



TESIS DE MAESTRIA

**Implementación y caracterización de un
sistema óptico de 10 Gbps de bajo costo
y su aplicación a enlaces de altas pérdidas**

Por

Julio C. Benítez
Ingeniero Electrónico
Universidad de Morón

Presentado a la Escuela de Posgrado del ITBA
en cumplimiento parcial de los requerimientos para la obtención del título
de

Magister en Ingeniería de las Telecomunicaciones

en el Instituto Tecnológico de Buenos Aires
22 de diciembre de 2015

Firma del autor _____
Instituto Tecnológico de Buenos Aires

Certificado por _____
Dr. Diego F. Grosz (Tutor de Tesis)
Instituto Balseiro. CONICET

Aceptado por _____
Ing. Rubén Kustra (Director de Carrera)
Instituto Tecnológico de Buenos Aires

Miembros del Jurado

Dr. Andrés C. Gaeris _____

Ing. Sergio A. Galbán _____

Ing. Daniel Torradella _____

Resumen

En esta Tesis se presenta una implementación práctica de un sistema óptico de 10 Gbps en su capa física, utilizando para esto electrónica de bajo costo disponible en el mercado: una plataforma de desarrollo FPGA Virtex 5 (como generador de PRBS y medidor de BER) y transceptores SFP+.

El dispositivo implementado se conecta a enlaces de altas pérdidas estudiando efectos lineales y no lineales, dependientes de la potencia de señal transmitida, sobre distintos tipos de fibras ópticas usando esquemas de amplificación EDFA, Raman y compensación de dispersión cromática.

Agradecimientos

A mi esposa Valeria y mis hijas Ma. Victoria y Ma. Catalina, por ser mi faro, por apoyarme y no dejarme decaer a pesar del tiempo que les robé.

A mi tutor de tesis, Dr. Diego Grosz, por su dedicación y motivación pero principalmente por su humildad y generosidad al compartir sus conocimientos.

A los integrantes del Grupo de Optoelectrónica del ITBA, por su invaluable ayuda y predisposición.

A la Universidad de Morón y a Telecom Argentina, por haber colaborado para que yo pudiera realizar esta Maestría.

A Furukawa Argentina, a través de Juan C. Massone y Marcela Molina, por la donación de la fibra óptica utilizada en este trabajo.

Y a los que partieron, pero cuyo recuerdo y ejemplo de vida sigue guiando mi camino.

INDICE GENERAL

Resumen	iii
Agradecimientos	iv
INDICE GENERAL	v
LISTA DE FIGURAS Y TABLAS	vi
CAPITULO 1. Estado de la cuestión y objetivos	1
1.1 - Introducción	1
1.2 - Hipótesis de trabajo	3
1.3 - Objetivo de la Tesis	4
CAPITULO 2. Solución propuesta y desarrollo	5
2.1 - Definición de parámetros	5
2.2 - Desarrollo del trabajo	5
CAPITULO 3. Resultados experimentales	11
3.1 - Mediciones back-to-back para caracterización y selección de transceptores	11
3.2 - Mediciones back-to-back con ruido ASE con y sin filtrado	15
3.3 - Mediciones con loop de 20 km de fibra TW-RS	18
3.4 - Mediciones con loop de 40 km de fibra TW-RS	23
3.5 - Mediciones con loop de 40km de fibra TW-RS y bombeo Raman	26
3.6 - Mediciones con loop de 50km de fibra STD y compensación de dispersión	31
CAPITULO 4	34
4.1 - Conclusiones	34
4.2 - Futuras líneas de investigación	35
BIBLIOGRAFIA	36
APÉNDICES	38
Apéndice A – Listado de acrónimos	38
Apéndice B – Listado de instrumental utilizado	40
Apéndice B – Hojas de datos de las FO utilizadas	41

LISTA DE FIGURAS Y TABLAS

Figura 1 - Set-up experimental en el Laboratorio de Optoelectrónica ITBA	5
Figura 2 - Vista de la plataforma netFPGA-10G	6
Figura 3 - Esquema lógico de conexión	7
Figura 4 - Diagrama de ojo a 10,3 Gbps	8
Figura 5 - Vista de la plataforma Xilinx ML-507	9
Figura 6 - Diagrama en bloques de la plataforma Xilinx ML-507	9
Figura 7 - Interfaz GUI del iBERT en una plataforma Xilinx ML-507	11
Figura 8 - Esquema de conexión	12
Figura 9 - BER vs Potencia Rx	12
Figura 10 - Penalización de potencia BER vs tasa de extinción ER [Agilent Technologies]	14
Figura 11 - Diagramas de ojo para BER (a) 10^{-12} , b) 10^{-9} y c) 10^{-3}	14
Figura 12 - Espectro de potencia de la fuente ASE utilizada	15
Figura 13 - Esquema de medición	16
Figura 14 - BER vs OSNR	17
Figura 15 - BER vs potencia ASE	17
Figura 16 - Diagrama de ojo para OSNR (a) 26 dB, (b) 31 dB, (c) 36 dB	18
Figura 17 - Espectro de ganancia del amplificador EDFA	19
Figura 18 - Perfil de atenuación del loop de prueba	20
Figura 19 - Esquema de medición	20
Figura 20 - Espectro de una señal de 10 Gbps NRZ [Ando - Yokogawa]	21
Figura 21 - BER vs OSNR para distintas potencias del EDFA	22
Figura 22 - Espectro de auto modulación de fase para distintas potencias del EDFA ..	23
Figura 23 - Esquema de medición	24
Figura 24 - BER vs OSNR para distintas potencias del EDFA	24
Figura 25 - Diagrama de energías del scattering de Raman [R.H. Stolen]	27
Figura 26 - Espectro de ganancia Raman en F.O. de silicio [18]	27
Figura 27 - Ganancia on-off Raman para distintas áreas efectivas [OFS]	28
Figura 28 - Espectro de ganancia Raman con bombeo múltiple [19]	28
Figura 29 - Esquema de medición con bombeo Raman	30
Figura 30 - Esquema de medición 50 km SSMF con DCM	32
Figura 31 - BER vs OSNR con y sin DCM	32
Figura 32 - Efectos de la CD en 50km SSMF (a) sin DCM, (b) con DCM	33
Tabla 1 - Evolución y previsión de tráfico Internet. [Cisco VNI Forecast, 2015]	1
Tabla 2 - Resultados de la medición de los transceptores seleccionados	13
Tabla 3 - Salida teórica en función del BER de entrada.	26
Tabla 4 - BER en función de la potencia de bombeo Raman	30

CAPITULO 1. Estado de la cuestión y objetivos

1.1 - Introducción

A partir de los años ´90 con el uso masivo de Internet y, en los últimos años, asociado también al fenómeno de las comunicaciones móviles de voz y datos, éstas han reemplazado a la telefonía fija clásica como factor impulsor del desarrollo de las redes de comunicaciones. El acceso a contenidos de interés para todo público, en particular de video, ha sido el principal *driver* de este crecimiento.

En la Tabla 1 se muestra la evolución histórica del tráfico de Internet para ilustrar la magnitud de este fenómeno.

AÑO	Tráfico Global de Internet
1992	100 Gigabytes por día
1997	100 Gigabytes por hora
2002	100 Gigabytes por segundo
2007	2000 Gigabytes por segundo
2012	12000 Gigabytes por segundo
2017	35000 Gigabytes por segundo

Tabla 1 - Evolución y previsión de tráfico Internet. [Cisco VNI Forecast, 2015]

Particularmente, en tiempos recientes y tanto en conexiones fijas como móviles, se advierte un alto crecimiento del tráfico proveniente de servicios IP. Dentro de estos servicios el principal componente lo representa el video, el cual generó, en el año 2014, el 64,4 % del tráfico total de Internet [1]. Es importante observar que el volumen de tráfico IP global se ha cuadruplicado en los últimos cinco años y, según las previsiones, se triplicará en el próximo lustro, cuando se espera que el video represente más del 80% hacia 2019 [1].

Ante el aumento exponencial de la demanda de ancho de banda, los sistemas de telecomunicaciones, y las redes de transporte que dan soporte a estos servicios, han tenido que adaptarse a este escenario implementando nuevas tecnologías; en primer lugar, con la adopción, en la década de los ´90, de los sistemas de comunicación óptica

capaces de transportar, en una sola fibra, múltiples longitudes de onda (“canales”) y, luego, aumentando la tasa de transmisión por canal.

Efectivamente, alrededor de la segunda mitad de los años ‘90 comienza la estandarización por parte de las compañías de telecomunicaciones de los sistemas *Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM)* como núcleo de sus redes de transporte, las cuales estaban basadas hasta ese momento en la transmisión de una única longitud de onda simple SDH/SONET por fibra óptica (FO). Estos sistemas de múltiples longitudes de onda a una tasa de 2,5 Gbps con modulación en amplitud del tipo *On-Off keying (OOK)* y detección directa (sistemas IM-DD) fueron ampliando la capacidad de la FO instalada mediante la adición de más canales y, eventualmente, aumentando la tasa de transmisión conforme a la disponibilidad de componentes electrónicos de mayor ancho de banda.

A su vez, el desarrollo de moduladores ópticos de mayor ancho de banda, el conocimiento de la problemática y las técnicas para compensar la dispersión cromática (*Chromatic Dispersion, CD*) mediante el uso de fibras ópticas especiales y la disponibilidad comercial de las mismas permitió, a partir de principios de los años 2000, el crecimiento a sistemas de 10 Gbps por canal manteniendo los mismos esquemas de modulación [2] [3].

Aunque posteriormente se desarrollaron y desplegaron sistemas comerciales en 40 Gbps, éstos no tuvieron el éxito comercial esperado, principalmente por la relación costo/beneficio, y nunca pudieron desplazar a las interfaces de 10Gbps. Tanto en redes metropolitanas como en enlaces *long haul* (100-1000 km) y *ultra long haul* (> 1000 km), los equipos a tasas de 10 Gbps se han convertido en el estándar en los últimos diez años. Por otro lado, el aumento del alcance de estas redes ha sido posibilitado por el advenimiento de los amplificadores ópticos, tanto los de fibra dopada con Erblio (*Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA*) como los Raman [4].

La evolución de la técnica ha permitido que, desde fines del 2013, hayan comenzado a desplegarse sistemas DWDM long haul de 100 Gbps con esquemas de transmisión/detección coherente, los cuales al día de hoy han logrado madurez y estabilidad en sus componentes pero, por una cuestión de niveles de masividad, aún mantienen un costo en sus transceptores. De todas formas, la tendencia indica que a nivel metro, y como tributarios de los sistemas de 100 Gbps, el estándar seguirá siendo la interfaz de 10Gbps por varios años más [5].

Efectivamente, el estándar 10 Gbps sigue presente en las redes ópticas pasivas (*Passive Optical Networks, PONs*) en las recomendaciones ITU-T G.987x XG-PON1/2 (10 G) y en la evolución NG-PON2 G.989.x, pre-publicada por la ITU-T en agosto de 2015.

1.2 - Hipótesis de trabajo

Enfocándonos en la situación local, los sistemas que han instalado aquí las empresas de telecomunicaciones (Telcos) son en general provistos “llave en mano” por los propios fabricantes (Alcatel-Lucent, Huawei, ZTE, Ciena, etc). Usualmente, estos sistemas reemplazan a aquellos de menor jerarquía (PDH E4 o SDH STM-1 a STM-16) de una sola longitud de onda, o a sistemas DWDM con transponders STM-16, y utilizan la red de FO existente, la cual incluye gran cantidad de segmentos de fibra obsoleta de distintos tipos (ITU-T Recomendaciones G.652, G.653 o G.655) en diversos estados de conservación.

Para realizar las correspondientes ingenierías de proyecto estos proveedores utilizan, en general, sistemas informáticos propietarios a los cuales se les cargan, usualmente, datos obtenidos de la medición de las redes de FO existentes; estos datos incluyen los perfiles de atenuación y dispersión cromática y otros provenientes de tablas, dando como resultante la topología de equipos (modelos y características) sugerida para el proyecto particular. Una vez instalado el sistema, se realiza una aceptación del mismo por parte de la Telco mediante la verificación del cumplimiento de valores elementales de norma, como ser potencias ópticas, umbrales de sensibilidad y tasa de error.

Teniendo en cuenta que la mayoría de los operadores, debido a cuestiones de costo y alta especialización, no cuentan con laboratorios equipados como tampoco con personal capacitado, normalmente no se realizan ensayos de homologación y certificación exhaustivos. De esta forma, las soluciones que se implementan habitualmente, si bien son de ejecución relativamente rápida, presentan el problema de brindar un limitado conocimiento de los sistemas y, en particular, no se cuenta con información del comportamiento individual de los subsistemas y componentes ante situaciones de operación por fuera de los parámetros nominales. Por lo tanto, poder contar con un sistema modelo y ensayarlo adecuadamente en laboratorio, simulando distintos escenarios, nos dará una idea más acabada de los parámetros involucrados, su importancia y su potencial impacto en condiciones marginales.

1.3 - Objetivo de la Tesis

El objetivo de esta Tesis se centra en la construcción y caracterización, en la capa física de transmisión, de un sistema óptico de 10 Gbps del tipo de modulación de intensidad y detección directa (*Intensity Modulation – Direct Detection, IM-DD*) utilizando para esto electrónica de bajo costo disponible en el mercado; el estudio incluye la implementación de diferentes esquemas de amplificación óptica y el uso de varios tipos de fibras ópticas, buscando simular los distintos escenarios posibles; centramos nuestro interés, particularmente, en enlaces de pérdidas elevadas, cuantificando la influencia de los efectos lineales, i.e., atenuación, ruido aditivo, dispersión cromática, y la de los efectos no lineales, esto es, efectos que dependen de la intensidad de la señal transmitida, tales como la auto modulación de fase (*Self Phase Modulation, SPM*).

Una vez implementado el sistema, se realiza una caracterización del desempeño del transmisor (TX)- receptor (RX) incluyendo los siguientes parámetros:

- Potencia
- Sensibilidad
- Diagrama de ojo
- Tasa de error (Bit Error Rate, BER)
- Relación señal ruido óptica (Optical Signal to Noise Ratio, OSNR)
- Tasa de extinción (Extinction Ratio, ER)
- Penalización de potencia

El resultado de estas mediciones se compara luego con el obtenido de cálculos y tablas y se realiza el correspondiente análisis.

La motivación de abordar esta tarea se basa en el hecho de que, si bien existen equipos comerciales en servicio a esta tasa de transmisión desde hace ya varios años y, como hemos mencionado, éstos se han convertido en el estándar de los sistemas de transporte de alta capacidad, no se conocen antecedentes locales sobre implementaciones experimentales en laboratorio ni sobre caracterizaciones completas de los mismos al nivel de la capa física de transmisión.

Con el cumplimiento de los objetivos propuestos habremos obtenido información y experiencia que usualmente no se encuentra disponible ya que es propia de los laboratorios donde se desarrollan los productos. Por otra parte, el conocimiento adquirido servirá de punto de partida para futuras implementaciones experimentales a mayores tasas y con distintos tipos de modulaciones.

CAPITULO 2. Solución propuesta y desarrollo

2.1 - Definición de parámetros

A fin de contar con un marco de referencia los parámetros se especificaron y/o compararon, salvo indicación en contrario, con relación al objetivo de diseño de un enlace óptico con una tasa de error de bit, BER menor o igual a 10^{-12} , utilizando una codificación de línea óptica binaria sin retorno a cero (NRZ) y sin la implementación de esquemas de corrección de errores (FEC), de acuerdo a las Recomendaciones ITU-T G.707/Y.1322 [6], G.691 [7] y OIF-LRI-02.0 [8]. Además de estos lineamientos genéricos, se adoptaron otros específicos para cada escenario, relacionados con los tipos de fibras ópticas utilizadas, sus longitudes y los valores de dispersión cromática.

2.2 - Desarrollo del trabajo

Habiendo definido los alcances, objetivos y plan de trabajo de esta tesis, se comenzaron las tareas en las instalaciones del Laboratorio de Optoelectrónica del ITBA, lugar en cual se realizó la totalidad de las actividades experimentales.

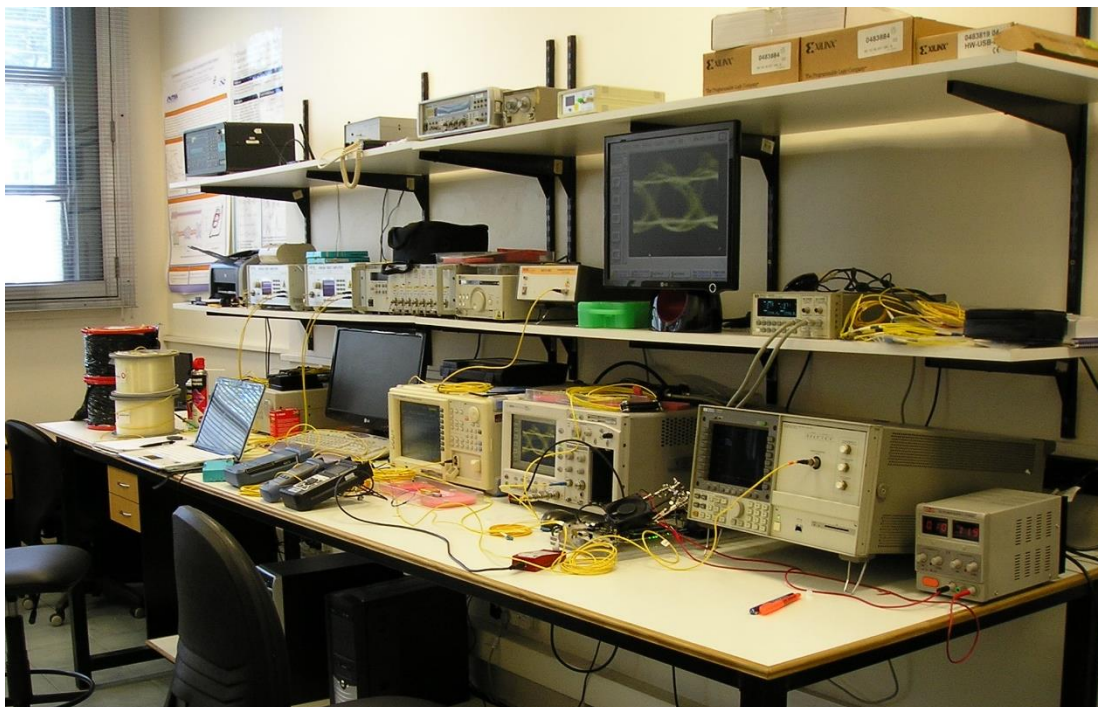


Figura 1 - Set-up experimental en el Laboratorio de Optoelectrónica ITBA

Con la finalidad de realizar las pruebas y mediciones previstas, se comenzó por implementar un generador de trama pseudoaleatoria (*Pseudo-Random Binary Sequence, PRBS*) y un detector-contador de errores, los cuales permitieran proveer, a modo de un dispositivo medidor de tasa de error (*Bit Error Ratio Tester, BERT*), datos sobre el desempeño de la interfaz óptica. Este es un requisito indispensable para la caracterización del sistema, tanto en configuración back-to-back, como aplicado a los distintos escenarios evaluados en esta Tesis.

Se abordó la implementación del sistema óptico utilizando como base la plataforma NetFPGA-10G de la empresa HiTech Global (fig.2), la cual es una plataforma abierta y flexible para su uso en el ámbito académico, desarrollada por un grupo encabezado por las universidades de Stanford (USA) y de Cambridge (UK) y por la empresa Xilinx [9].



Figura 2 - Vista de la plataforma netFPGA-10G

El núcleo de esta plataforma (fig.3) es una FPGA Xilinx Virtex-5 TX240T que cuenta con más de 239000 celdas lógicas, 48 transceptores con tasas de línea de 150 Mbps-6,5 Gbps y hasta 680 pines configurables por el usuario. Sobre una placa con factor de forma PCIe e interfaz x8 gen1 PCIe, el sistema provee 4 puertos físicos implementados con circuitos integrados NetLogic AEL2005 con capacidad para manejar módulos SFP+ de 10Gbps y la posibilidad de implementar códigos de corrección de errores tipo EFEC y GFEC y compensación electrónica de dispersión (EDC). Incorpora tres bancos paralelos de 72MB de memoria RAM tipo Quad Data Rate Static Random Access Memory (QDR II SRAM) para almacenamiento y reenvío de tablas de datos, y cuatro bancos de 72MB de memoria RAM tipo Reduced Latency Random Access Memory (RLDRAM II) para buffering de paquetes.

montada en una motherboard de computadora con bus PCIExpress y, por lo tanto, no cuenta con salidas de reloj conectorizadas para uso externo. Esto obligó a desarrollar y construir una placa para extracción de sincronismo, para su uso como fuente de sincronismo/disparo externo del osciloscopio.

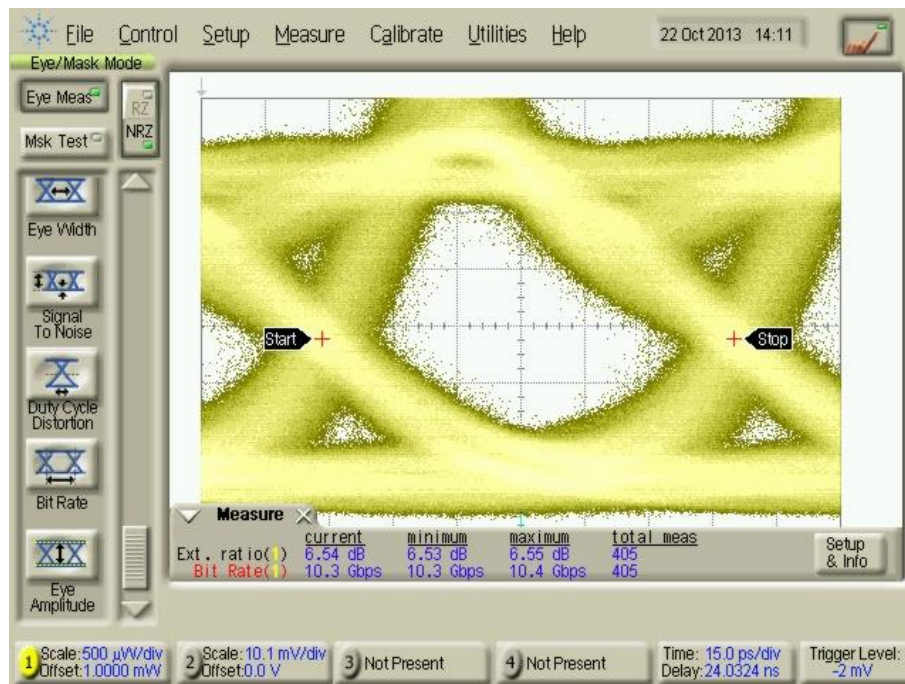


Figura 4 - Diagrama de ojo a 10,3 Gbps

Continuando con lo planificado, el siguiente paso consistió en encarar la configuración y programación de la plataforma para obtener un generador y medidor de PRBS a una tasa de 9,953 Gbps. Para esto, se trabajó sobre la programación, vía FPGA, del Netlogic AEL2005 que brinda los servicios de adaptación de capa física. Es preciso señalar que, durante el tiempo en el que se trabajó en la programación de los registros internos del mismo, la empresa fabricante (Netlogic) fue absorbida por Broadcom y la información sobre este dispositivo, y el soporte técnico, pasó a brindarse únicamente bajo Acuerdo de Confidencialidad (*Non-Disclosure Agreement, NDA*). A pesar de haberlo gestionado, no logramos concretarlo, por lo que no se pudo obtener información sobre ocho registros configurables de 16 bits, lo cual obligó a abandonar el desarrollo sobre esta plataforma. Por este motivo, se continuó el trabajo sobre la base de una plataforma ML-507 de Xilinx (fig.5).

Esta plataforma se desarrolla alrededor de una FPGA Virtex 5 XC5VFX70T de 1136 pines, que cuenta con más de 330000 celdas lógicas, 16 transceptores RocketIO GTX con tasas de línea desde 150 Mbps hasta 6,5 Gbps y hasta 640 pines configurables por el usuario. Incorpora bloques de hardware IP (*Intellectual Property*) que implementan funcionalidades como, por ejemplo, bloques de RAM/FIFOs de 36 Kb, DSPs, interfaces de sincronismo, varios generadores de reloj del tipo Phase-Locked-Loop, PLL y un núcleo de microprocesador PowerPC 440. La plataforma integra la FPGA con una placa que cuenta con un banco de memoria de 256 MB tipo DDR2, un CPLD XC95144 para el

control lógico, varios relojes programables y entradas/salidas de sincronismo. Para la programación y vinculación con otros dispositivos cuenta con variedad de puertos como JTAG, DIN, DB9 (RS-232), RJ-45, USB y, en nuestro caso el más importante, un puerto SFP con capacidad para módulos SFP+ (*Enhanced Small Form-factor Pluggable*). El diagrama en bloques de esta plataforma se puede observar en la fig. 6.

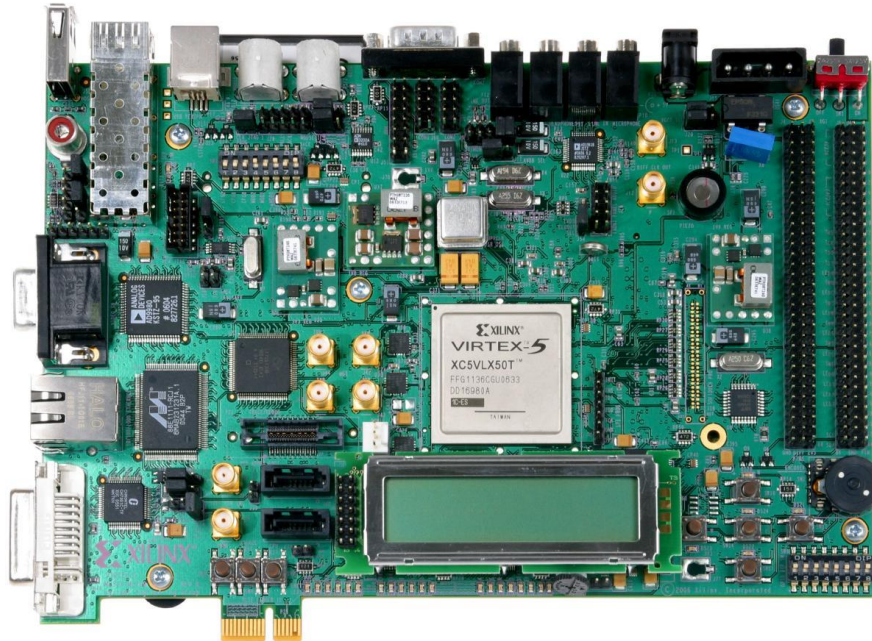


Figura 5 - Vista de la plataforma Xilinx ML-507

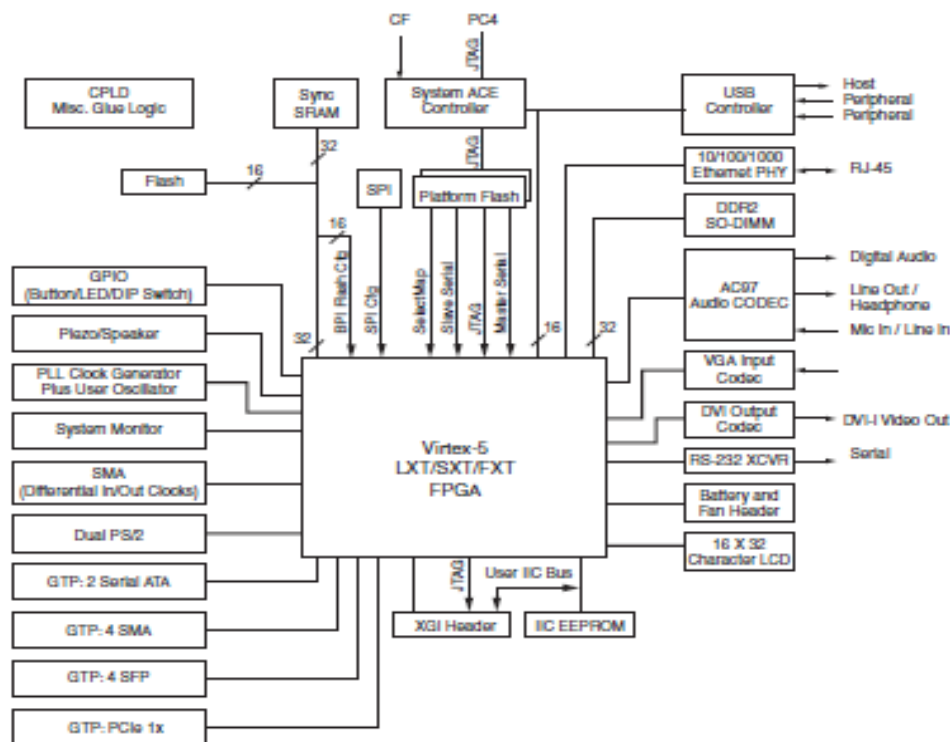


Figura 6 - Diagrama en bloques de la plataforma Xilinx ML-507

Esta plataforma originalmente fue prevista para aplicaciones de desarrollo de sistemas desde 10 Mb hasta 1 GbE o, eventualmente, hasta STM-16 (2,5 Gbps), siendo la velocidad de transmisión determinada por la frecuencia de reloj FPLL Clock de entrada al transceptor GTX [10]. La variación de la tasa de transmisión se logra mediante una combinación de instrucciones de software y de hardware mediante dip switches. Sin embargo, gracias a la robustez del conjunto FPGA-periféricos se logró, mediante una configuración no prevista como funcionalidad, alcanzar una tasa de bit de operación de 9,6 Gbps con un pattern PRBS $2^{23}-1$. Debido a que se estaba utilizando fuera de las condiciones de diseño y operación especificadas por el fabricante, y para lograr una solución de compromiso con respecto a la estabilidad de funcionamiento a largo plazo, se configuró un pattern $2^{23}-1$ a una tasa de 9,3 Gbps. Esto redundó, principalmente, en una reducción y estabilización de la temperatura de operación a fin de mantener estable la sensibilidad del receptor. Es importante mencionar que el receptor puede variar su margen de operación, hacia el final de su vida útil, en 2-4 dB y que la operación a temperaturas elevadas es una de las principales fuentes de envejecimiento del componente.

Con respecto a los transceptores, se utilizaron módulos SFP+ de los comúnmente empleados en networking de datos, los cuales tienen características de desempeño ópticas de menores prestaciones que las de los componentes utilizados en sistemas de transporte óptico del tipo long haul/WDM.

Por último, estos dispositivos surgen formalmente de un acuerdo de múltiples proveedores de equipos (*Multi Source Agreement, MSA*) orientados principalmente a las actividades de almacenamiento de datos (*Storage Area Network, SAN*) que conformaron el *SFF Committee* y actuaron, en la práctica, como un organismo de normalización *ad hoc*. Las características y especificaciones fueron definidas en la normativa interna SFF-8431 SFP+, la cual fue luego incorporada como estándar, en todo o en parte, por la *EIA* (*Electronic Industries Association*), *ANSI* (*American National Standards Institute*), *OIF* (*Optical Internetworking Forum*) y el *IEC* (*International Electrotechnical Commission*). La SFF-8431 ha evolucionado con los años y, en su última versión (Rev. 4.1), incluye servicios de hasta 16 Gbps en redes de datos y distancias cortas [11].

Para la implementación del BERT, se utilizó la herramienta *CORE Generator* con la cual se generó y personalizó un medidor integrado de tasa de error (*Integrated Bit Error Ratio Tester, IBERT*). Este core asociado a la herramienta de depuración para FPGA *Chip Scope Pro* de Xilinx permitió contar con todas las funcionalidades del BERT accesibles a través de una interfaz gráfica de usuario (*Graphic User Interface, GUI*) [12]. La comunicación entre la FPGA y la terminal de usuario se realiza a través de una interfaz del tipo JTAG (*Joint Test Action Group*) conectada a un puerto IEEE 1149 (*Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture*). En la fig. 7 se puede apreciar la interfaz GUI y algunas de sus funcionalidades

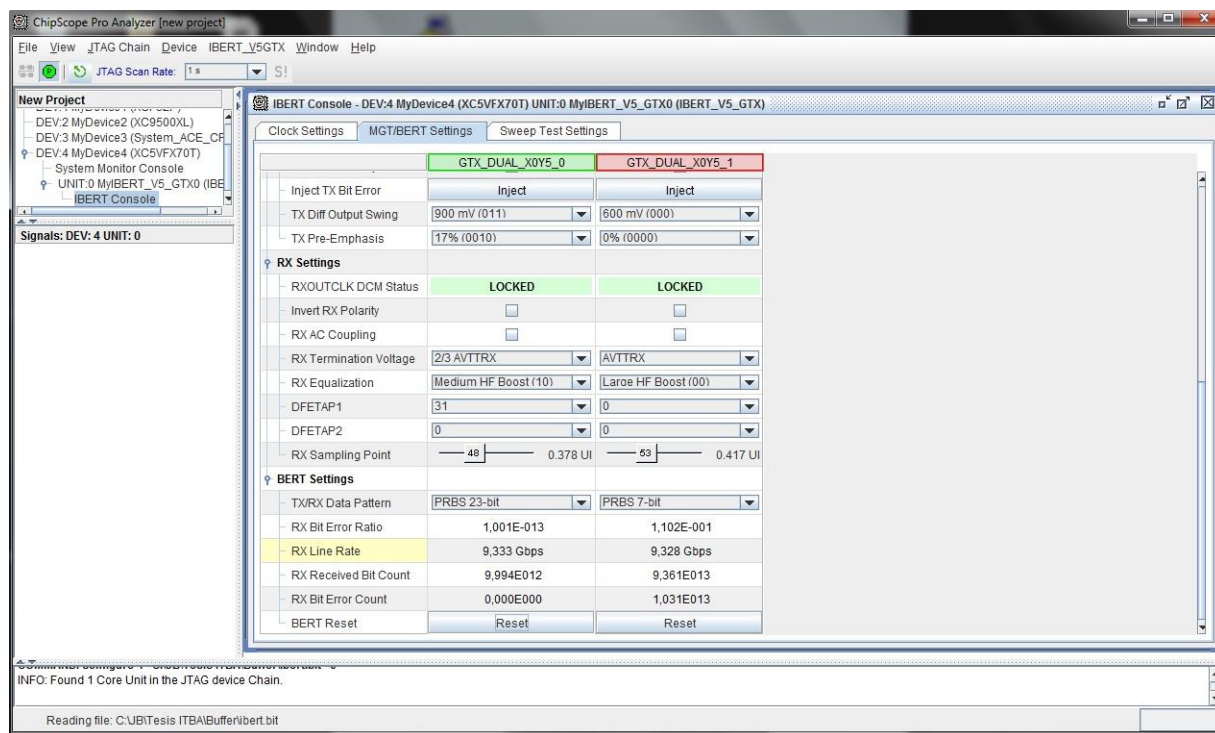


Figura 7 - Interfaz GUI del iBERT en una plataforma Xilinx ML-507

CAPITULO 3. Resultados experimentales

3.1 - Mediciones back-to-back para caracterización y selección de transceptores

La tarea realizada consistió en hacer un ensayo back-to-back del lote de ocho módulos transceptores SFP+ disponibles, a fin de seleccionar un “golden transceiver” [8], es decir, el módulo que se usaría como dispositivo de referencia para el desarrollo de los sucesivos esquemas de prueba. Se seleccionó, también, un transceptor de prestaciones similares a fin de utilizarlo como unidad de back up ante una posible falla del transceptor de referencia.

Para estas mediciones, se implementó el esquema de conexión de la fig. 8 donde, con los sucesivos módulos SFP+ instalados en la plataforma FPGA usada como generador de trama y medidor de errores, se conectó el Tx con el Rx pasando a través de un atenuador óptico variable (*Variable Optical Attenuator, VOA*), el cual permitió ajustar el nivel de potencia óptica recibida. Con este esquema sencillo se hizo la primera caracterización de BER en función de la potencia de recepción.

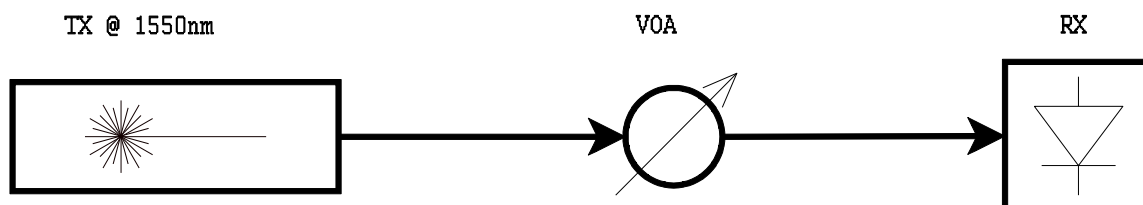


Figura 8 - Esquema de conexión

Como resultado de estas mediciones, las cuales se muestran en la fig. 9, se seleccionaron los transceptores identificados como "Tx #3" y "Tx #4" como transceptor de referencia y de back up, respectivamente.

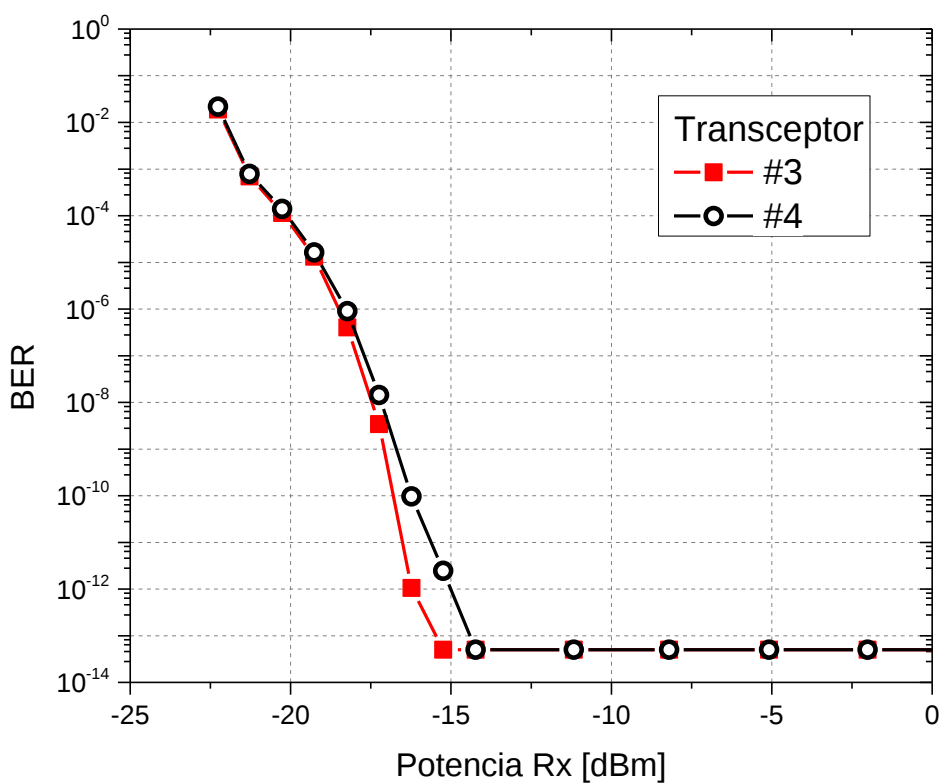


Figura 9 - BER vs Potencia Rx

Estos módulos correspondieron a los SFP+ marca Optospan Modelo SPP-81D-K010C55, cuyos parámetros medidos se muestran la Tabla 2.

PARAMETRO		Tx #3	Tx #4
		Nº Serie SB8C270001	Nº Serie SB8C270002
P_{out}	[dBm]	3.6	3.7
ER	[dB]	4.5	4.6
Jitter_{rms}	[ps]	7.8	8.9
Jitter_{p-p}	[ps]	50	46
Avg-power	[dB]	3	3.1
P_{nivel 1}	[mW]	2.9	3.1
P_{nivel 0}	[mW]	0.9	1.1
SNR_{osc}		4,86	4,25
Eye Ampl.	[mW]	2	2

Tabla 2 – Resultados de la medición de los transceptores seleccionados

Estos módulos SFP+ están diseñados para aplicaciones Ethernet 10GBASE LR/LW que requieran distancias ópticas de hasta 10km sobre fibra SSMF tipo G.652 a una tasa de transmisión de 10 Gbps. Operan en la tercera ventana y cuentan con la utilidad de diagnóstico digital de monitoreo (*Digital Diagnostic Monitoring, DDM*).

Como se puede observar, y por el fin con que fueron diseñados, estos transceptores tienen características ópticas acotadas con respecto a los que se utilizan en sistemas de transporte óptico, usualmente módulos XFP de mayor calidad y costo.

Particularmente, se aprecia una gran diferencia en la tasa de extinción (*Extinction Ratio, ER*), que es la que relaciona el nivel medio de potencia óptica en el centro de un “1” lógico (A) con el correspondiente al centro de un “0” lógico (B) según

$$ER[dB] = 10 \times \log_{10} \left(\frac{A}{B} \right).$$

En los transceptores para Ethernet se suelen encontrar valores de ER de 3 - 4,5 dB mientras que, en los de transporte, los valores mínimos según norma [7] son 8,2 - 10 dB, alcanzando en la práctica 9 - 13 dB. Esto da como resultado, en los primeros, diagramas de ojo “cerrados”. Podemos inferir que el hecho de que los niveles de “0” y “1” se encuentren más cercanos dificultará la tarea de discriminación de niveles del receptor.

El ER impacta sobre la distancia alcanzable por un sistema de transmisión, imponiendo una penalidad de potencia sobre el BER [13]. Por ejemplo, si el ER es 8,2 dB, se necesitará aproximadamente 1 dB de potencia adicional para alcanzar el mismo BER que el obtenido con un ER de 13 dB (fig. 10). En resumen, cuanto mayor sea la tasa de extinción menor será el requerimiento de relación señal ruido óptica requerida para un desempeño determinado.

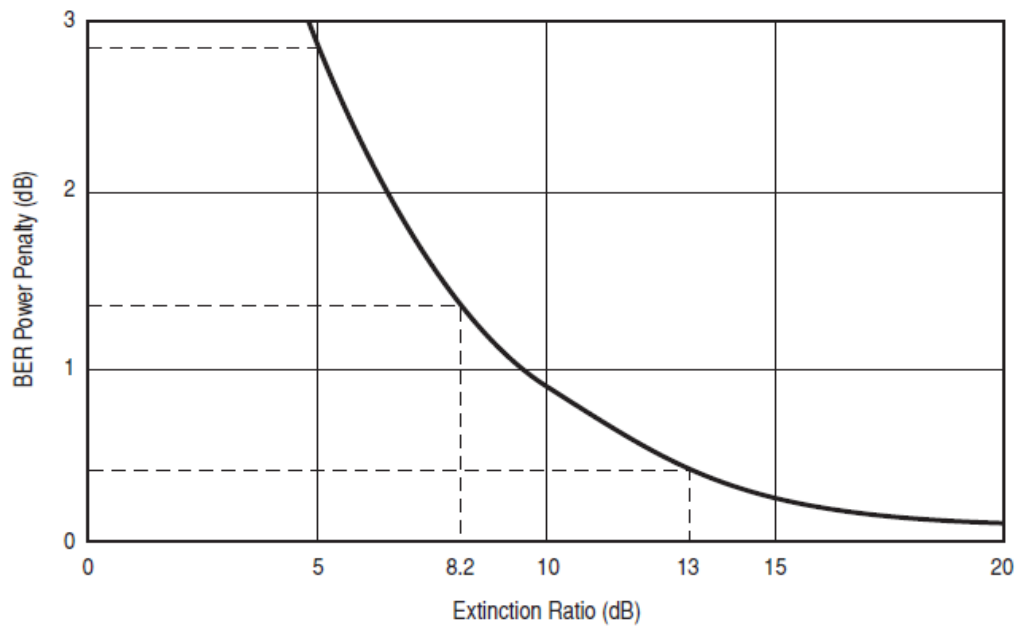


Figura 10 - Penalización de potencia BER vs tasa de extinción ER [Agilent Technologies]

En el diseño de sistemas de transporte óptico, los principales indicadores de desempeño son la tasa de error BER y la relación señal ruido óptica (*Optical Signal to Noise Ratio, OSNR*). De hecho, la OSNR correcta debe ser verificada durante las etapas de investigación, desarrollo e integración de los sistemas de transmisión de alta velocidad.

Esta relación existente entre ER, OSNR y BER se puede comprender más fácilmente al observar los diagramas de ojo (*Eye Diagram, ED*). Para una ER determinada por las características del transceptor, podemos observar claramente el aumento de la tasa de error a medida que se deteriora o “cierra” el ojo debido a la disminución de la OSNR. En las fig. 11 tenemos un ejemplo de esto.

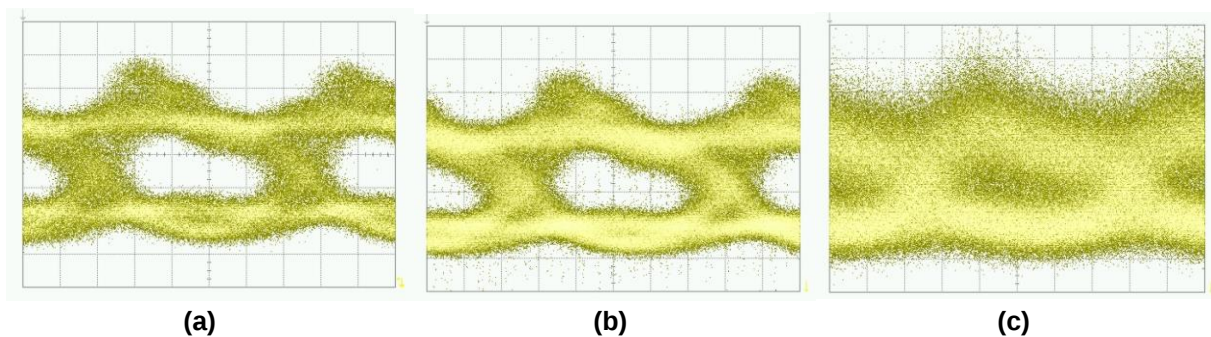


Figura 11 - Diagramas de ojo para BER (a) 10^{-12} , b) 10^{-9} y c) 10^{-3}

3.2 - Mediciones back-to-back con ruido ASE con y sin filtrado

Ya habiendo seleccionado el Tx #3 como transceptor de referencia, se procedió a verificar su comportamiento frente a señales con contenido de ruido óptico.

Para esto, se combinó la señal de Tx con la señal ajustable en potencia proveniente de una fuente de luz de banda ancha C+L, desde 1530nm hasta 1625 nm, del tipo de Emisión Espontánea Amplificada (*Amplified Spontaneous Emission, ASE*). Este dispositivo consiste en una sección de fibra de fluoruro dopada con Erbio bombeada por un diodo laser de 1489 nm, capaz de producir 20 mW (+13 dBm) de luz blanca de banda ancha. Cuenta además un ruido extremadamente bajo, del orden de 0.005dBm pico a pico, y una alta estabilidad en potencia.

El espectro de potencia ASE es el que se observa en la fig. 12.

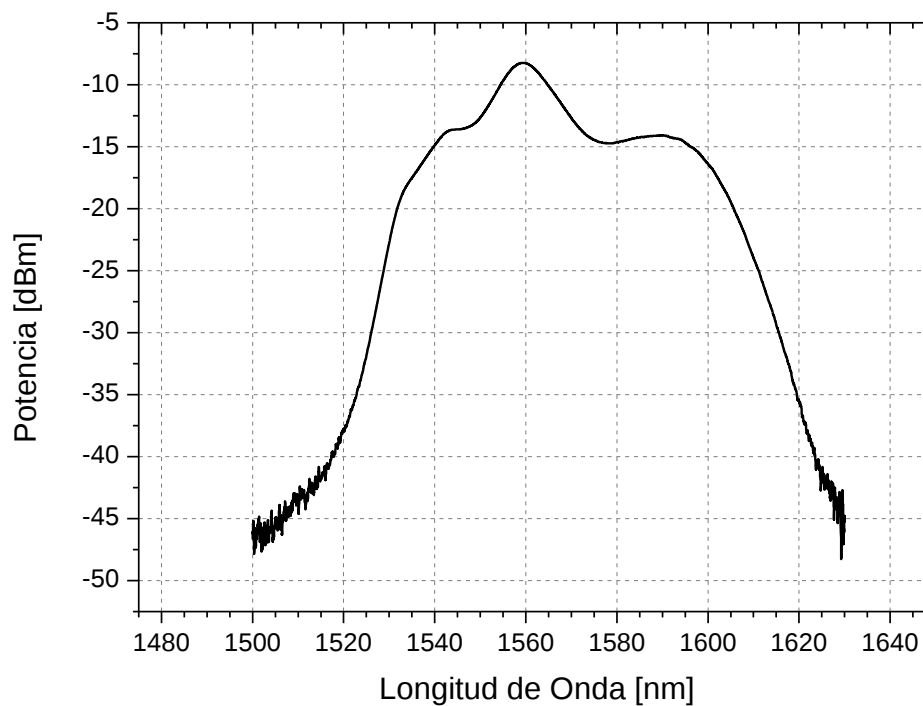


Figura 12 - Espectro de potencia de la fuente ASE utilizada

La motivación de incluir la fuente ASE es la de poder observar el comportamiento del transceptor frente a ruidos aditivos, como los que usualmente se encuentran en un sistema de transporte con etapas de amplificación óptica para cubrir grandes distancias.

El ruido ASE generado a la salida de un amplificador de este tipo se puede calcular como

$$N_{ASE} = 2n_{sp} (G - 1) hf B_o,$$

donde n_{sp} es el factor de emisión espontánea, G es la ganancia del amplificador y B_o es el ancho de banda óptico del amplificador [14] [15].

El nivel de potencia de ruido se controló mediante un VOA colocado a la salida de la fuente de luz ASE. La señal resultante se inyectó al Rx directamente en un caso y, en el otro, previo paso por un filtro óptico sintonizable manual de 1 nm de ancho de banda fijo (1nm = 125 GHz), efectuando únicamente una adaptación con un VOA para mantener constante el nivel de potencia a la entrada del receptor.

El esquema de medición es el indicado en la fig. 13.

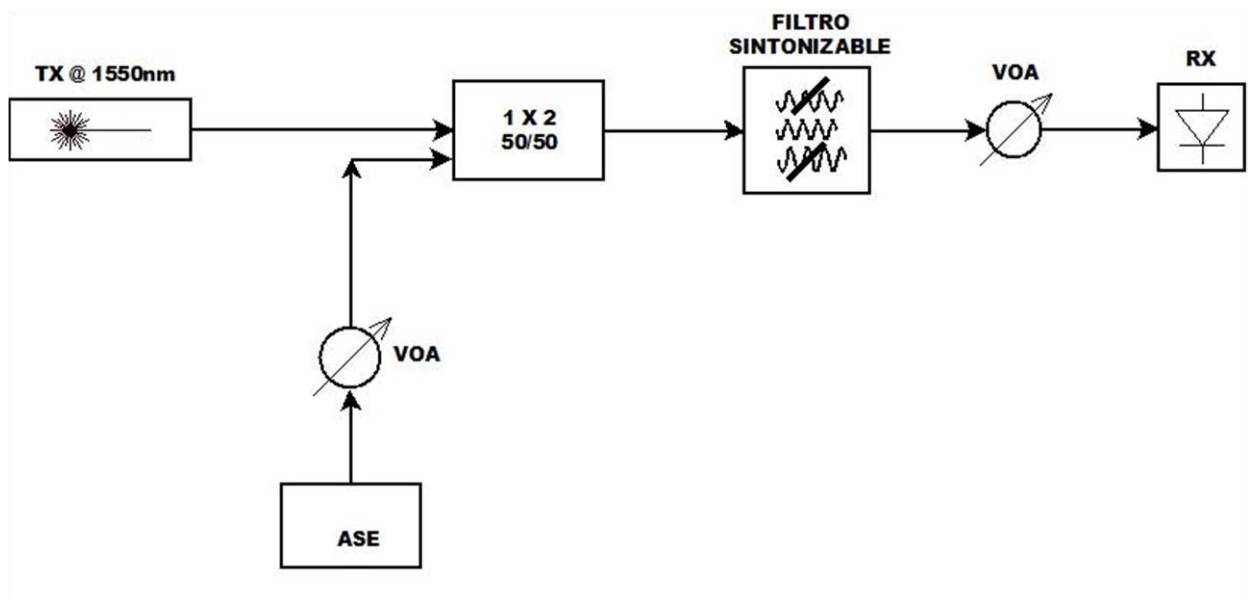


Figura 13 - Esquema de medición

Con este esquema, se realizaron mediciones con potencias de ruido ASE entre -14,5 dBm y +11,2 dBm, con pasos de 2 dB aproximadamente, y manteniendo la potencia de recepción en un valor constante de -6 dBm. Con los datos obtenidos, se obtuvo el comportamiento de la BER en función de la OSNR (fig. 14) y en función de la potencia ruido (fig.15)

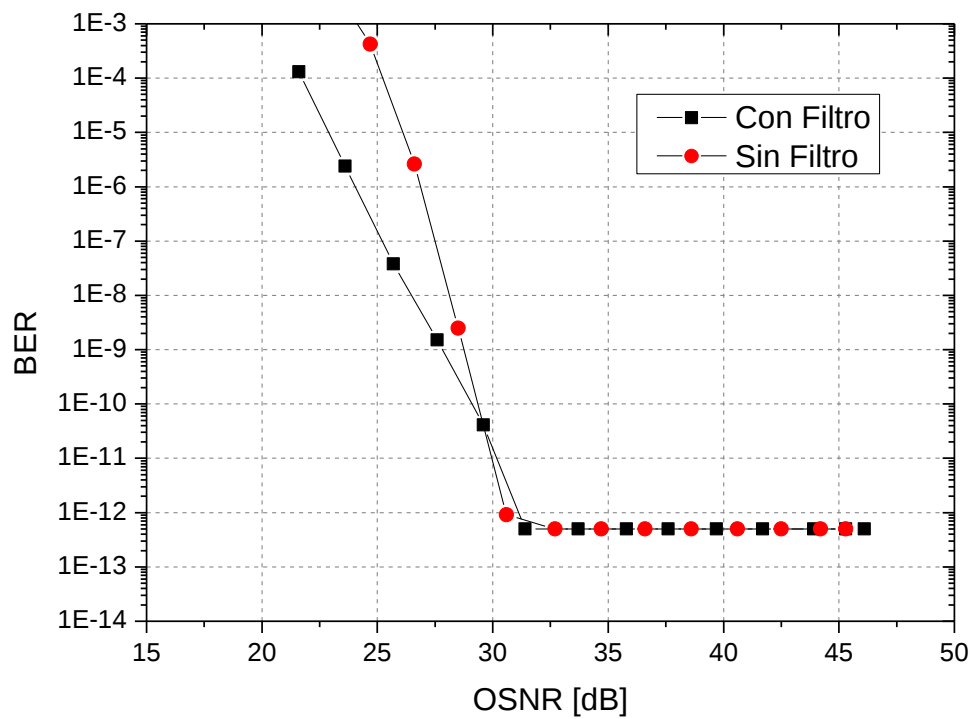


Figura 14 - BER vs OSNR

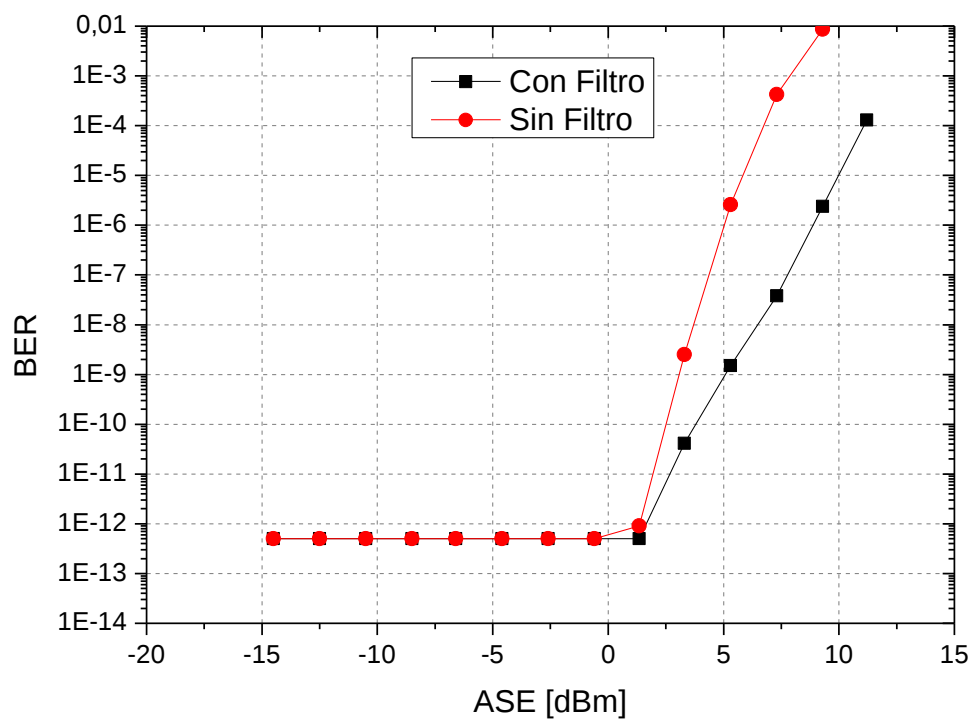


Figura 15 - BER vs potencia ASE

En las gráficas de la fig.16 podemos observar el efecto del ruido en el Rx. Se ve claramente un aumento de la tasa de error para un OSNR fijo en el caso de la señal no filtrada. Debemos recordar que, si bien el Tx tiene una longitud de onda de emisión fija, el Rx es de banda ancha y, por lo tanto, detecta el nivel de potencia de la señal y también el del ruido; éste último dependiente del filtro óptico utilizado.

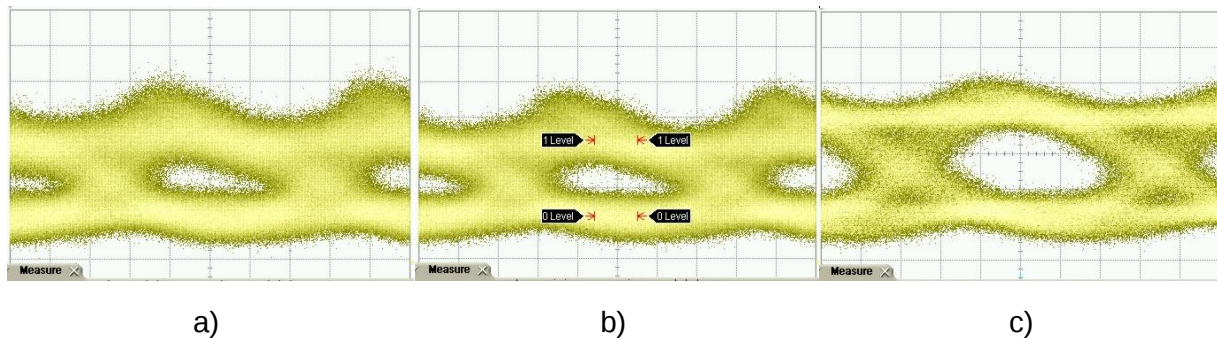


Figura 16 -Diagrama de ojo para OSNR (a) 26 dB, (b) 31 dB, (c) 36 dB

3.3 - Mediciones con loop de 20 km de fibra TW-RS

Una vez que seleccionamos y caracterizamos el transceptor a utilizar, comenzamos a ensayarlo en condiciones que reprodujeran un posible escenario esperable en aplicaciones reales. Para esto, incorporamos un loop de fibra óptica y un dispositivo de amplificación óptica.

En los sistemas de transporte óptico long haul con modulación OOK (*On-Off Keying*), la distancia máxima alcanzable en función de la tasa de transmisión está limitada por la pérdida de la fibra óptica y por la dispersión cromática. Hasta la aparición de los amplificadores ópticos en los ´90 el recurso utilizado era la conversión óptica eléctrica, la amplificación convencional y, luego, la conversión eléctrica óptica. Esto representaba una solución compleja y costosa.

El hecho de incorporar amplificadores ópticos a la línea de transmisión produce, indefectiblemente, una degradación de la relación señal ruido óptica de la señal amplificada debido, esencialmente, a la emisión espontánea que agrega ruido a la señal durante el proceso de amplificación. Esta degradación de la OSNR se puede cuantificar a través del parámetro F_n llamado *número de ruido* (*Noise Figure*) o, más comúnmente, *figura de ruido* del amplificador, por analogía con los amplificadores electrónicos. Se define como [14]

$$F_n = \frac{OSNR_{IN}}{OSNR_{OUT}} = 2n_{sp} ,$$

donde el parámetro n_{sp} se denomina *factor de emisión espontánea* o *factor de inversión de población*.

El resultado práctico es que, si bien logra amplificación de la señal, este proceso producirá una degradación, en el caso ideal, de 3 dB en la OSNR. De hecho, este valor puede alcanzar hasta, típicamente, 6 - 8 dB en el caso de los amplificadores utilizados en sistemas long haul.

Hay varios tipos de amplificadores para uso en sistemas de comunicaciones por fibra óptica, como los *amplificadores ópticos semiconductores (SOA)*, los *amplificadores Raman* y los de *fibra dopada con Erblio (EDFA)*. Estos últimos usan fibras cuyo núcleo es dopado en el proceso de fabricación con un elemento químico del grupo de las tierras raras, en este caso el Erblio, como medio de ganancia.

Para que se produzca el efecto de amplificación (inversión de población) se requiere que la fibra dopada sea bombeada con un láser de 980 ó 1480 nm de longitud de onda, siendo el más eficiente el primero. El espectro de ganancia de un amplificador EDFA se muestra en la figura 17.

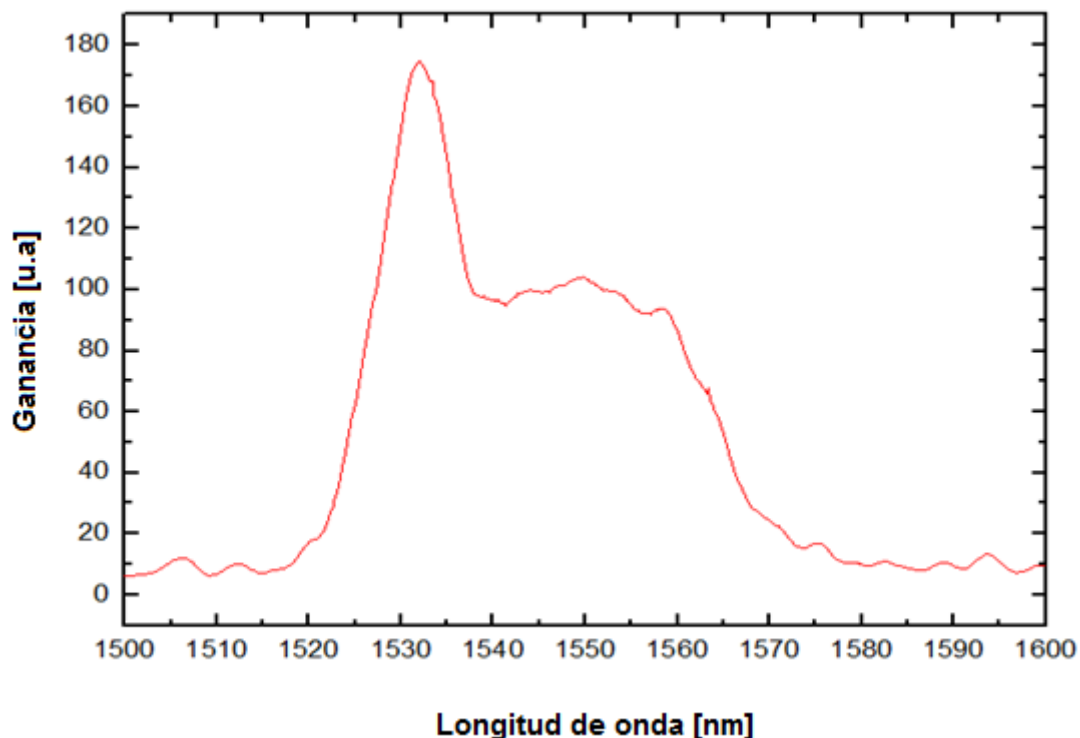


Figura 17 - Espectro de ganancia del amplificador EDFA

El primer caso que se implementó fue el de un loop de 20,6 km de fibra TrueWave RS Low Peak Water de OFS-Furukawa. Esta es una fibra óptica del tipo dispersión desplazada no nula (*Non-Zero Dispersion-Shifted Fiber, NZDSF*) compatible con la Recomendación ITU-T G.655c/d, con bajos valores de dispersión y pendiente de dispersión, área efectiva típica de 55 μm^2 , baja atenuación en la región del pico de agua ($\leq 0,35$ dB/km @ 1383 nm) y una atenuación máxima $\leq 0,22$ dB/km @ 1550 nm.

(típicamente $\leq 0,20$ dB/km). El perfil de atenuación de la FO, medido mediante un reflectómetro óptico en el dominio del tiempo (*Optical Time-Domain Reflectometer, OTDR*) es el que se observa en la fig. 18.

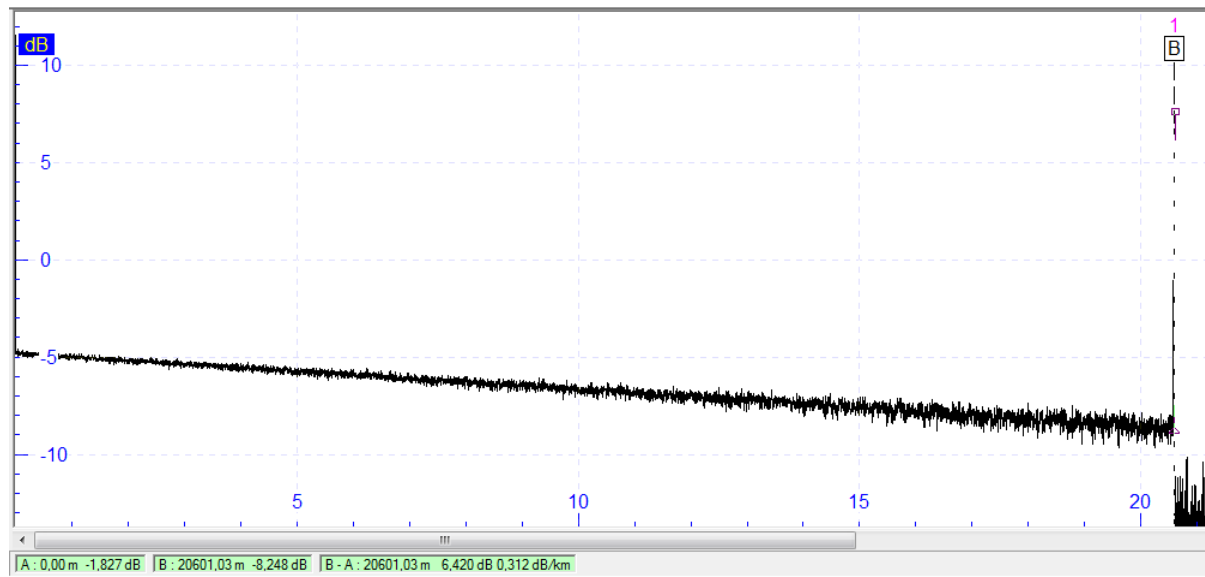


Figura 18 - Perfil de atenuación del loop de prueba

A este loop se le inyectó la señal de Tx previamente amplificada por un amplificador EDFA de potencia ajustable entre +5 dBm y +23 dBm, en pasos de 6 dB, la cual se combinó con la señal proveniente de una fuente de ruido ASE, también variable a través de un VOA. La señal resultante se inyectó a potencia constante, previo paso por un filtro óptico, en el Rx. El esquema de medición es el indicado en la fig. 19.

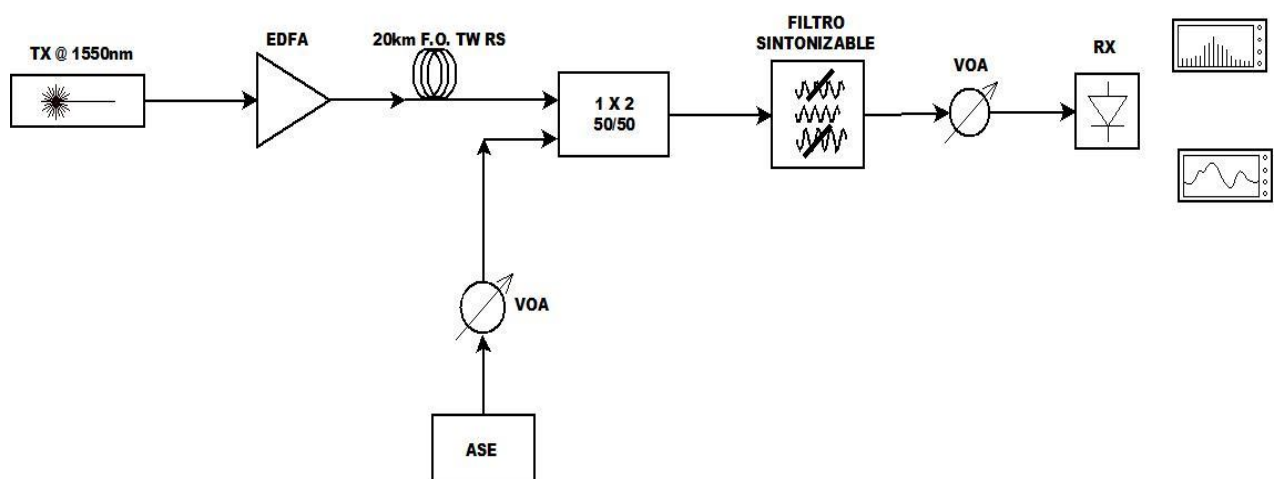


Figura 19 - Esquema de medición

La fig. 20 muestra una serie de mediciones de una señal de 10 Gbps NRZ realizada con un analizador de espectro óptico (*Optical Spectrum Analyzer, OSA*) con diferentes ajustes de resolución. En ésta podemos ver las "líneas laterales" causadas por la modulación de la señal. Incluso con NRZ, la codificación provoca un ensanchamiento de la señal con líneas laterales a 10 Gbps a ambos lados de la longitud de onda de la portadora. En una longitud de onda de 1550 nm, esto significa que podemos observar picos a 80 pm a ambos lados de la portadora. Puesto que estos picos representan una parte de la energía total de la señal, como se puede observar en la figura, tenemos que integrar la energía total para obtener el nivel de señal correcto. Debido a que la mayor parte de la energía de la señal a 10 Gbps NRZ se distribuye a través de un ancho de banda de 160 pm, necesitamos al menos un ancho de banda del filtro de 200 pm para tomar la medida correcta de nivel de potencia de la señal.



21

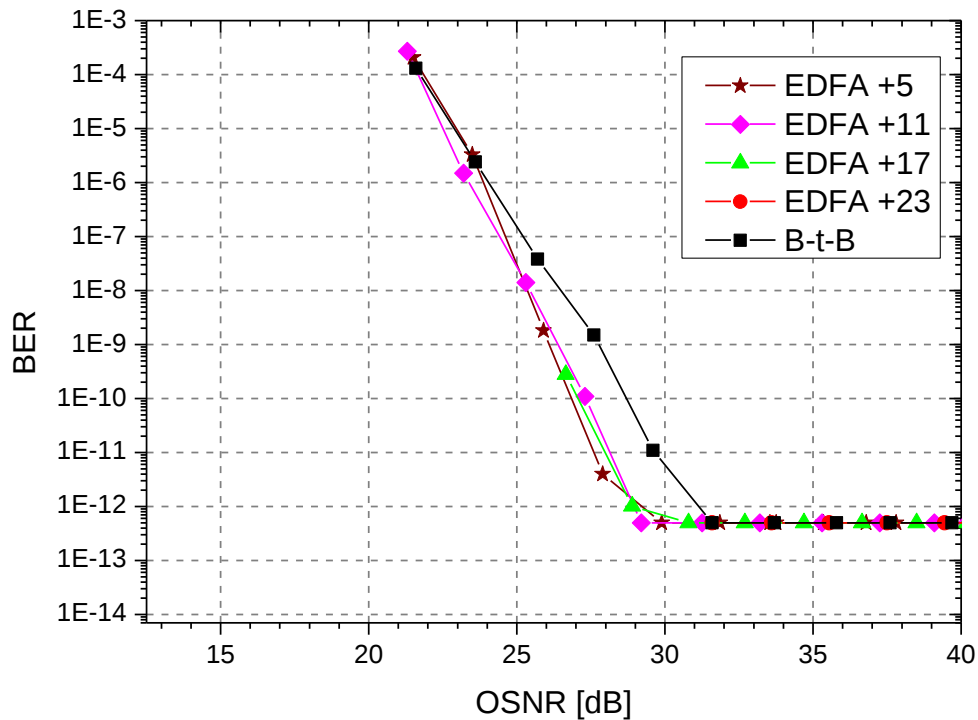


Figura 21 - BER vs OSNR para distintas potencias del EDFA

Como todo medio dieléctrico, y a pesar de que el silicio no es de manera intrínseca un material altamente no lineal, la respuesta de las fibras ópticas se convierte en no lineal cuando los campos electromagnéticos son intensos. Esto tiene que ver con la geometría de la fibra, que confina estos campos intensos a través de una pequeña área, o sección efectiva, sobre grandes longitudes [14] [16].

Los efectos no lineales juegan un papel muy importante, e interesante, en el comportamiento de las líneas de transmisión basadas en fibras ópticas monomodo. La dependencia del índice refractivo con la intensidad de los pulsos lleva a algunos de los efectos más extensamente estudiados, conocidos como auto modulación de fase (*Self Phase Modulation, SPM*) y la modulación de fase cruzada (*Cross Phase Modulation, XPM*) [16]; el *scattering* de las ondas luminosas a líneas espectrales desplazadas en frecuencia, i.e., el *scattering* de Raman y el de Brillouin; por último, la mezcla de señales ópticas que da lugar al fenómeno conocido como mezcla de cuatro ondas (*Four Wave Mixing, FWM*), el cual transfiere energía entre canales WDM y *crosstalk* no lineal.

Con respecto a lo relacionado con la variación del índice de refracción en el núcleo de la FO, la SPM se refiere al cambio de la fase autoinducido experimentado por una señal óptica durante su propagación en fibras ópticas, el cual es proporcional a la intensidad del pulso. Esto es debido a una dependencia del índice de refracción con la intensidad de la señal, lo que se conoce como efecto Kerr óptico, y la consecuencia es que se observan diferentes desplazamientos de fase en las distintas partes del pulso, manifestándose físicamente como un *chirp*, o barrido de frecuencia. Además de la potencia óptica, es dependiente del área efectiva de la fibra y de la longitud del enlace.

Específicamente, al medio de propagación se lo puede caracterizar por un índice de refracción no lineal de la forma [17]

$$n(t) = n_0 + n_2 I(t),$$

donde n_0 es el índice de refracción a baja intensidad, n_2 es el índice de refracción no lineal e I es la intensidad de los pulsos propagados. La variación de la fase del pulso transmitido está dada por [17]

$$\phi_{NL}(t) = -n_2 I(t) \omega_0 L / c.$$

Como resultado de la variación temporal de la fase, el espectro del pulso transmitido se verá modificado y, normalmente, será más amplio que el del pulso incidente. Es importante hacer notar que en los sistemas de un único canal, el fenómeno no lineal dominante, es precisamente la SPM. Sin embargo, no se puede dejar de lado la interacción de ésta con la dispersión de la FO [16].

En la fig. 22 podemos observar el efecto de ensanchamiento espectral producido por la SPM luego de 20 km de propagación en una FO del tipo G.655 y para tres potencias incidentes

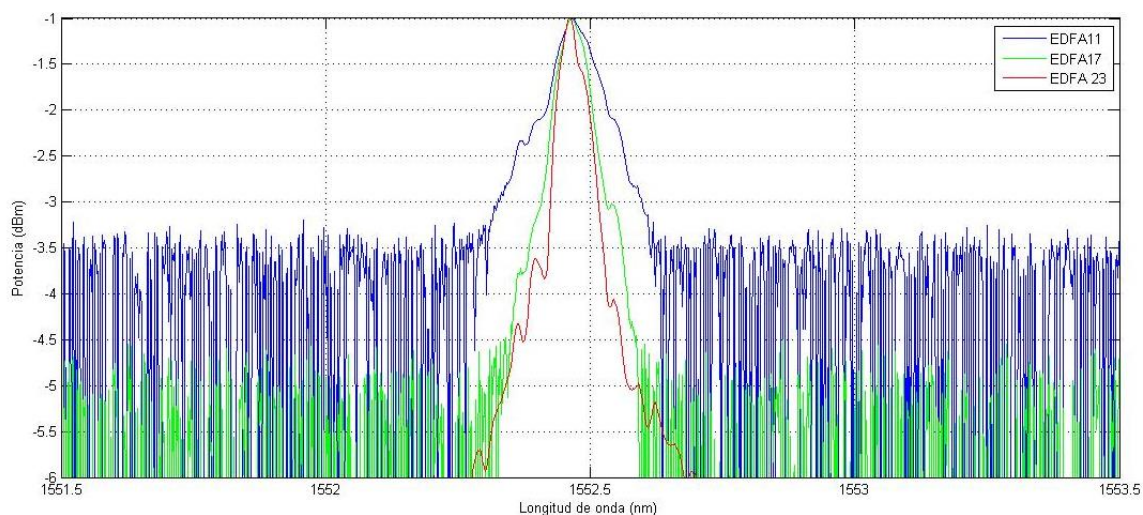


Figura 22 - Espectro de auto modulación de fase para distintas potencias del EDFA

3.4 - Mediciones con loop de 40 km de fibra TW-RS

En esta etapa experimental se repitió la configuración de la sección anterior, con la diferencia del agregado de otro carrete de 20 km de igual tipo de fibra, el cual se empalmó mediante fusión (fig. 23). Debido a la atenuación adicional del nuevo sistema, no se utilizó el mismo plan de potencias de la experiencia con 20 km de FO, debiendo comenzar directamente con una potencia de salida del EDFA de +11 dBm, de modo de garantizar el nivel de potencia recibido en el Rx y no incurrir en una degradación de desempeño por sensibilidad de detección.

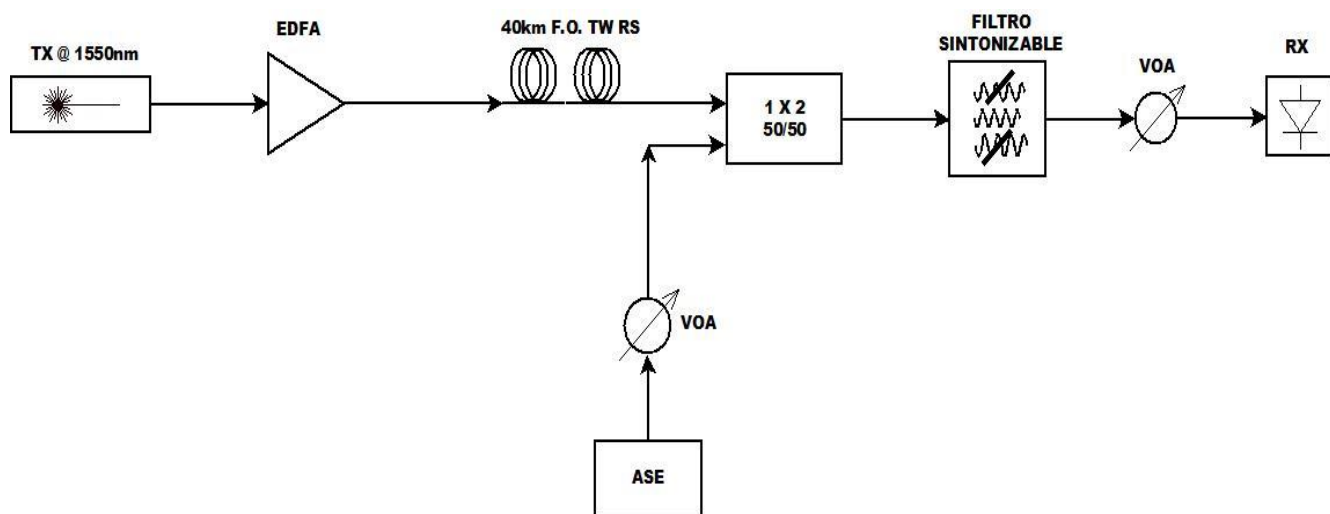


Figura 23 - Esquema de medición

En la gráfica de la fig. 24 se puede observar el desempeño para esta configuración

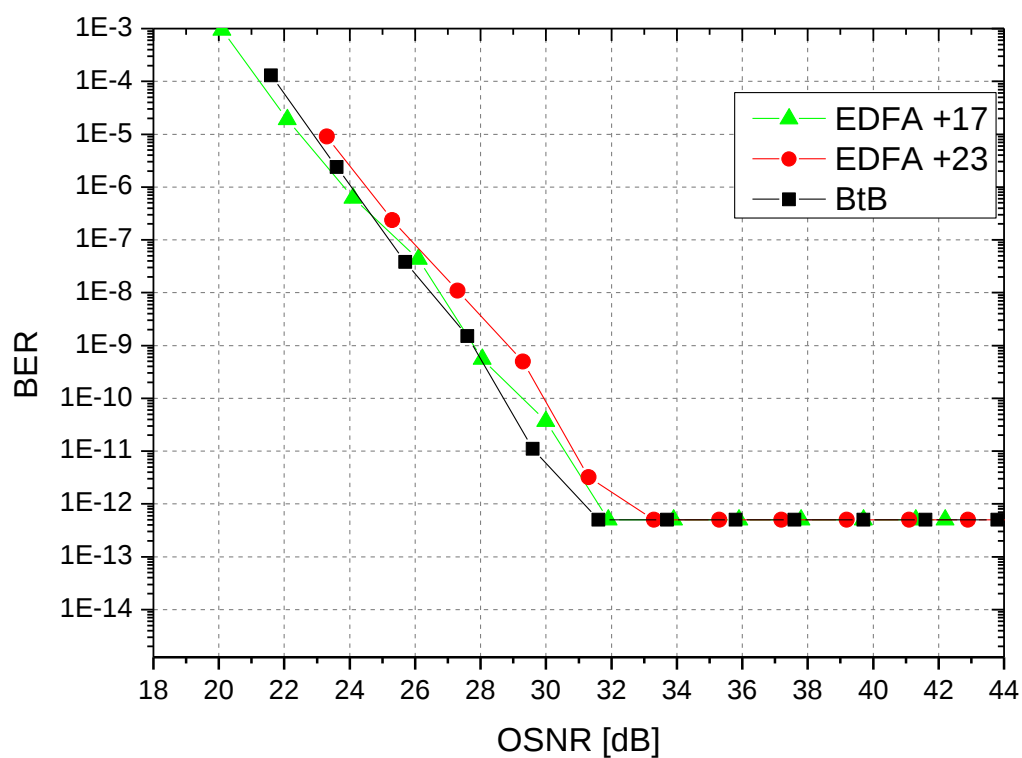


Figura 24 - BER vs OSNR para distintas potencias del EDFA

Si bien los valores de BER observados son, en algunos casos, superiores a los considerados adecuados para comunicaciones, no debemos olvidarnos que éstos fueron obtenidos sin la utilización de códigos de corrección de errores en la recepción (*Forward Error Correction, FEC*), habituales en los equipos de transporte. Estos códigos permiten detectar y corregir errores entre dos equipos A y B mediante un mecanismo por el cual un codificador FEC en el equipo A toma bits de información a transmitir y añade símbolos redundantes calculados para producir datos codificados a una velocidad binaria superior; en el equipo B, un decodificador FEC en recepción efectúa la corrección de errores y extrae la redundancia para regenerar los datos originales codificados [18].

Si bien estos algoritmos de detección y corrección de errores han sido descriptos desde hace muchas décadas, recién con la masificación de los procesadores digitales de señal (*Digital Signal Processor, DSP*) han podido ser implementados en forma práctica.

Existe una amplia variedad de códigos de corrección de errores; sin embargo, el FEC más común se implementa con un algoritmo *Reed-Solomon RS(255,239)*, el cual trabaja sobre la base de grupos de bits, denominados *símbolos*, a los que se les agregan otros de redundancia, formando una palabra de código (*Codeword*). Un código Reed-Solomon se especifica como $RS(n,k)$ con símbolos de s bits, donde n es el número total de símbolos por palabra de código, k es el número de símbolos de información, y s es el tamaño de un símbolo. Por ejemplo, para el algoritmo indicado es [19]:

$s = \text{tamaño del símbolo} = 8 \text{ bits}$

$n = \text{símbolos por codeword} = 255 \text{ bytes}$

$k = \text{símbolos de información por codeword} = 239 \text{ bytes}$

Esta aplicación típica produce un aumento de la tasa de bit del orden del 7% de los bits de redundancia y permite corregir hasta 8 bytes por palabra de código.

Con un rango dinámico de operación comprendido entre $BER\ 10^{-3}$ y 10^{-15} , una de las ventajas de la utilización de FEC es que indica la evolución de los errores de línea al tiempo que los corrige, evitando fallas de sistema. En consecuencia, la función FEC puede dar dinámicamente una evaluación de los márgenes del sistema respecto al nivel necesario de calidad, pudiendo prever inconvenientes y la necesidad de intervenir en su corrección antes que se produzca una degradación efectiva de la transmisión. Estos datos son usualmente procesados por los sistemas de gestión.

Para estos algoritmos FEC se define la *ganancia de codificación*, que representa la mejora que se obtiene mediante la corrección de errores en recepción. Es decir, la diferencia en la OSNR en el receptor necesaria para conseguir un nivel especificado de calidad de la comunicación sin utilizar FEC, por ejemplo $BER = 10^{-10}$ [18], y la correspondiente OSNR utilizando FEC para el mismo valor de referencia de BER. En términos prácticos, representa una mejora en la OSNR de hasta 5,6 dB (6,2 dB teóricos) para alcanzar un $BER = 10^{-12}$ a la salida del decodificador [20].

En la tabla 3 se muestran valores teóricos de BER de salida corregidos por FEC Reed – Solomon para determinados BER de entrada [18].

$BER_{entrada}$	BER_{salida}
10^{-4}	$5 \cdot 10^{-15}$
10^{-5}	$6,3 \cdot 10^{-24}$
10^{-6}	$6,4 \cdot 10^{-33}$

Tabla 3 - Salida teórica en función del BER de entrada.

El uso de FEC ha demostrado ser eficaz tanto en sistemas limitados por OSNR como en sistemas limitados por dispersión. En cuanto a efectos no lineales, la eventual necesidad de la reducción de la potencia de los transmisores conduce a menores márgenes de OSNR, y el uso de FEC es beneficioso.

Podemos enumerar algunas ventajas del uso de FEC, como por ejemplo, la posibilidad de aumentar la longitud del span y/o el número de spans, aumentar la cantidad de canales en un sistema DWDM disminuyendo la potencia por canal, o usar componentes más económicos debido a la flexibilización de los parámetros requeridos (ER, potencia, número de ruido, etc).

Sin embargo, la ventaja principal es la de ser un habilitador para redes ópticas transparentes: los elementos de la red óptica transparente, como multiplexores ópticos (*Optical Add Drop Multiplexer, OADM*) y cross conectores ópticos (*Optical Cross Connector, OXC*) introducen significativas penalidades mediante pérdidas de inserción, efectos de filtrado, etc. El número de elementos de red óptica transparente que puede ser atravesado por un camino óptico, antes de ser necesaria una regeneración 3R, queda así limitado. Con el uso de FEC, un camino óptico puede atravesar más elementos ópticos de la red.

3.5 - Mediciones con loop de 40km de fibra TW-RS y bombeo Raman

La utilización de amplificación Raman en sistemas de comunicación óptica, basada en el principio de *scattering* estimulado de Raman (*Stimulated Raman Scattering, SRS*), experimentó un amplio desarrollo de la mano del aumento de la capacidad (tasa y distancia) de los sistemas de comunicación, particularmente en el contexto de las redes ópticas WDM long haul y ultra long haul.

La amplificación Raman amplifica utiliza la línea de transmisión de fibra óptica como medio de ganancia ("amplificación distribuida"), basándose en la transferencia energía de un láser de bombeo hacia la señal vía la interacción entre los fotones y los modos vibracionales (fonones) del sílice de la F.O. Básicamente, este proceso se produce cuando un fotón de bombeo con frecuencia ν_0 interactúa con una molécula del material que se encuentra en un estado vibracional "1" determinado; ésta absorbe la energía incidente, se excita a un estado vibracional "2" de mayor energía y emite un nuevo fotón frecuencia ν_s [4], como se muestra en la fig. 25.

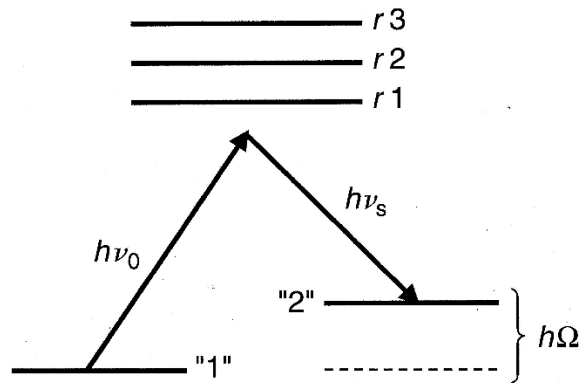


Figura 25 - Diagrama de energías del scattering de Raman [R.H. Stolen]

Dentro de las características que hacen interesante a la amplificación Raman, se destacan los hechos de que esta ganancia puede obtenerse en todos los tipos de FO, con dependencia del área efectiva, y que provee un gran ancho de banda con una baja figura de ruido. En particular, el ancho de banda de ganancia es superior a los 40 THz con un pico desplazado 13,2 THz con respecto a la frecuencia del bombeo (fig. 26).

En la fig. 27 podemos ver un ejemplo de ganancia on-off Raman realizado para dos tipos de FO de distinta área efectiva. En este caso se compara el desempeño de una FO TrueWave G.655 de 55 μm^2 de área efectiva compatible contra una FO estándar de 80 μm^2 de área efectiva

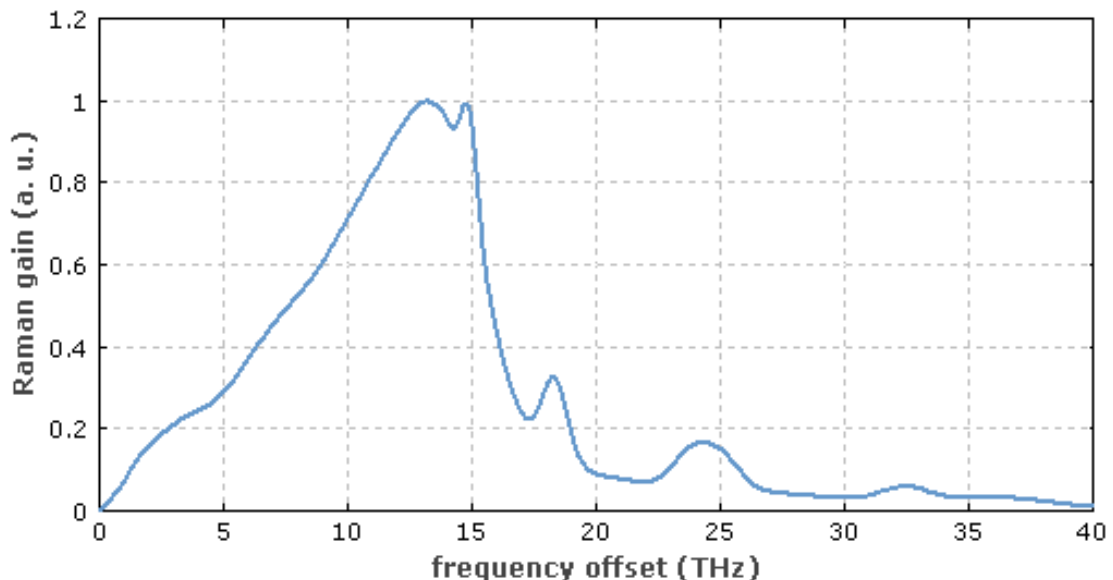


Figura 26 - Espectro de ganancia Raman en F.O. de silicio [18]

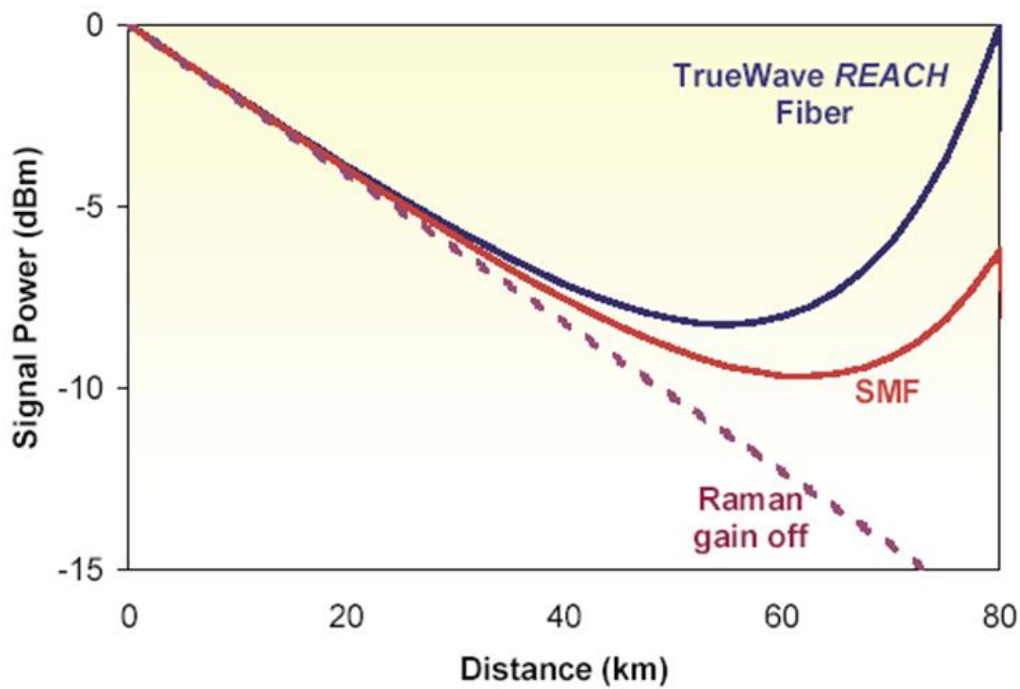


Figura 27 - Ganancia on-off Raman para distintas áreas efectivas [OFS]

Para el rango de longitudes de onda de interés en la 3^{era} ventana, en torno de los 1500 nm, el pico de ganancia Raman está desplazado, aproximadamente, 100 nm. Por esta razón, si se dese obtener ganancia en la banda de señal en torno a los 1550 nm, la longitud de onda del bombeo debe ser de 1450 nm. En sistemas que usan múltiples canales, en los cuales se debe mantener una ganancia plana en una banda de señal ancha, se utilizan varios láseres de bombeo Raman cuya potencia se controla a fin de alcanzar un nivel de *ripple* de la ganancia que resulte aceptable para la aplicación específica tal como se aprecia en la fig. 28.

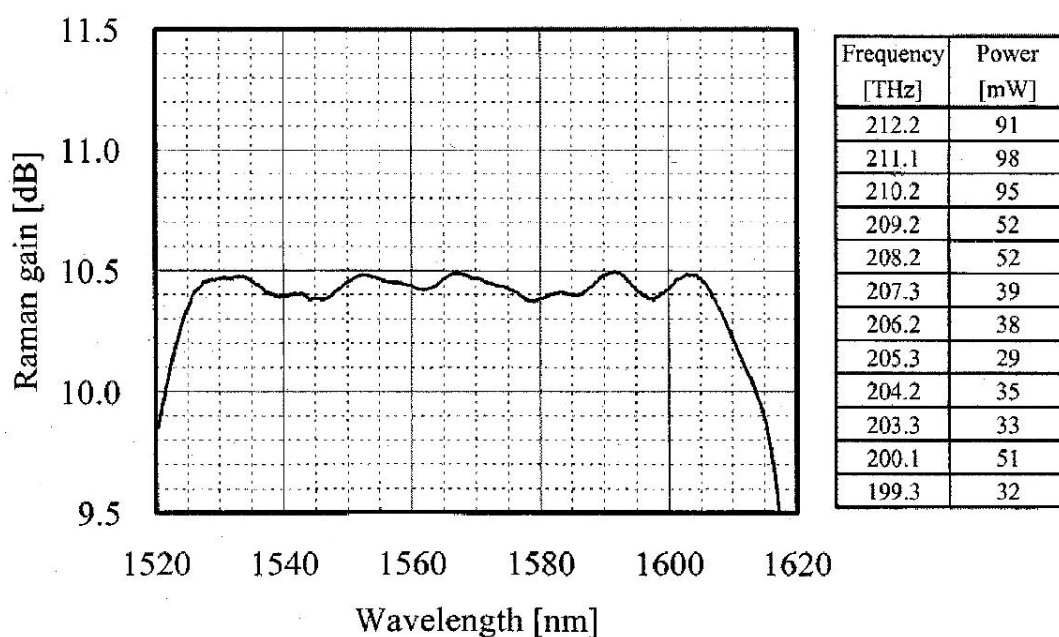


Figura 28 - Espectro de ganancia Raman con bombeo múltiple [19]

Por otra parte, la amplificación se distribuye a lo largo del span, generalmente utilizando bombeo en sentido contrapropagante; el nivel de potencia mínima de la señal en función de la distancia propagada resulta así mayor que en el caso de la amplificación discreta (EDFAs). Por este motivo, se obtiene una mejora en la OSNR a la salida de la F.O., la cual es esencialmente independiente de la tasa de transmisión, el formato de modulación, etc.

Si bien la amplificación Raman es menos eficiente, particularmente a bajas potencias de bombeo, comparada con un EDFA, éstos tienen peor desempeño de ruido y menor ancho de banda. [21]. Como desventaja, se puede mencionar la necesidad de utilizar elevadas potencias de bombeo.

Desde el punto de vista de la atenuación de la F.O. se define una *longitud efectiva* L_{eff}

$$L_{eff} = \frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha L}),$$

la cual provee una estimación de la longitud de fibra en la que los efectos no lineales serán relevantes. Para longitudes suficientemente grandes (“fibra largas”) puede aproximarse por

$$L_{eff} \approx \frac{1}{\alpha}$$

Desde el punto de vista de los efectos no lineales, se define una *longitud no lineal* L_{NL} , la cual provee una escala característica para estos efectos, dada por:

$$L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_0},$$

donde γ es el parámetro no lineal de la fibra, con valores típicos entre $1.2 - 1.8 \text{ W}^{-1}/\text{km}$ para fibras monomodo standard y de dispersión desplazada, respectivamente.

Con respecto al esquema experimental, se utilizó un loop compuesto por dos carretes de F.O. del tipo TW-RS, 40 km en total, los cuales se usaron como medio de ganancia para la amplificación Raman. La señal de bombeo se obtuvo de un módulo láser FTEL de 1455 nm conectado a un controlador modular Newport M8000; el bombeo se inyectó en sentido contrapropagante a través de un acoplador del tipo 95/5 (*tap coupler*) por la rama de 95%. El esquema de medición se muestra en la fig. 29

En condiciones ideales, debería haberse utilizado un acoplador WDM del tipo “1480/1550” para acoplar el bombeo contrapropagante con el cual no contábamos. El efecto de este reemplazo se observa en la pérdida de inserción (*Insertion Loss, IL*), que en el caso de los acopladores WDM es $IL \leq 1 \text{ dB}$, mientras que la del acoplador utilizado es $IL = 13,4 \text{ dB}$ (port de señal de 5%).

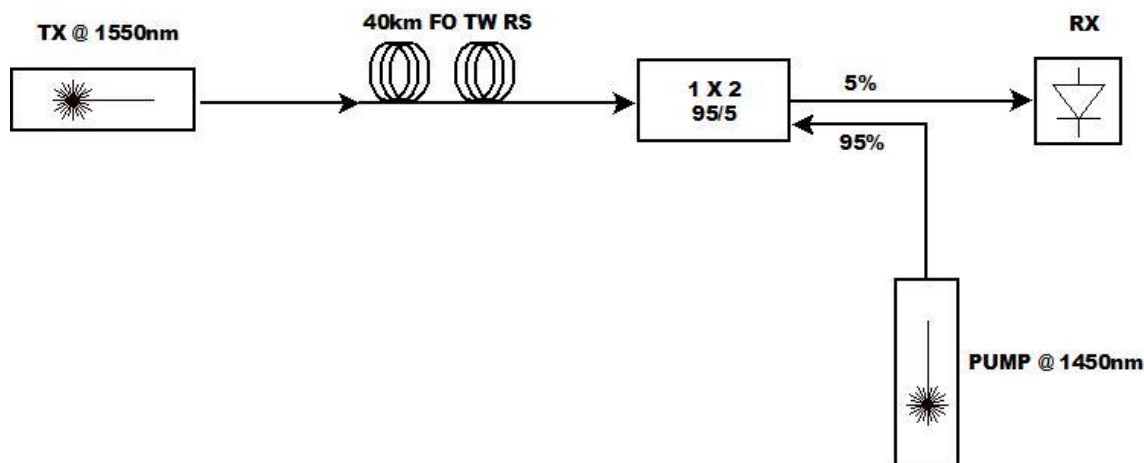


Figura 29 - Esquema de medición con bombeo Raman.

En la Tabla 4 se muestran los resultados obtenidos para la BER en función de la potencia de bombeo. La ganancia on-off obtenida para la potencia máxima de bombeo (185 mW) es de 6,5 dB, aproximadamente. Vemos que para potencias de bombeo (ganancias Raman) moderadas se obtiene una condición de transmisión *error free*, lo que en nuestro caso significa una tasa menor a 5E-13.

Como a potencias elevadas de bombeo la $L_{NL} \leq L_{Total}$, podemos estimar que los efectos no lineales se han desarrollado en el loop de fibra y que la atenuación de 13,4 dB del acoplador puede ser considerada como 65 km de fibra adicional (cuya dispersión está compensada). De esta forma, podríamos considerar a este escenario, desde el punto de vista de los efectos lineales y no lineales, como un span de aproximadamente 105 km de longitud.

Io Ldd	Po pump		Pout 1550	BER
[mA]	[dBm]	[mW]	[dBm]	
0	0	0	-19,32	1,01E-03
100	13,75	24	-18,2	1,60E-04
200	17,47	56,2	-16,83	2,31E-07
300	19,46	88,8	-15,56	4,70E-10
400	20,83	121,2	-14,35	5,00E-13
500	21,85	153	-13,19	5,00E-13
600	22,67	185	-12,08	5,00E-13

Tabla 4 - BER en función de la potencia de bombeo Raman

3.6 - Mediciones con loop de 50km de fibra STD y compensación de dispersión

El índice de refracción en las F.O. es dependiente de la longitud de onda; como resultante de esto, se observa un ensanchamiento temporal de los pulsos a medida que se propagan a lo largo de la fibra. Este efecto es conocido como dispersión cromática (CD) y, en el caso de las F.O. monomodo, específicamente, es consecuencia de la dependencia con la frecuencia de la velocidad de grupo asociada al pulso. Como resultado, las diferentes componentes espectrales del pulso viajan a velocidades ligeramente diferentes, originando lo que se conoce como dispersión de la velocidad de grupo (*Group-Velocity Dispersion, GVD*). Esta dispersión tiene dos componentes que son la dispersión material y la dispersión de la guía de onda (dependiente del perfil de índices de la fibra), siendo la primera la más significativa [14].

Este ensanchamiento se puede cuantificar, para pulsos de perfil gaussiano, aproximadamente de la siguiente forma

$$\frac{T_1}{T_0} = \sqrt{1 + \left(\frac{\beta_2 \cdot L}{T_0^2}\right)^2},$$

donde T_0 es la duración inicial del pulso que se inyecta en la F.O., T_1 es la duración del pulso a la salida de la F.O., β_2 es el parámetro de dispersión de velocidad de grupo y L la longitud total de la fibra.

En el caso de los sistemas de transporte óptico, el efecto de la CD sobre la señal transmitida es la de limitar su alcance, haciendo que debido al ensanchamiento de los pulsos éstos se solapen, y eventualmente impidiendo diferenciar los bits y provocando un aumento de la tasa de error. Este efecto se conoce como *interferencia intersímbolo (Inter Symbol Interference, ISI)*.

Una forma habitual de cuantificar la penalización de la longitud de los enlaces está dada, para fuentes ópticas de pequeño ancho espectral, por [14]

$$B \cdot \sqrt{|\beta_2 \cdot L|} \leq \frac{1}{4},$$

donde B es la tasa de bit y L la longitud de la F.O.

Como se mencionó en la introducción, en la década de los 90, se logró contrarrestar el efecto de la CD mediante el uso de fibras especiales, llamadas fibras compensadoras de dispersión (*Dispersion Compensating Fiber, DCF*), que tienen como característica principal un parámetro de dispersión de signo contrario a las fibras estándar. En la práctica, estas fibras se ponen a continuación de la F.O., compensando el efecto dispersivo de la fibra del enlace.

Para esta experiencia se implementó el loop con un carrete de 50 km de FO AllWave de OFS-Furukawa. Esta una fibra compatible con la Recomendación ITU-T G.652a/d, con un área efectiva de aprox $80 \mu\text{m}^2$, con valores de dispersión de 17 ps/nm-km , baja atenuación en la región del pico de agua ($\leq 0,31 \text{ dB/km @ } 1383 \text{ nm}$) y una atenuación máxima $\leq 0,21 \text{ dB/km @ } 1550 \text{ nm}$ (típicamente $\leq 0,19 \text{ dB/km}$). Esta clase de fibras son conocidas con la denominación de fibra monomodo estándar (*Standart Single Mode Fiber, SSMF o SMF*) o simplemente fibra STD.

Para nuestro ensayo se utilizó el esquema de la fig. 30. En este caso se destaca el uso de un módulo compensador de dispersión (*Dispersion Compensation Module, DCM*), el cual contiene una cierta cantidad de fibra DCF calculada tal que compense la CD acumulada a lo largo del enlace de F.O. estándar.

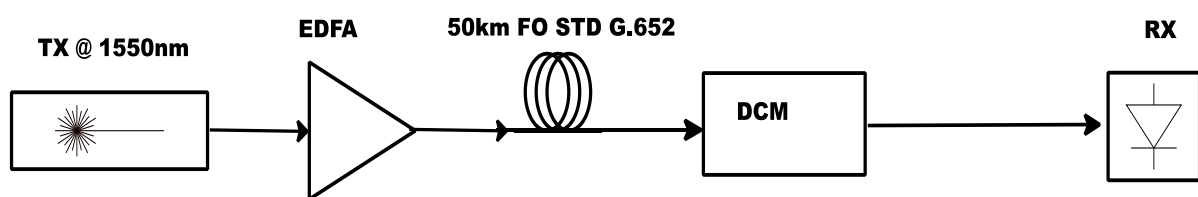


Figura 30 - Esquema de medición 50 km SSMF con DCM

A fin de comparar los efectos se realizaron mediciones con y sin el módulo instalado. Es necesario hacer notar que el DCM utilizado estaba en realidad calculado para compensar 40km de FO SSMF. Los resultados se muestran en la fig. 31.

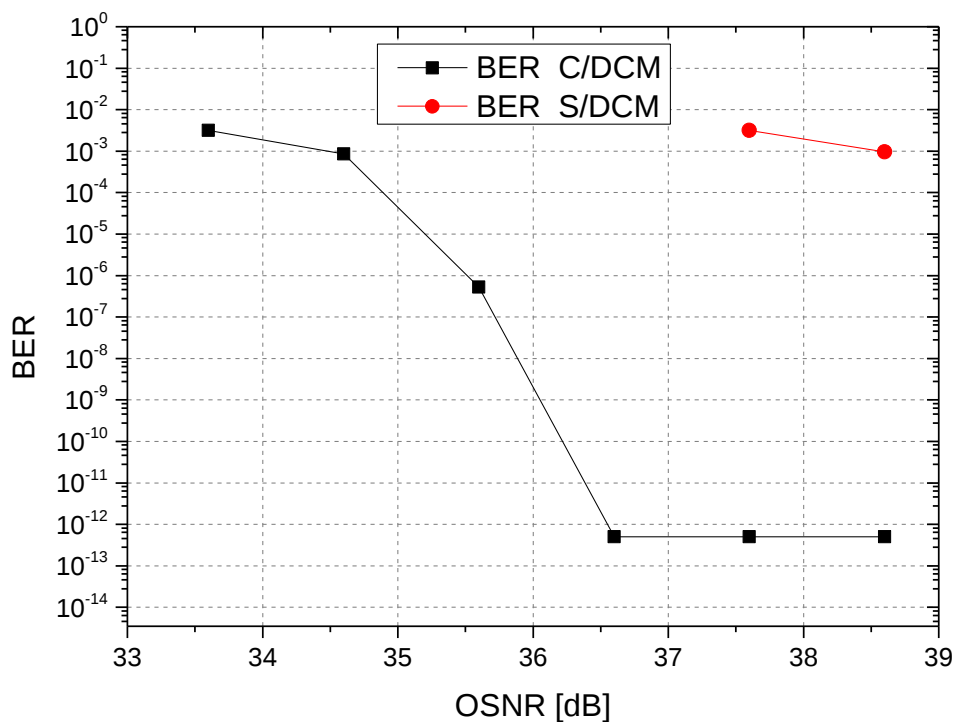


Figura 31 - BER vs OSNR con y sin DCM

Del análisis de los resultados se nota claramente que este enlace sería inviable si no se contara con un módulo DCM a fin de compensar la CD acumulada a lo largo del span. Resulta muy interesante y clarificador ver el efecto de la compensación de dispersión en los diagramas de ojo que se muestran en la fig. 32.

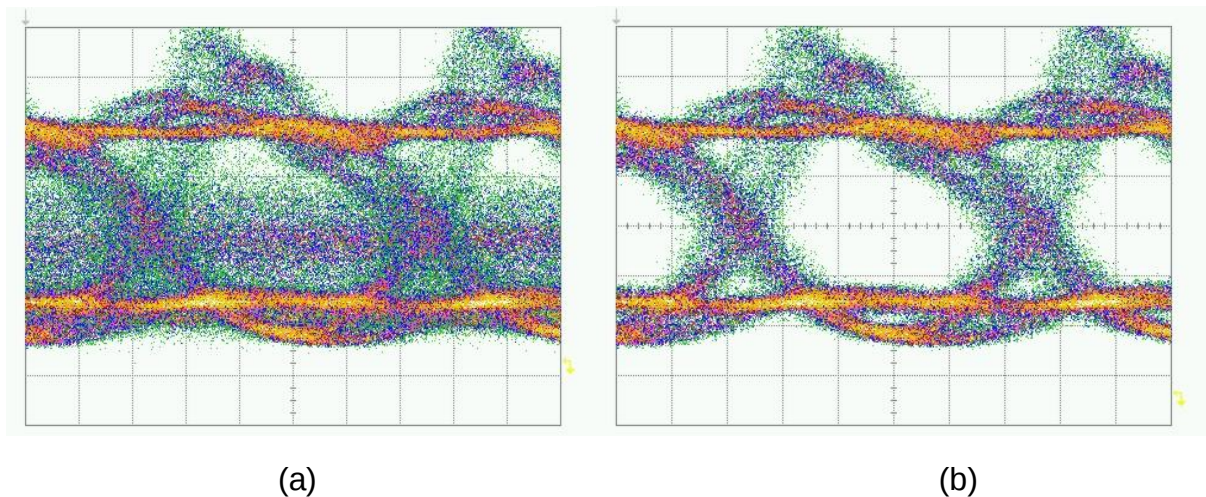


Figura 32 - Efectos de la CD en 50km SSMF (a) sin DCM, (b) con DCM

Es de hacer notar que en este caso la CD es, en términos generales, de un valor fijo y aplica la compensación por medio de DCMs. Existen otros dispositivos que ofrecen compensación adaptable de la dispersión cromática, necesarios en sistemas en el que se observa variación dinámica de la dispersión cromática. Son los denominados genéricamente compensadores de dispersión adaptables (*Adaptive Dispersion Compensators, ADC*) y pueden ser implementados en el Tx, sobre la línea de transmisión o en el Rx.

Los ADC pueden ser utilizados en, al menos, dos aplicaciones. La primera consiste en emplear el ADC para compensar cambios graduales de dispersión en el enlace en función del tiempo debido a los efectos del entorno, como por ejemplo la temperatura, es decir cambios lentos. La segunda consiste en emplear el ADC para compensar cambios radicales y repentinos de dispersión debidos, por ejemplo, a la conmutación o a algún otro proceso de reconfiguración del enlace de transmisión. Esta aplicación se conoce como dispersión en el enlace con cambio radical [22].

CAPITULO 4

4.1 - Conclusiones

Luego de concluidas las mediciones y su posterior análisis podemos considerar cumplidos los objetivos planteados al iniciar este trabajo.

Se comprobó la factibilidad de utilizar una plataforma de desarrollo FPGA para implementar el dispositivo de generación de trama y medición de errores.

Con la solución de generación y medición implementada, pudimos realizar la caracterización de los transceptores SFP+ y comparar su desempeño con el de transceptores ópticos de sistemas de alta capacidad.

También se comprobó que es factible, con la adecuada selección y combinación de esquemas de amplificación óptica EDFA y Raman, utilizar módulos SFP+ diseñados para redes de datos, con parámetros de calidad mucho más bajos que los utilizados en redes de transporte, para cubrir distancias long haul. Las tasas de error obtenidas pueden ser llevadas a niveles libres de error con el uso adecuado de códigos de corrección de errores en recepción, existiendo amplia variedad de FECs implementables a través de DSPs.

El hecho de haber podido utilizar para esta experiencia elementos no previstos para esa clase de tarea, con costos sustancialmente menores que los diseñados *ex profeso*, resultó un hecho muy motivador.

Se pudo verificar igualmente como, en ciertas circunstancias, las características constructivas de los dispositivos imponen limitaciones que en principio no surgen del cálculo analítico, como puede ser la respuesta frente a la acumulación de dispersión cromática en el caso del receptor del transceptor.

Además al finalizar este trabajo hemos adquirido una experiencia muy importante en la práctica de las mediciones relevantes, como ser los diagramas de ojo, OSNR, niveles de potencia, análisis de espectros, etc., la cual nos permite realizar evaluaciones cualitativas de manera mucho más rápida y acertada.

Los distintos escenarios realizados nos permitieron ver e interpretar los fenómenos lineales y no lineales involucrados, sus causas y efectos y la forma de mitigarlos de ser necesario. Habitualmente, en la operación de equipos comerciales en las Telcos, estos fenómenos sólo se pueden observar a través de sus efectos, representados generalmente por problemas operativos y fallos de los sistemas o enlaces; sin embargo, principalmente nos permitió lograr una familiarización con los fenómenos mencionados, sus manifestaciones y efectos en el ámbito del laboratorio, cuando en la operación comercial no es posible observarlos dado que ya han sido corregidos o compensados.

4.2 - Futuras líneas de investigación.

El conocimiento y experiencia adquiridos nos alientan a encarar futuras implementaciones a mayores tasas de transmisión y distintos esquemas de modulación, no limitándonos a los de intensidad y detección directa no coherente.

Por otra parte, se observa el escenario propicio para trabajar en aplicaciones no limitadas solamente al transporte long haul, sino también a las redes de acceso, las cuales están creciendo vertiginosamente tanto en penetración como en ancho de banda.

Abre la puerta, también, al mundo del tratamiento de señales con DSP y al uso de otros tipos de fibras ópticas, tanto en características como en configuración

.

BIBLIOGRAFIA

- [1] CISCO, «Cisco VNI: Forecast and Methodology, 2013-2018.,» 2013.
- [2] R. T. A. C. T. L. A. Gnauck, «High-Capacity Optical Transmission Systems,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, nº 9, pp. 1032-1045, 2008.
- [3] Infinera Corporation, «Coherent DWDM Technologies,» 2012. [En línea]. Available: www.infinera.com. [Último acceso: junio 2013].
- [4] I. Mohamed, *Raman Amplifiers for Telecommunications*, Ann Arbor: Springer, 2004.
- [5] M. Sabelhaus, «100G metro transformation,» *Lightwave*, vol. 31, nº 3, pp. 5-10, 2014.
- [6] International Telecommunication Union, *Recommendation ITU-T G.707/Y.1322 (2003), Network node interface for the Synchronous Digital Hierarchy*, Geneva, 2003.
- [7] International Telocommunication Union, *Recommendation ITU-T G.691 (2006), Optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers.*, Geneva, 2006.
- [8] Optical Internetworking Forum, *IA# OIF-LRI-02.0 - Interoperability for Long Reach and Extended reach 10Gb/s Transponders and Transceivers*, Fremont, CA: OIF, 2006.
- [9] netFPGA, «<http://netfpga.org/site/#/systems/3netfpga-10g/details/>,» netFPGA, 14 Marzo 2010. [En línea]. Available: <http://netfpga.org/>. [Último acceso: 10 2015].
- [10] Xilinx, «www.xilinx.com,» 16 Mayo 2011. [En línea]. Available: http://www.xilinx.com/support/documentation/boards_and_kits/ug347.pdf. [Último acceso: 10 2015].
- [11] SFF Committe, «SFFCommitte,» 15 9 2013. [En línea]. Available: <ftp://ftp.seagate.com/sff/SFF-8431.PDF>. [Último acceso: octubre 2015].
- [12] Xilinx, «http://www.xilinx.com/support/documentation/sw_manuals/xilinx13_3/ug811_ChipScopeUsingIBERTwithAnalyzer.pdf,» 19 Octubre 2011. [En línea]. Available: www.xilinx.com. [Último acceso: octubre 2015].
- [13] Agilent Technologies, *Measuring Extinction Ratio of Optical Transmitters - Application Note 1550-8*, USA, 2002.
- [14] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, New York: Wiley, 2002.
- [15] L. N. Binh, *Optical Fiber Communications Systems*, Boca Raton, FL: CRC Press, 2010.
- [16] G. P. Agrawal, *Non Linear Fiber Optics*, 3rd Ed., San Diego, California.: Academic Press, 2001.
- [17] R. Boyd, *Nonlinear Optics*, Rochester, NY: Academic Press, 2008.
- [18] ITU-T, «<https://www.itu.int/rec/T-REC-G.975-200010-I/>,» 6 Febrero 2004. [En línea]. Available: www.itu.int. [Último acceso: Octubre 2015].
- [19] ITU-T, «https://www.itu.int/rec/T-REC-G.709/es,» Febrero 2012. [En línea]. Available: www.itu.int. [Último acceso: Octubre 2015].
- [20] ITU-T, «https://www.itu.int/rec/T-REC-G.975.1-200402-I/es,» Febrero 2004. [En línea]. Available: www.itu.int. [Último acceso: Octubre 2015].
- [21] e. a. P.B. Hansen, «"Rayleigh scattering limitations in distributed Raman preamplifiers",» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, nº 1, pp. 159-161, 1998.

- [22] ITU-T, «<https://www.itu.int/rec/T-REC-G.667-200612-I/en>,» Enero 2008. [En línea]. Available: www.itu.int. [Último acceso: Octubre 2015].
- [23] Xilinx, «Xilinx,» Junio 2008. [En línea]. Available: http://www.xilinx.com/products/boards/ml507/ml507_10.1_2/docs/ml507_ibert_4gtxs_quickstart.pdf. [Último acceso: Agosto 2015].
- [24] D. H. a. C. D. Cantrell, «“Multiple-vibrational-mode model for fiber-optic Raman gain spectrum and response function”,» *Journal of Optical Society*, vol. 19, nº 12, pp. 2886-2892, 2002.
- [25] S. N. a. Y. Emori, «Ultrabroad-band Raman amplifiers pumped and gain-equalized by wavelength-division-multiplexed high-power laser diodes,» *Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. VII, nº 1, pp. 3-16, 2001.

APÉNDICES

Apéndice A – Listado de acrónimos

ADC	Compensador de dispersión adaptable (<i>Adaptive Dispersion Compensators,</i>)
ASE	Emisión Espontánea Amplificada (<i>Amplified Spontaneous Emission</i>)
BER	Tasa de error de bit (<i>Bit Error Ratio</i>)
CD	Dispersión Cromática (<i>Chromatic Dispersion</i>)
DCF	Fibra compensadora de dispersión (<i>Dispersion Compensating Fiber</i>)
DCM	Módulo compensador de dispersion (<i>Dispersion Compensating Fiber</i>)
DGD	Retardo diferencial de grupo (<i>Differential Group Delay</i>)
DSP	Procesador digital de señal (<i>Digital Signal Processor</i>)
DWDM	Multiplexación por división de longitud de onda (<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>)
EDFA	Amplificador de fibra dopada con Erblio (<i>Erbium-Doped Fibre Amplifier</i>)
ER	Tasa de extinción (<i>Extinction Ratio</i>)
FEC	Corrección de errores en el receptor (<i>Forward Error Correction</i>)
FPGA	Arreglo de compuertas programable (<i>Field Programmable Gate Array</i>)
FWM	Mezcla de cuatro ondas (<i>Four Wave Mixing</i>)
GbE	Giga bit Ethernet
Gbps	Giga bits por segundo
GVD	Dispersión de la velocidad de grupo (<i>Group-Velocity Dispersion</i>)
IM-DD	Modulación en intensidad –Detección directa
ISI	Interferencia intersímbolo (<i>Inter Symbol Interference</i>).
ITU-T	Unión Internacional de Telecomunicaciones - Normalización
NF	Número de ruido (<i>Noise Figure</i>)
NG-PON	Red óptica pasiva de nueva generación (<i>New Generation-PON</i>)
NRZ	No retorno a cero (<i>Non-Return to Zero</i>)
NZDSF	Dispersión desplazada no nula (<i>Non-Zero Dispersion-Shifted Fiber</i>)
OA	Amplificador óptico (<i>Optical Amplifier</i>)
OADM	Multiplexor óptico (<i>Optical Add Drop Multiplexer</i>)

OSA	Analizador de espectro óptico (<i>Optical Spectrum Analyzer</i>)
OSNR	Relación señal ruido óptica (<i>Optical Signal-to-Noise Ratio</i>)
OTDR	Reflectómetro óptico en el dominio del tiempo (<i>Optical Time-Domain Reflectometer</i>)
OXC	Conmutador óptico (<i>Optical Cross Connector</i>)
PDH	Jerarquía digital plesiócrona (<i>Plesiochronous Digital Hierarchy</i>)
PONs	Redes ópticas pasivas (<i>Passive Optical Networks</i>)
PRBS	Secuencia Binaria Pseudoaleatoria (<i>Pseudo Random Binary Sequence</i>)
RB	Resolución de ancho de banda (<i>Resolution Bandwidth</i> ,
RS	Reed-Solomon
Rx	Receptor/recepción
SDH	Jerarquía digital sincrónica (<i>Synchronous Digital Hierarchy</i>)
SOA	Amplificador óptico semiconductor (<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>)
SPM	Automodulación de fase (<i>Self Phase Modulation</i>)
STM	Módulo de transporte síncrono (<i>Synchronous Transport Module</i>)
Tx	Transmisor/transmisión
VOA	Atenuador óptico variable (<i>Variable Optical Attenuator</i>)
XGPON	Red óptica pasiva a 10 Gbps
XPM	Modulación de fase cruzada (<i>Cross Phase Modulation</i>)
3R	Reamplificación, regeneración y retemporización (<i>Reamplification, Reshaping and Retiming</i>)

Apéndice B – Listado de instrumental utilizado

Marca	Modelo	Descripción	Nº de Serie
AGILENT	INFINIUM DCA 86100A	Osciloscopio digital de muestreo	
AGILENT	86105A	Módulo de entradas ópticas 980-1625 nm	
ANDO	AQ6317	Analizador de espectro óptico	
HEWLETT PACKARD	HP71451A	Analizador de espectro óptico	
JDSU	MTS-4000	Reflectrómetro óptico	
IPG PHOTONICS	EAD 500C	Amplificador EDFA	FA114204
IPG PHOTONICS	EAD 350C	Amplificador EDFA	FA111806
NEWPORT	M8000	Controlador modular para láseres	
NEWPORT	740	Montaje para diodos laser tipo Butterfly	
SANTEC	TSL-210	Láser semiconductor sintonizable	70013
THORLABS	ASE FL-7002	Fuente de luz ASE de banda ancha	110179
ILX LIGHTWAVE	7900B	Banco de láser de 8 canales	
AGILTRON	FOTF	Filtro óptico manual 1550nm	11017210
HEWLETT PACKARD	8153A	Multímetro óptico	2946G11194
FIBRE O	FVA-40	Atenuador óptico variable	VOA10100902
EXFO	FPM 300X	Medidor de potencia óptica	AVB004466
EXFO	FVA-60B	Atenuador óptico variable	92100-2X
FITEL	FOL1404QQM-617-1455	Módulo láser	A11A5G05
AVANEX	DCM 600-312	Módulo compensador de dispersión	M5620882
	SWBC2PS0COR03	Acoplador óptico 1x2 50/50 SMF-28	F702044930
	SWBC0BN1PS250	Acoplador óptico 1x2 95/5 SMF-28	F701766622
HITECH GOBBAL	NETFPGA 10G	Plataforma de desarrollo FPGA VIRTEX-5	045111221-073
XILINX	ML-507	Plataforma de desarrollo FPGA VIRTEX-5	

Apéndice B – Hojas de datos de las FO utilizadas



TrueWave® RS Fiber
Low Water Peak



ofs
A Furukawa Company

Optimized for lowest total systems cost of EDFA-amplified networks in metro, regional, and long haul applications

Overview

OFS' TrueWave® RS Low Water Peak (LWP) Fiber is a Nonzero Dispersion Fiber (NZDF) that provides exceptional performance for Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) used in metropolitan, regional, and long haul optical transmission systems.

Product Description

TrueWave RS LWP Fiber offers low dispersion slope and low dispersion values that accommodate today's lower channel counts as well as tomorrow's full band capabilities. It is an excellent choice for networks that traditionally operate in the C-band (1530 nm – 1565 nm), as well as in emerging L-band (1565 nm – 1625 nm) systems, and also provides transmission capability at 1310 nm.

Compared to standard single-mode and other G.655 fibers, TrueWave RS LWP Fiber offers:

- Low dispersion values and dispersion slope
- Easy, less expensive dispersion compensation
- Low Polarization Mode Dispersion (PMD)
- Low attenuation at the water peak
- Compliance with ITU-T G.655.C and D standards

TrueWave RS LWP Fiber provides this outstanding performance while minimizing total system costs. The fiber's optimized dispersion values and dispersion slope reduce the need for expensive dispersion compensation for erbium-doped fiber amplified (EDFA) networks in single or DWDM channels. Minimized dispersion compensation enables the use of simplified, less expensive EDFA amplifiers, further reducing overall systems cost.

TrueWave RS LWP Fiber also excels in the Coarse Wavelength Division Multiplexing (CWDM) applications that are popular in metro and regional applications. The fiber's low and stable attenuation at the water peak opens up the entire wavelength range from 1310 to 1625 nm for transmission. Combined with its low dispersion values in this broad wavelength range, this significantly increases link distances without need for dispersion compensation.

Features/Benefits:

- Eliminates dispersion compensation costs for metro networks, providing lowest first channel costs @ 10 Gb/s
- Enables use of DWDM, CWDM, or a combination of the two
- Lowers dispersion compensation and amplifier costs for EDFA-amplified long haul networks
- Offers the lowest dispersion slope over both C-band and L-band wavelength windows to provide similar cost savings over entire C- and L- band channels
- Provides lowest residual dispersion, an important requirement for fiber in next-generation applications such as OXC-based optical networks

Metro Express



Regional



Long Haul



41

Product Specifications

Physical Characteristics

Clad Diameter	125.0 ± 0.7 µm
Clad Non-Circularity	≤ 0.7 %
Core/Clad Concentricity Error (Offset)	≤ 0.5 µm, ≤ 0.2 µm typically
Coating Diameter (Uncolored)	235 - 245 µm
Coating-Clad Concentricity Error (Offset)	≤ 12 µm
Tensile Proof Test	100 kpsi (0.69 GPa)
Coating Strip Force	Range: 1.0 N ≤ CSF ≤ 8.9 N
Fiber Curl Radius	≥ 4 m
Dynamic Fatigue Parameter (N _f)	≥ 20
Reel Lengths	Standard as well as customer specific lengths are available up to 50.4 km

Optical Characteristics (after hydrogen aging)

Attenuation	Maximum	Typical
at 1310 nm	≤ 0.4 dB/km	≤ 0.35 dB/km
at 1383 nm	≤ 0.4 dB/km	≤ 0.35 dB/km
at 1550 nm	≤ 0.22 dB/km	≤ 0.20 dB/km
at 1625 nm	≤ 0.24 dB/km	≤ 0.21 dB/km
Attenuation Uniformity / Point Discontinuities at 1550 nm	≤ 0.05 dB	

Macrobending Attenuation:

The maximum attenuation with bending does not exceed the specified values under the following deployment conditions:

Deployment Condition	Wavelength	Induced Attenuation
1 turn, 32 mm (1.2 inch) diameter	1550 nm	≤ 0.5 dB
	1625 nm	≤ 0.5 dB
100 turns, 80 mm (2.4 inch) diameter	1550 nm	≤ 0.05 dB
	1625 nm	≤ 0.05 dB

Chromatic Dispersion

C-Band 1530-1565 nm	2.6 to 6.0 ps/(nm·km)
L-Band 1565-1625 nm	4.0 to 8.9 ps/(nm·km)
Dispersion Slope at 1550 nm	≤ 0.05 ps/(nm ² ·km)
S - L bands 1480 - 1625 nm	-1.0 - 8.9 ps/(nm·km)

Chromatic Dispersion at 1310 nm

-8 ps/(nm·km) (typical)

Group Refractive Index

at 1310 nm	1.471
at 1550 nm	1.470
at 1625 nm	1.470

Mode Field Diameter

8.4 ± 0.6 µm @ 1550 nm

Effective Area

52 µm² (typical) @ 1550 nm

Cable Cut-off Wavelength (λ_c)

≤ 1260 nm

Polarization Mode Dispersion (PMD)¹

Fiber PMD Link Design Value (LDV)² ≤ 0.04 ps/√km

Maximum Individual Fiber ≤ 0.1 ps/√km

Typical Fiber LMC PMD ≤ 0.02 ps/√km

¹ As measured with low mode coupling (LMC) technique in fiber form, value may change when cabled. Check with your cable manufacturer for specific PMD limits in cable form.

² The PMD Link Design Value complies with IEC 60794-3, September 2001 (N = 20, Q = 0.01%). Details are described in IEC 61282-3 TR Ed 2, October 2008.

Environmental Characteristics (at 1550 & 1625 nm)

Temperature Cycling (-60° C to +85° C)	≤ 0.05 dB/km
High Temperature Aging (85° C)	≤ 0.05 dB/km
Damp Heat Aging (85° C and 85% RH)	≤ 0.05 dB/km
Water Immersion (23° C)	≤ 0.05 dB/km

North America

Telephone: 508-347-8590
Toll Free: 800-799-7732
Fax: 508-347-1211
E-mail: fibersalesna@ofsoptics.com

Asia Pacific

Telephone: +852 2836 7102
Fax: +86 21 5295 1949
E-mail: fibersalesap@ofsoptics.com

Caribbean, Latin America

Telephone: +1-508-347-8590
Fax: +1-508-347-1211
E-mail: fibersalesla@ofsoptics.com

Japan

Telephone: +81-3-3286-3424
Fax: +81-3-3286-3708 or 3190
E-mail: fibersalesjapan@ofsoptics.com

Europe, Middle East, Africa

Telephone: +45-43 48 3736
Fax: +45 4348 3444
E-mail: ofsalesdls@ofsoptics.com

China

Telephone: +86 147 154 93629
Fax: +86 10 65059515
E-mail: fibersaleschina@ofsoptics.com

For additional information please contact your sales representative.

You can also visit our website at:
www.ofsoptics.com/ofso-fiber or call
1-888-fiberhelp (from inside the USA).
For regional assistance, contact the global location closest to you.



A Furukawa Company

TrueWave is a registered trademark of OFS FIBER, LLC.

OFS reserves the right to make changes to the prices and product(s) described in this document at any time without notice. This document is for informational purposes only and is not intended to modify or supplement any OFS brochures or specifications relating to any of its products or services.

Copyright © 2014 OFS FIBER, LLC.
All rights reserved, printed in USA.
OFS Marketing Communications

Use electronic files available at: www.ofsoptics.com - Use less paper.



Doc ID: fiber-120 Publish Date: 1014

AllWave® ZWP Fiber

[Zero Water Peak]



A Furukawa Company

The industry's first zero water peak single-mode fiber for reliable full-spectrum performance.

Overview

AllWave® Zero Water Peak (ZWP) Single-Mode Optical Fiber is a full-spectrum fiber designed for optical transmission systems operating over the entire wavelength range from 1260 nm to 1625 nm. Developed by OFS, the fiber is made with a patented manufacturing process that permanently removes the water peak defect to ensure low and stable loss performance in the 1400 nm band and over the lifetime of the cable. AllWave ZWP Fiber offers the lowest loss of all commercial low water peak fibers in the industry for access and FTTx networks.

With the availability of electronics throughout the spectrum, including the previously unused 1360 – 1460 nm “E” band, AllWave ZWP Fiber provides additional capacity in the network.

Product Description

AllWave ZWP Fiber is ideally designed for use in metropolitan, local, and access networks due to its superior specifications – low optical loss across the entire wavelength range from 1260 to 1625 nm, tightest available geometry, low splice loss, and low polarization mode dispersion (PMD). Combined with complete compatibility with embedded fiber base, these features provide ultimate network design flexibility and enable cost-effective solutions to help maximize return on investment.

OFS ensures the reliability of AllWave ZWP Fiber by using a patented manufacturing process that minimizes attenuation across the full spectrum, providing low and stable loss throughout the life of the cable, even when exposed to hydrogen. Stable loss over the fiber's lifetime is ensured through the use of high purity synthetic silica glass. AllWave ZWP Fiber features OFS' high performance DLux® coating for excellent environmental protection and long-term reliability. This robust dual coating system is applied over the cladding to protect the fiber but can be easily removed for splicing and connectorization.

OFS' ultra-low and stable PMD performance supports future high-speed upgrades.

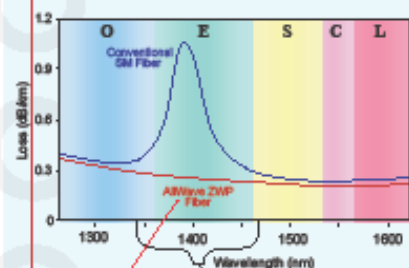
The excellent geometrical properties and tight mode field control of AllWave ZWP Fiber enables consistently low loss splices when matched either to itself or other leading G.652 fibers. This helps eliminate splice remakes in the field, lowering the cost of deploying fiber.

Compliant to the latest ITU-T G.652 A - D requirements, AllWave ZWP Fiber offers dramatically improved performance in almost every characteristic over

Features/Benefits:

- Low optical loss across the entire spectrum from 1260 – 1625 nm, providing a 50 percent increase in usable spectrum, enabling 16-channel CWDM as well as DWDM support
- A patented manufacturing technology that permanently removes the water peak defect for low, stable loss performance in the 1400 nm band
- Long-term attenuation reliability due to the use of high purity synthetic silica
- Ultra-low fiber PMD allows speed and distance upgrades
- The industry's tightest geometric control for lowest splice loss and improved connectorization performance
- Macrobend performance superior to the G.652D standard

Compatible with Conventional Single-Mode Fiber, but with More Available Spectrum



AllWave ZWP Fiber has lower & stable loss throughout by removing the water peak defect

AllWave ZWP Fiber has over 100 nm MORE spectrum

AllWave ZWP Fiber provides up to 22.5% lower attenuation and longer range compared to "enhanced" or Low Water Peak (LWP) fibers

conventional single-mode fiber, and is fully backward compatible to any G.652 single-mode fiber.

Applications:

AllWave ZWP Fiber provides outstanding performance and design freedom for fiber management systems in:

- Metro access
- Metro edge
- Local access
- FTTX
- Campus backbones
- Long haul

North America

Telephone: 508-347-8590
Toll Free: 800-799-7732
Fax: 508-347-1211
E-mail: fibersalesna@ofsoptics.com

Asia Pacific

Telephone: +852 2836 7102
Fax: +86 21 5295 1949
E-mail: fibersalesap@ofsoptics.com

Caribbean, Latin America

Telephone: +1-508-347-8590
Fax: +1-508-347-1211
E-mail: fibersalesla@ofsoptics.com

Japan

Telephone: +81-3-3286-3424
Fax: +81-3-3286-3708 or 3190
E-mail: fibersalesjapan@ofsoptics.com

Europe, Middle East, Africa

Telephone: +45-43 48 3736
Fax: +45 4348 3444
E-mail: ofsalesedu@ofsoptics.com

China

Telephone: +86 147 154 93629
Fax: +86 10 65059515
E-mail: fibersaleschina@ofsoptics.com

For additional information please contact your sales representative.

You can also visit our website at:

www.ofsoptics.com/ofsfiber or call
1-888-fiberhelp (from inside the USA). For regional assistance, contact the global location closest to you.



A Furukawa Company

AllWave is a registered trademark of OFS Fiber, LLC.

OFS reserves the right to make changes to the prices and products described in this document at any time without notice. This document is for informational purposes only and is not intended to modify or supplement any OFS warranties or specifications relating to any of its products or services.

Copyright © 2014 OFS Fiber, LLC.
All rights reserved, printed in USA.
OFS Marketing Communications

The electronic file, available at: www.ofsoptics.com - Use the paper

Doc ID: fiber-117 Publish Date: 05/14

Product Specifications

Physical Characteristics

Clad Diameter	125.0 ± 0.7 μm
Clad Non-Circularity	≤ 0.7 %
Core/Clad Concentricity Error (Offset)	≤ 0.5 μm, < 0.2 μm typical
Coating Diameter (Uncolored)	235 - 245 μm
Coating-Clad Concentricity Error (Offset)	≤ 12 μm
Tensile Proof Test	100 kpsi (0.69 GPa)
Coating Strip Force	Range: 1.0 N ≤ CSF ≤ 8.9 N
Standard Reel Lengths	50.4 km (31.3 miles)

Optical Characteristics

Attenuation	Maximum	Typical
at 1310 nm	≤ 0.34 dB/km	≤ 0.33 dB/km
at 1385 nm	≤ 0.31 dB/km	≤ 0.27 dB/km
at 1490 nm	≤ 0.24 dB/km	≤ 0.21 dB/km
at 1550 nm	≤ 0.21 dB/km	≤ 0.19 dB/km
at 1625 nm	≤ 0.24 dB/km	≤ 0.20 dB/km

Attenuation vs. Wavelength

Range (nm)	Reference (nm) λ	α
1285 - 1330	1310	0.03
1360 - 1480	1385	0.04
1525 - 1575	1550	0.02
1480 - 1625	1550	0.04

The attenuation in a given wavelength range does not exceed the attenuation of the reference wavelength (λ) by more than the value α.

Attenuation Uniformity / Point Discontinuities

at 1310 nm and 1550 nm	≤ 0.05 dB
------------------------	-----------

Macrobending Attenuation:

The maximum attenuation with bending does not exceed the specified values under the following deployment conditions:

Deployment Condition	Wavelength	Induced Attenuation
1 turn, 32 mm (1.2 inch) diameter	1550 nm	< 0.05 dB
100 turns, 50 mm (2 inch) diameter	1310 nm	< 0.05 dB
	1550 nm	< 0.05 dB
100 turns, 60 mm (2.4 inch) diameter	1550 nm	< 0.05 dB
	1625 nm	< 0.05 dB

Chromatic Dispersion

Zero Dispersion Wavelength (λ ₀)	1302 - 1322 nm
Zero Dispersion Slope (S ₀)	≤ 0.090 ps/nm ² ·km
Typical Dispersion Slope	0.087 ps/nm ² ·km

Group Refractive Index

at 1310 nm	1.467
at 1550 nm	1.468

Mode Field Diameter

at 1310 nm	9.2 ± 0.4 μm
at 1550 nm	10.4 ± 0.5 μm

Cut-off Wavelength (λ_{cutoff})

	≤ 1260 nm
--	-----------

Polarization Mode Dispersion (PMD)¹

Fiber PMD Link Design Value (LDV) ²	< 0.06 ps/√km
Maximum Individual Fiber	< 0.1 ps/√km
Typical Fiber LMC PMD	< 0.02 ps/√km

¹ As measured with low mode coupling (LMC) technique in fiber form, value may change when cabled. Check with your cable manufacturer for specific PMD limits in cable form.

² The PMD Link Design Value complies with IEC 60794-3, September 2001 (N = 20, Q = 0.01%). Details are described in IEC 61282-3 TR Ed 2, October 2008.

Environmental Characteristics (at 1310, 1550 & 1625 nm)

Temperature Cycling (-80° ± 85° C)	≤ 0.05 dB/km
High Temperature Aging (85 ± 2° C)	≤ 0.05 dB/km
Temperature & Humidity Cycling (at -10° C to +85° C and 95% RH)	≤ 0.05 dB/km
Water Immersion (23 ± 2° C)	≤ 0.05 dB/km
Dynamic Fatigue Stress Corrosion Parameter	(n ₀) > 20