superior de \mathbf{E}_m , (3.24).

2. Detección V-BLAST.

- a) Cálculo de la señal inicial \mathbf{z}_N mediante (3.16), y obtención de \mathbf{z}_M .
- b) Estimación de símbolo y cancelación de interferencia secuencial.
 - i. Estima del último símbolo en \mathbf{s}_m , (3.25).
 - ii. Cancelación de la contribución del símbolo estimado en \mathbf{z}_m , (3.26).

EL coste asociado a cada paso del algoritmo descrito para el receptor V BLAST:

COMPLEJIDAD DEL RECEPTOR V-BLAST:

III.1.a) El coste de calcular la matriz Ψ ya se ha obtenido en el paso II.1.a:

$$P^2 - 2PN + N^2 + \frac{P}{2} - \frac{N}{2} \text{ productos } \mathbb{R}$$

El producto de matrices $\mathbf{F}_N \cdot \Psi \cdot \mathbf{F}_N^H$ aprovechando la FFT de tamaño N tiene un coste de:

$$4N^2 \log_2(N) \text{ productos } \mathbb{R}$$

El coste total es entonces:

<p>COSTE III.1.a) $\Rightarrow P^2 - 2PN + (1 + 4 \log_2(N)) N^2 +$ $\frac{P}{2} - \frac{N}{2} \text{ productos } \mathbb{R}$</p>

III.1.b.i) $\mathbf{E}_1 = \sqrt{\mathbf{R}_1^{-1}}$ se computa mediante algoritmo rápido de la raíz cuadrada inversa [37]:

$$16 \text{ productos } \mathbb{R}$$

El producto matricial $\mathbf{y}_{m-1} = \mathbf{E}_{m-1}^H \cdot \mathbf{v}_{m-1}$ tienen un coste de $2m^2 - 2m$ en la iteración m -ésima. Para el algoritmo completo:

$$\frac{2}{3}M^3 - \frac{2}{3}M - 1 \text{ productos } \mathbb{R}$$

La obtención de $\mathbf{E}_{m-1}^H \cdot \mathbf{y}_{m-1}$ tiene el mismo coste:

$$\frac{2}{3}M^3 - \frac{2}{3}M - 1 \text{ productos } \mathbb{R}$$

El cómputo de $\lambda_m = 1/\sqrt{\beta_m - \mathbf{v}_{m-1}^H \cdot \mathbf{E}_{m-1} \cdot \mathbf{E}_{m-1}^H \cdot \mathbf{v}_{m-1}}$ usando el algoritmo rápido de la raíz cuadrada inversa tiene un coste para todas las iteraciones de:

$$M^2 + 15M - 16 \text{ productos } \mathbb{R}$$

Finalmente, en total:

$$\text{COSTE III.1.b.i)} \Rightarrow \frac{4}{3}M^3 + M^2 + \frac{41}{3}M - 2 \text{ productos } \mathbb{R}$$

III.1.b.ii) Encontrar la fila de norma mínima implica computar la norma de todas las filas en \mathbf{E}_m para $m = M, \dots, 2$. Para la iteración m -ésima, calcular la longitud de las m filas de la matriz triangular \mathbf{E}_m requiere $M^2 + M$ productos \mathbb{R} . Para el algoritmo completo:

$$\text{COSTE III.1.b.ii)} \Rightarrow \frac{1}{3}M^3 + \frac{1}{2}M^2 + \frac{7}{6}M - 2 \text{ productos } \mathbb{R}$$

III.1.b.iii) La triangularización del bloque superior de la matriz se realiza por medio de matrices de rotación de Givens complejas (CGRM) [38]. El número de operaciones CGRM necesarias es variable dependiendo de cuál es la posición de la fila de norma mínima encontrada en el paso III.1.b.ii: por ejemplo, si la fila de norma mínima en la iteración m -ésima corresponde siempre con la última fila en \mathbf{E}_m , no se requiere triangularizar dado que no se permuta ninguna fila. Se asume aquí el caso de mayor complejidad asociada, que implica que la fila de norma mínima coincide en todas las iteraciones con la primera fila. En este caso, se han de computar $M^2/2 - M/2$ productos matriciales con CGRM. Calcular cada CGRM cuesta 27 productos \mathbb{R} , lo que añadido al coste de aplicarla para todo el algoritmo completo da un coste total de:

$$\text{COSTE III.1.b.iii)} \Rightarrow 4M^3 + \frac{15}{2}M^2 + \frac{23}{2}M \text{ productos } \mathbb{R}$$

Resumiendo, los resultados de los pasos III.1.b.i, III.1.b.ii, y III.1.b.iii, y teniendo en cuenta que $M = 2N_{DATA}$, el coste global es:

$$\text{COSTE III.1.b)} \Rightarrow \frac{136}{3}N_{DATA}^3 + 36N_{DATA}^2 + \frac{20}{3}N_{DATA} - 4 \text{ productos } \mathbb{R}$$

III.2.a) Para calcular $\mathbf{z}_N = \mathbf{F}_N \cdot \mathbf{H}^T \cdot \mathbf{r}_{ZP}$, en primer lugar, se calcula el producto matricial $\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{r}_{ZP}$ teniendo en cuenta que \mathbf{H} tiene sólo $P - N$ elementos no nulos en cada columna por definición.

$$PN - N^2 \text{ productos } \mathbb{R}$$

Entonces, calcular $\mathbf{F}_N \cdot \mathbf{H}^T \cdot \mathbf{r}_{ZP}$ utilizando la FFT requiere:

$$N \log_2(N/2) \text{ productos } \mathbb{R}$$

$$\text{COSTE III.2.a)} \Rightarrow PN - N^2 + N \log_2(N/2) \text{ productos } \mathbb{R}$$

III.2.b.i) La detección de símbolos sólo es necesaria para una de cada pareja de subportadoras de datos simétricas, esto es, para las iteraciones $m = 2, 4, \dots, M$. Así, el coste de todos los productos vectoriales es de:

$$\text{COSTE III.2.b.i)} \Rightarrow 4N_{DATA}^2 + 8N_{DATA} \text{ productos } \mathbb{R}$$

III.2.b.ii) Los símbolos cuantificados s_m corresponden a puntos de la constelación de la modulación utilizada, que se definen en términos de números enteros. Por lo tanto, el producto $s_m \cdot \mathbf{v}_{m-1}$ puede implementarse exclusivamente con operaciones suma y desplazamientos de registro, evitando así las operaciones de multiplicación.

$$\text{COSTE III.2.b.ii)} \Rightarrow 0 \text{ productos } \mathbb{R}$$

El resumen de la complejidad asociada a cada etapa de V-BLAST se muestra en la tabla 3.3.

	COMPLEJIDAD (productos \mathbb{R})
PREPROCESADO	$\left\{ P^2 - 2PN + (1 + 4 \log_2 N) N^2 + \frac{P}{2} - \frac{N}{2} \right\} +$ $\left\{ \frac{136}{3} N_{DATA}^3 + 36 N_{DATA}^2 + \frac{20}{3} N_{DATA} - 4 \right\}$
DETECCIÓN	$\left\{ PN - N^2 + N \log_2 \left(\frac{N}{2} \right) \right\} + \{ 4N_{DATA}^2 + 8N_{DATA} \}$

Tabla 3.3: Complejidad del receptor V-BLAST para ZP-OFDM.

3.2.2.4 Receptor combinado OLA + V-BLAST

El receptor combinado propuesto es en esencia un receptor SIC cuya primera iteración consiste en una detección en bloque mediante un esquema OLA, seguido de una detección iterativa sobre el sistema de orden reducido según la arquitectura V-BLAST. Como se describe en la figura 3.2e, el bloque de recepción OLA detecta las N_{OLA} subportadoras que tienen la mayor relación señal a ruido (*Signal to Noise Ratio*, SNR). Seguidamente, los símbolos detectados mediante OLA y cuantificados se utilizan para sustraer su contribución sobre la señal recibida. Finalmente, el esquema iterativo V-BLAST se aplica para detectar las N_{VB} subportadoras restantes.

En primer lugar, se obtienen los símbolos recibidos mediante el esquema OLA (\mathbf{d}_{OLA}) aplicando procesado OLA y la FFT sobre la señal recibida ZP-OFDM (\mathbf{r}_{ZP}), exactamente igual como se ha explicado en la sección subsección 3.2.2.1. Los índices de las subportadoras detectadas mediante OLA (\mathbf{k}_{OLA}) corresponden a aquellas con mayor nivel en la respuesta en frecuencia del canal, siendo el resto de subportadoras (\mathbf{k}_{VB}) detectadas mediante V-BLAST, de manera que $N_{DATA} = N_{OLA} + N_{VB}$. Por lo tanto, la igualación sólo se realiza para las N_{OLA} portadoras detectados con OLA:

$$\hat{\mathbf{s}}^{OV B}(\mathbf{k}_{OLA}) = \mathbf{d}_{OLA}(\mathbf{k}_{OLA}) / \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_{OLA}) \quad (3.27)$$

Tras cuantificar dichos símbolos, la cancelación de la interferencia se efectúa mediante la matriz de transmisión \mathbf{G} , definida en (3.8). Además, para mantener la simetría Hermítica, al cancelar cada par simétrico de símbolos conjugados sólo la parte real, correspondiente al espectro unilateral de la señal interferente, se sustrae:

$$\mathbf{r}_{VB} = \mathbf{r}_{ZP} - 2 \cdot \Re \{ \mathbf{G}(:, \mathbf{k}_{OLA}) \cdot \mathbf{s}_{\mathbf{k}_{OLA}} \} \quad (3.28)$$

El esquema OLA+V-BLAST se aprovecha del cálculo anterior de la matriz de transmisión, \mathbf{G} , para obtener la matriz $\mathbf{R}_{M_{VB}}$, que es análoga a \mathbf{R}_M en la sección subsección 3.2.2.3. Así, la matriz se construye utilizando una partición de las M_{VB} columnas dadas por \mathbf{k}_{VB} de la matriz de transmisión ($\mathbf{G}_{VB} = \mathbf{G}(:, \mathbf{k}_{VB})$):

$$\mathbf{R}_{M_{VB}} = \mathbf{G}_{VB}^H \cdot \mathbf{G}_{VB} \quad (3.29)$$

De forma similar, la matriz particionada de transmisión se utiliza para obtener la señal temporal inicial en la etapa V-BLAST:

$$\mathbf{z}_{M_{VB}} = \mathbf{G}_{VB}^H \cdot \mathbf{r}_{VB} \quad (3.30)$$

De este modo, el orden del sistema se ha reducido hasta $M_{VB} = 2N_{VB}$, y el algoritmo V-BLAST se puede aplicar para detectar las subportadoras restantes del bloque OFDM, tal y como se ha descrito previamente en la sección subsección 3.2.2.3.

El algoritmo detallado de recepción OLA+V-BLAST se muestra a continuación:

ALGORITMO DE RECEPCIÓN OLA+V-BLAST:

1. *Preprocesado OLA+V-BLAST:*

- a) *Preprocesado OLA, igual al paso I.1 pero para un tamaño de bloque de datos N_{OLA} .*
- b) *Gestión de la detección combinada.*
 - i. *Cálculo del módulo de los índices de la FFT unilateral de la respuesta al impulso del canal de todas las subportadoras con datos, y ordenación de los mismos para la asignación de las subportadoras a uno u otro receptor.*
 - ii. *Cómputo de la matriz de transmisión, $\mathbf{G} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{F}_N^H$.*
- c) *Preprocesado V-BLAST.*
 - i. *Cálculo de $\mathbf{R}_{M_{VB}}$, (3.29).*
 - ii. *Obtención del orden de detección óptimo y cálculo de los vectores de anulación, al igual que en el paso III.1.b pero sustituyendo M por M_{VB} .*

2. *Detección OLA+V-BLAST.*

- a) *Detección OLA, como en el paso I.2 pero sustituyendo N_{DATA} por N_{OLA} .*
- b) *Cancelación de interferencia en bloque de los símbolos detectados con OLA, (3.28).*
- c) *Detección V-BLAST.*
 - i. *Cálculo de la señal inicial $\mathbf{z}_{M_{VB}}$, (3.30).*
 - ii. *Detección y cancelación de interferencia secuencial, como en III.2.b pero para M_{VB} .*

La complejidad asociada a cada paso del algoritmo de recepción combinado OLA+V BLAST se deriva a continuación:

COMPLEJIDAD DEL RECEPTOR OLA+V-BLAST:

IV.1.a) EL preprocesado del esquema OLA, el mismo que en I.1 pero para $N_{DATA} = N_{OLA}$:

$$\text{COSTE IV.1.a)} \Rightarrow N \log_2(N/2) + 14N_{OLA} \text{ productos } \mathbb{R}$$

IV.1.b.i) Calcular el módulo de la DFT unilateral de la respuesta al impulso del canal, que es un vector complejo de tamaño N_{DATA} , requiere:

$$\text{COSTE IV.1.b.i)} \Rightarrow 2N_{DATA} \text{ productos } \mathbb{R}$$

IV.1.b.ii) El producto matricial $\mathbf{G} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{F}_N^H$ computado mediante la FFT, tiene un coste:

$$\text{COSTE IV.1.b.ii)} \Rightarrow PN \log_2(N/2) \text{ productos } \mathbb{R}$$

IV.1.c.i) Antes de calcular \mathbf{R}_{MVB} , si atendemos a su estructura simétrica:

$$\mathbf{R}_{MVB} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^* & \mathbf{A}^* \end{bmatrix}$$

Donde las submatrices son Hermíticas: $\mathbf{A} = \mathbf{A}^H$ y $\mathbf{B} = \mathbf{B}^H$. Así, sólo $(N_{VB}/2 + 1)N_{VB}/2$ coeficientes en \mathbf{A} y \mathbf{B} se han de calcular, un total de $N_{VB}(N_{VB} + 1)$, por tanto:

$$\text{COSTE IV.1.c.i)} \Rightarrow 4PN_{VB}^2 + 4PN_{VB} \text{ productos } \mathbb{R}$$

Cabe señalar que el método para calcular \mathbf{R}_{MVB} es distinto del utilizado en el paso III.1.a para el receptor V-BLAST, y por eso el coste asociado no puede extrapolarse del obtenido en la subsección anterior.

IV.1.c.ii) Calcular la ordenación óptima y los vectores de anulación tiene el mismo coste que en III.1.b para un bloque de datos de N_{VB} :

$$\text{COSTE IV.1.c.ii)} \Rightarrow \frac{136}{3}N_{VB}^3 + 36N_{VB}^2 + \frac{20}{3}N_{VB} - 4 \text{ productos } \mathbb{R}$$

IV.2.a) El coste de detección de OLA es el mismo que el total de la suma de los pasos I.2.a. y I.2.b para N_{OLA} subportadoras de datos:

$$\text{COSTE IV.2.a)} \Rightarrow N \log_2(N/2) + 4N_{OLA} \text{ productos } \mathbb{R}$$

IV.2.b) La cancelación en bloque de la interferencia no tiene coste como se explica en III.2.b.ii:

$$\text{COSTE IV.2.b)} \Rightarrow 0 \text{ productos } \mathbb{R}$$

IV.2.c.i) El producto matricial requerido para obtener $\mathbf{z}_{M_{VB}}$ tiene un coste de:

$$\text{COSTE IV.2.c.i)} \Rightarrow 2PN_{VB} \text{ productos } \mathbb{R}$$

Aquí el coste tampoco puede extrapolarse de su análogo en III.2.a del receptor V-BLAST.

IV.2.c.ii) La detección y la cancelación secuencial, como en III.2.b.ii pero para N_{VB} , tiene un coste:

$$\text{COSTE IV.2.c.ii)} \Rightarrow 4N_{VB}^2 + 8N_{VB} \text{ productos } \mathbb{R}$$

Finalmente, el resumen de la complejidad asociada a cada etapa para el receptor combinado OLA+V-BLAST se muestra en la tabla 3.4, donde se aprecia que dicha complejidad depende del reparto en la detección de portadoras entre uno u otro esquema.

	COMPLEJIDAD (productos \mathbb{R})
PREPROCESADO	$(P + 1) N \log_2\left(\frac{N}{2}\right) + 2N_{DATA} + 14N_{OLA} +$ $4PN_{VB}^2 + 4PN_{VB} +$ $\frac{136}{3}N_{VB}^3 + 36N_{VB}^2 + \frac{20}{3}N_{VB} - 4$
DETECCIÓN	$N \log_2\left(\frac{N}{2}\right) + 4N_{OLA} + 2PN_{VB} + 4N_{VB}^2 + 8N_{VB}$

Tabla 3.4: Complejidad del receptor OLA+V-BLAST para ZP-OFDM.

3.3 Igualación de señales ZP-OFDM sobre MMF

En esta sección se utilizan los diferentes esquemas OFDM descritos anteriormente, CP y ZP, para evaluar la capacidad en la transmisión de datos proporcionada en enlaces de MMF simulados numéricamente. En primer lugar, se describe el modelo que define un enlace a una única longitud de onda de 1550 nm sin amplificar IM/DD, el cual ha sido utilizado previamente en el estudio de OFDM [27] [26]. A continuación, se muestran los resultados de tasa de error de bit (*Bit Error Rate*, BER) de los distintos esquemas OFDM que sirven para evaluar la capacidad y el alcance proporcionados por los mismos. Finalmente, se muestra el estudio comparado de la complejidad de los receptores.

3.3.1 Modelo de las simulaciones

3.3.1.1 Transmisor óptico: láser modulado directamente

El transmisor modela un láser modulado directamente (DML) por una señal OFDM de valor real o DMT. La señal OFDM se genera por el conversor digital a analógico (DAC) con una resolución de bits específica. La tasa de muestreo se mantiene a $f_s = 12.5$ Gmuestras/s para todas las simulaciones; por lo tanto, el ancho de banda eléctrico de la señal OFDM es de 6.25 GHz. Se asume que tanto el DML como el DAC tienen

un ancho de banda eléctrico de 6.25 GHz con una repuesta plana en frecuencia. Para impedir la sobremodulación de la portadora óptica, el rango dinámico de la señal moduladora se limita mediante el recorte entre $\pm I_{clip}$ de la señal OFDM a la vez que el DML se polariza a $I_{clip} + I_{th}$, siendo I_{th} la corriente límite de emisión estimulada del láser [39].

El intervalo de guarda, CP o ZP, de tamaño D se configura para ser 1/4 del tamaño de la longitud del símbolo OFDM (N), lo que corresponde a una duración de 1.28 ns, 2.56 ns y 5.12 ns para tamaños de la DFT de $N = 64, 128$ y 256 puntos, respectivamente.

Como se explica en la sección 3.2, sólo $N_{DATA} = N/2 - 1$ subportadoras se modulan con datos originales en una señal real OFDM o DMT, forzando la simetría Hermítica en el resto de subportadoras. Todas las subportadoras activas se modulan con el mismo orden de modulación de entre 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM y 256-QAM, lo que equivale a modular desde $B = 2$ bits/símbolo hasta 8 bits/símbolo en cada subportadora activa. Con todo, la tasa de bits efectiva se calcula mediante:

$$R = Bf_s \frac{N_{DATA}}{N + D} \quad (3.31)$$

A medida que el orden de la modulación aumenta, la tasa de datos transmitidos también lo hace, de manera que para $N = 64$ y los diferentes ordenes de modulación posibles, obtenemos una tasa de 9.68, 14.53, 19.37, 24.21, 29.06, 33.90 y 38.75 Gb/s. Si el tamaño de la DFT cambia, la tasa de bits efectiva también varía ligeramente; por ejemplo, para una modulación 64-QAM se alcanza 29.06, 29.53 y 29.77 Gb/s, para tamaños de N iguales a 64, 128 y 256, respectivamente.

3.3.1.2 Modelo estadístico del canal de MMF

La respuesta al impulso del canal se modela como filtro de respuesta al impulso finita (*Finite Impulse Response*, FIR) donde se asocia cada componente modal a un valor de retardo y atenuación:

$$h(t) = \sum_{k=1}^K \beta_k \cdot g(t - \tau_k) \quad (3.32)$$

Donde K es el número de modos simulados, β_k y τ_k los valores de atenuación y retardo asociados a cada modo, y $g(t)$ es la respuesta al impulso del canal para un solo modo que habitualmente se modela como un pulso Gaussiano o una función delta [26] [27].

El peor caso del modelo en cuanto a selectividad frecuencial se da para un perfil modal de potencia uniforme y un elevado número de modos. En [26] se muestra que $K = 80$ modos es suficiente para modelar apropiadamente los enlaces de MMF bajo estudio. Un valor constante de 1 dB/km es utilizado para calcular la atenuación de la fibra para todos los modos a 1550 nm.

Para un valor elevado de modos, los retardos modales se pueden modelar como variables aleatorias independientes con distribución uniforme alrededor del retardo medio y con una desviación máxima igual a la mitad del máximo retardo modal diferencial (*Differential Mode Delay*, DMD) [27].

En este capítulo, todas las simulaciones se realizan con contribuciones de $K = 80$ pulsos Gaussianos, con perfil modal de potencia uniforme y distribución de retardo modal uniforme para un retardo máximo dado por un DMD = 2 ns/km. Este valor del DMD ha mostrado representar el 5% peor de todos los enlaces MMF instalados que operan a 1550 nm [26]. Por lo tanto, con este valor de DMD, el tamaño del intervalo de guarda seleccionado es capaz de evitar la IBI para enlaces de MMF hasta 640, 1280 y 2560 m para tamaños de la FFT de $N = 64$, 128 y 256, respectivamente.

Un ejemplo de la repuesta en frecuencia de un enlace de MMF de 600 m se muestra en la figura 3.3, donde se señalan las posiciones de las subportadoras para $N = 64$. Este ejemplo muestra como en algunos casos la respuesta en frecuencia del canal puede contener desvanecimientos profundos.

3.3.1.3 Receptor óptico: detección directa y cuantificación

La señal eléctrica recibida tras el fotodetector se expresa mediante:

$$A_E(t) = |A_O(t)|^2 * h'(t) + n(t) \quad (3.33)$$

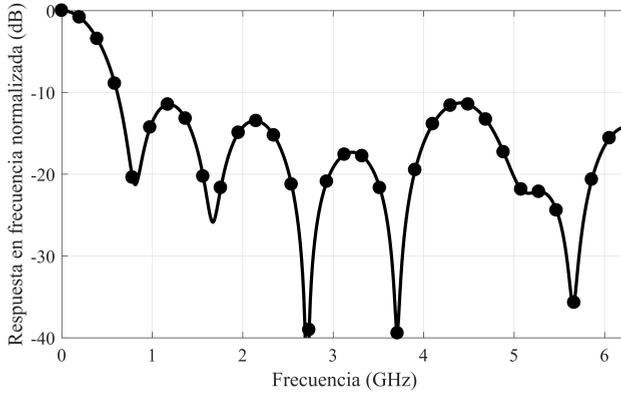


Figura 3.3: Ejemplo de respuesta en frecuencia para un enlace de MMF de 600 m, donde se señala con puntos las posiciones correspondientes a las subportadoras OFDM para un tamaño de DFT de $N = 64$.

Donde la señal eléctrica recibida, $A_E(t)$, es una versión filtrada de la señal óptica transmitida, $A_O(t)$, por la respuesta al impulso eléctrica del canal y el receptor, $h'(t)$, más el ruido asociado al receptor, $n(t)$.

Dado que el enlace MMF no está amplificado, solamente son considerados el ruido térmico y el de disparo (*shot*). En estas condiciones, se demuestra que la principal contribución de ruido se genera en el proceso de cuantificación de la señal analógica [40]. El receptor se caracteriza por una eficiencia cuántica de 0.8, y una sensibilidad de -19 dBm (correspondiente a una $BER = 10^{-12}$ para una transmisión monoportadora NRZ a 10 Gb/s o equivalentemente una densidad espectral de ruido de 20.7 pA/Hz $^{1/2}$).

En el receptor, el conversor analógico a digital (ADC) opera con los mismos parámetros de cuantificación y recorte que el DAC en el transmisor. De nuevo, se asume que el fotodiodo y el ADC tienen una respuesta plana en frecuencia y un ancho de banda de 6.25 GHz. En este trabajo se han usado valores de cuantificación de 8, 9 y 10 bits, valores típicos en dispositivos ADC y DAC actuales. Para cada resolución, se ha utilizado el valor de recorte que minimiza el ruido total debido a cuantificación y recorte. La cuantificación y el ruido son inversamente proporcionales: para reducir la distorsión de la señal OFDM se requiere un valor eleva-

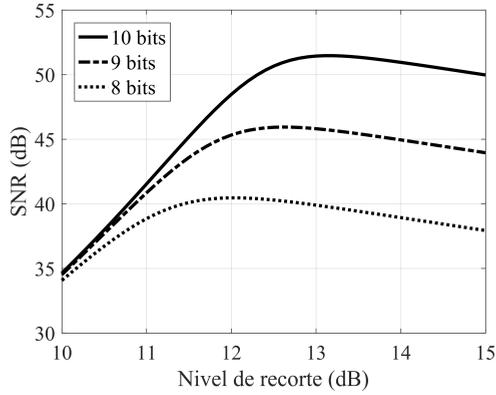


Figura 3.4: SNR para señales OFDM reales en función del nivel de recorte para diferentes resoluciones de cuantificación: 8, 9 y 10 bits.

do de recorte, pero esto produce un gran rango dinámico y un mayor ruido de cuantificación para un número de bits de cuantificación dado. La figura 3.4 muestra el valor de recorte que minimiza el ruido total de cuantificación y recorte para distintos valores de bits; este análisis sigue el desarrollo de [41], que tiene validez para tamaños de FFT mayores de 10 y cualquier formato de la constelación. A la vista de los resultados obtenidos, se ha utilizado 12, 12.5 y 13 dB como niveles de recorte, respecto a la desviación típica de la señal temporal DMT normalizada en potencia, para 8, 9 y 10 bits de cuantificación, respectivamente.

Los efectos no lineales del láser y el ruido modal se han mostrado despreciables en transmisiones OFDM sobre enlaces de MMF con IM/DD [26], por lo que estas penalizaciones no se han incluido en el modelo del sistema.

3.3.2 Evaluación: capacidad del sistema y complejidad de los receptores

Los resultados de BER mostrados en esta sección se ha obtenido mediante el conteo de errores para una secuencia transmitida de 10^7 bits. En el primer apartado, un ejemplo de enlace MMF sirve para evaluar los efectos de cuantificación y recorte de la señal OFDM, así como para ilustrar las diferencias en la detección de los distintos receptores OFDM. En el

siguiente apartado, se muestran los resultados estadísticos de capacidad de los enlaces de MMF simulados que representan el 5 % peor en cuanto a dispersión modal de las instalaciones de MMF desplegadas. Finalmente, se muestran los resultados de la complejidad estimada asociada a cada receptor OFDM para las configuraciones utilizadas en las simulaciones estadísticas del segundo apartado.

3.3.2.1 Ejemplo de enlace MMF

El canal simulado en esta subsección coincide con el que genera la respuesta en frecuencia mostrada en la figura 3.3. Así, en la figura 3.5 se muestra las curvas de BER proporcionadas por los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, para distintos niveles de cuantificación; se ha simulado sin cuantificación (figura 3.5a), y con cuantificación mediante 8 (figura 3.5b), 9 (figura 3.5c) y 10 bits (figura 3.5d), tanto en el ADC como en el DAC y con los valores óptimos de recorte derivados previamente. En todos los casos, las señales OFDM se generan mediante una DFT de tamaño 64, y las subportadoras se modulan en 64-QAM.

En la figura 3.5a se muestran los resultados simulados para el caso sin cuantificación, pero con un valor de recorte de 13 dB. Se aprecia para el receptor OLA ZP-OFDM una pequeña penalización de 0.5 dB (para $\text{BER} = 10^{-4}$) comparado con CP-OFDM, lo cual parece desdecir la afirmación de igualdad de rendimiento en cuanto a la detección señalada en la sección 3.2. Esta pequeña desviación tiene origen en la propia estructura de ambos receptores. Como se ha descrito anteriormente, CP-OFDM, tras descartar las D muestras temporales de cada símbolo OFDM correspondientes al intervalo de guarda, utiliza N muestras de la señal recibida para estimar otros tantos símbolos. Por su parte, OLA ZP-OFDM emplea todas las $N + D$ muestras, mediante el procesado OLA descrito en (3.9), para estimar los N símbolos asociados a un símbolo OFDM. Asumiendo que las muestras recibidas incluyen la componente de ruido aditivo correspondiente, OLA ZP-OFDM acarrea un factor de incremento del ruido comparado con CP-OFDM dado por $((N + D))/N$, que coincide con la penalización de la figura 3.5a según la configuración de la OFDM utilizada. Si se incluye los efectos de la cuantificación (figuras 3.5b-d), el rendimiento de ambos receptores disminuye a medida que se reduce el número de bits de resolución, manteniéndose en todos los casos la diferencia de rendimiento entre ambos esquemas. Incluso, para valores de 8

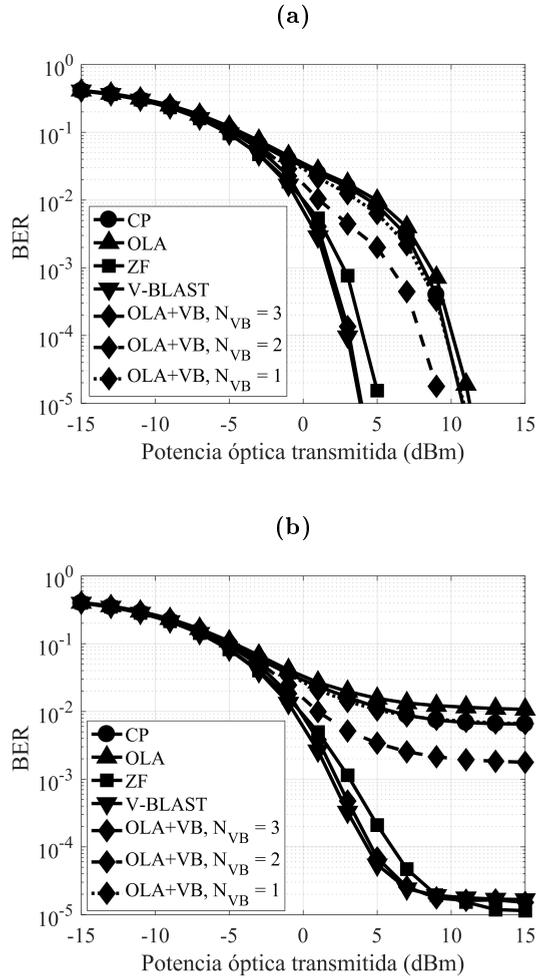
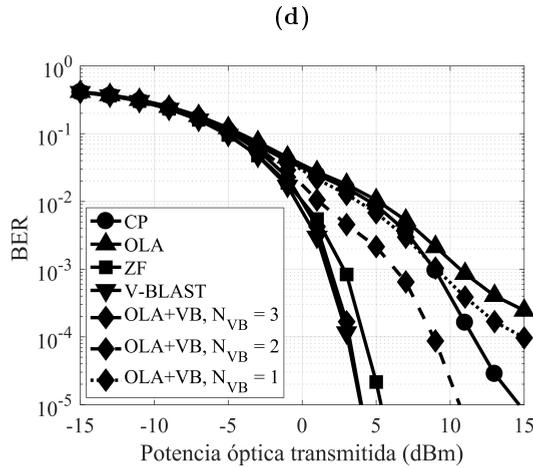
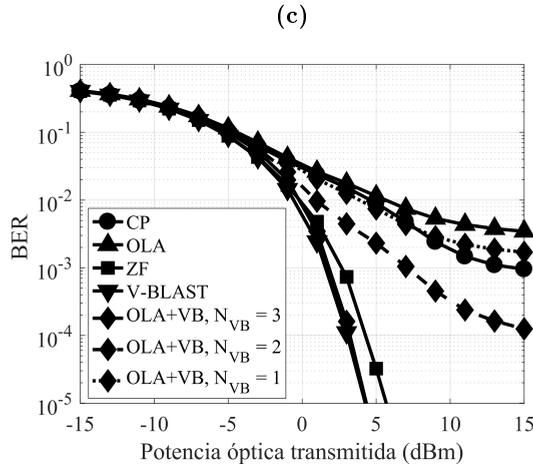


Figura 3.5: BER de los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, para el ejemplo de enlace de MMF de la figura 3.3 y varias resoluciones de cuantificación: sin cuantificación (a), 8 bits (b), 9 bits (c), y 10 bits (d).

y 9 bits las curvas de BER de los receptores saturan a un valor superior a 10^{-3} para valores elevados de potencia transmitida.



El receptor ZF ZP-OFDM presenta en general una tasa de error mucho menor, en este ejemplo de canal altamente dispersivo, si se compara con la proporcionada por CP y OLA ZP. Para el caso sin cuantificación (figura 3.5a), ZF presenta un margen de potencia adicional de 5 dB comparado con CP y OLA ZP. Además, el rendimiento de ZF se muestra robusto frente a la cuantificación: los resultados de BER no cambian respecto el caso sin cuantificación y para resoluciones de 9 y 10 bits (figuras 3.5b-c), y para 8 bits (figura 3.5d) el valor de saturación está alrededor

de 10^{-5} . Por lo tanto, se puede afirmar que el receptor ZF ZP-OFDM presenta un mejor rendimiento también ante el ruido de cuantificación comparado con CP-OFDM y OLA ZP-OFDM.

La detección basada en SIC permite al esquema V-BLAST superar incluso las buenas prestaciones ofrecidas por el receptor ZF, proporcionando un margen adicional de potencia de 1 dB para el ejemplo sin cuantificar de la figura 3.5a. Es más, V-BLAST mantiene las buenas prestaciones ante el ruido de cuantificación que ZF: la curva de BER no cambia para 9 y 10 bits de resolución, manteniendo un nivel de saturación similar al de ZF para 8 bits.

Finalmente, se muestra en la figura 3.5 los resultados correspondientes al esquema de detección combinado OLA+V-BLAST para distinto número de portadoras detectadas mediante el algoritmo V-BLAST, N_{VB} de 1 a 3. Se observa en todos los casos, con o sin cuantificación, como el rendimiento del receptor combinado mejora progresivamente a medida que aumenta N_{VB} ; incluso, para $N_{VB} = 3$ el resultado del receptor combinado es equiparable a detectar todas las subportadoras mediante V-BLAST. Además, la fiabilidad del receptor combinado ante el ruido de cuantificación también aumenta con N_{VB} ; así, para $N_{VB} = 3$ el esquema OLA+V-BLAST mantiene los valores de BER alcanzados sin cuantificación para resoluciones de 9 y 10 bits, presentando un valor de saturación para 8 bits similar al del receptor V-BLAST.

Para ilustrar el rendimiento superior de los receptores ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST (con $N_{VB} = 3$) ZP-OFDM frente a CP-OFDM y OLA en canales con fuerte selectividad frecuencial, en la figura 3.6 se muestra la BER en cada subportadora asociada a cada receptor para el mismo ejemplo de canal con una potencia transmitida de 5 dBm y cuantificación de 10 bits. La BER media obtenida en sistemas OFDM queda fuertemente condicionada por las subportadoras más atenuadas, que en este ejemplo corresponden a las subportadoras número 15, 20 y 30 (ver figura 3.3). La BER de estas subportadoras para CP-OFDM y OLA ZP-OFDM marcan el pobre rendimiento global de estos receptores mostrado en la figura 3.5. El receptor ZF se muestra capaz de reducir la BER alrededor de 3 órdenes de magnitud en esas subportadoras más atenuadas. Por su parte, V-BLAST permite reducir la BER aproximadamente un orden de magnitud más que ZF en esas subportadoras, las cuales son las últimas en ser detectadas en esta arquitectura secuencial SIC. Finalmente, el receptor combinado OLA+V-BLAST detecta

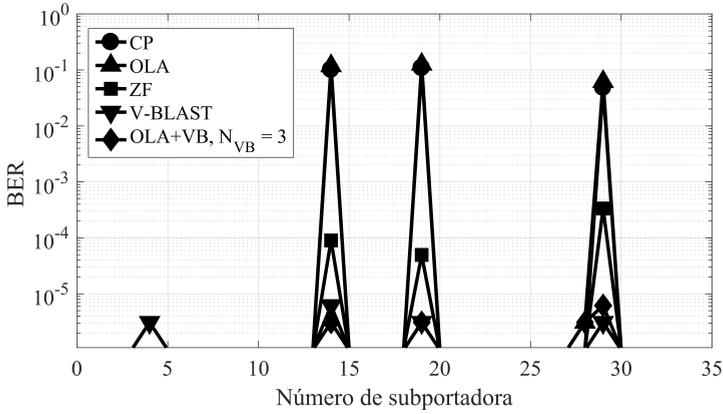


Figura 3.6: BER en cada subportadora de los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, para el ejemplo de enlace de MMF de la figura 3.3 sin cuantificación.

estas tres subportadoras más atenuadas mediante V-BLAST y el resto con un esquema OLA. Los valores de BER en dichas subportadoras son por tanto del mismo orden que el del receptor V-BLAST y eso explica la igualdad de rendimiento global de ambos receptores en el ejemplo de canal simulado para $N_{VB} = 3$.

3.3.2.2 Simulaciones estadísticas de enlaces de MMF

Los resultados de las simulaciones en esta sección se muestran en valores de la función de distribución acumulada (*Cumulative Distribution Function*, CDF) sobre 1000 realizaciones de canal para cada combinación de longitud de enlace y tasa de datos (dada por el orden de modulación empleado). Para cada una de las realizaciones estadísticas del canal, tal y como se describe en la subsección 3.3.1.2, se considera válida la transmisión si la BER proporcionada por cada esquema es menor o igual a 10^{-3} , dado que este valor es suficiente para asegurar la transmisión libre de errores ($< 10^{-12}$) si se combina con técnicas de corrección de errores en recepción [40]. A la hora de evaluar la viabilidad del enlace sobre todas las realizaciones para una tasa de bits dada, se considera la cota de CDF = 90 % como el límite que representa al 99,5 % de todos los enlaces de MMF instalados. Debido a que el valor de DMD = 2 ns/km utilizado

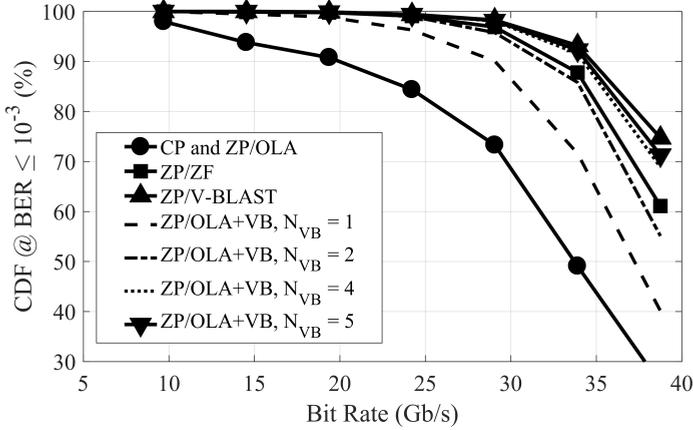


Figura 3.7: Función de distribución acumulada (CDF) de $\text{BER} \leq 10^{-3}$ en función de la tasa de bits efectiva transmitida utilizando 1000 realizaciones estadísticas de un enlace de MMF de 600 m; resultados para los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, todos con un tamaño de FFT de 64 puntos.

representa el peor 5% de los enlaces de MMF, esa cota implica que el $10\% \times 5\% = 0,5\%$ de todos los enlaces no son viables. Además, para todas las simulaciones, la potencia inyectada en la fibra se establece en 5 dBm con lo que se evita considerar los efectos no lineales asociados a la MMF, y se implementa la cuantificación del ADC/DAC con 10 bits de resolución.

En la figura 3.7, se muestran los resultados correspondientes de los esquemas CP-OFDM y ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, construidos con un tamaño de la DFT de 64 puntos y un intervalo de guarda de 16 muestras. La longitud del enlace es de 600 m, que está cerca del límite máximo compensable con la configuración del intervalo de guarda utilizado. Así, el esquema CP-OFDM presenta un pobre rendimiento global para este enlace con alta probabilidad de desvanecimientos profundos en frecuencia: el esquema puede transmitir como máximo a 19.37 Gb/s para al menos el 90% de todas las realizaciones, lo que equivale a utilizar una modulación 16-QAM en el 99,5% de todos los enlaces instalados de MMF.

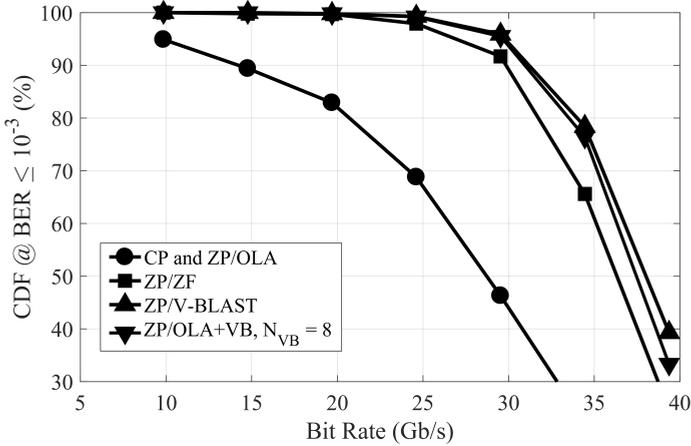


Figura 3.8: Función de distribución acumulada (CDF) de $\text{BER} \leq 10^{-3}$ en función de la tasa de bits efectiva transmitida utilizando 1000 realizaciones estadísticas de un enlace de MMF de 1200 m; resultados para los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, todos con un tamaño de FFT de 128 puntos.

En cuanto a los esquemas ZP OFDM, el receptor ZF muestra su buen rendimiento ante canales selectivos en frecuencia, lo que le permite aumentar la tasa de bits transmitida de manera notable hasta alcanzar los 29.06 Gb/s empleando una modulación 64-QAM para más del 90 % de las simulaciones. Si se emplea el receptor V-BLAST se puede aumentar aún más la tasa de bits hasta alcanzar 33.9 Gb/s mediante una modulación 128-QAM.

Para el esquema combinado OLA+V-BLAST se muestra las curvas correspondientes a varios valores de subportadoras detectadas mediante V-BLAST, $N_{VB} = \{1, 2, 4, 5\}$. De modo similar a los resultados de la subsección anterior, el receptor combinado mejora su rendimiento a medida que aumenta N_{VB} ; para $N_{VB} = 2$, OLA+V-BLAST alcanza la misma tasa que la obtenida con el receptor ZF de 29.06 Gb/s, y para $N_{VB} = 5$ el rendimiento es equiparable a detectar todas las subportadoras con V-BLAST, lo que le permite alcanzar 33.9 Gb/s.

Si se aumenta el tamaño del bloque de la DFT a 128 puntos, pero manteniendo la misma proporción del intervalo de guarda, se puede a su

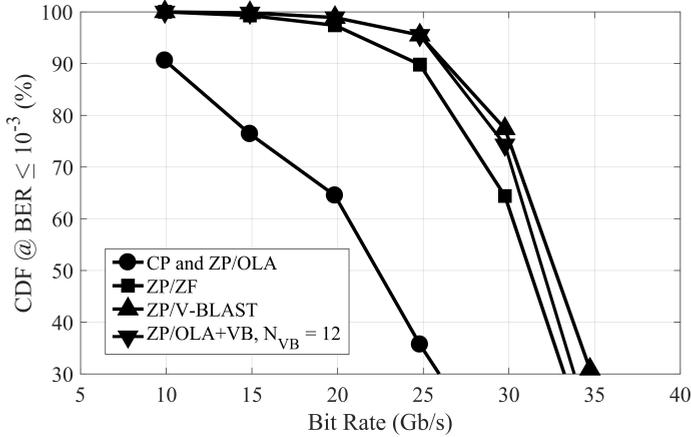


Figura 3.9: Función de distribución acumulada (CDF) de $BER \leq 10^{-3}$ en función de la tasa de bits efectiva transmitida utilizando 1000 realizaciones estadísticas de un enlace de MMF de 2400 m; resultados para los receptores CP-OFDM, y OLA, ZF, V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM, todos con un tamaño de FFT de 256 puntos.

vez aumentar la longitud del enlace hasta los 1200 m evitando la IBI. De ese modo, los resultados de CDF para un enlace de 1200 m se muestran en la figura 3.8. En este caso, CP-OFDM disminuye la tasa de datos alcanzada hasta los 9.84 Gb/s si se compara con el enlace de 600 m. Los esquemas ZP-OFDM con recepción ZF y V-BLAST, muestran su robustez y mantienen la tasa transmitida en los 29.53 Gb/s para el 99,5 % de los enlaces. Finalmente, el esquema combinado OLA+V-BLAST alcanza la misma tasa de bits transmitida para un valor de sólo $N_{VB} = 8$.

Siguiendo el mismo desarrollo, se simula un enlace de 2400 m mediante una DFT de tamaño 256, y los resultados obtenidos son similares a los anteriores, cómo se aprecia en la figura 3.9: los receptores ZF y V-BLAST para ZP-OFDM permiten aumentar la tasa transmitida notablemente, 19.84 y 24.8 Gb/s respectivamente, frente a CP-OFDM, que sólo proporciona 9.92 Gb/s; además, el receptor combinado OLA+V-BLAST con sólo $N_{VB} = 12$ alcanza el rendimiento superior de V-BLAST.

Resumiendo, en esta sección se ha mostrado el rendimiento superior de los esquemas ZF y V-BLAST ZP-OFDM respecto al esquema

tradicional CP-OFDM en enlaces de MMF altamente dispersivos, que les permite transmitir tasas de datos mucho mayores en un modelo que representa el 99,5 % de los enlaces instalados. Además, el receptor combinado OLA+V-BLAST puede alcanzar el rendimiento de V-BLAST con valores bajos de N_{VB} .

3.3.2.3 Complejidad asociada a los receptores OFDM

En esta sección se compara la complejidad de los distintos receptores, la cual ha sido derivada anteriormente en la sección 3.2, para las configuraciones de OFDM utilizadas en las simulaciones estadísticas de la subsección 3.3.2.2. Los esquemas ZP-OFDM, con recepción ZF o V-BLAST, se han mostrado eficaces en combatir los desvanecimientos profundos en frecuencia de los enlaces de MMF altamente dispersivos. Sin embargo, estos esquemas de recepción llevan asociada una alta carga aritmética. Con el doble objetivo de disminuir esta complejidad asociada al receptor y a la vez mantener el buen rendimiento en la detección, se ha propuesto el esquema combinado OLA+V-BLAST. Los resultados previos han mostrado la capacidad del esquema combinado de alcanzar las tasas más altas de transmisión, coincidentes con las obtenidas con V-BLAST, para valores bajos de N_{VB} . Seguidamente se estudia si para las configuraciones óptimas de OLA+V-BLAST en cuanto a detección, se produce efectivamente ahorro de carga computacional en el receptor.

De ese modo, en la figura 3.10 se muestra la complejidad computacional, estimada en número de productos reales, asociadas a las etapas de detección y preprocesado (definidas en la sección 3.2) para un tamaño de la DFT de 64 puntos. Los valores de complejidad se muestran normalizados respecto a la carga correspondiente al receptor ZF. Así, el esquema combinado OLA+V-BLAST tiene menos carga de preprocesado que V-BLAST para cualquier valor de N_{VB} , y también menor que ZF (línea de referencia 10^0 en la figura 3.10b) si $N_{VB} \leq 13$. Por otro lado, la etapa de detección de OLA+V-BLAST es siempre menos costosa que la de ZF, y también menor que la de V-BLAST para $N_{VB} \leq 20$ (ver figura 3.10a). En ambos casos, el valor de $N_{VB} = 5$, que proporciona un rendimiento del esquema combinado similar al de V-BLAST en enlace de MMF de 600 m (ver figura 3.7), están muy por debajo de estos límites. Para esta configuración, el esquema combinado tiene una complejidad asociada al preprocesado igual al 34 % de la que requiere el receptor ZF, y de un 14 % en la etapa de detección; esto equivale a un ahorro de

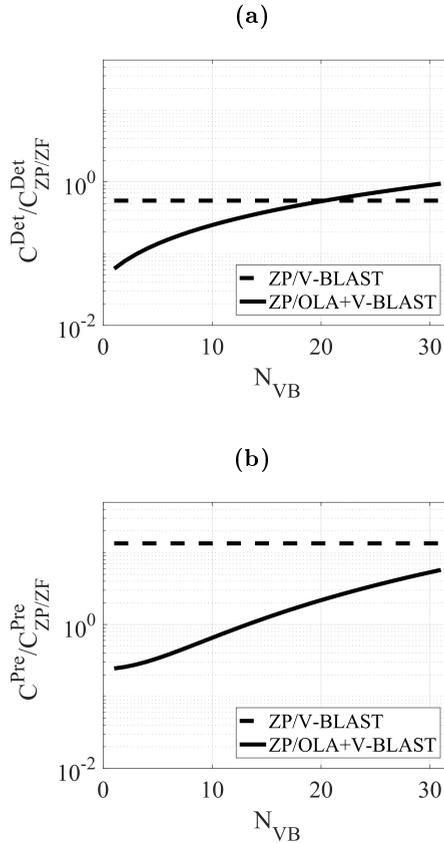


Figura 3.10: Número de productos reales requeridos en la etapa de detección (a) y preprocesado (b) para los receptores V-BLAST y OLA+V-BLAST ZP-OFDM normalizados respecto al receptor ZF, para un tamaño de bloque de la DFT de 64.

complejidad del 66 % y del 86 % respectivamente en cada etapa para el receptor OLA+V-BLAST respecto al ZF. Si se compara con el esquema V-BLAST, el receptor combinado proporciona un ahorro de complejidad del 97 % en la etapa de preprocesado, y del 75 % en la detección.

Los valores exactos de complejidad comparada, para los tamaños de la DFT simulados previamente y los valores de N_{VB} empleados para el esquema combinado, se muestran de forma resumida en la tabla 3.5. Así, para una DFT de 128 puntos empleada para compensar un enlace de

N	N_{VB}	$\frac{C_{OLA+VB}^{Det}}{C_{VB}^{Det}}$	$\frac{C_{OLA+VB}^{Det}}{C_{ZF}^{Det}}$	$\frac{C_{OLA+VB}^{Pre}}{C_{VB}^{Pre}}$	$\frac{C_{OLA+VB}^{Pre}}{C_{ZF}^{Pre}}$
64	5	25 %	14 %	3 %	34 %
128	8	18 %	10 %	1.5 %	21 %
256	12	13 %	7 %	1 %	12 %

Tabla 3.5: Complejidad comparada del receptor OLA+V-BLAST respecto los esquemas ZF y V-BLAST ZP-OFDM.

1200 m (figura 3.8), el ahorro de complejidad del esquema combinado respecto al ZF es del 79 % y del 90 % para las etapas de preprocesado y detección respectivamente. Los valores de ahorro aumentan, hasta el 88 % y 93 % para sendas etapas, para tamaño de la DFT de 256 puntos utilizado en el enlace de 2400 m (figura 3.9).

3.4 Conclusiones y resumen

Los resultados de las simulaciones presentadas en este capítulo muestran que ZP-OFDM es una solución robusta para la transmisión de datos sobre enlaces IM/DD de MMF con alta dispersión modal y fuertes desvanecimientos en frecuencia. Implementando tanto el esquema ZF como el V-BLAST en recepción, ZP-OFDM permite aumentar notablemente las tasas de transmisión en estos enlaces comparado con el esquema clásico CP-OFDM. Además, estos esquemas ZP-OFDM se han mostrado también más fiables ante el ruido de cuantificación en este escenario.

Las simulaciones del modelo de enlace de MMF, que representa el 5 % peor de los enlaces instalados, muestran que el receptor ZF es capaz de asegurar transmisiones a 29 Gb/s, empleando una modulación 64-QAM y un tamaño de la DFT de 64 puntos, en el 99,5 % de los enlaces de instalados hasta una longitud de 600 m. Sin embargo, para estos enlaces IM/DD a 1550 nm, el esquema CP-OFDM sólo permite utilizar una modulación 16-QAM para alcanzar una tasa de 19 Gb/s. Si se implementa en el receptor el esquema de detección V-BLAST, la tasa transmitida aumenta incluso más respecto a la obtenida con receptor ZF, hasta alcanzar 34 Gb/s modulando en 128-QAM.

Sin embargo, la alta complejidad aritmética asociada a estos receptores ZP-OFDM dificulta su implementación práctica. Se ha propuesto aquí un esquema de recepción combinado, llamado OLA+V-BLAST, que permite alcanzar las más altas tasas de transmisión que alcanza el esquema V-BLAST en este escenario, pero con una complejidad asociada menor incluso que la correspondiente al receptor ZF, un ahorro del 66 % y el 86 % para las etapas de preprocesado y detección respectivamente.

Las simulaciones realizadas sobre enlaces de mayor longitud, 1200 y 2400 m, confirman el comportamiento de los receptores ZP-OFDM, incluido el esquema combinado. Tanto ZF, como V-BLAST permiten transmisiones con tasas mucho mayores que el esquema CP-OFDM, al igual que OLA+V-BLAST que además incrementa todavía más los porcentajes de ahorro de complejidad respecto a ZF obtenidos para 600 m a más de un 89 % y 93 % para el preprocesado y la detección.

Capítulo 4

Igualación de señales en SSMF a 850 nm con propagación bimodal

En este capítulo, se muestran los resultados de aplicar técnicas de igualación de señales moduladas en amplitud en sistemas ópticos con modulación de intensidad y detección directa (IM/DD) sobre fibra óptica monomodo estándar (SSMF) a la longitud de onda de 850 nm. Ésta es la primera vez que se proponen técnicas de igualación en este escenario de propagación bimodal, donde las propuestas anteriores para combatir la dispersión entre los dos modos propagados se basan en la capacidad de los filtros modales para eliminar (o al menos atenuar fuertemente) el modo superior y así obtener transmisiones pseudo-monomodales. Por su parte, los esquemas de igualación propuestos permiten compensar, además de la dispersión modal, otras distorsiones inducidas por la fibra como la dispersión cromática, el acoplo entre modos o la limitación de ancho de banda de entrada-salida del sistema.

En el primer apartado de este capítulo, sección 4.1, se introducen los antecedentes y la motivación del capítulo. Varios ejemplos de SSMF disponibles comercialmente se han caracterizado experimentalmente y los parámetros obtenidos se muestran en la sección 4.2. También en la sección 4.2, el efecto del acoplamiento modal, inducido por conectores ópticos, se ha estudiado por medio de medidas y también de simulaciones numéricas, evaluando su impacto en el rendimiento de los enlaces de SSMF. Las configuraciones de los igualadores capaces de combatir la interferencia causada por la propagación bimodal se muestran en la sección 4.3, incluyendo un estudio de su complejidad asociada. En la sección 4.4, el aumento del alcance proporcionado por los igualadores se evalúa considerando un modelo completo del enlace de SSMF, que incluye las limitaciones inherentes a la propagación sobre la SSMF y también el acoplamiento modal inducido por conectores ópticos, así como los efectos de utilizar láseres de cavidad vertical y emisión superficial (VCSEL) como fuentes ópticas. Finalmente, en la sección 4.5 se derivan las principales conclusiones.

4.1 Introducción: antecedentes y motivación

Los VCSEL emitiendo a 850 nm, caracterizados por su eficiencia energética y bajo coste, combinados con diseños optimizados de fibra multimodo (MMF) se han establecido como una solución de bajo coste para enlaces ópticos de corto alcance y altas tasas de datos. Por ejemplo, el interfaz 10GBASE-SR, incluido en el estándar 10 Gigabit Ethernet (10GbE) y que opera sobre MMF, define un alcance máximo de 300 m para una tasa de error de bit (BER) de 10^{-12} utilizando fibra de $50\mu\text{m}$ de diámetro optimizada para láseres (OM3) combinada con VCSEL emitiendo a 850 nm. Si se utiliza un nuevo diseño estandarizado de MMF (OM4), la cobertura puede extenderse incluso hasta los 400 m [2]. Se han llevado a cabo grandes esfuerzos con el fin de incrementar el ancho de banda modal efectivo de la MMF, lo que por otra parte también ha contribuido al aumento del coste de los nuevos despliegues de fibra; en cualquier caso, el despliegue de las nuevas MMF impide el aprovechamiento de la herencia de MMF instalada.

El uso de VCSEL a 850 nm para transmisiones sobre SSMF constituye una interfaz prometedora de bajo coste para mejorar el alcance

proporcionado por la MMF. A 850 nm, sólo 2 modos se propagan en la SSMF causando interferencia entre símbolos (*Inter-Symbol Interference*, ISI) debido al retardo modal diferencial (DMD). La estandarización de la SMF por reguladores tales como ANSI/TIA/EIC y ITU han definido especificaciones de la fibra en el rango que va desde 1260 a 1625 nm [42]. La falta de especificaciones para la SSMF en la ventana de 850 nm es la causa de que las características de la propagación bimodal difieran entre los distintos modelos y fabricantes.

El uso del filtrado modal (MF) para rechazar el modo superior y reducir así la ISI se ha publicado en [43], proporcionando un alcance de 1 km a 10 Gb/s. Los principales problemas asociados al MF son dos: cada MF reduce la potencia transmitida cuando rechaza el modo superior, y un MF debe ser incluido en cada empalme o conector, donde se pueda inducir acoplamiento entre ambos modos. Por lo tanto, dependiendo de las condiciones de iluminación de la fibra por el VCSEL o del desalineamiento de los conectores, el alcance del enlace puede verse seriamente reducido.

Otro enfoque para cancelar la ISI causada por el DMD es la igualación basada en realimentación de decisiones previas (DFE). El uso de DFE ha sido recientemente estandarizado en 10GbE para soluciones de enlaces ópticos sobre MMF. Por ejemplo, 10GBASE-LRM incluye un chip electrónico para la compensación de la dispersión que permite la igualación de las señales con dispersión modal para alcanzar transmisiones libres de errores sobre enlaces de 220 m de cualquier tipo de MMF a 1310 nm, incluyendo Interfaz de Datos Distribuida por Fibra (FDDI) y fibras OM1 [2]. Continuando con este enfoque, se propone aquí la utilización de esquemas de igualación desarrollados a partir del esquema clásico DFE para lidiar con la propagación bimodal sobre SSMF a 850 nm cualquiera que sea el modelo de fibra utilizado; este esquema avanzado de igualación se nombra en la literatura como DFE bidireccional (BiDFE), y ya ha sido previamente propuesto para compensar la dispersión modal en enlaces de MMF [44].

4.2 Propagación bimodal sobre SSMF a 850 nm

En esta sección, se estudian las principales características de la SSMF que afectan a la transmisión de señales a 850 nm: la dispersión modal y el acoplo entre modos. Para evaluar la dispersión modal, se han medido varios modelos comerciales de SSMF para verificar la variabilidad entre sus valores de DMD. Para caracterizar el acoplamiento modal causado por conectores ópticos desalineados, la variabilidad estadística de dicho desalineamiento se ha derivado a partir de medidas de acoplo modal cuando los conectores son excitados sólo por el modo fundamental, y estos resultados se ha extendido a todos los otros casos de acoplamiento. Las medidas se han realizado sobre una instalación formada por un VCSEL modulado en intensidad (*Finisar* HFE6x92-x61) y su correspondiente fotodiodo (HFD6380-418); las señales eléctricas fotodetectadas se han capturado con un osciloscopio *Keysight Infiniium* a 40 Gmuestras/s, y las muestras obtenidas han sido filtradas digitalmente mediante un filtro de Bessel de 4º orden con una frecuencia de corte de 7.5 GHz.

4.2.1 Dispersión modal: retardo modal diferencial

A 850 nm, la SSMF propaga dos modos linealmente polarizados, LP₀₁ y LP₁₁, cada uno a una velocidad de grupo diferente. La diferencia entre los retardos de ambos modos por unidad de longitud define el DMD. Cada modo sufre además dispersión cromática o de velocidad de grupo (*Group Velocity Dispersion*, GVD): aunque los valores para ambos modos a 850 nm son mayores (~ 85 ps/(km·nm) [45]) que los correspondientes a las longitudes típicas de operación monomodo (16 ps/(km·nm) a 1550 nm y cerca de cero a 1310 nm), su efecto en el ensanchamiento de los pulsos transmitidos es mucho menor que el que introduce la dispersión modal. Aun así, la GVD no es despreciable y, atendiendo a la anchura espectral de una fuente óptica como es el VCSEL, su influencia en el rendimiento del enlace puede ser significativa, tal y como se muestra más adelante en la sección 4.4.

En la literatura, existen varios estudios sobre la propagación bimodal sobre SSMF que muestran la divergencia en los valores medidos de DMD. Éstos varían entre 1.2 ns/km [46] [47] a 2.5 ns/km [48], e incluso 3.3 ns/km [49]; sin embargo, los resultados más habituales corresponden a valores entre 2.1 y 2.3 ns/km [43] [50] [51] [52] [53]. Además, una fibra diseñada especialmente, conforme a los estándares de SSMF [42] pero a

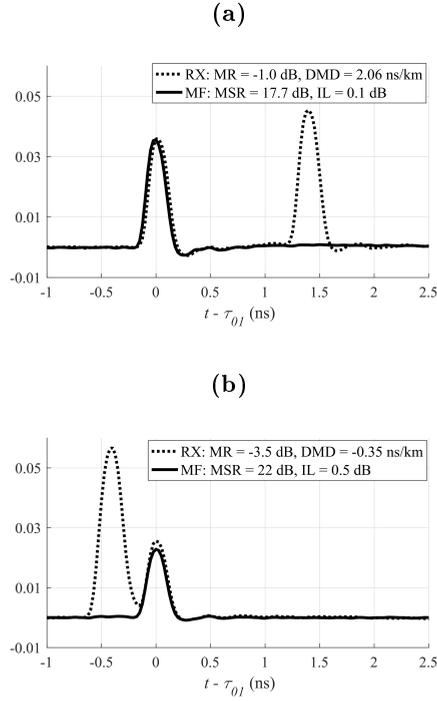


Figura 4.1: Propagación de un pulso aislado a través de 680 m de *Corning* SMF-28 (a), y de 1153 m de ESSMF de *Draka* (b). Señal recibida (RX), y filtrada modalmente recibida (MF).

la vez optimizada para 850 nm, ha mostrado valores de DMD por debajo de 0.1 ns/km [45] [54].

En este trabajo, la primera fibra medida ha sido la llamada SMF-28 de *Corning*, uno de los modelos de SSMF más desplegados. La figura 4.1a muestra las señales detectadas correspondientes a un único pulso transmitido de 0.23 ns de anchura (a mitad del máximo), propagado a través de 680 m de fibra sin MF, y también con un MF construido enrollando el extremo de la fibra para filtrar la contribución del modo LP_{11} . Se ha medido un valor de DMD de 2.1 ns/km, que se ha definido como la diferencia entre los retardos de los modos LP_{11} y LP_{01} por unidad de longitud: $DMD = (\tau_{11} - \tau_{01})/L_{TX}$. La ratio modal se define como el cociente entre las potencias ópticas de ambos modos, $MR = P_{01}/P_{11}$; así,

las medidas en la figura 4.1a corresponden a unas condiciones de ataque a la fibra que excitan ligeramente más el modo LP_{11} que el modo LP_{01} ($MR = -1$ dB).

La segunda fibra medida ha sido el modelo *Enhanced* SSMF (ESSMF) de *Draka*, que cumple también con [42], la cual permite la transmisión de tasas de datos elevadas en la banda entre 1260 y 1625 nm. En la figura 4.1b se muestran los mismos pulsos detectados que anteriormente, pero para un enlace de ESSMF de 1153 m. La principal diferencia respecto a la SMF-28 es el valor de $DMD = -0.35$ ns/km, donde el signo negativo significa que el modo fundamental viaja a lo largo de la fibra más lento de lo que lo hace el modo LP_{11} , de forma similar a como se ha publicado en [45] [54]. De nuevo el VCSEL excita más el modo LP_{11} : $MR = -3.5$ dB.

Finalmente, las medidas de un único pulso propagado en un enlace de fibra SMF-28e, la cual es presentada por *Corning* como una evolución de SMF-28 que ofrece capacidad y especificaciones mejoradas manteniendo plena compatibilidad con los modelos antiguos de SSMF, presentan un valor de DMD de 2.3 ns/km.

4.2.2 Desalineamiento entre fibras: acoplo modal y pérdidas

Varios mecanismos físicos pueden llevar al acoplamiento entre los campos modales propagados. Se pueden distinguir de manera general dos casos: acoplamiento discreto, el cual se puede generar localmente en empalmes y conectores causado por uniones imperfectas entre tramos de fibra, y acoplo generado de forma continua a lo largo del tramo de fibra, debido a imperfecciones en el perfil de índice de refracción, giros y dobleces de la fibra en todas las escalas espaciales (ver subsección 2.3.3).

La influencia del acoplamiento continuo queda minimizada en la SSMF debido a dos razones principales [12]. En primer lugar, los dos modos propagados acoplan débilmente entre sí debido principalmente a que la diferencia relativa entre los índices efectivos de refracción de ambos modos propagados es suficientemente grande (aproximadamente un 40% de la máxima diferencia dada por los índices del núcleo y la cubierta, ver tabla 2.1); de hecho, ambos modos pertenecen a grupos de modos diferentes. La otra razón es la limitada longitud de los enlaces de fibra pasivos a 850 nm y las relativamente altas pérdidas de inserción de la fibra (1.8 dB/km).

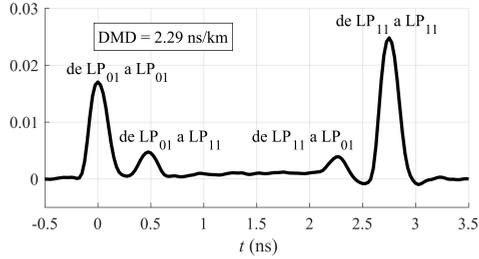


Figura 4.2: Señal recibida correspondiente a un único pulso transmitido a través de un enlace de fibra SMF-28e de *Corning* compuesto de un tramo de 1 km conectado mediante un conector óptico a otro tramo de 200 m.

La transferencia de potencia óptica que sufre un único pulso transmitido debido al acoplo discreto, generado en un conector óptico localizado entre dos tramos de fibra SMF-28e de 1 km y 0.2 km, se muestra en la figura 4.2. Al final del primer tramo de fibra de 1 km, las dos contribuciones de la señal propagada, que corresponden a sendos modos propagados como en los ejemplos de la figura 4.1, se acoplan a los modos que se propagan en el segundo tramo de 200 m, tal y como está etiquetado en la figura 4.2, para generar, al final del segundo tramo de fibra, una señal formada por cuatro contribuciones cada una con un retardo diferente. La primera contribución corresponde a la señal que se ha propagado exclusivamente sobre el modo LP_{01} a lo largo de los dos tramos de fibra, de manera similar a la última contribución, que sólo se ha propagado sobre el modo LP_{11} . La segunda y la tercera contribución son el resultado del intercambio de potencia entre modos distintos debido al desalineamiento entre las fibras en el conector intermedio.

Con el propósito de caracterizar el desalineamiento en un conector habitual del tipo SC (*Subscriber Connector*), se ha usado una instalación de fibra compuesta por un latiguillo de fibra HI-780 de *Corning* conectado a un tramo de fibra SMF-28 de 680 m por medio de un conector óptico SC con contacto físico ultra pulido (SC-UPC), tal y como se muestra en la figura 4.3b. La fibra HI-780 es monomodo a 850 nm y, en una unión perfectamente alineada con un tramo de SSMF, la potencia transportada por el modo fundamental sólo se acopla con el modo LP_{01} de la SSMF, lo cual corresponde a un valor de $MR = \infty$ sobre la SSMF.

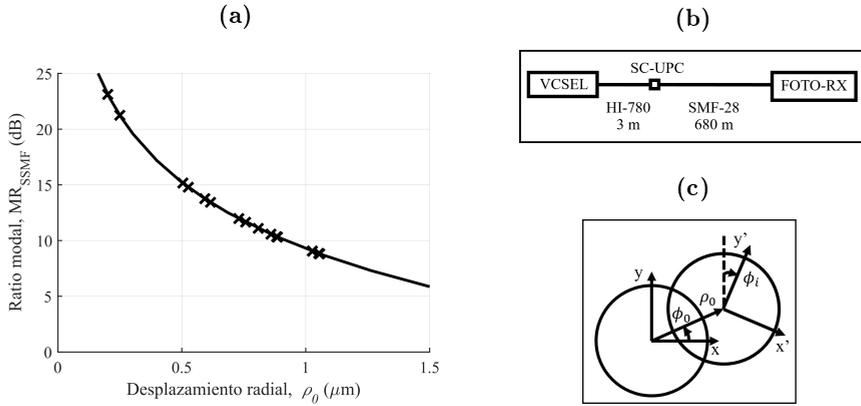


Figura 4.3: Ratio modal de la señal propagada en una SMF-28 (MR_{SSMF}) en función del desplazamiento radial (ρ_0) en una interconexión con una HI-780 (a): curva teórica (línea continua) y medidas (cruces). Se incluye el esquemático correspondiente a la instalación óptica para las mediciones (b), y los ejes de coordenadas y variables que definen el desplazamiento lateral (c).

En una conexión realista, el desalineamiento del conector induce cierta excitación del modo LP_{11} . De esa manera, cuando se transmiten pulsos aislados y se mide el MR sobre la señal recibida tras el tramo de SMF-28, como en la figura 4.1, se podría derivar la magnitud del desalineamiento si la relación entre dicho desalineamiento y la excitación modal en la SSMF fuera conocida. Se asume que la única fuente de degradación en un conector no ideal es el desplazamiento lateral (como en [13]), el cual queda completamente definido por el desplazamiento radial (ρ_0), el desplazamiento angular (ϕ_0) y la rotación angular (ϕ_i), tal y como se muestra en la figura 4.3c. Sin embargo, debido a que el modo fundamental de la fibra HI-780 tiene un perfil casi Gaussiano, similar al del LP_{01} propagado en la SSMF, y que el modo LP_{11} degenera en dos componentes ortogonales, LP_{11a} y LP_{11b} (ver los perfiles modales de potencia en la figura 4.4b), sólo ρ_0 influye en la variación del MR en una unión entre una HI-780 y una SSMF. Los perfiles de campo modales para ambas fibras se han calculado atendiendo a las hojas de especificaciones proporcionadas por *Corning* para un perfil de salto de índice. Los coeficientes de acoplamiento teóricos, en función de ρ_0 , entre el modo fundamental propagado en la HI-780 y cada uno de los dos modos de la SSMF se obtienen integrando los correspondientes campos transversales modales

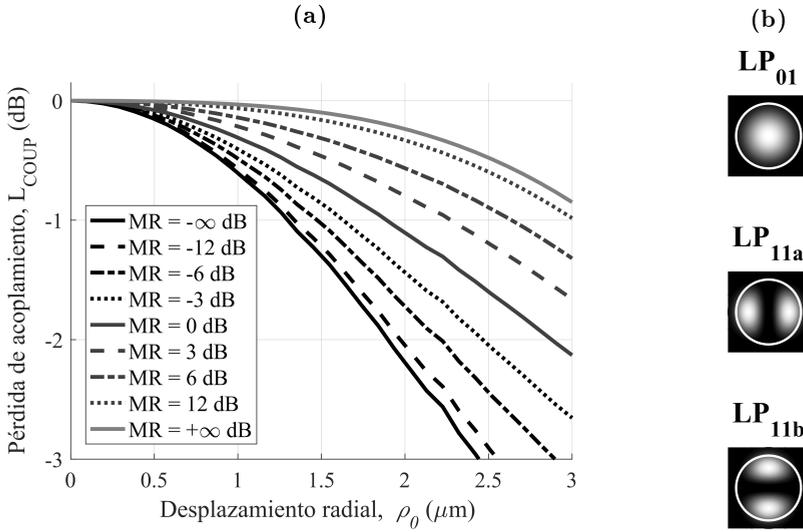


Figura 4.4: Pérdida de acoplamiento media (L_{COUP}) debida al desplazamiento radial (ρ_0) en una unión desalineada entre dos SMF-28 a 850 nm para diferentes valores de ratio modal de la señal incidente (MR), (a); y perfiles transversales de potencia normalizados de los modos LP_{01} , LP_{11a} y LP_{11b} , (b).

(ver subsección 2.3.3.2)[14], y de esta forma se establece una relación directa entre la MR medida y ρ_0 , como se muestra con la línea continua en la figura 4.3a. La MR se ha medido para distintos conectores SC, y las medidas resultantes (marcadas con cruces en la figura 4.3a) se han trasladado a valores de ρ_0 mediante la curva teórica. De este modo, los distintos valores de ρ_0 derivados, a partir de medidas de MR para diferentes configuraciones del despliegue óptico, presentan un valor medio de $0.74 \mu\text{m}$.

Además de acoplo modal, el desplazamiento lateral en una unión entre dos SSMF puede causar también pérdidas de potencia cuando la totalidad de la luz incidente transportada por la fibra entrante no puede acoplarse a los modos propagados sobre la fibra saliente. Para evaluar este efecto, los coeficientes de acoplamiento modal entre dos tramos de SMF-28 desalineados se han calculado de manera similar a como se ha hecho para la figura 4.3a. En la figura 4.4a, las distintas curvas, correspondientes cada una a un valor dado de MR en la fibra incidente,

muestran las pérdidas de acoplamiento (L_{COUP}) en función de ρ_0 , y cada uno de los puntos de esas gráficas se obtiene promediando entre 1000 realizaciones para una distribución uniforme entre 0 y 2π para ϕ_0 y ϕ_i , y también para la diferencia de fases entre los campos modales entrantes. Cuando se calcula la potencia óptica de los campos modales acoplados salientes se han considerado tanto los términos incoherentes, proporcionales a la potencia de los modos incidentes, como los términos coherentes, que resultan de la interferencia entre los campos modales entrantes y que dependen de la diferencia entre sus fases (para una descripción más detallada ver Apéndice al final de la tesis) [55]. La figura 4.4a muestra que la L_{COUP} promediada está condicionada no sólo por el grado de desalineamiento sino también por el nivel relativo entre los modos incidentes: para un valor dado de ρ_0 , las pérdidas aumentan a medida que lo hace el nivel relativo del modo LP_{11} respecto al modo LP_{01} . Este efecto es fácilmente comprensible si se tiene en cuenta la distribución de intensidad en el plano transversal del modo LP_{11} , tanto el LP_{11a} como el LP_{11b} , el cual se propaga principalmente en una región más externa en la sección transversal de la SSMF de lo que lo hace el modo LP_{01} (ver perfiles modales incluidos en la figura 4.4b).

Con todos los resultados anteriores, el efecto de un único conector queda completamente caracterizado en términos de acoplamiento modal y pérdidas de potencia para una excitación entrante dada (valor de MR y fase relativa). Con el propósito de calcular las pérdidas previstas para un conector típico SC, la distribución estadística del desplazamiento lateral debe ser también considerada. En [13] se muestra que ρ_0 puede modelarse de forma apropiada mediante una distribución de Rayleigh, mientras que una distribución uniforme entre 0 y 2π se utiliza para ϕ_0 y ϕ_i . Utilizando una distribución de Rayleigh con un parámetro de escala de $0.55 \mu\text{m}$ ajustada a los valores de ρ_0 derivados anteriormente, se han llevado a cabo simulaciones numéricas para cuantificar las pérdidas de acoplamiento asociadas a esta configuración, pero considerando también la excitación modal. La pérdida de acoplamiento media de un conector se ha calculado sobre 10000 realizaciones para una señal incidente con MR modelado como una distribución uniforme entre -15 y 15 dB, y considerando tanto los términos incoherentes como los coherentes tal y como se ha realizado previamente en la obtención de L_{COUP} para la figura 4.4. La pérdida media así obtenida para un único conector es de 0.2 dB que es un valor típico en conectores pulidos de fábrica diseñados para minimizar las pérdidas por reflexión. Por lo tanto, la caracterización de los conectores

derivada en esta sección, la cual se ha desarrollado utilizando el modelo ampliamente establecido de [13] y complementado por medidas propias, es adecuado para ser usado en las subsiguientes secciones con el fin de simular interconexiones de SSMF.

4.2.3 Filtrado modal

En un escenario de propagación bimodal, la eficacia reduciendo la ISI inducida mediante el filtrado del único modo superior (HOM) es clara. Específicamente para SSMF a 850 nm, existen varios ejemplos de filtros modales basados en distintas técnicas: estrechamiento de la fibra [50], cables ópticos por debajo de la longitud de onda [56], acopladores de modos [43], o fibra óptica monomodo a 850 nm [51] [53]. Es más, un sencillo MF construido enrollando de forma apropiada el extremo de una fibra proporciona un alto rendimiento en rechazar el HOM propagado, como en [48]. Para el ejemplo de la SMF-28 en la figura 4.1a, enrollando 4 vueltas del extremo final de la fibra con un diámetro de 10 mm se obtiene una relación de modo suprimido (*Mode Suppressed Ratio*, MSR) de 18 dB con 0.1 dB de pérdidas de inserción (*Insertion Loss*, IL); ambos valores definidos en términos de potencia óptica: $MSR = MR^{\text{OUT}}/MR^{\text{IN}}$, $IL = P_{01}^{\text{IN}}/P_{01}^{\text{OUT}}$. Para la ESSMF en la figura 4.1b, el diámetro del filtro utilizado es de 6 mm, lo que le permite alcanzar $MSR = 22$ dB con $IL = 0.5$ dB.

Sin embargo, la principal objeción al uso de MF es la necesidad de incluir un elemento filtrante en cualquier punto del enlace que potencialmente pueda inducir acoplo entre modos. Como se muestra en la figura 4.2, en un enlace formado por dos tramos de fibra, el acoplamiento modal que se induce en la conexión entre tramos añade contribuciones de ISI adicionales al final del enlace. Para una completa eliminación de la ISI, se requiere la inclusión de un MF al final de cada uno de los tramos de fibra. Si el MF se incluyera sólo al final del último tramo, sólo se atenuarían las contribuciones de la señal que se propagan sobre el modo LP_{11} en ese último tramo (la segunda y la cuarta contribución en la figura 4.2), pero la tercera contribución, que también genera ISI, permanecería inalterada dado que ésta se propaga sobre el modo LP_{01} en este último tramo.

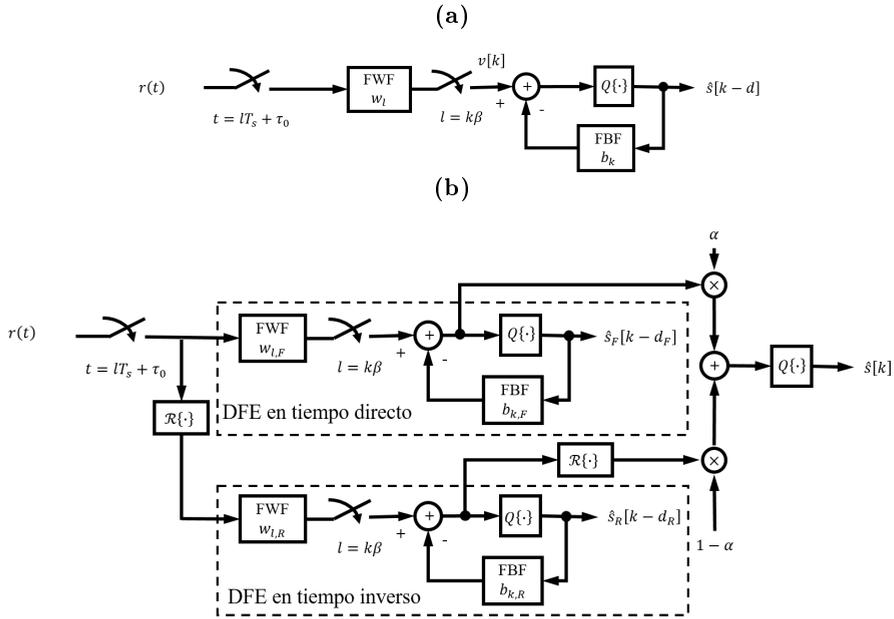


Figura 4.5: Diagrama de bloques de los igualadores fraccionarios DFE (a) y LC-BiDFE/STR-DFE (b).

4.3 Esquemas de igualación

Los igualadores utilizados en este capítulo se basan en el igualador DFE fraccionario a $T/2$ bajo el criterio de mínimo error cuadrático medio (*Minimum Mean Square Error*, MMSE). Esta estructura está compuesta por un filtro de respuesta al impulso finita (FIR) directo (*Feed-Forward Filter*, FWF) de $K_w + 1$ coeficientes que opera sobre la señal recibida muestreada al doble de la tasa de símbolo, y por un filtro de realimentación (*Feed-Back Filter*, FBF) de K_b coeficientes aplicado sobre la secuencia de símbolos detectados previamente, este esquema (ver figura 4.5a) y la derivación de los coeficientes óptimos de los filtros están ampliamente descritos en la literatura [57] [58]. En este capítulo, la BER producida por los distintos esquemas de igualación se estima mediante el método cuasi-analítico, que consiste en simular el modelo sin la contribución de ruido (aditivo y Gaussiano para este caso) para generar la ISI neta debida al canal global, para posteriormente añadir el efecto estadístico del

ruido caracterizado analíticamente y estimar la tasa de error [59]. De este modo, se consigue reducir la alta carga computacional asociada a estimar tasas muy bajas de BER mediante el conteo de errores (método Montecarlo): por ejemplo, en este capítulo se emplean secuencias de 10^4 bits para estimar valores de BER del orden de 10^{-12} de forma confiable, que para una estimación ajustada mediante el método Montecarlo requeriría el conteo de errores en la detección sobre secuencias de bits transmitidas de longitud $\gg 10^{12}$. Este eficiente método de estimación de la BER ya se utiliza en el en el interfaz 10GBASE-LRM del estándar 10GbE para estimar la penalización de potencia por dispersión modal producida por un igualador DFE [60]. Además, cuando se estima la BER de los igualadores DFE y BiDFE, se asume que no existe error de propagación a través del FBF, lo cual es razonable dado el muy bajo valor objetivo de BER (10^{-12}), al igual que en [60].

A fin de ilustrar tanto el rendimiento limitado del esquema clásico DFE como también las capacidades de los esquemas propuestos BiDFE, la figura 4.6 muestra las correspondientes curvas de BER para un ejemplo un canal especialmente exigente en términos de ISI. Un enlace de un solo tramo de SSMF produce una respuesta al impulso del canal con dos contribuciones principales, cada una de ellas asociada directamente a cada uno de los modos propagados, al igual que ocurre en la figura 4.1. La respuesta al impulso simulada para el ejemplo, incluida en el recuadro, está formada también por dos contribuciones de las cuales la primera tiene la mitad de la amplitud máxima que tiene la segunda. Las curvas de BER obtenidas a la salida de los igualadores se dibujan en función de la relación señal a ruido óptica (*Optical Signal to Noise Ratio*, OSNR) a la entrada del fotodetector, y se comparan con un canal ideal con ruido aditivo blanco Gaussiano (AWGN), el cual es equivalente a un canal sin ISI y se dibuja con una línea continua en la figura 4.6.

Además, para el ejemplo simulado se incluyen las curvas de BER correspondientes al detector de máxima verosimilitud de secuencias (*Maximum Likelihood Sequence Estimator*, MLSE), que es el detector óptimo que minimiza la probabilidad de error, así como el igualador lineal (*Feed-Forward Equalizer*, FFE) fraccionario a $T/2$, que es equivalente al esquema DFE de la figura 4.5a considerando que $K_b = 0$. Finalmente, se incluye una estimación de la complejidad aritmética asociada a cada receptor, con el fin de valorar conjuntamente tanto las prestaciones en la detección desde el punto de vista de la BER como la complejidad asociada a la implementación.

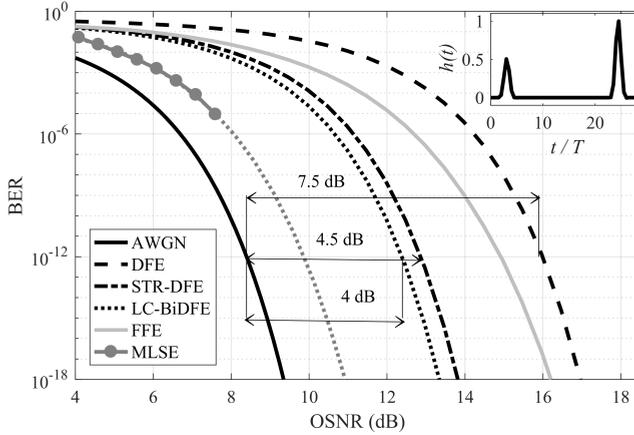


Figura 4.6: BER en función de la OSNR para los receptores DFE, STR-DFE, LC-BiDFE, FFE y MLSE, y penalizaciones de potencia para $BER = 10^{-12}$ respecto al canal AWGN, para la respuesta al impulso del canal simulado, $h(t)$, incluida en el recuadro.

4.3.1 Igualador con realimentación de decisiones previas: DFE

El igualador DFE, a pesar de ser subóptimo desde el punto de vista de la probabilidad de error, constituye una solución efectiva y de baja complejidad para combatir la ISI. Con el fin de restringir la complejidad del receptor el orden del FWF (K_w) debe limitarse mientras el orden del FBF (K_b) debe ser lo suficientemente alto como para abarcar el máximo retardo inducido por el canal.

Para compensar respuestas al impulso del canal con dos contribuciones separadas temporalmente (como las mostradas en la figura 4.1), un igualador DFE ideal (con filtros de longitud infinita) opera de forma que la energía de la respuesta al impulso del canal se concentra al principio de la versión filtrada a la salida del FWF (esto es, generando un canal de fase mínima), y posteriormente elimina la interferencia residual debida a los símbolos previamente detectados mediante el FBF. Por el contrario, para una configuración del DFE con una longitud del FWF de un solo coeficiente ($K_w = 0$), y asumiendo el FBF es lo suficientemente largo para cubrir el retardo máximo del canal, el FWF se limita a seleccionar

del coeficiente de mayor amplitud en la respuesta al impulso del canal. Así, se maximiza la potencia de la señal a la salida del igualador, pero la cancelación de la interferencia de los coeficientes anteriores al de máxima amplitud en la respuesta al impulso del canal (debida a símbolos futuros) no se puede compensar ya que el FBF actúa sólo sobre la interferencia de los coeficientes posteriores [61]. En este capítulo, se ha utilizado una configuración de baja complejidad del igualador DFE (y en general para los igualadores BiDFE) en el que el orden del FWF es mucho menor que el máximo retardo inducido por el canal, la cual está más cerca de la configuración de un solo coeficiente en el FWF, pero permite cancelar una pequeña parte de la ISI mediante el FWF.

Por lo tanto, el igualador DFE opera detectando el símbolo asociado a la muestra de mayor nivel de la primera contribución en la respuesta al impulso del canal. Por ejemplo, en la figura 4.1a, ésta corresponde a la muestra en $t = 0$, asociada al modo LP_{01} : el FWF se encarga de compensar la ISI inducida por las muestras alrededor de $t = 0$ causadas por el ancho de banda limitado del sistema y/o la GVD, mientras que el FBF combate la ISI debida principalmente a la contribución retardada por la dispersión modal. Como resultado, la relación señal a ruido (SNR) a la salida del igualador está dominada por la máxima amplitud de la primera contribución de la respuesta al impulso del canal. La configuración de los filtros para todos los igualadores basados en DFE en este capítulo emplean un orden del FWF de $K_w = 4$, dado que proporciona un buen balance entre complejidad y rendimiento en la detección, además de emplear un FBF que se ajusta para combatir el máximo retardo inducido por el canal.

En el ejemplo de la figura 4.6, se aprecia como la curva de BER del DFE (línea discontinua) converge con $K_w = 4$ y $K_b = 25$ (la misma configuración que se emplea en el resto de igualadores basados en DFE); esto es, el igualador es capaz de lidiar con la ISI inducida por la segunda contribución de la respuesta al impulso del canal, pero se requiere un elevado valor de OSNR para alcanzar valores bajos de BER. La razón de este bajo rendimiento es que la mayoría de la energía de la respuesta al impulso del canal se distribuye en la segunda contribución que es la considerada como la interferente por el igualador. Por lo tanto, se requiere una $OSNR = 16.1$ dB para alcanzar una $BER = 10^{-12}$, lo cual implica una penalización de potencia óptica respecto al canal AWGN de 7.5 dB.

4.3.2 DFE con selección de tiempo invertido: STR-DFE

Como se ha señalado anteriormente, el rendimiento de BER del DFE disminuye cuando la respuesta al impulso del canal tiene los mayores niveles en las muestras finales. Para mejorar la igualación en estos casos, se hace uso de la inversión temporal: invirtiendo en el tiempo el orden de las muestras recibidas, la respuesta al impulso equivalente se convierte en una versión invertida temporalmente de la respuesta al impulso original: $\tilde{h}(t) = h(-t)$ [61]. Por lo tanto, cuando el modo retardado es predominante en un enlace de SSMF, el igualador puede trabajar sobre las muestras invertidas temporalmente y así el modo retardado se trasladaría a la primera contribución del canal y la segunda contribución sería entonces la más débil, generando las condiciones en que el DFE presenta mejores prestaciones. Esta solución se llama DFE con selección de tiempo invertido (STR-DFE): alterna entre los modos de operación en tiempo directo y tiempo invertido atendiendo a si las condiciones del canal benefician una u otra opción para minimizar el MSE de los símbolos igualados. El diagrama de este esquema se muestra en la figura 4.5b, considerando que el valor del coeficiente α , que actúa como selector, sólo puede tomar los valores de 0 y 1.

En el ejemplo de la figura 4.6, el STR-DFE (línea punteada y a trazos) opera en modo de operación en tiempo inverso y su penalización de OSNR respecto al canal AWGN se establece en 4.5 dB. Por lo tanto, para este ejemplo, la mejora derivada de operar en modo de tiempo inverso respecto al modo de tiempo directo (equivalente al DFE convencional) es de 3 dB en unidades de potencia óptica.

4.3.3 DFE bidireccional con combinación lineal: LC-BiDFE

La estructura DFE bidireccional combina las salidas de un DFE en modo en tiempo directo y otro en tiempo inverso para reducir el realce de ruido global a la salida del igualador, tal y como se muestra en la figura 4.5b y considerando que el coeficiente α puede tomar cualquier valor real entre 0 y 1. Dado que el ruido filtrado por el FWF de los dos flujos de salida de los igualadores están incorrelados, la SNR global aumenta cuando dichas salidas se suman. Existen varias alternativas propuestas para combinar los dos flujos de salida. En este capítulo se hace uso de un combinador lineal de diversidad como se propone en [62], dando lugar al DFE bidireccional con combinación lineal (LC-BiDFE). Los dos flujos, ponderados dependiendo del propio MSE, se suman para explotar la

diversidad inherente entre los dos igualadores y reducir así el término de realce de ruido y la componente de ISI residual de la salida combinada.

En el ejemplo de la figura 4.6, el LC-BiDFE (línea punteada) opera balanceando el combinador hacia la salida del DFE en tiempo inverso (aproximadamente el 80 % del total), pues es la que produce menor BER, pero evitando la supresión del DFE en tiempo directo (sobre un 20 % del total) para obtener una reducción global del ruido. Así, el LC-BiDFE (línea punteada) presenta una penalización de OSNR respecto al canal AWGN de 4 dB, lo que implica una reducción adicional de 0.5 dB comparada con la del STR-DFE.

4.3.4 Complejidad de los igualadores

En esta subsección, la complejidad de los receptores previamente descritos se estima, contabilizando el número de operaciones (sumas y productos) que se requieren para detectar un símbolo, y se compara con la de otros esquemas de recepción clásicos como el MLSE y el igualador FFE.

En primer lugar, el detector de máxima verosimilitud de secuencias (MLSE) es el receptor óptimo que minimiza la probabilidad de error; su gran rendimiento en la detección se puede apreciar en el ejemplo de la figura 4.6 (línea marcada con círculos), donde el MLSE proporciona una curva de BER muy cercana al canal AWGN. Sin embargo, el receptor MLSE, incluso si se implementa mediante el eficiente algoritmo de Viterbi, tienen una complejidad asociada que depende exponencialmente de la memoria del canal (el retardo máximo del canal en unidades de período de símbolo o el orden de la respuesta al impulso del canal discreto equivalente, K) [57]: $(K + 1) \cdot M^K$, siendo M el tamaño de la constelación utilizada. Para el ejemplo de la figura 4.6, la memoria del canal es $K = 25$, y la modulación OOK implica que $M = 2$; así, la complejidad requerida es $8.72 \cdot 10^8$ multiplicaciones y otras tantas sumas.

Por otro lado, el igualador lineal (*Feed-Forward Equalizer*, FFE) fraccionario a $T/2$ permite la detección símbolo a símbolo; éste está formado por un filtro FIR de orden K_{ffe} que opera sobre la señal recibida al doble de la tasa de símbolo. La complejidad de este receptor es por tanto proporcional a la longitud del filtro que lo implementa: $K_{ffe} + 1$. Para la figura 4.6, se ha empleado un esquema FFE (línea continua gris) con $K_{ffe} = 50$, lo cual requiere computar 51 multiplicaciones y sumas.

Receptor	Expresiones generales del número de operaciones mult/sum	Número de operaciones mult/sum para el ejemplo de la figura 4.6
MLSE	$(K + 1) \cdot M^K$	$8.72 \cdot 10^8$
FFE	$K_{ffe} + 1$	51
DFE	$K_w + K_b + 1$	30
STR-DFE	$K_{w,F} + K_{b,F} + 1$, o $K_{w,R} + K_{b,R} + 1$	30
LC-BiDFE	$K_{w,F} + K_{b,F} + 2 +$ $K_{w,R} + K_{b,R} + 2$	62

Tabla 4.1: Complejidad de los receptores.

La complejidad del receptor DFE se obtiene sumando la carga aritmética asociada a las operaciones de filtrado del FWF y el FBF: $K_w + K_b + 1$, para el ejemplo se necesita calcular 30 multiplicaciones y sumas.

Respecto a los igualadores BiDFE, la complejidad asociada al receptor STR-DFE depende del modo de operación seleccionado, tiempo directo o tiempo inverso, y específicamente de la configuración de los filtros en cada etapa. En este capítulo, se utiliza la misma configuración en ambos modos de operación, que además es la misma que emplea el receptor DFE ($K_{w,F} = K_{w,R} = K_w$ y $K_{b,F} = K_{b,R} = K_b$), por lo tanto la complejidad de STR-DFE para el ejemplo es la misma que para el DFE. Finalmente, dado que el receptor LC-BiDFE hace uso de los dos modos de operación y además incluye la ponderación de cada salida, 62 multiplicaciones y sumas son necesarias para el ejemplo de la figura 4.6.

A modo de resumen, la complejidad estimada de los distintos receptores se muestra en la tabla 4.1: tanto las expresiones generales como los valores concretos para el ejemplo de la figura 4.6. Para el ejemplo, se puede apreciar que el receptor MLSE, aún proporcionando la menor tasa de BER, posee un valor de complejidad asociada que resulta prohibitivo debido a la alta dispersión inducida por el canal simulado. En comparación, la complejidad del esquema FFE se reduce drásticamente, pero a la vez también se reduce su rendimiento en cuanto a la detección. La complejidad del DFE es ligeramente superior a la mitad de la del FFE, aunque para este ejemplo, el cual es especialmente exigente para este

receptor, su rendimiento de BER es peor. Sin embargo, para este ejemplo el esquema STR-DFE operando en modo de tiempo inverso tiene la misma complejidad que el esquema DFE, pero proporciona unos valores de BER menores que los receptores DFE y FFE. Finalmente, el esquema LC-BiDFE tiene una complejidad ligeramente superior a la del FFE, pero proporciona el mejor rendimiento de BER si no se tiene en cuenta el receptor MLSE.

Sin embargo, es importante señalar que en una implementación *hardware* de un esquema DFE existen una diferencia notable entre el FWF y el FBF en términos de complejidad. Dado que el FBF opera sobre símbolos detectados y cuantificados, éstos sólo pueden tomar valores de un alfabeto finito dado por la modulación empleada (± 1 para la modulación OOK-NRZ utilizada en este capítulo). Por lo tanto, la convolución con el FBF se puede realizar exclusivamente mediante operaciones de suma y resta, las cuales son significativamente menos costosas (en área y consumo de potencia) que las operaciones de multiplicación entre números reales como las que se emplea en el FWF, y también en el receptor FFE. En consecuencia, aunque los receptores FFE y LC-BiDFE poseen una complejidad similar, dado que el filtro del FFE es unas 5 veces más largo que cada uno de los FWF del LC-BiDFE, en una implementación real el esquema LC-BiDFE requeriría menos recursos. Además, debido al perfil característico de la respuesta al impulso del canal generado por la SSMF, se ha comprobado que la mayoría de los coeficientes del FBF son de valor casi cero: para el ejemplo de la figura 4.6, sólo 5 de los 25 coeficientes de cada FBF tiene valores $> 10^{-4}$. Esta característica puede ser aprovechada para reducir las operaciones asociadas al FBF y así la complejidad mostrada en la tabla 4.1 podría reducirse todavía más.

4.4 Alcance extendido con igualación en enlaces de SSMF

En esta sección, la influencia de la fuente VCSEL y las principales características de la SSMF que afectan a la señal propagada, caracterizadas previamente en la sección 4.2, se evalúan conjuntamente por medio de simulaciones numéricas para calcular la mejora en el alcance proporcionada por los igualadores mostrados en la sección 4.3. Primeramente, se simula un sistema formado por un único tramo de SSMF sin conectores, con el propósito de valorar separadamente el efecto de la dispersión modal (ver figura 4.7a). En segundo lugar, se construye el modelo de

cableado de fibra óptica habitual empleado en [2], incluyendo también la distribución de desalineamiento de los conectores derivada en la subsección 4.2.2, para evaluar la cobertura ofrecida por los distintos igualadores; este modelo consiste en un tramo de SSMF conectado en sus extremos a sendos latiguillos de SSMF de 3 m de largo (ver figura 4.8a). Con respecto a la fuente óptica, dos tipos de VCSEL se han considerado en las simulaciones [63]: monomodo transversal (STM) y multimodo transversal (MTM). A 850 nm, un VCSEL con un diámetro de su área activa menor a $5 \mu\text{m}$ genera un solo modo transversal, con perfil casi Gaussiano y un ancho de línea típico menor de 100 MHz. Por otro lado, para diámetros del área activa mayores, el VCSEL genera varios modos transversales y un espectro de emisión con múltiples picos.

El modelo de las simulaciones consiste en un VCSEL emitiendo a 850 nm que ilumina un enlace de SSMF, para un valor de MR dado con una potencia óptica transmitida fija y unas pérdidas de la fibra de 1.8 dB/km, donde los efectos no lineales de la misma se desprecian. El enlace óptico modulado en intensidad y con detección directa (IM/DD) incluye un filtro eléctrico Gaussiano en transmisión con una respuesta al escalón de $T_{20\%-80\%} = 47 \text{ ps}$, y un filtro eléctrico de Bessel de 4º orden con una frecuencia de corte de 7.5 GHz en recepción, como los usados en 10GBASE-LRM [2] para evaluar enlaces de MMF. Se han obtenido las penalizaciones de potencia óptica, respecto al caso AWGN para una $\text{BER} = 10^{-12}$ (ver figura 4.6), con las que evaluar los igualadores descritos en la sección 4.3. La máxima penalización permitida cuando se considera la viabilidad del enlace es de 6.5 dB, que es la misma penalización admitida por dispersión en 10GBASE-LRM, excepto que en este trabajo se incluyen también las pérdidas. El valor más alto de las pérdidas por absorción de la SSMF a 850 nm y las longitudes mayores de los enlaces estudiados en este trabajo, exigen incluir esta premisa más restrictiva para poder evaluar de manera más precisa el máximo alcance logrado.

4.4.1 VCSEL monomodo transversal y tramo único de SSMF

En primer lugar, la excitación modal debida a la incidencia del VCSEL y la dispersión modal inducida por la SSMF (el signo de la DMD principalmente) han de ser conjuntamente analizados para valorar cómo afectan al rendimiento del enlace. Para evitar cualquier tipo de acoplamiento, no se incluye ningún conector en esta instalación. Se utiliza el despliegue mostrado en la figura 4.7a formado por un tramo de 2 km para dos tipos de SSMF y un STM-VCSEL como fuente óptica. La utilización de un STM-VCSEL implica que la anchura espectral de la señal óptica modulada depende principalmente de la tasa de datos transmitida. Así, para las simulaciones llevadas a cabo en esta sección, la influencia de la GVD queda reducida al mínimo: un pulso a 10 Gb/s propagado, exclusivamente sobre el modo LP_{01} o el LP_{11} en un enlace de SSMF de 2 km, sufre un ensanchamiento temporal menor al 1%.

La figura 4.7b muestra las penalizaciones obtenidas para la fibra SMF-28. En este enlace, un receptor convencional (línea punteada) sólo es factible si el modo más excitado está 11 dB por encima del débil, independientemente de cuál (LP_{01} o LP_{11}) sea el de más nivel; bajo esta condición, el nivel de ISI no afecta a la detección de la señal. Si se incluye un MF justo antes del fotodiodo, se cancela el modo LP_{11} y la ISI desaparece; de ese modo, la viabilidad del enlace dependerá de la potencia de la señal restante en el modo LP_{01} . En este caso, el enlace será válido solamente si el modo LP_{01} se excita 8.5 dB por encima del LP_{11} (línea discontinua). Por lo tanto, comparado con el receptor convencional, MF puede extender el rango de operación en el dominio positivo de MR a expensas de perder viabilidad para valores negativos de MR; este comportamiento no cambia si se emplea la ESSMF, como se muestra en la figura 4.7c. En resumen, para un enlace de 2 km de longitud, la utilización de un receptor convencional, con o sin incluir un MF, requiere una excitación de un solo modo bastante pura.

Si se incluye una etapa DFE, los resultados de las simulaciones en la figura 4.7b (línea punteada y a trazos) muestran que el enlace sólo es factible cuando el nivel del LP_{01} es al menos 2.5 dB mayor que el nivel del LP_{11} , para una configuración del igualador con $K_w = 4$ y $K_b = 49$. Aunque el DFE cancela la ISI sobre la muestra de mayor amplitud de la primera contribución (asociada al modo LP_{01}), cuando el nivel de esta muestra disminuye se reduce a su vez la SNR a la salida del igualador, y por esto el rendimiento general tiende a ser el mismo que el del MF para

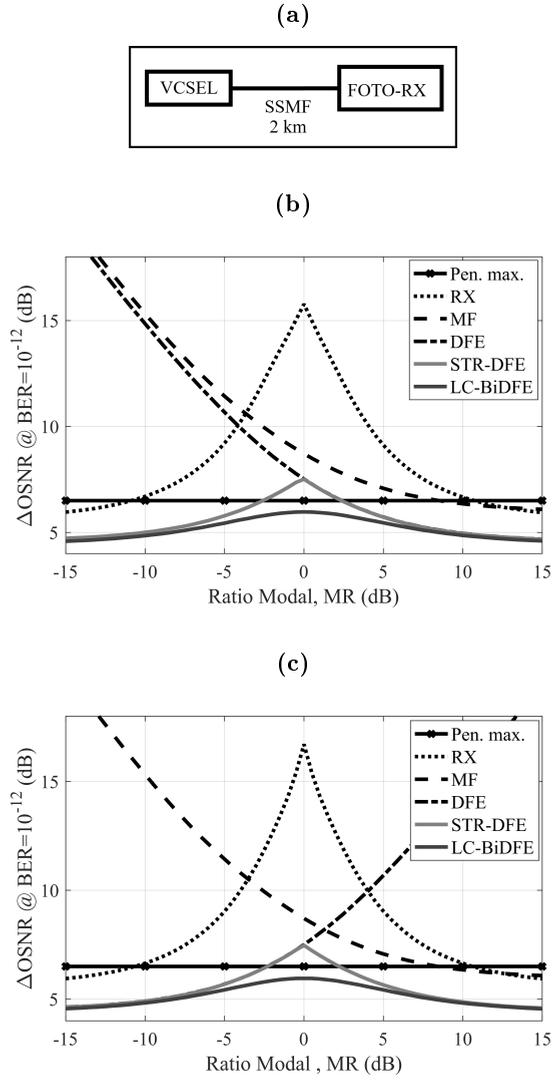


Figura 4.7: Penalizaciones de potencia óptica para $BER = 10^{-12}$ dependiendo de la ratio modal (MR) en un enlace de tramo único de SSMF de 2 km de longitud (a), para la fibra SMF-28 de *Corning* (b) y la ESSMF de *Draka* (c), empleando una fuente STM-VCSEL. Resultados correspondientes a señal recibida (RX), recibida y filtrada modalmente (MF), y recibida e igualada mediante DFE, STR-DFE, y LC-BiDFE.

valores negativos de MR. Cuando la fibra considerada es la ESSMF, se obtienen los resultados de la figura 4.7c. Éstos son similares a los obtenidos para la fibra SMF-28 pero en el caso de DFE la curva de la penalización está invertida a lo largo del eje MR a causa del signo negativo de la DMD de esta fibra; esto es, ahora el modo LP_{01} llega después del LP_{11} . Además, el orden del FBF necesario es menor dado que el valor absoluto de la DMD es también menor: $K_b = 10$ para la ESSMF.

A la vista de los resultados previos, queda claro que el DFE falla en aquellos casos en que el modo con mayor nivel es el más retardado o cuando ambos modos tienen niveles similares. STR-DFE alterna entre los modos de operación en tiempo directo y en tiempo inverso según las condiciones del canal beneficien una u otra opción. En la figura 4.7b, el STR-DFE (la línea continua más clara) aplica el modo directo (equivalente a un DFE convencional) para valores positivos de MR y modo inverso para los negativos. Un comportamiento equivalente se muestra en la figura 4.7c para la ESSMF pero intercambiando los modos de operación. En ambos casos el STR-DFE permite el cumplimiento de la penalización para valores de MR mayores a 2.5 dB y menores a -2.5 dB.

Sin embargo, el STR D-FE sigue incumpliendo con la máxima penalización permitida cuando el nivel de los dos modos propagados es similar. Cuando el valor de la MR está alrededor de 0 dB, el LC-BiDFE (la línea continua oscura en la figura 4.7b-c) combina las salidas ponderadas por igual de los igualadores en tiempo directo y en tiempo continuo, y la reducción de penalización así obtenida respecto a los igualadores simples en modo directo e inverso es máxima. A medida que el valor de MR aumenta en signo positivo o negativo, el combinador distribuye los pesos hacia uno u otro flujo y el rendimiento del LC-BiDFE tiende por tanto al del modo de operación correspondiente del STR-DFE. Como se aprecia en la Fig. figura 4.7, el cumplimiento pleno con la máxima penalización permitida está asegurado para los dos tipos de fibra cualquiera que sea el valor de la MR.

En esta sección, se ha podido comprobar que la capacidad de procesar la versión invertida temporalmente de la señal recibida permite al STR-DFE y al LC-BiDFE manejarse por igual ante el signo positivo o negativo de la DMD. Es más, estos igualadores pueden hacer frente a cualquier valor de DMD de la SSMF por igual si se ajusta el orden del FBF de manera que sea tan largo como el máximo retardo modal. Por

lo tanto, solamente el tipo de fibra SMF-28 se evaluará de aquí en adelante en este capítulo, pudiéndose extrapolar los resultados así obtenidos a otros modelos de fibra SSMF con distintos valores de DMD, y por lo tanto la configuración de los filtros de los igualadores se mantiene en todos los casos en $K_w = 4$ mientras que K_b se ajusta para poder abarcar el máximo retardo inducido por el canal.

4.4.2 VCSEL monomodo transversal y modelo de cableado SSMF

Para evaluar el alcance proporcionado por los igualadores en un despliegue realista, incluyendo el efecto de acoplo modal, se construye el modelo de cableado de SSMF añadiendo dos conectores desalineados en las uniones entre los extremos del tramo de fibra y cada uno de los latiguillos, tal y como se muestra en la figura 4.8a. En cada simulación, el enlace de fibra de longitud L_{TX} se ilumina mediante un STM-VCSEL para producir una excitación modal dada por MR_{TX} , y se calcula la correspondiente penalización en OSNR respecto al canal AWGN. Por cada par de valores de L_{TX} y MR_{TX} , se llevan a cabo 5000 realizaciones para evaluar el efecto estadístico del desalineamiento de los conectores ópticos, que se modelan tal y como se describe en la subsección 4.2.2. Los resultados mostrados en la figura 4.8 muestran la función de distribución acumulada (CDF), calculada sobre todas las realizaciones de una misma simulación, de la penalización de potencia por debajo de 6.5 dB para cinco casos: señal recibida (figura 4.8b), recibida incluyendo un MF justo detrás de cada conector (figura 4.8c), y recibida e igualada mediante DFE (figura 4.8d), STR-DFE (figura 4.8e), y LC-BiDFE (figura 4.8f). En todos los casos, la isolínea correspondiente a $CDF = 99\%$ se resalta dado que este es el percentil que se considera como límite para valorar la viabilidad del enlace.

Cuando se compara este sistema con el de la subsección 4.4.1, con un único tramo de fibra y sin conectores, hay dos principales fenómenos que se mantienen válidos para todos los receptores. Por un lado, el efecto combinado del acoplamiento modal en los conectores y una fuente coherente, como es el STM-VCSEL, genera en el fotodiodo términos coherentes que contribuyen a una degradación adicional de la señal recibida. Tal y como se ha explicado anteriormente en la subsección 4.2.2, estos términos se originan a partir del batido entre los campos modales acoplados y dependen además de la diferencia de fase entre ellos [55], y

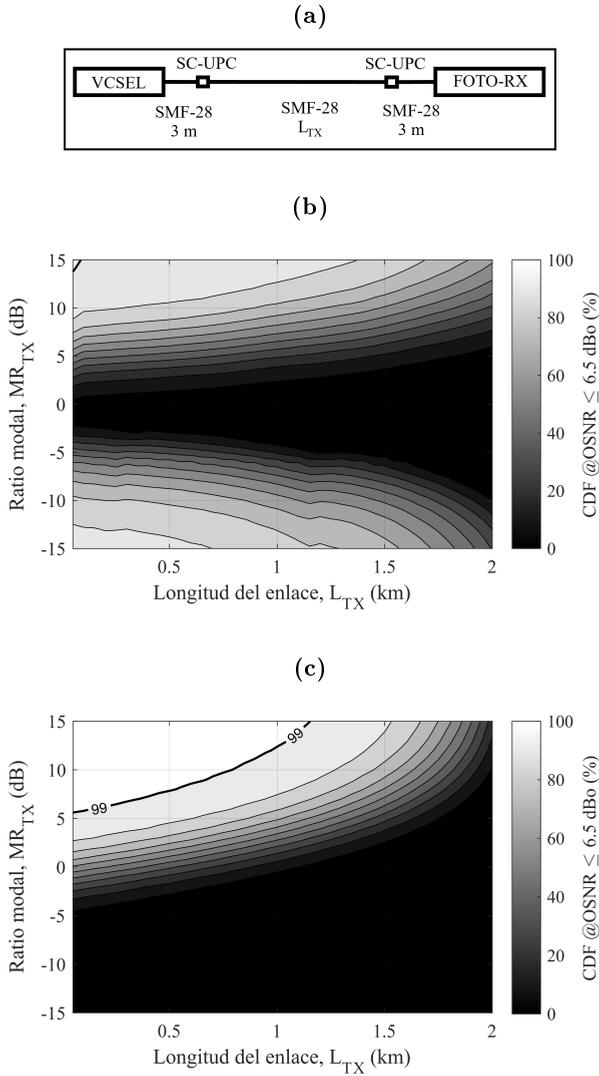
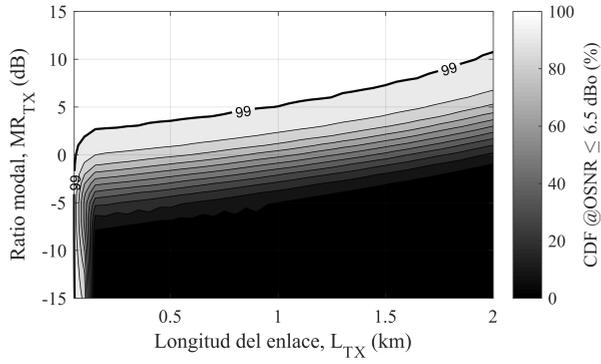
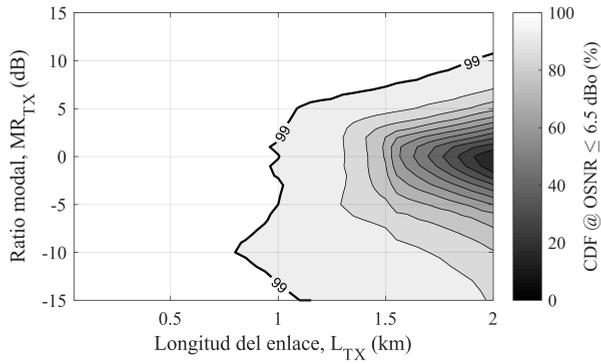


Figura 4.8: CDF de la penalización de OSNR respecto a un canal AWGN menor a 6.5 dB para obtener una $BER = 10^{-12}$ sobre 5000 realizaciones, para cada valor dado de ratio modal (MR_{TX}) y longitud del tramo de fibra (L_{TX}), del modelo de cableado de SSMF incluyendo conectores en los extremos y un STM-VCSEL (a). Resultados correspondientes a las señales recibida (b), recibida incluyendo un MF justo detrás de cada conector (c), y recibida e igualada mediante DFE (d), STR-DFE (e), y LC-BiDFE (f).

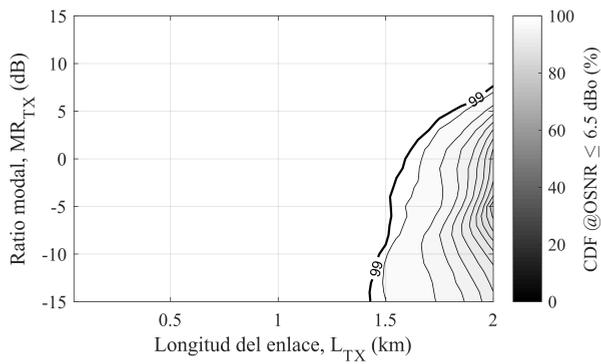
(d)



(e)



(f)



por esto, a diferencia de los términos incoherentes, no pueden ser compensados de forma apropiada por los igualadores dada su naturaleza no lineal (ver Apéndice al final de la tesis). Por otro lado, la relación inversa entre las pérdidas por acoplamiento y el nivel de MR_{TX} (como se muestra en la figura 4.4) provoca el peor rendimiento de los receptores en el rango negativo de MR_{TX} respecto al positivo.

El receptor convencional detecta directamente la señal propagada a lo largo del enlace de SSMF, y los resultados correspondientes de la figura 4.8b muestran un rendimiento muy pobre; este receptor sólo es válido ($CDF \geq 99\%$) si el modo LP_{01} está mucho más excitado que el LP_{11} ($MR_{TX} \geq 14$ dB). La cobertura máxima del receptor convencional es de solamente 100 m cuando $MR_{TX} = 15$ dB. Si se incluye un MF en cada conector (figura 4.8c), el sistema puede extender su rango de operación válido tanto en MR_{TX} como en alcance máximo: el enlace es viable para $MR_{TX} \geq 6$ dB, alcanzando un máximo de 1.15 km para $MR_{TX} = 15$ dB.

Si se aplica procesado DFE a la señal recibida (figura 4.8d), el alcance se ve claramente incrementado comparado con el del receptor convencional (con o sin incluir MF), pero el sistema permanece fuertemente limitado para valores negativos de MR_{TX} . Así, el alcance máximo excede los 2 km para $MR_{TX} = 15$ dB, pero se reduce progresivamente para valores menores de MR_{TX} hasta alcanzar un mínimo de 50 m alrededor de $MR_{TX} = -6$ dB, distancia que se mantiene hasta $MR_{TX} = -15$ dB.

La posibilidad de escoger entre el DFE en modo de operación en tiempo directo e inverso que posee el STR-DFE (figura 4.8e), beneficia a la cobertura para valores de MR_{TX} negativos y alrededor de 0 dB, mientras que se mantiene el alcance para valores positivos de MR_{TX} , comparado con el DFE convencional. El STR-DFE presenta un alcance mínimo de 0.8 km para $MR_{TX} = -10$ dB que aumenta hasta alcanzar 1.15 km para $MR_{TX} = -15$ dB. El efecto combinado de las pérdidas por acoplamiento y la interferencia no lineal, provoca la asimetría en el comportamiento de STR-DFE si se compara con los resultados de la figura 4.7, donde el peor caso corresponde a $MR = 0$ dB.

Finalmente, combinando las salidas de los dos modos de operación del DFE (tiempo directo e inverso), LC-BiDFE (figura 4.8f) puede extender la cobertura proporcionada por cada modo de operación por separado. Comparado con el STR-DFE, el aumento de cobertura se obtiene tanto en el rango positivo de MR_{TX} , se alcanzan los 2 km para $MR_{TX} = 8$ dB,

como en el negativo, 1.45 km para $MR_{TX} = -15$ dB. Pero sobre todo, al igual que en los resultados previos de la figura 4.7, la mejora de LC-BiDFE respecto a STR-DFE se maximiza para valores de MR_{TX} alrededor de 0 dB; aquí, LC-BiDFE explota al máximo la diversidad inherente entre los dos flujos igualados, e incluso la interferencia no lineal se cancela parcialmente dado que el proceso de igualación de ambos modos de operación produce cierto grado de incorrelación entre las componentes de ISI residual correspondientes a ambas salidas. Aun así, las mayores pérdidas de acoplamiento para valores menores de MR_{TX} , implica de nuevo una menor cobertura para valores negativos de MR_{TX} , y ahora el alcance mínimo de 1.45 km se obtiene para $MR_{TX} = -14$ dB. Estos resultados confirman que el receptor LC-BiDFE es capaz de incrementar de manera eficaz la cobertura de un enlace de SSMF a 850 nm para cualquier condición de excitación generada por un STM-VCSEL.

4.4.3 VCSEL multimodo transversal y modelo de cableado SSMF

En esta sección se analiza el modelo de cableado de la figura 4.8a combinado con un MTM-VCSEL como fuente óptica. Los resultados de CDF del STR-DFE y del LC-BiDFE se muestran en la figura 4.9, donde se incluye también el espectro óptico de potencia normalizado de la fuente. La utilización de un MTM-VCSEL combinado con el elevado valor de DMD de la SMF-28, acarrea como consecuencia que el sistema IM/DD sea considerado incoherente [64]. En términos generales, el producto entre el retardo diferencial entre las componentes de una onda y el ancho de banda de la fuente óptica que genera dicha onda, define una interacción incoherente si se satisface la relación: $\Delta\tau \cdot \Delta f > 1$. El MTM-VCSEL considerado tiene una separación entre sus componentes espectrales de 0.4 nm (ver figura 4.9a) y, teniendo en cuenta la DMD de la SMF-28, la interacción modal se puede considerar incoherente para para longitudes de fibra $L > 2.8$ m, que es la longitud típica de un latiguillo. Sin embargo, cabe señalar que los resultados de pérdidas por acoplamiento en los conectores de la subsección 4.2.2 se mantienen igualmente válidos para sistemas incoherentes. Además, los distintos picos espectrales del MTM-VCSEL contribuyen a que la GVD no pueda despreciarse: para el espectro de la figura 4.9a y un enlace de 2 km, un pulso a 10 Gb/s sufre un ensanchamiento temporal de más del 30 %.

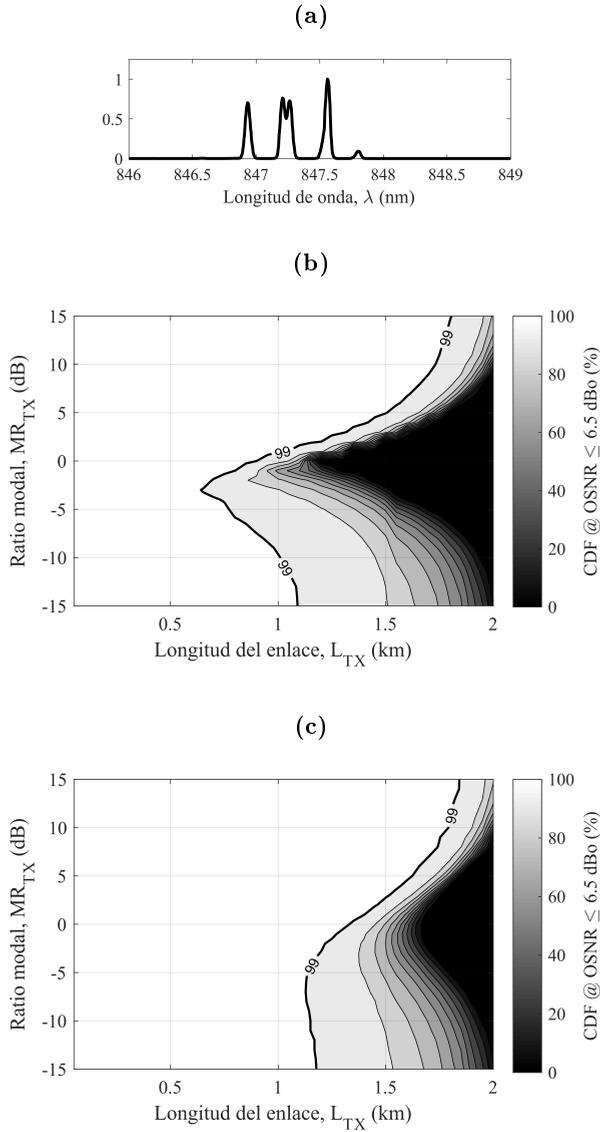


Figura 4.9: CDF de la penalización de OSNR respecto a un canal AWGN menor a 6.5 dB para $\text{BER} = 10^{-12}$ sobre 5000 realizaciones, para cada valor dado de ratio modal (MR_{TX}) y longitud del tramo de fibra (L_{TX}), del modelo de cableado SSMF de la figura 4.8a y empleando un MTM-VCSEL, cuyo espectro óptico se muestra en (a). Resultados correspondientes a la señal recibida e igualada mediante STR-DFE (b), y LC-BiDFE (c).

La incoherencia de la fuente provoca que se cancelen los términos de batido en el fotodiodo y los términos incoherente restantes sí pueden ser compensados de manera efectiva por los igualadores (ver Apéndice de la tesis). Con todos estos efectos combinados, los dos igualadores presentan en general peores resultados alrededor de $MR_{TX} = 0$ dB, como ocurre en la figura 4.7 para un escenario sin conectores, aunque ahora las pérdidas por acoplamiento causan que el alcance mínimo se dé para valores negativos de MR_{TX} , como en los resultados previos de la figura 4.8. Con todo, los resultados presentan en general un alcance menor si se comparan con los obtenidos mediante un STM-VCSEL en la figura 4.8 debido a la GVD. Incluso aunque los igualadores basados en DFE son capaces de cancelar la ISI inducida por el GVD, como se menciona en la subsección 4.3.1, la SNR efectiva de la señal igualada queda reducida debido al realce de ruido inducido por el FWF.

De la figura 4.9, el STR-DFE presenta un alcance mínimo de 0.65 km para $MR_{TX} = -3$ dB, alcanzando 1.8 km para $MR_{TX} = 15$ dB y 1.1 km para $MR_{TX} = -15$ dB. Por su parte el LC BiDFE alcanza como mínimo 1.15 km para $MR_{TX} = -7$ dB, y 1.85 km y 1.2 km para $MR_{TX} = 15$ dB y $MR_{TX} = -15$ dB respectivamente.

4.5 Conclusiones y resumen

Se ha analizado la combinación de un VCSEL emitiendo a 850 nm con la utilización de SSMF como medio de transmisión. La principal perturbación del enlace surge de la propagación bimodal, la cual muestra poseer un comportamiento heterogéneo a 850 nm, tanto en magnitud como en signo de la DMD, entre los diferentes modelos comerciales de fibra disponibles en el mercado. Se ha comprobado que la respuesta al impulso del canal está condicionada no sólo por la excitación del VCSEL sino también por el signo de la DMD de la SSMF. También se ha podido verificar que el acoplamiento modal generado por conectores ópticos desalineados en el enlace puede degradar severamente la señal transmitida, ocasionando con ello interferencia y pérdidas adicionales a las generadas por la propia SSMF. Se ha derivado un modelo para calcular estadísticamente las pérdidas y el acoplamiento modal generados por un conector óptico con desplazamiento lateral. Este modelo se ha utilizado a su vez en las simulaciones sobre el modelo de cableado estándar de SSMF.

El receptor convencional combinado con MF ha mostrado tener limitaciones a la hora de combatir la dispersión modal, especialmente cuando el modo LP_{11} en la fibra está excitado por el VCSEL con un nivel superior al que lo está el LP_{01} . Adicionalmente, el MF puede ser difícil de implementar en enlaces de SSMF ya instalados pues se requeriría incluir un filtro en cada interconexión del enlace. El procesado clásico DFE también muestra un rendimiento deficiente cuando las condiciones del canal generan una respuesta al impulso en la que la mayoría de su energía se localiza en las muestras más retardadas.

La implementación del modo en tiempo inverso permite a los igualadores STR-DFE y LC-BiDFE combatir la dispersión modal de la SSMF para cualquier valor de DMD si el orden del FBF es suficientemente alto para compensar el máximo retardo inducido por el canal. Sin embargo, el LC-BiDFE presenta el mejor rendimiento al combinar las salidas de los modos de operación en tiempo directo e inverso, reduciendo así el realce de ruido global y el término de ISI residual. De ese modo, el LC-BiDFE asegura un alcance mínimo de 1.45 km a 10 Gb/s para cualquier condición de excitación modal generada por un STM-VCSEL un en un despliegue realista de un único tramo de fibra con latiguillos en los extremos, donde se tienen en cuenta los efectos de acoplo y pérdidas generados por los conectores ópticos. Si se sustituye la fuente por un MTM-VCSEL, el efecto de la GVD toma importancia y el alcance mínimo así obtenido por el LC-BiDFE se reduce ligeramente aun permitiendo alcanzar 1.15-km.

Capítulo 5

Receptores MIMO para señales con multiplexación modal en SSMF a 850 nm

En este capítulo se muestran los resultados de aplicar procesado de entrada múltiple y salida múltiple (MIMO) en un sistema con multiplexación por división modal (MDM) sobre fibra monomodo estándar (SSMF) a 850 nm. Esta es la primera vez que se aplica estas estructuras para la recepción de señales con MDM en este escenario de propagación bimodal. Por medio de simulaciones numéricas, los distintos receptores propuestos han sido evaluados en su capacidad de compensar la interferencia entre las distintas señales transmitidas, debida a los elementos que permiten la multiplexación/de-multiplexación (MUX/DEMUX) y a los conectores que pueda incluir el enlace de SSMF.

La estructura de este capítulo es la siguiente. En el primer apartado, sección 5.1, se presentan los antecedentes y la motivación del capítulo. En la sección 5.2, se describen los distintos esquemas MIMO evaluados, basados todos en el igualador con realimentación de decisiones previas (DFE). En la sección 5.3, se estudia la aplicación de estos esquemas de recepción en un sistema 2×2 MDM sobre SSMMF a 850 nm por medio de simulaciones numéricas. En primer lugar, se describe el modelo del sistema MDM sobre SSMMF a 850 nm. Seguidamente, se muestran los resultados correspondientes a los receptores propuestos para dicho modelo, el cual en primer lugar sólo genera diafonía entre las señales transmitidas a través de los dispositivos de MUX/DEMUX, y a continuación se incluye también el efecto de añadir conectores en el enlace. Finalmente, en la sección 5.4 se muestra un resumen de los resultados obtenidos y las principales conclusiones que se derivan de los mismos.

5.1 Introducción: antecedentes y motivación

En la actualidad, el límite de capacidad teórico de la fibra óptica como medio físico de transmisión está cerca de ser alcanzado [65]. La MDM es un enfoque prometedor propuesto para multiplicar la capacidad máxima por fibra, cuya base teórica se fundamenta en aprovechar la propagación ortogonal de los modos en la fibra óptica de manera que estos actúen como canales independientes sobre los que transmitir distintos flujos de información [66]. Sin embargo, en la práctica es difícil mantener esta condición de ortogonalidad entre los modos a lo largo de un despliegue de fibra real. Además de la dificultad de implementar la excitación/selección efectiva de los modos, puede producirse acoplamiento entre los modos propagados debido a mecanismos propios de la fibra (imperfecciones en la fibra, dobleces, ...) pero también a causa de los distintos elementos que forman el enlace (conectores, empalmes, ...). Ante esta perspectiva, la utilización del procesado MIMO, desarrollado originariamente para comunicaciones en inalámbricas, se presenta como una herramienta útil para combatir este tipo de degradación sobre las señales transmitidas. De este modo, el procesado MIMO ha permitido implementar sistemas con MDM en comunicaciones ópticas sobre fibra óptica: por ejemplo, se han publicado propuestas para aumentar la capacidad de enlaces de

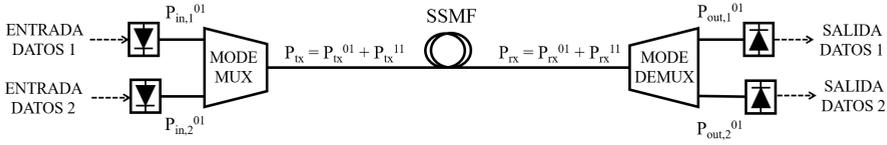


Figura 5.1: Esquema correspondiente a un sistema 2×2 MDM sobre SSMF a 850 nm.

larga distancia sobre fibra de pocos modos a 1550 nm [67], o en enlaces de corto alcance sobre MMF a 1550 nm [68].

La utilización de la SSMF en la ventana de 850 nm se ha presentado como una solución que permite incrementar el alcance proporcionado por la MMF [43]. A 850 nm, solamente dos modos linealmente polarizados, LP_{01} y LP_{11} , se propagan en la SSMF, como se ha descrito en el Capítulo 5 de esta tesis. Esta característica hace que esta interfaz sea susceptible de soportar un sistema MDM 2×2 que le permita doblar su capacidad (ver figura 5.1). Sin embargo, la principal desventaja emerge de la diferencia entre las velocidades de grupo de los dos modos propagados, que provoca que el valor del retardo modal diferencial (DMD) pueda alcanzar valores elevados de más de 2 ns/km o incluso de valor negativo (ver subsección 4.2.1).

Como ya se ha comentado, los elementos más críticos en un sistema con MDM son el MUX y el DEMUX. Específicamente para SSMF a 850 nm, se han publicado varias propuestas de MUX/DEMUX basados en acopladores de fibra, cuyos resultados teóricos muestran un gran rendimiento en cuanto a la selección/rechazo de los modos, así como bajos valores de pérdidas y amplio ancho de banda de trabajo [69] [70]. A la vista de estos resultados, el procesado MIMO parece innecesario aparentemente. Sin embargo, en una implementación real existen algunos factores que pueden degradar el rendimiento de los MUX/DEMUX como son las tolerancias de fabricación relajadas, la falta de sintonización de las fuentes y el comportamiento no ideal de otros elementos necesarios para implementar la MDM como son los conversores de modos [71] y/o los filtros modales [69] [72]. Además, si se pretende aprovechar la herencia de los despliegues de SSMF ya instalados, la inclusión de los elementos de MUX/DEMUX para ampliar la capacidad de los enlaces heredados hace indispensable el uso de conectores, que son una fuente de acopla-

miento modal (como se ha estudiado en la subsección 4.2.2), y por tanto pueden generar interferencia entre las distintas señales transmitidas.

Para combatir todas estas fuentes de degradación de las señales transmitidas, en este capítulo se proponen estructuras de recepción MIMO basadas en la igualación DFE. Estos esquemas se ajustan adecuadamente a las características propias de la propagación modal en SSMF a 850 nm, permitiendo así compensar de manera efectiva tanto el acoplo entre modos, debido a conectores o a los MUX/DEMUX, como la dispersión modal.

5.2 Receptores MIMO: definiciones

En esta sección, se describen los esquemas de recepción MIMO utilizados en este capítulo para compensar las distorsiones sufridas por las señales en un sistema con MDM sobre SSMF a 850 nm. Los esquemas de igualación MIMO propuestos están basados en el igualador DFE fraccionario a $T/2$ bajo criterio MMSE. La igualación DFE, que ha sido estudiada en el Capítulo 5 de este trabajo, proporciona baja probabilidad de error en canales dispersivos a la vez que permite una baja complejidad asociada a la recepción. El igualador de entrada simple y salida simple (SISO) DFE está compuesto por un filtro de respuesta al impulso finita directo (FWF) de $K_w + 1$ coeficientes que opera sobre la señal muestreada al doble de la tasa de símbolo, y de un filtro de realimentación (FBF) de K_b coeficientes sobre la secuencia de símbolos detectados previamente (ver figura 5.2a). La capacidad del DFE de cancelar parte de la ISI mediante el FBF otorga al igualador las virtudes previamente señaladas. Por un lado, el FBF permite sustraer de la señal la ISI generada por los símbolos previamente detectados de manera que no se produce realce de ruido en la señal. Además, dado que el FBF opera sobre símbolos cuantificados, que toman valores enteros asociados a puntos de la constelación de la modulación utilizada, la operación de filtrado puede implementarse mediante operaciones de suma y desplazamiento de registro, evitando operaciones de producto entre números reales que son mucho más costosas desde el punto de vista de la implementación *hardware*.

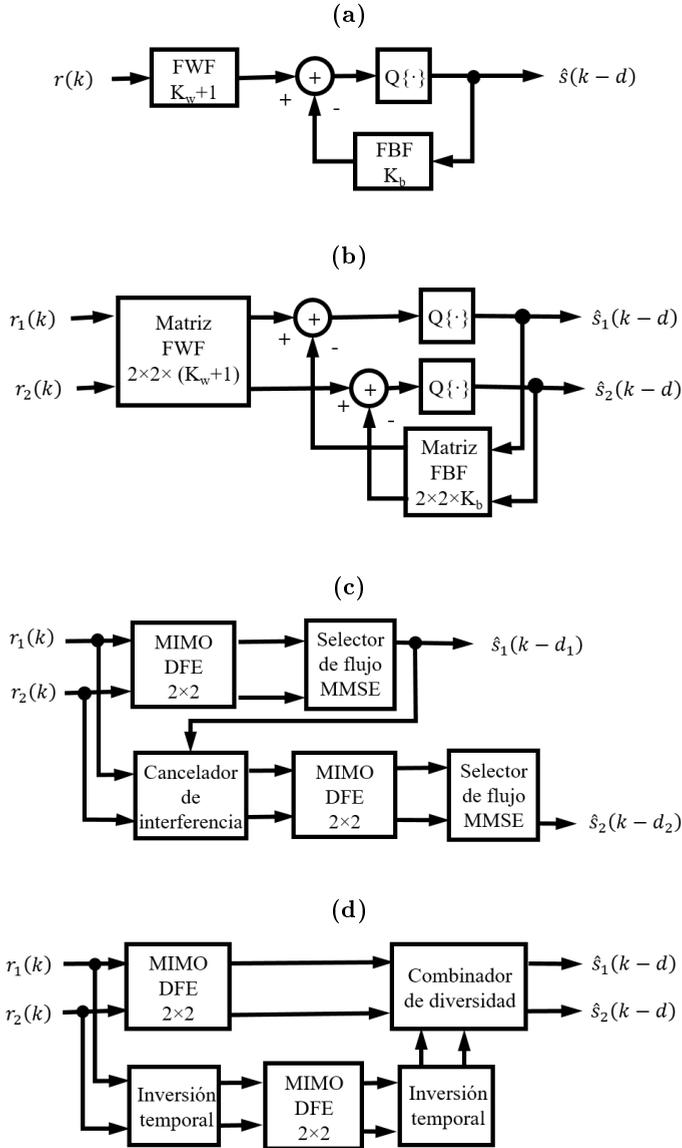


Figura 5.2: Diagrama de bloques del igualador SISO-DFE (a), y de los receptores MIMO-DFE(b), FC-OSIC MIMO-DFE (c) y MIMO LC-BiDFE (d), para $N_{RX} = N_{TX} = 2$.

5.2.1 MIMO-DFE

El receptor MIMO-DFE opera sobre las N_{RX} señales recibidas con el fin de estimar los N_{TX} flujos de datos transmitidos (ver figura 5.2b). Sobre cada una de las N_{RX} señales recibidas sobremuestreadas se aplican N_{TX} FWF, para obtener las contribuciones correspondientes a la estimación de cada señal transmitida. A continuación, sobre cada una de las N_{TX} estimaciones, se aplican N_{TX} FBF que permiten cancelar la interferencia causada por los símbolos previamente detectados, tanto los del mismo flujo que generan ISI como los del resto de los flujos que generan interferencia co-canal (CCI) [73] [74].

5.2.2 FC-OSIC MIMO-DFE

Con el fin de mejorar el rendimiento en la detección en sistemas MIMO, se pueden implementar estructuras de recepción basadas en la cancelación de interferencia sucesiva ordenada (OSIC). De forma general, estas estructuras operan de forma secuencial, detectando en cada iteración el flujo de datos más favorable y sustrayendo la contribución de dicho flujo detectado de las señales recibidas, de forma que esta componente de CCI se elimina y así la diversidad explotada en la detección aumenta progresivamente en cada iteración.

El esquema OSIC con conexión completa (FC-OSIC) para MIMO-DFE se define en [74]: este esquema aplica un detector MIMO-DFE (como el de la figura 5.2b) sobre todas las señales recibidas en cada iteración, pero sólo el flujo transmitido de MMSE se conserva y se utiliza para cancelar la interferencia (ver figura 5.2c). De este modo, para la detección de cada flujo de datos transmitidos se detectan implícitamente el resto de flujos, aunque luego se descartan, y se aprovecha así toda la capacidad del esquema MIMO-DFE en cada iteración. Sin embargo, esta característica implica que el detector puede ser más vulnerable a errores de detección que pueden propagarse a través de las estructuras de realimentación [74]. Además, la complejidad asociada a este detector es N_{TX} veces la asociada al esquema MIMO-DFE, si se asume la misma configuración en cuanto al orden de los filtros que forman ambos esquemas.

5.2.3 MIMO LC-BiDFE

El esquema del receptor MIMO-DFE bidireccional con combinación lineal (MIMO LC-BiDFE) se define como una extensión al escenario MIMO de la implementación SISO, la cual ha sido estudiada en el Capítulo 5 de esta tesis [75]. El esquema SISO LC-BiDFE opera combinando las salidas ponderadas de un DFE aplicado a la señal recibida (modo de operación directo), y de otro igualador DFE que opera sobre las muestras de la misma señal recibida dispuestas en orden invertido al que se reciben (modo de operación inverso). De este modo, el igualador LC-BiDFE permite reducir el MSE de la salida global respecto a cada salida del modo de operación por separado (ver subsección 4.3.3).

Como se muestra en la figura 5.2d, el receptor MIMO LC-BiDFE está formado por dos secciones: una operando en tiempo directo y la otra en tiempo inverso. La sección en tiempo directo es exactamente igual al esquema MIMO-DFE mostrado en la figura 5.2b. Por su parte, la sección en modo inverso aplica también un esquema MIMO-DFE pero sobre las muestras invertidas temporalmente de las señales recibidas, para luego volver a invertir en tiempo las salidas igualadas. Finalmente, las salidas de ambas secciones, correspondientes a un mismo flujo transmitido, se ponderan dependiendo de su propio valor de MSE y se suman; de este modo, cada salida global es una combinación lineal de las salidas de ambas secciones para cada uno de los flujos de información estimados. Así, para una misma configuración en el orden de los filtros, la complejidad asociada a este esquema es el doble de la correspondiente al esquema MIMO-DFE para cualquier número de flujos de datos transmitidos.

5.3 Detección MIMO para sistemas 2×2 MDM sobre SSMF a 850 nm

En esta sección, se aplican los esquemas de recepción MIMO, descritos en la sección anterior, para compensar las distorsiones sufridas por las señales transmitidas en un sistema con MDM sobre SSMF a 850 nm. Primeramente, en esta sección, se describe el modelo de las simulaciones que se utiliza para evaluar los distintos receptores. Seguidamente, sobre dicho modelo, se estudia la capacidad de los receptores de combatir la ISI y la CCI debida a la posible diafonía inducida por los MUX/DEMUX. Finalmente, se incluye el efecto del acoplamiento modal generado por conectores desalineados en un despliegue realista de SSMF.

5.3.1 Modelo de las simulaciones

El modelo de simulación consiste en un enlace de SSMF de 1 km con señales moduladas en intensidad y con detección directa (IM/DD), con un valor de pérdidas de absorción de la fibra de 1.8 dB/km y donde los efectos no lineales asociados a la misma se desprecian (ver figura 5.1). Las dos señales eléctricas OOK a 10 Gb/s, que modulan sendas portadoras ópticas estrechas, son previamente filtradas por un filtro Gaussiano con una respuesta al escalón de $T_{20\%-80\%} = 47$ ps; en el receptor, se aplica a ambas señales fotodetectadas un filtro Bessel de orden 4 con una frecuencia de corte de 7.5 GHz. La SSMF se modela según las especificaciones del modelo SMF 28 de Corning, que ha sido estudiado en la sección 4.2, que dan lugar a un valor de DMD = 2.1 ns/km. Además, la SMF-28 induce GVD (~ 85 ps/(km·nm)) para ambos modos), aunque el factor de ensanchamiento sobre los pulsos a 10 Gb/s es menor al 1% para el enlace de 1 km.

En este modelo, se asume que las señales incidentes al MUX son puramente pertenecientes al modo LP₀₁ (ver figura 5.1), y que a lo largo del tramo de SSMF no se produce acoplamiento entre los modos propagados, debido principalmente a que la diferencia relativa entre índices efectivos de refracción de ambos modos propagados es suficientemente grande (aproximadamente un 40% de la máxima diferencia dada por los índices del núcleo y la cubierta) y la longitud del enlace simulado es relativamente corta [12]. Así, las únicas fuentes de interferencia debido al acoplamiento modal son los MUX/DEMUX y los conectores ópticos.

Los dispositivos de MUX/DEMUX modelados incluyen todos los elementos, aparte de los acopladores de fibra, necesarios para la implementación del sistema con MDM, como los filtros modales y los conversores de modos [69] [71] [72]. La degradación global inducida por todos los elementos se modela como cierto nivel de diafonía en cada una de las salidas, de manera que a la salida del MUX la potencia instantánea transmitida sobre la SSMF para ambos modos se expresa como:

$$P_{tx}^{01} = K_1^{MUX} \cdot P_{in,1}^{01} + K_2^{MUX} \cdot P_{in,2}^{01} \quad (5.1)$$

$$P_{tx}^{11} = K_1^{MUX} \cdot P_{in,2}^{01} + K_2^{MUX} \cdot P_{in,1}^{01} \quad (5.2)$$

Donde $P_{in,1}^{01}$ y $P_{in,2}^{01}$ se definen como las potencias instantáneas de las señales de entrada al MUX (ver figura 5.1). Así, podemos definir la diafonía en el MUX mediante:

$$XT_{MUX} = K_1^{MUX} / K_2^{MUX} \quad (5.3)$$

Y de forma análoga para el DEMUX, la potencia instantánea de las dos señales demultiplexadas y la diafonía se definen mediante:

$$P_{out,1}^{01} = K_1^{DEMUX} \cdot P_{rx}^{01} + K_2^{DEMUX} \cdot P_{rx}^{11} \quad (5.4)$$

$$P_{out,2}^{01} = K_1^{DEMUX} \cdot P_{rx}^{11} + K_2^{DEMUX} \cdot P_{rx}^{01} \quad (5.5)$$

$$XT_{DEMUX} = K_1^{DEMUX} / K_2^{DEMUX} \quad (5.6)$$

Además, se asume que ninguno de los dispositivos introduce pérdidas y por lo tanto:

$$K_1^{MUX} + K_2^{MUX} = K_1^{DEMUX} + K_2^{DEMUX} = 1 \quad (5.7)$$

5.3.2 Evaluación: BER y penalizaciones de potencia.

Para evaluar los distintos esquemas de recepción MIMO, en esta sección se calculan las correspondientes tasas de error de bit (BER) mediante el método cuasi-analítico [59], asumiendo además que las configuraciones de los filtros de los esquemas de igualación basados en DFE se mantienen en todos los casos en $K_w = 4$ y $K_b = 25$.

5.3.2.1 Diafonía debida a la (de-)multiplexación

En este primer apartado, se considera que sólo los MUX/DEMUX generan interferencia entre las dos señales transmitidas. En primer lugar, se simula el enlace de 1 km de SSMF según el modelo descrito anteriormente considerando que el nivel de XT es el mismo tanto a la salida del MUX como del DEMUX ($XT_{MUX} = XT_{DEMUX} = XT$). Para evaluar a los distintos receptores, la BER de cada flujo de datos en función de la OSNR se compara con un sistema MDM ideal, el cual no sufre de acoplo modal ($XT = \infty$), donde cada salida es detectada sin igualación. Así, en las figuras 5.3a-b, se dibujan las curvas correspondientes a cada flujo detectado para los distintos receptores. Se incluyen los resultados de un sistema MDM ideal con un receptor convencional sin igualación, y de un sistema con $XT = 6$ dB para un receptor convencional y para los esquemas MIMO-DFE, FC-OSIC y LC-BiDFE. También se muestra en las figuras 5.3c-f las respuestas al impulso del canal MIMO para el caso con

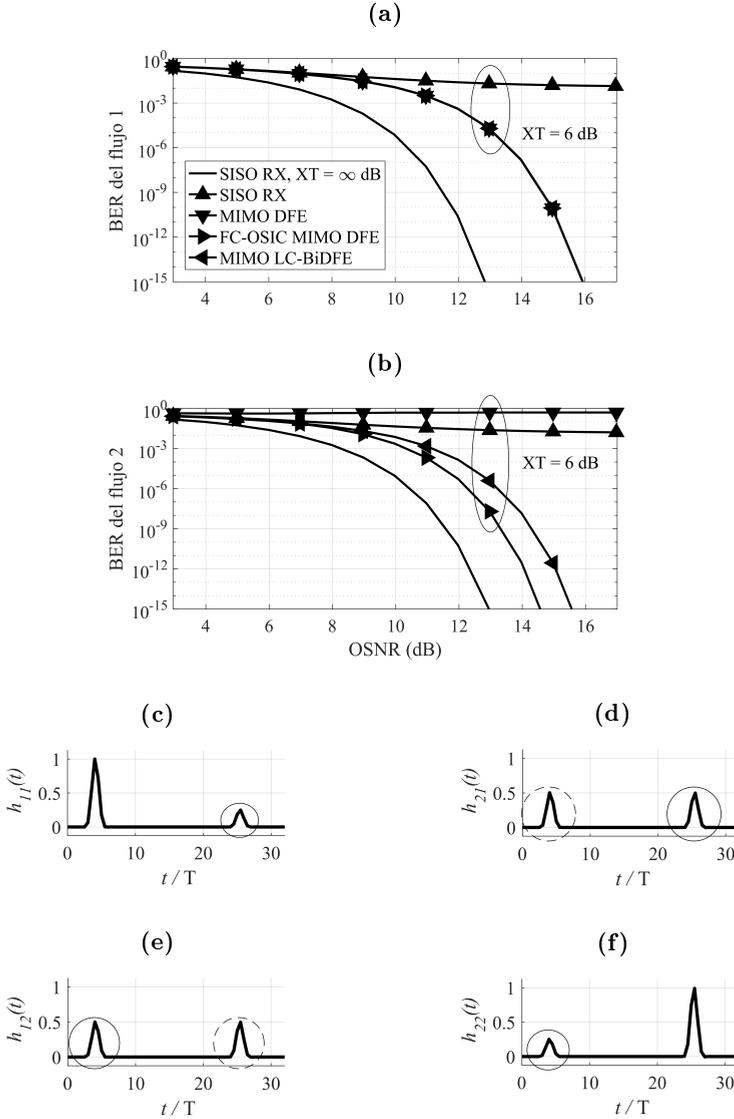


Figura 5.3: BER en función de la OSNR para los flujos de datos 1 (a) y 2 (b) para el receptor convencional (SISO RX) y los igualadores MIMO con $XT = 6$ dB en el MUX/DEMUX, y para el receptor SISO RX con $XT = \infty$. Respuestas al impulso del canal MIMO para $XT = 6$ dB (c-f).

acoplamiento, donde $h_{ij}(t)$ relaciona el i -ésimo flujo de entrada con el j -ésimo recibido; además, las contribuciones de ISI y CCI generadas por el DEMUX y el MUX se señalan con circunferencias de trazo continuo y discontinuo respectivamente.

La BER del receptor convencional (SISO RX en las figuras 5.3a-b) para el caso con acoplamiento entre modos generado en el MUX/DEMUX se degrada severamente si se compara con una transmisión ideal sin acoplamiento (SISO RX, $XT = \infty$); la consecuencia de sufrir un valor de diafonía $XT = 6$ dB es que se requiere un incremento de OSNR de 7.1 dB para alcanzar una $BER = 10^{-12}$.

Como se señala en [74], el retardo de detección en un DFE es un parámetro crítico del igualador y su valor debe minimizar el MSE de los símbolos estimados. En un esquema MIMO-DFE, debido a que la detección de los distintos flujos se realiza en bloque, se precisa que el valor del retardo de detección sea el mismo en todos los flujos, de manera que los distintos FBF puedan disponer de todas las estimaciones previas de los símbolos. Esta característica limita fuertemente el funcionamiento del esquema MIMO-DFE en canales muy dispersivos, como se puede ver en las figuras 5.3a-b. En este caso, el retardo de detección óptimo coincide con la primera contribución en $h_{ij}(t)$ (alrededor de $t = 4T$, ver figuras 5.3a-f). Al detectar el flujo 1 (figura 5.3a), el igualador opera de forma adecuada ya que el retardo coincide con el nivel más alto en $h_{11}(t)$: la ISI (circunferencia de trazo continuo en la figura 5.3c) y la CCI ($h_{21}(t)$, figura 5.3d) se pueden compensar adecuadamente por medio de los FBF principalmente. Sin embargo, el retardo óptimo coincide con la contribución de menor nivel en $h_{22}(t)$ (figura 5.3f), por lo que la BER obtenida al detectar el flujo 2 resulta dramáticamente alta, como se aprecia en la figura 5.3b. Aunque el igualador puede compensar adecuadamente la interferencia, la SNR a la salida del mismo es muy pobre debido al bajo nivel de la señal en el instante correspondiente al retardo de detección y por lo tanto la penalización de potencia óptica, respecto al receptor convencional para $XT = \infty$, aumenta drásticamente resultando incluso prohibitiva.

El receptor FC-OSIC MIMO-DFE opera detectando el flujo 1 exactamente igual que el receptor original MIMO-DFE, y por lo tanto la BER es la misma para ambos receptores en la figura 5.3a. Una vez detectado y cuantificado dicho flujo de datos, su contribución en la señal recibida se sustrae y de ese modo toda la CCI sobre el flujo 2 se elimina. Esto

se traduce en que la nueva respuesta al impulso del canal MIMO, vista por el igualador en la segunda etapa del detector OSIC, se anula para $h_{11}(t)$ y $h_{12}(t)$. De este modo, en la segunda etapa, el retardo de detección óptimo ahora sí coincide con el mayor nivel de señal en $h_{22}(t)$. Sin embargo, cabe señalar que, con esta configuración, la ISI (correspondiente a las contribuciones en $t = 4T$ en $h_{21}(t)$ y $h_{22}(t)$ en la figura 5.3d y la figura 5.3f) no puede ser compensada mediante los correspondientes FBF dado que corresponde a símbolos que todavía no han sido detectados. Con todo, la cancelación total de la CCI permite que la BER para el flujo 2 (figura 5.3b) sea menor que la obtenida para el flujo 1, ya que en este caso concreto la componente original de CCI, la cual se elimina tras la primera etapa de detección, es mucho mayor que la componente de ISI residual que no se compensa en la segunda etapa.

Finalmente, el esquema MIMO LC-BiDFE produce una BER similar para ambos flujos. Al detectar el flujo 1, el combinador de diversidad pondera la salida del modo de operación en tiempo directo al 97% del total y la salida en tiempo inverso al 3% restante, y por lo tanto la BER obtenida coincide prácticamente con la de los receptores MIMO previos (ver figura 5.3a). Por otro lado, el combinador carga la salida del modo de operación en tiempo inverso a un 97% del total para detectar el flujo 2. Debido a la simetría del canal (mismo valor de XT en el MUX y en el DEMUX), la respuesta al impulso invertida temporalmente para la señal recibida 2 (figuras 5.3e-f) coincide casi en su totalidad con la respuesta al impulso original para la señal 1 (figuras 5.3c-d), y debido a esto es la BER obtenida al detectar el flujo 2 es muy similar a la obtenida al detectar el flujo 1 (ver figuras 5.3a-b). El principal beneficio del esquema LC-BiDFE radica en aprovechar el modo inverso para detectar el flujo 2; para la sección en modo inverso, el retardo de detección óptimo coincide con el mayor nivel de señal para el flujo 2 ($h_{22}(t)$), que corresponde ahora con la primera contribución en la versión invertida en el tiempo, lo cual permite al igualador cancelar tanto la ISI como la CCI por medio de los FBF correspondientes.

A continuación, se ha obtenido la penalización de OSNR media entre ambos flujos en función de XT para alcanzar una $BER = 10^{-12}$, para el receptor convencional y para los receptores MIMO, todos respecto el receptor convencional con $XT = \infty$, y los resultados se muestran en la figura 5.4. La penalización del receptor convencional se torna significativa para $XT < 20$ dB, como efectivamente se señala en [72], incrementándose progresivamente para valores menores de XT . La penalización correspon-

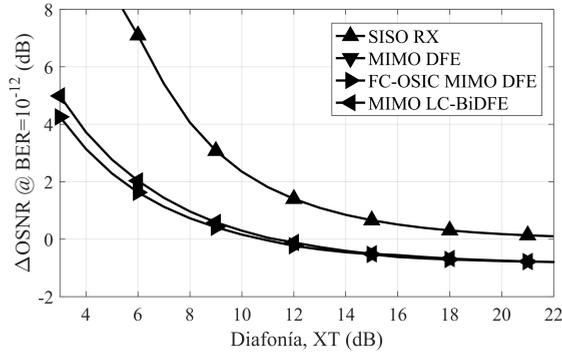


Figura 5.4: Penalización de potencia media entre ambos flujos para alcanzar $\text{BER} = 10^{-12}$ en función de XT para los receptores MIMO respecto al receptor SISO RX con $XT = \infty$.

diente al esquema clásico MIMO-DFE se sale de los márgenes de la figura dado su pobre rendimiento en este escenario. Sin embargo, los esquemas FC-OSIC y LC-BiDFE presentan un buen rendimiento en la reducción de la distorsión de la señal generada por los MUX/DEMUX: ambos receptores obtienen una curva de penalización similar y siempre claramente menor que la correspondiente al receptor convencional. Para valores muy altos de acoplamiento como es $XT = 6$ dB, el esquema FC-OSIC presenta una penalización ligeramente menor que LC-BiDFE: 1.6 dB y 2.1 dB, respectivamente, lo que implica un margen adicional de diafonía de al menos 5 dB respecto al receptor convencional. Se puede apreciar además que para valores bajos de diafonía ($XT \geq 12$ dB), la penalización de ambos receptores MIMO es incluso negativa y tiende asintóticamente a 0.8 dB para valores muy altos de XT . Este comportamiento significa que los receptores MIMO alcanzan la BER objetivo para valores de OSNR menores a los que lo hace el receptor convencional en un sistema MDM ideal sin acoplamiento ($XT = \infty$), y esto es posible gracias a la capacidad de los igualadores de compensar la ISI residual debida a la limitación en banda inherente al sistema IM/DD, modelada en este trabajo mediante los filtros eléctricos.

Hasta ahora en esta sección, se ha asumido que el acoplamiento entre los modos o flujos transmitidos es el mismo tanto en el MUX como en el DEMUX. Sin embargo, esta presunción no tiene por qué cumplirse

más aún si se tiene en cuenta que la implementación de ambos puede ser diferente. Por ejemplo, tal y como se señala en [71] [72], un convertor modal que convierta el modo LP_{01} al LP_{11} es imprescindible en el MUX, mientras que este elemento no es necesario en el DEMUX dado que el fotodiodo es igualmente sensible a ambos modos. Por otro lado, según la propuesta de [72], la inclusión un filtro modal en el DEMUX es recomendable para obtener una buena relación de extinción del modo superior.

Con el fin de evaluar por separado la influencia de la diafonía generada en ambos elementos, en la figura 5.5 se muestran las penalizaciones en función del nivel de XT en el MUX y en el DEMUX; se muestran los resultados para el receptor convencional sin igualación (figura 5.5a), y para los receptores MIMO-DFE FC-OSIC (figura 5.5b) y MIMO LC-BiDFE (figura 5.5c), todo referidos al receptor convencional en un sistema MDM con $XT = \infty$ en ambos dispositivos MUX y DEMUX. Para el receptor convencional, la penalización no depende de donde se genera la diafonía, dado que no se compensa. Así, para una penalización máxima de 1 dB, el receptor puede soportar hasta un valor de diafonía dado por $XT \geq 13.2$ dB en el MX y el DMX ($XT_{MUX} = XT_{DEMUX} = XT$), que puede ampliarse hasta $XT = 10.7$ dB si alguno de los dos elementos asegura un valor al menos de $XT \geq 20$ dB.

Por su parte, los esquemas MIMO permiten reducir en términos generales los valores de penalización de forma notable. Sin embargo, estos esquemas MIMO basados en DFE se comportan de manera distinta dependiendo de donde se genera la diafonía si en el MUX o el DEMUX, debido a que las correspondientes contribuciones interferentes en la respuesta al impulso del canal se compensan de modo distinto. Por ejemplo, para el canal MIMO simulado anteriormente, en la respuesta al impulso mostrada en las figuras 5.3c-f se ha señalado con circunferencias de trazo discontinuo las contribuciones debidas a la diafonía generada en el MUX y con circunferencias de trazo continuo las generadas en el DEMUX. Si atendemos por ejemplo a como el receptor MIMO DFE actúa para detectar el flujo 1, que es equivalente a como detectan ese mismo flujo los otros receptores FC-OSIC y LC-BiDFE, se puede apreciar que el término generado por el MUX en $h_{21}(t)$ coincide con el retardo óptimo de detección (anteriormente señalado alrededor de $t = 4T$) que corresponde al instante de mayor nivel en $h_{11}(t)$, por lo tanto el igualador compensa este término mediante los FWF, a diferencia de los términos generados por el DEMUX (alrededor de $t = 25T$) que se pueden compensar me-

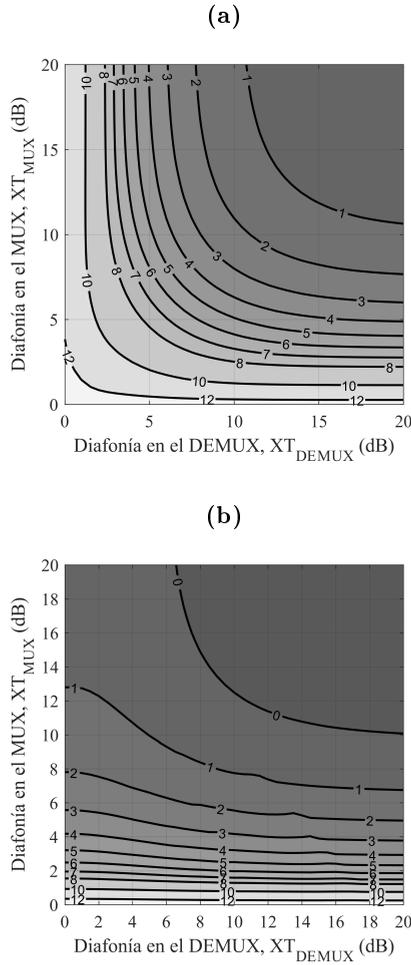
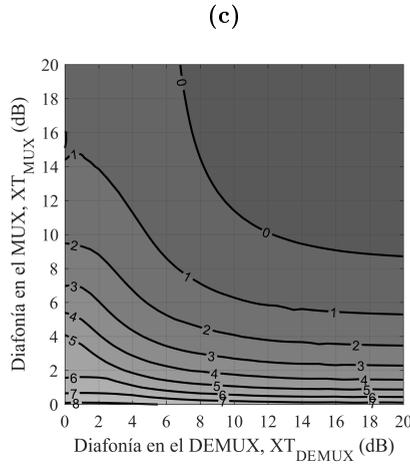


Figura 5.5: Penalización de potencia óptica media entre ambos flujos para $\text{BER} = 10^{-12}$ en función del nivel de diafonía en el MUX (XT_{MUX}) y en el DEMUX (XT_{DEMUX}) para el receptor convencional (a), y para los receptores MIMO-DFE FC-OSIC (b) y MIMO LC-BiDFE (c), todos respecto el receptor convencional en un sistema sin diafonía ($XT_{MUX} = XT_{DEMUX} = \infty$).

diante los FBF evitando así el realce de ruido. Esta es la razón por la cual los receptores MIMO evaluados en las figuras 5.5b-c presentan de



forma general valores menores de penalización cuando la diafonía en el DEMUX es mayor que en el MUX ($XT_{MUX} > XT_{DEMUX}$) respecto a la obtenida si se invierten las condiciones y la diafonía en el MUX es mayor a la del DEMUX ($XT_{MUX} < XT_{DEMUX}$).

De este modo, el receptor FC-OSIC puede soportar hasta un nivel de $XT \geq 7.4$ dB en el MUX y el DEMUX ($XT_{MUX} = XT_{DEMUX} = XT$) para una penalización máxima de 1 dB (ver figura 5.5b). Pero, si el nivel de diafonía en el DEMUX se mantiene en un nivel despreciable, como $XT_{DEMUX} = 20$ dB, el receptor puede compensar hasta un nivel de diafonía en el MUX de hasta $XT_{MUX} \geq 5.3$ dB para esa misma penalización. No obstante, si el nivel de diafonía despreciable se produce en el MUX ($XT_{MUX} = 20$ dB), la penalización se mantiene por debajo de 1 dB incluso para un nivel de diafonía extremadamente alto en el DEMUX como $XT_{DEMUX} = 0$ dB, lo que equivale a obtener dos flujos demultiplexados en los que las señales transmitidas sobre ambos modos en la SSMF se combinan al mismo nivel. Así, el mejor rendimiento a la hora de compensar la interferencia generada en el DEMUX, permite al receptor compensar con un máximo de penalización de 1 dB unas condiciones del canal dadas por $XT_{MUX} = 15$ dB y $XT_{DEMUX} = 0$ dB, mientras que si se mantiene despreciable el nivel de diafonía en el DEMUX la configuración máxima permitida es de $XT_{MUX} = 5.3$ dB y $XT_{DEMUX} = 20$ dB.

Los resultados del receptor MIMO LC-BiDFE, mostrados en la figura 5.5c, presentan un comportamiento muy similar al mostrado por el esquema FC-OSIC. Si se mantiene el mismo nivel de diafonía en el MUX y el DEMUX, el receptor puede compensar hasta un nivel de $XT_{MUX} = XT_{DEMUX} \geq 8.3$ dB para una penalización máxima de 1 dB; si en el DEMUX se cumple que $XT_{DEMUX} = 20$ dB el receptor puede compensar hasta $XT_{MUX} \geq 6.8$ dB, aumentando su capacidad de combatir la interferencia generada en el DEMUX hasta una configuración dada por $XT_{DEMUX} = 0$ dB y $XT_{MUX} = 12.8$ dB.

En resumen, ambos receptores MIMO-DFE, FC-OSIC y LC-BiDFE, son capaces de ampliar de forma notable el nivel de diafonía soportado por las señales transmitidas en el sistema con MDM sobre SSMF si se compara con el receptor convencional o incluso con el esquema clásico MIMO-DFE. Además, ambos receptores presentan mejor rendimiento en cancelar la interferencia generada por la diafonía en el DEMUX que la generada en el MUX aún con ligeras diferencias. Por ejemplo, el receptor FC-OSIC puede compensar hasta 1.5 dB más de diafonía en el MUX si se mantiene despreciable la generada en el DEMUX ($XT_{DEMUX} = 20$ dB) si se compara con el receptor LC-BiDFE para una penalización máxima de 1 dB; por otro lado, si la diafonía en el DEMUX es la dominante en el enlace, el receptor LC-BiDFE es más robusto que el FC-OSIC, por ejemplo, para $XT_{DEMUX} = 0$ dB puede compensar hasta 2.3 dB más de diafonía en el MUX.

5.3.2.2 Diafonía debida a la (de-)multiplexación y a conectores ópticos

A la hora de aprovechar los enlaces de SSMF ya desplegados para implementar sistemas MDM operando a 850 nm, la inclusión en el enlace de conectores que permitan añadir los dispositivos de MUX/DEMUX es un requisito obligatorio. Como se ha estudiado en el Capítulo 5 de esta tesis, los conectores ópticos son una fuente de acoplamiento entre los modos propagados en la SSMF, y por lo tanto también pueden generar diafonía entre los distintos flujos transmitidos y degradar el rendimiento del sistema con MDM.

Con el fin de estudiar el efecto del acoplo modal sobre las señales transmitidas y también evaluar la capacidad de los receptores MIMO de compensarlo, se ha simulado el despliegue mostrado en la figura 5.6a, que coincide con el esquema de la figura 5.1 pero que además incluye sendos

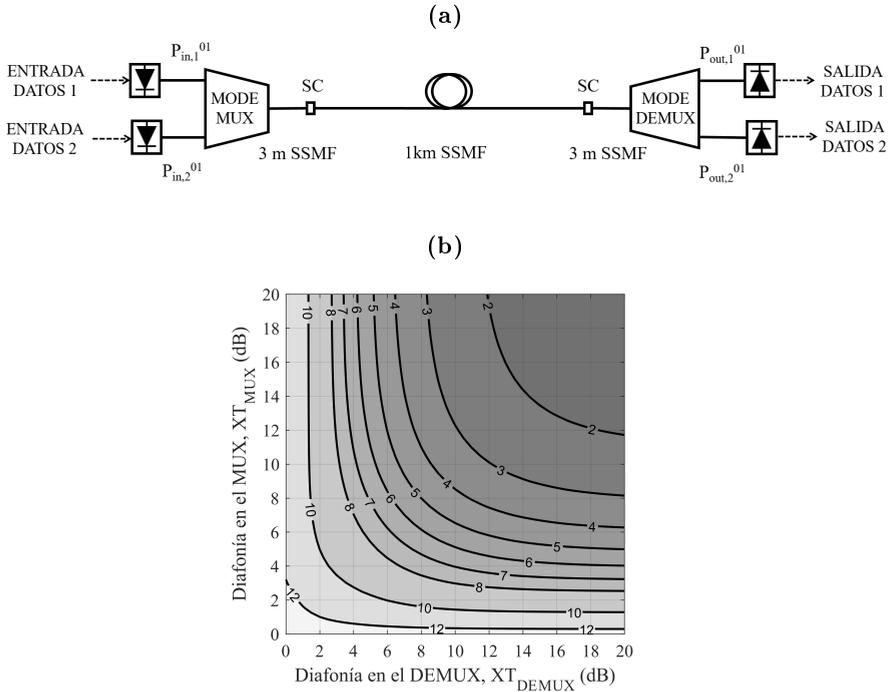
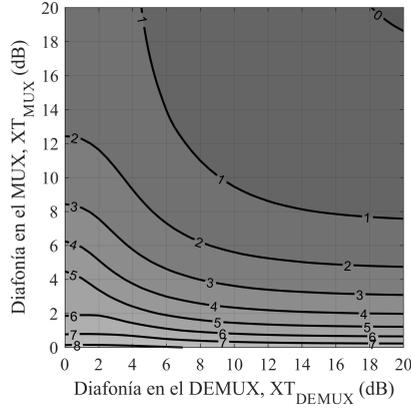


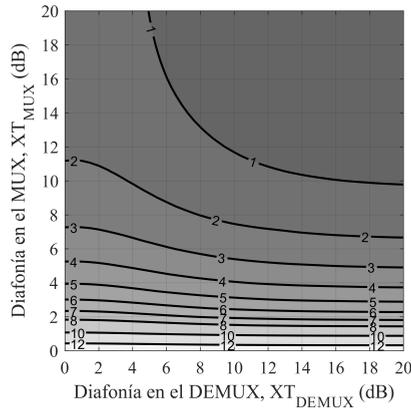
Figura 5.6: Penalización de potencia óptica media entre ambos flujos para $\text{BER} = 10^{-12}$ en función del nivel de diafonía en el MUX (XT_{MUX}) y en el DEMUX (XT_{DEMUX}) en un enlace de SSMF con conectores (a), para el receptor convencional (b), y para los receptores MIMO-DFE FC-OSIC (c) y MIMO LC-BiDFE (d), todos respecto el receptor convencional en un sistema sin diafonía ($XT_{MUX} = XT_{DEMUX} = \infty$) y sin conectores.

conectores ópticos del tipo SC, con sus correspondientes latiguillos, en los extremos del enlace de 1 km de SSMF antes/después de los elementos de DEMUX/MUX. El desalineamiento de los conectores se ha simulado siguiendo el modelo estadístico desarrollado en la subsección 4.2.2 de esta tesis: se considera sólo el desplazamiento lateral como es habitual [13], modelándose el desplazamiento radial mediante una distribución de Rayleigh con un parámetro de escala de $0.55 \mu\text{m}$, y el desplazamiento angular y la rotación angular con una distribución uniforme entre 0 y 2π (ver figura 4.3c). De ese modo, para cada combinación de XT en el MUX

(c)



(d)



y el DEMUX, se ejecutan 1000 realizaciones del modelo para capturar el efecto estadístico del desalineamiento de los conectores, y se calculan las correspondientes penalizaciones de los receptores evaluados para obtener una $BER = 10^{-12}$ respecto al receptor convencional en un sistema sin diafonía ($XT_{MUX} = XT_{DEMUX} = \infty$) ni conectores. Teniendo todos los efectos en cuenta, los resultados muestran la penalización media entre todas las realizaciones y ambos flujos de datos para el receptor conven-

cional (figura 5.6b), y los receptores MIMO-DFE FC-OSIC (figura 5.6c) y MIMO LC-BiDFE (figura 5.6d).

Como era de esperar, en general el efecto de incluir los conectores en el enlace empeora el rendimiento de los receptores respecto a no incluirlos. Así, el receptor convencional presenta unos valores de penalización superiores a 1 dB en todos los casos, aun manteniendo la simetría respecto al eje definido por $XT_{MUX} = XT_{DEMUX}$ en los resultados mostrados en la figura 5.5a.

En cuanto a los receptores basados en el esquema MIMO-DFE evaluados, ambos conservan la capacidad de compensar mejor la diafonía generada en el DEMUX que la generada en el MUX, por lo que los valores de penalización son menores para $XT_{MUX} > XT_{DEMUX}$. El receptor MIMO-DFE FC-OSIC (figura 5.6c), para una penalización máxima permitida de 1 dB, puede compensar hasta un nivel de diafonía de $XT = 9.7$ dB si se cumple que $XT_{MUX} = XT_{DEMUX} = XT$; el margen se amplía hasta $XT_{MUX} \geq 7.6$ dB si el nivel de diafonía es despreciable en el DEMUX ($XT_{DEMUX} = 20$ dB), y todavía más hasta $XT_{DEMUX} \geq 4.5$ dB si se mantiene el MUX con $XT_{MUX} = 20$ dB.

Por su parte, el receptor MIMO LC-BiDFE (figura 5.6d) también compensa de forma efectiva el acoplamiento adicional inducido por los conectores, aunque produce unos valores de penalización ligeramente mayores si se compara con el esquema FC-OSIC. Así, para una penalización de 1 dB, el receptor LC-BiDFE soporta hasta un valor de $XT = 11.2$ dB si $XT_{MUX} = XT_{DEMUX} = XT$, que se amplía hasta $XT_{MUX} \geq 9.8$ dB si $XT_{DEMUX} = 20$ dB, y hasta $XT_{DEMUX} \geq 4.9$ dB si $XT_{MUX} = 20$ dB.

5.4 Conclusiones y resumen

En este capítulo, se ha estudiado, por medio de simulaciones numéricas, el efecto del acoplamiento entre las distintas señales transmitidas en un sistema 2×2 MDM sobre SSMF a 850 nm, mostrándose las condiciones para las cuales se hace imprescindible implementar estructuras de igualación en el receptor. Para combatir la degradación en la detección de la información transmitida, se han propuesto dos esquemas de recepción MIMO basadas en el igualador DFE que superan las limitaciones del esquema clásico MIMO-DFE en este escenario caracterizado por la propagación bimodal con alta dispersión modal: el receptor MIMO-DFE FC-OSIC y el receptor MIMO LC-BiDFE.

En primer lugar, se ha evaluado el efecto en el rendimiento del sistema de la diafonía generada en los dispositivos de MUX/DEMUX en un enlace de SSMF de 1 km de un solo tramo. Para cuantificar el rendimiento de los receptores, se han calculado las penalizaciones de potencia para alcanzar una transmisión libre de errores respecto a un sistema sin diafonía en el que las señales se detectan sin igualación. Los dos esquemas MIMO propuestos aumentan notablemente la robustez del sistema frente a valores altos de acoplamiento entre los flujos transmitidos; para una penalización de 1 dB y un nivel de diafonía igual en el MUX y el DEMUX, el esquema FC-OSIC permite compensar valores de diafonía de hasta $XT \geq 7.4$ dB, y el LC-BiDFE hasta $XT \geq 8.3$ dB, a diferencia del receptor convencional que tan sólo permite $XT \geq 13.2$ dB. Además, ambos presentan una mayor capacidad de compensar la diafonía generada en el DEMUX que la generada en el MUX, lo cual es debido a la propia estructura de los esquemas basados en el igualador DFE. Si se implementan estos receptores y las especificaciones del MX fueran lo suficientemente buenas en cuanto a la diafonía ($XT_{MUX} \geq 12$ dB), se podría incluso permitir que el DEMUX operase como un simple repartidor de la señal óptica recibida al 50 % ($XT_{DEMUX} = 0$ dB).

Posteriormente, se ha incluido el efecto de acoplo modal en el sistema debido a conectores desalineados. Los resultados de las simulaciones muestran otra vez el buen rendimiento de los esquemas MIMO propuestos en este escenario más realista pero también exigente, aunque en general el esquema FC-OSIC presenta unos valores de penalización ligeramente inferiores a los obtenidos por el esquema LC-BiDFE. Así, para niveles de diafonía iguales en el MUX y el DEMUX, el FC-OSIC es viable hasta $XT = 9.7$ dB y el LC-BiDFE un poco menos hasta $XT = 11.2$ dB, ambos para una penalización de 1 dB, mientras que el receptor convencional en este escenario produce unos valores de penalización mayores a 1 dB incluso para niveles de diafonía despreciables como $XT = 20$ dB. Además, ambos esquemas mantienen la capacidad de compensar mejor la diafonía generada en el DEMUX respecto a la generada en el MUX. Para un nivel de diafonía despreciable en el DEMUX, FC-OSIC puede compensar valores en el MUX de hasta $XT_{MUX} \geq 7.6$ dB, mientras que LC-BiDFE proporciona un margen de $XT_{MUX} \geq 9.8$ dB; por otro lado, si el nivel de diafonía despreciable se mantiene EN el MUX, el margen de operación válido en ambos esquemas se amplía hasta $XT_{DEMUX} \geq 4.5$ dB para el FC-OSIC y hasta $XT_{DEMUX} \geq 4.9$ dB para el LC-BiDFE.

Capítulo 6

Conclusiones y perspectivas futuras

En este capítulo, se presenta un resumen de los hallazgos que se derivan de la investigación llevada a cabo en el desarrollo de esta tesis. En la sección 6.1, se muestra un resumen de las conclusiones extraídas en cada capítulo fruto de la consecución de los objetivos presentados en la introducción de esta tesis. A continuación, en la sección 6.2 se derivan las principales líneas de investigación recomendadas para ampliar el trabajo realizado en futuras investigaciones. Finalmente, la sección 6.3 incluye una lista de las publicaciones generadas a partir de la investigación realizada.

6.1 Resumen de conclusiones

En el Capítulo 2, se ha derivado un modelo matemático que permite caracterizar la propagación de la luz en una fibra óptica de salto de índice fabricada a base de sílice. Se han obtenido las expresiones de los campos asociados a los modos guiados, y también se han descrito los fenómenos asociados a la propagación en la fibra que afectan en mayor medida a las señales de información transmitidas en este medio: la dispersión (modal y cromática), la atenuación y el acoplamiento entre modos.

En el Capítulo 3, se han presentado los resultados de las simulaciones sobre el modelo del sistema de comunicaciones sobre fibra multimodo

(MMF) con modulación de intensidad y detección directa (IM/DD) a 1550 nm que representa el 99.5 % de los enlaces instalados, para los distintos esquemas de multiplexación por división en frecuencia ortogonal con prefijo cíclico (CP-OFDM) y con postfijo de ceros (ZP-OFDM). Los esquemas de recepción forzador de ceros (ZF) y V-BLAST para ZP-OFDM muestran una mayor capacidad de recuperación de la señal ante desvanecimientos profundos en frecuencia y también ante el ruido de cuantificación, comparado con el esquema clásico CP-OFDM. Esta característica permite a ambos esquemas transmitir tasas de datos más altas mediante el uso de modulaciones de orden superior. De este modo, en enlaces de MMF de 600 m, el esquema ZF es capaz de transmitir hasta 29 Gb/s empleando una modulación 64-QAM, y V-BLAST incluso eleva la tasa transmitida a 34 Gb/s modulando con 128-QAM; estas tasas superan notablemente el rendimiento del esquema CP-OFDM que sólo permite el uso de una modulación 16-QAM para alcanzar 19 Gb/s. Además, la propuesta de esquema de recepción combinado de baja complejidad OLA+V-BLAST para ZP-OFDM ha mostrado un muy buen rendimiento en este escenario, equiparable al alcanzado por el receptor V-BLAST, pero con una reducción sustancial de la complejidad; se consigue un ahorro del 97 % en la etapa de preprocesado y del 75 % en la etapa de detección comparado con la complejidad del receptor V-BLAST, e incluso si se compara con el receptor ZF los porcentajes de ahorro son del 66 % y 86 %, respectivamente para ambas etapas. Las simulaciones realizadas sobre enlaces de mayor longitud, 1200 y 2400 m, confirman el comportamiento de los receptores ZP-OFDM, incluido el esquema combinado. Tanto ZF como V-BLAST permiten transmisiones con tasas mucho mayores que el esquema CP-OFDM, al igual que OLA+V-BLAST que además incrementa todavía más los porcentajes de ahorro de complejidad respecto a ZF obtenidos para 600 m a más de un 89 % y 93 % para las etapas de preprocesado y detección.

En el Capítulo 4, se han aplicado esquemas de igualación a la señal recibida en un sistema sobre fibra monomodo estándar (SSMF) empleando láseres de cavidad vertical y emisión superficial (VCSEL) como fuentes ópticas emitiendo a 850 nm. Se ha verificado, mediante medidas experimentales, que la dispersión modal entre los dos modos propagados difiere para distintos modelos comerciales de SSMF: los valores de retardo modal diferencial (DMD) obtenidos se diferencian tanto en magnitud como en signo. Se ha estudiado el efecto del acoplamiento modal inducido por conectores ópticos en la degradación de la señal transmitida. Mediante

simulaciones y medidas experimentales, se ha derivado un modelo estadístico que permite calcular las pérdidas y el acoplamiento generados por el desalineamiento entre fibras que introducen los conectores ópticos, el cual ha sido empleado en el modelo general del sistema de comunicaciones sobre SSMF. De este modo, los resultados de las simulaciones han mostrado las limitaciones del receptor convencional sin igualación ante las distintas condiciones de propagación de la SSMF, incluso si se incluyen filtros modales en el despliegue o se implementa un igualador clásico con realimentación de decisiones previas (DFE) en el receptor, a la vez que los esquemas bidireccionales DFE (BiDFE), con selección de tiempo inverso (STR-DFE) y especialmente con combinación lineal (LC-BiDFE), han exhibido su capacidad de compensar la dispersión modal para cualquier valor de DMD. Así, el esquema LC-BiDFE asegura un alcance mínimo de 1.45 km a 10 Gb/s para cualquier condición de excitación modal generada por un VCSEL monomodo transversal en un despliegue realista de un único tramo de fibra con latiguillos en los extremos, donde se tienen en cuenta los efectos de acoplo y pérdidas generados por los conectores ópticos. Si se sustituye la fuente por un VCSEL multimodo transversal, el efecto de la dispersión cromática toma importancia y el alcance mínimo obtenido por el LC-BiDFE se reduce ligeramente aun permitiendo alcanzar así 1.15 km, que en cualquier caso sigue siendo mucho mayor que el alcance mínimo de 400 m incluido en el estándar 10GBASE-SR sobre MMF a 850 nm [2].

Finalmente, en el Capítulo 5, se muestran los resultados de aplicar procesado de entrada múltiple y salida múltiple (MIMO) en un sistema con multiplexación por división modal (MDM) 2×2 sobre SSMF a 850 nm para compensar la interferencia entre los distintos flujos de información transmitidos. Se han identificado los dispositivos de multiplexación/de-multiplexación (MUX/DEMUX) como los elementos más críticos que condicionan la transmisión de señales en estos sistemas. Los resultados de las simulaciones sobre un enlace de 1 km de longitud muestran la fuerte limitación del esquema clásico MIMO-DFE ante las condiciones de dispersión modal, por lo que se proponen otros esquemas, desarrollados en base a éste pero con mejores prestaciones de detección: el esquema con cancelación sucesiva de interferencia ordenada (MIMO-DFE FC-OSIC) y el esquema bidireccional DFE con combinación lineal (MIMO LC-BiDFE). Aunque estos receptores muestran muy buen rendimiento en compensar la diafonía generada en los MUX/DEMUX, ambos comparten la cualidad de neutralizar de manera más eficaz la interferen-

cia generada específicamente en el DEMUX, debido a la propia estructura basada en DFE de estos esquemas MIMO. De este modo, para un despliegue realista, el cual incluye conectores desalineados que son una fuente de acoplo modal, y si el nivel de diafonía es el mismo en los elementos de MUX/DEMUX, ambos receptores soportan un margen de diafonía adicional del orden de 10 dB respecto a un receptor convencional que detecta ambas señales recibidas sin igualación, valores obtenidos para una penalización de potencia de 1 dB respecto al receptor convencional en un sistema MDM ideal donde no se produce diafonía. Para el esquema LC-BiDFE, el margen es de al menos 8.8 dB para niveles iguales de diafonía en ambos elementos, pero se amplía hasta 10.2 dB en el MUX si el nivel de diafonía en el DEMUX se mantiene en niveles despreciables ($XT_{\text{DEMUX}} = 20$ dB), e incluso hasta 15.1 dB en el DEMUX si la diafonía despreciable se produce en el MUX ($XT_{\text{MUX}} = 20$ dB). Por otra parte, el esquema FC-OSIC eleva los márgenes de diafonía respecto el receptor convencional obtenidos de aplicar el esquema anterior: si los niveles son iguales el margen se establece en 10.3 dB, mientras que si el nivel de diafonía se mantiene despreciable en el DEMUX éste se extiende hasta los 12.4 dB, y hasta los 15.6 dB si la diafonía despreciable se mantiene en el MUX. En resumen, los esquemas MIMO propuestos permiten compensar la interferencia entre las señales transmitidas que se puede generar en los elementos de MUX/DEMUX y también en los conectores ópticos en un despliegue realista de SSMF. De este modo, si se implementan estos esquemas de recepción, las especificaciones de diafonía en el diseño de los MUX/DEMUX pueden relajarse notablemente, especialmente en el DEMUX, a niveles mucho menos exigentes que los valores teóricos presentados en las propuestas publicadas de MUX/DEMUX basados en acopladores de fibra.

6.2 Líneas de investigación futuras

A partir del trabajo realizado a lo largo del desarrollo de esta tesis, algunas líneas de trabajo permanecen abiertas a futuras investigaciones:

- Casi la totalidad de los esquemas de recuperación de la información de la señal, propuestos en los diferentes capítulos, incluyen estructuras con realimentación de decisiones previas con el fin de reducir la complejidad de los mismos. En estas arquitecturas, los errores en la detección de la información pueden propagarse, lo que conduce a una degradación del rendimiento en la detección. Por lo tanto, un

estudio exhaustivo de este fenómeno podría llevarse a cabo para las distintas propuestas, del que se pudieran derivar nuevos esquemas más robustos en este aspecto.

- Los sistemas de comunicaciones simulados asumen que no se producen efectos no lineales asociados a la fibra debido a la limitación de la potencia óptica inyectada en la misma. Cabría la posibilidad de investigar si, considerando que efectivamente estos mecanismos se producen, los esquemas propuestos pueden compensar al menos en parte sus efectos sobre la señal transmitida y/o proponer otras estructuras de recepción específicamente orientadas a compensarlos.
- Algunos elementos del sistema de comunicación pueden ser susceptibles de introducir cierta no linealidad en la señal transmitida la cual no ha sido considerada en este trabajo, especialmente en los procesos de conversión opto-electrónicos y/o electro-ópticos, y que pueden ser objeto de estudio y motivación de nuevas estructuras de procesamiento de señal orientadas a reducir la degradación inducida en la capacidad de detección de las señales recibidas.
- Las propuestas para la transmisión de señales OFDM en esquemas con estructuras MIMO se presentan como una herramienta potente en la recuperación de las señales recibidas. El estudio de la aplicación de esta configuración para la transmisión de señales en un esquema con MDM 2×2 sobre SSMF a 850 nm es una línea de investigación a desarrollar como evolución natural al trabajo llevado a cabo en esta tesis.
- Los esquemas propuestos se han evaluado mediante simulaciones numéricas, y la confirmación de los resultados presentados en esta tesis en implementaciones físicas reales, empleando procesadores de señal para aplicar los algoritmos de detección propuestos sobre las señales recibidas, queda pendiente para futuras investigaciones.

6.3 Lista de publicaciones

A continuación, se incluye una lista de las publicaciones, donde se diferencia las publicaciones en las que el autor de la tesis es el autor principal del resto de publicaciones.

Publicaciones como autor principal

Artículos publicados en revistas ISI

- P. Medina, V. Almenar, and J. L. Corral, “Evaluation of optical ZP-OFDM transmission performance in multimode fiber links”, *Optics Express*, vol. 22, no. 1, pp. 1008-1017, enero 2014.
- P. Medina, V. Almenar, and J. L. Corral, “Combined Data Detection Scheme for Zero-Padded OFDM Signals in MMF Links”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 16, pp. 1753-1756, agosto 2014.
- P. Medina, V. Almenar, and J. L. Corral, “Transmission over SSMF at 850 nm: bimodal propagation and equalization”, *Journal of Lightwave Technology*, aceptado para publicación a fecha de 13 de julio de 2017.

Artículos publicados en conferencias internacionales

- P. Medina, V. Almenar, and J. L. Corral, “Combined data detection scheme for zero-padded OFDM signals in MMF links”, en *IEEE Photonics Conference (IPC)*, Reston (VA), Estados Unidos de América, octubre 2015.
- P. Medina, V. Almenar, and J. L. Corral, “MIMO Equalization for Two-Mode Division Multiplexing over Standard SMF at 850 nm”, en *Optical Society of America (OSA) Advanced Photonics Congress (IPR, NOMA, Sensors, Networks, SPCom, SOF)*, New Orleans (LA), Estados Unidos de América, julio 2017.

Otras publicaciones como coautor

Artículos publicados en conferencias internacionales

- R. Llorente, M. Morant, D. Garcia-Rodriguez, P. Medina, J. L. Corral, and V. Almenar, “Few-mode optical transmission systems in the visible band”, en *International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Graz, Austria, julio 2014.

Apéndice: Acoplamiento modal en sistemas con detección directa

El campo eléctrico en una fibra óptica bajo aproximación de guiado débil es una combinación ponderada de los modos linealmente polarizados (LP) guiados, como se ha derivado en el Capítulo 2 de la tesis. Para el caso de una polarización lineal según el eje x , el campo puede expresarse mediante:

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \hat{x} \cdot \sum_p k_p \cdot e_{x,p}(x, y) e^{j(\omega_0 t - \beta_p z)} \quad (\text{A.1})$$

Donde k_p es la amplitud del modo p -ésimo con distribución transversal $e_{x,p}(x, y)$. En el fotodetector, la corriente generada es proporcional a la intensidad instantánea de la onda electromagnética incidente, que se calcula mediante:

$$P(z, t) = \frac{1}{2} \iint_{-\infty}^{\infty} \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot \hat{z} \, dx dy \quad (\text{A.2})$$

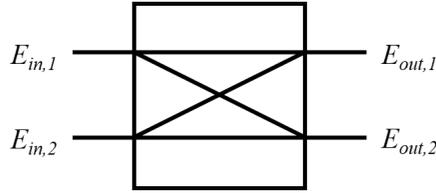


Figura 6.1: Acoplador que representa el modelo simplificado del acoplamiento modal en un escenario bimodal.

Aplicando las expresiones del campo para los modos LP de (A.1), se compruebe que la intensidad es proporcional a la suma de las potencias de cada modo dadas por las amplitudes modales:

$$\begin{aligned}
 P(z, t) &\propto \iint_{-\infty}^{\infty} \left[k_p \cdot e_{x,p}(x, y) e^{j(\omega_0 t - \beta_p z)} \right] \cdot \left[\sum_q k_q^* \cdot e_{x,q}^*(x, y) e^{-j(\omega_0 t - \beta_q z)} \right] dx dy \\
 &= \sum_p |k_p|^2 \tag{A.3}
 \end{aligned}$$

Donde se ha hecho uso de la propiedad de ortogonalidad entre los modos de la fibra, y además se ha asumido que las distribuciones transversales modales están normalizadas en potencia:

$$\iint_{-\infty}^{\infty} e_{x,p}(x, y) \cdot e_{x,q}^*(x, y) dx dy = \begin{cases} 1, & \text{si } p = q \\ 0, & \text{si } p \neq q \end{cases} \tag{A.4}$$

Por claridad, podemos reducir el problema asumiendo que sólo se propagan dos modos ($p = \{1, 2\}$). Si expresamos las amplitudes modales en forma matricial, podemos modelar el acoplamiento modal en un punto de la fibra mediante un acoplador definido mediante una matriz de acoplamiento (\mathbf{C}), como se muestra en la figura 6.1 Fig. A.1:

$$\mathbf{E}_{in} = \begin{pmatrix} E_{in,1} \\ E_{in,2} \end{pmatrix} \tag{A.5}$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \tag{A.6}$$

Las amplitudes modales del campo a la salida se calculan mediante el producto matricial:

$$\mathbf{E}_{out} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{E}_{in} = \begin{pmatrix} E_{out,1} \\ E_{out,2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} aE_{in,1} + bE_{in,2} \\ cE_{in,1} + dE_{in,2} \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

La intensidad del campo electromagnético a la entrada se calcula como la suma de las potencias de cada modo dadas por las amplitudes modales de valor complejo:

$$P_{in} = E_{in,1} \cdot E_{in,1}^* + E_{in,2} \cdot E_{in,2}^* = |E_{in,1}|^2 + |E_{in,2}|^2 \quad (\text{A.8})$$

De la misma forma para el campo a la salida:

$$\begin{aligned} P_{out} &= E_{out,1} \cdot E_{out,1}^* + E_{out,2} \cdot E_{out,2}^* = |E_{out,1}|^2 + |E_{out,2}|^2 \\ &= P_{out,1} + P_{out,2} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Desarrollando los términos de potencia:

$$\begin{aligned} P_{out,1} &= |a|^2 |E_{in,1}|^2 + |b|^2 |E_{in,2}|^2 + \\ &\quad ab^* E_{in,1} E_{in,2}^* + a^* b E_{in,1}^* E_{in,2} \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

$$\begin{aligned} P_{out,2} &= |c|^2 |E_{in,1}|^2 + |d|^2 |E_{in,2}|^2 + \\ &\quad cd^* E_{in,1} E_{in,2}^* + c^* d E_{in,1}^* E_{in,2} \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Las amplitudes modales a la entrada son de valor complejo, y pueden expresarse en módulo y fase:

$$E_{in,1} = |E_{in,1}| \cdot e^{j\varphi_{in,1}} \quad (\text{A.12})$$

$$E_{in,2} = |E_{in,2}| \cdot e^{j\varphi_{in,2}} \quad (\text{A.13})$$

Si definimos la diferencia de fases entre los campos modales a la entrada $\Delta\varphi_{in} = \varphi_{in,1} - \varphi_{in,2}$, los términos cruzados en (A.10) y (A.11) se pueden expresar como:

$$E_{in,1} E_{in,2}^* = |E_{in,1}| \cdot |E_{in,2}| \cdot e^{j\Delta\varphi_{in}} \quad (\text{A.14})$$

$$E_{in,1}^* E_{in,2} = |E_{in,1}| \cdot |E_{in,2}| \cdot e^{-j\Delta\varphi_{in}} \quad (\text{A.15})$$

Con todo, la intensidad del campo a la salida tiene la forma:

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= (|a|^2 + |c|^2) |E_{in,1}|^2 \\
 &+ (|b|^2 + |d|^2) |E_{in,2}|^2 \\
 &+ (ab^* + cd^*) |E_{in,1}| |E_{in,2}| e^{j\Delta\varphi_{in}} \\
 &+ (a^*b + c^*d) |E_{in,1}| |E_{in,2}| e^{-j\Delta\varphi_{in}} \quad (A.16)
 \end{aligned}$$

Donde se identifican con claridad los términos coherentes (parte superior de la ecuación), los cuales son proporcionales a la potencia óptica de los modos a la entrada, de los términos coherentes o de interferencia (parte inferior), que son fruto del batido entre los campos modales a la entrada y dependen de su diferencia de fase relativa. Si el campo a la salida incide sobre el fotodetector, la señal eléctrica generada poseerá también en principio ambos términos.

Sin embargo, la coherencia temporal de la fuente óptica (el término $e^{j\omega_0 t}$ en (A.3)) juega un papel determinante [76]. Si la fuente es lo suficientemente coherente para que la onda en el fotodetector esté completamente correlada, se cumplirá efectivamente (A.16) y la corriente eléctrica fotodetectada tendrá la forma:

$$\begin{aligned}
 i_{fot} &\propto (|a|^2 + |c|^2) |E_{in,1}|^2 \\
 &+ (|b|^2 + |d|^2) |E_{in,2}|^2 \\
 &+ (ab^* + cd^*) |E_{in,1}| |E_{in,2}| e^{j\Delta\varphi_{in}} \\
 &+ (a^*b + c^*d) |E_{in,1}| |E_{in,2}| e^{-j\Delta\varphi_{in}} \quad (A.17)
 \end{aligned}$$

Por otro lado, si la fuente no tiene la suficiente la coherencia temporal y las ondas están incorreladas, los términos de interferencia en (A.16) se anulan y la expresión de la intensidad de la onda a la salida se reduce a los términos incoherentes que son proporcionales a la potencia de los modos a la entrada, y, por lo tanto, la corriente detectada será proporcional sólo a esos términos:

$$P_{out} \approx (|a|^2 + |c|^2) |E_{in,1}|^2 + (|b|^2 + |d|^2) |E_{in,2}|^2 \quad (A.18)$$

$$i_{fot} \propto (|a|^2 + |c|^2) |E_{in,1}|^2 + (|b|^2 + |d|^2) |E_{in,2}|^2 \quad (A.19)$$

Bibliografía

- [1] Q. Yu y A. Shanbhag, “Electronic Data Processing for Error and Dispersion Compensation”, *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, n.º 12, págs. 4514-4525, 2006.
- [2] “IEEE Standard for Ethernet, IEEE Standard 802.3”, inf. téc., 2015.
- [3] M. C. Jeruchim, P. Balaban y K. S. Shanmugan, “Chapter 1. Introduction”, en *Simulation of Communication Systems. Modeling, Methodology, and Techniques*. Ed. Kluwer Academic Publishers, 2002, págs. 1-13.
- [4] G. P. Agrawal, “Chapter 2. Optical fibers”, en *Fiber-Optic Communication Systems*. Ed. John Wiley & Sons, 2002, págs. 23-76.
- [5] A. W. Snyder y J. D. Love, “Chapter 11. Fundamental properties of modes”, en *Optical Waveguide Theory*. Ed. Springer US, 1983, págs. 208-237.
- [6] J. Capmany, F. J. F. Peláez y J. Martí, “Capítulo 4. Dispersión y Propagación de Pulsos en Fibras Ópticas”, en *Fundamentos de Comunicaciones Ópticas*. Ed. Síntesis, 1998, págs. 145-216.

- [7] A. W. Snyder y J. Love, “Chapter 13. Weakly guiding waveguides”, en *Optical Waveguide Theory*. Ed. Springer US, 1983, págs. 280-300.
- [8] A. Ghatak y K. Thyagarajan, “Chapter 8. Propagation characteristics of a step index fiber”, en *Introduction to fiber optics*. Ed. Cambridge University Press, 1998, págs. 132-172.
- [9] M. Born y E. Wolf, “Chapter 1. Principle of optics”, en *Basic properties of the electromagnetic field*. Ed. Cambridge University Press, 1999, págs. 1-70.
- [10] J. Capmany, F. J. F. Peláez y J. Martí, “Capítulo 3. Atenuación en fibras ópticas”, en *Fundamentos de Comunicaciones Ópticas*. Ed. Síntesis, 1998, págs. 113-144.
- [11] M. Mlejnek, I. Roudas, J. D. Downie, N. Kaliteevskiy y K. Koreshkov, “Coupled-Mode Theory of Multipath Interference in Quasi-Single Mode Fibers”, *IEEE Photonics Journal*, vol. 7, n.º 1, 2015.
- [12] K. Ho y J. M. Kahn, “Chapter 11. Mode Coupling and its Impact on Spatially Multiplexed Systems”, en *Optical Fiber Telecommunications*. Ed. Academic Press, 2013, págs. 491-568.
- [13] P. Pepeljugoski, M. J. Hackert, J. S. Abbott, S. E. Swanson, S. E. Golowich, A. J. Ritger, P. Kolesar, Y. C. Chen y P. Pleunis, “Development of System Specification for Laser-Optimized 50- μm Multimode Fiber for Multigigabit Short-Wavelength LAN’s”, *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, n.º 5, págs. 1256-1275, 2003.
- [14] A. W. Snyder y J. D. Love, “Chapter 20. Illumination, tilts and offsets”, en *Optical Waveguide Theory*. Ed. Springer US, 1983, págs. 420-441.
- [15] J. E. Cunningham, D. Beckman, X. Zheng, D. Huang, T. Sze y A. V. Krishnamoorthy, “PAM-4 Signaling over VCSELs with 0.13 μm CMOS Chip Technology”, *Optics Express*, vol. 14, n.º 25, págs. 12 028-12 038, 2006.

-
- [16] R. A. Panicker, J. P. Wilde, J. M. Kahn, D. F. Welch e I. Lyubomirsky, "10×10 Gb/s DWDM Transmission Through 2.2-km Multimode Fiber Using Adaptive Optics", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, n.º 15, págs. 1154-1156, 2007.
- [17] I. Gasulla y J. Capmany, "1 Tb/s-km Multimode fiber link combining WDM transmission and low-linewidth lasers", *Optics Express*, vol. 16, n.º 11, págs. 8033-8038, 2008.
- [18] C. Xia, M. Ajaonkar y W. Rosenkranz, "On the performance of the electrical equalization technique in MMF links for 10-gigabit Ethernet", *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, n.º 6, págs. 2001-2011, 2005.
- [19] A. J. Lowery y J. Armstrong, "10 Gbit/s multimode fiber link using power-efficient orthogonal frequency-division multiplexing", *Optics Express*, vol. 13, n.º 25, págs. 10 003-10 009, 2005.
- [20] J. Xu, J. von Hoyningen-Huene, C. Ruprecht, R. Rath y W. Rosenkranz, "Robust Transmission of 29-Gb/s OFDM Signal Over 1-km OM1 MMF Under Center Launching", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, n.º 2, págs. 206-209, 2013.
- [21] Z. Cao, J. Yu, W. Wang, L. Chen y Z. Dong, "Direct-Detection Optical OFDM Transmission System without Frequency Guard Band", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, n.º 11, págs. 736-738, 2010.
- [22] R. P. Giddings, E. Hugues-Salas, B. Charbonnier y J. M. Tang, "Experimental Demonstration of Real-Time Optical OFDM Transmission at 11.25 Gb/s Over 500-m MMFs Employing Directly Modulated DFB Lasers", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, n.º 1, págs. 51-53, 2011.
- [23] Z. Wang y G. B. Giannakis, "Linearly Precoded or Coded OFDM against Wireless Channel Fades?", Proceedings of IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Taiwan, 2001.

- [24] E. Giacomidis, X. Q. Jin, A. Tsokanos y J. M. Tang, “Statistical Performance Comparisons of Optical OFDM Adaptive Loading Algorithms in Multimode Fiber-Based Transmission Systems”, *IEEE Photonics Journal*, vol. 2, n.º 6, págs. 1051-1059, 2010.
- [25] J. Tang, P. Lane y K. Shore, “Transmission Performance of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in Multimode Fiber Links”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, n.º 18, págs. 205-207, 2006.
- [26] X. Jin, J. Tang, K. Qiu y P. Spencer, “Statistical Investigations of the Transmission Performance of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in Multimode Fiber Links”, *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, n.º 18, págs. 3216-3224, 2008.
- [27] S. Kanprachar e I. Jacobs, “Diversity Coding for Subcarrier Multiplexing on Multimode Fibers”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, n.º 9, págs. 1546-1553, 2003.
- [28] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. Courville y P. Duhamel, “Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions?”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, n.º 12, págs. 2136-2148, 2002.
- [29] X. Li, A. Alphones, W. Zhong y C. Yu, “Investigation of PMD in direct-detection optical OFDM with zero padding”, *Optics Express*, vol. 1, n.º 18, págs. 20 851-20 856, 2013.
- [30] Z. Wang y G. B. Giannakis, “Wireless multicarrier communications: where Fourier meets Shannon”, *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 17, n.º 3, págs. 29-48, 2000.
- [31] T. Lara, “Matrices Circulantes”, *Divulgaciones Matemáticas*, vol. 9, n.º 1, págs. 85-102, 2001.
- [32] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling y B. P. Flannery, “Chapter 12: Fast Fourier Transform”, en *Numerical Recipes in C*.

-
- The Art of Scientific Computing*. Ed. Cambridge University Press, 1988, págs. 496-536.
- [33] ———, “Chapter 9. Root Finding and Nonlinear Sets of Equations”, en *Numerical Recipes C*. Ed. Cambridge University Press, 1988, págs. 347-393.
- [34] ———, “Chapter 2: Solution of Linear Algebraic Equations”, en *Numerical Recipes in C. The Art of Scientific Computing*. Ed. Cambridge University Press, 1988, págs. 32-104.
- [35] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden y R. A. Valenzuela, “V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel”, International Symposium on Signals, Systems, y Electronics, Pisa, Italy, 1988.
- [36] H. Zhu, W. Chen, B. Li y F. Gao, “An Improved Square-Root Algorithm for V-BLAST Based on Efficient Inverse Cholesky Factorization”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, n.º 1, págs. 43-48, 2011.
- [37] J. Blinn, “Floating-point tricks”, *IEEE Computer Graphics and Applications*, vol. 17, n.º 4, págs. 80-84, 1997.
- [38] D. Bindel, J. Demmel y W. Kahan, “On Computing Givens Rotations Reliably and Efficiently”, *ACM Transactions on Mathematical Software*, vol. 28, n.º 2, págs. 206-238, 2002.
- [39] J. Armstrong y B. J. C. Schmidt, “Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN”, *IEEE Communications Letters*, vol. 12, n.º 5, págs. 343-345, 2008.
- [40] J. M. Tang y K. A. Shore, “Maximizing the Transmission Performance of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in Multimode-Fiber Links by Optimizing Analog-to-Digital Converters”, *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, n.º 3, págs. 787-798, 2007.

- [41] D. J. G. Mestdagh, P. M. P. Spruyt y B. Biran, “Effect of Amplitude Clipping in DMT-ADSL Transceivers”, *IEEE Electronic Letters*, vol. 29, n.º 15, págs. 1353-1354, 1993.
- [42] “Characteristics of a single-mode optical fibre and cable, Recommendation ITU-T G.652”, inf. téc., 2009.
- [43] Z. Tian, C. Chen y D. Plant, “850-nm VCSEL transmission over Standard Single-Mode Fiber Using Fiber Mode Filter”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, n.º 5, págs. 368-370, 2012.
- [44] K. Balemarthy, A. Polley y S. E. Ralph, “Electronic Equalization of Multikilometer 10-Gb/s Multimode Fiber Links: Mode-Coupling Effects”, *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, n.º 12, págs. 4885-4894, 2006.
- [45] K. Nakajima, J. Zhou, K. Tajima, K. Kurokawa, C. Fukai e I. Sankawa, “Ultrawide-Band Single-Mode Transmission Performance in a Low-Loss”, *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology.*, vol. 23, n.º 1, págs. 7-12, 2005.
- [46] R. Ries, “Signal transmission with optical carriers in multimode range of single-mode fibres”, *Electronics Letters*, vol. 23, págs. 71-72, 1987.
- [47] P. Schnitzer, R. Jager, C. Jung, R. Michalzik, D. Wiedenmann, F. Mederer y K. J. Ebeling, “Biased and Bias-Free Multi-Gb/s Data Links Using GaAs VCSEL’s and 1300-nm Single-Mode Fiber”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, n.º 12, págs. 1781-1783, 1998.
- [48] D. Vez, S. Hunziker, P. R. R. Kohler, M. Moser y W. Bächtold, “850 nm vertical-cavity laser pigtailed to standard singlemode fibre for radio over fibre transmission”, *Electronics Letters*, vol. 40, n.º 19, págs. 1210-1211, 2004.
- [49] T. Niiho, K. Masuda, H. Sasai y M. Fuse, “Proposal of RoF transmission system using 850 nm VCSEL and 1.3 μm SMF with low-

- frequency superposition technique”, Optical Fiber Communication Conference And Exposition And The National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2006.
- [50] S. Moon y D. Y. Kim, “Effective single-mode transmission at wavelengths shorter than the cutoff wavelength of an optical fiber”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, n.º 12, págs. 2604-2606, 2005.
- [51] I. Papakonstantinou, S. Papadopoulos, C. Soos, J. Troska, F. Vasey y P. Vichoudis, “Modal Dispersion Mitigation in Standard Single-Mode Fibers at 850 nm with Fiber Mode Filters”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, n.º 20, págs. 1476-1478, 2010.
- [52] D. Đonlagic, “In-Line Higher Order Mode Filters Based on Long Highly Uniform Fiber Tapers”, *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, n.º 9, págs. 3532-3539, 2006.
- [53] J. Nanni, G. Tartarini, S. Rusticelli, F. Perini, C. Viana, J. Polleux y C. Algani, “Modal noise in 850nm VCSEL-based radio over fiber systems for manifold applications”, Fotonica AEIT Italian Conference on Photonics Technologies, Italy, 2015.
- [54] M. Stach, F. Pomarico, D. Wiedenmann y R. Michalzik, “High-Performance Low-Cost Optical Link at 850 nm with Optimized Standard Singlemode Fiber and High-Speed Singlemode VCSEL”, European Conference on Optical Communication (ECOC), 2004.
- [55] K. Petermann, “Nonlinear Distortions and Noise in Optical Communication Systems due to Fiber Connectors”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. QE-16, n.º 7, págs. 761-770, 1980.
- [56] Y. Jung, G. Brambilla y D. J. Richardson, “Broadband single-mode operation of standard optical fibers by using a sub-wavelength optical wire filter”, *Optics Express*, vol. 16, n.º 19, págs. 14 661-14 667, 2008.

- [57] J. G. Proakis, “Chapter 10. Communications through Band-Limited Linear filter Channels”, en *Digital communications*. Ed. McGraw-Hill Higher Education, 2000, págs. 583-635.
- [58] N. Al-Dhahir y J. M. Cioffi, “MMSE Decision-Feedback Equalizers: Finite-Length Results”, *IEEE Transactions of Information Theory*, vol. 41, n.º 4, págs. 961-975, 1995.
- [59] M. C. Jeruchim, P. Balaban y K. S. Shanmugan, “Chapter 7. Monte Carlo Simulation and Generation of Random Numbers”, en *Simulation of Communication Systems. Modeling, Methodology, and Techniques*. Ed. Kluwer Academic Publishers, 2002, págs. 371-406.
- [60] N. L. Swenson, P. Voois, T. Lindsay y S. Zeng, “Standards Compliance Testing of Optical Transmitters”, Conference on Optical Fiber Communication y the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), Anaheim (CA), USA, 2007.
- [61] S. Ariyavisitakul, “A decision-feedback equalizer with selective time reversal structure”, *IEEE Journal of Selected Areas of Communications*, vol. 10, n.º 3, 1992.
- [62] J. Balakrishnan y C. R. Johnson, “Time-reversal diversity in DFE equalization”, Allerton Conference Communications, Control, y Computing, 2000.
- [63] R. Safaisini, K. Szczerba, P. Westbergh, E. Haglund, B. Kögel, J. S. Gustavsson, M. Karlsson, P. Andrekson y A. Larsson, “High-speed 850 nm quasi-single-mode VCSELs for extended-reach optical interconnects”, *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 5, n.º 7, págs. 686-695, 2013.
- [64] R. E. Epworth, “Modal noise-causes and cures”, *Laser Focus*, págs. 109-115, 1981.
- [65] R. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini y B. Goebel, “Capacity Limits of Optical Fiber Networks”, *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, n.º 4, págs. 662-701, 2010.

-
- [66] S. Berdagué y P. Facq, “Mode division multiplexing in optical fibers”, *Applied Optics*, vol. 21, n.º 11, págs. 1950-1955, 1982.
- [67] R. Ryf, S. Randel, A. H. Gnauck, C. Bolle, A. Sierra, S. Mumtaz, M. Esmaelpour, E. C. Burrows, R. Essiambre, P. J. Winzer, D. W. Peckham, A. H. McCurdy y R. Lingle, “Mode-Division Multiplexing Over 96 km of Few-Mode Fiber Using Coherent 6×6 MIMO Processing”, *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, n.º 4, págs. 521-531, 2012.
- [68] S. Schllmann y W. Rosenkranz, “Experimental Equalization of Crosstalk in a 2×2 MIMO System Based on Mode Group Diversity Multiplexing in MMF Systems @ 10.7 Gb/s”, European Conference y Exhibition of Optical Communication (ECOC), Berlin, Germany, 2007.
- [69] J. L. Corral, D. Garcia-Rodriguez y R. Llorente, “Mode-Selective Couplers for Two-Mode Transmission at 850 nm in Standard SMF”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, n.º 4, págs. 425-428, 2016.
- [70] J. Li, J. Du, L. Ma, M. Li, S. Jiang, X. Xu y Z. He, “Orientation-Insensitive Mode-Selective Coupler for Two-Mode Transmission at 850 nm Using Standard SMF”, IEEE Optical Interconnects Conference (OI), San Diego (CA), 2016.
- [71] D. Garcia-Rodriguez, J. L. Corral y R. Llorente, “Mode Conversion for Mode Division Multiplexing at 850 nm in Standard SMF”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. PP, n.º 99, págs. 1-1, 2017.
- [72] J. Li, J. Du, L. Ma, M. Li, S. Jiang, X. Xu y Z. He, “Coupling analysis of non-circular-symmetric modes and design of orientation-insensitive few-mode fiber couplers”, *Optics Communications*, vol. 383, págs. 42-49, 2017.
- [73] N. Al-Dhahir y A. H. Sayed, “The Finite-Length Multi-Input Multi-Output MMSE-DFE”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 48, n.º 10, págs. 2921-2936, 2000.

- [74] A. Lozano y C. Papadias, “Layered Space-Time Receivers for Frequency-Selective Wireless Channels”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, n.º 1, págs. 65-73, 2002.
- [75] J. Balakrishnan, “Chapter 5: BiDFE for MIMO Channel Equalization”, en *PhD Disertation. Bidirectional Decission Feedback equalization and MIMO Channel Training*. Ithaca (NY): Cornell University, 2002, págs. 88-99.
- [76] B. E. A. Saleh, “Chapter 10. Statistical Optics”, en *Fundamentals of Photonics*. Ed. John Wiley & Sons, Inc, 1991, págs. 342-387.