UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN

Análisis de Factores Limitantes en la Escalabilidad de Redes ópticas
legadas y de nueva generación: propuesta de soluciones basadas en
la gestión de la polarización

TESIS DOCTORAL

Justino Haro García
Ingeniero de Telecomunicación

Madrid 2020

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA FOTÓNICA Y BIOINGENIERÍA

Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación

Análisis de Factores Limitantes en la Escalabilidad de Redes ópticas
legadas y de nueva generación: propuesta de soluciones basadas en
la gestión de la polarización

Tesis Doctoral

Autor

Justino Haro García
Ingeniero de Telecomunicación

Directora

Paloma Rodríguez Horche
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

Madrid 2020

Tribunal

Tribunal nombrado por el Magnífico y Excelentísimo Sr. Rector de la
Universidad Politécnica de Madrid:

Presente

.....

Vocales

.....

.....

.....

Secretario

.....

*Realizado el acto de defensa y lectura de la Tesis el día de de
2019, acuerda otorgar la calificación de*

A mis Mercedes

RECONOCIMIENTOS

Quisiera comenzar dando las gracias en primer lugar, a mi Directora de Tesis D^a Paloma Rodríguez Horche por su incansable apoyo durante estos años, su confianza en mi trabajo y su orientación. Le agradezco su crítica constructiva en tantos aspectos y matices, así como su paciencia. Muchas gracias, Paloma.

Agradezco a todo el Departamento de Fotónica el haberme dejado compartir tantos buenos ratos con ellos y facilitar mi integración con todo el equipo. Un especial y cariñoso reconocimiento a Miguel, Santiago, Dustin, Ignacio, José Manuel, Toni y Alejandro.

No quiero olvidar tampoco mis comienzos de estudios de Doctorado y a un entrañable compañero de empresa y universidad D. Alfredo Martín Mínguez, que desgradaciadamente nos dejó hace unos años y que tanto me empujó a acabar esta tesis

Agradezco a compañeros y amigos de Ericsson, que siempre creyeron en mí, y me animaron en todos y cada uno de mis emprendimientos, también en esta tesis. Gracias de corazón.

Este reconocimiento no estaría completo sin agradecer a toda mi familia, especialmente a mis padres Simón y Encarnita, mis hermanos Ana y David por todo el ánimo y apoyo moral, así como al resto de familia.

Por último, me reservo especialmente estas últimas líneas para dedicarlas al agradecimiento a mi mujer y mi hija, mis Mercedes. Nada de esto hubiera sido posible sin vosotras. Siempre habéis estado a mi lado, alentándome, motivándome, empujándome a pesar de tantas y tantas horas y años que os he dejado a tantos kilómetros de distancia.

“Vale más errar creyendo que errar dudando”

(Amado Nervo)

RESUMEN

El trabajo de investigación realizado en esta tesis doctoral se ha centrado en el estudio de Redes Ópticas de alta capacidad, contribuyendo al desarrollo de nuevas metodologías y técnicas, basadas principalmente en la gestión de la polarización de la señal óptica. El objetivo, y principal motivación de este trabajo, es dar solución a las limitaciones impuestas por diversos factores limitantes, como pueden ser la dispersión por modo de polarización (PMD) o los efectos no lineales en la fibra óptica.

Es importante resaltar que el ámbito de aplicación de las propuestas desarrolladas en esta tesis incluye tanto las redes DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) legadas, procedentes del inicio de los años 2000 y que aún ofrecen servicio a los grandes operadores y clientes, como las Redes Ópticas de nueva generación.

Los resultados obtenidos en este trabajo se han basado fundamentalmente en el diseño y caracterización de sistemas ópticos a través de la simulación, mediante un programa comercial. No obstante, parte de las contribuciones presentadas se han validado mediante la caracterización experimental de diferentes enlaces ópticos.

En las redes legadas, el factor limitante más importante es la PMD, debido a la antigüedad de los cables de fibra óptica. Este parámetro es muy dependiente de elementos ambientales, sobre todo en tendidos aéreos. Con el fin de mejorar la comprensión de cómo se comporta la PMD en diferentes situaciones ambientales, se han realizado medidas de PMD de larga duración mediante un método interferométrico. Esto ha permitido caracterizar su comportamiento aleatorio y determinar los efectos que los agentes externos como la temperatura, la humedad y la velocidad del viento tienen sobre la PMD.

Se han comparado los resultados experimentales con los modelos analíticos de predicción de la PMD, lo que nos ha permitido validar el método interferométrico como la mejor opción para medidas de larga duración y amplio espectro. Además, se ha propuesto un nuevo modelo analítico de aproximación a la catenaria, para poder estimar la afectación de la birrefringencia de la fibra con las tensiones y flexiones a las que están sometidos los cables aéreos en condiciones de alta velocidad del viento.

También, en relación con las redes legadas en las que el formato de modulación usualmente empleado es RZ-DQPSK (Return to Zero - Differential Quadrature Phase-Shift Keying), en esta tesis se propone una técnica de compensación de efectos no lineales como el FWM (Four-wave mixing) y más especialmente el intracanal IFWM, mediante la depolarización de la señal óptica empleando fibras con determinados valores de PMD.

Por otro lado, también se ha analizado, caracterizado y medido una ruta óptica legada DWDM comercial, con el fin de mejorar su rendimiento, considerando en todo lo posible las implicaciones económicas derivadas de la migración a tecnologías superiores. Se ha realizado un estudio analítico de factores limitantes de la ruta, que ha incluido, entre otros factores, la tolerancia a la concatenación de filtros y a la emisión espontánea amplificada (ASE) introducida por los amplificadores ópticos en línea (OLA). Este análisis se ha comparado con las medidas experimentales realizadas encontrando una buena concordancia.

Basados en los resultados obtenidos, se ha demostrado la posibilidad de aumentar la capacidad de una red DWDM legada. Se ha propuesto, entre otras cosas, la introducción de receptores coherentes para mejorar el OSNR (Optical Signal-To-Noise Ratio) y el uso de nuevos formatos de modulación con polarización dual (DP-QPSK y DP-16/64QAM), sustituyendo a algunos de los canales legados.

Los resultados obtenidos nos permiten concluir que los canales modulados con los nuevos formatos DP-QPSK y DP-16QAM, manteniendo la misma separación de 50 GHz, pueden sustituir a los canales legados RZ-DQPSK.

Pero en el proceso de escalabilidad a 100 Gbps, solamente la combinación de portadoras DP-QPSK y DP-16QAM es posible, debido a la afectación de los canales RZ-DQPSK y (D)QPSK que están separados 50 GHz de aquellos. Si es necesaria su convivencia, la separación debería aumentar a 100 GHz.

Por último, se han propuesto nuevas técnicas para aumentar la capacidad de redes ópticas de nueva generación, haciendo especial énfasis en evitar los efectos dañinos de las no linealidades. Destacar las unidades multiportadora que agrupan varias subportadoras ópticas con modulación DP-QPSK y DP-16QAM, conocido como supercanal óptico.

En este sentido, se ha demostrado mediante simulación un nuevo tipo de modulación basado en la multiplexación por conmutación de la polarización, PS-QPSK y PS-16QAM. Los formatos de modulación PS-QPSK y PS-16QAM presentan espectros reducidos y menor potencia necesaria en línea por lo que podrían constituir una manera sencilla de mantener la velocidad de símbolos, disminuyendo las tasas de bits. Esto además mejora la tolerancia frente a los efectos no lineales, fundamentalmente en estructura supercanal.

SUMMARY

The research work carried out in this doctoral thesis has focused on the study of High Capacity Optical Networks. This work contributes to the development of new methodologies and techniques, mainly based on the polarization management of the optical signal. The objective, and main motivation of this work is to give a solution to the imposed limitations by some factors, such as polarization mode dispersion (PMD) or non-linear effects in the optical fiber.

It is important to highlight that the scope of the proposals developed in this thesis include both the legacy DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) networks, coming from the beginning of the 2000s that are currently working and the new generation Optical Networks.

The obtained results have been fundamentally based on the design and characterization of simulated optical systems by a commercial program. However, a part of the contributions of this thesis have been validated by experimental characterization of different optical links.

In the legacy networks, the most important limiting factor is the PMD, due to the worn-out of fiber optic cables. This parameter is very dependent on environmental elements, especially in aerial lines. In order to improve understanding of how PMD behaves in different environmental situations, long-term PMD measurements have been performed using an interferometric method. This has allowed to characterizing their random behavior and determining the effects that external agents such as temperature, humidity and wind speed have on the PMD.

The experimental results have been compared with the PMD prediction model, this comparison allow us to validate the interferometric method as the best option for long-term and broad-spectrum measurements.

In addition, we propose a new approach model for the catenary. This model is able to estimate the fiber birefringence caused by the torsion and flexion of an aerial cable due to high wind speed conditions.

Regarding the legacy networks in which the modulation format usually used is RZ-DQPSK (Return to Zero - Differential Quadrature Phase-Shift Keying), this work proposes the compensation of the non-linear effects, such as the FWM (Four-wave mixing) and more especially the intrachannel IFWM, by depolarizing the optical signal using fibers with a certain PMD value.

On the other hand, a commercial DWDM legacy optical route has also been analyzed, characterized and measured in order to improve its performance, considering as much as possible the economic implications derived from the migration to higher technologies. An analytical study of limiting factors of the route has been carried out, which has included the tolerance to the concatenation of filters, to the amplified spontaneous emission (ASE) introduced by the optical in-line amplifiers (OLA), and compared with the experimental measurements.

Based on the results obtained, the possibility of increasing the capacity of a legacy DWDM network has been demonstrated. It has been proposed, among other things, the use of coherent receivers to improve the OSNR (Optical Signal-To-Noise Ratio) and the application of new modulation formats with dual polarization (DP-QPSK and DP-16 / 64QAM) replacing some of the legacy channels.

The results obtained allow us to conclude that RZ-DQPSK legacy channels can be replaced with modulated channels employing the new DP-QPSK and DP-16QAM formats using the same 50 GHz grid. But in the scalability process, only the combination of DP-QPSK and DP-16QAM carriers is possible for 100 Gbps, due to the affectation of the RZ-DQPSK and (D) QPSK channels which are 50 GHz from those. If coexistence is necessary, the separation should increase to 100 GHz.

Finally, new techniques have been proposed to increase the capacity of new generation optical networks, emphasizing on the avoidance of the damnific effects of non-linearities. We highlight the

multi-carrier units which join several optical subcarriers with DP-QPSK and DP-16QAM modulation, known as optical superchannel. Moreover, it has been demonstrated by simulation a new type of modulation based on polarization-switched PS-QPSK and PS-16QAM and it has been made a comparison with dual-polarization DP-QPSK y DP-16QAM. Our simulations confirm the predicted sensitivity advantage of PS-QPSK. The PS-QPSK and PS--16QAM modulation formats have reduced spectrum and require lower power in fiber, therefore, they could be a simple way to maintain the symbol rate while reducing bit rates. This also improves tolerance against non-linear effects, mainly in superchannel structure.

”

INDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Evolución de los sistemas de comunicaciones ópticas y desarrollos futuros. (Mizuno & Miyamoto , 2017)	6
Figura 2.2. Comparación de productos y registros de investigación en términos de tasas de interfaz por operador y capacidades WDM. El incremento de capacidad del eje de ordenadas tiene base logarítmica. La discontinuidad en los registros de interfaz de portadora única alrededor de 2007 se debe a la introducción de detección coherente utilizando multiplexación por división de polarización (PDM). (Winzer , et al., 2018)	6
Figura 2.3. Ventana de baja pérdida comercialmente alcanzable de fibra monomodo convencional en el rango de longitud de onda de 1260 a 1625 nm (banda O a banda L) usando fibra legada (a) y sin el pico de absorción del ión OH, fibras secas (b).	10
Figura 2.4. Evolución y detalle de configuración en transmisión y recepción de los distintos formatos de modulación desde 10 Gbps (OOK-DPSK) hasta 40 Gbps (DQPSK) y 100 Gbps (DP-QPSK) (Birk, et al., 2010)	11
Figura 2.5. Evolución de las Redes Fotónicas. (Fujitsu Lab of America, Inc, 2018)	13
Figura 2.6. Bandas de guarda DWDM (en rojo) y requerimiento de espectro para a) una rejilla estándar en un sistema estándar DWDM de 12 señales a 100 Gbps y b) una rejilla flexible para supercanal con 12 subportadoras. (Infinera, 2014)	14
Figura 2.7. Dinámica de una red EON en la optimización de los recursos del sistema. (Gerstel, 2012)	16
Figura 2.8. Evolución de rejilla en los ROADMs. (Infinera, 2014)	18
Figura 2.9. (a) El enrutamiento de una señal multiplexada inversa a través de una red óptica produce penalizaciones de filtrado en sus subportadoras; (b) los supercanales ópticos evitan estas penalizaciones a través del enrutamiento conjunto.	18
Figura 2.10. Comparación del desempeño y la implementación de tres transpondedores para enviar una señal de 1 Tbps con modulación DP-QPSK (Bennett, , 2012)	19
Figura 3.1. Elipse de índice de refracción para una fibra a) simétrica b) asimétrica. Las velocidades de grupo en la polarización x y polarización y son respectivamente V_x y V_y con c siendo la velocidad de la luz en el vacío y n_x y n_y los correspondientes índices de refracción en ambas polarizaciones de cada eje (Collett, 2005)	22
Figura 3.2. El efecto de división de pulso debido al efecto de retardo de grupo diferencial (DGD).	22
Figura 3.3. Distribución maxwelliana de la DGD.	23
Figura 3.4. Representación de la fibra como conjunto de secciones de diferente birrefringencia aleatoria de los estados principales de polarización donde cada segmento hace que haya un acoplamiento de las componentes ortogonales del modo fundamental en cada sección con la siguiente debido a la birrefringencia propia de cada segmento.	24
Figura 3.5. Entorno de ruta mixta con tramos aéreos y enterrados. Una ruta entre los nodos A y B señalados en la figura y siguiendo el sentido de las agujas del reloj, y otra entre los mismos nodos B y A para la fibra de retorno en el sentido contrario a las agujas del reloj.	27
Figura 3.6. Montaje por método interferométrico para medidas a largo plazo de la PMD de un enlace óptico.	29
Figura 3.7. Evolución temporal de DGD (azul) y temperatura (rojo), alternativamente, en el sentido de las agujas del reloj y en sentido contrario a las agujas del reloj para las rutas de transmisión y recepción analizadas.	30
Figura 3.8. Evolución temporal de la DGD, la temperatura y la velocidad del viento para el tramo corto en el sentido de las agujas del reloj durante la estación de a) invierno y b) verano	32
Figura 3.9. Evolución temporal de la DGD con la velocidad del viento en el tramo corto (44 km) a favor de las agujas del reloj (recorrido de transmisión)	33
Figura 3.10. Evolución temporal de la DGD con la velocidad del viento en el tramo corto (88 Km) en el sentido contrario a las agujas del reloj (recepción)	34
Figura 3.11. Evolución temporal de la DGD, la temperatura y la velocidad del viento medido en el tramo de	

recorrido largo, de sentido contrario a las agujas del reloj (tramo de recepción) para los meses de a) invierno y b) de verano.....	35
Figura 3.12. Experimental measurements versus predicted curve of standard deviation in several span to span.....	37
Figura 3.13. Tipos de fuerza ejercida sobre los cables aéreos de fibra [Haro 2013]	38
Figura 3.14 Representación de una curva catenaria	40
Figura 3.15. Aproximación geométrica de una catenaria por un arco circular y relación entre la altura de la catenaria h y el radio de curvatura R	41
Figura 3.16. Diferentes posibilidades de combado (<i>bending</i>) de la catenaria debidos a la velocidad del viento para una sección normalizada a) 1 km b) 2 km y c) 4 km[Haro 2013]......	42
Figura 4.1. Curva de dispersión en función de la longitud de onda para diferentes modelos de fibra óptica	50
Figura 4.2.Efectos no lineales de la fibra basados en el efecto Kerr. (Chen, et al., 2018)	52
Figura 4.3. Efecto del SPM en el ensanchamiento de pulsos ultracortos. La línea discontinua muestra el ensanchamiento del pulso. En la Figura de abajo se ve la afectación de fase para las frecuencias a un lado y otro del pulso.....	54
Figura 4.4. Diagrama de constelación de una modulación DPSK afectada por SPM. (Vassilieva & Fujitsu Laboratories, 2018).....	55
Figura 4.5. (a) IXPM induce desplazamiento de frecuencia en cada pulso lo que redunda en un timing jitter después de la compensación de la dispersión. b) La dispersión induce ensanchamiento de los pulsos, los cuales interactúan y generan nuevos componentes de frecuencia que permiten la generación de pulsos fantasmas después de la compensación de la dispersión. (Shake, et al., 1998)	56
Figura 4.6 Ruido de fase aleatorio debido al efecto de modulación de fase cruzada XPM (Vassilieva & Fujitsu Laboratories, 2018).....	57
Figura 4.7 Modulación de fase cruzada (Cross-Phase Modulation, XPM). Dos frecuencias interactuando en la fibra generan dos frecuencias más. (Agrawal, 2007).....	57
Figura 4.8. Four Wave Mixing por interacción de tres frecuencias. Especialmente crítico si la nueva frecuencia se solapa con una portadora óptica que transmita en esa frecuencia. (Vassilieva & Fujitsu Laboratories, 2018)	58
Figura 4.9. Diagrama de bloques de un receptor coherente con procesamiento digital de la señal DSP y módulo DBP (Digital Back Propagation multietapa. LC= compensación lineal y NLC= compensación no lineal (Ip & Kahn, 2008)	60
Figura 4.10. Diagrama de constelación para a) QPSK codificando con la modulación de fase y cuadratura cada símbolo y b) DQPSK (Bateman, 2003) codificando la señal por los saltos de fase entre un símbolo y el siguiente	62
Figura 4.11. Diagrama de bloque del a) transmisor y b) receptor QPSK con detección coherente	63
Figura 4.12 (a) Forma de onda y espectro de (D)PSK. (b) Forma de onda y espectro de (D)QPSK. En ambos casos los trazos grises se corresponden con el uso de una portadora óptica RZ, mientras que los trazos negros emplean una portadora NRZ (Winzer & Essiambre, 2006).....	63
Figura 4.13. Diagrama de bloques del a) transmisor y b) receptor de una modulación RZ-DQPSK	64
Figura 4.14 El campo y la potencia para la señal modulada de salida $y(t)$ y $y_2(t)$ según los bias de los MZM que conforman el diseño de un transmisor RZ-DQPSK para los tres tipos de ciclo de trabajo. a) 33% b) 50 % y c) 67%.	65
Figura 4.15. Diagrama de bloques de a) transmisor y b) receptor óptico con modulación por polarización doble DP-QPSK.....	67
Figura 4.16 Ejemplo de constelación multinivel M-QAM (Pincemin, et al., 2011)	68
Figura 4.17 Diagrama de bloques de un a) transmisor y b) receptor óptico con modulación por polarización doble DP-16QAM	69
Figura 4.18. Parámetros de calidad del sistema y punto de medición.	74
Figura 4.19. Sensibilidad del receptor para a) 40 Gbps con detección directa balanceada (RZ-DQPSK 33, 50, y 67%) y QPSK CD (Coherent Detection) b) 100 Gbps DP-QPSK, DP-16/64QAM	75
Figura 4.20. DQPSK, Emulador de OSNR, Receptor ODB, DPSK o RZ-DQPSK	76

Figura 4.21. Variación del rendimiento de BER en función del OSNR para a) 40 Gbps b) 100 Gbps	77
Figura 4.22. Espectro de la concatenación de amplificadores ópticos EDFA a lo largo de una ruta óptica. .	78
Figura 4.23. Montaje utilizado para la valoración de la tolerancia frente al ruido ASE de un sistema monocanal en un sistema de 12 vanos estándar (representativo de una ruta típica DWDM de larga distancia que usa a) modulaciones ODB, DPSK y DQPSK con detección no coherente para tasas de 40 Gbps b) modulaciones DP-QPSK y DP-16QAM con detección coherente y diversidad de fase para 100 Gbps.....	79
Figura 4.24. Montaje para análisis de la tolerancia a la Dispersión cromática para Tasas de Bit de 40 Gbps y 100 Gbps para sistema monocanal.....	80
Figura 4.25. Montaje de tolerancia al filtrado consistentes en a) 1 filtro b) 3 filtros c) 7 filtros y d) 10 filtros gaussianos paso banda de 2º orden conectados en cascada con 50 GHz de ancho de banda (0.4nm)	82
Figura 4.25. Esquema para análisis de tolerancia al PMD con compoente de herramienta sw Optisystem para los formatos de modulación a 40 Gbps y 100 Gbps..	83
Figura 4.26. Distribución de los efectos no lineales de la fibra para un solo canal y sistemas WDM para diferentes tasas de bits.. SSMF: standard single-mode fiber; NZDF: non-zero dispersion fiber. (Winzer & Essiambre, 2008)	85
Figura 4.27. Montaje para mediar la tolerancia a la no linealidad de la fibra a 40 y 100 Gbps. Tx: transmisor; Rx: Receptor; BER: Bit Error Rate Analyzer; EDFA: amplificador de fibra dopada con erbio; fibra monomodo; DCF: fibra de compensación de dispersión.....	86
Figura 4.28. BER vs potencia de canal para simulación sobre un vano de fibra SSMF de 75 km y una DCF de 15,77 km para a) sistema monocanal 40 Gbps y b) 100 Gbps	87
Figura 6.1. Ruta comercial de 80 canales a 40 Gbps de transporte óptico entre dos grandes ciudades con extracción/inserción de canales en dos puntos intermedios y distribución módulos de dispersión cromática.....	91
Figura 6.2. Disposición de los diferentes tipos de amplificadores EDFA a lo largo de la ruta DWDM comercial caracterizada. Se usan diferentes tipos de amplificadores de etapa simple y doble etapa (DSA, SSA) y ganancia (SSA/DSA 17,21,28) con una potencia de salida autoajustada para los canales a transmitir.	92
Figura 6.3. Arquitectura de alto nivel SSA (Single Stage Amplifier).	92
Figura 6.4. Arquitectura de alto nivel DSA (Double Stage Amplifier).	93
Figura 6.5. Simulación de la ganancia del OLA SSA17 en función del número de canales (hasta 80 canales) y la potencia óptica de cada canal. (Rango de -3 a +13 dBm).	94
Figura 6.6. Mapa de Dispersión cromática de la ruta comercial DWDM de 80 canales 40 Gbps RZ-DQPSK	95
Figura 6.7. Estructura de la ruta comercial DWDM de 80 canales RZ-DQPSK legada y detalle de los componentes activos y pasivos en los tres tramos principales en los que se divide la ruta T1 o Path#1, T2 o Path#2 y T3 o Path#3. En la parte superior derecha se distinguen el tipo de amlificador OLA usado en función de las característica descritas en la Tabla 6.I.....	96
Figura 6.8. BER vs potencia de canal para simulación sobre un vano extremo a extremo para 4 canales (a) RZ-DQPSK a 40 Gbps (b) DP-QPSK a 100 Gbps y (c) DP-16QAM a 100 Gbps después de recorrer la ruta DWDM comercial de partida para una separación de canales de 50 GHz. (excepto para (a) que se incluye también la separación de 100 GHz).....	98
Figura 6.9. Interacción canales 100 Gb/s con modulación DP-QPSK con los canales de 40 Gb/s con modulación RZ-DQPSK rejilla 50 GHz).....	100
Figura 6.10. Interacción canales 100 Gbps con modulación DP 16QAM con los canales de 100 Gbps con modulación DP QPSK a) rejilla 100 GHz b) rejilla 50 GHz)	101
Figura 6.11. Constelaciones de los canales #1 DP-QPSK a 100 Gbps, canal2 #RZ-QPSK a 40 Gbps, canal 3# DP-QPSK a 100 Gbps y canal #4 DP-QPSK a 100 Gbps y separados 50 GHz a la entrada del OTM#2 de la ruta DWDM real.....	101
Figura 6.12. Espectro del canal #2 DP-QPSK con los canales #1,#3 y #4 DP-16QAM a 100 Gbps y rejilla 50 GHz) a lo largo de la ruta DWDM original.....	102
Figura 6.13. Interacción canales 100 Gbps con modulación DP 16QAM con los canales de 100 Gbps con modulación DP QPSK a) rejilla 100 GHz b) rejilla 50 GHz)	103

Figura 6.14. Constelaciones de los canales #1 DP-16QAM, canal # DP-QPSK, canal # DP-16QAM y canal #4 DP-16QAM a 100 Gbps y separados 50 GHz a la entrada del OTM#2 de la ruta DWDM real..	103
Figura 6.15. Interacción canales 100 Gb/s con modulación DP-16QAM con los canales de 40 Gb/s con modulación RZ-DQPSK rejilla 50 GHz	104
Figura 6.16. Interacción canales 100 Gbps con modulación DP 16QAM con los canales de 100 Gbps con modulación DP QPSK a) rejilla 100 GHz b) rejilla 50 GHz)	105
Figura 6.17. Constelaciones de los canales #1 DP-16QAM a 100 Gbps, canal#2 #RZ-QPSK a 40 Gbps, canal 3# DP-16QAM a 100 Gbps y canal #4 DP-16QAM a 100 Gbps y separados 50 GHz a la entrada del OTM#2 de la ruta DWDM real.....	105
Figura 6.18. Se conecta un generador de secuencia a un generador de pulsos gaussianos ópticos y se inyecta en un afibra de 100 km SSMF, compensando la dispersión cromática con una fibra DCF de 21 km. Después se conecta un amplificador EDFA y se recoge la señal en recepción a través de un fotodiodo PIN y un filtro con frecuencia de corte 0.75 de la velocidad de símbolo.	108
Figura 6.19 Se conecta un generador de secuencia a un generador de pulsos gaussianos ópticos y se inyecta en un afibra de 100 km SSMF, compensando la dispersión cromática con una fibra DCF de 21 km. Después se conecta un amplificador EDFA y se recoge la señal en recepción a través de un fotodiodo PIN y un filtro con frecuencia de corte 0.75 de la velocidad de símbolo.....	108
Figura 6.20. Montaje para medir la interacción entre PMD e IFWM en un sistema de 4 portadoras DQPSK. La fibra de 75 km SMF, compensa su dispersión cromática con una fibra DCF de 15.77 km. Un DSA con potencia de salida +7 en el preamplificador y +10 en el <i>booster</i> de línea y completa el esquema.....	109
Figura 6.21 Rendimiento de un sistema de 4 canales RZ-DQPSK con impacto de los efectos no lineales cuando interacciona el FWM y la PMD y con distintos valores del Coeficiente de PMD sobre un vano estándar SSMF (75Km)+DCF (19Km) a) para un Canal Central b) para un Canal lateral.	110
Figura 7.1 (a) Transmisor DP-QPSK. (b) Transmisor PS-QPSK.....	114
Figura 7.2 Polarización conmutada PS-QPSK.	115
Figura 7.3 Esquema detallado de los componentes de una señal modulada por conmutación de la polarización tanto en transmisión como en recepción.....	115
Figura 7.4 D-flip flop. Tabla de verdad.	116
Figura 7.5 Espectro a) de la señal QPSK del transmisor b) de la señal modulada PS-QPSK.	116
Figura 7.6 Diagrama de constelación para los ejes x (a) e y (b). Se puede observar que alternativamente se consigue una constelación clásica QPSK en un período y no constelación (reducción a un punto central de la muestra en valores 0,0 de amplitud y fase).....	117
Figura 7.7 Monitorización de la señal óptica en las a) polarización x y b) polarización y en configuración B2B.....	117
Figura 7.7 Sensibilidad al OSNR de un canal monoportadora modulado como PS-QOSK y DP-QPSK.....	118
Figura 7.8 Sistema DWDM de 2 subportadoras PS-QPSK.....	118
Figura 7.9 Espectro de una portadora con modulación PS-QPSK.....	119
Figura 7.10 Sensibilidad al OSNR para un sistema DWDM PS-QPSK y DP-QPSK. de a) 3, b) 5 y c) 9 subportadoras. La potencia de los canales fue de +6 dBm.....	120
Figura 7.11Esquema de un transmisor a) DP-16QAM y b) PS-16QAM	121
Figura 7.12 Polarización conmutada PS-16QAM	121
Figura 7.13Esquema de una modulación PS-16QAM basada en conmutación por D-flip flop.....	122
Figura 7.14 Espectro y constelación de una señal PS-16QAM.....	122
Figura 7.15 Monitorización de la señal óptica en las polarizaciones x e y. Se observan como se transmiten alternativamente los tres bits de cada polarización periodos de símbolo alternativos	123
Figura 7.16 Esquema de una modulación PS-16QAM basada en conmutación por D-flip flop.....	123
Figura 7.17 Sistema DWDM de 2 canales PS-16QAM para un vano estándar SMF 50 Km	124
Figura 7.18 Espectro y diagrama de constelación 2 canales a) DP-QPSK Nyquist b) PS-QPSK Nyquist.....	126
Figura 7.19Sistema DWDM de 5 portadoras DP-16QAM a) DWDM b) Supercanal Nyquist c) Supercanal Nyquist optimizado Channel power +6 dBm, 112 Gbps y 14 Gbps, 15 GHz Nyquist.....	126

Figura 7.20Espectro y diagrama de constelación 2 canales a) DP-QPSK Nyquist b) PS-QPSK Nyquist.....	127
Figura 7.21Diagrama de Constelación de una canal PS-16QAM b) espectro supercanal Nyquist mejorados 5xPS-16QAM 100 Gbps y señal en las polarizaciones x e y a la salida del multiplexor.....	128

INDICE DE TABLAS

Tabla 2.I. Resumen de los parámetros más relevantes de las redes desde 1997 y su posible evolución en las próximas décadas (Winzer, et al., 2018).....	12
Tabla 2.II. Mejora en la eficiencia con asignación flexible de espectro en un enlace punto a punto, se asume un grid fijo de 50 GHz y banda de guarda de 10 GHz (Gerstel, 2012)	15
Tabla 3.I. Distribucion de las secciones de cable de fibra aéreo y enterrado	28
Tabla 3.II Equipamiento de medida de la PMD basado en el Método Interferométrico	29
Tabla 3.III. Mediciones de PMD realizadas en los dos sentidos para tramos corto y largo y fecha obtención de la medida	30
Tabla 3.IV. Trigonometric Calculations.....	41
Tabla 3.V Birefringence and PMD variations.....	44
Tabla 3.VI PMD Variation assuming normalization by 374 meters Sections	45
Tabla 4.I. Codificación de la información digital en QPSK y DQPSK	61
Tabla 4.II. Parámetros de Simulación en el vano estándar	79
Tabla 4.III OSNR Penalty ASE noise	80
Tabla 4.IV OSNR Penalty Chromatic Dispersion.....	81
Tabla 4.V OSNR Penalty Filtering.....	82
Tabla 4.VI. . Parámetros de configuración del PMD Emulator de Optisystem.....	83
Tabla 4.VII PMD Tolerance (only 40 Gbps formats).....	84
Tabla 4.VIII Comparativa de tolerancias de los formatos de modulación según la tasa de bits de la portadora óptica	89
Tabla 6.I. Caracterización de las etapas aplicadoras empleadas en un enlace DWDM de muy larga distancia	93
Tabla 6.II. Parámetros de Simulación en toda la ruta DWDM.....	94
Tabla 6.III. Medidas experimentales de los parametros lineales de la fibra por vano. disposición por elemento de los modulos de compensación de dispersion basados en fibra smf	95
Tabla 6.IV. Datos experimentales de potencia y OSNR en los tres puntos de referencia para cuatro portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps.....	96
Tabla 6.V. Datos simulados de potencia y OSNR en los tres puntos de referencia para cuatro portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps.....	97
Tabla 6.VI Iniciativas de mejora de una ruta legada DWDM de 80 portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps.....	112
Tabla 7.I Iniciativas de mejora de una ruta legada DWDM de 80 portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps.....	130

GLOSARIO

AC	Alternating-current
AD	Analogue-to-digital
AM	Amplitude modulation
AMI	Alternate-mark inversion
ASE	Amplified spontaneous emission
ASK	Amplitude shift keying
BER	Bit error rate
BFL	Birefringent fiber loop
BPF	Bandpass filter
BW	Bandwidth
CD	Chromatic dispersion
CSRZ	Carrier-suppressed return-to-zero
CW	Continuous wave
DA	Digital-to-analogue
DB	Duobinary
DBR	Distributed Bragg reflector
DC	Direct-current
DCF	Dispersion-compensating fiber
DFF	D-flip flop
DGD	Differential group delay
DI	Delay interferometer
DML	Directly modulated laser
DPSK	Differential phase shift keying
DQPSK	Differential quadrature phase shift keying
DSP	Digital signal processing
DWDM	Density wavelength division multiplexing
EAM	Electroabsorption modulator
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EO	Eye opening
EOP	Eye opening penalty
ER	Extinction ratio
FEC	Forward error correction
FM	Frequency modulation
F-P	Fabry-Perot
FSK	Frequency shift keying

FWM	four-wave mixing
GVD	Group velocity dispersion
HWHM	Half-width at half-maximum
IM	Intensity modulation
ISI	Inter-symbol interference
ITU	International Telecommunication Union
LO	Local oscillator
MI-MZI	Multimode Interference-based Mach-Zehnder interferometer
MSK	Minimum-shift keying
MZI	Mach-Zehnder interferometer
MZM	Mach-Zehnder modulator
NPN	Nonlinear phase noise
NRZ	Non-return-to-zero
O/E/O	Optical-to-electrical-to-optical
OOK	On-Off keying
OSNR	Optical signal to noise ratio
OTM	Optical Terminal Module
OXC	Optical Cross-connect
PAPR	Peak to average ratio
PASS	Phased amplitude-shift signaling
PBC	Polarization beam combiner
PBS	Polarization beam splitter
PC	Polarization controller
PCF	Polarization crystal fiber
PDF	Probability density function
PM	Phase Multiplexing
PMD	Polarization-mode dispersion
PM-DQPSK	Polarization multiplexing differential quadrature phase shift keying
PMF	Polarization Maintaining Fiber
PolSK	Polarization shift keying
PSBT	phase-shaped binary transmission
PSK	Phase shift keying
PSP	Principal states of polarization
QAM	Quadrature amplitude modulation
QPSK	Quadrature phase shift keying
RF	Radio frequency
RMS	Root mean square
RMS	Root-mean-square

ROADM	Reconfigurable optical add-drop multiplexer
RZ	Return-to-zero
SE	Spectral efficiency
SMS	Single-mode-multimode-single-mode
SNR	Signal to noise ratio
SOP	State of polarization
WDM	Wavelength division multiplexing

INDICE

RECONOCIMIENTOS.....	VII
RESUMEN	VIII
INDICE DE FIGURAS.....	XII
INDICE DE TABLAS.....	XVII
GLOSARIO.....	XVIII
1 INTRODUCCION.....	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Objetivos	3
1.3 Estructura de la Tesis	3
2 REDES ÓPTICAS DE ALTA CAPACIDAD.....	5
2.1 Evolución y Futuro de las redes de alta capacidad.....	5
2.2 Aumento de la capacidad de las redes ópticas de transporte.....	7
2.2.1 Limitaciones impuestas por la fibra	7
2.2.2 Ampliación del espectro WDM (Wavelength Division Multiplexing)	9
2.2.3 Eficiencia espectral y formatos de modulación	10
2.3 Tendencias en la evolución de las redes ópticas: Redes Ópticas Flexibles.....	12
2.3.1 Redes definidas por software.....	15
2.3.2 Optimización de una red óptica elástica.....	15
2.3.3 ROADM (Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexers).....	17
2.3.4 Supercanales ópticos.....	18
2.4 Resumen y conclusiones.....	20
3 CARACTERIZACIÓN DE LA DISPERSIÓN POR MODO DE POLARIZACIÓN EN CABLES DE FIBRA AÉREOS.....	21
3.1 Introducción.....	21
3.2 Dispersión por modo de polarización: Análisis teórico	21
3.3 Medidas de PMD de larga duración.....	25
3.4 Análisis de la evolución de la PMD con la temperatura en una ruta óptica real.....	26
3.4.1 Prueba experimental de campo, configuración y método de pruebas	26
3.5 Método interferométrico	28
3.6 Resultados experimentales y discusión.....	30
3.6.1 Trayecto de recorrido corto (44 km) en el sentido de las agujas del reloj	31
3.6.2 Trayecto de recorrido largo (84 km) en sentido contrario a las agujas del reloj	33
3.6.3 Predicción analítica y comparación con las medidas experimentales.....	35

3.7	Método analítico para la estimación de la PMD por estrés en catenarias de fibra aérea..	37
3.8	Cálculo de la PMD por estrés de combado de la catenaria en cables de fibra aéreos	39
3.9	Cálculo de la variación de la PMD por la velocidad del viento	43
3.10	Conclusiones	45
4	LIMITACIONES EN REDES OPTICAS SEGÚN FORMATO DE MODULACIÓN	47
4.1	Introducción.....	47
4.2	Estudio de la degradación de la señal óptica	48
4.2.1	Dispersión cromática	49
4.2.2	Métodos ópticos de compensación de la dispersión cromática	51
4.2.3	Efectos no lineales de la fibra.....	52
	Efectos no lineales de la fibra debidos al scattering.....	59
4.2.4	Compensación de efectos limitantes de la fibra óptica con procesamiento digital	60
4.3	Formatos de Modulación a 40 Gbps.....	61
4.3.1	Modulación de cuadratura en fase (QPSK-Quadrature Phase Shift Keying).....	62
4.3.2	Modulación Diferencial de cuadratura en fase (DQPSK)	63
4.4	Modulación por polarización a 100 Gbps	66
4.4.1	Modulación por polarización doble DP-QPSK	66
4.4.2	Modulación multinivel por polarización doble (DP-M-QAM).....	68
4.5	Herramienta de simulación software Optisystem de Optiwave™	70
4.5.1	Metodología de simulación con Optisystem™	70
4.5.2	Deficiencias encontradas en la herramienta de simulación.....	70
4.6	Criterios de Evaluación del Rendimiento y la calidad	71
4.6.1	Relación señal a ruido (OSNR- <i>Optical Signal to Noise</i>)	71
4.6.2	Relación entre el OSNR y el ruido ASE	72
5	ESTUDIO ANALÍTICO DE TOLERANCIA A LAS LIMITACIONES	73
5.1	Introducción.....	73
5.2	Análisis de sensibilidad del receptor	74
5.3	Análisis de sensibilidad al OSNR	76
5.4	Tolerancia al ASE. Máximo alcance a 40 Gbps y 100 Gbps	78
5.5	Tolerancia a la dispersión cromática.....	80
5.6	Distorsión por filtrado óptico. Número de ROADMs en cascada	81
5.7	Tolerancia al PMD.....	83
5.8	Tolerancia a las no linealidades de fibra debidas al efecto Kerr	84
5.9	Conclusiones	87
6	PROPUESTA DE ACTUALIZACIÓN EN RUTA DWDM LEGADA	90
6.1	Introducción.....	90
6.2	Caracterización de la ruta DWDM legada	90
6.3	Propuesta de potencia óptima de canal.....	96

6.4	Análisis de escalabilidad de una ruta comercial legada DWDM	99
6.4.1	Aumento del número de canales DWDM	99
6.4.2	Aumento de la velocidad de bit por canal.....	100
6.5	Conclusiones	106
6.6	Mejora de los efectos no lineales basadas en la PMD para rutas legadas DWDM	107
6.6.1	Reducción del presupuesto económico de mantenimiento de una ruta óptica por la compensación de efectos no lineales	110
6.7	Conclusiones	110
7	MEJORAS EN REDES OPTICAS DE ALTA VELOCIDAD MEDIANTE GESTIÓN DE LA POLARIZACIÓN.....	113
7.1	Introduction	113
7.2	Modulación por polarización conmutada.....	113
7.2.1	Sistemas de modulación por polarización conmutada PS-QPSK.....	114
7.2.2	Sistemas de modulación por polarización conmutada PS-16QAM.....	120
7.2.3	Sistemas WDM PS-16QAM.....	124
7.3	Modulación por polarización conmutada en un supercanal óptico	124
7.4	Conclusión.....	129
8	CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACION.....	131
8.1	Conclusiones	131
8.2	Resumen de aportaciones.....	132

Capítulo 1

INTRODUCCION

1.1 Motivación

En esta tesis, y debido a su larga duración, se ha tenido el privilegio de poder tener una visión amplia de lo que supone la batalla que la señal óptica debe librar frente a los factores que limitan su propagación por una red óptica.

Hoy día, la primera pregunta que surge es qué hacer con las redes ópticas DWDM legadas, moduladas con RZ-DQPSK y detección directa balanceada. Aquellas redes que surgieron en los inicios de los años 2000 y que aún ofrecen servicio a los grandes operadores y clientes.

Los principales hitos que han marcado estas dos últimas décadas han sido, en primer lugar, la extensión comercial de la transmisión y recepción coherente a finales de la primera década de este milenio, casi en paralelo con el uso de portadoras con tasas de 100 Gbps.

Por otra parte, los nuevos formatos de modulación, además de incrementar la eficiencia espectral en la transmisión con espectros más estrechos y tolerantes a algunas de las limitaciones de filtrado y efectos no lineales, han conseguido solucionar las limitaciones en las conversiones analógico-digitales que la tecnología actual CMOS no alcanza todavía.

Y en tercer lugar, la flexibilidad y autogestión de las redes, a la vez que optimizando de nuevo el espectro frente a configuraciones tradicionales de DWDM, y agrupando formatos de modulación como en el caso del supercanal óptico como unidad de transporte.

En esta tesis hemos puesto el foco en las redes legadas, como comentaba inicialmente, y por otro en las redes de nueva generación flexibles y vislumbrando las posibilidades de los nuevos tipos de modulación basados en la gestión de la polarización, incluso dentro del concepto de supercanal óptico.

En cuanto a las redes legadas de 40 Gbps, el factor limitante más importante siempre fue la PMD o dispersión por polarización.

Aquí se ha analizado, caracterizado y medido en planta óptica para replanteos durante la instalación de portadoras ópticas de un sistema DWDM comercial.

Los resultados de las medidas de PMD de larga duración obtenidas por el método interferométrico ha permitido conocer su comportamiento aleatorio, y el efecto que los agentes externos como la temperatura, la humedad y la velocidad del viento han tenido en los mismos.

Estos resultados, comparados con los modelos analíticos de predicción de la PMD, arrojan conclusiones razonables sobre el método interferométrico, como mejor opción para medidas de larga duración que deben recoger un amplio espectro, pero que también señala sus limitaciones.

Además, se ha propuesto un modelo matemático de aproximación a la catenaria para poder estimar la afectación de la birrefringencia de la fibra con las tensiones y flexiones a las que están sometidos los cables aéreos de fibra en condiciones de alta velocidad del viento.

Aunque la evolución de las redes ópticas con recepción coherente y tasas de 100 Gbps ya están desplegadas desde hace más de una década con servicio, las redes legadas de 40 Gbps aún precisan, más si cabe, de un mantenimiento sostenible.

El análisis de la PMD como factor limitante en estas redes, especialmente en los sistemas de 40 Gbps con detección directa y recepción balanceada, no deja de ser extraordinariamente importante.

Se podría plantear un cambio de fibra ante el envejecimiento de los antiguos enlaces ópticos, pero el coste añadido, y la apertura de nuevos emplazamientos animan a proponer soluciones sencillas con un coste mínimo.

Es exactamente lo que justifica una de las propuestas que hacemos en esta tesis, donde manteniendo el tipo de fibra tradicional según la ITU-T G-652, que tan extensamente sigue vigente, se puede considerar la compensación con determinados valores de PMD del efecto no lineal IFWM, como el predominante en tasas superiores a 40 Gbps. Esta propuesta, cuyos resultados presentamos para RZ-DQPSK a 40 Gbps, pero que además también han sido objeto de estudio anteriormente para interacciones FWM-PMD, plantearían un sencillo cambio de fibra a determinados valores de coeficiente de PMD para enlaces deteriorados por envejecimiento, simplemente por un cambio de fibra en el mazo de acometida. Existen estudios analíticos que citamos para reforzar estos efectos.

De esta manera, estaríamos hablando de una contribución económica a un serio problema de mantenimiento e ingeniería en las redes legadas debido a la IFWM.

En la visión de esta tesis hacia el estado del arte en cuanto a técnicas de modulación mediante la gestión de la polarización para su aplicación en la nueva generación de redes ópticas y poder mejorar la eficiencia espectral, disminuyendo lo máximo posible los efectos no lineales de la fibra, para lo que es necesario llegar un compromiso entre eficiencia espectral y alcance.

Se ha propuesto una serie de medidas comenzando con la introducción de receptores coherentes a las redes legadas para mejorar el OSNR en recepción.

Se describen los nuevos formatos de modulación que usan la modulación por polarización dual (DP-QPSK y DP-16/64QAM) como exponentes a usar en las portadoras ópticas con velocidad de línea de 100 Gbps. Estos formatos suplen la carencia que la tecnología CMOS actualmente adolece en cuanto a su capacidad de procesamiento de símbolos en recepción, pudiendo aumentar el número de bits que codifica un símbolo transmitido.

Un capítulo aparte merecen las nuevas unidades multiportadora que agrupan varias subportadoras ópticas con modulación DP-QPSK y DP-16QAM, principalmente en modalidad monomodulación o mezclando ambos tipos y que se conoce como supercanal óptico.

Se han medido resultados con 2 y 5 subportadoras de ambos tipos mediante simulación y sus resultados se han comparado con un nuevo tipo de modulación por polarización conmutada, y útil en enlaces, donde por envejecimiento sea imposible usar la modulación por polarización

doble. Nos referimos a las modulaciones PQ-QPSK y PS-16QAM, que, gracias a sus reducidos espectros y potencia necesaria en línea frente a las modulaciones DP-QPSK y DP-16QAM, podrían constuir una sencilla manera de mantener la velocidad de símbolos, disminuyendo las tasas de bits, y mejorando la tolerancia frente a los efectos no lineales, fundamentalmente en estructura supercanal.

1.2 Objetivos

En aras de aprovechar al máximo el ancho de banda de los sistemas de transporte basados en redes ópticas ya implantados, surge la necesidad de controlar aquellos actores lineales y no lineales que puedan perturbar el rendimiento óptico del enlace.

Entre dichos factores está el PMD, o Dispersión del Modo de Polarización, objeto de estudio de esta tesis, así como su caracterización e impacto en las Redes de Transporte Óptico DWDM de larga distancia.

Es el PMD especialmente relevante en los análisis previos a la actualización de una ruta cuando por necesidades técnicas o comerciales es necesario compatibilizar distintos tipos de portadoras y distintos tipos de modulación, que permitan mantener los intereses técnico-comerciales y la calidad necesaria según normativa en los sistemas ópticos de transporte. Precisamente en todos estos escenarios basados en redes DWDM instaladas es donde pondremos el foco de esta tesis doctoral, ya sea analizando el efecto del PMD, sobre todo a velocidades superiores a 40 Gbps, y donde no siempre se disponga en recepción de los complejos y caros algoritmos de los procesadores digitales de señal (DSP). Es aquí donde el análisis que llevaremos a cabo será sobre optimización de bajo coste, simplemente recomendando valores de PMD, que mitiguen otros efectos no lineales de la fibra, como por ejemplo el FWM o el propio XPM o los efectos SRS o SBS.

Lógicamente, las actualizaciones requerirán escenarios híbridos de portadoras de diferente velocidad o tipo de modulación, ya sea temporal o definitivamente.

En estas interacciones centraremos también el análisis y las recomendaciones al respecto. El estudio del PMD se llevará a cabo sobre toda la evolución de las redes DWDM que han pasado desde velocidades crecientes de portadoras (desde 10 y 40 Gbps hace una década hasta 100 y 400 Gbps actualmente).

La demostración se realizará mediante simulación software de la aplicación Optisystem de OptiwaveTM. El análisis de los resultados obtenidos nos permitirá elaborar nuestra contribución y recomendaciones que nos permitan obtener la mejora del rendimiento del enlace como contribución original a aplicar sobre los Sistemas de Transporte óptico basados en tecnología DWDM. Una amplia base de bibliografía será usada para conseguir el objetivo de esta tesis.

1.3 Estructura de la Tesis

Esta tesis pretende estudiar los factores limitantes en una red de transporte óptico y cómo se pueden intentar compensar tanto en el dominio óptico como en el eléctrico o el numérico a través de algoritmos en los procesadores digitales (DSP) de los sistemas coherentes. Se analiza la tolerancia a estos factores limitantes en los elementos transmisor y receptor de las modulaciones más aceptadas por los organismos internacionales (ITU, OEF), el impacto en las medidas de la PMD con los agentes ambientales y cómo se pueden compensar este efecto con los efectos no lineales más importantes en redes legadas de 40 Gbps RZ-DQPSK. Se describirán los sistemas coherentes y las modulaciones por polarización usadas y alguna propuesta novedosa en cuanto a técnicas intermedias de modulación que permitan reducir el

impacto de los efectos no lineales usando menor potencia en la señal recibida. Con todo este análisis y medidas experimentales se propone finalmente caracterizar una ruta óptica de 80 canales separados 50 GHz legada y modulada como RZ-DQPSK y evaluar las posibilidades máximas de incremento de capacidad con los diferentes factores limitantes con el menor coste de inversión, principalmente en la arquitectura del enlace ni incluir nuevos puntos de regeneración. Así pues, en el Capítulo 2 se analiza el estado del arte de las redes ópticas y las tendencias de acuerdo a la demanda de tráfico en los próximos años. También se analizarán los distintos factores limitantes tanto de los componentes pasivos como la fibra óptica y los activos (amplificadores ópticos y ROADMs) y las técnicas de compensación más utilizadas.

En el Capítulo 3 se hace mención a los Sistemas Coherentes como parte esencial de superar algunos factores limitantes de las redes de transporte óptico y el aprovechamiento de la banda espectral gracias a las nuevas técnicas de modulación DP-QPSK y DP-16QAM como las más aceptadas para uso de portadoras a 100 Gbps y 400 Gbps respectivamente. Se menciona el uso del supercanal como base de las actualizaciones a canales de 1 Tbps en el nuevo marco de una red todo óptica que ensambla conmutación de portadoras ópticas con redes DWDM de larga distancia en entornos mallados y control dinámico y automático flexible tanto del transporte como de la conmutación del tráfico demandado en cada momento.

El Capítulo 4 recoge una serie de medidas realizadas por el método interferométrico de larga duración para evaluar el margen de valores de PMD que depende de agentes externos como la temperatura y la velocidad del viento especialmente en tramos de fibra aéreos. Se comentan los resultados obtenidos y su desviación sobre las predicciones analíticas.

En el Capítulo 5 se analizará la tolerancia a los efectos lineales y no lineales de la fibra y de los elementos activos de las actuales rutas legadas a 40 Gbps. Para ello emplearemos la simulación software a través de la herramienta Optisystem de Optiwave™.

En el Capítulo 6 se propone analizar el incremento de una ruta comercial legada de 80 canales separados 50 GHz con modulación RZ-DQPSK y analizar la tolerancia a efectos no lineales intercanal, especialmente en escenarios híbridos de portadoras ópticas de velocidad superior a 100 y 400 Gbps y modulación de polarización dual. El objetivo es establecer cuál sería el escenario más viable y económico, teniendo en cuenta conceptos como amplificación bibanda (C y L) y el efecto del SRS con el PMD.

En el Capítulo 7 se proponen dos novedosas contribuciones basadas en el estudio de valor óptimo del PMD en ruta legada de 40 Gbps y modulación RZ-DQPSK para distintos niveles de potencia de canal por compensación de efectos no lineales de la fibra óptica como FWM y una novedosa técnica de modulación basada en la conmutación alternativa de la polarización (PS-QPSK y PS-16 QAM) que pueden reducir la potencia transmitida y por tanto reducir los efectos no lineales. Una tercera propuesta sería la basada en conmutación por constelación, considerando una especie de noria de constelaciones, por tanto, separadas no solamente 90° en el caso de Dual Polarization sino un número determinado de constelaciones M separadas (8 separadas 45°, 20 separadas 18° etc) siendo el número máximo tal que se respete el límite de Shannon para que la distancia euclídea entre las constelaciones cercanas permitan un OSNR válido.

El Capítulo 8 resume las tendencias tecnológicas en cuanto a las nuevas técnicas de modulación y compensación numérica tanto en transmisión como en recepción con el compromiso de que coste por bit sea más o menos constante, para satisfacer la creciente demanda de tráfico, optimizando las inversiones en infraestructura y dotando a las redes ópticas de mayor dinamismo, protección y aseguramiento de la calidad de enlace requeridas.

Capítulo 2

REDES ÓPTICAS DE ALTA CAPACIDAD

2.1 Evolución y Futuro de las redes de alta capacidad

Esta tesis analiza las posibilidades de expansión de la capacidad de las redes ópticas de transporte de alta capacidad y larga distancia que cubren la comunicación entre grandes áreas urbanas entre 800 y 3000 Km. Conseguir la calidad requerida a todos los canales de transmisión sobre una fibra óptica en esas distancias y un alto grado de eficiencia (del número de bits enviado y el ancho de banda utilizado) son los objetivos en este tipo de enlaces.

Estas posibilidades de expansión son fundamentales para cubrir la demanda exponencial de tráfico en base a la introducción de los nuevos servicios de datos como son 5G para telefónica móvil y de Internet de las Cosas (Internet of things- IoT).

Cierto es, como se ve toda esta evolución en la Figura 2.1 que en las últimas dos décadas, desde finales de los 90, la capacidad de los sistemas de comunicación de fibra óptica basados en la multiplexación por división de longitud de onda (WDM) que transportan el tráfico IP en todo el mundo se ha multiplicado por 1000 y las tasas de línea de las portadoras ópticas entre 10 y 100 a través del uso de varias tecnologías de multiplexación, a saber, multiplexación por división de tiempo (TDM), multiplexación por división de longitud de onda (WDM) y tecnologías coherentes digitales.

Para satisfacer dicho crecimiento en muy breve periodo de tiempo se ha evolucionado desde los sistemas de multiplexación en el tiempo (TDM) a primeros de los 90 a los sistemas WDM (para transportar varias portadoras o frecuencias ópticas multiplexadas) a finales de dicha década.

La rápida evolución de portadoras a tasas de línea de 10 Gbs a 40 Gbps se produjo en 2004 para continuar con las primeras portadoras a 100 Gbps en 2010, junto con la introducción de la detección coherente. La detección coherente brinda la capacidad de recuperar el campo óptico completo, la amplitud, la fase y el estado de polarización (SoP). En consecuencia, esto permite una alta eficiencia espectral y brinda la capacidad de mitigar las alteraciones de la transmisión mediante el uso de técnicas DSP avanzadas, implementadas utilizando circuitos digitales CMOS) de alta velocidad. Por lo tanto, actualmente, los receptores coherentes de polarización y fase diversa se han convertido en el estándar en los enlaces de comunicación de larga distancia.

Los formatos de modulación evolucionaron desde la modulación de amplitud NRZ-OOK a la modulación de fase con los formatos DQPSK en 2004, para posteriormente introducir la modulación por polarización dual (DP-QPSK) en 2010.

Otros formatos multinivel con modulación de amplitud y fase de 16 niveles también se han considerado no solamente con portadoras de 100 Gbps, sino también formando parte de los actuales supercanales, que incluyen varias subportadoras DP-QPSK o DP-16QAM, como veremos a lo largo de esta tesis.

Figura 2.1 Evolución de los sistemas de comunicaciones ópticas y desarrollos futuros. (Mizuno & Miyamoto , 2017)

Es probable que la tendencia continúe debido a la demanda esperada provocada por la introducción de nuevas comunicaciones de datos y servicios de video de alta definición.

Si la tasa de crecimiento actual continúa, la capacidad comercial puede alcanzar su límite superior (límite de Shannon marcado por la no linealidad de la fibra y la potencia de entrada) en unos pocos años y que, por tanto precisa un paralelismo de recursos de transmisión para acometer la insaciable demanda de tráfico de alrededor de diez a cien veces y compatibilidad total con las tecnologías actuales de transmisión coherente digital, TDM y WDM.

Figura 2.2. Comparación de productos y registros de investigación en términos de tasas de interfaz por operador y capacidades WDM. El incremento de capacidad del eje de ordenadas tiene base logarítmica. La discontinuidad en los registros de interfaz de portadora única alrededor de 2007 se debe a la introducción de detección coherente utilizando multiplexación por división de polarización (PDM). (Winzer , et al., 2018)

El uso de la multiplexación por división espacial (SDM) con fibra multinúcleo (MCF) o fibra multimodo (MMF) se ha propuesto como este paralelismo que nutra de la tecnología potencial de multiplexación de próxima generación para las comunicaciones de fibra óptica, aunque no lo trataremos en esta tesis.

En la Figura 2.2 se muestra la evolución de los sistemas de fibra óptica en los últimos 35 años y su posible evolución en las próximas décadas. En la figura se observa que la capacidad de los sistemas ópticos puede seguir aumentando entre un 10 y 14% gracias a la implantación de los sistemas coherentes amplificados y al futuro despliegue de nuevas fibras implementando tecnologías de multiplexación por división espacial (SDM). (Winzer, 2018).

2.2 Aumento de la capacidad de las redes ópticas de transporte

Para aumentar la capacidad de las redes ópticas, vamos a analizar el papel que juegan los efectos limitantes en la fibra óptica, la capacidad de separación de los canales que forman parte de un sistema DWDM, los nuevos formatos de modulación y su contribución en el aumento de la eficiencia espectral para mantener un determinado OSNR a cambio de penalización en el alcance y los sistemas de detección coherente y el procesamiento digital y algoritmos de compensación de efectos de la fibra.

2.2.1 Limitaciones impuestas por la fibra

Desde el inicio de los 80s, el factor limitante que presentaban las fibras ópticas radicaba en su gran atenuación, algo que ya se empezó a corregir hasta los 0.15 dB de la mayoría de las fibras ópticas monomodo según el estándar ITU-T G.652.

En la década de los 90 se empezaron a fabricar, y desplegar a gran escala, fibras de dispersión desplazada (*Dispersion Shifted Fiber-DSF*), donde la longitud de onda nominal de dispersión cero se trasladaba a 1,55 μm , fibras descritas en el estándar ITU-T G.653, que abrieron el camino a la utilización de la tercera ventana de frecuencias ópticas utilizadas. Sin embargo, la baja dispersión inherente a las DSF resultó ineficaz en entornos DWDM con longitudes de onda estrechamente equiespaciadas, ya que favorecía la aparición de efectos no lineales como la mezcla de cuatro ondas (*Four Wave Mixing, FWM*) que se produce significativamente en entornos con bajo contenido de dispersión cromática.

Principalmente por el motivo anterior, aparecen fibras con baja dispersión cromática, pero no nula en toda la banda de uso. La fibra resultante se denominó “fibra de dispersión desplazada no-nula” (*Non-Zero Dispersion Shifted Fiber-NZ-DSF*), cuyas características aparecen en el estándar ITU-T G.655. El coeficiente de la dispersión cromática de este tipo de fibras puede tener signo positivo o negativo, pero nunca un valor nulo en toda la banda C.

El desarrollo de amplificadores de fibra dopada con erbio funcionando también en la banda L (además de la Banda C) y el uso de técnicas de compensación de la dispersión mediante fibras de dispersión negativa (*Dispersion compensating fiber, DCF*), hace que surja la necesidad de fibras NZ-DSF con coeficiente de dispersión positivo y reducido en las bandas C y L y que permiten solventar con un diseño adecuado la compensación óptica de la dispersión cromática a lo largo de las rutas ópticas.

La fibra DCF tiene una dispersión negativa mucho mayor que la NZ-DSF y, por lo tanto, puede empaquetarse como un carrete junto con un EDFA, con lo que se evita la necesidad de desplegar dos tipos diferentes de fibra de transmisión en el sistema de línea. Es un tipo de fibra que utilizaremos en muchos de los esquemas de simulación en esta tesis.

Avanzando en el tiempo, ya en 2004, surge la normativa ITU-T G.656, donde se describe una fibra con dispersión distinta de cero para reducir los efectos no-lineales, sobre todo la mezcla de cuatro ondas y la modulación de fase cruzada, en un rango de longitud de onda (1460-1625 nm) más amplio que la fibra descrita en UIT-T G.655.

La gestión de la dispersión (*Dispersion Management*, DM) es un tema de gran interés y profusamente investigado en las redes de alta capacidad. En muchas de las redes ópticas legadas, se emplea la técnica de concatenar fibras de transmisión con signos opuestos de dispersión para que la dispersión cromática acumulada en el enlace sea casi cero, aunque la CD "local" en todas partes a lo largo del enlace sea lo bastante alta para suprimir el FWM.

Esta técnica de control de la dispersión se ha usado universalmente en todos los sistemas DWDM de alta velocidad, tanto de investigación como comerciales, hasta la introducción de sistemas digitales coherentes en 2008.

La siguiente limitación importante de la fibra en el tiempo aparece con los sistemas que usan tasas a 10 Gbps, pero principalmente a 40 Gbps, desplegados desde principios de 2003. Este factor es la PMD (*Polarization Mode Dispersion*) o dispersión por modo de polarización, en la cual la birrefringencia óptica que varía aleatoriamente en las fibras, causa retrasos relativos impredecibles entre las dos polarizaciones ortogonales en el que un campo óptico se divide cuando viaja por una fibra óptica monomodo. Para los receptores de detección directa que ignoran la polarización, esto se manifestó en la ampliación del pulso, lo que condujo a penalizaciones por interferencia entre símbolos (ISI).

Con la introducción de velocidades de línea de 40 Gbps, los proveedores de equipos desarrollaron compensadores ópticos de la PMD (PMDC). Desafortunadamente, como los efectos aleatorios de la PMD solo están correlacionados en un ancho de banda limitado, cada longitud de onda en un sistema WDM generalmente requiere su propio PMDC. Como los paquetes de circuitos que incluían PMDC eran más caros y más grandes que los transceptores convencionales, los PMDC se implementaron con reticencia en los sistemas comerciales.

Para las actualizaciones de rutas comerciales a velocidades de bits de 100 Gbps, la PMD se convirtió en un problema importante, pero con la introducción surgieron sistemas coherentes y el procesamiento de señal digital, con complejos algoritmos como DBP (Digital Back Propagation) o PC (Phase Conjugation), se compensaron ampliamente, no solo la dispersión cromática y la PMD, sino también en parte los efectos no lineales de la fibra.

Aunque estos siguen siendo un problema a resolver, incluso con los nuevos formatos de modulación por polarización doble y los sistemas coherentes y procesamiento de señal en recepción.

Al contrario que los efectos lineales en las fibras ópticas, que son degradaciones que dependen de la longitud de onda transmitida, los efectos no lineales dependen de la intensidad o potencia de la señal emitida, ocurren principalmente por las altas potencias y los cambios en el índice de refracción del medio, con referencia a la intensidad óptica y a los fenómenos de *scattering*.

La fibra óptica es un medio no lineal debido al efecto Kerr, lo que induce a que el índice de refracción dependa de la intensidad de la señal transmitida por la fibra.

Existen varios tipos de no linealidad, como la modulación de autofase SPM (*Self-Phase Modulation*), relacionada con la alteración del índice de refracción a potencias ópticas altas inducida en un canal óptico por la señal óptica transmitida, la modulación de fase cruzada, XPM (*Cross-Phase Modulation*) inducida por las señales adyacentes en un canal óptico y especialmente perjudicial cuando el espacio

entre canales de un sistema WDM es pequeño, lo cual afecta a la fase de las señales y causa el ensanchamiento espectral de la señal transmitida, lo que a su vez conduce a aumentos de dispersión.

También se incluye en esta categoría el FWM (*Four Wave Mixing*), que supone un trasvase de energía a frecuencias cercanas a las de transmisión y dependiente de la potencia transmitida y de la dispersión cromática de la fibra, así como de la separación de canales en los sistemas DWDM. Si el canal está próximo a la longitud de onda de dispersión cero de la fibra, se puede transferir una potencia considerablemente alta a componentes FWM.

Por otro lado, en la multiplexación por división de polarización, que consiste en transmitir señal en ambos estados ortogonales de polarización (SOP, *States of Polarization*) de una longitud de onda, se produce la modulación de polarización cruzada XPolM cuando el SOP de un canal transmitido depende de los SOP de otros canales de copropagación que tienen propagación aleatoria dentro de la fibra óptica debido a la PMD. La XPolM produce la despolarización de la señal transmitida, lo que causa desvanecimiento e interferencia de canales para los sistemas de polarización dual (Chen, et al., 2018)

En cuanto a los fenómenos no-lineales basados en el *scattering* estimulado, se tendrán en cuenta el *scattering*¹ estimulado de Raman (*SRS, Stimulated Raman Scattering*) y el *scattering* estimulado de Brillouin (*SBS, Stimulated Brillouin Scattering*), que proporcionan ganancia en algunos canales debido a las pérdidas que sufren otros canales transmitidos en la fibra.

Esta interacción no lineal depende, principalmente, de la longitud del vano y del área efectiva de la fibra, y son procesos inelásticos en los que una parte de la potencia de la onda óptica es absorbida por el medio óptico.

2.2.2 Ampliación del espectro WDM (*Wavelength Division Multiplexing*)

Aunque con la aparición de los sistemas WDM en la Banda L se consiguió aumentar la capacidad de las redes de forma significativa, mediante la multiplexación de un conjunto de canales ópticos, las posibilidades de agrupación de dichos canales se encuentran con las limitaciones de los amplificadores ópticos EDFA, que en principio solo amplificaban en la Banda C, y con ayuda de ecualizadores, operativos posteriormente también en la Banda L, sin embargo se ya están acercando rápidamente a sus límites fundamentales de Shannon.

Aumentar la capacidad en un sistema WDM pasa por aumentar el número de longitudes de onda (canales), mientras se aumenta la velocidad de interfaz por longitud de onda.

La manera de resolverlo solo pueden basarse en las cinco propiedades disponibles para la modulación y multiplexación de ondas electromagnéticas, es decir tiempo, frecuencia, cuadratura, polarización y espacio. Y ya no es solo una cuestión de ingeniería del dispositivo (mejores láseres estabilizados en frecuencia, generación optoelectrónica de señales a mayor velocidad, mejora de la selectividad de frecuencia de los filtros ópticos, etc.), sino más bien una necesidad de emplear técnicas de modulación más sofisticadas que ahorran ancho de banda para lograr mayores SE y un espacio de canal más denso.

Se pasa de un enfoque de diseño de sistemas ópticos bajo una perspectiva de la física más en una

¹ No traducimos aquí el término “*scattering*” para diferenciarlo del fenómeno de dispersión temporal de los pulsos

perspectiva de ingeniería de comunicaciones y procesamiento numérico, los aspectos como los formatos de modulación avanzada, la codificación de corrección de errores hacia delante (FEC), el procesamiento de la señal digital (DSP) y, finalmente, la detección digital coherente junto con el concepto de supercanal, se convierten en los límites de la expansión de la capacidad de los sistemas WDM.

Por otro lado, como se ha comentado, se podría contemplar la posibilidad de utilizar un espectro más ancho para albergar un número de canales WDM mayor. La Figura 2.3 muestra los coeficientes de atenuación típicos en función de la longitud de onda (a) fibra comercial y legada y (b) fibra de las denominadas “secas” en las que se ha eliminado el pico de absorción característico del ión OH⁻ alrededor de 1380 nm.

Figura 2.3. Ventana de baja pérdida comercialmente alcanzable de fibra monomodo convencional en el rango de longitud de onda de 1260 a 1625 nm (banda O a banda L) usando fibra legada (a) y sin el pico de absorción del ión OH⁻, fibras secas (b).

Se podría obtener un factor de ~ 12 en el ancho de banda si se opera la fibra desplegada desde la banda O hasta la banda L (~ 1260 nm - 1625 nm, es decir, 53.5 THz), en lugar de usar la banda C solo (~ 1530 nm - 1565 nm, es decir, 4,4 THz) o las bandas C+L (~ 13 THz) como se hace en la gran mayoría de los sistemas implementados comercialmente en la actualidad. Sin embargo, es muy poco probable que este factor de 12 se traduzca en una ganancia de capacidad similar debido a varios problemas fundamentales y prácticos asociados con los sistemas de banda ultra ancha que hacen que un factor de hasta ~ 5 en capacidad sea más realista.. (Winzer & Neilson, 2017)

Los nuevos despliegues de fibra están dominados no por los costes de la fibra sino por la mano de obra de instalación, y los precios varían ampliamente, dependiendo del entorno de despliegue, pero se puede decir que cuesta más el despliegue de nueva fibra que el sistema WDM que opera sobre ella.

De ahí que sea tan relevante mantener en la mayoría de las rutas la arquitectura inicial entre puntos de redes troncales y explotar los aumentos de capacidad de las rutas con las técnicas de modulación complejas que permitan mayor eficiencia espectral.

2.2.3 Eficiencia espectral y formatos de modulación

Para lograr una capacidad aún mayor y una transmisión a larga distancia, la cuestión técnica importante es cómo aumentar la eficiencia espectral mientras se mantiene la tolerancia de la relación señal / ruido óptico.

Para lograr esto, se han investigado los esquemas ópticos de cambio de fase de fase, como el cambio de fase diferencial (DPSK) y el cambio de fase de cuadratura diferencial (DQPSK). Por ejemplo, DQPSK se ha aplicado a los sistemas WDM de 40 Gbps por canal mencionados anteriormente.

Figura 2.4. Evolución y detalle de configuración en transmisión y recepción de los distintos formatos de modulación desde 10 Gbps (OOK-DPSK) hasta 40 Gbps (DQPSK) y 100 Gbps (DP-QPSK). (Birk, et al., 2010)

En el caso de DQPSK, las señales de 2 bits se modulan y asignan a cuatro fases ópticas, lo que da como resultado duplicar la eficiencia espectral en comparación con OOK (1bps/Hz).

DQPSK es capaz de relajar las limitaciones tanto en el ancho de banda óptico como en la distancia de transmisión debido a la dispersión cromática.

El *Optical Internetworking Forum* (OIF) ha elegido el formato de modulación DP-QPSK con detección coherente para los sistemas 100-Gbps por canal de próxima generación.

Tiene la gran ventaja de mitigar los problemas de aumentar tanto el ancho de banda de amplificación analógica eléctrica como la velocidad de procesamiento de la señal digital porque puede reducir la velocidad de símbolos a la velocidad de transmisión de datos dividido por cuatro, como se muestra en la Figura 2.4, donde se puede apreciar cómo las configuraciones de los moduladores y los receptores son más complejas a medida que las tasas de línea y velocidad de símbolo son mayores.

La relativa simplicidad de los receptores DPSK y DQPSK, como se verá con más detalle en el Capítulo 4, ha sido una de las razones por las que estos formatos de modulación se han empleado profusamente y aún pueden encontrarse en algunas de las denominadas redes legadas.

Este parámetro de rendimiento de los sistemas WDM se define según (2.1) como la relación entre la

capacidad agregada del sistema C_{sys} y el ancho de banda del sistema B_{sys} , que para un sistema WDM homogéneo es equivalente a la relación de la tasa de bits por canal R_{ch} y el ancho de banda usado por el canal B_{ch}

$$SE = \frac{C_{sys}}{B_{sys}} = \frac{R_{ch}}{B_{ch}} \quad (2.1)$$

Como se puede ver en la Figura 2.1, las redes de alta capacidad comienzan con la era de los sistemas WDM (~ 1997) en términos comerciales apreciables.

En ese momento, los sistemas de última generación presentaban 16 canales a 2,5 Gbps, con una Eficiencia Espectral (*Spectral Efficiency-SE*) de 0,0125 bps/Hz. En 1996 ya se había establecido en el laboratorio una capacidad posible WDM agregada de 1 Tbps (55 x 20 Gbps y 25 x 20 Gbps x 2 polarizaciones), más de 10 veces la SE utilizada en productos comerciales, según la referencia de la **¡Error! La autoreferencia al marcador no es válida.** (Winzer, et al., 2018)

Tabla 2.I. Resumen de los parámetros más relevantes de las redes desde 1997 y su posible evolución en las próximas décadas (Winzer, et al., 2018)

		1997		2017		2037
		Products	Research	Products	Reserch	Products
Single mode	Interface rate R_{ch}	2.5-10 Gbps	20 Gbps- 40 Gbps Polmux	100-400 Gbps	1.3 Tbps (12)	2-6 Tbps
	Wavelengths	16	25-55	96-192	several hundreds	16-66
	C_{sys}	40 gbps	1 Tbps	10-76 tbps	115 Tbps ((Renaudier, et al., 2017)	32-400 Tbps
	$C_{sys} \cdot L$	14.4 Tbps.lm	150 Tbps.km	up to 240 Pbps.km	881 Pbps.km ((Cai, et al., 2017)	500 Pbps*km
	SE	0.0125b/s/Hz	0.27-0.4 b/s/Hz	2-8 b/s/Hz	17.2 b/s/Hz ((Olsson, et al., 2018)	.07-20

En la mencionada tabla se resume la tasa de bit, el número de canales, la eficiencia y la capacidad, entre otros parámetros, empleados en las redes de alta capacidad desde el año 1997 y su posible evolución en las próximas dos décadas.

En investigaciones actuales, se han alcanzado capacidades WDM agregadas en fibra monomodo de hasta 115 Tbps y, utilizando fibra multinúcleo, se han logrado capacidades del sistema de hasta 10 Pbps.

También, los sistemas de corto alcance han demostrado una SE récord de 17,3 bps/Hz, en una fibra monomodo, con un producto capacidad por distancia de hasta 881 Pbps/km (Cai, et al., 2017) y hasta 1.508 Pbps/km en una fibra multinúcleo.

2.3 Tendencias en la evolución de las redes ópticas: Redes Ópticas Flexibles.

Uno de los límites en el crecimiento y evolución de las redes ópticas se encuentra no solamente en las limitaciones de los elementos activos y pasivos que componen las rutas ópticas sino también el carácter dinámico que permitan conducir a modelos más autogestionados y evite desplazamientos de técnicos a las zonas de fallo, con o sin programación de trabajos que requieran incluso cortes de tráfico.

Además, las redes de recorrido largo y ultralargo generalmente emplean una topología de red de malla que requiere un nuevo tipo de ROADM que permita un espectro flexible que pueda cambiarse

desde la entrada hasta los puertos de salida. grado múltiple.

A medida que las demandas de velocidad de datos aumentan constantemente, para incrementar el rendimiento de la red, las redes metropolitanas y regionales también están evolucionando hacia la topología de las redes malladas, propuestas adaptativas y flexibles como se aprecia en la Figura 2.5.

Figura 2.5. Evolución de las Redes Fotónicas. (Fujitsu Lab of America, Inc, 2018)

La iniciativa de gestionar de forma centralizada y automática los fallos del sistema y asignación la asignación dinámica de recursos de la red (*SDN-Software Design Network*). (Elschner, et al., 2013) favorece la evolución hacia redes ópticas flexibles en todos los ámbitos y así se ha iniciado la evolución tanto en transpondedores flexibles para cualquier longitud de onda donde se pueda gestionar dinámicamente tanto las tasas de línea como los formatos de modulación (*BVT Bandwidth Variable Transponder*) (Fischer, 2014) como en un nuevo concepto de ROADMs con rejilla flexible más allá de las tradicionales fijas de 50 y 100 GHz,, junto con protocolos de encaminamiento automáticos (*GMPLS-Generalized Multiprotocol Label Switching*) y que en cada caso gobierne la propia gestión de la red de la forma más óptima,y capaz de variar acorde a las necesidades del tráfico demandado. Este tipo de redes es lo que se conoce como Redes Ópticas Elásticas o EON (Elastic Optical Networks)

Como iniciativas paralelas aparecen los supercanales ópticos como una posibilidad de gestionar canales con tasas de línea superiores a los 400 Gbps, que no era posible con el concepto de rejilla fija tradicional en los ROADMs, y usando una única portadora, independientemente del formato de modulación usado.

Como aspecto clave en las redes ópticas elásticas en cuanto a su adaptabilidad para gestionar espectros variables de las señales la ITU-T define el concepto de rejilla flexible y las distintas necesidades de ancho de banda, van en función de la tasa de bit, de la modulación y de la distancia de transmisión.

La EON permite liberar espectro, estableciendo criterios de elección de modulación que equilibre el compromiso entre el alcance y la eficiencia espectral. El BVT es el que permite ajustar el ancho de banda del canal óptico.

Para poder implementar una red flexible, en la ITU-T G. 694.1 (ITU-T, 2012) se define una rejilla con granularidad 6,25 GHz, con una ranura (*slot*) mínima de 12,5 GHz de ancho para adaptarse a las

velocidades de línea y formatos de modulación de forma flexible. Como se verá más adelante, la rejilla flexible es la que habilita que los supercanales ópticos puedan mejorar la eficiencia espectral permitiendo subportadoras separadas por menos espacio. como vemos en la Figura 2.6

Figura 2.6. Bandas de guarda DWDM (en rojo) y requerimiento de espectro para a) una rejilla estándar en un sistema estándar DWDM de 12 señales a 100 Gbps y b) una rejilla flexible para supercanal con 12 subportadoras. (Infinita, 2014)

La introducción de supercanales multiportadora, el supercanal y sus subportadoras constituyentes deben provisionarse, transportarse y conmutarse en la red como una sola entidad, y por lo tanto es necesario que el ROADM soporte conmutación variable del ancho de banda en múltiplos de 12,5 GHz para supercanales de cualquier ancho.

La rejilla flexible proporciona capacidad para definir un ancho espectral de supercanal agregado de $N \times 12,5$ GHz para configurar cualquier combinación de portadoras ópticas, formatos de modulación y tasas de datos, y además es reconfigurable remotamente.

Sin embargo, estas bandas de guarda consumen una cantidad considerable de espectro, que no puede utilizarse para la carga útil real transporte, y esto se traduce en una utilización reducida de la capacidad de transporte inherente de la fibra.

Para recuperar esta capacidad desperdiciada en las bandas de guarda, la industria ahora está migrando a supercanales ópticos, que son mucho más anchos que los canales de red tradicionales del UIT-T, pero que no tienen guardas internas y por lo tanto son más eficientes espectralmente. Los ROADM son un punto clave para la adopción de redes ópticas flexibles, pero necesitan ciertas modificaciones para poder tener lugar en ellas.

La Red Elástica es capaz también de cambiar los formatos de modulación (Fischer, et al., 2013) de acuerdo con el enlace asignado. Si una EON es de corta distancia, el BVT puede ajustarse a un formato de modulación que ocupe menos espectro óptico, y la conexión seguirá funcionando sin errores gracias a la reducción de las deficiencias (por ejemplo, ruido añadido de los amplificadores ópticos) en distancias de caminos más cortas.

Por otro lado, si la demanda a cubrir es de gran distancia, el BVT ajustará el formato de modulación y asignará el espectro necesario, p. ej. DP-QPSK para transmisión de larga distancia o DP-64QAM para redes de metro de corta distancia.

La capa óptica puede ahora responder directamente al ancho de banda variable de las demandas de la capa cliente. Se ha propuesto usar Circuitos Fotónicos Integrados (*Photonic Integrated Circuits*, PICs) como base para la implementación de BVT, debido a que permiten tener múltiples portadoras en un mismo componente. La modulación puede hacerse de manera externa para cada una de las señales.

Con esta función se ahorra espectro, que puede ser asignado a otros canales. La **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** compara el *grid* fijo y el *grid* flexible para un enlace punto a punto de 300 km. Se emplean dos formatos de modulación: Modulación DP-QPSK (*Dual-Polarization Quadrature Phase Shift Keying*) y Modulación DP-16QAM (*Dual-Polarization Quadrature Amplitud Modulation*)

Tabla 2.II. Mejora en la eficiencia con asignación flexible de espectro en un enlace punto a punto, se asume un *grid* fijo de 50 GHz y banda de guarda de 10 GHz (Gerstel, 2012)

Tasa de línea (Gbps)	Formato de modulación	Ancho de banda del canal (GHz)	Solución para rejilla fija	Incremento en SE con EON
40	DP-QPSK	25+10	1 canal 50 GHz	35 Ghz vs 50 GHz=43%
100	DP-QPSK	37.5+10	1 canal 50 GHz	47.5 Ghz vs 50 GHz=5%
100	DP-16QAM	25+10	1 canal 50 GHz	35 Ghz vs 50 GHz=43%
400	DP-QPSK	75+10	4 señales de 100 Gbps en 4 canales de 50 GHz	85 Ghz vs 200 GHz=135%
400	DP-16QAM	75+10	2 señales de 200 Gbps en 2 canales de 50 GHz	85 Ghz vs 100 GHz=17%
1000	DP-QPSK	190+10	10 señales de 100 Gbps en 10 canales de 50 GHz	200 Ghz vs 500 GHz=150%
1000	DP-16QAM	190+10	5 señales de 200 Gbps en 5 canales de 50 GHz	200 Ghz vs 250 GHz=25%

Con el uso de EON, en todos los casos aumenta la eficiencia espectral, pero los beneficios son diferentes dependiendo de la demanda de tráfico que se esté cubriendo. El mayor rendimiento se observa para la transmisión de 1 Tbps usando DP-QPSK. (hasta 150% mejora).

Estos datos son importantes para ser utilizados en las propuestas de mejora de los Capítulos finales de esta tesis cuando se traten los rendimientos de supercanales.

2.3.1 Redes definidas por software

Las redes definidas por software (SDN) permiten al operador solicitar un enlace de cierta velocidad de un punto a otro. Seguidamente, el controlador de la SDN lo provisionará de forma autónoma, no se requiere ninguna otra entrada del operador.

La SDN en su conjunto es más consciente de qué datos se transportan, el origen y el destino, y las capacidades de los enlaces entre los nodos son transparentes para ella.

Esto permite a los operadores tener una visión general de sus redes como nunca antes, lo cual, junto con la abstracción de la red simplificada, les permite hacer una reconfiguración mucho más rápida de sus redes de forma remota. Saben lo que está sucediendo, y por lo tanto pueden responder según sea necesario.

2.3.2 Optimización de una red óptica elástica

Un ejemplo visual del beneficio de las redes ópticas elásticas de nueva generación para determinar el mínimo espectral necesario y asignarlo adaptativamente a un canal óptico con banda de guarda mínima asignada entre los canales es el que se puede ver en la Figura 2.7.

El mínimo espectro necesario está determinado por las condiciones a lo largo de la trayectoria óptica,

que dan como resultado la señal recibida, la relación (SNR), y las distorsiones lineales y no lineales.

Garantizar la velocidad y el alcance óptico representa un problema complejo de resolver, dado el entorno dinámico donde la conexión debe expandirse/contraerse sin afectar al tráfico.

En las redes DWDM fijas, normalmente hay una manera de implementar una demanda dada: la longitud de onda. La velocidad de bits es fija, el alcance óptico es fijo, y el espectro es fijo.

Figura 2.7. Dinámica de una red EON en la optimización de los recursos del sistema. (Gerstel, 2012)

Si la demanda es demasiado grande para ser atendida por un solo canal óptico, se puede construir “supercanales”. Estos contienen múltiples subcanales estrechamente espaciados entre sí, que atraviesan la red como una sola entidad, pero pueden ser demultiplexados en el receptor. La Figura 2.7 (b) ilustra esto (en comparación con el caso de la red fija que se muestra en la Figura 2.7 (a)). Este concepto no debe confundirse con la “concatenación virtual”, que permite que una sola demanda abarque varios canales independientes, en cuyo caso las bandas de guarda seguirán siendo necesarias.

Pero, como se puede ver se desperdicia capacidad si queremos implementar una demanda de 300 Gbps usando modulación QPSK para tres canales de 100 Gbps. como en la Figura 2.7 (a). frente al agrupamiento en un supercanal sin bandas de guarda en la Figura 2.7 (b)

Un EON, cuando se está implementando una demanda dada de tráfico, puede asignar una modulación y un formato de modulación acorde a la distancia requerida, y así reducir al mínimo el ancho de banda espectral ocupado por el camino óptico. Podemos ver el ejemplo de la Figura 2.7 (c) donde se solicitan cinco demandas y necesidades de espectro para cubrir distancias diferentes. Si en un momento dado EON advierte que el tráfico demandado es inferior a la tasa proporcionada en ese momento puede reducir el tráfico como vemos con la demanda C o bien si la distancia es más corta pasar de una modulación QPSK a otra 16QAM como en la demanda D o E..como vemos en la Figura 2.7 (d).

En el último paso, EON puede ahorrar el ancho de banda que realmente necesita la tasa de línea y el

formato de modulación que se esté usando para una demanda. En la Figura 2.7 (e) todas las demandas menos la A se les reduce el exceso de espectro en sus canales.

2.3.3 ROADM (Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexers)

Cada vez que una conexión pasa por un ROADM, dicho ROADM actúa como un filtro que reduce el ancho de banda óptico para el canal. Cuando esto sucede una y otra vez, el resultado es que el ancho de banda puede ser demasiado estrecho, lo que afecta a la calidad de la señal y limita el alcance.

Con EON, el espectro asignado se puede aumentar para tener en cuenta dicho estrechamiento de ancho de banda y poder aumentar el número de ROADM que permita la conexión.

También se requiere un nuevo tipo de ROADM que permita redireccionar canales con asignación de espectro dinámica, es decir, ROADM elásticos capaces de encaminar, extraer o insertar canales flexibles, entre ellos supercanales, a través de la red como una sola entidad.

Cuando las redes reconfigurables aparecieron en los sistemas de transporte óptico en 2000, resurgió la idea de la flexibilidad de una conmutación totalmente óptica, con la introducción principalmente de los sistemas coherentes en 2010, y así las redes evolucionaron hacia redes ópticas malladas, con opciones flexibles de inserción/extracción, además de otras funciones de protección y restauración.

Los sistemas coherentes eliminaban la necesidad de compensar la dispersión cromática en los puntos de inserción/extracción, y permitían formatos de transporte ópticos y velocidades de línea adaptados a la distancia del enlace y al ancho de banda disponible. Además, proporcionaban filtros cuadrados en recepción a través de los DSP (Winzer, et al., 2018).

Hoy día, los ROADM (*Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexers*) proporcionan asignación de longitud de onda flexible, y también incorporan una ecualización dinámica de la ganancia y la potencia de la señal para mejorar el OSNR del sistema de modo que maximice el alcance.

El núcleo del ROADM es un módulo conocido como Conmutador Selectivo de Longitudes de Onda o WSS (*Wavelength Selective Switch*) con la función de conmutar, de manera independiente, cada uno de los canales que en él se insertan.

Las nuevas generaciones de ROADM están determinadas por las cuatro funciones primarias, conocidas por el acrónimo CDC-F (*Colorless, Directionless, Contentionless, Flexible spectrum/grid*). Básicamente, se puede resumir que los denominados ROADM *Colorless* proporciona una manera de asignar automáticamente la longitud de onda para extraer/insertar, y permite asignar por software cualquier color o frecuencia óptica sin necesidad de dicha presencia.

Otra de las funcionalidades de los nuevos ROADM es la de asignación dinámica de rutas o direcciones desde el origen hasta el destino del tráfico, de tal forma que cualquier color o frecuencia óptica pueda ser enrutada en cualquier dirección servida por el nodo, sin depender como hasta hace poco de un cableado fijo del transpondedor a la dirección destino, esto es lo que se denomina ROADM *Directionless* y, por último, el concepto *Contentionless*, que evita la posibilidad que dos colores o portadoras ópticas coincidan en el tiempo en la misma estructura WSS, y ello pueda causar contención al insertar/extraer tráfico.

Para dotar al ROADM de la funcionalidad de Red flexible, Se han desarrollado Conmutadores Selectivos de Espectro (SSS, *Spectrum Selective Switches*) (Amaya, 2013) que permiten la conmutación en rangos de espectro casi arbitrarios, alcanzando granularidades de 6,250 GHz o incluso 3,125 (Gerstel, 2012).

La Figura 2.8, muestra la evolución de los ROADM de la red fija a la flexible. El concepto clave es la tecnología LCoS (Liquid Crystal on Silicon) utilizada para producir el WSS y SSS rentables en comparación con otras tecnologías de conmutación, como MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems).

Figura 2.8. Evolución de rejilla en los ROADM. (Infinera, 2014)

Por otro lado, los SSS deben tener tiempos de conmutación cortos, 10 ns por ejemplo, por lo que se ha propuesto que los dispositivos que realizan esta función sean implementados con Amplificadores Ópticos de Semiconductores (Semiconductor Optical Amplifiers, SOA) o materiales electro-ópticos). (Carrero, et al., 2014)

Los beneficios a corto plazo de las nuevas generaciones de ROADM además de facilitar la flexibilidad de la topología de una red óptica de transporte, radica en la automatización de las operaciones con el consiguiente ahorro de inversión y mantenimiento.

2.3.4 Supercanales ópticos

Uno de los avances más importantes de la década en este contexto fue la introducción en 2009 del concepto de "supercanales ópticos", que son interfaces ópticas que consisten en múltiples portadores ópticos cogenerados, propagados y codetectados.

Figura 2.9. (a) El enrutamiento de una señal multiplexada inversa a través de una red óptica produce penalizaciones de filtrado en sus subportadoras; (b) los supercanales ópticos evitan estas penalizaciones a través del enrutamiento conjunto.

Una de las ventajas de los supercanales ópticos en el contexto de las redes ópticamente enrutadas es que los conmutadores ópticos de rejilla flexible permiten que las portadoras moduladas estén muy espaciadas, lo que conduce a una SE "intracanal" mejorada. Como son subportadoras individuales no se filtran individualmente, y se pueden procesar conjuntamente en el transmisor o el receptor para mitigar aún más las degradaciones en el supercanal, como se puede ver en la Figura 2.9. Fundamentalmente, un supercanal es una entidad de transporte óptico de señales que se implementa, convierte, gestiona y se usa como un todo integral.

Aunque hay muchas formas de implementar un supercanal, la mayoría de los esfuerzos parecen enfocarse en 400 Gbps por supercanal o más, y algunos operadores avanzan despliegues entorno a 1 Tbps.

Un supercanal es un conjunto de canales generados en un mismo transceptor, pero a partir de diferentes fuentes ópticas moduladas independientemente, para posteriormente ser filtrados y acoplados a la fibra. Esta solución comercial comenzó a mediados de 2012.

El supercanal se emplea cuando una demanda es demasiado grande, atraviesa la red como una sola entidad y puede ser demultiplexado en el receptor (Bennett, , 2012). La necesidad de implementar supercanales queda plasmada en la Figura 2.10, donde se muestran tres soluciones (A, B y C) para poder enviar una señal de 1 Tbps con modulación DPQPSK.

La opción A pertenece a un transpondedor de longitud de onda única operando a 1 Tbps (lo que equivale a un transpondedor de 100 Gbps que trabaja 10 veces más rápido). Sin embargo, la electrónica con la que se cuenta hoy en día no es capaz de trabajar a 320 Gbaudios (El baudio es una medida que representa los símbolos por segundo que se están codificando de acuerdo al esquema de modulación empleado), por lo que esta solución quedará descartada durante algunos años.

La opción B es un supercanal formado por dos subportadoras, de 500 Gbps cada una, que son combinadas electrónicamente en el transpondedor para aparecer como una sola entidad. Sin embargo, aunque la tasa de símbolos ha sido reducida significativamente, la opción B también queda descartada por las limitaciones de la electrónica actual. Finalmente, la opción C cuenta con 10 subportadoras que requieren una electrónica que trabaje a 32 Gbaudios. Afortunadamente, esta tecnología se encuentra disponible en los PIC (Bennett, , 2012).

Figura 2.10. Comparación del desempeño y la implementación de tres transpondedores para enviar una señal de 1 Tbps con modulación DP-QPSK (Bennett, , 2012)

Las técnicas aplicadas en los supercanales es lo que se conoce como SCM, (*Subcarrier Multiplexing*) y permiten que el espaciado intercanal sea más estrecho con el fin de alcanzar altas velocidades de transmisión. En este punto se usan incluso subportadoras FTN (*Faster Than Nyquist*) (Liveris & Georgiades, 2003)

N (Nyquist)-WDM es una técnica que permite el ensamblado de supercanales para altas tasas de baudios e intenta minimizar el ancho espectral de cada canal, así como reducir las bandas de guarda intercanal. Por su compatibilidad con WDM, ésta podría ser la tecnología preferida en primera instancia para la adopción de las redes ópticas flexibles.

2.4 Resumen y conclusiones

En este Capítulo se ha expuesto brevemente la problemática que han presentado las redes ópticas de transporte hasta la fecha así como las redes actuales que incorporan conceptos de flexibilidad y dinamismo y autogestión para atender la demanda creciente de tráfico de forma optimizada tanto en la topología como en tiempo real, adecuando los recursos de la red óptica a las necesidades a lo largo del tiempo. Para ello los transpondedores y ROADMs evolucionan para atender el envío de la información con las menores limitaciones de encaminamiento y construcción de canales gracias a los nuevos formatos de modulación existentes y a conceptos novedosos como el supercanal óptico.

Capítulo 3

CARACTERIZACIÓN DE LA DISPERSIÓN POR MODO DE POLARIZACIÓN EN CABLES DE FIBRA AÉREOS

3.1 Introducción

La Dispersión por Modo de Polarización o PMD (*Polarization Mode Dispersion*) es un factor limitante dentro de los efectos lineales de la fibra óptica, predominantemente, especialmente con tasas de línea de 10 Gbps y sobre todo 40 Gbps. Actualmente, gracias a la detección coherente y los complejos algoritmos de los procesadores digitales de la señal o DSPs (*Digital Signal Processor*), se ven mucho más mitigados. Sin embargo, sigue siendo un parámetro de gran impacto en las redes legadas, sobre todo las que emplean modulación RZ-DQPSK en redes legadas que tienen todos los operadores y que serán objeto de análisis en esta tesis.

El proceso de caracterización de la PMD y cómo compensarla siempre han sido dos operaciones imprescindibles en los diseños de sistemas DWDM de larga distancia. Por otra parte, su medición no resulta nada obvia, debido a su naturaleza estocástica, a su dependencia de factores intrínsecos a la fibra y, sobre todo, a la influencia que ejercen agentes externos como la temperatura, la humedad o los diferentes tipos de estrés en tramos aéreos de fibra.

De ahí que en las rutas ópticas se tomen medidas durante grandes periodos de tiempo en diferentes estaciones del año, con más y menos diferencias de gradiente en temperatura, humedad o velocidad del viento antes de evaluar cualquier presupuesto óptico.

Dicho todo esto, la necesidad de tomar en cuenta el efecto de la PMD obliga a las operadoras de telecomunicaciones a caracterizar las fibras utilizadas en cuanto a sus medidas promedio del coeficiente de PMD (PMD de primer orden) y las derivadas del coeficiente de PMD según la longitud de onda (PMD de segundo orden o SOPMD). Esta caracterización debe contemplar la evolución temporal y en frecuencia, del retraso entre los modos ortogonales del campo eléctrico a lo largo del tramo de fibra o vano existente entre los elementos activos y pasivos que componen una ruta óptica.

Forma parte de esta tesis la caracterización y análisis de este importante factor limitante como se muestra en este Capítulo.

3.2 Dispersión por modo de polarización: Análisis teórico

La importancia de la PMD aumenta con la velocidad de transmisión, por lo que se ha convertido en uno de los principales problemas a la hora de aumentar la capacidad por canal a 40 ó 100 Gbps, ya que distorsiona la señal (Marcuse & Menyuk, 1999)

En el caso de condiciones ideales (simetría cilíndrica perfecta y sin estrés fibra), los índices de refracción de dos estados polarizados ortogonalmente no coincidirían con entre sí, por lo que el índice de refracción n a lo largo del eje x (n_x) y del eje y (n_y) es el mismo.

En las fibras reales, hay situaciones en las que una fibra puede volverse asimétrica debido a tensiones internas como la asimetría del núcleo durante el proceso de fabricación o tensiones externas en cables aéreos principalmente que nos llevan a tener índices de refracción diferentes en ambas direcciones y por tanto constantes de propagación diferentes

Por lo general, se dibuja una elipse de índice de refracción para ilustrar gráficamente los índices de refracción para luz con una polarización dada como se muestra en la

Figura 3.1. Elipse de índice de refracción para una fibra a) simétrica b) asimétrica. Las velocidades de grupo en la polarización x y polarización y son respectivamente V_x y V_y con c siendo la velocidad de la luz en el vacío y n_x y n_y los correspondientes índices de refracción en ambas polarizaciones de cada eje (Collett, 2005).

Como vemos en la Figura 3.1, el eje de la polarización que se propaga con menor velocidad se llama "eje lento" mientras que la polarización que se propaga con la velocidad más alta se llama "eje rápido"

Las diferencias en las constantes de propagación se pueden ver matemáticamente como la diferencia en el índice de refracción efectivo entre estos dos modos polarizados que viajarán a diferentes velocidades, causando un ensanchamiento temporal del pulso. El retardo relativo entre las dos polarizaciones se conoce como retardo diferencial de grupo (*Differential Group Delay*, DGD). Debido al carácter aleatorio del retardo de grupo, DGD, es necesario un estudio estadístico de su comportamiento para obtener su valor medio y desviación estándar, entre polarizaciones ortogonales.

Figura 3.2. El efecto de división de pulso debido al efecto de retardo de grupo diferencial (DGD).

El retardo medio entre dos estados de polarización ortogonales en un enlace cumple la relación (Allen, 2003)

$$(\Delta\tau) = D_{PMD}\sqrt{L} \quad (3.1)$$

Donde $\Delta\tau$ es el retardo medio, L es la distancia del enlace y D_{PMD} es el coeficiente de PMD de la fibra con valores en el rango de 0,05 y 0,16 ps//km^{1/2}, aunque actualmente existen fibras con valores

inferiores a 0,05.

La DGD, en una sección de fibra, para una longitud de onda dada y en cualquier momento temporal, es una variable aleatoria con probabilidad Maxwelliana (ver Figura 3.3) cuya función de densidad de probabilidad viene dada por (Allen, 2003);

$$\rho(\tau) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\tau^2}{\sigma^3} e^{-\tau^2/2\sigma^2} \quad (3.2)$$

con un valor medio $\langle \tau \rangle = \frac{4}{\sqrt{2\pi}} \sigma$

Figura 3.3. Distribución maxwelliana de la DGD.

y una distribución típica

$$\begin{aligned} & \sqrt{\langle \tau^2 \rangle} = \sqrt{3} \sigma \\ & \langle \tau \rangle = \sqrt{\frac{8}{3\pi}} \sqrt{\langle \tau^2 \rangle} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Por tanto, la dispersión de polarización de la fibra puede definirse como

$$D_{PMD} = \frac{\langle \tau \rangle}{\sqrt{L}} = \sqrt{\frac{8}{3\pi}} \frac{\Delta n}{c} \sqrt{L_{coit}} \quad (3.4)$$

La longitud característica $L_{PMD} = (T/D_{PMD})^2$ representa la escala de longitud a la que el pulso comenzará a ensancharse significativamente por dispersión por polarización, siendo T el ancho inicial del pulso polarizado linealmente con variación de la DGD menor del 10%, por tanto, muy inferior a T (Allen, 2003).

Como se ha comentado, la PMD se produce cuando, por cualquier razón, existe una asimetría en los dos ejes fundamentales de la fibra y provoca una birrefringencia. Si es constante, el retardo entre los dos estados ortogonales de polarización del modo de la señal transmitida será constante.

Pero la realidad es algo más compleja, y el caso más real apunta a que la birrefringencia cambia tanto en su efecto (la diferencia entre los índices de refracción) como en la orientación (las polarizaciones propias) a lo largo del eje de propagación de la fibra óptica. (Agrawal, 2007)

Para investigar la naturaleza de PMD debemos representar la fibra como una serie de secciones birrefringentes concatenadas de fibra separadas dentro de un intervalo de distancia de fibra de ~ 10 m (Ramaswamy, 1978).

En general, para este análisis resulta de gran utilidad la utilización del concepto de estado principal de polarización (SOP). Los estados principales de polarización se definen como aquellos estados de polarización ortogonales que para una determinada distancia producen un estado de polarización a la salida del enlace independiente de la frecuencia del pulso (Keiser, 2000)

Dentro de cada segmento, podemos suponer que la birefringencia es una constante mientras que en segmentos sucesivos, el efecto de acoplamiento de modo entre dos estados principales de los ejes de polarización conducen a los sucesivos segmentos de fibra orientados aleatoriamente relativos el uno al otro.

Las secciones birrefringentes pueden derivar entre sí con el tiempo debido a variaciones en los agentes externos que afecten a la fibra óptica expuesta.

Figura 3.4. Representación de la fibra como conjunto de secciones de diferente birrefringencia aleatoria de los estados principales de polarización donde cada segmento hace que haya un acoplamiento de las componentes ortogonales del modo fundamental en cada sección con la siguiente debido a la birrefringencia propia de cada segmento.

Cuando se transmite una señal óptica en una fibra monomodo, las dos componentes del modo fundamental comienzan a separarse entre sí a una velocidad que depende de la birrefringencia local de la sección de fibra.

En la siguiente sección la birrefringencia puede ser diferente tanto en la magnitud como en la orientación de los ejes principales.

Y así los dos componentes entran en una dinámica de adelanto o atraso en función de las características de birrefringencia de cada sección. y este retraso se vuelve impredecible, especialmente si la birrefringencia fluctúa debido a cambios inducidos por el medio ambiente. Por eso, el tratamiento analítico de PMD es tan complejo.

Las PSP o principales estados de polarización de cada sección son análogas a los ejes lento y rápido asociados con fibras de birrefringencia constante, pero en general están polarizadas elípticamente. El DGD todavía se puede como el retraso relativo en el tiempo de llegada de los pulsos polarizados a lo largo de los dos PSP.

Sin embargo, es importante enfatizar que las PSP y los DGDs dependen no solo de las propiedades de birrefringencia de la fibra sino también de su longitud L y cambian con L de forma aleatoria.

Este es el verdadero efecto de la PMD que por una parte dispone de una birrefringencia variable a lo largo de la fibra y por otra su dependencia del tiempo en que se realice la medida y de la frecuencia óptica de la señal transmitida.

Si la fibra no es caracterizada antes de la instalación de los componentes del sistema, en caso de rediseño del sistema por ampliación de canales de portadora u otras actualizaciones, se puede ocasionar importantes retrasos sobre los tiempos de provisión de nuevas portadoras que se añadan a las existentes. Asimismo, es necesario realizar una previsión de crecimiento del sistema manteniendo los compromisos de calidad.

3.3 Medidas de PMD de larga duración

La primera pregunta que surge sobre la naturaleza aleatoria de la PMD en los trabajos de caracterización de la fibra instalada previos al despliegue de los sistemas de transmisión es sobre el tiempo que se necesita para una realizar caracterización segura de la PMD. (Gisin, 1996).

Por tanto, será necesario hacer mediciones a largo plazo de la DGD y del valor medio de la PMD en las fibras instaladas sobre un amplio rango de frecuencias ópticas, pues la DGD media es uno de los parámetros caracterizados de la fibra, y proporciona una estimación precisa de la probabilidad de indisponibilidad de la ruta o enlace óptico.

Como variable estocástica, la PMD tendrá una distribución estadística con el valor medio, DGD, y con una desviación estándar.

Al analizar una fibra expuesta a un entorno que varía con el tiempo (como en el caso de cables aéreos), la DGD media también puede cambiar con el tiempo..En este caso, si se monitoriza de forma continua este valor medio de la DGD (t) evolucionando en un período de tiempo T y después se promedia sobre diferentes estados de polarización de la fibra (muestreados secuencialmente en el tiempo), se obtiene una mejor estimación de dicho valor medio.

Este último valor promedio es esencialmente lo que se conoce como medida a largo plazo, y aumenta la precisión de la DGD, lo que hace más exacta la predicción de indisponibilidad del enlace. Solo si existe un número suficientemente grande de estados de polarización de la fibra que son procesados durante el tiempo de medida, la longitud apropiada de T no puede ser conocida a priori, puesto que cambia incluso entre fibras en el mismo cable.

Esta escala de tiempos define, pues, el período de muestreo necesario para hacer mediciones a largo plazo de los enlaces. (Djupsjöbacka, 2009)

Es decir, necesitamos medidas seguras y un patrón analítico que nos sirva de predicción de la PMD ante posibles cambios en factores extrínsecos como son la temperatura, la humedad, la lluvia y la velocidad del viento. Hay, de hecho, varios modelos analíticos (Brodsky,, 2004)

En este capítulo, y apoyados en las mediciones de larga exposición a la PMD que se hicieron durante tres meses de verano y otros tres de invierno sobre una ruta óptica en la dirección de ida y otra diferente en la de vuelta, analizaremos el comportamiento de la PMD con estos agentes, que son extrínsecos a la fibra, pero afectan a las medidas obtenidas.

En los siguientes apartados analizaremos el efecto de los cambios de temperatura, que principalmente afectarían a los tramos aéreos en las dos estaciones del año en que se obtuvieron las medidas. El método que se utilizó fue el interferométrico, y se midieron tanto el valor medio de la PMD (es decir, la DGD), como la SOPMD (o PMD de segundo orden, que incluye la variación de la PMD según la longitud de onda).

Los resultados obtenidos se analizan y comparan con los modelos de predicción teóricos. (Brodsky,

2006). También, se analizan los resultados experimentales medidos de PMD en función del impacto de la velocidad del viento, como otro de los factores externos, principalmente en los tramos aéreos. De esta forma se extiende la comparativa al estudio analítico de las diferentes fuerzas y tensiones que acompañan el despliegue de fibra aérea en una catenaria.

Como contribución adicional, se realiza un análisis geométrico de la catenaria de un tramo aéreo, asumiendo distintas consideraciones geométricas en la catenaria y comparando los resultados de los modelos predictivos con los obtenidos experimentalmente en las medidas a largo plazo, sobre la birrefringencia de la fibra y, por tanto, sobre la PMD.

3.4 Análisis de la evolución de la PMD con la temperatura en una ruta óptica real.

En primer lugar, vamos a detallar las mediciones a largo plazo realizadas (Haro & R. Horche, 2008) en las estaciones de verano e invierno, durante tres meses cada una, sobre una ruta óptica real a fin de validar su viabilidad para transporte de señales ópticas moduladas RZ-DQPSK y velocidad de línea 40 Gbps. Estas rutas, las dos que se analizan, comprenden un entorno híbrido de fibra enterrada y fibra en cable aéreo.

Los datos de las mediciones a largo plazo de DGD se han recopilado utilizando un analizador EXFO PMD FTB-5500B, y los datos de temperatura y velocidad del viento son los suministrados por el Instituto Nacional Español de Meteorología.

Las mediciones de la PMD se obtuvieron a partir de dos rutas ópticas, una en un sentido de transmisión y otra en sentido contrario o recepción, y que, al estar asignadas a fibras distintas de las disponibles en cada nodo, tendrán un recorrido diferente, y, por tanto, medidas de PMD diferentes, que como ya hemos comentado depende de la distancia medida.

El primer camino se representará en el sentido de las agujas del reloj, y el segundo en sentido contrario a las agujas del reloj. Ambos caminos de transmisión y recepción comprenderán los mismos nodos, pero fibras diferentes en características y en longitud.

3.4.1 Prueba experimental de campo, configuración y método de pruebas

Las mediciones de PMD se llevan a cabo en la planta de fibra instalada, del tipo comercial Corning SMF-28 y según la recomendación G.652. La Figura 3.5 muestra los entornos mixtos (aéreos y enterrados) para obtener medidas alternativamente en dos caminos de sentido contrario, uno de recorrido largo de 84 km de longitud y de sentido a favor de las agujas del reloj y otro de recorrido corto de 44 km de longitud en sentido contrario a las agujas del reloj.

Figura 3.5. Entorno de ruta mixta con tramos aéreos y enterrados. Una ruta entre los nodos A y B señalados en la figura y siguiendo el sentido de las agujas del reloj, y otra entre los mismos nodos B y A para la fibra de retorno en el sentido contrario a las agujas del reloj.

El entorno a medir tenía una longitud total de 128 km y comprendía las secciones aéreas (39,80 km de largo de cable de fibra de tubo suelto aéreo) y una sección de 88,20 km de fibra óptica enterrada.

Para estudiar el impacto de la PMD, las mediciones se realizaron alternativamente a lo largo de los dos caminos de transmisión y recepción consistentes en una sección de cable fibra óptica (Cable Section CS # 0) en la red de acceso y 18 secciones de cable (CS # 1 hasta CS # 18) en la red de transporte (siguiendo los números ascendentes), y en la otra, como en sentido contrario a las agujas del reloj a través de las mismas secciones en orden opuesto.

Las secciones aéreas (39,20 km) son de partida más sensibles a factores externos (temperatura, humedad y velocidad del viento) que los 88,20 km que se despliegan sobre cables enterrados.

Las secciones aéreas y enterradas tienen longitudes de secciones entre 374 m y 12.215 m. Mientras, los cables de fibra enterrados oscilan entre tramos de 810 m y 11.303 m. Se tomaron dos medidas, una para el recorrido óptico largo en el sentido de las agujas del reloj entre las secciones CS#0 y CS#18 y otra en el sentido contrario.

En la Tabla 3.I se detalla la composición aérea/enterrada de cada sección y su total de metros.

Se espera que la PMD varíe lentamente en la fibra óptica enterrada porque la tensión de la fibra permanece relativamente constante y la temperatura cambia lentamente como resultado de estar bajo tierra.

La evolución temporal de la PMD se ha medido para una ruta de cables aéreos y enterrados instalados con un equipo de prueba comercial que utiliza el método interferométrico (Haro & R. Horche, 2008).

Tabla 3.I. Distribucion de las secciones de cable de fibra aéreo y enterrado

Section Number	Buried (m)	Aerial (m)	Buried (m)	Total meters Span
CS#0 (Access)	5.440	No	No	5.440
CS#1	4.474	No	No	4.474
CS#2	3.240	No	No	3.240
CS#3	2.840	No	No	2.840
CS#4	6.960	No	No	6.960
CS#5	3.462	No	No	3.462
CS#6	11.303	No	No	11.303
CS#7	8.763	No	No	8.763
CS#8	4.232	2.870	1.360	8.462
CS#9	1.640	3.800	3.231	8.671
CS#10	1.305	12.215	810	14.330
CS#11	1.083	8.152	2.196	11.431
CS#12	4.836	5.814	892	11.542
CS#13	1.986	374	2.480	4.840
CS#14	2.107	4.605	2.920	9.632
CS#15	6.003	No	No	6.003
CS#16	5.422	No	No	5.422
CS#17	1.669	No	No	1.669
CS#18	3.070	No	No	3.070

La DGD (valor medio de la PMD de primer orden) y la SOPMD (PMD de segundo orden o variación de la PMD según la frecuencia) medidas se obtuvieron como promedio de 96 muestras tomadas cada 5 segundos con un espacio de tiempo de 80 minutos, para longitudes de onda en la Banda C (de 1.530 nm a 1.615 nm), con una resolución espectral de 5 nm. Así queda caracterizada la PMD en todo el rango óptico de frecuencias. Y cada 80 minutos se repite este paquete de mediciones en el tiempo durante tres meses en verano e invierno. (Allen, 2003)

3.5 Método interferométrico

El conjunto de pruebas interferométricas utilizado para estas mediciones emplea una técnica interferométrica de banda ancha basada en el Interferómetro de Michelson y estandarizada por EBA/TIA FOTP-124, "Medidas de la PMD por el Método Interferométrico" y el documento IEC-61941 de la Asociación de la Industria de Telecomunicaciones. Los parámetros PMD se calculan a partir de los datos medidos utilizando el Análisis de Interferometría General (GINTY) recomendado por la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) para todas las condiciones, sin ninguna restricción ni limitación (FOTP-124, 2002).

El método interferométrico se basa en una interferencia en el tiempo cuando el extremo receptor de la fibra está equipado con un interferómetro de Michelson (Cameron, 1998) (Galtarossa, 1996) (Gisin, 1994)

Se utiliza una fuente de banda ancha y, por tanto, ya no se cumple la condición de coherencia necesaria para la aplicabilidad del modelo de estados principales. En este caso, la división más intuitiva del pulso de entrada en una gran multitud de pulsos en la salida se amplía para formar un pulso gaussiano ampliado.

Figura 3.6. Montaje por método interferométrico para medidas a largo plazo de la PMD de un enlace óptico.

La configuración experimental se muestra en la Figura 3.6. Este método es el principio de trabajo del analizador de PMD comercial FTB-5500 PMD de EXFO que se utiliza en este estudio. El generador de fuente de luz, el FLS-5800, utiliza un LED que tiene una longitud de onda central cercana a 1.550 nm y una anchura espectral de 85 nm, y la PMD medida es el valor promedio de la DGD, en este rango de longitud de onda de 85 nm.

El analizador de PMD recibe la señal del generador de luz polarizada después de viajar a lo largo de la ruta, amplificada por diferentes amplificadores EDFA. Los instrumentos de medición de PMD hacen un barrido en frecuencias dentro del ancho de banda de 85 nm, verifican el retardo de grupo para los estados principales de polarización de la fibra (PSP) y calculan el retardo diferencial. Se utilizó la banda C, y el generador de luz lanzó una onda polarizada continua desde un SLED a 1.550 nm.

Se utilizaron dos codificadores de polarización IQ-5100 (enchufados en la plataforma IQ-203) EXFO según el método interferométrico y un amplificador EDFA en cada dirección para asegurar que la señal llegase con suficiente calidad al receptor.

En la Tabla 3.II se muestra el equipamiento que fue necesario. Cada medición se obtuvo como promedio para 96 muestras a lo largo del ancho de banda de la fuente de luz.

Este método se presta a la automatización para medidas a largo plazo y da resultados rápidos, aunque menos precisos para pruebas de corto plazo, más elaboradas y seguras, que se realizan en laboratorio sobre medidas de la PMD. Existen otros métodos de medida alternativos, como el método del analizador fijo estandarizado por TIA/EIA FOTP-114 para fibras ópticas monomodo. Pero el método interferométrico era el idóneo para efectuar pruebas en campo de larga duración para analizar los factores extrínsecos aquí analizados.

Tabla 3.II Equipamiento de medida de la PMD basado en el Método Interferométrico

Equipment		Manufacturer	Qty	Comments
PMD analyzer	Model FTB-5500 (housed on platform FTB-400)	EXFO	1	Each DGD result is the average of 96 measurements
Light source	FLS-5800	EXFO	1	Band C is used
Polarization scrambler	IQ-5100 (plugged on platform IQ-203)	EXFO	2	
Optical amplifier	Amplifier 17 dBm		2	The second amplifier works as 12 dBm output (Path B-A counter clockwise)

3.6 Resultados experimentales y discusión

Las mediciones de PMD (DGD y SOPMD) en la red se realizaron durante el invierno (febrero y marzo) y el verano (agosto y septiembre) y se muestran en la Figura 3.7.

Figura 3.7. Evolución temporal de DGD (azul) y temperatura (rojo), alternativamente, en el sentido de las agujas del reloj y en sentido contrario a las agujas del reloj para las rutas de transmisión y recepción analizadas.

En la Figura 3.7 (azul) se representa un conjunto completo de datos medidos con valores promedio de la DGD (96 muestras a lo largo del ancho de banda) y la temperatura, que se ha distribuido como se indica en la Tabla 3.III durante el invierno (febrero y marzo) en la primera fila y el verano (agosto y septiembre) en la última fila de la Tabla 5.III Las mediciones se obtuvieron alternativamente en una dirección y en la opuesta.

Tabla 3.III. Mediciones de PMD realizadas en los dos sentidos para tramos corto y largo y fecha obtención de la medida

Date	Feb 3rd-10th	Feb 11th	Feb 11th	Feb 12-17th	Feb 21st-Mar 1st	Mar 2nd	Mar 3rd	Mar 3rd-10th	Aug 5-9th
Path	Long path TX	Short path RX	Long path TX	Short path RX	Long path TX	Long path TX	Long path TX	Long path TX	Short path RX
Date	August 9-12th	Aug 17-18th	Aug 19-25th	Aug 26-31th	Aug 31st-Sep 1st	Sep 6-8th	Sep 12-14th	Sep 19-27th	Sep 29-30th

La línea continua de la Figura 3.7 muestra el valor medido de la DGD en los sentidos de transmisión (recorrido corto) y recepción (recorrido largo) en color azul y para todos los meses de recogida de medidas, en verano e invierno, mientras que la línea de puntos (gráfico rojo) muestra la evolución temporal de la temperatura medida, a lo largo de CS # 3, CS # 10 y CS # 15 durante todo el período de mediciones, que son las secciones con tramos aéreos. Como se muestra en la Figura 3.7, cuando la

temperatura cambia lentamente, la escala de tiempos del cambio de PMD para el cable aéreo es de aproximadamente 60 minutos. La escala de tiempos baja a 5 minutos cuando la temperatura o la velocidad del viento cambian más rápidamente.

El valor promedio de DGD para toda la ruta de recepción (recorrido largo) fue de 5,091 ps y la desviación estándar fue de 0,447 ps. En el sentido contrario de transmisión (a favor de las agujas del reloj) o recorrido corto, el valor medio de DGD a largo plazo fue de 1,898 ps y la desviación estándar de 0,338 ps. Se puede ver que la PMD de la fibra es sensible a los cambios de temperatura y que la escala de tiempo de la fluctuación de la PMD está siguiendo directamente a la tasa del cambio de temperatura.

3.6.1 Trayecto de recorrido corto (44 km) en el sentido de las agujas del reloj

La Figura 3.8 muestra una gráfica en color azul de la DGD promediada en frecuencia en función del tiempo, medida sobre 131,554 m de fibra enterrada y aérea, también se muestra la temperatura (línea roja) y la velocidad del viento (verde) en cada medida. Los datos presentados en la figura cubren un rango de frecuencias de 191,4 a 196,30 THz y se refieren a los meses de febrero y marzo, agosto y septiembre.

Se puede ver la variación de la DGD medida frente a las variaciones más lentas de temperatura a lo largo de los días, como durante los meses de verano de agosto y septiembre, que llevan a una medida de la DGD en torno al valor medio de 1,898 ps. Los valores de DGD estuvieron dentro del rango de 2 y 2,5 ps para este período, donde no se midieron variaciones de temperatura significativas, y se observó una actividad del viento despreciable. Los cambios rápidos de DGD se midieron en poco tiempo, e incluso alcanzaron un máximo de 2,889 ps en el mismo día.

De acuerdo con estos resultados, durante los primeros días (del 13 de febrero al 6 de marzo), las variaciones de temperatura fueron más bajas durante este período que a partir del 6 de marzo, y la actividad del viento fue realmente significativa cuando la temperatura era baja, sin grandes variaciones. Esa es una buena referencia para obtener cambios máximos de PMD (entre 2 y 2,5 ps), que se deben principalmente a la temperatura, pero también a la alta actividad del viento.

Incluso en invierno, estas variaciones entre la noche y el día, mucho más abruptas, hacen que con variaciones bruscas de entre 12 y 20 °C la DGD decrezca de forma proporcional a un aumento de la temperatura en el rango anterior. Del 3 al 13 de marzo se podría decir que, como de costumbre, las fluctuaciones de la DGD son las de la temperatura. Del 13 al 19 de marzo, la tendencia cambia y se coloca a un nivel bajo de 1,48 ps, mientras que la temperatura aumenta; finalmente, alrededor del 20 de marzo, la tendencia volvió a cambiar, pero de forma opuesta, por lo tanto, la temperatura comenzó a disminuir y la DGD aumentó.

Puede observarse que durante el mes de febrero y con temperaturas entre 5 y 10 °C, con cambios considerables en la velocidad del viento, la DGD fluctúa entre 2 y 2,5 ps, pero manteniendo una variación constante, mientras que en marzo entre 12 y 20°C con apenas viento, sí que se produce una caída de la DGD con el aumento de la temperatura. Por el contrario, durante los meses de verano, con velocidades moderadas del viento de aproximadamente 20 km/hora, apenas apreciables, las variaciones bruscas de temperatura entre 20 y 40 °C a lo largo del día mantienen un valor promedio de la DGD en torno a los 2 ps y con fluctuaciones en torno a los 0,35 ps, bajando incluso a los 1,5 ps, y variaciones de 0,35 ps cuando los cambios de temperatura son más suaves entre el día y la noche.

Figura 3.8. Evolución temporal de la DGD, la temperatura y la velocidad del viento para el tramo corto en el sentido de las agujas del reloj durante la estación de a) invierno y b) verano

Entre el 5 y el 9 de agosto, las fluctuaciones grandes y lentas de la temperatura con una influencia significativa del viento (hasta 30 km/h) provocaron pequeñas fluctuaciones de la DGD de 1,78 a 2,3 ps, con una tendencia promedio de 2 ps.

Los datos medidos indican un valor promedio de DGD de 1,89 ps y 0,337 ps para la desviación estándar, y muestran que a medida que la velocidad del viento aumenta, la desviación se vuelve más baja, con una línea de tendencia promedio.

Figura 3.9. Evolución temporal de la DGD con la velocidad del viento en el tramo corto (44 km) a favor de las agujas del reloj (recorrido de transmisión)

El conjunto total de mediciones relacionadas con la velocidad del viento se presenta en la Figura 3.9. Los datos PMD recopilados indican un valor de frecuencia DGD promedio de 1,89 ps (valor de la desviación estándar, 0,337 ps), con un valor mínimo de 0,954 ps y un máximo de 2,889 ps. También muestran que la desviación se hace progresivamente más baja, con una línea de tendencia promedio, a medida que aumenta la velocidad del viento.

La velocidad máxima sostenida del viento fue de 57 km/h. Las temperaturas mínimas y máximas durante este período estuvieron entre -4°C y $+22^{\circ}\text{C}$, respectivamente.

3.6.2 Trayecto de recorrido largo (84 km) en sentido contrario a las agujas del reloj

Después de intercambiar el generador de luz y el kit de equipos de medición de la PMD en la misma ubicación para analizar la trayectoria opuesta con un conjunto diferente de fibras, a continuación, se mide el trayecto de recepción, o contrario a las agujas del reloj, que tiene una longitud de 88 Km y fibras distintas en cada uno de los tramos. Para este recorrido, el valor medido promedio de la DGD fue de 5,226 ps en invierno y de 4,96 ps en verano. El valor promedio de la DGD es de 5,09 ps, y su desviación estándar es 0,447 ps (para esta sección de largo recorrido), con un valor mínimo de 3,4 ps y un máximo de 6,95 ps.

Durante el invierno (Figura 3.10) la velocidad máxima sostenida del viento observada fue de 68 km/h. Las temperaturas mínimas / máximas fueron de -4°C / 11°C , respectivamente. La temperatura fue bastante estable durante este período, pero se midieron dos valores máximos para la actividad del viento: 35 km / h de velocidad del viento y luego se registraron 68 km / h.

Una vez más, cuando la velocidad del viento es significativa, las variaciones de la PMD son más pequeñas y la PMD medida se mantiene cerca del valor promedio. Para el período del 22 de febrero al 27 de febrero, la actividad del viento observada fue menor y las variaciones de PMD obtenidas fueron

de alrededor de 1,5 ps; así, la PMD siguió una tendencia que era inversa a la tendencia seguida por las variaciones de temperatura.

Figura 3.10. Evolución temporal de la DGD con la velocidad del viento en el tramo corto (88 Km) en el sentido contrario a las agujas del reloj (recepción)

El valor de PMD obtenido es mayor y las fluctuaciones son más pequeñas, en comparación con las observadas en la sección de corto recorrido. Como se muestra en la Figura 3.11, en este caso las fluctuaciones son más rápidas y más amplias durante el mes de febrero, sin influencia del viento y con valores más estables en los meses de verano (agosto y septiembre) donde la velocidad del viento era de unos 30 o 40 km/h con cambios de temperatura más lentos que en febrero.

Las fluctuaciones de la DGD medida en los meses de verano fueron menos significativas, en comparación con las recopiladas durante el período de invierno.

El comportamiento de la DGD parece ser más estable durante las primeras semanas de agosto, excepto cuando la velocidad del viento supera los 40 km/h (hasta el 20 de agosto a primera hora de la mañana y especialmente el 21 de agosto), donde el valor observado de DGD se redujo a 4 ps (20% por debajo del valor medio). Solo el 19 de septiembre, la DGD se redujo a un valor mínimo de 3,45 ps, pero ello se debió principalmente a la temperatura como factor dominante, ya que no se observaron cambios relevantes en la velocidad del viento (cambios rápidos asociados a las variaciones de temperatura). Los cambios de PMD debidos a la velocidad del viento podrían estar dentro del rango de entre 0,6 y 0,8 ps.

Entre el 9 de agosto y el 21 de agosto se midió cierta actividad de viento, que alcanzó los 42 km/h. Durante este período, las rápidas fluctuaciones de la velocidad del viento causaron valores en torno al valor promedio de PMD o DGD obtenido durante ese período, lo que hace lógico que el valor promedio obtenido fuera consistente, teniendo en cuenta la forma en que se tomaron las medidas y la actividad del viento. Sin embargo, a principios de septiembre se observó que había una clara tendencia decreciente en los valores de PMD obtenidos, ya que la temperatura era cada vez más alta.

También se observa que cuanto mayor es la velocidad del viento, mejor se promedian los valores de DGD medidos; así, la DGD es independiente de la tendencia de la temperatura. Los cambios de PMD debidos al viento durante este período están en el rango de 0,4-0,6 ps.

a)

b)

Figura 3.11. Evolución temporal de la DGD, la temperatura y la velocidad del viento medido en el tramo de recorrido largo, de sentido contrario a las agujas del reloj (tramo de recepción) para los meses de a) invierno y b) de verano

3.6.3 Predicción analítica y comparación con las medidas experimentales

El método interferométrico usado para la toma de medidas de retardo de grupo diferencial medio de los enlaces de fibra en los dos trayectos de recorrido largo y corto comentados en el apartado anterior precisa de algunos matices en cuanto a su exactitud. Esta exactitud es inversamente proporcional al ancho de banda óptico de la fuente óptica usada para la medición (Zubia & Arrúe, 1997).

Además, la exactitud es importante para asegurar la estimación de las probabilidades de indisponibilidad del servicio y, puesto que la PMD varía en el tiempo, las medidas de la DGD media, de la misma fibra tomadas en diferentes tiempos, pueden diferir entre sí y del valor verdadero de una fibra dada.

Sin embargo, con dicho método la forma de los histogramas no está cerca de las formas Gaussianas que definen el comportamiento de cada medida en sí, suponiéndolas independientes. La explicación se puede encontrar en que no se ha muestreado el conjunto entero de los estados de la fibra durante el período de medida.

Finalmente, las siguientes gráficas muestran las desviaciones entre la SOPMD medida y la SOPMD analítica según las diferentes aproximaciones para los dos conjuntos de datos recopilados en los tramos de recorrido largo y recorrido corto tanto en los meses de invierno como de verano. Las diferentes aproximaciones de la SOPMD teórica prevista al valor medido se pueden observar en las siguientes gráficas, donde SOPMDM es la SOPMD medida por el instrumento de EXFO y las aproximaciones analíticas, SOPMD1 $\sqrt{\langle \tau^2 \rangle^2 / 3}$ para fibras con longitud mayor que la de correlación de su birrefringencia, y SOPMD2 $\sqrt{\langle \tau^2 \rangle^2 / 27}$ midiendo la componente paralela del vector dispersión PMD y la aproximación maxwelliana $\sqrt{\frac{3 \cdot \pi \langle \tau^2 \rangle^2}{8}}$ (Namiyira, 1989) (Boroditsky, et al., 2003)

Las mediciones basadas en el método interferométrico que se han llevado a cabo, pero presentan algunas limitaciones, como se dijo anteriormente, ya que realizan mediciones en forma cuadrática promediada y para un ancho de banda óptico limitado.

$$\langle \tau^2 \rangle_B \approx \frac{\int P^2(\omega) \tau^2(\omega) d\omega}{\int P^2(\omega) d\omega} \approx \frac{1}{B} \int \tau^2(\omega) d\omega \quad (3.5)$$

donde B es el ancho de banda óptico de la fuente de luz y P(ω) representa la función aleatoria para la PMD (dispersión vectorial), y donde las dependencias de la dispersión vectorial con la frecuencia se han tenido en cuenta. Además, se inserta un coeficiente en la medición.

$$\langle \tau \rangle = \sqrt{\frac{8}{3\pi}} \sqrt{\langle \tau^2 \rangle_B} \quad (3.6)$$

Eso supone, en caso de B muy pequeño, incluso el 8% de error sistemático. A partir de ahí, se debe utilizar los métodos de medición DGD de SOPMD (PMD de segundo orden según las expresiones anteriores) (Boroditsky, et al., 2003).

La desviación estándar del conjunto de 96 mediciones en caso de ancho de banda óptico, como B/B0 < 1, da lugar a la expresión de Shtauf (Zubia & Arrúe, 1997)

$$\frac{\sigma}{\langle \tau \rangle} \approx \sqrt{\frac{1.3}{\langle \tau \rangle_B}} \quad (3.7)$$

Figura 3.12. Experimental measurements versus predicted curve of standard deviation in several span to span.

La Figura 3.12 muestra los valores teóricos de la desviación estándar de DGD frente a los valores medidos extraídos de los valores de PDF como en otras experiencias con un número mayor de muestras que tampoco alcanzan la curva de desviación estándar predicha. La conclusión refuerza la idea de que no se ha tomado en cuenta la totalidad de los estados de polarización de la fibra (Namihira, 1989) .

3.7 Método analítico para la estimación de la PMD por estrés en catenarias de fibra aérea

Con respecto a factores externos como la temperatura, la humedad y, en el caso de los cables aéreos, otras fuerzas externas, como el viento, se deben tener en cuenta en los cálculos del presupuesto para evitar posibles impactos. Aunque principalmente la temperatura tiene más influencia que el viento sobre los cables aéreos, este último, además de las fuerzas ya existentes, como la tensión uniaxial, podría desempeñar un papel no despreciable. (Haro & R. Horche, 2013)

Lo que aquí se pretende predecir es el impacto comparativo sobre las variaciones de PMD esperadas (Waddy, 2005), para lo que es necesario considerar que los factores que influyen en el valor de la PMD de una fibra según su naturaleza, principalmente, son:

- a) Intrínsecos
 - Geometría del núcleo físico
 - Excentricidad de la fibra (circular frente a elíptica)
 - Geometría molecular (estructura del material)
 - Vibraciones
 - Mecanismos de fabricación de la fibra
 - Irregularidades (tensiones) que quedan congeladas en la estructura del cristal durante el proceso de fabricación de la fibra
 - Micro-estrés durante la fabricación del cable
- b) Extrínsecos (estos vienen dados principalmente por la velocidad del viento en los tramos

aéreos de fibra óptica y por los cambios bruscos de temperatura según las estaciones)

- Presiones laterales
- Combado o curvatura (*bending*)
- Torsiones

Para utilizar expresiones analíticas, resumamos brevemente qué fórmulas se han considerado. Por lo general, la deformación de un material se puede describir a través de un tensor de deformación, mientras que las resistencias internas del material deben representarse mediante tensores de tensión.

De esta manera, se desarrolla el modelo de acoplamiento de polarización inducido por fuerzas externas transversales, y representa las variaciones de los índices de elipsoides como (Zubia & Arrúe, 1997) (Tai & Rogowski, 2002).

$$\Delta B_i = \Delta \left[\frac{1}{n_0^2} \right]_i = p_{ij} \gamma_j \quad (3.8)$$

donde ΔB_i es la variante del tensor dieléctrico inverso, p_{ij} es el coeficiente de tensión óptica del núcleo de la fibra, no es el índice efectivo original del material y γ_j son los coeficientes que representan el coeficiente de tracción o la tensión de distorsión.

El estrés se puede caracterizar por un tensor de segundo rango simétrico $[\sigma]$ con seis componentes independientes, que permite calcular en primer orden el efecto óptico fotoelástico o de esfuerzo, siendo un tensor de segundo rango simétrico que representa los cambios de coeficientes en el índice elipsoide cuando las tres tensiones diferentes: torsión (Figura 3.13 a), tensión uniaxial o de tracción (Figura 3.13 b) y flexión (Figura 3.13 c), se están aplicando (Zubia & Arrúe, 1997)

$$\Delta B_i = q_{ij} \sigma_j \quad (3.9)$$

Figura 3.13. Tipos de fuerza ejercida sobre los cables aéreos de fibra [Haro 2013]

A. ESTRÉS UNIAXIAL.

En caso de tensión de tracción aplicada paralelamente al eje de la fibra, el índice de refracción cambia como (Mabrouki, et al., 1998) en cada dirección del eje

$$\Delta n_x = \Delta n_y = -\frac{n_o^3 q_{12} \sigma_3}{2} \quad (3.10)$$

$$\Delta n_z = -\frac{n_o^3 q_{11} \sigma_3}{2} \quad (3.11)$$

donde q_{11} y q_{12} representan los coeficientes ópticos de tensión, y σ_3 es el componente de tensión de tracción de magnitud 107 N/m^2 que indica que el medio se vuelve birrefringente, con los ejes principales ubicados paralelos y perpendiculares a la dirección de la tensión de tracción.

ESTRÉS DE TORSIÓN

La fibra óptica se vuelve biaxial y heterogénea cuando se aplica el esfuerzo de torsión, pero se espera que los cambios en los índices de refracción sean ligeramente más pequeños que los causados por los esfuerzos uniaxiales o de flexión. Las variaciones de los valores de birrefringencia, en comparación con el índice de refracción sin estrés, serían (Tai & Rogowski, 2002)

$$\Delta B = \frac{n_o^3}{2} (q_{11} - q_{12}) \mu \tau r \quad (3.12)$$

donde n_o es el índice de refracción uniforme del núcleo de la fibra en ausencia de tensión, μ , es la permisividad del material, τ el ángulo de torsión en radianes y r el radio de la fibra exterior. Definitivamente, la tensión de torsión induce una birrefringencia circular más compleja.

B. ESTRÉS DE FLEXIÓN

La tensión debida a la flexión es una tensión uniaxial, y se utilizará la siguiente expresión para obtener la variación de birrefringencia resultante de la tensión de flexión en las fibras ópticas (Zubia & Arrúe, 1997)

$$\Delta n_{eff} = C \left[\frac{r^2}{2R^2} + \frac{(2-3\nu)}{(1-\nu)} \varepsilon_z \frac{r}{R} \right] \quad (3.13)$$

donde ε_z es la constante dieléctrica a lo largo del eje z , el doble del valor r es el diámetro exterior del núcleo de la fibra, R es el radio de flexión, como se muestra en la Figura 3.13 (c), ν es la ratio de Poisson y C es la constante de efecto fotoelástico para cada material, y dependiendo de la longitud de onda λ es

$$C = \left(\frac{\pi}{\lambda} \right) n_o^3 (p_{11} - p_{12}) (1 + \nu) \quad (3.14)$$

Teniendo en cuenta que r/R es despreciable para el radio de curvatura grande (como para los cables aéreos), mientras que se vuelve significativo para un radio de curvatura del orden del diámetro de la fibra (tambores de fibra para pruebas de laboratorio), (3.13) podría simplificarse, por lo que para considerar solo la variación de la birrefringencia lineal B causada por el efecto fotoelástico, y dada por (Ulrich & Simon, 1979)

$$\Delta B = 0.5C \frac{r^2}{R^2} \quad (3.15)$$

3.8 Cálculo de la PMD por estrés de combado de la catenaria en cables de fibra aéreos

Resulta fundamental predecir el impacto que pueda tener la velocidad del viento en las mediciones de PMD en la fibra, por las diferentes causas de estrés anteriormente expuestas y principalmente en los

tramos de ruta aérea.

Atendiendo al estrés debido a flexión se pueden aplicar a los cambios de curvatura de un cable de fibra aéreo. Vamos a determinar la tensión por flexión de la fibra con la aproximación de que el parámetro R (Radio de flexión de la fibra) en (3.15) pueda obtenerse a partir de un modelo con forma de catenaria.

La Figura 3.14 muestra una representación de una curva catenaria, donde también están representados sus parámetros más importantes "anchura" (a) y "altura" (h), así como la tensión de flexión en A y B (T).

Se podrían asumir diferentes aproximaciones de curvas catenarias, como por ejemplo, a través de una senoide o una circunferencia de radio R, y así aplicar la ecuación (3.13).

Se supone una configuración simétrica, lo que significa que ambos extremos están a la misma altura y hay un ancho a entre ellos, y donde ρ es la densidad del cable. Una ecuación típica para una catenaria es (Jones, et al., 1998)

$$y = \frac{1}{2\gamma} \{ \cosh[\gamma(2x - a)] - \cosh(\gamma a) \}$$

$$\gamma = \frac{\rho g}{2T_0}$$

$$L = \frac{1}{\gamma} \sinh(\gamma a)$$

$$h = \frac{1}{2\gamma} (\cosh(\gamma a) - 1)$$
(3.16)

donde L es la longitud de la catenaria y h la altura.

Figura 3.14 Representación de una curva catenaria

Para la tensión de flexión, se utilizará (3.15) para calcular las predicciones de variaciones teóricas de birrefringencia, asumiendo unos valores de r como los considerados en la ITU-T G.652 para las fibras monomodo estándar.

El valor de R se tiene que calcular para las secciones aéreas de corto recorrido. Para ello, empleamos (3.16).

La forma de calcular R podría ser a través de una propuesta analítica basada en la aproximación de la curva catenaria para aquellas secciones donde se utilizan cables aéreos de fibra óptica.

La Figura 3.15 muestra los diferentes parámetros a tener en cuenta para obtener el radio de

circunferencia R que se incluye en (3.15) para calcular el valor de la PMD asociada a la tensión de flexión.

Figura 3.15. Aproximación geométrica de una catenaria por un arco circular y relación entre la altura de la catenaria h y el radio de curvatura R .

La Tabla 3.IV resume los cálculos trigonométricos para los parámetros que se muestran en la Figura 3.15.

Si se calcula R utilizando la aproximación de la circunferencia, ello proporcionaría la tensión de deformación máxima para calcular la “altura” y , por lo tanto, el valor de cada catenaria de cable aéreo.

Si se proponen algunos valores razonables y realistas para γ , relacionados con las diferentes trayectorias a lo largo del cable aéreo de larga distancia (es decir, tanto para las secciones cortas del recorrido como para las largas), y luego se aplican los valores reales del entorno para largas distancias (dado por un parámetro), L (longitud de la sección comprendida entre los puntos A y B de la Figura 3.15 o longitud del arco de flexión.).

Tabla 3.IV. Trigonometric Calculations

γ (km)	a (width) km	L length of the arc(km)	h (height) (km)	T (km)
0.3	0.374	0.374785198	0.01050171	0.18729465
0.05	2.87	2.879860106	0.103138055	1.438701657
0.03	3.8	3.80823615	0.10841734	1.903090728
0.024	4.605	4.614380487	0.127365715	2.306020008
0.018	5.814	5.824618341	0.15225056	2.910984238
0.014	8.152	8.169708434	0.232845438	4.082645343
0.011	12.215	12.25178803	0.410934811	6.121308983
a (width) km	β (rad)	α (rad)	Radius (km)	Δh (km)
0.374	3.0293927	0.1121999	3.338588497	3.333336264
2.87	2.9980929	0.14349966	20.05163817	20.00004701
3.8	3.0275927	0.11399989	33.38758792	33.33336457
4.605	3.0310727	0.11051991	41.73040023	41.66670116
5.814	3.0369407	0.10465193	55.63173519	55.55559253
8.152	3.0274647	0.11412789	71.54509298	71.42863866
12.215	3.0072278	0.13436476	91.11479993	90.90925521

Esta aproximación permite calcular el resto de parámetros que se muestran en la Figura 3.15. El ángulo entre los dos radios que forman el triángulo con el ancho “ a ” se representa con α . Teniendo en

cuenta

$$L \approx 2T, \quad \Delta h + h = R \quad y \quad \alpha \approx \frac{2T}{R(rad)} \quad (3.17)$$

podemos calcular el parámetro "h" de la catenaria para obtener los cambios de los valores de birrefringencia causados por la tensión de flexión.

Figura 3.16. Diferentes posibilidades de combado (*bending*) de la catenaria debidos a la velocidad del viento para una sección normalizada a) 1 km b) 2 km y c) 4 km[Haro 2013].

Una vez que se calcula h mediante esta aproximación catenaria, la aproximación de la circunferencia trigonométrica podría proporcionar el valor de R que se utilizará en (3.15).

El resultado obtenido representa el impacto estimado causado por la tensión de flexión en el índice de refracción a lo largo de tres ejes, de acuerdo con las fórmulas mostradas en (Tai & Rogowski, 2002)

(Mabrouki, et al., 1998) y (Ulrich, 1980). Si se aplica la aproximación catenaria simétrica, asumiendo valores realistas para el parámetro "h" (como en la Figura 3.14), se pueden calcular las secciones aéreas reales para el entorno experimental, como en la Tabla 3.IV.

Entonces, cualquier valor de la longitud de la catenaria corresponde al valor calculado del radio de curvatura R.

Además, todos los periodos medios de la función senoidal pueden aproximarse a través de la catenaria y la circunferencia, para aplicar las expresiones analíticas mostradas en (Tai & Rogowski, 2002) (Mabrouki, et al., 1998).

Empleando la aproximación sinusoidal, así como el utilizado en (Jones, et al., 1998) será posible normalizar en diferentes secciones de longitud, como se muestra en la Figura 3.16, y luego usar la simulación más factible para las secciones aéreas de fibra y calcular los efectos de flexión.

Los cálculos anteriores se han repetido para diferentes secciones de normalización, encontrando que para una longitud L de 374 m el valor de R es de 3,3 km, como se muestra en la Tabla 3.IV. Todos los tramos medidos en PMD se pueden normalizar a este valor de 374 km y así facilitar la aproximación de la función matemática seno y arco de circunferencia con el radio R. Si analizamos un vano aéreo de fibra de 4 km se pueden plantear tres casos. En primer lugar, cuatro tramos de un kilómetro de longitud cada uno (ver Figura 3.16 (a) se consideran aproximaciones sinusoidales para simular los efectos debidos a la velocidad del viento, y corresponden a un valor para R de 4 km. Suponiendo que haya solo dos recorridos de 2 km (ver Figura 3.16, y (b), la aproximación de la curva de circunferencia proporciona un valor para R de 12 km. Finalmente, si se supone una sección única de 4 km, la aproximación circular da un valor para R de 44 km. Figura 3.16 (c), De esta manera, se puede obtener una aproximación teórica para la PMD causada por la tensión de flexión.

3.9 Cálculo de la variación de la PMD por la velocidad del viento

Si nos centramos en las secciones aéreas del recorrido empírico, se pueden obtener las aproximaciones teóricas de (Zubia & Arrúe, 1997) (Mabrouki, et al., 1998) para flexión, torsión y tensiones uniaxiales, como se muestra en la Tabla 3.V. Tomando valores realistas para (Ulrich & Simon, 1979) (Mabrouki, et al., 1998) para calcular el valor de C, y tomando distancias para cables aéreos solo en el corto recorrido, podemos completar la Tabla 3.I con los valores resaltados en amarillo. Suponiendo que hablamos de un material como oxido de silicio y considerando también 1 grado/m como la velocidad de torsión, la variación de birrefringencia (DGD) podría obtenerse utilizando (Mabrouki, et al., 1998)

$$\Delta\tau = \frac{L}{c} \left[\Delta n + k \frac{d(\Delta n)}{dk} \right] \approx L \frac{\Delta n}{c} \quad (3.18)$$

donde L es la longitud de la fibra y c es la velocidad de la luz. Como Δn (índice de refracción incremental) es aproximadamente constante con respecto al número de onda k, podemos despreciar el segundo término en (3.18). Usando (3.16) y (3.17) y dando valores similares a los considerados en (Tai & Rogowski, 2002) para el material de sílice de la fibra óptica, se pueden obtener las variaciones de birrefringencia y PMD. La Tabla 3.V resume los valores obtenidos de birrefringencia y variaciones de PMD.

Al analizar los resultados mostrados en la Tabla 3.V, para todos los cables aéreos a larga distancia, se obtuvo un valor de 0,18 ps para las variaciones de PMD, se obtuvo la mitad del valor que para las distancias cortas (0,361 ps), principalmente debido a la contribución significativa en las variaciones de

PMD de las 374 secciones de un metro de largo, y a la contribución insignificante debido a la torsión y la deformación uniaxial frente a los cambios de birrefringencia debidos a la flexión para esta sección.

Tabla 3.V Birefringence and PMD variations

Width (km)	Incremental B Bending (10^{-9})	Incremental B Torsion (10^{-9})	Incremental B Uniaxial (10^{-9})
2.87	2.56	0.68	57.86
3.8	0.92	0.51	43.70
12.215	0.12	0.16	13.59
8.152	0.20	0.24	20.37
5.814	0.33	0.34	28.50
0.374	92.59	5.22	44.02
4.605	0.59	0.42	36.06
Width (km)	PMD Bending(10^{-5}) (ps/km $^{1/2}$)	PMD Torsion (10^{-5}) (ps/km $^{1/2}$)	PMD Uniaxial(10^{-3}) (ps/km $^{1/2}$)
2.87	45.84	12.15	10.33
3.8	19.02	10.56	8.98
12.215	4.58	5.89	5.01
8.152	6.07	7.21	6.13
Total DGD variation (Long Haul)		0.186645675 ps	
Width (km)	PMD Bending (10^{-5}) (ps/km $^{1/2}$)	PMD Torsion (10^{-5}) (ps/km $^{1/2}$)	PMD Uniaxial(10^{-3}) (ps/km $^{1/2}$)
5.814	8.47	8.54	7.26
0.374	596.88	33.66	28.62
4.605	13.41	9.59	8.16
Total DGD variation (Short Haul)		0.361632135 ps	

El valor de torsión se asumió como 0,52 rad /km para calcular su contribución en los cambios de birrefringencia. Sin embargo, es difícil imaginar transportes con secciones de fibra óptica aérea de 12 km. Parece bastante más factible y realista utilizar secciones de tipo catenaria con una longitud máxima de 500 m. Por lo tanto, se considerará una nueva aproximación al normalizar las secciones aéreas de alrededor de 500 m (que es la longitud habitual de las secciones de transporte aéreo) para estimar el esfuerzo de tracción o tensión uniaxial. En nuestro caso, se emplea un recorrido más corto, de 374 metros.

Si los tramos de fibra canalizados no aéreos se ven afectados de manera despreciable por los factores externos, y la temperatura se convierte en el principal factor externo que causa las variaciones DGD o PMD, entonces es admisible decir (asumiendo que todos los conjuntos están normalizados por secciones de 374 m como el peor caso debido a cambios de flexión), en comparación con el valor máximo de 1,4 ps para la variación de PMD causada por la temperatura y mantenida en el tiempo la velocidad del viento, que 0,6 ps representa alrededor del 30% de las influencias externas para el recorrido corto como contribución de la velocidad del viento en distancias largas.

La Tabla 3.VI muestra la contribución total de DGD causada por la velocidad del viento, siendo de 0,95 ps el valor obtenido para distancias largas, y de 0,60 ps para distancias cortas.

Tabla 3.VI PMD Variation assuming normalization by 374 meters Sections

Width (km)	Normalized sections	Total Incremental (ps)	DGD	Total DGD (ps)
2.87	7	0.30		0.09
3.8	10	0.36		0.13
12.215	32	0.65		0.42
8.152	21	0.52		0.27
Total DGD on Long Haul (ps) 0.95				
Width (km)	Normalized sections	Total Incremental (ps)	DGD	Total DGD (ps)
5.814	15	0.44		0.19
0.374	1	0.11		0.01
4.605	12	0.39		0.16
Total DGD on Short Haul (ps) 0.60				

El tamaño de los tramos aéreos de la sección en distancias cortas o largas se denomina ancho (km). El número de secciones es el número resultante de dividir cualquiera de los tramos medidos en la ruta a analizar entre la sección más corta (374 m) que pertenece al recorrido corto de la Figura 3.5 y la Tabla 3.I para los intervalos de color naranja.

Siguiendo el mismo razonamiento, un valor de 0,95 ps debido a la velocidad del viento representa (en comparación con el valor de 3 ps para la variación total de la DGD debida a factores externos (Haro & R. Horche, 2008) aproximadamente otro 30% de las influencias externas para los recorridos largos; este hecho proporciona un argumento adicional para defender la precisión del resultado en ambos recorridos.

3.10 Conclusiones

En este Capítulo se presentan las mediciones experimentales llevadas a cabo sobre un tramo de red óptica pasiva para acotar el efecto de los agentes externos sobre la PMD, dado que se utilizaría posteriormente para el despliegue de una ruta DWDM comercial multicanal con portadoras a 40 Gbps y con modulación RZ-DQPSK y detección directa.

El proceso llevado a cabo incorporaba el método interferométrico como el más recomendable para medidas de larga duración, tal que cubriera un amplio espectro de cambios de temperatura en dos estaciones como verano e invierno, así como contrastes derivados de la temperatura, presión atmosférica y velocidad del viento.

Una vez obtenidos los datos de PMD, se confirma la variación de la PMD con la temperatura, principalmente en los tramos aéreos de fibra de la ruta medida, debido a que el índice de refracción presenta una dependencia con la temperatura. También se obtuvieron las bases de tiempo con las que

predecir cuanto es capaz de variar la PMD según los intervalos de temperatura en que nos movemos dependiendo de la estación.

Cuando la temperatura experimenta cambios lentamente, la DGD de los cables enterrados fluctúa en la escala de tiempo de las horas, mientras que la escala de tiempo para los cambios de PMD en el cable de la antena es de aproximadamente 60 minutos y puede llegar a 5 minutos cuando la temperatura o la velocidad del viento cambian más rápidamente. Se demostró que una variación en la temperatura de la fibra conduce a una fluctuación en la PMD, y que la tasa de fluctuación sigue la tasa del cambio de temperatura.

Se realiza una comparación entre la desviación estándar teórica medida y la prevista analíticamente, mostrando resultados similares (Namihira, 1989) (Jurdana, et al., 2006).

Sin embargo, las pequeñas diferencias muestran que en los resultados de PMD medidos no solamente se están teniendo en cuenta los efectos debidos a la birrefringencia y las rotaciones de polarización entre las secciones o los conectores de unión, sino que al ser un conjunto de medidas a largo plazo no se cubren todos los estados de polarización de las PSP para obtener la DGD promedio real, lo que redundaría en una falta de precisión del método interferométrico, más adecuado para la obtención de resultados rápidos en pruebas de campo que para la exactitud de las pruebas de laboratorio (Ogaki, et al., 2003).

Por otra parte, se contrastaron los datos obtenidos de PMD para confirmar las coincidencias con las expresiones analíticas de las fluctuaciones que en una catenaria de cable aéreo puede experimentar la fibra óptica a través de diferentes tipos de torsión, analizados a través de expresiones tensoriales.

Se propuso una comparativa analítica para conocer los datos de la catenaria, de los que dependen las distintas torsiones.

La contribución de la torsión cuando la velocidad del viento está aumentando no afecta significativamente al presupuesto de PMD y puede considerarse insignificante. Para facilitar la aplicación de esta expresión analítica, las catenarias de los cables aéreos se aproximaron mediante funciones semicircunferencia y sinusoidal.

Además, los resultados de las variaciones de la PMD se abordaron teniendo en cuenta un valor realista de sección aérea, y por esa razón se tomaron secciones normalizadas de 374 metros para todos los tramos de la ruta aérea medidos, al ser la sección del cable aéreo más corto que se usa en el entorno real. Se consideró asimismo el caso más desfavorable para calcular analíticamente la diferencia de birrefringencia total debida a la velocidad del viento y a la de los efectos por deformación del material de la fibra aérea.

Una vez comparados estos resultados analíticos con los resultados empíricos de las mediciones de larga duración de PMD, la conclusión es que, para esta ruta DWDM real, la influencia en el factor de transporte de la calidad principal sí que pudo afectar en los análisis de actualización a 40 Gbps.

Los cálculos de las desviaciones de la PMD debidas a los cambios en la velocidad del viento sobre los cables de fibra óptica supusieron el 30% de las variaciones de PMD del impacto total de los factores externos incluyendo también las variaciones de temperatura y humedad o lluvia, lo que parece razonable según los gráficos. Esto muestra la escasa contribución al presupuesto de PMD de los cambios de la velocidad del viento en los cables aéreos, que es de un máximo de entre 0,8 y 1,2 ps, considerando cualquier período estacional, ya sea verano o invierno, y bastante significativos cuando la tolerancia es inferior (2,5-3 ps) cuando se usan portadores de 40 Gbps.

Capítulo 4

LIMITACIONES EN REDES ÓPTICAS SEGÚN FORMATO DE MODULACIÓN

4.1 Introducción

Uno de los objetivos del trabajo realizado en esta tesis es el análisis de los diferentes procedimientos factibles para el aumentoto de la capacidad en redes ópticas legadas.

En este caso, hay que considerar que la importancia de los factores limitantes que pueden degradar la señal en la propagación por una fibra óptica ha ido variando con los años y, por tanto, habrá que analizar diferentes factores en función del momento cronológico del despliegue de la red.

Por ejemplo, en la segunda mitad de los 90, en los enlaces de larga distancia los sistemas más implantados eran lo de 10 Gbps con 40 u 80 canales DWDM. El sistema de modulación empleado era el OOK (On-Off Key) y se usaba la detección directa en recepción. Así, el factor limitante con esos elementos era principalmente la dispersión cromática de la fibra. Poco más tarde, se empezaron a usar los módulos ópticos de compensación de la dispersión o DCM (Dispersion Compensation Module).

Una vez compensada la dispersión cromática, la PMD o dispersión por modo de polarización empieza a mostrarse como un factor a tener en cuenta. , especialmente en sistemas ópticos con portadoras a 40 Gbps, modulación RZ-(D) QPSK, y detección directa de amplitud de la señal óptica en recepción.

En este caso, los efectos dominantes que limitan el alcance de estas señales son también la dispersión cromática y la dispersión por modo de polarización. Los módulos DCM de compensación de la dispersión cromática y de la PMD (PMDC) eran los encargados de compensar en el dominio óptico estos efectos limitantes.

En cambio, los sistemas mayoritariamente empleados a partir de 2009, con recepción coherente y modulación en las dos polarizaciones ortogonales de la señal óptica, son mucho más sensibles a otros factores como, por ejemplo, los efectos no lineales.

Aunque los algoritmos más actuales de los procesadores digitales de la señal (DSP) permiten compensar los efectos lineales de la fibra y mitigar, en parte, los efectos no lineales, estos últimos siguen siendo un problema en las distintas combinaciones de portadoras ópticas a distinta velocidad y distinto formato que deberán convivir en su propagación por la fibra.

En este Capítulo se analizan las limitaciones asociadas a los formatos de modulación en esta evolución del transporte óptico por fibra.

Para el cálculo del rendimiento de cada formato de modulación utilizado tanto en configuración monocanal como multicanal se miden la tasa de errores de bit (Bit error rate o BER) (IEC 60870-3 y IEC 60801-4), o la relación señal a ruido a través del OSNR (Optical Signal to Noise Ratio) medido en decibelios (dB). De esta forma podemos asegurar un grado de calidad del transporte óptico de la información transportada como de la probabilidad de pérdida de servicio.

Actualmente, la red óptica de transporte de alta velocidad y larga distancia está compuesta predominantemente por sistemas DWDM de rejilla fija (50 o 100 GHz) y que utilizan portadoras ópticas moduladas por señales de RF con tasas de 40 Gbps, donde las candidatas serían las modulaciones RZ-DQPSK (Return to Zero-Differential Quaternary Phase Shift Keying), la DPSK (Differential Phase Shift Keying), ambas para los tres ciclos de trabajo de 33%, 50% y 67% y la Optical Duobinary ODB.

En redes legadas y de nueva instalación está extendido el uso de portadoras de mayor tasa de línea, concretamente a 100 Gbps, donde las modulaciones candidatas ya incluyen un aumento de la eficiencia espectral al utilizar la modulación por polarización dual, como en el caso de las modulaciones DP-QPSK (Dual Polarization Quaternary Phase Shift Keying) o la DP-16QAM (Dual Polarization Amplitud Modulation o DP-16QAM), esta última permitiendo varios niveles (DP-64QAM, DP-128QAM, DP-256QAM, incluso más). Estos formatos multinivel con modulación por doble polarización permiten, además de mejorar la SE, superar las limitaciones de los dispositivos analógicos digitales en recepción (en torno a los 28-30 Gbaudios), aunque exigen mayor OSNR en recepción como veremos y tienen un alcance menor que las modulaciones DP-QPSK.

En este Capítulo analizamos la tolerancia de ambos tipos de redes ópticas, explicando las razones de la idoneidad de elección de un formato de modulación en el siguiente Capítulo de esta tesis cuando se consideran la necesidad de ampliación de la capacidad de una red comercial legada DWDM con 80 portadoras de 40 Gbps.

4.2 Estudio de la degradación de la señal óptica

Cuando una señal se propaga a través de una fibra óptica, se inducen varias distorsiones en ella. Estos efectos se originan a partir de la naturaleza misma del material de sílice, así como los parámetros de diseño de la fibra. (Mohammed, et al., 2018)

Figura 4. Degradación de la señal en un sistema óptico y principales factores limitantes

La forma más general de estudiar la propagación de pulsos a través de una fibra óptica es mediante la ecuación de Schrödinger no lineal G(NLSE), que se deriva de ecuaciones de Maxwell:

Según la teoría de guíaondas, el modo fundamental de una fibra monomodo se compone de dos modos polarizados ortogonalmente, que degeneran y se propagan con la misma constante de propagación en una fibra de simetría perfectamente cilíndrica.

La ecuación de propagación de una señal en una fibra óptica monomodo con birrefringencia lineal se puede expresar (Agrawal, 1995), como:

$$i \frac{\partial E_x}{\partial z} + i\beta_1 \frac{\partial E_x}{\partial t} - \frac{1}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A_x}{\partial t^2} - \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 E_x}{\partial t^3} + \gamma \left(|E_x|^2 + \frac{2}{3} |E_y|^2 \right) E_x + \frac{g(z) - \alpha(z)}{2} E_x = 0 \quad (4.1)$$

$$i \frac{\partial E_y}{\partial z} + i\beta_1 \frac{\partial E_y}{\partial t} - \frac{1}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A_y}{\partial t^2} - \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A_y}{\partial t^3} + \gamma \left(|A_y|^2 + \frac{2}{3} |A_x|^2 \right) A_y + \frac{g(z) - \alpha(z)}{2} E_x = 0 \quad (4.2)$$

donde β_1 representan el inverso de la velocidad de grupo para las polarizaciones x e y .

El primer término de las ecuaciones es la dispersión del campo, siendo β_2 la constante de propagación. El segundo término son las ganancias o pérdidas de la señal a través del medio óptico; y el tercer término, la suma de las no linealidades de la fibra siendo γ el parámetro de no linealidad de la fibra (Ho, 2005).

De la ecuación anterior es posible obtener una descripción de algunos de los efectos que se producen en las fibras ópticas y podemos clasificarlos como:

En los siguientes apartados vamos a analizar en detalle cuál es el efecto de las características de la fibra óptica sobre la señal transmitida. Asimismo, revisaremos algunas tecnologías para solventar las diferentes degradaciones, por ejemplo, los amplificadores ópticos para compensar las pérdidas de señal, las técnicas ópticas de compensación de la dispersión cromática o la DBP (Digital Backward Propagation) y la conjugación en fase de la señal (Shao & Kumar, 2012) para mitigar los efectos no lineales.

4.2.1 Dispersión cromática

En el caso de fibras monomodo, el ensanchamiento de los pulsos se debe principalmente al fenómeno conocido como Dispersión Cromática (CD *Chromatic Dispersion*) y es debida a que cada longitud de onda que compone la señal óptica que viaja en la fibra se propaga con una velocidad de fase diferente. Es decir portadora más el rango de frecuencias conteniendo la información.

Por este motivo la dispersión cromática recibe también el nombre de Group Velocity Dispersion (GVD) o “Dispersión de la Velocidad de Grupo”.

Esta dependencia del GVD con la longitud de onda de la portadora transmitida implica que las distintas frecuencias ópticas que configuran el espectro de la señal viajen a diferentes velocidades, alcanzando al receptor en momentos diferentes y provocando en los pulsos ópticos una dispersión en el tiempo. Por tanto, es necesario analizar el tipo de formato de modulación que fuera menos sensible a la dispersión acumulada.

El coeficiente de dispersión cromática en la fibra es la suma lineal de dos fenómenos diferentes: la dispersión material y la dispersión por guía de onda. La dispersión del material expresa la dependencia del índice de refracción respecto de la frecuencia óptica. La dispersión por guía de onda depende del perfil de índice de refracción y de las características geométricas de la fibra. Al ser fácilmente modificable se puede usar para fabricar fibras de dispersión modificada (DSF).

En la Figura 4.1 se muestra el coeficiente de dispersión cromática de diferentes fibras, en las que se

puede observar que la longitud de onda de dispersión nula, λ_{ZD} , toma diferentes valores. No obstante, en los experimentos y simulaciones realizadas en esta Tesis, se ha empleado principalmente la fibra monomodo estándar SMF, regulada en la normativa ITU-T G.652, ya que es la que es la desplegada ampliamente sobre todo en las redes legadas.

Figura 4.1. Curva de dispersión en función de la longitud de onda para diferentes modelos de fibra óptica

Existe una longitud de onda para la cual el coeficiente de dispersión cromática de la fibra se hace nulo y representa un punto de inflexión en el estudio del comportamiento de los sistemas que trabajan a longitudes de onda superiores e inferiores a este valor λ_{ZD} ,

Para hacer coincidir el mínimo de atenuación con el mínimo de dispersión, se creó la fibra de dispersión desplazada (DSF), con una longitud de onda de dispersión nula a 1550 nm, cuyas especificaciones se recogen en la Recomendación ITU-T G.653.

En este tipo de fibra se refuerzan los efectos de los fenómenos no lineales en sistemas DWDM en la banda C, por lo que se desarrolló otro modelo, denominado fibra de dispersión desplazada no nula (NZ-DSF), G.655, que se caracteriza por valores pequeños del coeficiente dispersión cromática pero no nulos en toda la banda C, positivos (NZDSF+) o negativos (NZDSF-). La fibra G.656 es similar a la G.655 pero con el coeficiente dispersión siempre positivo (NZDSF+) en todo el rango de frecuencia ópticas de la banda C.

La ecuación de propagación de la señal en el dominio temporal, cuando solo se tiene en cuenta los efectos de la dispersión cromática y no los efectos no lineales de las ecuaciones (4.1) y (4.2), y donde E es la envolvente de la amplitud del campo en los ejes x e y se puede simplificar en una sola ecuación

$$i \frac{\partial E}{\partial z} + i \beta_1 \frac{\partial E}{\partial t} - i \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - i \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 E}{\partial t^3} = 0 \quad (4.3)$$

La dispersión cromática de segundo orden viene determinada por el coeficiente de dispersión cromática, β_2 , se expresa en ps/nm·km y es la primera derivada de la velocidad de grupo v_g .

La CD se caracteriza principalmente mediante el

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left[\frac{1}{v_g} \right] \quad (4.4)$$

$$\frac{1}{v_g} = \frac{d\beta}{d\omega} \quad (4.5)$$

Combinando (4.4) y (4.5), se obtiene el parámetro D en función del parámetro de dispersión cromática β_2 ,

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (4.6)$$

En las situaciones en las que la longitud de onda de la señal transmitida es muy cercana a la longitud de onda de dispersión nula, λ_{ZD} , el parámetro β_2 , puede llegar a ser despreciable y comienza a ser importante los efectos dispersivos de orden superiores de (4.3) que están gobernados por la pendiente de la Dispersión S:

$$S = \frac{dD}{d\lambda} = \frac{(2\pi c)^2}{\lambda^4} \beta_3 + \frac{(4\pi c)}{\lambda^3} \beta_2 \quad (4.7)$$

El efecto de la dispersión cromática en un sistema de comunicaciones se traduce en un ensanchamiento temporal del pulso a la salida del sistema de transmisión, comparado con el ancho del pulso a la entrada.

La ITU-T, en el suplemento 39 de las series G de sus recomendaciones, establece un límite máximo permitido de dispersión acumulada, $D \cdot L$ (ps/nm), para una determinada tasa de bits, R_{bit} (Gbps), y un ciclo de trabajo del tren de pulsos.

4.2.2 Métodos ópticos de compensación de la dispersión cromática

Desde la perspectiva del procesamiento de señales, la dispersión es esencialmente una respuesta de fase determinista que se puede compensar completamente aplicando fase inversa a la señal dispersa. La compensación de dispersión se puede lograr empleando la fibra de compensación de dispersión (DCF) periódicamente en un enlace. Estas fibras tienen un valor negativo del parámetro D y pueden compensar la propagación del pulso debido a un SSMF. Las fibras DCF tienen una atenuación más alta que un SSMF y, por lo general, se ubican entre dos etapas de amplificación en un nodo.

La longitud requerida de DCF aumenta linealmente con la longitud de la fibra de transmisión que se supone que debe compensar. Por lo tanto, la pérdida de DCF también aumenta con la dispersión acumulada. Usando DCF, la dispersión positiva se puede compensar insertando un trozo de fibra con una característica de dispersión negativa de modo que la dispersión total del enlace sea casi cero. La compensación de DCF necesita un coeficiente de dispersión negativo muy alto con DCF para compensar la dispersión en una frecuencia de banda estrecha. Existen otros métodos ópticos para compensar la dispersión cromática, como por ejemplo el uso de Redes de Bragg en Fibra (FBG en inglés), pero no considerados en esta tesis. Sin embargo, esto requiere información de fase de la señal, que no proporcionan los receptores detección directa. De ahí que los nuevos transpondedores empleen una tecnología de detección coherente capaz de detectar la amplitud y la fase de la señal recibida. Los transpondedores más avanzados de hoy emplean técnicas de procesamiento digital (Digital Signal Processing, DSP para compensar la dispersión.

4.2.3 Efectos no lineales de la fibra

Las interacciones de la señal óptica con el material de la fibra son de dos tipos, uno como interacción de los fotones de la señal con alguno de los modos de vibración del material. Estos modos de vibración reciben el nombre de fonones. El resultado de esta interacción es que aparecen dos tipos de dispersión espacial: el scattering estimulado de Raman (SRS) y el scattering estimulado de Brillouin (SBS).

Estos fenómenos se conocen como inelásticos, aunque no serán significativos en las simulaciones llevadas a cabo en esta tesis, dado que los casos utilizados los hacen despreciables frente al otro grupo de efectos no lineales.

El segundo tipo de efectos tiene su origen en el Efecto Kerr de la fibra, es decir, variación del índice de refracción en función de la intensidad óptica $I(t)$ que la atraviesa a través de un área efectiva A_{eff} , lo cual da lugar a un índice de refracción no lineal y por tanto a una dependencia de la fase del campo óptico respecto de la intensidad, siendo n_0 el índice de refracción en el vacío para una longitud de onda y E la envolvente de la amplitud del campo,

$$n(E) = n_0 + n_2 E^2 \text{ lo que lleva a } n(t) = n_0 + n_2 I(t) = n_0 + n_2 \frac{P(t)}{A_{eff}} \quad (4.8)$$

El área efectiva de los modos propagados oscila típicamente entre 20 y 100 μm^2 , lo que se traduce en un confinamiento intenso de la luz en el núcleo, y origina un valor en la intensidad óptica que puede exceder fácilmente los MW/cm^2 . De igual modo ocurre si en lugar de propagarse un solo canal o frecuencia óptica se propagaran varios como sistema DWDM. En el siguiente esquema podemos ver los fenómenos no lineales citados, clasificados según el tipo de interacción que las origina. (Kumar Dahiya & Kumar Garg, 2017)

Figura 4.2.Efectos no lineales de la fibra basados en el efecto Kerr. (Chen, et al., 2018)

Esta dependencia del índice de refracción respecto de la potencia de las señales ópticas es lo que se conoce como efecto Kerr. De él se derivan diversos efectos no lineales, debido a las múltiples interacciones que tienen lugar entre las señales propagadas y el ruido ASE: SPM, XPM, FWM, IXPM e IFWM.

Efectos no lineales intracanal e intercanal

La ecuación básica no lineal de Schrödinger representa los efectos de la SPM solamente, pero, en la práctica, la interacción no lineal entre diferentes canales WDM también tiene lugar y se vuelve especialmente importante para los sistemas de transmisión de larga distancia de alta capacidad. Además, los diferentes pulsos de señal dentro de un solo canal también interactúan entre sí, lo que lleva a la distorsión de los pulsos vecinos.

Para tener en cuenta estos efectos, el NLSE se puede escribir como un conjunto de ecuaciones acopladas que toman la siguiente forma (Premaratne & Agrawal, 2011)

$$\frac{\partial E}{\partial z} = i\gamma|E|^2 E \quad (4.9)$$

donde γ es el parámetro de no linealidad dependiente de las características de la fibra, con A_{eff} como el área efectiva del modo en la fibra, expresado como

$$\gamma = \frac{2\pi^2}{\lambda} \frac{n_2}{A_{\text{eff}}} \quad (4.10)$$

siendo n^2 el índice de refracción no lineal y A_{eff} el área efectiva del modo fundamental que tiene valores típicos entre 50 y 80 μm^2 .

La distribución de campo eléctrico en el plano transversal $E(x,y)$ se puede aproximar por una distribución gaussiana (Agrawal, 1995). Así, la solución de (4.9) viene dada por

$$E(\Delta z, t) = E(0, t) \exp[i\phi_{\text{NL}}(z, t)] \quad (4.11)$$

donde $E(0,t)$ es la amplitud de la señal en $z = 0$ y $\phi_{\text{NL}}(z,t)$ es la fase no lineal expresada como

$$\phi_{\text{NL}}(z, t) = \gamma z |E(0, t)|^2 \quad (4.12)$$

Hay un cambio de la fase del pulso que depende de la intensidad de la señal, lo que se traduce en una automodulación de la fase (*Self Phase Modulation* o SPM).

$$\delta\omega(t) = -\frac{\partial}{\partial t} \phi_{\text{NL}}(z, t) = -\gamma z \frac{\partial}{\partial t} |E(0, t)|^2 \quad (4.13)$$

La dependencia temporal produce una variación de la frecuencia instantánea a través del pulso conocida como chirp en frecuencia, inducido por dicha automodulación, y crece con la distancia de propagación. Al igual que para la dispersión cromática, se puede definir para el efecto Kerr una longitud de onda no lineal L_{NL} que da una medida sobre el efecto no lineal

$$L_{\text{nl}} = \frac{1}{\gamma P_0} \quad (4.14)$$

siendo P_0 la potencia de pico de la señal, y el campo quedaría como

$$E(\Delta z, t) = E(0, t) \exp[-i\gamma|E(0, t)|^2 \Delta z] \quad (4.15)$$

Efectos No Lineales Intracanal

Con el fin de entender mejor el origen y el funcionamiento del régimen no lineal de la fibra, podemos descomponer el efecto Kerr en diferentes fenómenos no lineales, que distorsionan las señales de formas muy variadas. Considerando el campo eléctrico propagado $E \rightarrow (z, t)$ como un único canal WDM, las Ecuaciones (4.1) y (4.2) se pueden reescribir como:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial E_1^{\rightarrow}(z, t)}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_2(z) \frac{\partial^2 E_1^{\rightarrow}(z, t)}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3(z) \frac{\partial^3 E_1^{\rightarrow}(z, t)}{\partial t^3} + \frac{\alpha(z)}{2} E_1^{\rightarrow}(z, t) \\
 = \underbrace{j\gamma |E_1^{\rightarrow}|^2 E_1^{\rightarrow}}_{(I)SPM} + \underbrace{2j\gamma \{|E_2^{\rightarrow}|^2 + |E_3^{\rightarrow}|^2\} E_1^{\rightarrow}}_{IXPM} + \underbrace{j\gamma E_1^{\rightarrow} E_2^{\rightarrow} E_3^{\rightarrow}}_{IPWM}
 \end{aligned} \quad (4.16)$$

donde $E_1^{\rightarrow}$, $E_2^{\rightarrow}$, $E_3^{\rightarrow}$ y representan los campos eléctricos asociados a tres pulsos ópticos diferentes del canal WDM $E_1^{\rightarrow}(z, t)$). El parámetro γ (1/W·km) es el coeficiente no lineal Kerr, definido como $\gamma = n_2 \omega_0 c A_{eff} / 2$, donde n_2 es el índice de refracción no lineal y A_{eff} es el área efectiva de la fibra. Es decir, los efectos no lineales conocidos como SPM, IXPM e IFWM proceden de la interacción entre pulsos de una misma portadora óptica.

Figura 4.3. Efecto del SPM en el ensanchamiento de pulsos ultracortos. La línea discontinua muestra el ensanchamiento del pulso. En la Figura de abajo se ve la afectación de fase para las frecuencias a un lado y otro del pulso.

$$n = n_0 + n_2 I \equiv n_0 + n_2 \frac{P}{A_{eff}} \quad (4.17)$$

La SPM o *Self-Phase Modulation* es la modulación de la fase del pulso $E_1^{\rightarrow}$ generada por variaciones en la propia intensidad de su campo óptico (automodulación). Suponiendo que la intensidad óptica en la fibra sea lo suficientemente elevada como para estimular el efecto Kerr, las variaciones en la intensidad de la señal generarán cambios en el índice de refracción del núcleo, lo que se traducirá en variaciones sobre la propia fase de la señal. Es decir, las fluctuaciones de amplitud se traducirán en fluctuaciones de fase.

El principal impacto de la SPM debido al batido señal-sígnal (sin incluir el ruido ASE) es que las variaciones producidas en la fase generan un aumento del ancho de banda de la modulación, como se puede apreciar en la Figura 4.3 [Agrawal 2002]. Lo que a bajas velocidades no supone un problema (ya que predominará el ancho de línea de la fuente láser), a altas velocidades de transmisión es un hándicap para el rendimiento del sistema, pues un aumento en el ancho de banda de la señal conllevará una reducción de su tolerancia a la dispersión cromática acumulada.

El índice de refracción de la fibra no se comporta como una constante, sino que tiene una dependencia respecto de la intensidad de la señal luminosa y además es una dependencia no lineal, ya que también está relacionada con la longitud de la onda transmitida y el área efectiva de la fibra.

Por tanto, se puede reducir dicho efecto aumentando el área efectiva de la fibra, donde n_0 es el índice de refracción de la fibra y n_2 es el coeficiente no lineal que viene dado por

$$n_2 = \frac{3\chi_{xxxx}^{(3)}}{4cn^2_0\epsilon_0} \quad (4.18)$$

siendo típicos los valores entre $2,6$ y $3,5 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$. Por otra parte, esta dependencia se traduce en un desplazamiento de la fase de la señal y además no es lineal.

Este desplazamiento de fase ocurre predominantemente en la longitud efectiva de la fibra, que está determinada por la expresión:

$$\varphi_{NL} = \gamma PL_{eff} \quad (4.19)$$

$$L_{eff} = \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha} \quad (4.20)$$

Así definimos, pues, la modulación de autofase o SPM (*Self-Phase Modulation*) como una de las manifestaciones del efecto Kerr, lo que modifica lógicamente el espectro del pulso.

$$\varphi_{SPM} = \gamma PL_{eff} \quad (4.21)$$

Y cualquier aumento en la intensidad repercute en una mayor rotación de la fase. como muestra la Figura 4.4

Figura 4.4. Diagrama de constelación de una modulación DPSK afectada por SPM. (Vassilieva & Fujitsu Laboratories, 2018)

Como se puede ver, los efectos no lineales directamente afectan la fase de la señal en este caso DPSK.

La IXPM (*Intrachannel Cross Modulation*) y el IFWM (*Intrachannel Four Wave Mixing*) son dos no linealidades de tipo intracanal surgidas del batido señal-síñal. Se generan como consecuencia del solapamiento de pulsos en un mismo canal debido a su ensanchamiento por la dispersión cromática de la fibra, a la vez que se estimula el efecto Kerr de la misma.

La IXPM o modulación de fase cruzada intracanal (*Intrachannel Cross-Phase Modulation*) explica la modulación de fase que sufre un pulso por variaciones en la intensidad de los pulsos adyacentes solapados con él.

A velocidades de 40 Gbps y superiores, los pulsos en canales vecinos no interactúan, y por tanto los efectos no lineales DWDM intercanal son menos limitantes que en sistemas de 100 Gbps.

Sin embargo, las interacciones no lineales entre pulsos dentro de un canal crecen debido al rápido ensanchamiento del pulso, como se puede ver en la Figura 4.5.

Figura 4.5. (a) IXPM induce desplazamiento de frecuencia en cada pulso lo que redunda en un timing jitter después de la compensación de la dispersión. b) La dispersión induce ensanchamiento de los pulsos, los cuales interactúan y generan nuevos componentes de frecuencia que permiten la generación de pulsos fantasmas después de la compensación de la dispersión. (Shake, et al., 1998)

Estas interacciones son IXPM y IFWM. La primera produce timing jitter y la segunda deja un jitter de amplitud y pulsos fantasmas localizados en el centro de los slots de bit cero. Una gestión de la dispersión que optimice la precompensación ayuda a minimizar IXPM y IFWM, pues reduce el solapamiento de pulsos en la transmisión. (Shake, et al., 1998)

El IFWM hace referencia al batido de tres pulsos distintos pertenecientes a un mismo canal óptico. En determinadas circunstancias, el batido entre estos tres pulsos puede generar un cuarto pulso, de amplitud aleatoria, conocido como pulso fantasma

En (4.16), los pulsos E_1^- , E_2^- y E_3^- se batan entre sí y dan lugar a un cuarto pulso, que se superpondrá con E_1^- .

Los efectos generados por el IXPM se traducirán en *jitter* de fase en el diagrama de ojo en recepción, mientras que el IFWM se visualizará en forma de *jitter* de amplitud. La Figura 4.5 muestra las

consecuencias generadas por ambas no linealidades de tipo intracanal. Hasta este momento solo se han descrito los efectos intracanal derivados del batido señal-síñal. Pero surge otra serie de fenómenos no lineales al considerar la presencia de ruido ASE superpuesto a la señal (batido señal-ASE). Las fluctuaciones que genera dicho ruido sobre la amplitud del pulso son potencialmente peligrosas en presencia de la SPM, puesto que se traducirán inevitablemente en fluctuaciones aleatorias de su fase.

Estas fluctuaciones de fase constituyen una nueva fuente de ruido denominado NPN, en inglés: *Non Linear Phase Noise*. El NPN inducido por la SPM debido al batido señal-ASE se conoce también como efecto Gordon-Mollenauer (Ho, 2005). A 100 Gbps, el NPN inducido por la SPM no presenta una limitación importante, dado que a esas velocidades los efectos no lineales predominantes son el IXPM y el IFWM.

Efectos no lineales intercanal

El desplazamiento de fase en un canal inducido por las variaciones de intensidad de los canales adyacentes, siendo un efecto más adverso que el propio SPM, es un ruido aleatorio de fase debido a secuencias aleatorias de los canales adyacentes. Es un efecto más determinante que el SPM.

La expresión analítica viene dada por la ecuación

$$\varphi_{XPM} = \gamma P L_{eff} (P_j + 2 \sum_{m \neq j}^M P_m) \quad (4.22)$$

Y el impacto gráfico sobre la constelación el de la Figura 4.6

Figura 4.6 Ruido de fase aleatorio debido al efecto de modulación de fase cruzada XPM (Vassilieva & Fujitsu Laboratories, 2018)

En este caso, y a diferencia de la SPM, que sí puede corregirse a través de técnicas como el DBP, no existen actualmente técnicas de compensación viables económicamente, debido a la complejidad necesaria en los algoritmos de recuperación.

Figura 4.7 Modulación de fase cruzada (Cross-Phase Modulation, XPM). Dos frecuencias interactuando en la fibra generan dos frecuencias más. (Agrawal, 2007)

Cuando varias señales con diferente polarización se transmiten simultáneamente por la fibra óptica, aparece el fenómeno de la modulación de fase cruzada (Cross-Phase Modulation, XPM). De forma parecida, se puede hablar del efecto XPM en sistemas multicanal cuando atraviesan una fibra óptica, según muestra la Figura 4.7

En este caso la ecuación de propagación constituye un sistema de ecuaciones acopladas donde A_x , A_y representan la amplitud de la señal en las dos polarizaciones lineales y ortogonales. El primer término tiene en cuenta los efectos de la automodulación de fase (SPM), mientras que el segundo representa la contribución de la modulación de fase cruzada (XPM).

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = i\gamma \left(|E_x|^2 + \frac{2}{3} |E_y|^2 \right) E_x \quad (4.2.3.1)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = i\gamma \left(|E_y|^2 + \frac{2}{3} |E_x|^2 \right) E_y \quad (4.2.3.2)$$

El fenómeno no lineal XPM depende principalmente de la potencia del canal y el espaciamiento entre ellos, aunque también otros factores influyen directamente como el tipo de fibra, área efectiva, índice de dispersión, longitud efectiva, entre otros.

Los mecanismos que ayudan a minimizar el efecto no lineal XPM son: aumentar la separación entre canales y aumentar el área efectiva de la fibra como se muestra en las simulaciones con los distintos tipos de fibra, es decir en vez de trabajar con una fibra DSF que tiene menor área efectiva, se prefiere una fibra de mayor área efectiva como NZ-DSF o SSMF.

Otro de los efectos no lineales es el FWM donde por batido de tres frecuencias ópticas o canales se produce una cuarta. Esto produce un ruido adicional si coincide con una frecuencia cercana a la que utiliza algún canal óptico de transmisión.

El efecto del FWM depende de forma crítica de la separación en frecuencia de los diferentes canales y de la magnitud de la dispersión, como puede verse en la Figura 4.8.

$$f_{FWM} = f_1 + f_2 - f_3 \quad (4.2.3.3)$$

Figura 4.8. Four Wave Mixing por interacción de tres frecuencias. Especialmente crítico si la nueva frecuencia se solapa con una portadora óptica que transmita en esa frecuencia. (Vassilieva & Fujitsu Laboratories, 2018)

Para minimizar los efectos perjudiciales del FWM hay diferentes alternativas: utilizar canales de transmisión con separaciones grandes en frecuencia, utilizar frecuencias de trabajo fuera de la región de dispersión cero, o controlar la posición de los canales en frecuencia para evitar así que se cumplan las

condiciones de fase necesarias para la aparición de este efecto no lineal. Las nuevas frecuencias (GHz) vienen dadas por la ecuación siguiente:

En cualquier caso, en la transmisión multicanal de los sistemas DWDM futuros donde coexistirán diferentes velocidades de línea y de formatos de modulación será necesario apuntar a posibles técnicas de compensación

El efecto no lineal mezcla de cuatro longitudes de onda se presenta de manera efectiva sólo si el desfase entre señales casi desaparece, para esto se requiere que coincidan las frecuencias, así como los vectores de onda. Este último requisito se conoce a menudo como coincidencia de fase.

La polarización inducida en un campo óptico no es lineal, éste contiene términos no lineales cuya magnitud se rige por las susceptibilidades no lineales. La mezcla de cuatro longitudes de onda es un efecto no lineal de tercer orden y se describe por la susceptibilidad de tercer orden.

Se puede determinar que al aumentar el número de canales transmitidos por el sistema WDM sobre una fibra óptica monomodo, éstos interactuarán entre sí produciendo de manera acelerada nuevas frecuencias FWM, las cuales pueden afectar directamente a los canales de comunicación que se están utilizando.

La generación del fenómeno FWM en una fibra monomodo depende en gran medida, de si el espaciamiento entre los canales es igual o diferente ya que al existir una distribución igual entre canales, las frecuencias generadas FWM se aglomeran sobre las señales de comunicación, disminuyendo el nivel de señal a ruido del sistema.

Cuando un conjunto de señales que fue afectado por el efecto no lineal FWM, y las potencias de las frecuencias parásitas llegan a ser comparables con las de los canales WDM, al transcurrir el tiempo y combinarse nuevamente estas señales genera nuevas frecuencias parásitas, provocando que el efecto FWM se vuelva más complejo.

Las fibras ópticas NZ-DSF de área efectiva extendida producen una mejor distribución de la potencia, por lo tanto, reducción en la potencia pico y a su vez frecuencias generadas FWM más bajas.

Efectos no lineales de la fibra debidos al scattering

Scattering estimulado de Brillouin (SBS)

El campo óptico que viaja por la fibra induce pequeñas vibraciones acústicas en su estructura que constituyen lo que se denominan fonones acústicos. La interacción fotón-fonón acústico genera una onda acústica que se propaga por el núcleo en sentido contrario a la onda óptica, dando lugar a alteraciones periódicas en la densidad del material, lo que a su vez se traduce en variaciones periódicas de su índice de refracción.

Determina una red de Bragg, que produce a la señal óptica cierta dispersión espacial y modifica su frecuencia instantánea según la velocidad de propagación de la onda acústica (efecto Doppler).

Por un lado, si la longitud de onda de la radiación coincide con la de la red de Bragg se producirá una reflexión de potencia. Por otro, si el desplazamiento de la frecuencia óptica es lo suficientemente elevado se podrían producir problemas de diafonía, aunque únicamente se generarían en aquellos sistemas DWDM con una separación entre canales inferior a 20 MHz.

Por este motivo el SBS no será nunca un problema en los sistemas DWDM actuales con separación de canales de 50 y 100 GHz, y no los consideraremos en esta tesis a efectos de caracterización.

Scattering estimulado de Raman (SRS)

El origen del efecto Raman se encuentra en la interacción entre los fotones que inciden sobre la sílice de la fibra y las vibraciones que tienen las moléculas y los átomos de la misma.

Estas vibraciones, características del medio material, reciben el nombre de fonones ópticos.

El principal impacto de este efecto es que las frecuencias nuevas que aparecen pueden encontrarse dentro de la banda de los canales WDM adyacentes, por lo que en este caso sí se puede generar diafonía en banda, muy difícil de eliminar mediante filtrado.

Tampoco los trataremos en a nivel de resultados en los montajes por simulación en la tesis.

4.2.4 Compensación de efectos limitantes de la fibra óptica con procesamiento digital

Uno de los métodos bien conocidos para la mitigación no lineal en los actuales receptores coherentes (Figura 4.9) es la DBP (*Digital Backward Propagation*) (Ip & Kahn, 2008).

Como no existe una solución analítica para resolver la NLSE, se puede resolver utilizando el método de Fourier de paso dividido (SSFM, Split-Step Fourier Method). En ese sentido, se supone que los efectos lineales (dispersión, atenuación) y no lineales (SPM) ocurren uno tras otro en pequeñas porciones incrementales de fibra. Bajo este supuesto, los efectos lineales y no lineales en la NLSE se pueden separar llevando la forma que se indica a continuación.

La ecuación de Schrödinger no lineal se puede resolver inversamente para calcular la señal transmitida sin distorsión de la señal recibida distorsionada. Esta operación es equivalente a pasar la señal recibida a través de una fibra ficticia que tiene parámetros de signo opuesto. La ecuación de Schrödinger no lineal matemáticamente inversa se puede dar como en (4.23) (Ip & Kahn, 2008).

$$\frac{\partial E}{\partial z} = (-\hat{N} - \hat{D})E \quad (4.23)$$

donde $\hat{D}$ y $\hat{N}$ son los operadores lineales y no lineales respectivamente.

También es posible realizar una propagación hacia atrás en el lado del transmisor, distorsionando previamente la señal para invertir el canal y luego transmitiendo la forma de onda pre-distorsionada. En ausencia de ruido, ambos esquemas son equivalentes. Nos centraremos en la propagación hacia atrás digital del lado del receptor.

Figura 4.9. Diagrama de bloques de un receptor coherente con procesamiento digital de la señal DSP y módulo DBP (Digital Back Propagation multietapa. LC= compensación lineal y NLC= compensación no lineal (Ip & Kahn, 2008)

El rendimiento del algoritmo DBP depende principalmente de la solución de parámetros de propagación de la NLSE. Para resolver numéricamente la NLSE con alta precisión, se usa el método *split-step* de Fourier (SSFM). Ambos operadores, es decir, $\hat{D}$ lineal y $\hat{N}$ no lineal, son resueltos por separado, y también esa parte $\hat{D}$ lineal se resuelve en el dominio de la frecuencia, mientras que el $\hat{N}$ no lineal se resuelve en el dominio del tiempo. Estos métodos de implementación de DBP son de suma importancia, ya que la complejidad del algoritmo DBP es la clave para su futura implementación en tiempo real en la transmisión y recepción coherente, especialmente con formatos avanzados de modulación de orden superior y tasas de bits elevadas que pueden suponer una gran complejidad para la compensación en tiempo real.

La transmisión y recepción coherentes, junto con los complejos algoritmos de recuperación de la señal y corrección de los efectos no lineales de la fibra que los DSPs (*Digital Signal Processor*) constituyen junto a los nuevos tipos de modulación multinivel con una densidad espectral superior y las técnicas de corrección de errores *soft-FEC* (SD-FEC) y *hard-FEC* (HD-FEC), todo en aras de conseguir explotar el potencial de capacidad de los canales de fibra. (K. Roberts, 2017)

4.3 Formatos de Modulación a 40 Gbps

En los años 2003 y 2004, con el despliegue de portadoras ópticas de 40 Gbps y con el fin de incrementar la eficiencia espectral en más de 1 bps/Hz, intentando mantener las ventajas aportadas por las modulaciones de fase, se planteó el uso de los formatos multinivel QPSK y su versión diferencial DQPSK. (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*). (Lach & Idler, 2011).

Estas modulaciones consiguen duplicar la eficiencia espectral a 2 bps/Hz a costa de una mínima penalización de la sensibilidad en recepción, conservando a la vez las ventajas de propagación que proporcionaban otros formatos de modulación de fase binarios como PSK y DPSK, además de una gran tolerancia a la Dispersión cromática, a la PMD, al filtrado óptico, al ruido ASE y a las no linealidades de la fibra, como veremos en el próxima Capítulo refrendaremos estas conclusiones con los datos obtenidos.

En la Figura 4.10 y en la Tabla II se refleja cómo se codifica la información con cada formato.

Tabla 4.I. Codificación de la información digital en QPSK y DQPSK

Símbolo	QPSK	DQPSK
00	$\theta = +\frac{\pi}{4}$	$\Delta\theta = +\pi$
01	$\theta = -\frac{\pi}{4}$	$\Delta\theta = -\frac{\pi}{4}$
10	$\theta = +3\frac{\pi}{4}$	$\Delta\theta = +\frac{\pi}{4}$
11	$\theta = +5\frac{\pi}{4}$	$\Delta\theta = 0$

Los formatos PSK codifican los bits de información en la fase absoluta del campo eléctrico y los

codificados diferencialmente codifican los bits de información en las diferencias de fase entre símbolos adyacentes. En el receptor, la fase absoluta es detectada por detección coherente y la decodificación diferencial se realiza después de la detección. Así, las modulaciones digitales QPSK y DQPSK dividen la constelación del plano óptico complejo en cuatro puntos. Mientras que QPSK asigna a los símbolos digitales $\{00, 01, 10, 11\}$ un valor de fase constante $\{0, \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4\}$, DQPSK codifica la información en las transiciones de fase de la portadora óptica (Griffin & Carter, 2002) (Bateman, 2003)].

Figura 4.10. Diagrama de constelación para a) QPSK codificando con la modulación de fase y cuadratura cada símbolo y b) DQPSK (Bateman, 2003) codificando la señal por los saltos de fase entre un símbolo y el siguiente

4.3.1 Modulación de cuadratura en fase (QPSK-Quadrature Phase Shift Keying)

Con cuatro fases, la modulación QPSK puede codificar dos bits por símbolo y se puede utilizar para duplicar la velocidad de datos comparado con un sistema BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) mientras mantiene el mismo ancho de banda de la señal, o bien manteniendo la tasa de datos de BPSK pero reduciendo a la mitad el ancho de banda necesario. En este caso, la BER de QPSK es exactamente la misma que la BER de BPSK. Aunque QPSK pueda ser vista como una modulación cuaternaria, es fácil ver que se trata de dos portadoras en cuadratura independientemente moduladas, lo que permite que los bits pares (o impares) se usen para modular el componente en fase de la portadora, mientras que los impares (o pares) se utilizan para modular la componente en cuadratura de la portadora.

Este formato de modulación presenta según la Figura 4.11 un transmisor con un láser CW, cuyo paso por los MZM #1 y #2 está gobernado por una señal multinivel de un generador de pulsos PSK en cada una de las ramas con una de ellas desfasada 90° respecto a la otra para disponer de las señales en cuadratura a la salida. En recepción y después del paso por un filtro pasobanda y los acopladores necesarios del sistema híbrido 90° se recupera de forma coherente la señal transmitida. Un oscilador local de las mismas características que el de transmisión permite a través de la detección coherente la recuperación de la señal, tanto de la frecuencia portadora y fase de la señal recibida. El procesamiento DSP y el decisor de niveles filtran los símbolos antes de enviarlos al decodificador de secuencia PSK y la medición de BER.

Este formato QPSK con detección coherente será uno de los candidatos para comparar con el análisis que haremos a los formatos RZ-DQPSK, que veremos en el siguiente apartado.

a)

b)

Figura 4.11. Diagrama de bloque del a) transmisor y b) receptor QPSK con detección coherente

4.3.2 Modulación Diferencial de cuadratura en fase (DQPSK)

En la modulación DQPSK, la secuencia de datos de entrada se convierte en cuatro estados de fase de la portadora óptica, es decir, 0 , $+\pi/2$, $-\pi/2$, π y en el lado del receptor la señal transmitida se demodulará a través de la diferencia de fase entre dos bits sucesivos.

Figura 4.12 (a) Forma de onda y espectro de (D)PSK. (b) Forma de onda y espectro de (D)QPSK. En ambos casos los trazos grises se corresponden con el uso de una portadora óptica RZ, mientras que los trazos negros emplean una portadora NRZ (Winzer & Essiambre, 2006)

El espectro más estrecho, como se aprecia en la Figura 4.12 hace que la señal modulada DQPSK funcione mejor en presencia de CD y otras no linealidades de fibra. que la señal codificada DPSK, La constelación de la señal consta de 4 puntos en el espacio, y la potencia total es repartida a partes iguales entre dos portadoras:

$$\left(\pm\sqrt{E_s/2}, \pm\sqrt{E_s/2} \right) \quad (4.24)$$

Aunque no se refleja en la Figura 4.13 (a), un precodificador DQPSK codifica las señales de datos de fuentes PRBS (I') y (Q') a la diferencia de fase de la portadora, y constituyen un bloque esencial en el transmisor DQPSK, para hacer más robusta la transmisión de datos.

Figura 4.13. Diagrama de bloques del a) transmisor y b) receptor de una modulación RZ-DQPSK

El diseño del transmisor de Modulación Diferencial por Cuadratura de Fase (DQPSK- *Differential Quadrature Phase Shift Keying*) requiere un modulador IQ, que consta de 2 MZM anidados que funcionan como moduladores de amplitud para los componentes en fase (I) y en cuadratura (Q), y un desplazamiento de fase $\pi/2$ en una de las ramas. El tercer MZM que funciona como modulador de fase se utiliza para generar el pulso RZ en forma de señal modulada (RZ-DQPSK), que puede ser modulada en función de los ciclos de trabajo de RZ (33%, 50% y 67%), siendo el 100% ya una modulación NRZ.

Los transmisores RZ a 40 Gb / s y superiores suelen emplear este tercer MZM en lo que se conoce como *carver* de pulsos en serie con un modulador de datos para convertir un formato óptico NRZ en su equivalente RZ. La implementación consiste en MZM gobernado por una onda sinusoidal. La fuente que proporciona la señal óptica al modulador tiene un ancho de línea de 10 MHz y frecuencia central de 1550 nm para nuestros cálculos.

Y generalmente se emplean tres tipos, que serán los que trataremos en esta tesis en siguientes Capítulos según los voltajes de entrada de la señal moduladora y produciendo las señal moduladas para los tres ciclos de trabajo de las expresiones (4.25),(4.26) y (4.27). (Winzer & Essiambre, 2006).

$$v_1(t) = V_\pi \left(1 + \frac{1}{2} \cos \frac{\pi t}{T}\right) \Rightarrow y(t) = -\cos \left(\frac{\pi}{2} \cos \frac{\pi t}{T}\right) \quad (4.25)$$

$$v_1(t) = \frac{V_\pi}{4} \left(1 + \cos \frac{2\pi t}{T}\right) \Rightarrow y(t) = \cos \left(\frac{\pi}{2} \cos^2 \frac{\pi t}{T}\right) \quad (4.26)$$

$$v_1(t) = \frac{V_\pi}{2} \left(1 - \sin \frac{\pi t}{T}\right) \Rightarrow y(t) = \sin \left(\frac{\pi}{2} \sin \frac{\pi t}{T}\right) \quad (4.27)$$

$V_1(t)$ representa la señal sinusoidal que gestiona el MZM. Para conseguir el *carver*, la señal modulada RZ-DQSK para los distintos valores del Bias de los moduladores MZM, en los tres casos de ciclo de trabajo (33%, 50% y 67%) (se puede ver en la Figura 4.14 (a), (b) y (c) sería:

Figura 4.14 El campo y la potencia para la señal modulada de salida $y(t)$ y $y^2(t)$ según los bias de los MZM que conforman el diseño de un transmisor RZ-DQSK para los tres tipos de ciclo de trabajo. a) 33% b) 50 % y c) 67%.

A lo largo del Capítulo 5, donde se estudiarán las diferentes limitaciones a la propagación por la fibra de las señales QPSK y DQPSK, se realizará una comparación exhaustiva de ambos formatos. De todas formas, podemos adelantar que, como ambas comparten la misma forma de onda y espectro, la tolerancia al filtrado, a la dispersión cromática, a la PMD, al ruido ASE y a las no linealidades será la misma. La recepción de las señales DQPSK también puede realizarse mediante detección directa (DD), o detección diferencial interferométrica (DI), como es el caso del que usaremos en nuestro montaje y que vemos en la Figura 4.13 (b)

El diseño se basa en extrapolar la idea del receptor anterior a señales de fase multinivel, de manera que ahora tendremos que emplear dos interferómetros Mach-Zehnder para cada componente en cuadratura.

Los MZI retardan la señal óptica un periodo de símbolo para después mezclar la señal recibida con la retardada en los acopladores de salida y la estructura de fotodiodos balanceada.

Los formatos DQPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*), codificados diferencialmente no requieren la estimación de la fase de la portadora. Sino que la propia señal proporciona la referencia a través de detectores diferenciales, que se realiza simultáneamente con la decodificación diferencial

4.4 Modulación por polarización a 100 Gbps

4.4.1 Modulación por polarización doble DP-QPSK

La *Optical Internetworking Forum* (OIF) ha determinado, que para tasas de línea de 100 Gbps, el formato de modulación más idóneos sea la modulación del tipo *Polarization Multiplexing Quadrature Phase Shift Key*. (DP-QPSK o PDM-DQPSK), usando la detección coherente

Tiene la gran ventaja de mitigar los problemas de aumentar tanto el ancho de banda de amplificación analógica eléctrica como la velocidad de procesamiento de la señal digital porque puede reducir la velocidad de símbolos a la velocidad de transmisión de datos dividida por cuatro.

En la Figura 4.15 se puede ver el diagrama de bloques o componentes que forman parte del transmisor y receptor y que usaremos igualmente en los montajes de los siguientes Capítulos.

En el transmisor, la señal óptica emitida por el láser se divide primero en dos haces de potencia igual con estado ortogonal en polarización por medio de un divisor de haz de polarización (PBS). El componente Y se conecta directamente a otro PBS, mientras que el componente X se modula en fase entre 0 y π , dependiendo de la corriente de datos de entrada. Cuando se transmite “0”, no se induce ningún cambio de fase en la portadora óptica. Cuando se transmite “1”, se genera un desplazamiento de fase π , lo que resulta en una rotación de polarización $\pi / 2$ en la portadora óptica.

Una vez modulados ambos flujos QPSK en cada una de las polarizaciones x e y, a través de un PBC (*Polarization Beam Combiner*), se lanza a línea la señal multiplexada en polarización.

Por lo tanto, el flujo de datos binarios se codifica en los dos estados de polarización ortogonal con una potencia constante. En el receptor, la señal DP-QPSK se demultiplexa primero mediante un PBS, y luego cada señal se detecta directamente mediante un fotodetector.

El receptor coherente se usa para recuperar los componentes en fase (I) y cuadratura (Q) de cada señal QPSK, mediante un método interferométrico. Se usa un oscilador local para la recuperación de la señal a través de híbridos y 4 fotodiodos balanceados. Esto facilita la recuperación de la frecuencia y la fase de la portadora para realizar la detección coherente de la señal, y mejora en unos pocos dB la sensibilidad del sistema en comparación con los tradicionales, de detección directa.

DP-QPSK-Transmitter Block Diagram

DP-QPSK-Receiver Block Diagram

Figura 4.15. Diagrama de bloques de a) transmisor y b) receptor óptico con modulación por polarización doble DP-QPSK

4.4.2 Modulación multinivel por polarización doble (DP-M-QAM)

Con el aumento exponencial de los datos, una tasa de bits de más de 100 Gbps por canal no puede cubrir la demanda de capacidad en el futuro.

De ahí que fuera necesario buscar nuevas técnicas de modulación que aumentara la eficiencia espectral, y es donde se desarrollaron los formatos de modulación multinivel como M-QAM, y aplicando la modulación por polarización doble, los formatos DP-M-QAM (*Dual Polarization-Multilevel-Quadrature Amplitude Modulation*).

En QAM, una señal en fase (la señal I, por ejemplo, una forma de onda coseno) y una señal de fase en cuadratura (la señal Q, por ejemplo, una onda sinusoidal) son moduladas con un número finito de amplitudes, y sumado.

Figura 4.16 Ejemplo de constelación multinivel M-QAM (Pincemin, et al., 2011)

Se puede entender como una modulación combinada de amplitud y de fase de una sola portadora óptica.

Normalmente, cada fase, frecuencia o amplitud, codifica un número igual de bits. Este número de bits comprende el símbolo que es representado por la fase particular, la frecuencia o la amplitud. Si el alfabeto consta de $M = 2N$ símbolos alternativos, cada símbolo representa un mensaje que consta de N bits. Por ejemplo, con para un alfabeto que consta de 16 símbolos alternativos, cada símbolo representa 4 bits.

Además, las modulaciones multinivel M-QAM presentan, según aumenta M , una peor tolerancia a las no linealidades de la fibra, ya que la distancia euclídea de los puntos de constelación es cada vez menor y prácticamente hace imposible a los detectores de nivel no cometer errores. Además, la distancia de propagación alcanzable con este formato a dichas velocidades es muy reducida. El diagrama de las Figura 4.17 muestra el concepto de una técnica de multiplexación de polarización, a través de la cual los datos se transmiten a través de dos símbolos polarizados ortogonalmente, simultáneamente durante cada ranura de símbolo.

El transmisor M-QAM puede ser implementado por un modulador en cuadratura convencional que consta de dos MZM situados dentro de una estructura interferométrica y desfasados $\pi/2$ radianes en sus fases ópticas. . El transmisor proporciona la generación directa de señales ópticas en cuadratura.

DP-16QAM-Transmitter Block Diagram

DP-16QAM-Receiver Block Diagram

Figura 4.17 Diagrama de bloques de un a) transmisor y b) receptor óptico con modulación por polarización doble DP-16QAM

Dependiendo del orden de la modulación M-QAM que se desee generar, ambas señales tendrán distinto número de niveles. Así, para una modulación 16-QAM, cada una tendrá 4 niveles diferentes, mientras que para una modulación 64-QAM deberán ser de 8 niveles.

Los dos MZM generan la señal para la rama I&Q correspondiente, habiendo un desfase entre ambas de $\pi/2$ radianes. En la modulación por polarización, este esquema para M-16QAM se repite para cada una de las polarizaciones con los dos generadores de pulsos M-ary y los dos MZM (#3 y #4) de la Figura 4.17

En esta tesis, para velocidades de 100 Gbps enfocamos el análisis para los multiniveles $M=16$ y 64 en la variante de modulación por polarización y recepción coherente de diversidad de polarización. Se analizó el rendimiento y tolerancia como alternativa para distancias cortas al DP-QPSK a 100 Gbps.

4.5 Herramienta de simulación software Optisystem de Optiwave™

Para el análisis de las tolerancias de cada una de las modulaciones usadas para las portadoras ópticas a distinta tasa de bits, se ha elegido Optisystem de la empresa canadiense Optiwave™.

Optisystem en su versión 16.0 es una herramienta software basada en el análisis de funciones de transferencia en el dominio de la frecuencia y del tiempo que nos permite analizar todos los efectos lineales y no lineales de los dispositivos activos y pasivos de un enlace de comunicaciones ópticas.

Además, nos propone una solución flexible para modificar las características de cada uno de los componentes del enlace óptico y posibilidades de incrementar la librería de componentes a través de la herramienta MATLAB™, que le dotan de una flexibilidad de ampliación, añadiendo nuevos componentes creados por el usuario e interfaces transparentes para un amplio rango de herramientas.

En definitiva, es un buen método para valorar el rendimiento del transporte de una señal óptica a lo largo de un trayecto, tanto en clave monocanal como DWDM. En nuestro caso, como veremos en los siguientes Capítulos, nos facilitará la elección óptima de tasas de bits y formato de modulación en la actualización de las redes ópticas DWDM.

4.5.1 Metodología de simulación con Optisystem™

El objetivo del empleo de Optisystem es el de caracterizar y simular el comportamiento que los componentes activos y pasivos de las rutas ópticas, cuando empleamos diferentes tipos de modulación tanto a 40 Gbps como a 100 Gbps. En el último Capítulo de la tesis, también se emplea para simular supercanales con subportadoras DP-QPSK y DP-16QAM, así como en la propuesta de modulación por polarización conmutada (PS-QPSK y PS-16QAM) a fin de reducir los efectos no lineales de la fibra en la transmisión de supercanales.

4.5.2 Deficiencias encontradas en la herramienta de simulación

Aunque en esta tesis se ha demostrado que Optisystem es una herramienta útil y eficaz para caracterizar la transmisión en enlaces ópticos, durante la realización de esta tesis se han detectado algunos puntos de mejora, que se han reportado al fabricante.

Esta mejora pudiera ser bastante significativa para próximas versiones de la herramienta, concretamente, cuando se traten escenarios de redes flexibles donde la combinación de diferentes formatos de modulación, pero sobre todo de diferente velocidad de bits es determinante en conceptos como supercanal o transpondedores de ancho de banda variable (*BVT-Bandwidth Variable Transponder*). Es precisamente lo que ocurre en la medida de BER cuando trabajamos con layout donde la tasa de bit es, por ejemplo, de 100 Gbps, y queremos analizar el rendimiento de una portadora

modulada en RZ-DQPSK a 40 Gbps (diferente de la velocidad de bits configurada en el layout de Optisystem).

Si intentamos acomodar la tasa de bits y velocidad de muestreo de las portadoras de 40 Gbps dividiendo por 2.5 la velocidad de bits y de muestreo del layout, resulta que, tanto el diagrama de constelación como el propio resultado del BER y el diagrama de ojo, no presentan los mismos valores que si programamos la tasa de bits directamente a 40 Gbps en el layout de Optisystem.

De esta forma, resulta difícil obtener impactos reales sobre el BER medido de los canales RZ-DQPSK, aunque sí podemos obtener la evolución relativa con el efecto correspondiente a analizar (por ejemplo, variación con la potencia de canal insertada de los canales adyacentes), como el impacto de canales DP-QPSK a 100 Gbps sobre el canal #2 de un sistema DWDM de 4 canales que puede verse en la Figura 6.4.3. Igualmente ocurre cuando comparamos el rendimiento de una portadora modulada en DP-QPSK a 100 Gbps y programamos las tasas de línea y muestreo del layout a 40 Gbps, lo que nos obliga a multiplicar por 2.5 los valores de los elementos de transmisión y recepción del canal o portadora DP-QPSK. Estos casos han sido reportados al fabricante Optiwave que desarrolla la herramienta OptiSystem para que tome las medidas oportunas para su corrección.

4.6 Criterios de Evaluación del Rendimiento y la calidad

4.6.1 Relación señal a ruido (OSNR-*Optical Signal to Noise*)

La OSNR es el parámetro más importante que está asociado con una señal óptica dada. Es una cantidad medible para una red determinada y se puede calcular a partir de los parámetros del sistema dados. Determinan un grado de deterioro cuando la señal óptica es transmitida por un sistema de transmisión óptica que incluye amplificadores ópticos. Comúnmente, la calidad de la señal es expresada por el OSNR requerido. (La degradación de la señal se expresa mediante la penalización OSNR).

El BER (*Bit Error Ratio*) es una medida de calidad fundamental para las comunicaciones digitales. Mientras que un estudio de la BER en relación con la potencia inyectada por el transmisor (o detectada por el receptor) es aconsejable para caracterizar la recepción de señales ópticas digitales débiles y no amplificadas, el estudio de la BER según la evolución OSNR es bueno para caracterizar la recepción de señales ópticas fuertes y amplificadas.

El rendimiento del receptor se caracteriza por un OSNR que se requiere para obtener un determinado factor Q o BER. Un receptor eléctrico muestrea la señal midiéndola contra un umbral para determinar si el bit recibido es un 0 o un 1.

Una vez que una señal se ha degradado a un cierto nivel de OSNR, la BER para un determinado diseño de receptor no puede mejorarse independientemente de la intensidad de la señal. Por lo tanto, en el diseño de un sistema de transmisión digital amplificado, el OSNR final y entregado se convierte en un problema en el que se trata de si el receptor puede producir una BER adecuada a partir de ese OSNR.

Sin embargo, al tratar de calcular el OSNR, los siguientes factores que de alguna manera afectan al OSNR deben ser conocidos y atendidos, y por lo tanto, el rendimiento global de la red. Estos factores son:

- Formato de modulación: RZ-QPSK, DP-QPSK, DP-M-QAM
- Velocidad de transmisión: para las pruebas, 40 Gbps y 100 Gbps
- Potencia de salida del amplificador (efectos no lineales si es demasiado alta)

- Dispersión en la fibra óptica: PMD y dispersión cromática (CD)
- Amplificadores ópticos: Figura de ruido vinculada al ruido ASE
- Ancho de banda de resolución: Ancho de banda que mide la figura de ruido (NF), generalmente en 12.5GHz (0.1nm)
- Espaciado de canales
- Filtro del receptor: ancho de banda óptico y ancho de banda eléctrico

La calidad de una señal óptica se caracteriza generalmente en términos de OSNR, que se define como la relación entre la potencia de la señal óptica y la potencia de ruido ASE, ambas representadas en watos.

4.6.2 Relación entre el OSNR y el ruido ASE

El ruido ASE generado por un EDFA es asumido como ruido blanco gaussiano. EL OSNR después de cierto número de vanos N se define como la relación entre la señal y la potencia ASE total. Asumiendo que cada amplificador genera una potencia de ruido P_{ASE} y que cada vano tiene las mismas pérdidas, el OSNR sería: y refererida a un ancho de banda equivalente (0.1 nm, el que usamos en las medidas en el siguiente Capítulo de la tesis.

$$OSNR = \frac{P_{out}}{NP_{ASE}} \quad (4.28)$$

siendo P_{out} la potencia de salida del último amplificador del enlace. Y donde se puede asumir que la potencia ASE es mucho menor que la Potencia de entrada, con lo que esta será prácticamente la potencia de salida del enlace. La OSNR como función de la figura de ruido del amplificador, y en caso de amplificadores de ganancia alta como los usados en la ruta (17/21 dB), se puede expresar como:

$$OSNR = \frac{P_{in}}{NFh\nu B_0} \quad (4.29)$$

siendo N el número de vanos, F la figura de ruido del amplificador, h la constante de Planck y B_0 el ancho de banda de la medida de la señal, que también se puede expresar como:

$$OSNR[dB] = 10\log_{10}\left(\frac{1000}{h\nu B_0}\right) + P_{in}[dBm] - F[dB] - 10\log_{10}N \quad (4.30)$$

Usando como referencia de ancho de banda B_0 12,5GHz (0,1nm) sobre una frecuencia de referencia de 193,4 nm (1550nm) y siendo $P_{out} = GP_{in}$ y la ganancia del enlace aquella que compense todas las pérdidas ($G=L$), se puede obtener:

$$OSNR [dB] = 58 [dBm] + P_{out}[dBm] - L[dB] - F[dB] - 10\log_{10}N \quad (4.31)$$

Para incrementar el OSNR, se puede aumentar la potencia de la señal a la entrada del enlace, aunque está limitada por los efectos no lineales de la fibra, y decrecer la figura de ruido de los amplificadores bien decrecer las pérdidas de los vanos. Pero N crece porque $N \times L$ es una constante impuesta por la longitud total del enlace. OSNR decrece con L linealmente y solo logarítmicamente con N , por tanto, los sistemas amplificados deberían ser diseñados con muchos vanos cortos con pequeñas pérdidas, pero esto choca el deseo de tener menos vanos amplificados.

Capítulo 5

Estudio analítico de tolerancia a las limitaciones

5.1 Introducción

Una vez descritos y caracterizados los principales factores limitantes en la propagación de las señales ópticas en una fibra, vamos a determinar las tolerancias a dichos factores que presentan los formatos de modulación para redes ópticas legadas a 40 Gbps y los usados en las redes actuales a 100 Gbps.

En las redes legadas, los formatos de modulación propuestos para el análisis son el ODB (Duobinario) como formato de modulación por amplitud de la señal, y los formatos diferenciales de fase (y que usan detección directa balanceada) como son DPSK y DQPSK siendo el BER requerido de 10^{-12} después de FEC, tanto para una configuración monocanal como para un sistema multicanal DWDM con rejilla fija según la ITU-T G.694.1 (50 ó 100 GHz).

Para redes actuales con portadoras con tasas de 100 Gbps analizamos los nuevos formatos de modulación por polarización, como son el DP-QPSK (*Dual Polarización*) y los formatos multinivel DP-M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) con (M=16-64-128-256)..

La elección del formato de modulación de la señal óptimo para unos requisitos dados de arquitectura se realiza en función de este análisis de alcance máximo y tolerancias a los factores limitantes de la fibra que mantengan los niveles calidad exigidos y proporcionen la robustez necesaria para mantde una ruta de transporte óptico, deben garantizar unas condiciones mínimas de robustez para disponer de:

- ✓ Buena sensibilidad en recepción (OSNR)
- ✓ Resistencia al ruido ASE acumulado de los distintos OLAs
- ✓ Buena tolerancia a la dispersión cromática y a la PMD
- ✓ Tolerancia a la distorsión por filtrado óptico por la concatenación de ROADMs
- ✓ Tolerancia a los efectos no lineales de la fibra

Empezamos por medir el alcance máximo que los diferentes formatos de modulación pueden proporcionar para mantener un OSNR y BER requerido según lo comentado en el Capítulo anterior.

Por limitaciones en la herramienta sw de simulacion, las medidas de BER obtenidas con el componente ber en 40 Gbps en deteccion directa son las obtenidas después de FEC (referencia 10^{-12}) mientras que las realizadas en formatos a 100 Gbps y deteccion coherente son antes de FEC ($3.8 \cdot 10^{-3}$).

Por otro lado, en los casos de simulación de escenarios multicanal, se usarán modelos de 4 portadoras. La razón es que así se puede comparar con las medidas experimentales obtenidas en una ruta comercial que evaluaremos para aumento de su capacidad, por encima de los factores limitantes aquí analizados.

Como ya se ha comentado anteriormente, el rendimiento de un sistema se puede medir a través de la OSNR requerida para alcanzar un BER específico, dado que la tasa de error (BER) caracteriza a un enlace, pero su dificultad para medirlo por el tiempo transcurrido hace necesario algún otro parámetro de calidad relacionado con él, como el factor Q o el OSNR, medidos en decibelios (dB) y que sirven de indicadores de calidad del rendimiento del transporte de la señal. Los puntos donde tiene sentido medir estos tres parámetros los podemos ver en la Figura 4.18.

Figura 4.18. Parámetros de calidad del sistema y punto de medición.

5.2 Análisis de sensibilidad del receptor

La primera de las caracterizaciones para comprobar la sensibilidad del receptor es fundamental para conocer la potencia mínima recibida de señal modulada para los formatos de modulación y tasa de bits correspondiente. Con esta referencia podremos siempre emitir a una potencia tal que al menos se reciba en recepción esa potencia que garantice la calidad de servicio necesaria, en nuestro caso $\text{BER } 10^{-12}$.

Esto requiere un montaje sencillo conocido como *Back to Back*, conectando directamente el transmisor con el receptor sin filtros ni fibra óptica de por medio podemos realizar la medida de la sensibilidad del receptor, tanto para los formatos con tasas de 40 Gbps como de 100 Gbps. Conviene realizar este montaje con un solo canal, para evitar más distorsiones de diafonía con otros adyacentes, y así solamente se considere el espectro de la modulación medida y del tipo de receptor.

En la Figura 4.19 (a), para una configuración B2B (*Back To Back*) se analiza el BER medido en recepción con la variación de la potencia de canal en dBm, para un rango de valores entre -24 dBm y +3 dBm para formatos de modulación a 40 Gbps (RZ-DQPSK para 33%, 50% y 67%) y en la Figura 4.19 (b), para 100 Gbps (DP-QPSK, DP-16QAM y DP-64 QAM)

Se puede comprobar que para ver, para una potencia mínima de -10 dBm una mejor sensibilidad del receptor para RZ-DQPSK 67%, 50% y 33% por ese orden de ciclo de trabajo. La explicación está en la mayor potencia que se inyecta en línea con los ciclos altos, por otra parte contraproducente para los efectos no lineales de la fibra. El valor de sensibilidad que presenta la modulación QPSK con detección coherente está próxima a RZ-DQPSK 33%, pero algo superior al ser un detector más complejo.

a)

b)

Figura 4.19. Sensibilidad del receptor para a) 40 Gbps con detección directa balanceada (RZ-DQPSK 33, 50, y 67%) y QPSK CD (Coherent Detection) b) 100 Gbps DP-QPSK, DP-16/64QAM

Para los formatos de modulación a 100 Gbps, podemos ver en la Figura 4.19, se observa que la mejor sensibilidad la tiene el formato DP-QPSK, entorno a -13 dBm, mientras la DP-16QAM está en -8 dBm y la DP-64QAM entorno a +1 dBm. La razón es que las modulaciones multinivel QAM precisan de mayor potencia para mantener el compromiso de BER, mayor cuanto más niveles sean necesarios, aunque la eficiencia espectral sea mayor y facilite más el procesamiento de símbolos en recepción.

5.3 Análisis de sensibilidad al OSNR

Los parámetros que afectan al OSNR son: el formato de modulación, la tasa binaria de la portadora, la fibra óptica, y los elementos activos como los filtros y amplificadores ópticos.

Para conocer la sensibilidad al OSNR de los diversos formatos de modulación se propone el método ISOBER (Rowe, 2005).

Este método consiste en establecer de partida un alto valor del OSNR (en nuestro caso hemos tomado 30) , proporcionado por un elemento simulado en la herramienta sw Optisystem y variando la potencia de entrada del canal hasta alcanzar un valor de BER 10^{-12} (después de FEC) para el caso de 40 Gbps y de 3.8×10^{-3} (antes de FEC) para 100 Gbps.

Esto se debe a los componentes en recepción empleados para la detección directa en los formatos de 40 Gbps y de detección coherente para el 100 Gbps y las medidas de los parámetros de BER que permite Optisystem.

Con el valor mínimo de potencia de canal que permite cumplir el requisito de BER, se establece una nueva medida, con el elemento simulador OSNR emulador de Optisystem™ en el montaje de la Figura 4.20, y se varía el OSNR a la vez que mide el BER donde se muestra la potencia mínima obtenida en cada tipo de modulación y es la mínima necesaria para mantener un BER en cada una de las velocidades de línea.

La modulación RZ-DQPSK necesita al menos elevar la potencia emitida hasta -13, -12 y -10 dBm respectivamente para los ciclos 33,50 y 67% respectivamente a ese valor por defecto de OSNR de 30 dB para aplicar ISOBER.

Figura 4.20. DQPSK, Emulador de OSNR, Receptor ODB, DPSK o RZ-DQPSK.

Como podemos ver en la Figura 4.21 (a), los formatos se comportan mejor, lógicamente según el ciclo de trabajo es mayor, siendo en cualquier caso muy parecidos en torno a 15-16 dB necesarios para mantener el umbral de BER en el caso de las modulaciones a 40 Gbps RZ.DQPSK y ligeramente mayor hasta 17 dB en el caso de QPSK con detección coherente (CD).

Las modulaciones RZ-DQPSK tienen, por otra parte, según los resultados obtenidos, una tolerancia parecida al OSNR, y aunque los ciclos mayores introducen más ruido no lineal en el enlace , cuanto mayor es el ciclo de trabajo tenemos mejor sensibilidad de OSNR

a)

b)

Figura 4.21. Variación del rendimiento de BER en función del OSNR para a) 40 Gbps b) 100 Gbps

Y para conocer el mejor comportamiento en cuanto a sensibilidad al OSNR, en la Figura 4.21 (b) se puede observar que para conseguir un BER aceptable a 3.8×10^{-3} antes de FEC, la modulación que presenta mejor sensibilidad es la DP-QPSK, concretamente un valor de 10 dB, si las comparamos con las modulaciones multinivel DP-16 QAM, con 13.8 dB y DP-64QAM con 24 dB, siendo menos sensibles al OSNR (por tanto, necesitando un mayor OSNR para cumplir con el BER requerido) según aumenta el número de niveles.

5.4 Tolerancia al ASE. Máximo alcance a 40 Gbps y 100 Gbps

Uno de los factores limitantes de los sistemas amplificados con diversos OLAs concatenados, como se puede ver en la Figura 4.22, es el ruido de amplificación (ASE *Amplifier Spontaneous Emission*), que afecta a la OSNR medida en cualquiera de los puntos de la ruta. La potencia de ruido ASE aumenta vano tras vano, de manera que, aunque se diseñe la cadena de amplificadores para mantener la potencia de la señal constante, el nivel de potencia de ruido ASE aumentará de dos maneras.

Figura 4.22. Espectro de la concatenación de amplificadores ópticos EDFA a lo largo de una ruta óptica.

De una parte, se amplifica el ruido ASE residual generado en vanos anteriores y por otro lado, a ese ruido residual se le añadirá el generado en el amplificador óptico del vano actual, lo que influye en un mayor ruido acumulado y una reducción del OSNR. En un sistema con amplificación, la OSNR se comporta según (Winzer & Essiambre, 2008)

$$OSNR_{dB} = 58 + P_{channel} - \alpha L(dB) - NF_{dB} - 10 \log N \quad (4.32)$$

donde N_F es la figura de ruido (*Noise Figure*) o Factor de Ruido, α_L son las pérdidas en dB de cada tramo de fibra; N , el número de tramos amplificados y $P_{channel}$ la potencia del canal en el amplificador y L la longitud de un vano.

Como se indica, el OSNR se degrada logarítmicamente según crece el número de vanos y proporcionalmente al factor de ruido y a la atenuación y longitud de la fibra en cada tramo. Suponiendo una distancia fija entre amplificadores, por cada 1 dB de mejora en OSNR, el alcance del sistema aumentaría en un 25% y si lo hace en 3 dB el alcance se podría hasta duplicar.

La ITU-T, en su recomendación G.692 (2005), regula la distribución de los amplificadores ópticos en los sistemas multicanal de este tipo, donde los vanos estándar suelen tener una longitud de entre 70 y 100 km.

Para conocer el alcance máximo que presentan los formatos de modulación tanto para 40 Gbps como para 100 Gbps se realiza el montaje de la Figura 4.23, donde se muestra esquemáticamente el montaje empleado para evaluar el ruido ASE de los amplificadores y su impacto sobre el OSNR.,

Usamos un vano estándar formado por una fibra monomodo G.652 (*Standard Single Mode Fiber-SSMF*), de 75 km de longitud y una amplificador OLA (*Optical line amplifier*) de doble etapa de tipo EDFA trabajando en Banda C (a fin de incluir el carrete de 15.77 km de fibra compensadora DCF- (*Dispersion Compensating Fiber*)). Y en función de las medidas vamos aumentando este número de vanos para conocer el alcance del sistema, corregido en dispersión cromática pero donde evaluamos hasta que niveles de ruido ASE se pueden asumir.

Se considera un escenario monocanal para precisar el impacto del ASE y diferenciarlo de la influencia de canales adyacentes.

La potencia de las portadoras a 40 Gbps es de 0 dBm y de +10 dBm las portadoras con tasas de 100 Gbps.

Figura 4.23. Montaje utilizado para la valoración de la tolerancia frente al ruido ASE de un sistema monocanal en un sistema de 12 vanos estándar (representativo de una ruta típica DWDM de larga distancia que usa a) modulaciones ODB, DPSK y DQPSK con detección no coherente para tasas de 40 Gbps b) modulaciones DP-QPSK y DP-16QAM con detección coherente y diversidad de fase para 100 Gbps

Ambos amplificadores están configurados con control de potencia a +7 dBm el preamplificador para cubrir las pérdidas de la DCF y a +10 dBm el *booster* de línea en segundo lugar. De esta forma podemos multiplicar por el número de vanos que permita la calidad del enlace. Se incluyen también el impacto de los ROADMs, representados por filtros gaussianos. Todos los datos están recogidos en la Tabla 4.II.

Y en nuestro caso, y dependiendo de la tolerancia que se esté analizando, la función de transferencia del filtro óptico empleado será Gaussiano con una frecuencia de corte de 0.85 la tasa de línea.

Tabla 4.II. Parámetros de Simulación en el vano estándar

Nombre	Parámetro	Unidad	Valor
Filtros (Bessel)	Pérdidas de inserción	dB	0.2
EDFA#1 DSA (Preamplificador)	Ganancia	dB	17
	Figura de ruido	dB	5
EDFA #2 DSA (Booster de línea)	Ganancia	dB	22
	Figura de ruido	dB	5
SMF	PMD	ps/km	0.02
	Dispersión cromática	ps/nm·km	16.0
	Pendiente dispersión	ps/nm ² ·km	0.075
	Atenuación	dB/km	0.2
	Longitud	km	75
	A_{eff}	μm ²	80
	$N^2 \times 10^{-20}$	m ² /W	2.60
DCF	PMD	ps/km	0.05
	Dispersión cromática	ps/nm·km	-48
	Pendiente dispersión	ps/nm ² ·km	-0.15
	Atenuación	dB/km	0.3
	Longitud	km	15.77
	A_{eff}	μm ²	19
	$N^2 \times 10^{-20}$	m ² /W	3.5

Se situó, como es habitual el nivel de la calidad requerida de BER 10^{-12} , compensando la atenuación de la fibra y la dispersión cromática para los formatos a 40 Gbps y se utilizó una potencia de canal de 0 dBm, en un rango entre la sensibilidad del receptor y el valor máximo antes de aparición de efectos no lineales, tal que se pudiera valor solamente el ASE como factor limitante.

En el caso de los formatos 100 Gbps se sigue un proceso similar pero en esta ocasión la dispersión cromática se compensa a través del DSP en recepción. El umbral de calidad lo marca el BER inferior a $3,8 \times 10^{-3}$.

Todos los resultados se pueden ver en la Tabla 4.III con amplificación óptica y sin efecto del filtrado y con compensación de la dispersión cromática, pero sin PMD apreciable, aunque con efectos no lineales.

En el caso de las modulaciones a 100 Gbps, la potencia de canal usada es de +10 dBm y DP-QPSK surge como la opción preferente, frente a las QAM, debido a que exigen los últimos mayores niveles de OSNR que ofrece la mejor sensibilidad para tasas de 100 Gbps.

Tabla 4.III OSNR Penalty ASE noise

Bit rate (Gbps)	Modulation Formats	Number of spans	Reach in kms CD compensated w/o Non linear effects
40	RZ-DPSK 33% DD	7	525
	RZ-DPSK 50% DD	9	675
	RZ-DPSK 67% DD	10	700
	QPSK CD	12	900
100	DP-QPSK CD	14	1050
	DP-16QAM CD	12	900
	DP-64QAM CD	7	525

5.5 Tolerancia a la dispersión cromática

Para evaluar la tolerancia a la CD de los formatos de modulación, tanto a 40 Gbps, y como a 100 Gbps, empleamos el vano estándar con una fibra que varía su longitud, y por tanto la dispersión cromática, según los valores de la Tabla 4.II. Es decir, una longitud de vano sin amplificación ni otros elementos activos, como se representa en la Figura 4.24. La longitud de la fibra es de 75 km y variamos la atenuación entre 0 y 36 ps/nm.km para todos los formatos a 40 Gbps y 100 Gbps.

Figura 4.24. Montaje para análisis de la tolerancia a la Dispersión cromática para Tasas de Bit de 40 Gbps y 100 Gbps para sistema monocanal.

La penalización en potencia medida sobre los pulsos ópticos debe ser exclusivamente a causa de la dispersión cromática (ensancha los pulsos y baja su pico de potencia), luego es imprescindible desactivar, la PMD y los efectos no lineales de la fibra. Los resultados son los de la Tabla 4.IV

Tabla 4.IV OSNR Penalty Chromatic Dispersion

Bit rate (Gbps)	Modulation Formats	CD acum (ps/nm) (2-dB penalty)
40	RZ-DPSK 33% DD	190
	RZ-DPSK 50% DD	185
	RZ-DPSK 67% DD	170
	QPSK CD	210
100	DP-QPSK CD	225
	DP-16QAM CD	325
	DP-64QAM CD	540

Por otra parte, cuanto menor sea el ciclo de trabajo, mayor será el espectro ocupado por la modulación y menor será su tolerancia a la dispersión., como podemos ver en los formatos a 40 Gbps, con un mayor alcance en RZ-DQPSK 33% que par 50% y 67% debido a la dispersión cromática, si bien, la recepción coherente del formato QPSK podría elevar esta tolerancia hasta 210 km.

En cuanto a los formatos a 100 Gbps, que usan modulación por polarización, se tiene que cuanto más estrecho sea el espectro del formato, como ocurre en los casos DP-16QAM , menores serán las diferencias entre los retardos de grupo de las diferentes componentes espectrales que integran la señal, y consecuentemente menor será la penalización en la OSNR por dispersión para una misma longitud de fibra recorrida.

5.6 Distorsión por filtrado óptico. Número de ROADMs en cascada

El espectro de una señal modulada puede representar una ocupación de muchas componentes de frecuencia más allá de los lóbulos centrales. De ahí la necesidad de filtrado óptico, , no solamente para evitar la diafonía entre canales adyacentes, sino que tienen que optimizarse para que los canales pueden superar el efecto cascada de dichos filtros en la propagación cuando atraviesen los componentes activos de la ruta.

Si se utilizan filtros ópticos con bandas de paso muy estrechas y además, en las redes la señal tiene que atravesar multiplexores y demultiplexores, matrices de conmutación en OADM, finalmente nos encontramos con una cascada de filtros de banda estrecha, que obligan a requerir un OSNR mayor en la recepción para cumplir con las exigencias de calidad. La opción más viable para evitar una penalización adicional por diafonía lineal es ajustar el ancho de banda de los filtros del mux/demux a un valor óptimo, de manera que elimine el solapamiento espectral entre canales. En este apartado vamos a estudiar el comportamiento que presentan los diferentes formatos de modulación para cuatro escenarios de filtrado según la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**

Figura 4.25. Montaje de tolerancia al filtrado consistentes en a) 1 filtro b) 3 filtros c) 7 filtros y d) 10 filtros gaussianos paso banda de 2° orden conectados en cascada con 50 GHz de ancho de banda (0.4nm)

Se procede de igual manera para tasas de 40 Gbps y 100 Gbps y para un escenario monocanal y la portadora óptica tiene una frecuencia de 1550 nm.

Los resultados tanto de BER como de OSNR los podemos ver en la Tabla 4.V, donde representamos el ancho de banda mínimo para los cuatro casos de cascada de filtros representando los ROADMs y otros filtros en transmisión y recepción por donde pase la señal.

Para formatos de 40 Gbps El mejor comportamiento en esta tasa de bits para el filtrado de ROADM tipo gaussiano de segundo orden corresponde a la modulación DP-64QAM para cualquiera de los casos, al tratarse de una señal con un espectro muy estrecho. Sin embargo, DP-QPSK, dentro de los formatos para tasas de 100 Gbps representa un mínimo ancho de banda de 35 GHz, para una cascada de 10 filtros, mientras DP-16QAM, solo necesita 20 GHz y DP-64 solo 10 GHz

Tabla 4.V OSNR Penalty Filtering

Bit rate (Gbps)	Modulation Formats	Filtering Tolerance			
		Minimum BW 1 OADM	Minimum BW 3 OADMs	Minimum BW 7 OADMs	Minimum BW 10 OADMs
40	RZ-DPSK 33% DD	10 GHz	25 GHz	40 GHz	45 GHz
	RZ-DPSK 50% DD	10 GHz	25 GHz	40 GHz	45 GHz
	RZ-DPSK 67% DD	15 GHz	30 GHz	40 GHz	50 GHz
	QPSK CD	10 GHz	25 GHz	40 GHz	45 GHz
100	DP-QPSK CD	15 GHz	20 GHz	25 GHz	35 GHz
	DP-16QAM CD	10 GHz	15 GHz	15 GHz	20 GHz
	DP-64QAM CD	10 GHz	10 GHz	10 GHz	10 GHz

El mejor comportamiento en esta tasa de bits para el filtrado de ROADM tipo Bessel de segundo orden corresponde a la modulación DP-16QAM con una fuerte dependencia del ancho del filtro, presentando de nuevo mejor rendimiento la modulación DP-128QAM que la DP-64QAM. Dado el concepto de alta velocidad de bits y la compatibilidad con la cuadrícula ITU de 50 GHz y los ROADM basados en 50 GHz, solo investigamos el deterioro de la señal provocado por los filtros ópticos de 50 GHz en los sistemas monocanal y multicanal para 40 Gbs y 100 Gbps, al ser los más restrictivos en sistemas de rejilla fija.

5.7 Tolerancia al PMD

La PMD representa un factor limitante crucial en la propagación de la señal en las redes legadas, principalmente con tasas de 40 Gbps. La tolerancia que puedan presentar los diferentes formatos de modulación a esta tasa es crucial y por eso, en las pruebas realizadas hemos medido el DGD (valor medio del PMD de primer orden) inducido en cada escenario con los formatos de modulación propuestos según la Figura que degrade el OSNR en 1 dB.

No se ha considerado el estudio de la PMD de orden superior, por eso se ha planificado la simulación sobre un sistema monocanal.

Para realizar las simulaciones pertinentes no se requiere introducir fibra óptica entre transmisor y receptor en este caso. La forma más sencilla de implementarlas con el OptisystemTM es recurriendo al dispositivo PMD Emulator que se encarga de generar un retardo entre polarizaciones y una rotación en el SOP de la señal, acorde con los parámetros fijados por el usuario.

Tabla 4.VI. . Parámetros de configuración del PMD Emulator de Optisystem

Parámetro	Valor	Unidad	Nota
Longitud	50	km	Longitud de la fibra simulada
Atenuación	0	dB/km	Coeficiente atenuación
Dispersión	0	ps/nm.km	CD a la frecuencia referencia
Pendiente de la dispersión	0	ps/nm^2.km	Pendiente dispersión a la frecuencia referencia
Frecuencia referencia	1550	nm	Frecuencia analizada y referencia
DGD	Variable	ps	Diferencia de retardos de grupo de las polarizaciones de la señal
Ratio de despolarización	10.8	deg/GHz	Rotación del SOP de la señal por unidad de ancho de banda
Dispersión acumulada en cada polarización	0	ps/nm	Dispersión cromática acumulada en cada una de las polarizaciones

El emulador de PMD permite configurar diferentes valores en ambos fenómenos para poder analizar cómo se degrada la señal óptica transmitida. El montaje realizado es el de la Figura 4.26

Figura 4.26. Esquema para análisis de tolerancia al PMD con componente de herramienta sw Optisystem para los formatos de modulación a 40 Gbps y 100 Gbps..

Compensamos con un preamplificador la atenuación de la fibra del emulador que establecemos a 75 km, y la dispersión cromática de 17 ps/nm.km la neutralizamos con una fibra compensadora de 15.77 km, de las mismas características que en escenarios anteriores, y así conseguimos que la potencia vista en el diagrama de ojo se deba exclusivamente a los efectos derivados de la PMD.

La forma de medir en cada formato el DGD necesario para inducir una penalización en la OSNR de 1 dB consiste en variar el parámetro “Differential Group Delay” del emulador entre 0 y 10 ps, con saltos de 0.1 ps.

Para la mayoría de los formatos de modulación, la penalización de 1dB en la OSNR ocurre para un valor de la DGD entre el 30% y el 40% de la duración de su periodo de símbolo. De manera que los formatos con un mayor periodo de símbolo serán los más resistentes a la PMD de primer orden.

Aunque no se ha tenido en cuenta en la simulación, algunos fenómenos como el filtrado óptico, si se considera la dispersión cromática acumulada pueden mejorar la resistencia de los formatos a la PMD.

El estudio de la tolerancia a la PMD solo se consideró en los formatos de modulación que se usan a 40 Gbps de redes ópticas legadas, dado que los DSP que se emplean en la detección coherente de los sistemas a 100 Gbps que utilizan modulación por polarización doble, ya usan métodos como el DBP y la conjugación de fase para corregirlos. En cualquier caso, si para 100 Gbps de tasa, la velocidad de símbolo es 25 Gbaudios para DP-QPSK y de 12.5 Gbaudios para DP-16QAM, justamente el doble, lo que indica que el periodo de símbolo de la primera es el doble que la segunda para una misma tasa de bits, y su espectro también es más amplio, y por tanto tolera mucho mejor el DGD.

Para las modulaciones a 40 Gbps, se observa cómo afecta el ciclo de trabajo para las modulaciones de fase en su tolerancia al PMD, porque el periodo de símbolo es el mismo. En este caso los resultados son los de la Tabla

Tabla 4.VII PMD Tolerance (only 40 Gbps formats)

Bit rate (Gbps)	Modulation Formats	DGD (1-dB penalty)
40	RZ-DPSK 33% DD	7 ps
	RZ-DPSK 50% DD	7 ps
	RZ-DPSK 67% DD	7 ps
	QPSK CD	7 ps

Al contrario que ocurría con la dispersión cromática, en la PMD los formatos RZ son más resistentes que los NRZ. Si el pulso RZ es más estrecho que el NRZ, necesitará una mayor diferencia entre los retardos de grupo de sus polarizaciones para sufrir el mismo solapamiento con los pulsos adyacentes que el que se dé en los casos con portadora NRZ. Efectivamente, se puede observar cómo la señal 33% RZ-DQPSK 33% requiere un valor de DGD mayor que 50 y 67%,. Como se ha visto, RZ-DQPSK se postula en esta tolerancia también como el candidato idóneo para enlaces de larga distancia debido a su gran robustez frente a la dispersión por polarización además de la cromática.

5.8 Tolerancia a las no linealidades de fibra debidas al efecto Kerr

La dependencia del índice de refracción con la intensidad óptica es lo que se conoce como efecto Kerr. De él se derivan diversos efectos no lineales debido a las múltiples interacciones que tienen lugar

entre las señales propagadas y el ruido ASE: SPM, XPM, FWM, IXPM e IFWM, según se ha descrito anteriormente en Capítulos previos.

Además, hay que añadir que también en los sistemas monocanales con una sola portadora óptica, las variaciones de intensidad del campo de la señal óptica causan cambios en el índice de refracción, lo que causa variaciones en su propia fase. La modulación de fase cruzada intracanal (IXPM) y la mezcla de cuatro ondas intracanal (IFWM) son las no linealidades intracanal restantes que se producen a partir de las interacciones señal-sígnal.

Estas no linealidades son los efectos no lineales dominantes más allá de 40 Gbps por transmisión de canal. Ambos fenómenos se generan por el solapamiento entre los pulsos en una sola portadora óptica debido al CD cuando aparece el efecto Kerr. (Winzer & Essiambre, 2008)

En cualquier caso, se entiende que la tolerancia a los efectos no lineales de la fibra queda mejor representada en un entorno multicanal DWDM, al tener en cuenta tanto las interacciones intercanal como intracanal. No obstante, para ambas tasas de bits y como se puede ver en la Figura 4.27 para velocidades superiores a 40 Gbps, las interacciones no lineales son intracanal.

En este caso no se puede realizar el estudio de las no linealidades bajo la misma premisa, aisladas del resto de limitaciones. El ruido ASE, la dispersión cromática, la PMD y la distorsión por filtrado modifican el espectro y forma de onda de las señales influyendo inevitablemente en la tolerancia de los formatos a los efectos no lineales. Por lo tanto, si se pretenden obtener resultados coherentes se tendrán que dejar activadas cada una de ellas en el esquema simulado. ya que tienen en cuenta tanto las interacciones intracanal como intercanal.

Figura 4.27. Distribución de los efectos no lineales de la fibra para un solo canal y sistemas WDM para diferentes tasas de bits.. SSF: standard single-mode fiber; NZDF: non-zero dispersion fiber. (Winzer & Essiambre, 2008)

Los filtros empleados en estos dispositivos siguen siendo gaussianos de 2º orden y con una banda de paso de 50 GHz. La potencia de canal es variable entre -18 y +18 dBm para los formatos a 40 Gbps y entre -12 y 42 dBm (solo para comprobar el punto de inflexión de los efectos no lineales en los formatos de 100 Gbps, dada su mayor tolerancia a los mismo.s. La longitud de la fibra es de 75 km más la fibra compensadora.

El enlace óptico se compone de un único vano de transmisión de 75 km km más fibra compensadora. Los receptores empleados son de detección directa para todos los formatos (por eso las modulaciones de fase simuladas son las de fase diferencial, pero la tolerancia al XPM y FWM será la misma en PSK

y QPSK al tener idéntica forma de onda y espectro). Se dota de un preamplificador de línea de 17 dB de ganancia y figura de ruido NF con un valor de 5.

Figura 4.28. Montaje para medir la tolerancia a la no linealidad de la fibra a 40 y 100 Gbps. Tx: transmisor; Rx: Receptor; BER: Bit Error Rate Analyzer; EDFA: amplificador de fibra dopada con erbio; SMF: fibra monomodo; DCF: fibra de compensación de dispersión.

Y los resultados obtenidos se reflejan para 40 y 100 Gbps en las Figura 4.29 (a) y (b). En los receptores ópticos se emplea detección directa para todos los formatos RZ-DQPSK y coherente para el QPSK,

Con una probabilidad de error de bit máxima permitida de 10^{-12} para 40 Gbps y de $3,8 \cdot 10^{-3}$ para los de 100 Gbps los formatos que mejores prestaciones ofrezcan sobre el serán aquellos que tengan un rango de potencias más amplio cumpliendo este requisito de calidad.

A la izquierda de la gráfica el rendimiento queda limitado por cuestiones de sensibilidad en recepción y a la derecha el límite lo establece la degradación por IXPM e IFWM.

a)

b)

Figura 4.29. BER vs potencia de canal para simulación sobre un vano de fibra SSMF de 75 km y una DCF de 15,77 km para a) sistema monocanal 40 Gbps y b) 100 Gbps

También se ve que 33% RZ-DQPSK son los que mejor rendimiento presentan aunque todos los ciclos de trabajo tienen su potencia máxima antes de efectos no lineales a los -2 dBm

En la Figura 4.29 (b) se puede observar que para tasas de 100 Gbps, la modulación DP-QPSK presenta una potencia de canal de +6 dBm a partir de la cual aparecen efectos no lineales. En el caso del formato DP-16QAM aparecen a los +12 dBm, dado que presenta un espectro de potencia más estrecho que la DP-QPSK.

5.9 Conclusiones

En general, los formatos de modulación con un ancho de banda más estrechos son más tolerantes a la distorsión de filtrado óptico., principalmente los que se proponen para tasas a 100 Gbps, ya que el espectro se ensancha demasiado para las tradicionales modulaciones QPSK, además que el número de bits por símbolo no podría ser asumido por la actual tecnología CMOS en los receptores durante la fase de conversión analógico-digital.

Los espectros que proporcionan mayor eficiencia espectral sobre todo DP-16QAM son tan estrechos que se aplicará una menor penalización en la OSNR mediante filtrado óptico., pero sin embargo el alcance será menor que en los que usan menos niveles, como el DP-QPSK.

Para una misma velocidad de bits la tasa de símbolo DP-QPSK se reduce para DP-16QAM, por lo que el ancho de banda ocupado también se reducirá en un factor dos, lo que se traduce en las siguientes ventajas:

El ancho de banda necesario en el transmisor y el receptor es menor que en un sistema que emplee DP-QPSK o RZ-DQPSK

Aumenta la eficiencia espectral, una de las necesidades básicas demandadas por los sistemas DWDM actuales. Y La tolerancia a la dispersión cromática y a la PMD aumentará.

Puesto que el espectro se comprime a la mitad, tras la propagación de la señal DP-16QAM por la fibra, la diferencia entre los retardos de grupo de sus distintas componentes espectrales será menor que en DP-QPSK, y por lo tanto veremos una penalización menor por CDacum.

No se analiza la PMD en los formatos de modulación por polarización, ya que no tiene sentido si la transmisión se realiza en los dos PSPs de la fibra. Además los DSPs y la detección coherente refuerzan la robustez frente a PMD.

Una modulación por polarización conllevará una penalización en la sensibilidad del receptor respecto a los formatos a 40 Gbps, al aumentar el número de símbolos transmitidos en la constelación.

Pero la gran ventaja de RZ DQPSK y(D)QPSK respecto de otros formatos multinivel es que la penalización sufrida en la sensibilidad oscilará solamente entre 1 y 2 dB, mientras que en otras modulaciones como la 16-QAM la penalización puede superar los 5 dB con relativa facilidad (Alfiad , et al., 2011).

La tolerancia a la distorsión de filtrado de DP-QPSK y DQPSK es directamente proporcional al valor del ciclo de trabajo.

DQPSK es mucho más robusto que DPSK, esto se debe a su espectro que es más ancho (el doble que DPSK), así, resiste mejor el filtrado y por tanto es más fuerte frente a la concatenación de OADM. Igualmente ocurre con DP-QPSK respecto a nivel superiores ($M=64, 128$ y 256).

Tabla 4.VIII Comparativa de tolerancias de los formatos de modulación según la tasa de bits de la portadora óptica

Modulation Formats	PMD Tolerance	CD Tolerance	Non linear effects Tolerance	Filtering Tolerance				Reach w OLAs, and compensated CD
	[ps] (1-dB penalty)	[ps/nm] (2-dB penalty)	Max Launched power (dBm)	Minimun BW 1 OADM	Minimun BW 3 OADMs	Minimun BW 7 OADMs	Minimun BW 10 OADMs	[Km]
QPSK CD	7	190	-2	10 GHz	25 GHz	40 GHz	45 GHz	525
RZ-DQPSK 33%	7	185	-2	10 GHz	25 GHz	40 GHz	45 GHz	675
RZ-DQPSK 50%	7	170	-2	15 GHz	30 GHz	40 GHz	50 GHz	700
RZ-DQPSK 67%	7	210	-2	10 GHz	25 GHz	40 GHz	45 GHz	900
DP-QPSK	--	225	-6	15 GHz	20 GHz	25 GHz	35 GHz	1050
DP-16QAM	--	325	12	10 GHz	15 GHz	15 GHz	20 GHz	900
DP-64QAM	--	540	24	10 GHz	10 GHz	10 GHz	10 GHz	525

Capítulo 6

PROPUESTA DE ACTUALIZACIÓN EN RUTA DWDM LEGADA

6.1 Introducción

En este Capítulo se propone una metodología de actuación, soportada por los resultados obtenidos en el análisis de las tolerancias que presentan los distintos formatos de modulación a tasas de 40 Gbps y 100 Gbps, para la actualización de redes legadas de 40 Gbps. El objetivo es asegurar la escalabilidad de dichas redes para futuras explotaciones.

En primer lugar, se ha caracterizado la ruta de transporte óptico comercial y, partiendo de los resultados y medidas experimentales, es posible validar las simulaciones realizadas.

Esta ruta está basada en un sistema DWDM de 80 canales con una separación de 50 GHz con portadoras RZ-DQPSK y 40 Gbps.

Una vez caracterizada la ruta, proponemos las posibilidades de mejora sin alterar dicha arquitectura, es decir, contemplar nuevos vanos o amplificadores en nuevos emplazamientos.

También, se proponen las posibilidades de incremento del número de canales o aumento de la tasa de bits de las portadoras, gracias a los nuevos formatos de modulación por polarización doble (DP-QPSK) y los formatos multinivel (DP-M-QAM). (Xia, 2014).

La propuesta actual de amplificación, está basada en EDFAs que trabajan en Banda C, pero que podría ser complementada con amplificadores Raman para extender el área de amplificación a la Banda L y duplicar el número de canales. Aunque no profundizaremos en esta opción en cuanto a simulaciones.

El objetivo de este Capítulo es analizar la escalabilidad de una ruta DWDM comercial legada y previamente caracterizada. estudiando el impacto en OSNR de los canales legados cuando se empiezan a equipar canales adyacentes que usan tasas de bits más alta y formatos de modulación más complejos.

6.2 Caracterización de la ruta DWDM legada

La Figura 6.1 muestra esquemáticamente los elementos y distancias que componen la ruta comercial legada, en ella se puede observar que el enlace óptico consta de dos elementos ópticos terminales (OTM - *Optical Terminal Module*) situados respectivamente en dos núcleos urbanos importantes, separados por una distancia total de 806,7 km.

Entre los dos terminales ópticos se sitúan dos Multiplexores de inserción extracción reconfigurables (ROADM – *Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer*), implementados mediante WSS, para la inserción/extracción selectiva de canales en otros centros urbanos de menor demanda. También, se distribuyen 8 amplificadores ópticos (OLA-*Optical Line Amplifier*), a los que hay sumar los OLAs, incluidos en los OTMs y ROADMs.

Figura 6.1. Ruta comercial de 80 canales a 40 Gbps de transporte óptico entre dos grandes ciudades con extracción/inserción de canales en dos puntos intermedios y distribución módulos de dispersión cromática.

En esta arquitectura, que denominaremos heredada, se implanta un sistema DWDM (Dense Wavelength Division Multiplex) que soporta hasta 80 longitudes de onda a velocidad 40 Gbps y separadas por una rejilla (*Grid*) de 50 GHz (~ 0.4 nm), basadas en la recomendación ITU-T G.694.1 con rejilla fija. Con la denominación de “*heredada*” se quiere dejar patente que tanto la posición de los nodos de conmutación ROADMs como la situación de los amplificadores ópticos es bastante inamovible.

Otra concidión heredada pero que permite cierto grado de adaptabilidad o modificación, es el número de canales o portadoras ópticas y el formato de modulación empleado. La situación inicial heredada es de 80 canales todos ellos modulados mediante una señal RZ-DQPSK, a 40 Gbps., coincidente con los resultados obtenidos en la caracterización del Capítulo anterior

El módulo terminal óptico (OTM) está compuesto por una unidad multiplexora para agrupar los distintos tributarios clientes en un único canal óptico y en recepción dispondrá de un demultiplexor para separar las longitudes de onda o portadoras ópticas. Los transpondedores o transmisores del OTM son unidades de interfaz bidireccional, con trayectos de tráfico independientes para tráfico transmitido (cliente hacia DWDM) y tráfico recibido (DWDM a cliente) a 40 Gbps. El transpondedor mapea la señal de cliente a la carga del canal óptico añadiendo la cabecera del canal óptico y cabecera FEC (*Forward Error Correction*). La información de cabecera transportada dentro del canal óptico proporciona la monitorización y control de los canales ópticos. Por tanto, la trama de datos resultante es una señal de 43 Gbit/s, que se convierte en una señal óptica codificada en RZ-DQPSK a una longitud de onda específica.

El OTM emplea también una unidad de intercalación de canales o “*interleaver*” hasta presentar 80 portadoras separadas 50 GHz. El resto de los elementos que forman parte del OTM son un amplificador óptico de doble etapa (*DSA-Double Stage Amplifier*) tanto en transmisión como en recepción. Los terminales se equiparon con amplificadores EDFAs de muy larga distancia.

El amplificador OLA es del tipo EDFA (fibra dopada con erbio) es el tipo de amplificador más utilizado entre vanos para solucionar el problema de la atenuación de la fibra. Su espectro de ganancia se centra en 1550 nm con un ancho de aproximadamente 40 nm. Esto obliga a trabajar exclusivamente en tercera ventana y por otro, limita el número máximo de canales en un sistema DWDM, en este caso a 80 canales modulados en RZ-DQPSK con una rejilla de 50 GHz, cubriendo la Banda C (1530-1565nm).

Los amplificadores usados en esta ruta pueden ser de doble etapa, que consiste en dos bloques EDFA, preamplificador y “*booster*”, separados por una unidad de compensación intermedia o de una etapa (*SSA-Single Stage Amplifier*). En esta ruta hay 11 OLAs. El punto óptimo de trabajo de cada uno de los utilizados en la ruta asegura que, independientemente del número de portadoras o canales ópticos utilizados, siempre se mantiene la misma potencia de la señal de salida para todos los canales, así como el OSNR.

Todos los amplificadores, tanto SSA como DSA, están precedidos por un atenuador óptico variable VOA (*Variable Optical Attenuator*) para asegurar que se trabaje en torno al punto de saturación del amplificador. Es preciso asegurar el mismo OSNR independientemente del número de canales que se equipen en la ruta.

Para potencias altas, la respuesta de la ganancia en todo el rango de la Banda C es bastante plano lo cual no sucede a potencias de entrada inferiores (Atul, 2002). Esto es un grave inconveniente en los sistemas DWDM, ya que no todos los canales se amplifican por igual. Por eso existen las unidades ecualizadoras que a menudo se usan con módulos de ecualización de potencia en estos amplificadores.

La solución que se emplea en esta ruta comercial es monitorizar la señal de salida del amplificador, trabajando en configuración de “control de potencia”, de forma que, según se añaden nuevos canales se actúa sobre el VOA previamente. Así se evita quedar fuera de la ventana de trabajo EDFA y les permiten estar trabajando en todo momento en su punto de ganancia óptima, independientemente de la potencia de salida configurada.

La Figura 6.2 muestra la distribución de todos los amplificadores de la ruta, especificando el tipo de amplificador utilizado en cada uno de los puntos de amplificación.

El estudio de disposición de los diferentes amplificadores y el tipo empleado se determina para cubrir las pérdidas, principalmente debidas a la atenuación de la fibra, en cada uno de los vanos y los elementos activos que la señal encuentra a su paso.

Figura 6.2. Disposición de los diferentes tipos de amplificadores EDFA a lo largo de la ruta DWDM comercial caracterizada. Se usan diferentes tipos de amplificadores de etapa simple y doble etapa (DSA, SSA) y ganancia (SSA/DSA 17,21,28) con una potencia de salida autoajustada para los canales a transmitir.

La ganancia y potencia de cada amplificador está indicada en la nomenclatura de los amplificadores que trabajan en banda C. Así, por ejemplo, SSA17 se refiere a un amplificador con 17 dB de ganancia de etapa simple (SSA-*Single Stage Amplifier*) o DSA17 con Doble Etapa (DSA-*Double Stage Amplifier*).

Un SSA contiene hasta cuatro láseres de bombeo y funciona en modo de potencia de salida constante. También se proporcionan a la entrada y la salida del EDFA acopladores de tomas y fotodiodos para monitorear las potencias de entrada y salida respectivamente. Cada bloque de ganancia SSA contiene un atenuador óptico variable (VOA) incrustado entre las bobinas de erbio, como se muestra en la Figura 6.3.

Figura 6.3. Arquitectura de alto nivel SSA (Single Stage Amplifier).

Un DSA comprende una etapa de preamplificador, combinada con una etapa de refuerzo configurada como se muestra en la Figura 6.4, con un módulo de compensación de dispersión (DCM) que contiene una DCF incluido en la etapa media del amplificador. El DCM incluye un VOA integrado, que se utiliza para eliminar la pérdida de la etapa media a 12,4 dB.

Figura 6.4. Arquitectura de alto nivel DSA (Double Stage Amplifier).

Existen diferentes posibilidades para implementar la etapa amplificadora con EDFAs. En la Tabla 6.I se muestran cuatro configuraciones empleadas en las rutas que han servido de base al estudio desarrollado en esta Tesis. La denominada SSA consiste en dos amplificadores de etapa única, mientras que en la DSA se emplean dos amplificadores de etapa dual. Los sufijos '17dB' o '21dB' indica las pérdidas del *span* para la cual el amplificador está optimizado.

Tabla 6.I. Caracterización de las etapas aplicadoras empleadas en un enlace DWDM de muy larga distancia

Amplifier	Operating Gain (dB)	Span Loss (dB)	Output power (dB)
SSA-17 dB	20.2	10-17	21.6
SSA-21 dB	24.2	17-21	21.6
DSA-17 dB	20.2	10-17	21.6
DSA-21 dB	24.2	17-21	21.6

Las variantes SSA se usan como amplificadores de línea donde no se requiere DCF. Además, la variante SSA-17 también se utiliza en la ruta de acceso de los nodos OADM y en los nodos de

No obstante, en la mayoría de los amplificadores, el preamplificador se ajustó a + 7 dBm antes de las DCM y los *booster* o amplificadores de línea a +10 dBm para los montajes experimentales con cuatro portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps. Como ejemplo, en la Figura 6.5 se muestra la curva de ganancia de un amplificador específico denominado SSA17, cuyas características se resumen en la Tabla 6.I, en función del número de canales amplificados. La potencia máxima de canal será más pequeña en el caso de mayor número de canales a amplificar.

Los ROADM proporcionan a los operadores de red la tolerancia y agilidad necesarias en los planes de negocio, permitiéndoles reaccionar rápidamente ante los cambios en los requisitos de los clientes y los servicios. Un ROADM debe ser capaz de operar en redes de 50 GHz para una escalabilidad máxima, así como en entornos de 100 GHz (Martín & Horche, 2011) (Martín & Horche, 2010).

Los multiplexores ópticos reconfigurables de inserción/extracción (ROADM) agregan, asignan y cambian canales de una fibra siendo un element esencial para dinámicamente reasignar tráficos sin necesidad de reinstalaciones manuales. Hemos incluido en el enlace óptico un multiplexor y un demultiplexor, un multiplexor óptico reconfigurable de extracción/inserción (ROADM) y algunos filtros ópticos para caracterizar el escenario de simulación de la manera más realista posible.

Figura 6.5. Simulación de la ganancia del OLA SSA17 en función del número de canales (hasta 80 canales) y la potencia óptica de cada canal. (Rango de -3 a +13 dBm).

La fibra óptica usada en la ruta comercial es una fibra estándar monomodo (*Standard Single Mode Fiber-SSMF*), acorde a la recomendación ITU-T G.652. Las características de los elementos activos y pasivos del vano se resumen en la Tabla 6.II.

Tabla 6.II. Parámetros de Simulación en toda la ruta DWDM

Nombre	Parámetro	Unidad	Valor
Filtros (Butterworth, Bessel, FBG and F-P)	Pérdidas de inserción	dB	5
	Ganancia	dB	15
EDFA	Figura de ruido	dB	5
	PMD	ps/km	0.02
SMF	Dispersión cromática	ps/nm·km	16.0
	Pendiente dispersión	ps/nm ² ·km	0.075
	Atenuación	dB/km	0.2
	Longitud	km	90
	Aeff	μm ²	80
	N ² x10 ⁻²⁰	m ² /W	2.60
DCF	PMD	ps/km	0.05
	Dispersión cromática	ps/nm·km	-48
	Pendiente dispersión	ps/nm ² ·km	-0.15
	Atenuación	dB/km	0.26
	Longitud	Km	30
	Aeff	μm ²	19
	N ² x10 ⁻²⁰	m ² /W	3.5

Se pueden ver en la Tabla 6.II los parámetros de las fibras ópticas, así como la de los módulos de compensación de la Dispersión cromática, donde los parámetros de fibra en la banda C son los usados en las simulaciones monocanal y multicanal del Capítulo anterior de la tesis.

Figura 6.6. Mapa de Dispersión cromática de la ruta comercial DWDM de 80 canales 40 Gbps RZ-DQPSK

Para compensar la dispersión cromática, se usaron Módulos de Compensación de la Dispersión cromática, DCM (*Dispersion Compensating Modules*). Se distribuyen los DCM a lo largo de la ruta, generalmente, coincidiendo con los nodos OADMs o amplificadores EDFAs de doble etapa (DSA). En la Figura 6.6 se puede observar el mapa de dispersión medido a lo largo de la ruta. El DCM se compone de una fibra DCF (*Dispersion Compensation Fiber*), con coeficiente de dispersión cromática de -80 ps/(nm·km) en la banda C y L. El DCM se coloca entre las etapas de ganancia de manera que el efecto de las pérdidas de inserción de la fibra DCF no tenga un impacto significativo en el rendimiento del sistema. Los EDFA del DSA se usan para incluir una fibra DCF en la etapa media y los EDFA de SSA se usan donde no se requiere el DCF.

Como se ha comentado anteriormente, se parte de un sistema DWDM en producción y todos los elementos amplificadores y ROADMs están diseñados para su funcionamiento óptimo teniendo en cuenta todas las pérdidas de los elementos activos y de los pasivos como la fibra, donde se midieron los valores de pérdidas de cada tramo, el tipo de amplificación usada en cada estación o nodo y los valores típicos de la fibra, como son la atenuación, el coeficiente de pérdidas o el coeficiente de la PMD o el DGD, además del OSNR necesario para obtener el BER requerido de 10^{-12} (después de FEC) para la modulación original RZ-DQPSK. Todos estos parámetros se pueden ver en la Tabla 6.III.

Tabla 6.III. Medidas experimentales de los parámetros lineales de la fibra por vano, disposición por elemento de los módulos de compensación de dispersión basados en fibra smf

Node type	Span length	Fibre loss	Dispersion	DGD	Distance	OSNR	Rx OLA	Column1	Tx OLA	Column2	Loss Coefficient	PMD Coefficient
T					0				DSA17	SMF-150		
A	40,5	19,6	680	0,6	40	32,2	SSA17				0,43	0,09
A	55,7	18,2	931	0,7	96	30,4	SSA21				0,29	0,11
ROADM	84	34,1	1403	0,9	180	20,2	DSA28	SMF-30	SSA17		0,22	0,16
A	75	19,5	1252	3,9	255	19,8	DSA21	SMF-150			0,23	0,08
ROADM	79,1	21,4	1299	3,3	334	19,6	SSA21		SSA21		0,25	0,19
A	87,6	23,1	1463	3	422	19,2	DSA21	SMF-150			0,24	0,14
A	80,6	25,6	1321	2,2	503	18,7	SSA28				0,29	0,16
A	61,7	18,7	1015	2,8	564	18,6	DSA17	SMF-150			0,27	0,10
A	78	22,8	1301	2	642	18,4	SSA21				0,27	0,10
A	77,8	24,3	1297	1,3	720	18	DSA28	SMF-150			0,29	0,22
T	86,1	33,7	1438	6,3	806	16,2	DSA28	SMF-20			0,22	0,10

6.3 Propuesta de potencia óptima de canal.

El primer paso es caracterizar toda la ruta con las medidas experimentales del apartado anterior en la herramienta sw. Hay que decir que esta comparativa la haremos con un sistema DWDM de 4 portadoras, porque es el montaje experimental que se uso en planta para la puesta a punto del sistema legado de 80 canales RZ-DQPSK a 40 Gbps y separadas por 50 GHz. La configuración usada es la de la Figura 6.7, donde podemos distinguir tres tramos (paths), que agrupan todos los componentes activos y pasivos simulados con la herramienta software desde el OTM#1 hasta el ROADM#1 (que incluye los componentes del ROADM#2, desde el ROADM#1 al ROADM#2 (que incluye los componentes del ROADM#2) y desde el ROADM#2 hasta el OTM#2 (que incluye todos los componentes del OTM#2).

Para propósitos de análisis se han considerado 4 canales RZ-DQPSK a 40 Gbps, comprendiendo las frecuencias ópticas 193,1 a 193.4 THz (rejilla 100 GHz) y 193.1 a 193.25 (rejilla 50 GHz) para conocer cual es la potencia óptima antes de efectos no lineales y el impacto de la separación de canales.

Figura 6.7. Estructura de la ruta comercial DWDM de 80 canales RZ-DQPSK legado y detalle de los componentes activos y pasivos en los tres tramos principales en los que se divide la ruta T1 o Path#1, T2 o Path#2 y T3 o Path#3. En la parte superior derecha se distinguen el tipo de amplificador OLA usado en función de las características descritas en la Tabla 6.I

En la Tabla 6.IV se recogen los datos medidos al inicio de los tres tramos indicados en la Figura 6.7 tanto en términos de OSNR como de potencia de canal y en la Tabla 6.V, los datos obtenidos por simulación, con una potencia inyectada según la columna de Salida OTM#1

Tabla 6.IV. Datos experimentales de potencia y OSNR en los tres puntos de referencia para cuatro portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps

Número Canal	Frecuencia	Salida OTM #1		Salida ROADM #1		Salida ROADM #2	
		OSNR	Potencia Tx	OSNR	Potencia Tx	OSNR	Potencia Tx
Canal #1	193.7 THz	40.4 dB	2.3 dBm	31.8 dB	-2.6 dBm	24.7 dB	0.3 dBm
Canal #2	193.8 THz	39.7 dB	2.3 dBm	31.8 dB	-2.4 dBm	24.9 dB	0.3 dBm
Canal #3	193.9 THz	39.3 dB	2.2 dBm	31.9 dB	-2.5 dBm	24.8 dB	0.2 dBm
Canal #4	194.0 THz	39.5 dB	2.2 dBm	32.0 dB	-2.5 dBm	25.0 dB	0.4 dBm

Tabla 6.V. Datos simulados de potencia y OSNR en los tres puntos de referencia para cuatro portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps

Número Canal	Frecuencia	Salida OTM #1		Salida ROADM #1		Salida ROADM #2	
		OSNR	Potencia Tx	OSNR	Potencia Tx	OSNR	Potencia Tx
Canal #1	193.7 THz	37.4 dB	2.6 dBm	28.8 dB	-1.8 dBm	25.1dB	0.9 dBm
Canal #2	193.8 THz	36.9 dB	2.2 dBm	29.8 dB	-1.5 dBm	25.4 dB	0.6 dBm
Canal #3	193.9 THz	37.9 dB	2.4 dBm	30.4 dB	-2.2 dBm	26.1 dB	0.5 dBm
Canal #4	194.0 THz	38.3 dB	2.24dBm	35.1 dB	-2.0 dBm	26.3 dB	0.5 dBm

Comparando ambas Tablas se puede validar la caracterización de la ruta comercial DWDM completa, y comenzar el análisis de escalabilidad con las configuraciones híbridas intermedias de compatibilidad entre formatos que estudiaremos a lo largo de este Capítulo

En primer lugar, es fundamental conocer cual es el rango de potencia de los canales, para poder evitar la aparición de efectos no lineales de la fibra, pero que tengamos suficiente potencia para superar la sensibilidad del receptor.

Es por ello por lo que ,con el montaje de la Figura 6.7, se varía la potencia de los canales entre -12 dBm y +16 dBm para encontrar el punto máximo de potencia por canal antes de efectos no lineales.

En la Figura 6.8 (a), para un sistema DWDM de 4 portadoras originales RZ-DQPSK a 40 Gbps, vemos la evolución tanto para una separación de 50 GHz, como para 100 GHz entre canales.

Las conclusiones son que, la potencia máxima antes de efectos no lineales en la ruta original de 4 portadoras separadas 50 GHz oscila alrededor de 0 dBm, mientras hay más tolerancia a la no linealidad de la fibra en el caso de separación 100 GHz, donde incluso podemos llegar a potencias de +4 dBm.

La potencia mínima en este caso, estaría en torno a -9 dBm para cumplir el objetivo de BER, mientras que para 50 GHz estaría en torno a -6 dBm.

En el caso de medir el comportamiento de los formatos de modulación a 100 Gbps, manteniendo el punto de ajuste de la ruta para amplificadores y VOAs, con el que hemos caracterizado la ruta para RZ-DQPSK (lo cual no es del todo correcto, pero el hecho de usar pocos canales puede diluir esta imprecisión), vemos los resultados, solo para una separación de 50 GHz entre canales para 4 portadoras DP-QPSK y 4 portadoras DP-16QAM para 100 Gbps, la Figura 6.8 (b).

La potencia máxima inyectada para DP-QPSK sería de entorno a + 4 dBm y de 0 dBm para DP16QAM. Sin embargo, esta última, con la caracterización realizada de la ruta, tendría pocas opciones de cubrir todos los tramos de la misma con la calidad de transmisión requerida en caso de postularse para ampliar la capacidad de la ruta legada,, pero nos sirva como dato comparativo.

Logicamente, cuantos más canales haya equipados mayor será la potencia inyectada y antes se alcanzará dicha potencia óptima de canal, aunque para eso está el control de potencia que aseguran los amplificadores que trabajan en en modo control de potencia, como se ha comentado anteriormente.

El OSNR calculado dependiendo del número de canales se podría obtener de la Ecuación (4.31) del Capítulo 4 de la tesis.

Figura 6.8. BER vs potencia de canal para simulación sobre un vano extremo a extremo para 4 canales (a) RZ-DQPSK a 40 Gbps (b) DP-QPSK a 100 Gbps y (c) DP-16QAM a 100 Gbps después de recorrer la ruta DWDM comercial de partida para una separación de canales de 50 GHz. (excepto para (a) que se incluye también la separación de 100 GHz).

6.4 Análisis de escalabilidad de una ruta comercial legada DWDM

La escalabilidad de un sistema DWDM se determina en función del número de canales, del tipo de información que lleva cada canal, de la potencia que se puede inyectar en la línea y de su alcance.

Por eso, para conocer el límite de la capacidad máxima de la ruta comercial original sin modificar su arquitectura original y mantener condiciones de escalabilidad, se proponen tres vías;

- a) aumentar el número de canales DWDM.
- b) aumentar la capacidad de cada uno de los canales DWDM mediante el uso de formatos de modulación que permitan incrementar la velocidad de bit por canal, salvando los alcances necesarios, no solamente por la potencia óptima inyectada por cada canal, sino superando el diseño y efectos de los elementos de la ruta
- c) Expandiendo a otras bandas ópticas (Banda L en caso de los EDFA o con amplificador Raman).

6.4.1 Aumento del número de canales DWDM

La propuesta de incluir una arquitectura bi-banda (Banda C + L) incluye la necesidad de utilizar amplificadores para la banda C y para la Banda L o incorporar amplificación Raman en la banda del espectro entre 1570-1610 nm, que además permitirían una ganancia constante en complemento a la curva de ganancia del EDFA (Rodrigues, 2013). El amplificador Raman se basa en el efecto del mismo nombre, mencionado anteriormente (SRS) dentro de los efectos no lineales inelásticos de la fibra óptica. Esta no linealidad de las fibras ópticas tiene lugar cuando ésta es atravesada por una radiación monocromática de alta intensidad. Bajo ciertas condiciones, la radiación interactúa con el material dando como resultado la aparición de una nueva longitud de onda, de mayor intensidad que la inicial. El efecto Raman estimulado, en principio es similar a una emisión estimulada, fenómeno en el cual se basan los amplificadores de fibra dopada. En la emisión estimulada, el fotón que interactúa con el medio provocando la emisión estimulada de otro fotón sigue presente.

La solución para incrementar la banda óptica usada, sumando la Banda L proviene de un estudio sobre amplificación híbrida EDFA-Raman en Bandas C y L con distintas combinaciones y donde el bombeo introducido a la fibra óptica se realiza en dirección opuesta a las señales DWDM; por lo tanto, se asegura que la mayor parte de la amplificación se produce al final de la trayectoria de la fibra, donde los niveles de señal son más bajos, y así se evita que las entradas de las etapas de amplificación puedan estimular los efectos no lineales de la fibra.

Aunque los Raman se usan tanto en Banda C como en Banda L, debido a su baja ganancia en la banda C, estos amplificadores se usan comúnmente en banda L. Uno de los inconvenientes que presentan es la necesidad de varias longitudes de onda de bombeo para mantener una ganancia plana (Bonilla, 2017).

La introducción de amplificadores Raman sobre los amplificadores EDFA's trabajando en Banda C y funcionando en el rango entre 192.05 y 196 THz, podrían proporcionar una ganancia constante a lo largo del enlace para los 160 canales. La extensión de capacidad iría hasta 160x40 Gbps a unos 6.4 Tbps. Obviamente habría que considerar un aumento del coste de los amplificadores Raman y la optimización de las longitudes de onda de bombeo y un exceso de potencia óptica total en fibra. En cualquier caso, no vamos a tratar su caracterización en los montajes de este Capítulo, aunque lo consideraremos como mecanismo de ampliación de canales y por tanto, del ancho de banda disponible.

6.4.2 Aumento de la velocidad de bit por canal

Los canales ópticos en las rutas DWDM de alta capacidad y larga distancia desplegadas en la actualidad usan tasas de 100 Gbps con detección coherente para mejorar el rendimiento del enlace y los formatos de modulación multinivel y multiplexación de la polarización para mejorar la eficiencia espectral y adaptarse a las capacidades de procesamiento de símbolos en recepción. De acuerdo con el OIF (*Optical Internetworking Forum*) la modulación DP-QPSK sería la más adecuada para el funcionamiento de portadoras ópticas a 100 Gbps. (S. Melle et al., 2008), algo también confirmado con los datos de tolerancia obtenidos en el Capítulo 5. Aunque lo más realista será encontrarnos con escenarios híbridos en el proceso de actualización y escalabilidad de redes ópticas, y con una mayoría de canales o portadoras a 40 Gbps legados del escenario original y modulados con RZ-DQPSK y detección balanceada y algunos canales nuevos canales modulados con DP-QPSK a 100 Gbps e intercalados a 50 GHz. Vamos a considerar tres escenarios como los más probables y dignos de análisis de compatibilidad entre formatos de modulación y tasas de bits diferentes. Se trabaja con la ruta completa DWDM.

a) Impacto de señales ópticas moduladas con DP-QPSK a 100 Gbps sobre señal modulada con RZ-DQPSK a 40 Gbps

El primer escenario de escalabilidad de la red óptica podría ser el de portadoras ópticas RZ-DQPSK-QPSK a 40 Gbps con portadoras adyacentes moduladas como DP-QPSK, a 100 Gbps.

En la Figura 6.9 podemos ver el montaje de las 4 portadoras de canales #1, #3 y #4, modulados como DP-QPSK, y el canal #2 modulado RZ-DQPSK

Figura 6.9. Interacción canales 100 Gb/s con modulación DP-QPSK con los canales de 40 Gb/s con modulación RZ-DQPSK rejilla 50 GHz)

En la Figura 6.10 vemos que se produce una afectación en el rendimiento del Canal #2 RZ-DQPSK cuando los canales adyacentes pudieran actualizarse a formatos de modulación DP-QPSK a 100Gbps, y la separación entre canales es de 50 GHz, que es la separación de referencia. Por tanto, la escalabilidad a 100 Gbps con modulación DP-QPSK no parece en principio compatible a 50 GHz con los canales legados, pero sí a 100 GHz. Por tanto, y a pesar de que los canales DP-QPSK adyacentes a 100 Gbps al legado RZ-DQPSK a 40 Gbps, sí tienen un rango desde -6 a +14 hasta que aparecen los efectos no lineales, con una separación de 50 GHz no puede convivir.

Figura 6.10. Interacción canales 100 Gbps con modulación DP 16QAM con los canales de 100 Gbps con modulación DP QPSK a) rejilla 100 GHz b) rejilla 50 GHz)

Las constelaciones de los cuatro canales a la salida del OTM#1 y al final de la ruta, en la entrada al OTM#2 son las que se ven en la Figura 6.11 a +6 dBm de potencia de canal

Figura 6.11. Constelaciones de los canales #1 DP-QPSK a 100 Gbps, canal2 #RZ-QPSK a 40 Gbps, canal3 DP-QPSK a 100 Gbps y canal #4 DP-QPSK a 100 Gbps y separados 50 GHz a la entrada del OTM#2 de la ruta DWDM real.

a) Impacto de señales ópticas moduladas con DP-16QAM a 100 Gbps sobre señal modulada con DP-QPSK a 100 Gbps

Otro escenario de interés podría ser el que nos podemos encontrar durante la escalabilidad de portadoras ópticas DP-QPSK con portadoras adyacentes moduladas como DP-16QAM, todas ellas con tasas de 100 Gbps. En la Figura 6.12, podemos ver el montaje de las 4 portadoras de canales #1, #3 y #4, modulados como DP-16QAM, y el canal #2 modulado DP-QPSK, todos ellos a 100 Gbps.

Figura 6.12. Espectro del canal #2 DP-QPSK con los canales #1, #3 y #4 DP-16QAM a 100 Gbps y rejilla 50 GHz) a lo largo de la ruta DWDM original.

En la Figura 6.13 (a) vemos que no hay afectación en el rendimiento del Canal #2 DP-QPSK cuando los canales adyacentes pudieran actualizarse a formatos de modulación DP-16QAM a 100Gbps, y la separación entre canales es de 50 GHz, que es la separación de referencia.

Sin embargo, cuando la separación es menor, a 50 GHz, el canal DP-QPSK pasa de 0 dBm como potencia mínima para conseguir el umbral de BER a +12 dBm, (y para valores superiores a +16 entran en juego los efectos no lineales) lo que, reduce el margen de potencia de +12 a +16 dBm para conseguir el BER requerido, cuando los canales adyacentes DP-16QAM a 50 GHz interaccionan con él.

En cualquier caso, resulta viable la convivencia entre ambos tipos de formatos a 50 GHz en esta ruta comercial y podrían actualizarse a estas tasas con ambas modulaciones mezcladas o no. Es clave la compensación de dispersión cromática y parte de los efectos no lineales con la detección coherente y los procesadores digitales de señal que recuperan la señal original sincronizada mediante algoritmos (Kumar & Kumar, 2017).

Figura 6.13. Interacción canales 100 Gbps con modulación DP 16QAM con los canales de 100 Gbps con modulación DP QPSK a) rejilla 100 GHz b) rejilla 50 GHz)

Las constelaciones de los cuatro canales a la salida del OTM#1 y al final de la ruta, en la entrada al OTM#2 son las que se ven en la Figura 6.14 a +10 dBm de potencia de canal

Figura 6.14. Constelaciones de los canales #1 DP-16QAM, canal # DP-QPSK, canal # DP-16QAM y canal #4 DP-16QAM a 100 Gbps y separados 50 GHz a la entrada del OTM#2 de la ruta DWDM real.

El problema de migrar a modulaciones multinivel superiores como 64/128 o 256QAM es que en recepción será necesario una mayor potencia, lo que se traduce en incrementar la potencia de canal y por tanto estimulando el efecto Kerr, y en general los efectos no lineales (FWM, XPM).

Ello nos conducirá a una distorsión mayor en la señal óptica por lo que la distancia de alcance del sistema decrecerá, y como se verá más adelante, no cubrirá las expectativas de escalabilidad de la ruta a estas velocidades, y es una de las razones que no las hayamos incluido en esta tesis.

En estos casos, la solución más aceptada a emplear es el supercanal WDM Nyquist como veremos en el Capítulo 8 de esta tesis.

b) Impacto de señales ópticas moduladas con DP-16QAM a 100 Gbps sobre señal modulada con RZ-DQPSK a 40 Gbps

Y por último, planteamos un tercer escenario de escalabilidad de la red óptica que podría ser el de portadoras ópticas RZ-DQPSK-QPSK a 40 Gbps con portadoras adyacentes moduladas como DP-16QAM a 100 Gbps.

En la Figura 6.21 podemos ver el montaje de las 4 portadoras de canales #1, #3 y #4, modulados como DP-16QAM, y el canal #2 modulado RZ-DQPSK

Figura 6.15. Interacción canales 100 Gb/s con modulación DP-16QAM con los canales de 40 Gb/s con modulación RZ-DQPSK rejilla 50 GHz

En la Figura 6.16 vemos que también se produce una afectación en el rendimiento del Canal #2 RZ-DQPSK cuando los canales adyacentes pudieran actualizarse a formatos de modulación DP-16QAM a 100Gbps, y la separación entre canales es de 50 GHz, que es la separación de referencia.

Por tanto, la escalabilidad a 100 Gbps con modulación DP-16QAM no parece en principio compatible tampoco a 50 GHz con los canales legados, pero sí a 100 GHz.

Figura 6.16. Interacción canales 100 Gbps con modulación DP 16QAM con los canales de 100 Gbps con modulación DP QPSK a) rejilla 100 GHz b) rejilla 50 GHz)

Las constelaciones de los cuatro canales a la salida del OTM#1 y al final de la ruta, en la entrada al OTM#2 son las que se ven en la Figura 6.17

Figura 6.17. Constelaciones de los canales #1 DP-16QAM a 100 Gbps, canal#2 #RZ-QPSK a 40 Gbps, canal 3# DP-16QAM a 100 Gbps y canal #4 DP-16QAM a 100 Gbps y separados 50 GHz a la entrada del OTM#2 de la ruta DWDM real.

6.5 Conclusiones

En este Capítulo hemos analizado las vías posible para incrementar la capacidad de una ruta legada DWDM real de 80 canales separados por una rejilla de 50 GHz, previamente caracterizada para medidas con 4 portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps.

Hemos simulado un entorno con herramienta sw, previo contraste con los datos experimentales y se ha simulado el entorno de todos los componentes pasivos y activos en función de los datos de potencia óptica y OSNR medidos en los tramos principales de la ruta, básicamente entre elementos terminales OTM e intermedios (ROADMs).

Con esta base, y las caracterizaciones de las tolerancias de los formatos de modulación aceptados para 40 Gbps y 100 Gbps, se han simulados tres posibles escenarios de escalabilidad de la ruta con el propósito de analizar la compatibilidad de los canales adyacentes cuando las tasas de línea y los formatos de modulación son diferentes.

Se ha mencionado el papel jugado por los amplificadores Raman para trabajar en coordinación con los EDFA de la ruta legada en caso que se decidiera ampliar la banda óptica y por tanto el espectro de frecuencias ópticas a utilizar. Concretamente, con Raman o bien sustituyendo los EDFA actuales que trabajan en Banda C para expandirlos a Banda L se podría duplicar la capacidad del sistema. Pero no ha sido objeto de caracterización en esta tesis.

Las conclusiones de compatibilidad en los tres escenarios nos llevan a la propuesta de la Tabla 6.VI donde, se pueden ver los valores que en cada formato de modulación a 40 Gbps y 100 Gbps podemos encontrar el OSNR medido en cada punto de los tres tramos en los que dividimos la ruta (OTM#1-ROADM#1, ROADM#1-ROADM#2 y ROADM#2-OTM#2 para cumplir con el requisito de calidad de BER de 10^{-12} para 40 Gbps y de 3.8×10^{-3} para 100 Gbps

El análisis de compatibilidad entre los formatos expuestos en los escenarios del presente Capítulo permiten obtener información sobre la posibilidad de compatibilidad entre canales híbridos por el posible impacto intercanal materializado en los efectos no lineales de la fibra.

Entre las tendencias futuras para optimizar en coste el mejor escenario posible se proponen ya conceptos como el de ancho de banda flexible, es decir usando el ancho de banda solo bajo demanda (40, 100) y adaptándolo a las necesidades del servicio y permitiendo una configurabilidad del servicio.

En nuestro ejemplo, las posibilidades de expansión serían desde los 80 canales a 40 Gbps modulados en RZ-DQPSK (3,2 Tbps) hasta 40x400 Gbps modulados en DP-16QAM (16 Tbps), aunque, pasando por escenarios más económicos escalables hasta los 80x100 Gbps DP-QPSK (8 Tbps). Hay que tener en cuenta, según los resultados obtenidos que existen serias dudas sobre la compatibilidad del canal RZ-DQPSK a 40 Gbps cuando los canales adyacentes presentan formatos de modulación DP-QPSK o DP-16QAM a 100 Gbps. Se podría ver una ligera mejoría del OSNR y de la calidad requerida en caso de cambiar a detección coherente y no usar el modo diferencial para el formato QPSK.

Se propone un método sencillo y económico para compensar parcialmente la eficiencia de FWM, concretamente el IFWM (*Intrachannel Four Wave Mixing*), como efecto predominante a velocidades de datos superiores a 40 Gbps, con determinados valores de PMD para mejorar la BER, ahorrando así otras medidas más gravosas para rutas legadas DWDM, con modulaciones RZ-DQPSK. También se ha demostrado, que esta compensación es mayor según el ciclo de trabajo es mayor como para RZ 100% (NRZ-DQPSK).

El fundamento de este efecto compensador de la PMD puede derivarse del impacto sobre los nuevos componentes de frecuencia generados por el IFWM (o en su caso FWM) que ensancha los pulsos y hacen decrecer la fuerza del batido, empeorando definitivamente el rendimiento a partir de este valor óptimo, debido a un PMD excesivamente alto y afectando gravemente a la calidad de la tasa de bit erróneos. Se podría pues, recomendar un simple cambio de fibras, con valores óptimos de PMD para mantener la calidad del sistema comercial ante una posible pérdida de OSNR por envejecimiento de fibras o por alteración de otros factores externos.

6.6 Mejora de los efectos no lineales basadas en la PMD para rutas legadas DWDM

Hay estudios sobre el efecto de FWM en una fibra monomodo para estados de polarización de las señales que se propagan y se demuestran analíticamente que la eficiencia de FWM cuando una de las portadoras es ortogonal a las otras dos dentro del modelo FWM, en comparación cuando las tres tienen idéntico estado de polarización

La naturaleza aleatoria de PMD podría inducir fluctuaciones en la potencia de las señales generadas a través del proceso FWM. Tal fluctuación de potencia inducida por PMD afectaría el mapa de dispersión CD siempre que se use FWM.

Esto se puede demostrar analítica con teoría de la señal. Y de igual manera, para frecuencias superiores a 40 Gbps, donde el efecto predominante no lineal es el IFWM, el cambio aleatorio inducido por PMD en los SOP de tres portadoras o pulsos podría afectar igualmente, sobre todo cuando los ciclos de trabajo son altos. (Winzer P.J et al 2008).

Lo que se pretende con esta contribución es demostrar que la PMD de la fibra puede contrarrestar el efecto de la FWM, como contribución mayoritaria de los efectos de no linealidad, y según la separación entre canales que influye asimismo sobre la XPM para sistemas legados de señal modulada RZ-DQPSK y velocidad de línea 40 Gbps.

Los resultados nos permitirán recomendar una mejora sencilla, inmediata, no intrusiva y por tanto, económica del rendimiento de un sistema de transporte legado con portadoras a 40 Gbps y mejorar algunos dB del presupuesto óptico en una ruta de transporte.

Generalmente los vanos tienen un mazo de fibras a utilizar en las instalaciones tanto para transmisión como para recepción. Se propone por tanto usar aquellas fibras con coeficiente de PMD (DGD o valor medio PMD primer orden/ $\sqrt{(longitud\ del\ vano)}$) óptimo a dichas longitudes que compensen los efectos lineales XPM y FWM.

La compensación de efectos no lineales con la PMD se analizó (Lawan & Mohammad, 2018) para un sistema DWDM de 8 canales separados 100 GHz y se estudió la eficiencia de la FWM cuando se aumentaba el coeficiente de PMD, para tres distancias de vano. De tal manera que si bien, con modulación NRZ de amplitud a 10 Gbps, el predominante era el FWM, y la afectación era el batido de las frecuencias que impactaban sobre las frecuencias de canales adyacentes y que el PMD podía contrarrestar hasta un valor óptimo de 0.8 ps/sqrt km.

Vamos a valorar el comportamiento en tres escenarios: Un sistema DWDM de 4 portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps separadas 50 GHz tanto para un vano estándar como la ruta comercial de 80 canales analizada.

- FWM vs PMD para vano estándar para sistema monocanal RZ-DQPSK a 40 Gbps

Se realiza el montaje con 1 portadoras RZ-DQPSK y sobre un vano de 50 km compensado en dispersión cromática.

Figura 6.18. Se conecta un generador de secuencia a un generador de pulsos gaussianos ópticos y se inyecta en un afibra de 100 km SSMF, compensando la dispersión cromática con una fibra DCF de 21 km. Después se conecta un amplificador EDFA y se recoge la señal en recepción a través de un fotodiodo PIN y un filtro con frecuencia de corte 0.75 de la velocidad de símbolo.

Figura 6.19 Se conecta un generador de secuencia a un generador de pulsos gaussianos ópticos y se inyecta en un afibra de 100 km SSMF, compensando la dispersión cromática con una fibra DCF de 21 km. Después se conecta un amplificador EDFA y se recoge la señal en recepción a través de un fotodiodo PIN y un filtro con frecuencia de corte 0.75 de la velocidad de símbolo.

Para una fibra SMF de CD 16,75 ps/nm.km se observa que hay un valor óptimo del coeficiente de PMD en la transmisión de los canales. En este caso, el XPM, no debiera afectar ni el FWM, pero sí los IFWM y IXPM, produciendo un jitter de amplitud el primero y un jitter de fase el segundo en el diagrama de ojo. Se utilizan varios valores de coeficiente y se puede ver en la Figura 6.19 como para 0.5-0.8, el rendimiento es superior al de fibras de coeficiente 0.05 o 1,2 ps/sqrt km.

- FWM vs PMD para vano estándar con 4 portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps

Además, se realiza el ensayo sobre un vano estándar igualmente, pero con 4 portadoras RZ-DQPSK.

Se puede ver en la Figura, el rendimiento que tienen los canales internos (centrales) y los externos (laterales) de este sistema DWDM de 4 canales, y se observa el comportamiento óptimo para valores entorno al 0.8 ps/sqrt km.

Figura 6.20. Montaje para medir la interacción entre PMD e FWM en un sistema de 4 portadoras DQPSK. La fibra de 75 km SMF, compensa su dispersión cromática con una fibra DCF de 15.77 km. Un DSA con potencia de salida +7 en el preamplificador y +10 en el booster de línea y completa el esquema

Se realiza en primer lugar una multiplexación de 4 canales ópticos con modulación RZ-DQPSK a 40 Gbps y con potencia de canal variable (entre -18 y +18 dBm), de frecuencias 193.1 a 193.4 THz con una separación entre canales de 100 GHz para rejilla fija.

La fibra estándar monomodo SMF tiene una dispersión positiva de 17 ps / nm-km y una pendiente de dispersión de 0.075 ps / nm²-km, con un diámetro del núcleo de 80 μ m, A_{eff} y n_2 de 2.60×10^{-12} . Y la DCF tiene un valor de dispersión negativo de -80 ps/nm-km y una pendiente de dispersión de -0.358 ps/nm²-km. atenuación 0.4 dB/Km, 19 μ m de diámetro y n_2 (como parámetro de no linealidad de la fibra) de 3.5×10^{-12} . Las pérdidas de ambas fibras se compensan a través de un EDFA de compensación de ganancia 17 dB, trabajando en modo control de potencia con un valor máximo de potencia de salida de +7 dBm. En recepción tendremos que demultiplexar las 4 portadoras y después un filtrado con una frecuencia de corte de 0,75 la velocidad de línea de 40 Gbps de los transpondedores o transmisores ópticos, poder realizar la conversión analógico-digital a través de un receptor PIN.

Se realiza una simulación con una rejilla de 50 GHz, como la del escenario de partida y se aumenta la potencia de los canales, con la mejora obviamente de las medidas de OSNR y por tanto el BER.

Pero la influencia del SPM como efecto no lineal de la fibra aparece para valores superiores a +3 dBm (potencia óptima) con una medida de BER (log BER -20 dB) y muestra la interacción con otros efectos no lineales de la fibra de ahí que, según aumenta la potencia de canal disminuye el rendimiento del sistema, o empeora la tasa de error BER (Log BER -15 dB a 10 dBm).

Como se puede ver en la Figura 6.21 con un valor de coeficiente de PMD de 0.8 ps/km^{1/2}, se produce una compensación de los efectos no lineales, predominantemente el FWM y una cierta depolarización de las señales de cada canal, lo que nos lleva a una mejora de unos dBs de OSNR y nos reduce hasta +6 dBm la potencia óptima de canal (Log BER -16 dB).

Figura 6.21 Rendimiento de un sistema de 4 canales RZ-DQPSK con impacto de los efectos no lineales cuando interacciona el FWM y la PMD y con distintos valores del Coeficiente de PMD sobre un vano estándar SSMF (75Km)+DCF (19Km) a) para un Canal Central b) para un Canal lateral.

Se han propuesto los valores de 0.05, 0.4, 0.8 y 1.2 $\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ de coeficiente de PMD y se representa el impacto de la PMD tanto en canal lateral (193.1 THz), como en una canal central (193.2 THz.). La línea roja continua de los rendimientos en las Figura 6.21 (a) y b) corresponden al valor de 0,8 $\text{ps}/\text{nm}/\text{km}$ del coeficiente PMD. Esto indica cómo el aumento de PMD hasta un determinado valor puede mejorar, siempre que no haya una diafonía el rendimiento del enlace, tanto para canales laterales como centrales.

A baja potencia recibida, por debajo de - 18 dBm, los efectos de las no linealidades no se manifiestan a partir de las curvas BER. Posteriormente, a partir de 6 dBm de potencia de canal inyectada a la línea, las no linealidades comienzan a distorsionar el rendimiento del sistema, lo que aumenta la tasa de errores de bit. A estas tasas de 40 Gbps, el predominio de los efectos no lineales se debe preferentemente al FWM (Winzer & Essiambre, 2008) vemos, como tanto en la Figura 6.21 a) como b) para canales centrales o laterales, con un valor de coeficiente de PMD de 0.8 $\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$. En el caso del coeficiente de PMD a 0.8 se consigue un mínimo para una potencia de 6 dBm y ocurre para tasas de 40 Gbps de sistemas legados con modulación RZ-DQPSK 33% pero también ocurría

6.6.1 Reducción del presupuesto económico de mantenimiento de una ruta óptica por la compensación de efectos no lineales

6.7 Conclusiones

En esta Capítulo se ha caracterizado una ruta DWDM original de 80 canales o portadoras ópticas a 40 Gbps a 100 Gbps de una ruta comercial entre dos nodos principales y previamente caracterizada usando transpondedores con modulación RZ-DQPSK y 40 Gbps de tasa de bit.

Se han analizado las alternativas más importantes para incrementar la capacidad máxima de la ruta extremo a extremo de la ruta DWDM según los resultados experimentales extraídos de su puesta a punto en servicio. Para lo cual se eligieron los componentes activos (OLAs, ROADMs) configurados de tal forma que cumplieran con las exigencias de calidad requeridas.

Se ha analizado la compatibilidad de canales a distinta velocidad y formato de modulación para tener en cuenta el impacto intercanal que determina la eficiencia espectral.

Se han analizado los efectos lineales y no lineales de la fibra SSMF G.652 y simulado los escenarios que permitieran compatibilizar una solución escalable desde los 40 Gbps iniciales modulados en RZ-DQPSK hasta DP-QPSK como modulación óptima para portadoras de 100 Gbps y DP-16QAM para 400 Gbps, al menor coste posible.

Para ir más allá de tasas de 400 Gbps en el Capítulo 8 se trata someramente el concepto de supercanal, que agrupa a varias subportadoras moduladas con DP-QPSK o DP-16QAM y separación mínima entre ellas. De esta forma, se relajan las exigencias en cuanto a las velocidades de conmutación que se piden a los ADC (Analogue/Digital Converter) (Jansen, 2009).

Se propone un método sencillo y económico para compensar parcialmente la eficiencia de FWM, concretamente el IFWM (*Intrachannel Four Wave Mixing*), como efecto predominante a velocidades de datos superiores a 40 Gbps, con determinados valores de PMD para mejorar la BER, ahorrando así otras medidas más gravosas para rutas legadas DWDM, con modulaciones RZ-DQPSK. También se ha demostrado, que esta compensación es mayor según el ciclo de trabajo es mayor como para RZ 100% (NRZ-DQPSK)

El fundamento de este efecto compensador de la PMD puede derivarse del impacto sobre los nuevos componentes de frecuencia generados por el IFWM (o en su caso FWM) que ensancha los pulsos y hacen decrecer la fuerza del batido, empeorando definitivamente el rendimiento a partir de este valor óptimo, debido a un PMD excesivamente alto y afectando gravemente a la calidad de la tasa de bit erróneos. Se podría pues, recomendar un simple cambio de fibras, con valores óptimos de PMD para mantener la calidad del sistema comercial ante una posible pérdida de OSNR por envejecimiento de fibras o por alteración de otros factores externos.

Tabla 6.VI Iniciativas de mejora de una ruta legada DWDM de 80 portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps

Velocidad portadora (Gbps)	Tipo de modulación	Tasa de símbolo	Eficiencia Espectral (bit/Hz)	Ancho de Banda total	Rejilla (GHz)	Tipo de Fibra	Potencia max canal (dBm)	Banda óptica	DCM	PMD Max (DGD ps)	Max Num Canales	Max Tráfico (Tbps)	OSNR T1 BER 10e ⁻¹² (dB)	OSNR T1+T2 BER 10e ⁻¹² (dB)	OSNR T1+T2+T3 BER 10e ⁻¹² (dB)
40 Gbps	RZ-DQPSK	20 Gbps	0.8 bits/Hz	40 GHz	50	G. 652	~ - 6	C	DSF	10	80	3,2	37.4-37.6	28.8-28.9	25.1-25.7
			0.4 bits/Hz		100		~ - 10				40	1,6	37-37.6	28.1-28.2	25-25.5
			0.8 bits/Hz		50		~ - 6	C+L			160	6,4	37.4-37.6	28.8-28.9	25.1-25.7
			0.4 bits/Hz		100		~ - 10				80	3,2	37-37.6	28.1-28.2	25-25.5
100 Gbps	DP-QPSK	25 Gbps	2 bits/Hz	47,5 GHz	50	G. 652	~ 0	C	DSP	18	80	8	35.5-35.6	32.1-32.3	30.8-31.1
			1 bits/Hz		100		~ + 6				40	4	38-38.6	35.1-35.2	32-32.5
			2 bits/Hz		50		~ 0	C+L			160	16	35.5-35.6	32.1-32.3	30.8-31.1
			1 bits/Hz		100		~ + 6				80	8	38-38.6	35.1-35.2	32-32.5
	DP-16QAM	8,3 Gbps	2 bits/Hz	40 GHz	50	G. 652	~ + 10	C	DSP	15	40	16	34.4-34.6	26.1-26.3	20.8-21.1
			1 bits/Hz		100		~ +12				40	16	34-34.6	28.1-28.2	25-25.5
			2 bits/Hz		50		~ +10	C+L			80	32	31.5-31.6	26.1-26.3	20.8-21.1
			1 bits/Hz		100		~ +12				80	32	34-34.6	28.1-28.2	25-25.5

Capítulo 7

MEJORAS EN REDES OPTICAS DE ALTA VELOCIDAD MEDIANTE GESTIÓN DE LA POLARIZACIÓN

7.1 Introduction

En este Capítulo vamos a exponer la mejora que podría suponer un nuevo tipo de modulación basada en la conmutación de polarizaciones, lo que supondría una disminución de la potencia lanzada a la línea respecto a los formatos de modulación por polarización doble, si bien, con una menor tasa de bits, teniendo en cuenta que los símbolos en cuadratura de fase en cada una de las polarizaciones alternaría entre la polarización x y la polarización y , enviando a la línea alternativamente un símbolo de una polarización en cada periodo.

Esta modulación se basa en la polarización conmutada, conocida por sus acrónimos PS-QPSK (*Polarization Switched Quadratur Phase Keying*) y PS-16QAM (*Polarization Switched-16 Quadrature Amplitude Modulation*)

La tesis consistirá en desarrollar esta idea con las simulaciones realizadas con la herramienta sw, no solamente en escenarios QPSK, que es el más extendido, sino sobre todo, en 16QAM., demostrando que presentan mejor sensibilidad al OSNR y una mayor tolerancia a los efectos no lineales.

La aplicación inmediata puede resultar en sustituir rutas ópticas de transporte de señales DP-QPSK y DP-16QAM cuando los enlaces presenten deterioro leve por envejecimiento de la fibra y se quiera ganar unas décimas de dB en OSNR.

También tendría una aplicación en el concepto de supercanal, donde las subportadoras DP-QPSK o DP-16QAM podrían sustituirse por sus homólogos en polarización conmutada, a fin de asegurar los efectos no lineales y diafonías entre subportadoras.

Una extensión del estudio se realizará sobre un supercanal Nyquist de subportadoras de modulación conmutada PS, cuyo criterio de separación entre subportadoras es aún más exigente que con el supercanal DWDM PS-QPSK o PS-16QAM y donde se puede aprovechar algo más el ancho de banda, con una menor penalización de los efectos no lineales por la menor potencia inyectada por subportadora y un ancho de banda que permita mantener la calidad del enlace minimizando la interferencia entre canales y entre portadoras.

Materializaremos esta mejora cuantificada en dB en el OSNR en la Tabla 7.I del final del capítulo con todas las aportaciones realizadas en esta tesis para mejora de los valores iniciales de la ruta comercial DWDM original de 80 canales RZ-DQPSK a 40 Gbps, caracterizada en el Capítulo anterior.

7.2 Modulación por polarización conmutada

La transmisión coherente basada en el cambio de fase de cuadratura y multiplexada por polarización (DP-QPSK) se ha erigido en la más aceptada en los sistemas DWDM actuales, principalmente para tasas de 100 Gbps, como hemos demostrado en Capítulos anteriores.

Dicho esto, se podría considerar una disminución significativa de la potencia de canal en línea si permitiéramos la transmisión de cada una de esas polarizaciones alternativa en lugar de

simultáneamente en el tiempo, como en la multiplexación por polarización doble. Este formato se conoce como QPSK con conmutación de polarización (PS-QPSK). Según el estado del arte, la modulación PS-QPSK es, junto con la modulación QPSK de 2 pulsos, el formato de modulación con mayor eficiencia energética en espacios de señal con hasta cuatro dimensiones (Karlsson & Agrell, 2009)

En cuanto a sus ventajas prácticas, podría ser una opción muy útil para mantener un enlace degradado en servicio con modulación DP-QPSK manteniendo la tasa de símbolos y reduciendo por tanto la tasa de bits el 25%. Además, se postula PS-QPSK como competidor directo de la modulación DP-QPSK a la misma tasa de bits, con una complejidad de implementación muy parecida. (Poggiolini, et al., 2010)

Figura 7.1 (a) Transmisor DP-QPSK. (b) Transmisor PS-QPSK

En este apartado, analizamos este tipo de modulación por polarización conmutada para las dos modulaciones clásicas usadas con tasas de bits de 100 Gbps (DP-QPSK y DP-16QAM) en modo portadora única, es decir PS-QPSK y PS-16QAM.

En los siguientes puntos vamos a comparar las modulaciones PS y DP (QPSK y 16QAM) en cuanto a tolerancia a los efectos no lineales y a la sensibilidad al OSNR, tanto la configuración monocanal como DWDM.

7.2.1 Sistemas de modulación por polarización conmutada PS-QPSK

La señal PS-QPSK se implementa a partir de una señal QPSK como se puede ver en el esquema de la Figura 7.1 (a). y en la Figura 7.1 (b) tenemos como referencia el montaje para la modulación DP-QPSK.

Usando una secuencia pseudoaleatoria de $2^{15}-1$ bits y una velocidad de símbolos máxima se restringió a 30 Gbaud debido a limitaciones de hardware, y para los datos una asignación de bit a símbolo con codificación grey.

Para conseguir tal configuración, se parte (Sjödin, et al., 2012) (Sjöding & Johannisson, 2011). de una portadora con modulación simple QPSK según montaje de la Figura 8.3.1b) para el transmisor.

Después, se divide la señal 50/50 por dos ramas, cada una conectada a un modulador push-pull, conmutado por un voltaje determinado en una rama y su complementario en la otra rama, tal que en cada periodo se disponga de la constelación de la señal en el eje x y un valor nulo en el centro de coordenadas de la constelación para el eje y.

En la Figura 7.2 vemos como el siguiente periodo de símbolo (2 bits para DP-QPSK), se dispondrá la constelación de 2 bits para la constelación del eje y, y un valor nulo en centro de coordenadas en el eje x.

Figura 7.2 Polarización conmutada PS-QPSK.

En la Figura 7.3 se muestran todos los componentes utilizados en la simulación con Optisystem 15.0 de una señal modulada QPSK con polarización simple. Como se puede ver, una vez separada la señal en dos partes iguales se hacen pasar por dos moduladores MZM de amplitud con un factor de simetría -1, que están gobernados por las salidas Q y Q complementaria de un biestable o flip-flop tipo D, donde la señal D es una señal RF de patrón fijo 111000 y el reloj es una señal 100100, es decir con una velocidad de símbolo tal que solo deja pasar un símbolo alternativamente en cada una de las dos ramas en la que se divide la señal original QPSK.

Si finalmente las combinamos en polarización, tendremos dos componentes de polarización que alternativamente con periodo de símbolo envían a la línea un símbolo de polarización x y valor nulo en polarización y, y en el siguiente periodo de símbolo un valor nulo en x y un símbolo en la polarización y el flip-flop tipo D tiene una entrada de datos 'D' y una entrada de reloj. El borde del circuito se activa en la entrada del reloj.

Figura 7.3 Esquema detallado de los componentes de una señal modulada por conmutación de la polarización tanto en transmisión como en recepción.

El flip-flop también tiene dos salidas Q y Q' (donde Q' es el reverso de Q). La operación del flip-flop

tipo D es la siguiente: cualquier entrada que aparezca (estado actual) en la entrada D, se producirá en la salida Q en el tiempo $T + 1$ (siguiente estado). p.ej. si en el estado actual tenemos $D = 0$ y $Q = 1$, el siguiente estado será $D =$ cualquier cosa y $Q = 0$. Con todo ello podemos generar la tabla de cambio de estado y las características de operación.

Se puede ver que, en realidad, el funcionamiento del tipo D retrasa cualquier entrada exactamente un ciclo de reloj (dado un tiempo de respuesta instantáneo, es decir, un flip-flop perfecto).

Figura 7.4 D-flip flop. Tabla de verdad.

Para la modulación PS y DP-QPSK utilizamos secuencias de datos binarios aleatorios con $2^{15}-1$ símbolos y los mismos tipos de transmisores que en el experimento. Las señales de activación eléctrica estaban limitadas en ancho de banda por filtros Bessel de quinto orden con anchos de banda de 0.75 veces la velocidad de símbolo. Un apunte importante radica en el espectro de ambas señales porque de ello va a depender el ancho del filtro en recepción para recuperar lo máximo posible la señal transmitida.

El filtro de bucle era un filtro gaussiano de cuarto orden con ancho de banda dependiendo del número de canales. Se utilizó el mismo DSP que en el experimento en el receptor. (Millar & Domaniç, 2011)

Figura 7.5 Espectro a) de la señal QPSK del transmisor b) de la señal modulada PS-QPSK.

Las Figura 7.5 a) y b) muestran la distribución del espectro de la señal QPSK original a la salida de modulador QPSK con polarización y una vez modulada por conmutación de la polarización, es decir, la salida de PS-QPSK. Se usa un patrón de secuencia de 8192 bits. En la Figura 7.6 tenemos la distribución del mapa de constelación que se observan en el receptor QPSK para una de las polarizaciones, siendo uno similar en caso de monitorizarlo en la otra polarización. En el diagrama de constelación para las polarizaciones x e y se tendrán alternativamente los símbolos de la Figura 7.6 (a) y b)

Figura 7.6 Diagrama de constelación para los ejes x (a) e y (b). Se puede observar que alternativamente se consigue una constelación clásica QPSK en un período y no constelación (reducción a un punto central de la muestra en valores 0,0 de amplitud y fase)

El análisis de la modulación PS-QPSK se realiza a 90 Gpbs y 30 baudios. La razón de considerar un tercio como velocidad de símbolo se debe a que consideraremos dos bits para situar cada símbolo en el mapa de constelación y un bit que se usa para señalizar la polarización en la que se transmite dicho símbolo, con lo cual son tres bits por símbolo a transmitir.

Figura 7.7 Monitorización de la señal óptica en las a) polarización x y b) polarización y en configuración B2B.

En la Figura 7.7 se pueden ver las señales ópticas que viajan en cada polarización a la salida del transmisor PS-QPSK.

Como se puede ver, en cada periodo de símbolo se transmiten tres bits, 1 para indicar la polarización usada en la transmisión y los otros dos para codificar el símbolo. De ahí que el reloj que gobierna el D-flip flop tenga una frecuencia tres veces inferior a la activación aleatoria de los dos MZI que dejan pasar alternativamente una de las simulaciones.

En primer lugar, vamos a analizar el rendimiento que presentaría un enlace monocanal si usamos PS-QPSK y DP-QPSK.

Se utiliza una velocidad de línea de 120 Gbps (30 Gbaudios) para la señal DP-QPSK y 90 Gbps (30 Gbaudios) para la señal PS-QPSK. También se puede realizar la comparativa a igual velocidad de línea.

Aplicando la metodología ISOBER (Rowe, 2005) tratada en el Capítulo 3 de esta tesis, obtenemos en la Figura 7.8, la sensibilidad al OSNR de cada una de las modulaciones para un valor de potencia del láser de +6 dBm. Se puede ver cómo las exigencias de OSNR para la modulación PS-QPSK es inferior en 1.5 dB a la de DP-QPSK, para el caso de misma velocidad de símbolos, en este caso, de 30 Gbaudios.

Figura 7.8 Sensibilidad al OSNR de un canal monoportadora modulado como PS-QOSK y DP-QPSK.

Como vemos, la respuesta para un solo canal frente a la sensibilidad del OSNR, vemos que la modulación por polarización doble DP-QPSK precisa de casi 1,5 dB más para conseguir la misma tasa de error a 100 Gbps que en este caso es de $3,8 \times 10^{-3}$

Figura 7.9 Sistema DWDM de 2 subportadoras PS-QPSK.

La configuración se realiza para una fija de 50 GHz de separación entre canales y se determina tanto,

la potencia máxima por canal inyectada en línea antes de la aparición de los efectos no lineales para cumplir el OSNR o la tasa de error de bit requerida. Más adelante extendemos este caso a una separación de canales según criterio Nyquist (es decir, separación igual al valor de la velocidad de símbolo expresada en GHz), tanto para 5 canales. Utilizamos un sistema de multiplexación por división de longitud de onda (WDM) con 3, 5 y 9 canales en una cuadrícula de frecuencia de 50 GHz y un simulador de OSNR variable de 10 a 40 dB.

El espectro que presenta cada canal PS-QPSK y el que monitorizamos a la salida del multiplexor se pueden ver en la Figura 7.10

Figura 7.10 Espectro de una portadora con modulación PS-QPSK

En las Figura 7.11 a) b) y c) se pueden ver la mejor sensibilidad que presentan la configuración WDM para las modulaciones por polarización conmutada en sistemas con 3, 5 y 9 canales respectivamente constelaciones del canal central para ambos tipos de modulación. En este caso, estudiamos el comportamiento de un sistema WDM de 3, 5 y 9 señales moduladas con polarización conmutada PS-QPSK y lo comparamos con el sistema homólogo DP-QPSK, para la misma velocidad de símbolos 30 Gbaudios.

a)

b)

c)

Figura 7.11 Sensibilidad al OSNR para un sistema DWDM PS-QPSK y DP-QPSK. de a) 3, b) 5 y c) 9 subportadoras. La potencia de los canales fue de +6 dBm.

Para una BER de 10^{-3} , el OSNR requerido medido para PS-QPSK es de 13.5 dB, mientras que es 14 dB para PDM-QPSK, dando como resultado una ventaja de sensibilidad de 0.5 dB de PS-QPSK.

La ventaja de la sensibilidad de PS-QPSK disminuye a 0.3 dB casi en el límite de umbral del FEC en $3.8 \cdot 10^{-3}$.

7.2.2 Sistemas de modulación por polarización conmutada PS-16QAM

Un análisis similar puede hacerse en PS-16QAM y DP-16QAM. La secuencia de símbolos alternativos de las componentes x e y del modo fundamental que atraviesa la fibra se pueden ver en la Figura 7.12 se puede ver el beneficio de la modulación PS-QPSK y PS-16QAM frente a las modulaciones de polarización simple QPSK y 16-QAM y la modulación por polarización doble. CW laser 0 dBm.

En este caso pasamos de tener simultáneamente 4+4 bits para conformar los 16 estados en cada polarización posible a solamente 4 bits de la polarización que se transmite en un periodo de símbolo, al que añadir un bit adicional para saber cual es la polarización sobre la que se transmite la información en ese símbolo. En definitiva, pasamos de transmitir 8 bits a 5, desde la modulación DP-16QAM a la PS-16QAM.

Figura 7.12 Esquema de un transmisor a) DP-16QAM y b) PS-16QAM

El esquema a utilizar es el de la Figura 7.12, donde en el D-flip flop que gobiernan los dos MZM que dejan alternativamente paso a cada una de las polarizaciones en cada símbolo, la señal D usada es 1111100000 a velocidad de línea y la de reloj 0000011111 a fin de conseguir la constelación deseada y con 2048 bits de secuencia. Es decir, una lde las constelaciones en la polarización y va adelantada un periodo de símbolo frente a la constelación de la polarización x, correspondiente al periodo de símbolo siguiente en la señal original. Figura 7.13

Figura 7.13 Polarización conmutada PS-16QAM

Se utilizan controladores de polarización a a la salida de ambos MZM tal que tengamos una composición perfecta a la salida del combinador de polarizaciones tanto en el eje x como en y.

En la línea, la señal original 16-QAM de polarización simple, se transmite modulada en doble polarización gracias al combinador de polarización (PC-*Polarization Combiner*). Una vez se trasmite la señal por la línea con polarización conmutada, tendremos 5 bits, en lugar de los 8 bits para polarización doble, transmitidos en un periodo de símbolo.

Una vez filtrada la señal en recepción (Figura 7.14) se recupera la señal con un detector coherente (incluido un oscilador local de las mismas características que el de transmisión). Después del paso por los híbridos 90° se recupera la señal 16-QAM originalmente transmitida.

El DSP no es capaz de detectar la no señal de la polarización que no lleva señal, por lo que el CMA reconstruye la señal a través de las polarizaciones x e y transmitidas, al no disponer de diversidad de polarización en el sistema coherente de detección.

Una vez determinados los niveles de decisión se decodifica la señal QAM y se recoge en el BER Test, para saber el número de errores de bit durante la transmisión.

Figura 7.14 Esquema de una modulación PS-16QAM basada en conmutación por D-flip flop

En la Figura 7.14 se distinguen en color blanco los componentes necesarios para alternar los símbolos de la polarización x y la polarización y, gracias al D-flip flop que gobierna los dos moduladores por donde previamente pasan separadas las dos réplicas de la señal, previamente separadas por el splitter, para terminar de conformarse en el tiempo de forma alternativa en el combinador de polarización antes de su propagación a la fibra óptica. El espectro y la constelación de esta señal modulada PS-16QAM a la salida del Polarization combiner es la que vemos en la Figura 7.15

El espectro resultante de la señal PS-16QAM en el representado en la Figura 7.16 y en recepción la simulación resultante de la alternancia en una de las polarizaciones tanto del esquema habitual de cuadratura y fase en uno de los periodos y falta de constelación, representada por los puntos en el origen de coordenadas de la señal recibida en el siguiente periodo.

Figura 7.15 Espectro y constelación de una señal PS-16QAM

En la

Figura 7.16 Monitorización de la señal óptica en las polarizaciones x e y. Se observan como se transmiten alternativamente los tres bits de cada polarización periodos de símbolo alternativos

Los resultados de la simulación del montaje anterior se pueden ver en la Figura 7.17 en comparación con los de la modulación DP-16QAM.

Figura 7.17 Esquema de una modulación PS-16QAM basada en conmutación por D-flip flop

En la Figura 7.17 se puede distinguir la mejora de al menos 1 dB para el caso simulado de 90 Gbps y 15 Gbaudios para PS-16QAM y 120 Gbps para DP-16QAM. En este caso, no se alcanzaría el umbral necesario para un mínimo de calidad estándar, que como sabes está en los $3.8 \cdot 10^{-3}$ para 100 Gbps, pero sí sería posible en el caso de bajar a unos 10 o 12 Gbaudios.

7.2.3 Sistemas WDM PS-16QAM

El experimento puede extenderse a la modulación DP-16QAM y PS-16-QAM dentro de estructuras DWDM, y Supercanal de 2x112 Gbps, como se detalla en la Figura 7.18, incluso a 5 x 112 Gbps, con una separación de canales de 50 GHz en caso DWDM, y de la frecuencia de símbolo (condición Nyquist) en los casos de construcción de un Supercanal, gracias a la rejilla flexible que proporcionan las recomendaciones de la ITU-T

Figura 7.18 Sistema DWDM de 2 canales PS-16QAM para un vano estándar SMF 50 Km

El ancho de banda en recepción deberá ajustarse a la separación de las portadoras en cada uno de los casos, ya que el espectro de las señales PS-16QAM y DP-16QAM están también relacionados con la velocidad de bits exigida a cada una de las portadoras o subportadoras dentro del supercanal. En el caso de supercanal WDM, la separación de las portadoras sería del entorno de 50 GHz y en el caso de supercanal Nyquist, la separación sería de unos 18-20 GHz, próximo a la velocidad de símbolo en el caso de tasas de 120 Gbps.

7.3 Modulación por polarización conmutada en un supercanal óptico

Las modulaciones DP-QPSK y DP-16 QAM comienzan a emplearse en las subportadoras que conforman las estructuras de supercanal, aprovechando la separación de las mismas más allá del criterio de Nyquist y complementadas con robustos mecanismos de recuperación numérica en los DSPs de los receptores para recuperar la señal óptica con la calidad exigida.

De esta forma, se construyen canales ópticos a 0,5 o 1 Tbps sin considerar los límites en el procesamiento de los convertidores analógicos digitales en el receptor, que suelen estar en torno a los 28-30 Gbaudios.

Sin embargo, la aparición de efectos no lineales es más complicado de neutralizar en recepción, principalmente cuando la potencia de las subportadoras es alta y puede alterar la fase de subportadoras adyacentes.

Por eso, en esta tesis se propone alternativamente el empleo de la modulación conmutada, como comentamos al principio del capítulo para disponer de menor potencia de la señal modulada y reducir si cabe los efectos no lineales de la fibra.

Además, una posible e interesante aportación será aprovechar las ventajas de la modulación por polarización conmutada (PS-*Polarization switched*) en estructuras supercanal.

Precisamente, la eliminación de los bits de guarda de las subportadoras que componen un supercanal unido a la separación entre las diferentes subportadoras hacen que otros mecanismos como la disminución de la potencia en línea por subcanal o subportadora modulada en polarización conmutada reduzca los efectos no lineales de la fibra, y por tanto suponga ganar unos dB adicionales en el OSNR en recepción, o al menos, disponer de un mecanismo sencillo para mantener la velocidad de símbolos en enlaces donde sea necesaria la sustitución por envejecimiento de algunas fibras en la ruta.

Este concepto de supercanal se desarrolla entre otras cosas para suplir la demanda de tasas de línea altas que no pueden ser cubiertas por una única portadora monocanal, aún con alta eficiencia espectral como los formatos multinivel para poder adecuarnos a la capacidad máxima de los conversores analógicos-digitales en recepción.

El concepto de supercanal viene determinada por el número de subportadoras que componen el supercanal, la separación entre las mismas y la potencia óptima por subportadora, tal que se minimicen los efectos no lineales como el SPM, XPM, así como el FWM.

En cuanto a la separación de portadoras, mencionaremos la denominación de supercanal WDM Nyquist y WDM super-Nyquist cuando se usa un ancho de banda de muestreo mayor que la frecuencia de símbolo. Son las conocidas como redes ópticas FTN (Father than Nyquist).

Las propuestas realizadas en esta tesis, cubren los dos formatos de modulación por polarización doble más habitualmente usados con portadoras de tasas de 100 Gbps, es decir PS-QPSK y PS-16QAM, como alternativas a las DP-QPSK y DP-16QAM.

Se podría construir un supercanal Nyquist con 5 subportadoras PS-QPSK de 180 Gbps, pero nos centramos en la descripción de supercanal con subportadoras de polarización conmuta en el caso de modulación PS-16QAM, que a continuación analizamos.

Dado que el ancho de banda requerido es mayor en el caso de PS-QPSK (45 GHz), habrá que tener en cuenta cual es la separación mínima de canales para mantener mejores prestaciones que cuando se manejan dos señales DP-QPSK separadas a la velocidad de Nyquist (30 GHz).

Esta consideración es fundamental, porque puede representar algún problema en caso de construcción de un supercanal con dos, cinco o más subportadoras, que requerirán una separación entre ellas superior a la que necesitan los supercanales con subportadoras DP-QPSK a 30 Gbaudios, y por tanto, diluyendo, la excelente ventaja que pudiera representar inyectar una menor potencia de línea en caso PS-QPSK frente a DP-QPSK, lo que supondría menores efectos no lineales de la fibra y además, una menor diafonía o modulación de fase cruzada (XPM) entre las subportadoras del supercanal.

Si componemos un supercanal de 500 Gbps con 5 subportadoras DP-QPSK a 100 Gbps o con 5 subportadoras moduladas con DP-16QAM a 100 Gbps, los conversores DAC perfectamente pueden asumir el tratamiento de las tasas de símbolos en recepción (25/15 Gbaudios respectivamente), está última representada en la Figura 7.19

La separación entre las subportadoras será la tasa de símbolos, de acuerdo con el criterio de Nyquist de aproximar al máximo los espectros de las subportadoras para mayor eficiencia espectral. Evaluamos según nuestros criterios de tolerancia establecidos en esta tesis, cual es la robustez del enlace frente al alcance, la potencia en línea mínima para alcanzar los valores necesarios de BER de $3,8 \cdot 10^{-3}$, la tolerancia al filtrado, el ruido ASE de los amplificadores ópticos y la tolerancia a los efectos no lineales.

Aunque someramente se ha expuesto la extensión a la modulación PS-16QAM, esta es menos habitual como estado del arte, pero se entiende que puede ser una buena iniciativa investigar sus beneficios, especialmente en la constitución de nuevos supercanales de 0.5 y 1 Tbps gracias a su mayor inmunidad a las diafonías con otras subportadoras y obviamente a su inmunidad a los efectos no lineales de la fibra frente a la modulación DP-16QAM, usada en supercanales de 0.5 Tbps., como se describe en el montaje de la Figura XXXX..

Figura 7.19 Espectro y diagrama de constelación 2 canales a) DP-QPSK Nyquist b) PS-QPSK Nyquist

Figura 7.20 Sistema DWDM de 5 portadoras DP-16QAM a) DWDM b) Supercanal Nyquist optimizado Channel power +6 dBm, 112 Gbps y 14 Gbps, 15 GHz Nyquist

En el caso de supercanales DP-16QAM se trata de una transmisión de 62,5 Gbaudios de supercanal para 500 Gbps de tasa de bits. Con PS-16QAM, esto se podría traducir en 312,5 Gbps, con la misma velocidad de Gbaudios. Lo interesante sería conocer de un supercanal cual sería el límite máximo de subportadoras, y cual el efecto que los limitara, de ahí la importancia del concepto de polarización conmutada aplicado.

En el caso de PS-16QAM con separación de 50 GHz en configuración B2B para un sistema 5xDP-16QAM con tasa de 224 Gbps se pasa de una única portadora con alta velocidad de símbolos a varias subportadoras de una menor velocidad de símbolos y más adecuada a las capacidades de conmutación del receptor óptico. De esta forma el impacto a los efectos no lineales, al usar menor potencia de canal y por tanto, con una sensibilidad inferior de recepción (OSNR menor). Para el caso de supercanal Nyquist con dos subportadoras, se puede ver , con separación entre canales igual a la velocidad de símbolo, los espectros

Figura 7.21 Espectro y diagrama de constelación 2 canales a) DP-QPSK Nyquist b) PS-QPSK Nyquist

Para satisfacer la demanda del mercado, las redes de transporte óptico deben mejorar en términos de flexibilidad, consumo de energía y capacidad.

La capacidad de soportar una mayor eficiencia espectral (SE) en la fibra instalada es crítica para permitir a los operadores aprovechar sus inversiones existentes. Se han propuesto varias técnicas para aumentar la SE, como la multiplexación por división de longitud de onda de Nyquist (WDM) [1], la transmisión de separación de canales sub-Nyquist [2], la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) [3] y el empaquetamiento de frecuencia-tiempo (TFP) [4] - [5].

Tanto las soluciones Nyquist-WDM como OFDM, cuyo rendimiento y complejidad son básicamente equivalentes en el canal de fibra óptica [6], emplean señalización ortogonal. En estos dos casos, la condición de ortogonalidad establece un límite inferior para el espaciado de tiempo y frecuencia (criterio de Nyquist), de modo que la eficiencia espectral alcanzable está limitada por el número de niveles del formato de modulación subyacente. Una mayor eficiencia espectral requiere una modulación de nivel superior, por ejemplo, modulación de amplitud de 16 cuadraturas (QAM), con mayor complejidad y menor resistencia a la degradación de la relación señal / ruido (SNR) y efectos no lineales. Como límite superior teórico en términos de SE, el enfoque Nyquist-WDM permite un espacio entre canales igual a la velocidad en baudios, evitando la interferencia cruzada debido a la interferencia entre portadoras (ICI) y la interferencia entre símbolos (ISI). Esta técnica consiste en transmitir canales con un espectro rectangular y un ancho de banda igual a la velocidad de transmisión.

Esto da como resultado que los canales a diferentes longitudes de onda no se superpongan (se evita ICI) y el ISI no ocurre en el instante de muestreo óptimo debido a los pulsos en forma de Sinc en el dominio del tiempo. Sin embargo, el concepto de Nyquist-WDM requeriría el uso de una forma espectral óptica específica, es decir, filtros ópticos específicos, como se discute en [7].

Figura 7.22 Diagrama de Constelación de una canal PS-16QAM b) espectro supercanal Nyquist mejorados 5xPS-16QAM 100 Gbps y señal en las polarizaciones x e y a la salida del multiplexor.

Por lo general, se utilizan filtros ópticos súper gaussianos de cuarto orden en lugar de los rectangulares ideales y deben considerarse pequeñas bandas de protección, reduciendo así la SE teórica alcanzable. Alternativamente, Nyquist-WDM también se puede obtener moldeando eléctricamente las señales de activación del modulador a través de filtros analógicos o procesamiento de señal digital (DSP) mediante convertidores digital a analógico (DAC) de alta velocidad en el lado del transmisor. En el primer caso, se obtiene una forma cuasirectangular al aceptar un aumento de ancho de banda entre 20-25%, reduciendo así el SE. En el último caso, la complejidad y el costo del transmisor aumentan debido a los requisitos en términos de ancho de banda eléctrico y frecuencia de muestreo para el DAC.

Este enfoque es una extensión de la señalización más rápida que Nyquist (FTN) [11]. Al aumentar la velocidad de señalización para un ancho de banda fijo más allá del límite de Nyquist, se ahorra algo de ancho de banda a expensas de la introducción de ISI. En la señalización FTN, los pulsos pueden empaquetarse más cerca del límite de Nyquist sin degradación del rendimiento, siempre que no se reduzca la distancia euclidiana mínima del sistema y se emplee el detector óptimo (límite de Mazo) [11].

7.4 Conclusión

Hablar de la modulación por conmutación de la polarización consiste básicamente en dejar en cada periodo de símbolo paso a la información que se transmite en los cuatro bits del símbolo de cada una de las modulaciones de forma alternativa. Una vez conmutados ambas polarizaciones con un driver binario sobre el modulador, se conecta un retardador de polarización de 2 bits (1 símbolo en caso de modulación QPSK) tal que alternativamente se contabilizan las constelaciones de x con valor nulo en y o en y con valor nulo en x. Como el PS-QPSK tiene una alta sensibilidad y robustez frente a los efectos no lineales, puede ser posible usar vanos de fibra más largos en un enlace y al mismo tiempo reducir el número de amplificadores dopados con erbio (EDFA), lo que resulta atractivo desde el punto de vista económico.

Comparamos PS-QPSK con PDM-QPSK a la misma velocidad de bits. Los resultados confirman la mayor robustez de PS-QPSK para las no linealidades entre canales, pero la diferencia es pequeña cuando se utiliza la potencia de lanzamiento óptima del tramo de fibra.

Con respecto al rendimiento con ruido limitado, la mejora de la sensibilidad predicha teóricamente para PS-QPSK a una BER de $3.8 \cdot 10^{-3}$ es de 0.8 dB, mientras que solo medimos una mejora de 0.3 dB. Atribuimos esto a la tasa de símbolos más alta requerida de PS-QPSK y, por lo tanto, a la mayor penalización de implementación asociada a las restricciones de ancho de banda de nuestros componentes disponibles.

Se han presentado como propuestas basadas en la modulación conmutada PS-16QAM, para su posible aplicación en supercanales DP-16QAM, cuando los requerimientos del enlace necesiten optimizar el OSNR debido a los problemas no lineales o a envejecimiento de la fibra. Las posibilidades de reducción de la potencia en línea al transmitir 5 bits (cuatro en una de las polarizaciones y otro adicional para determinar en qué polarización se envía el símbolo) de los 8 bits posibles en DP-16QAM (cuatro en cada polarización), proporcionan un ahorro de energía por símbolo que redundará directamente en la disminución de efectos no lineales de la fibra y por tanto en una mejor sensibilidad al OSNR, requiriendo un valor inferior. Se ha propuesto una vía de implementación basada en D-flip flop para conseguir alternativamente envía un símbolo (de dos bits para QPSK y cuatro bits para 16-QAM) y se ha analizado la sensibilidad del receptor y la relación OSNR vs BER, para un sistema monocanal y en multicanal.

Para ir más allá de tasas de 400 Gbps en el Capítulo 8 se trata someramente el concepto de supercanal, que agrupa a varias subportadoras moduladas con DP-QPSK o DP-16QAM y separación mínima entre ellas. De esta forma, se relajan las exigencias en cuanto a las velocidades de conmutación que se piden a los ADC (Analogue/Digital Converter) (Jansen, 2009). Los supercanales de terabit se obtienen mediante la agregación de múltiples subportadoras utilizando la técnica Nyquist-WDM, basada en una forma espectral ajustada de cada subportadora que permite un espaciado muy estrecho.

La reducción del espectro de las señales moduladas en conmutación de polarización pueden suponer un beneficio en el rendimiento del sistema en cuanto a la interacción con los efectos no lineales de la fibra sobre la modulación con doble polarización. Analizamos la aplicación de este concepto de modulación por polarización conmutada (PS-QPSK y PS-16QAM) al concepto de supercanal, donde varias subportadoras se agrupan para generar canales ópticos de mayor velocidad que se transportan por la red como un ente único y sin bits de guarda entre las subportadoras, a diferencia de un sistema DWDM. También se analizan los casos de supercanales cumpliendo el concepto Nyquist y la separación entre subportadoras con el valor de la velocidad de símbolos, y que supone también una reducción de los efectos no lineales de la fibra al manejar las modulaciones PS con menor potencia en línea.

Tabla 7.I Iniciativas de mejora de una ruta legada DWDM de 80 portadoras RZ-DQPSK a 40 Gbps

Velocidad portadora (Gbps)	Tipo de modulación	Tasa de símbolo	Eficiencia Espectral (bit/Hz)	Ancho de Banda portadora	Ancho de Banda total	Rejilla (GHz)	Tipo de Fibra	Potencia max canal	Banda óptica	DCM	Max Num Canales	Max Tráfico (Tbps)
400 Gbps WDM Supercanal	DP-QPSK	4 x 25 Gbps	2 bits/Hz	37,5 GHz	160 GHz	13 x 12,5	G.652	~ + 6 dBm	C	DSP	25	19,6
									C+L		50	39,2
	DP-16QAM	4 x 12,5 Gbps	2,46 bits/Hz	30 GHz	130 GHz	13 x 12,5	G.652	~ +10 dBm	C	DSP	30	19,7
300 Gbps Supercanal	PS-QPSK	4 x 25 Gbps	1,5 bits/Hz	43 GHz	192 GHz	16 x 12,5	G.652	~ + 7 dBm	C	DSP	20	12
									C+L		40	24
250 Gbps Supercanal	PS-16QAM	4 x 12,5 Gbps	1,67 bits/Hz	37 GHz	148 GHz	12 x 12,5	G.652	~ + 12 dBm	C	DSP	27	13,2
									C+L		54	26,4
400 Gbps Nyquist Supercanal	DP-QPSK	4 x 25 Gbps	2,67 bits/Hz	35 GHz	140 GHz	12 x 12,5	G.652	~ + 6 dBm	C	DSP	28	21,3
									C+L		56	42,6
	DP-16QAM	4 x 12,5 Gbps	4 bits/Hz	25 GHz	100 GHz	8 x 12,5	G.652	~ +10 dBm	C	DSP	40	32
300 Gbps Nyquist Supercanal	PS-QPSK	4 x 25 Gbps	1,5 bits/Hz	43 GHz	160 GHz	16 x 12,5	G.652	~ + 7 dBm	C	DSP	25	12
									C+L		50	24
250 Gbps Nyquist Supercanal	PS-16QAM	4 x 12,5 Gbps	1,67 bits/Hz	37 GHz	135 GHz	12 x 12,5	G.652	~ + 12 dBm	C	DSP	30	13,2
									C+L		60	26,4

Capítulo 7

CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACION

8.1 Conclusiones

Esta tesis caracteriza los principales factores limitantes en el transporte de una señal por fibra óptica para los sistemas DWDM de larga distancia y gran capacidad, que básicamente conectan puntos troncales de la red óptica.

Se analizan y caracterizan los principales formatos de modulación empleados en redes legadas a 40 Gbps y de nueva generación a 100 Gbps, aún en servicio.

Se verifican sus tolerancias a los factores limitantes y se analiza su comportamiento frente a los mismos.

Dentro de los más importantes a considerar en las redes legadas aparece la PMD, por su comportamiento estocástico y por tanto, difícil de controlar con los sistemas de detección directa legada.

En esta tesis, realizamos un análisis de muestras tomadas en un periodo grande de tiempo de datos de PMD por el método interferométrico para verificar el impacto de agentes externos como incrementos de temperatura o velocidad del viento.

Y se realiza una verificación con los métodos actuales de predicción analíticos, validando tanto el método de medida usado como los resultados obtenidos.

Por otra parte, tras el análisis de los formatos de modulación para velocidad a 100 Gbps, basados en la modulación por polarización dual, se proponen soluciones de aumento de la capacidad de una red legada de 80 canales RZ-DQPSK a 40 Gbps, caracterizada con la herramienta software Optisystem de OptiwaveTM y ello nos sirvió de referencia para estudiar las posibilidades de escalabilidad que podría presentar con los nuevos formatos de modulación.

Finalmente, se propone mejoras tanto para redes legadas sistemas DWDM de larga distancia legados a 40 Gbps, donde ciertos valores de PMD pueden optimizar los efectos no lineales principales de la fibra a partir de esas tasas de bits legadas, en este caso el IFWM. Con una sencilla recomendación para elegir las fibras que trabajan con dichos valores de PMD se podrían resolver de forma económica y sencilla cualquier problema de envejecimiento de rutas y mantener la calidad del enlace sin apenas coste.

Como segunda aportación, se propone la introducción de la técnica de modulación por polarización conmutada (*Polarization switched*) como una posibilidad de mantener la tasa de símbolos en redes DWDM de larga distancia, no solamente en enlaces existentes con portadoras DP-QPSK y DP-16QAM a 100 Gbps, sino también dentro de las próximas estructuras de supercanal y rejilla flexible en ROADMs y transpondedores adaptativos (BVT).

Esto se puede conseguir considerando al considerar valores de potencia inferiores a los de las subportadoras moduladas por polarización doble.

8.2 Resumen de aportaciones

Este trabajo se ha llevado a cabo con la intención de analizar las posibles mejoras de un Sistema de transporte DWDM escalable que use la más avanzada tecnología de modulación y detección coherente para conseguir aumentar su capacidad de explotación con la menor inversión posible atendiendo a las demandas crecientes de tráfico en las redes:

- Mejora del rendimiento de un Sistema DWDM de portadoras a 40 Gbps de velocidad de línea y modulación RZ-DQPSK de redes legadas mediante la interacción de la PMD y el FWM con la rejilla entre canales es de 50 GHz.
 - Adicionalmente, se estudia el efecto, que a velocidades de línea de 40 Gbps usadas en las portadoras ópticas de los sistemas DWDM de larga distancia como el detallado anteriormente, derivado de la compensación de efectos no lineales como el FWM y el IFWM para determinados valores óptimos de PMD, que permiten mejorar el alcance de la transmisión, o al menos, mantener la calidad del enlace frente a procesos de envejecimiento de las fibras, con un coste relativamente bajo.
 - Cuando la rejilla entre portadoras ópticas es pequeña, en los sistemas DWDM tiene lugar una serie de efectos no lineales en la fibra por interacción entre las mismas. De ellos el FWM, principalmente en fibras de compensación de la dispersión cromática (DCF) suele ser el más determinante.
 - Se ha experimentado con un Sistema de portadoras a 50 GHz de un Sistema DWDM para varias longitudes de un vano típico de una ruta óptica variando las potencias del láser de canal transmisor con una portadora modulada en RZ-DQPSK.
 - El resultado encontrado demuestra que hay un valor de PMD óptimo que contrarresta el FWM, consiguiendo una mejora del OSNR y por tanto del presupuesto óptico de la línea.
 - Su aplicación en redes legadas de transporte DWDM permite elegir fibras dispuestas con el valor más adecuado a cada tramo.
- Estudio experimental de los agentes externos ambientales que influyen en la medida de la dispersión por modo de polarización (PMD) en los sistemas legados con portadoras ópticas a 40 Gbps.
 - La naturaleza estocástica de la PMD como efecto lineal de la fibra conlleva un estudio estadístico para predecir en qué condiciones la PMD puede experimentar cambios que influyan en la caracterización del presupuesto óptico de una ruta de transporte basado en DWDM.
 - Analizamos los factores externos que influyen sobre la medida del PMD como la temperatura y el viento.
 - Comparamos la predicción realizada sobre una ruta DWDM concreta con las medidas reales tomadas por el método interferométrico.
 - En las fibras aéreas proponemos un novedoso desarrollo basado en la disposición geométrica de la catenaria de dichos tramos y las teorías de tensiones en los cables.
- Interacción de los nuevos tipos de modulación en portadoras a 100 Gbps y 400 Gbps sobre los sistemas DWDM a 40 Gbps basados en RZ-DQPSK
 - Las redes de transporte DWDM legadas, principalmente con portadoras de 40 Gbps no cubren la demanda exponencial de tráfico en la era del 5G y de la Inteligencia artificial o Internet de las cosas (IoT).

- Pero la escalabilidad de dichas redes para su expansión se enfrenta a los compromisos de mantener el coste por bit y a una escalabilidad inmediata de todos los transceptores ópticos.
 - Aquí hemos expuesto cuales serían las interacciones entre las distintas portadoras ópticas de distinta velocidad dentro de un contexto de red DWDM flexible y adaptable.
 - La influencia de las portadoras ópticas moduladas como DP-QPSK y DP-16QAM para 100 Gbps y 400 Gbps sobre las actuales moduladas a 40 Gbps como RZ-DQPSK han sido analizadas así como la capacidad máxima recomendada para una ruta DWDM comercial.
- En esta tesis, hemos investigado la interacción de la PMD con los efectos no lineales de la fibra, como el XPM y el FWM, encontrando valores óptimos de la primera que permiten contrarrestarlos, en determinadas condiciones de separación de canales entre portadoras y vanos estándar de 70-80 km. Esto podría aplicar a redes legadas a 40 Gbps con modulación RZ-DQPSK 33%.
- También se han analizado y contrastado los valores de medidas de PMD de larga duración sobre una ruta DWDM para transporte óptico con el método interferométrico, confirmando los valores teóricos de predicción ante torsiones, rotaciones de la fibra ubicada en tramos aéreos, así como la variación de gradientes de PMD con los gradientes de temperatura en dos sesiones de tres meses del mismo año. De cualquier modo, el problema de estas redes con el PMD, prácticamente queda ya resuelto y relegado con la detección coherente y los DSPs en los nuevos formatos de modulación multinivel a velocidades superiores a 100 Gbps.
- En el análisis realizado para incrementar de forma compatible la capacidad de un enlace, se ha experimentado con escenarios mixtos de portadoras de 40 Gbps moduladas RZ-DQPSK y portadoras de 100 Gbps y 400 Gbps moduladas respectivamente DP-QPSK y DP-16QAM.
- Se ha detectado una anomalía, ya comentada con los responsables de OptiwaveTM en Canadá acerca de la configuración simultánea en la herramienta sw Optisystem de un escenario mixto que contengan velocidades distintas a la de “layout”. Entiendo que es una facilidad de la herramienta clave en su evolución hacia los nuevos entornos de redes flexible multiformato y “multirate”, y que los diseñadores implementarán en las nuevas versiones de esta potente herramienta en lo sucesivo. También se ha comentado algún fallo menor de componentes transmisores con modulación DP-QPSK, que, durante la simulación te expulsa de la aplicación, cuando el mismo componente se diseña en base a componentes específicos de moduladores, retardadores y láseres independientes. Con esto se dará mayor robustez en los desarrollos de nuevos componentes integrados en la herramienta y en las librerías asociadas.
- Las modulaciones por conmutación de la polarización forman parte del estado del arte desde hace unos años, principalmente la PS-QPSK, como modulación “intermedia” entre una modulación de polarización única QPSK y otra de polarización doble DP-QPSK. En esta tesis, hemos analizado las tolerancias de este tipo de modulación que utiliza menos potencia en fibra, y por tanto, es más inmune a efectos no lineales, independientemente de la pérdida de ancho de banda frente a la DP-QPSK, de la que puede derivarse directamente a través de puertas XOR. Nuevas líneas abiertas en la investigación
- Las estimaciones de demanda de tráfico en las redes de telecomunicaciones en los próximos años se acercan a multiplicar por cien la capacidad actual. Las causas se encuentran en las nuevas tecnologías de ancho de banda para móvil 5G, así como el exponencial aumento del

Internet de las cosas (IoT) y la inteligencia artificial o la telecirugía, donde la latencia de las redes será inferior a 1 ms.

- Esto ha llevado a los operadores que explotan estos servicios y a sus suministradores de equipos, en conjunto con las administraciones a promover todo tipo de mejoras y flexibilidad en las redes que garanticen dicha expansión y actualización de las mismas dentro de contextos de compatibilidad y sostenibilidad con las redes legadas.
- Esta tarea se lleva a cabo extremo a extremo en las redes, pasando por las redes de acceso, transporte y conmutación, tanto en entornos metropolitanos locales como en redes de larga distancia. Precisamente, las redes de transporte deben estar preparadas antes que ningunas dentro de los sistemas de telecomunicación.
- Se trabaja en diferentes campos para asegurar un crecimiento flexible de estas redes de transporte en cuanto a su adaptación a las nuevas demandas de tráfico, pero respetando la infraestructura legada lo máximo posible.
- En las redes de transporte, los nuevos ROADMs flexibles permiten una rejilla flexible y variable que permitan la redirección de portadoras a 400 Gbps con granularidad $N \times 12,5$ GHz frente a los tradicionales 50 GHz de rejilla fija que solo permitían la redirección de velocidades de línea de 10,40 y 100 Gbps.
- La introducción de amplificación Raman como complemento a la amplificación estándar EDFA permite, amplificar señales en todo el espectro óptico correspondientes a las Bandas C y L.
- En cuanto a los formatos de modulación, los nuevos formatos multinivel M-QAM cubran los compromisos entre capacidad y alcance para cada caso.
- La transmisión de 400 Gbps y 1 Tbps se encuentran con el obstáculo, además de la rejilla fija de 50 GHz en los ROADMs tradicionales con las limitaciones de procesamiento a 28-30 GBaudios en los conversores analógico-digitales (ADC) de los receptores ópticos coherentes.
- En la sección de transmisión coherente, la función de los DSP incorporados permitirán conocer la parametrización de la fibra para corregir los efectos lineales y mediante técnicas como el DBP mejorar también la de los efectos no lineales.
- Por último, y como concepto clave en el desarrollo de las redes en los próximos años de la era del Terabit será la gestión dinámica y flexible de una red de transporte totalmente óptica y totalmente flexible que será independiente del tipo de velocidad y modulación usadas en las portadoras ópticas y que, sin necesidad de mantenimiento local podrá adaptar y reconducir dinámicamente todo el tráfico necesario de un origen a un destino ocupando exclusivamente el paquete de recursos de la ruta asignados para la entrega puntual de ese servicio, y evitar el desaprovechamiento de asignación de recursos fijos. Los protocolos GMPLS permitirán optimizar los trayectos ópticos necesarios ante cualquier contingencia de corte sin necesidad de duplicidad para evitar sobrecostes y de desplazamientos in situ, siendo inmediata la puesta en servicio de cualquier contingencia sin afectación del servicio.
-

BIBLIOGRAFÍA

- Abd18 Abdullahi, S., 2018. Analysis of linear and non linear effect of dispersion in a single mode optical fibre transmission system. *International Journal of Advanced Academic Research*, 4(6).
- Agr89 Agrawal, G. P., 1989. Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers. *IEEE Quantum Electronics*, 25(11), pp. 2297-2306.
- Agr95 Agrawal, G. P., 1995. *Nonlinear Fiber Optics*. New York (USA): Academic Press.
- Agr04 Agrawal, G. P., 2004. Lightwave Technology: Components and Devices. In: *Hoboken, NJ: John Wiley & Sons Inc*
- Agr07 Agrawal, G. P., 2007. *Nonlinear Fiber Optics*. 4th Chapter 2 ed. s.l.:Academic Press.
- Aih09 Aihan Yin., 2009. Analysis of modulation format in the 40 Gb/s optical communication system”.. *J. Light Electron Opt. Elsevier GmbH. Optical Integration..*
- Alf11 Alfiad , M. S. et al., 2011. On the Tolerance of 111-Gb/s POLMUX-RZ-DQPSK to Nonlinear Transmission Effects. *Journal of Lightwave Technology*, Volume 29.
- All03 Allen, C., 2003. Measured Temporal and Spectral PMD Characteristics and their implication for network-level mitigation approaches. *Journal of Lightwave Technology*, 21(1)
- AMa13 Amaya, N., 2013. Introducing node architecture flexibility for elastic optical networks. *Journal of Optical Communications and Networking*, 5(6), pp. 593-608.
- Bat03 Bateman, A., 2003. Comunicaciones Digitales: Diseño para el Mundo Real. *Marcombo*.
- Bec98 Becker, P. C., Olsson, N. A. & Simpson, J. R., 1998. *Erbium-Doped Fiber Amplifiers*. San Diego, CA, Academic Press.
- Ben12 Bennett, , G., 2012. *Superchannels to the rescue*. [Online]
- Bir10 Birk, M., Gerard, P., Curto, R. & Nelson, L. E., 2010. Field trial of a real-time, single wavelength, coherent 100 Gbit/s PM-QPSK channel upgrade of an installed 1800km link. *IEEE Xplore*.
- Bon17 Bonilla, J., 2017. Survey of hybrid EDFA/RAMAN in C and L bands. *Revista Ingeniería, Matemáticas y Ciencias de la Información*.
- Bor03 Boroditsky, M., Brodsky, M., Frigo, N. J. & Magill, P., 2003. Second-order PMD statistics analysis improves the accuracy of mean DGD estimates,. *AT&T Labs, Middletown, NJ*.
- Bos11 Bosco, G., 2011. On the Performance of Nyquist-WDM Terabit Superchannels Based on PMBPSK, PM-QPSK, PM-8QAM or PM-16QAM Subcarriers. *Journal of Lightwave Technology*, 29(1), pp. 53-61.
- Bro04 Brodsky,, M., 2004. Long-term PMD characterization of installed fibers-how much time is adequate?. *OFC 2004, FI2..*
- Bro06 Brodsky, M., 2006. Polarization Mode Dispersion of Installed Fibers. *Journal of Lightwave Technology*, 24(12), pp. 4584-4599.
- Brom04 Bromage, J., 2004. Raman Amplification for Fiber Communications Systems. *Journal of Lightwave Technology*, 22(1), pp 79.
- Cam98 Cameron, J., 1998. Time Evolution of Polarization Mode Dispersion in Optical fibers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 10(9), pp. pp. 1265 - 1267.
- Car14 Carrero, M., Martín Minguez, A. & Horche, P. R., 2014. *Design of Equalized ROADMs Devices with Flexible Bandwidth Based on LCoS Technology*. Milan, Italy, IEEE 19th European Conference on Network and Optical Communications, NOC 2014, pp. 41-46.
- Che18 Chen, X., Macho, A. & R. Horche, P., 2018. Performance evaluation of 100 and 200-Gb/s WDM PM-QPSK transmission systems: tolerance analysis to the optical link impairments according to the optical carrier shape. *Optical Review-Springer*.

- Chr13 Christodoulopoulos et al., K., 2013. Planning Flexible Optical Networks Under Physical Layer Constraints. *IEEE/OSA J Optical Communications and Networking*, 5(11), pp 1296-1312.
- Rio13 Del Rio, C. & Horche, P. R., 2013. Optical fibers: Interaction dispersion-chirp in directly modulated systems. *Optica Pura Aplicada*, 46(3), pp. 231-247.
- Des94 Desurvire, E., 1994. *Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Principle and applications*. s.l.:Wiley Interscience Publication.
- Dju09 Djupsjöbacka, A., 2009. Measured Temporal Statistics of the DGD RMS-Value in Buried Optical Fibers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 21(24), pp. 1801-1803.
- Fis13 Fischer, J. K., Alreesh, S., Elschner, R. & Frey, M. F., 2013. Bandwidth Variable Transceivers Based on 4D Modulation Formats for Future Flexible Networks. *European Conference Exhibition Optical Communication*, 21(90), pp 1-3.
- Fre10 Freund et al., R., 2010. Single- and Multi-Carrier Techniques to Build up Tb/s per Channel Transmission Systems. *12th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp 1-7.
- Fuj18 Fujitsu Lab of America, Inc, 2018. *OFC Tutorial Tu3G.1*. s.l., s.n.
- Gal96 Galtarossa, A., 1996. In field comparison among polarization mode dispersion measurement techniques. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Volume 14.
- Ger12 Gerstel, O., 2012. Elastic Optical Networking: A New Dawn for the Optical Layer?. *IEEE Communications Magazine*, 50(2), pp. 12-20.
- Gis94 Gisin, N., 1994. Definitions and measurements of polarization mode dispersion: Interferometric versus fixed analyzer methods. *IEEE Photonic Technology Letters*, Volume 6.
- Gis96 Gisin, N., 1996. How accurately can one measure a statistical quantity like polarization-mode dispersion?. *IEEE Photonic Technology Letters*, Volume 12, pp 1671–1673..
- Gos08 Gosset, C., Dupont, L., Tan, A. & Bezar, A., 2008. Experimental performance comparison of duobinary formats for 40 Gb/s long-haul transmission. *Proc. IEEE/OSA Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, p. JThA55.
- Gri02 Griffin, R. A. & Carter, A. C., 2002. Optical Differential Quadrature Phase Shift Key (oDQPSK) for High-Capacity Optical Transmission. *Proceedings OFC*, p. WX6.
- Har08 Haro, J. & Horche, P. R., 2008. Evolution of PMD with the temperature on installed fiber.. *Optical Fiber Technology*, Issue 14, pp. 203-213.
- Har13 Haro, J. & Horche, P. R., 2013. Measurements of Polarization Mode Dispersion on Aerial Optical Cables: Theory and Experiments. *Optics Communications*, Volume 306, pp. 57-66.
- Hea05 Headley, C. & Agrawal, G., 2005. *Raman Amplification in Fiber Optical Communications Systems*. s.l.:Elsevier Academic Press.
- HoK05 Ho, K.-P., 2005. Phase-Modulated Optical Communication Systems. *Institute of Communication Engineering and Dep of Electrical Engineering National Taiwan University Springer Science + Business Media. Inc.*.
- Ian98 Iannone, E., Matera, F., Mecozzi, A. & Settembre, M., 1998. *Nonlinear Optical Communication Networks*. New York (USA): John Wiley & Sons, Inc., .
- Inf12 Infinera, 2012. *Super-Channels: DWDM Transmission at 100Gb/s and Beyond*. s.l.:s.n.
- Inf14 Infinera, 2014. Terabit Super-Channels and Flexible Grid ROADMs Architectures. *SCTE Cable-Tec Expo '14*.
- IpE08 Ip, E. & Kahn, J. M., 2008. Compensation of dispersion and non-linear impairments using digital backpropagation. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 26(20), pp. 3416-3425.
- ITU12 ITU-T, 2012. Recommendation G.694.1 : Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid.
- Jones 1998 Jones, S. L., Murtaza, G. & Senior, J. M., 1998. Single-Mode Optical Fiber Microbend Loss Modeling Using the Finite Difference Beam Propagation Method. *Optical Fiber Technology*, Volume 4, pp. 471-479.

- Jur 2006 Jurdana, I., Pilinsky, S. Z. & Bostjan, B., 2006. PMD Measurements. *Telecom Networks 48th International Symposium Zadar Croatia ELMAR*.
- Haro 13 Justino Haro, P. R. H., 2008. Evolution of PMD with temperature at installed fiber. *Optical Fiber Technology*, Vol 14, pp. 203-213.
- Kro17 K. Roberts, e. a., 2017. Beyond 100 Gb/s: Capacity, Flexibility, and Network Optimization. *Journal Optical Communications Networks*, pp. C12-C24.
- Kaminov 08 Kaminow, I. P., Li, T. & Willner, A. E., 2008. *Optical Fiber Telecommunications Volume VIB*. 6th Edition: Systems and Networks ed. San Diego, CA:: Academic Press.
- Kar 09 Karlsson, M. & Agrell, E., 2009. Which is the most power-efficient modulation format in optical links?. *Optics Express*, 17(13), pp. 10814-10819.
- Kaur 17 Kaur , R. & Singh, M., 2017. A Review Paper on Dispersion Compensation Methods. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, 4(6), pp 1991-1994.
- Kei 00 Keiser, G., 2000. *Optical Fiber Communications*. Third Ed., ed. Singapore: McGraw-Hill.
- Kum17 Kumar, S. & Kumar, A., 2017. Transmission Imparimentes in Coherent Optical WEDM Systema-A Comprehensive Review. *International Journal of Electronics, Electrical and Computational System*. Vol 6. Issue 3.
- Kur67 Kurtz , S. K. & Robinson, F. N., 1967. A physical model of the electro-optic effect. *Applied Physics Letters*, 10(2), pp. 62–65.
- Lac11 Lach, E. & Idler, W., 2011. Modulation formats for 100G and beyond. *Optical Fiber Technology*, 17(5), pp. 377-386.
- Liv03 Liveris, A. D. & Georgiades, C. N., 2003. Exploiting Faster-Than-Nyquist Signaling. *IEEE Transactions on Communications*, 51(9).
- Low11 Lowery, A. J. & Liang, B. D., 2011. Optical orthogonal division multiplexing for long haul optical communications: A review of the first five years. *Optical Fiber Technology*, 17(5), pp. 421-438.
- Mab98 Mabrouki, A. et al., 1998. Analysis of Polarization Mode Dispersion of Single Mode elliptic core optical fibers. *Optics Communication*, Volume 149, pp. 255-260.
- Mar99 Marcuse , D. & Menyuk, C. R., 1999. Simulation of single-channel optical systems at 100 Gb/s. *Optics Letters*, 17(pp. 564-569).
- Mill11 Millar, D. S. & Domaniç, L., 2011. Generation and long-haul transmission of polarization-switched QPSK at 42.9 Gb/s. *Optic Express*, 19(10), pp. 9296-9231.
- Moh18 Mohammed, S. A., Abdullahi, H. & Babangida, M. M., 2018. Analysis of linear and nonlinear effect of dispersion in a single mode optical fiber transmission system. *International Journal of Advanced Academic Research | Sciences, Technology & Engineering ISSN: 2488-9849*, 4(6).
- Mur11 Murata , K. & Saida , T., 2011. Optical Device Technologies for Future Network Evolution. *NTT technical review*, 9(3).
- Nam89 Namihira, Y., 1989. Polarization Mode Dispersion Measurements in a Installed Optical Fiber Submarine Cable. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1(10), pp. pp 329-331.
- Nam06 Namiki, S., Seo, K., Tsukiji, N. & Shikii, S., 2006. Challenges of raman amplification. *Proceedings of the IEEE*, 94(5), pp. 1024-1035.
- Oga03 Ogaki, K., Nakada, M. & Nagao, Y., 2003. Fluctuation differences in the principal states of polarization in aerial and buried cables. *OFC*, 1(MF13).
- Pin11 Pincemin, E., Karaki, J., Loussouarn, Y. & Poignant, H., 2011. Challenges of 40/100 Gbps and higher-rate deployments over long-haul transport networks. *Optical Fiber Technology*, 17(5), pp. 335-362.
- Pog10 Poggiolini, P., Bosco, G. & Carena, A., 2010. Performance evaluation of coherent WDM PS-QPSK (HEXA) accounting for non-linear propagation effects. *Optics Express*, 18(11), pp. 11360-11371.
- Rei00 Reid, D. T., Loza-Alvarez, P. & Brown, C. A., 2000. Amplitude and phase measurement of mid-infrared femtosecond pulses by using cross-correlation frequency-resolved optical gating. *Optics Letters*, Volume 25, pp 1478-1480.

- Row05 Rowe, M., 2005. Bits battle noise. EDN Network. *Test & Measurement World*.
- SMe08 S. Melle et al., 2008. Bandwidth Virtualization Enables Long Haul WDM Transport of 40 Gb/s and 100 Gb/s Services. *IEEE Communications Magazine*.
- Sch13 Schmogrow, R., Ben-Ezra, S. & Schindler, P. C., 2013. Pulse-shaping with digital, electrical, and optical filters—A comparison. *Journal of Lightwave Technology*, 31(15), pp. 2570-2577.
- Sha98 Shake, I., Takara, H., Mori, K. & Kawanishi, S., 1998. Influence of inter-bit four-wave mixing in optical TDM transmission. *Electronics Letters*, 34(16), pp. 1600–1601.
- Sha12 Shao, J. & Kumar, S., 2012. Optical backpropagation for fiber optic communications using optical phase conjugation at the receiver. *Optics Letters*, Volume 285, pp. 3553-3558.
- Sjö11 Sjöding, M. & Johannisson, P., 2011. Comparison of polarization-switched QPSK and polarization-multiplexed QPSK at 30 Gbit/s. *Optic Express*, 19(8), pp. 7839-7846.
- Sjö12 Sjödin, M., Puttnam, B. J. & Johansson, P., 2012. Transmission of PM-QPSK and PS-QPSK with different fiber span lengths. *Optics Express*, 20(7), pp. 7544-7553.
- Tah14 Taher, K. A., Majumder, S. P. & Azizur, B. M., 2014. PMD Tolerance of 107 Gb/s PM-QPSK System at Optimum Transmitting Power. *8th International Conference on Electrical and Computer Engineering*.
- Tai02 Tai, H. & Rogowski, R., 2002. Optical anisotropy induced by torsion and bending in an optical fiber. *Optical Fiber Technology*, Volume 8, pp. 162–169.
- Tom12 Tomkos et al, I., 2012. A Survey of Recent Developments on Flexible/Elastic Optical Networking,. *14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp 1-6.
- Ulr801 Ulrich, R., 1980. Bending-induced birefringence in single-mode fibers. *Optics Letters*, 5(6), pp. 273-275.
- Ulr80 Ulrich, R., Rashleigh, S. C. & Eickhoff, W., 1980. Bending-induced birefringence in single-mode fibers. *Optics Letters*, 5(6), pp. 273-275.
- Ulr79 Ulrich, R. & Simon, A., 1979. Polarization Optics of twisted single-mode fiber. *Applied Optics*, pp. 2241-2251.
- Van06 Van den Borne, D., Jansen, S. L. & Khoe, G. D., 2006. Line optimization in long-haul transmission systems with 42.8 Gbit/s RZ-DQPSK modulation. *Proc. IEEE/OSA Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, p. OFD2.
- Vas18 Vassilieva, O. & Fujitsu Laboratories, 2018. *Enabling Technologies for Fiber Nonlinearity Mitigation in High Capacity Transmission Systems*. Richardson, Texas, OFC 2018 Tutorial Tu3G.1.
- Wad05 Waddy, D. S., 2005. Long Term G652 PMD Fast State of Polarization Changes in Aerial Fiber under Different climatic Conditions. *Optical Fiber Technology*, Volume 11, pp. 1-19.
- Win18 Winzer, P. J., Neilson, D. T. & Andrew, R., 2018. Fiber-optic transmission and networking: the previous 20 and the next 20 year. *Optics Express*, 26(18), pp 24190-24239.
- Win10 Winzer, P. J., 2010. Beyond 100G Ethernet. *IEEE Communications Magazine*.
- Win06 Winzer, P. J. & Essiambre, R. J., 2006. Advanced Optical Modulation Formats. *Proceedings of the IEEE*, 94(5), pp. 952–985.
- Win08 Winzer, P. J. & Essiambre, R. J., 2008. Advanced optical modulation formats. *Optical Fiber Telecommunications*. ISBN: 978-0-12-374172-1.
- Win04 Winzer, P. J. & Gnauck, A. H., 2004. Optical Phase-ShiftKeyed Transmission. *IEEE Communications Magazine*.
- Win061 Winzer, P. J. & Raybon, P. J., 2006. 107-Gb/s optical signal generation using electronic time-division multiplexing. *Journal of Lightwave Technology*, Volume 24, pp 3107–3113.
- Woo00 Wooten, E. L., Kissa, K. M., Yan, A. Y. & Murphy, E. J., 2000. A review of Lithium Niobate modulators for fiber-optic communications systems. *J. Selected Topics in Quantum Electron.*, 6(1), pp 69-82.

- Xia02 Xiaoyong Chen, A. M. P. R. H., Chen, X., Macho, A. & Horche., P. R., 2012. Performance evaluation of 100 and 200-Gb/s WDM PM-QPSK transmission systems: tolerance analysis to the optical link impairments according to the optical carrier shape.
- TJX14 Xia, T. J., 2014. Transmission of 400G PM-16QAM channels over long-haul distance with commercial all-distributed raman amplification system and aged standard SMF in field. *Optical Fiber Communication Conference. Optical Society of America*, p. Tu2B–1.
- XuX13 Xu, X., Châtelain, B., Zhuge, Q. & Morsy-Osman, M., 2013. Frequency domain M-shaped pulse for SPM nonlinearity mitigation in coherent optical communications. *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*., p. Paper. JTh2A.38.
- Yon95 Yonenaga, K., Norimatsu, S., Kuwano, S. & Shiba, N., 1995. Optical duobinary transmission system with no receiver sensitivity degradation. *Electronics Letters*, 31(4), pp. 302–304.
- Zha10 Zhang, J., Yuan, X. & Lin, M., 2010. 112Gb/s Pol-Mux RZ-DQPSK transmission over 960kmSMF with high-speed polarization controller. *OptoElectronics and Communications Conference (OECC)*.
- Zub97 Zubia, J. & Arrúe, J., 1997. Theoretical Analysis of the Torsion-Induced Optical Effect in a Plastic Optical Fiber. *Optical Fiber Technology*, Volume 3, pp. 162-167.