



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**ESTUDIO DE SISTEMAS ÓPTICOS WDM PARA SU
IMPLANTACIÓN EN REDES DE ALTA VELOCIDAD**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A :

FERNÁNDEZ DE JÁUREGUI RUIZ IVÁN



DIRECTOR DE TESIS:

DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN

CIUDAD UNIVERSITARIA, MAYO 2010



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Esta tesis se realizó con
el apoyo de una beca del proyecto
PAPIIT IN-103008 de la DGAPA-UNAM.

AGRADECIMIENTOS

A mis papás, mis hermanos, mis abuelas y mi familia por todo su apoyo y cariño.

A mis amigos y compañeros por compartir conmigo todos esos momentos juntos.

A mi CHMK Viridiana por apoyarme en todo momento y alentarme a superarme.

A mis profesores por su paciencia y perseverancia para enseñarme todo lo que se.

A mi tutor, el Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón, por brindarme sus conocimientos,
por toda su ayuda y por guiarme para la elaboración de esta tesis.

A la UNAM y la Facultad de Ingeniería por abrirme su puertas y haberme forjado como Ingeniero.

Especialmente a todas las personas que han formado parte de mi vida y
me han hecho la persona que soy ahora.

Un especial agradecimiento a Marcus Duell y Alcatel-Lucent.

Tabla de Contenido

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. REDES EDUCATIVAS CON BASE EN EL USO DE FIBRA ÓPTICA EN EL MUNDO	2
1.1.1.FRANCIA, RENATER	3
1.1.2.CANADÁ, CANET 4	3
1.1.3.CHILE, RED UNIVERSITARIA NACIONAL	4
1.2. EL CASO DE MÉXICO	4
1.3. DELTA METROPOLITANA DE LA CIUDAD DE MÉXICO	6
1.4. GRID COMPUTACIONAL	8
1.4.1.¿QUÉ ES UN GRID?	8
1.4.2.¿CÓMO ESTÁ CONSTITUIDO UN GRID?	9
1.4.3.VENTAJAS DE SU UTILIZACIÓN	11
1.5. JUSTIFICACIÓN Y CONTRIBUCIÓN DE ESTA TESIS	12
2. SISTEMA DE COMUNICACIONES ÓPTICO: ESTADO DE ARTE	15
2.1. ELEMENTOS DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES POR FIBRA ÓPTICA	17
2.2. EL TRANSMISOR	18
2.2.1.MODULACIÓN INTERNA Y EXTERNA	21
2.3. LA FIBRA ÓPTICA	23
2.3.1.TIPOS DE FIBRAS ÓPTICAS	25
2.3.2.ATENUACIÓN	26
2.3.3.DISPERSIÓN	28
2.3.4. EFECTOS NO LINEALES	30
2.4. EL RECEPTOR	31
2.4.1.EFICIENCIA CUÁNTICA Y SENSITIVIDAD	32
2.5. WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING	34
2.5.1.COARSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING CWDM	37
2.5.2.DENSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING DWDM	39
2.6. ELEMENTOS DE UN ENLACE WDM	40
2.6.1.MULTIPLEXORES Y DEMULTIPLEXORES	40
2.6.2.AMPLIFICADORES ÓPTICOS	42
2.6.3.OPTICAL ADD/DROP MULTIPLEXERS	42
2.6.4. ITU G.698.1 "MULTICHANNEL DWDM APPLICATIONS WITH SINGLE-CHANNEL OPTICAL INTERFACES"	43
3. CONSIDERACIONES DE DISEÑO PARA ENLACES WDM	47
3.1. LIMITANTES EN EL BIT RATE DEBIDO AL ENSANCHAMIENTO DEL PULSO	48
3.2. LIMITANTES DEBIDO A LA ATENUACIÓN	53
3.3. EFECTO DE LAS NO-LINEALIDADES	55
3.3.1.SELF PHASE MODULATION SPM	56
3.3.2.CROSS PHASE MODULATION XPM	57
3.3.3.FOUR WAVE MIXING FWM	58
3.4. TRANSMISIÓN REAL	61
3.5. CONCLUSIONES	64

4. ESTUDIO DE SISTEMAS DWDM MEDIANTE PRUEBAS EXPERIMENTALES PARA LA DELTA METROPOLOTANA	66
4.1. CARACTERÍSTICAS DEL TRANSMISOR Y RECEPTOR WDM	66
4.1.1. CARACTERÍSTICAS ESPECTRALES DEL TRANSMISOR	67
4.1.2. POTENCIAS DE TRANSMISIÓN	69
4.1.3. ESTABILIDAD DE LONGITUD DE ONDA RADIADA Y POTENCIA EMITIDA	69
4.1.4. SENSITIVIDAD DEL RECEPTOR	70
4.2. MULTIPLEXORES Y DEMULTIPLEXORES	71
4.2.1. PÉRDIDAS DE INSERCIÓN	72
4.2.2. INTERCHANNEL CROSSTALK	73
4.3. ENLACE DWDM	74
4.3.1. PÉRDIDAS DEL ENLACE	75
4.3.2. RELACIÓN SEÑAL A RUIDO ÓPTICA OSNR	79
4.3.3. GANANCIA DE CODIFICACIÓN FEC	80
4.3.4. MEDICIÓN DE LA FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL	82
4.4. INSERCIÓN Y DERIVACIÓN DE CANALES MEDIANTE OADMS	88
4.5. CONCLUSIONES	91
5. CONCLUSIONES	93
5.1. TRABAJO FUTURO	94
APÉNDICE 1: Ecuación básica de propagación de un pulso óptico Gaussiano	95
APÉNDICE 2: Efecto KERR	99
APÉNDICE 3: Características de Fibras G.652, G.653 y G.655 de acuerdo a la UIT-T	101
APÉNDICE 3: Patrón de Ojo	102

Resumen

Este trabajo de tesis presenta el análisis de distintos parámetros de capa física necesarios para la implementación de los enlaces ópticos WDM en el proyecto Delta Metropolitana de Supercómputo. Dicho proyecto pretende la implementación de un GRID metropolitano entre tres de las instituciones educativas más importantes del país, utilizando tecnología WDM con tasas de transmisión de 2.5 y 10 Gbps. De esta manera, mediante la ayuda de un simulador basado en LabVIEW, esta tesis presenta de manera detallada los fenómenos inherentes a la transmisión; como dispersión, atenuación y efectos no-lineales, así como las limitaciones que cada uno de éstos y en conjunto involucran. De igual forma, se presentan una serie de pruebas experimentales con equipos ópticos WDM comerciales, haciendo énfasis en las principales características de los dispositivos que lo componen y las características de un enlace óptico real.

En particular, el análisis muestra que utilizando pulsos modulados en amplitud del tipo NRZ a tasas máximas de 10 Gbps sobre fibra G.652, la distancia de transmisión en los enlaces de la Delta se encuentra limitada principalmente por la atenuación y no por el ensanchamiento del pulso debido a la dispersión cromática. Debido a que la atenuación de los enlaces asciende hasta 25 dB en tan solo 40 km, se hace imposible la utilización de fotodiodos del tipo *p-i-n* para 10 Gbps, de lo contrario se deberán utilizar amplificadores en los nodos. Así mismo, debido a las características de los enlaces propuestos, la aparición de efectos no-lineales no trae limitación alguna.

De acuerdo a nuestro análisis, los enlaces de la Delta Metropolitana deberán emplear tarjetas transmisoras-receptoras basadas en láseres DFB con sistemas de enfriamiento, control de estabilidad y basadas en fotodiodos APD para 10 Gbps y *p-i-n* para 2.5 Gbps con sensibilidades alrededor de los -28 dB. Tarjetas multiplexoras y demultiplexoras que presenten pérdidas por inserción menores a los 5 dB y crosstalk para canales adyacentes menor a los -16 dB. Utilización de codificación FEC con el fin de contrarrestar la degradación de la señal, especialmente debido a la atenuación. Utilización de fibra tipo G.655, con el fin de que junto con la utilización de codificación FEC, se permita el empleo de 40 Gbps en un futuro.

Abstract

This thesis work presents the study of different physical layer considerations that are needed for the WDM optical links in the Supercomputing Metropolitan Delta project. This project intends the implementation of a metropolitan GRID among three of the most important Higher Education Institutions in Mexico, using WDM technology at 2.5 and 10 Gbps. Aided by a simulator written in LabVIEW, the transmission phenomena observed in such links, like dispersion, attenuation and non-linear effects are analyzed. Moreover, several experimental tests with commercial WDM optical equipments are presented, putting emphasis on the main characteristics of the devices that compose such system, as well as the characteristics of a real optical link.

In particular, our analysis shows that by using NRZ pulses with bit rates up to 10 Gbps over G.652 fiber, the transmission length is limited by the attenuation and not by the pulse broadening due to chromatic dispersion. Because the attenuation goes up to 25 dB in only 40 km, it is impossible to use *p-i-n* photodetectors for 10 Gbps, otherwise optical amplifiers must have to be used. In the same manner, due to the characteristics of the links proposed, there are no limitations by non-linear effects.

According to our analysis, the Metropolitan Delta links will need to use transceivers based on DFB lasers with stability control and APD for 10 Gbps and *p-i-n* for 2.5 Gbps with sensitivities around -28 dB. In the same manner, multiplexers and demultiplexers boards with insertion losses below 5 dB and inter-channel crosstalk below -16 dB will have to be used. FEC codification is proposed in order to minimize the signal degradation due to attenuation and replace the need of amplifiers. Finally, the use of G.655 fiber is suggested so 40 Gbps systems can be implemented with help of FEC codification in the future.

CAPÍTULO 1

Introducción

Durante los últimos años se ha experimentado el constante crecimiento de las Redes Nacionales para la Investigación y Educación, NRENs (National Research and Education Networks). Estas redes proveen la conectividad necesaria para que investigadores y académicos puedan colaborar conjuntamente en su trabajo. Diferentes países han optado por la interconexión de sus centros de investigación los cuales, en la mayoría de los casos, se encuentran distribuidos a lo largo y ancho de dichos países [1,2].

¿Pero por qué no interconectar dichas instituciones y centros a través de la red de Internet? La respuesta radica en que las NRENs son redes independientes de los grandes servidores de Internet y que no se ven influenciadas por las presiones y demandas comerciales sobre el sector de las telecomunicaciones [1]. Esto ocasiona que las instituciones educativas no dependan del ancho de banda, de los servicios ofrecidos y de las tarifas de estos servidores. De esta manera se crea una red no comercial destinada exclusivamente a la investigación y educación.

Por otro lado, el constante crecimiento de la demanda de un gran ancho de banda y la capacidad para correr grandes cantidades de procesos ha obligado, u obligó, al nacimiento de los llamados GRIDs (o cúmulos de computadoras y periféricos geográficamente distribuidos) [3]. Este constante crecimiento también se ha visto en múltiples proyectos de investigación en física, astronomía, bio-informática, arreglo de sensores, etc., los cuales requieren conexiones de muy alta velocidad y de un gran ancho de banda para la transferencia de largos volúmenes de información.

En este ámbito, el GRID ofrece grandes beneficios para aplicaciones que necesitan ser corridas o ejecutadas de una manera paralela, ofreciendo la posibilidad de ejecutar aplicaciones computacionales intensivas en grandes arreglos de redes. Por lo tanto, el GRID hace accesible el análisis computacional intenso que necesitan científicos e investigadores para resolver grandes problemas que serían demasiado para las supercomputadoras convencionales [16].

Dichos GRIDs han favorecido la capacidad de compartir poder de almacenamiento, procesos, ancho de banda, comunicaciones, software, equipos, etc, de diferentes computadoras, servidores, equipos, etc., que se encuentren conectados a él. Esto conlleva a crear una computadora virtual, bastante poderosa creada de la conexión de sistemas heterogéneos compartiendo varias combinaciones de recursos [21].

Aprovechando estas ventajas, varios centros de investigación, universidades y escuelas han empezado a implementar GRIDs sobre sus redes educativas. Para implementar un GRID es necesario disponer de sistemas de transmisión que presenten un gran ancho de banda y poca latencia para así interconectar de manera eficiente los procesadores que conforman el cúmulo computacional. Siendo las redes ópticas de transporte la principal solución para implementarlos[29].

Y es por esto que los rápidos avances producidos en las tecnologías ópticas de transporte como Wavelength Division Multiplexing, WDM, junto con la creciente demanda de servicios de alta velocidad y gran ancho de banda, están provocando cambios sustanciales en las arquitecturas de las redes ópticas.

Por lo tanto, el avance tecnológico de los diferentes dispositivos ópticos utilizados para la implementación de estas redes se vuelve de suma importancia, ya que constituyen las bases y cimientos de éstas para su implementación.

Mientras que en 1980 las capacidades máximas de transmisión eran de 34 a 45 Mbps por fibra, hoy en día el avance tecnológico de estos dispositivos ha permitido alcanzar velocidades comerciales de hasta 100 Gbps y hasta 160 canales multiplexados sobre una sola fibra, llegando a velocidades de Tbps por fibra.

Así, la tecnología WDM se está expandiendo progresivamente desde el núcleo de las redes ópticas de alta velocidad, hacia las redes metropolitanas y de acceso. Y todo ello provocado por el éxito alcanzado por las soluciones WDM de largo alcance que han permitido un aumento en la capacidad de las redes ópticas de transporte.

En este contexto, la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), la Universidad Autónoma Metropolitana-Iztapalapa (UAM-I) y el Centro de Investigaciones y Estudios Avanzados (CINVESTAV), instituciones educativas mexicanas localizadas en el Valle de México, planean la interconexión de sus centros de Supercómputo, para así crear un cúmulo computacional con gran potencia de cálculo único en México (alcanzando los 5,000 GFLOP/S por nodo). Debido a las exigencias del proyecto, los grupos de trabajo de dichas instituciones han determinado que dicha interconexión se realizará empleando tecnología WDM a velocidades de 2.5 y 10 Gbps sobre fibra G.652 [27,28,29].

En un proyecto de semejante magnitud, se hace clara la necesidad de realizar un siguiente estudio, donde se realicen una serie de pruebas teóricas y experimentales, con equipos ópticos WDM comerciales, para obtener una serie de gráficas que proporcionen las características y parámetros necesarios que deberán presentar los equipos WDM, con el fin de garantizar el correcto funcionamiento del sistema. Aspectos mismos que se cubren en esta tesis.

En general, en este trabajo se analizan las limitaciones que imponen la dispersión, la atenuación y los efectos no-lineales a la transmisión de señales ópticas WDM sobre los futuros enlaces de la Delta. De igual forma, se realizan una serie de pruebas experimentales con equipos ópticos WDM de las empresas Optelian, Padtec y NEC, con la finalidad de obtener las características que deberán presentar los equipos de las empresas que participen en la licitación de dicho proyecto.

1.1. Redes educativas con base en el uso de fibra óptica en el mundo

Como se ha mencionado anteriormente, NRENs a lo largo del mundo no solo han optado por la utilización de sistemas de comunicaciones por fibra óptica, sino también por la creación de GRIDs en dichas redes. Estos avances han permitido a estos países beneficiarse de la múltiples ventajas de estos sistemas e introducirse a proyectos científicos de gran importancia que requieren de altas capacidades y altas tasas de transmisión.

A continuación se muestran algunas NRENs que han optado por esta implementación, así como sus diferentes características, con el fin de dar un panorama del avance que se tiene en otros países comparado con el de México.

1.1.1. Francia, RENATER

RENATER es la red nacional de investigación y educación en Francia, fue contemplada a principios de los años 90 con el fin de conectar las universidades y centros de investigación que se encontraban distribuidos a través de todo el país. Hoy en día, más de 1000 sitios de investigación, tecnología y educación (vía campus, redes metropolitanas o regionales) están conectados a RENATER [4].

Su infraestructura consiste de links nacionales los cuales interconectan 32 puntos en Francia. Cabe destacar que también tiene conexión con otras redes de centros de investigación y educación en Europa y el mundo a través de la infraestructura de GÉANT¹.

Con el fin de poder proveer circuitos de alta capacidad, RENATER está basada en fibras ópticas oscuras² con equipos DWDM soportando velocidades de hasta 10 Gbps. Su principal fortaleza está en poder dedicar lambdas (canales) específicas para clientes involucrados en proyectos de investigación, los cuales requieran de niveles de transferencia de datos elevados. Entre algunos servicios que RENATER ofrece están: IPv6, IP6 multicast, QoS, videoconferencias.

En el caso de Francia se ha implementado un GRID llamado Grid'5000 [5], el cual reúne 10 sitios distribuidos geográficamente en Francia e incluso un sitio en Porto Alegre, Brasil [6], combinando 5000 procesadores. Los planes actuales son desarrollar una plataforma física constituida de 10 clusters, cada uno con conexión de 100 a 1000 computadoras, que se conectarán a RENATER a 10Gb/s.

El principal objetivo del GRID es proveer a investigadores en Francia una plataforma experimental para sus investigaciones totalmente reconfigurable para cada experimento. Esto quiere decir que el ancho de banda a utilizar así como la topología lógica de la red pueden cambiar de acuerdo a las necesidades que requiera cada experimento.

1.1.2. Canadá, CAnet 4

En Canadá, CAnet 4 es la sucesora de CAnet 3, la cual fue desarrollada por CANAIRE³ en 1998 como la primer NREN óptica a nivel mundial [7]. Esta red fue creada debido al gran crecimiento de tráfico en la red, el crecimiento de aplicaciones que requieren de gran ancho de banda y la planeación de proyectos GRID. Creándose de esta manera una nueva red capaz de soportar investigaciones de punta en Canadá.

CAnet 4 interconecta las distintas redes de investigación locales y con ello, las universidades, centros de investigación, laboratorios de investigación del gobierno, escuelas y redes internacionales como GEANT2, RedCLARA⁴, etc.

Al igual que RENATER, CAnet 4 es capaz de soportar asignación dinámica de los recursos de la red (ancho de banda ajustable a necesidades) a los usuarios y permitir así una mayor habilidad a los usuarios para desarrollar aplicaciones basadas en red. Casi todas sus conexiones punto a punto tienen velocidades de 10 Gbps.

En el 2006 se añadió un Optical Add-Drop Multiplexer reconfigurable (ROADM)⁵ sobre la red DWDM, soportando hasta 72 longitudes de onda a una velocidad de 10 Gbps cada una.

¹ Geánt2 es la red académica que proporciona servicio a la comunidad educativa e investigación europea.

² Fibras ópticas que no están en utilización todo el tiempo y solo se utilizan bajo demanda.

³ Canadian Advanced Network and Research for Industry and Education.

⁴ Red de Internet avanzada que conecta las distintas NRENs en América Latina.

En el caso de Canadá se ha implementado el GridX1 [8], el cual es un proyecto que permite a investigadores de las universidades de Alberta, Calgary, Simon Fraser y Victoria trabajar conjuntamente con el GRID más grande del mundo, el Large Hadron Collider Grid Project (LCG).

El LCG es un GRID global que se implementó con la finalidad de analizar las grandes cantidades de información producida por el acelerador de partículas ubicado en Europa, particularmente en Ginebra y Suiza. El GridX1 aprovecha la infraestructura de CANet 4, haciéndola parecer como un solo recurso al GRID LHC [9].

Así entonces, Canadá cuenta con una red de clase mundial que es capaz de soportar aplicaciones GRID gracias a las grandes velocidades y al gran ancho de banda de CANet 4.

1.1.3. Chile, Red Universitaria Nacional

En el caso de Chile, existe la red REUNA, Red Universitaria Nacional [10], la cual es una iniciativa de colaboración universitaria que ha conseguido contar con la única infraestructura tecnológica de redes avanzadas de naturaleza académica, dedicada a la investigación y desarrollo en Chile.

Hoy la red académica chilena utiliza sus conexiones para trabajar sobre dos líneas de acción orientadas a sus instituciones socias: desarrollar, operar y administrar las redes avanzadas de alta velocidad y desarrollar, fomentar y apoyar la gestión de proyectos de investigación y desarrollo.

GREUNA es la tercera versión de la red nacional de investigación y educación, sus antecesoras fueron REUNA y REUNA2. El paso de REUNA2 a GREUNA permitió migrar de una red ATM a una con tecnología Ethernet/IP pura.

Fue implementada a finales del 2006 gracias a la adquisición e instalación de nuevos equipos capaces de sostener velocidades de Gbps y presta servicios avanzados como: QoS (Calidad de Servicio), Multicast e IPv6, entre otros.

Dado que todos los accesos de las instituciones miembros de REUNA a la troncal son mediante fibra óptica, el cambio de transporte y de capacidades se dio de manera natural, pudiendo pasar de una conexión ATM STM-1 (155 Mbps) a una conexión de Gigabit Ethernet 1 Gbp.

Son más de 15 Universidades a lo largo del país que se benefician de esta red. REUNA se conecta a RedCLARA a 1Gbps, teniendo así conexión con las diferentes NRENs de Latino America y el mundo.

1.2. El caso de México

En nuestro país la asociación que maneja la Red Nacional de Educación e Investigación es la Corporación Universitaria para el Desarrollo de Internet (CUDI) [11].

CUDI es el organismo que maneja el proyecto de la red Internet 2 en nuestro país y busca impulsar el desarrollo de aplicaciones que utilicen esta red, fomentando la colaboración en proyectos de investigación y educación entre sus miembros.

⁵ Elemento de red capaz de bajar o subir canales de o hacia la red.

La construcción de la red Internet 2 en México se basó en la voluntad de las universidades líderes del país de absorber el costo de instalar y operar la red y su interconexión a las redes universitarias de alta velocidad en Estados Unidos y Canadá. Apoyándose en este compromiso, Teléfonos de México (TELMEX) y Axtel aportaron a la red CUDI 8,000 kilómetros de red dorsal de alta capacidad. A cambio de esta donación se estableció que la red debe de ser exclusivamente de carácter educativo o de investigación. Actualmente la red de CUDI se integra por las principales universidades y centros de investigación del país.

La Figura 1.1 muestra la topología de la red donde se observan las diferentes conexiones a lo largo del país, así como hacia redes internacionales como CLARA y Abilene.

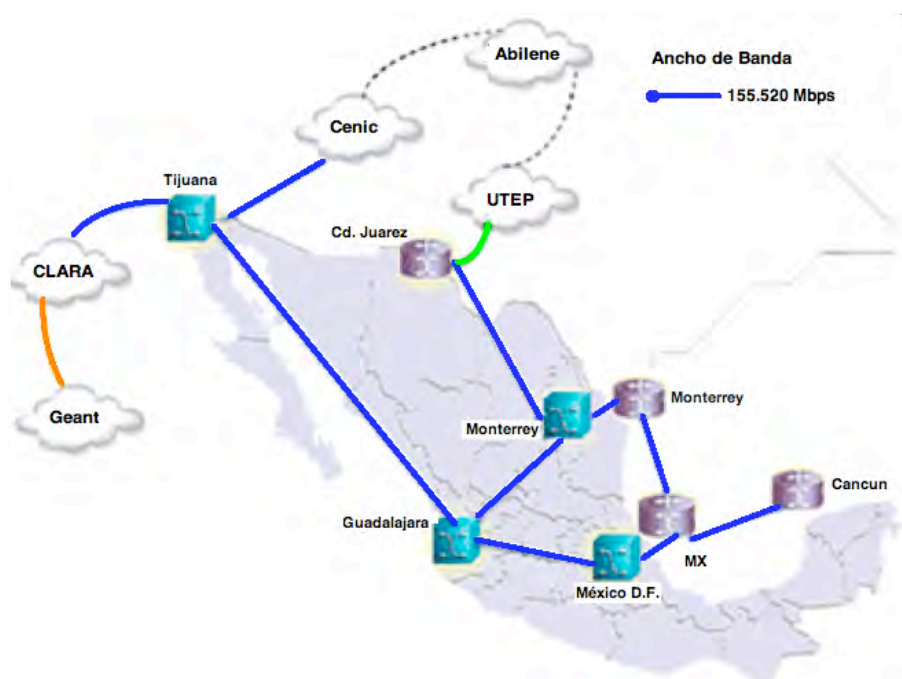


Figura 1.1. Conexiones de la red CUDI en el país y hacia redes Internacionales.

En la actualidad esta red cuenta con una infraestructura de más de 8,000 kilómetros de enlaces de alta capacidad que operan a una velocidad de 155 megabits por segundo. Esta red dorsal abarca todo el territorio nacional. Cuenta además con tres enlaces de la misma velocidad que permiten la interconexión con las principales redes académicas de Estados Unidos y del resto del mundo. A través de estos enlaces tiene la posibilidad de tener acceso con más de 45 redes similares de Europa, Asia, Oceanía y América Latina que interconectan a más de 3,000 universidades y centros de investigación.

La red CUDI maneja protocolos avanzados como son QoS, Multicast, Ipv6, H.323, MPLS, y HDTV y cuenta con su propio centro de operación, localizado en la UNAM, lo que permite que se corran aplicaciones críticas en todas las ramas de la ciencia.

1.3. Delta Metropolitana de Supercómputo

Como se ha visto en la sección 1.2, la red de CUDI no cuenta con la infraestructura correcta para la implementación de un GRID de supercómputo. Mientras que otros países en Latinoamérica cuentan con redes educativas avanzadas que soportan velocidades de hasta 10 Gbps [23], nuestro país solo cuenta con una red ATM + IP que utiliza la infraestructura de TELMEX a velocidades máximas de 155 Mbps.

Diferentes países en Latinoamérica están desarrollando GRIDs sobre sus redes educativas, como es el caso de Colombia [24], que planea desarrollar “GRID Colombia” sobre su red nacional de educación RENATA. Así mismo, están implementando redes WDM como es el caso de Brasil, que cuenta ya con tecnología DWDM y velocidades de 10 Gbps en algunas de sus conexiones.

También existen proyectos de colaboración entre Europa y Latinoamérica como lo es EELA, el cual busca crear una red de colaboración que permita el surgimiento de tecnologías GRID en Latinoamérica. Posibilitando la colaboración de países latinoamericanos con europeos en proyectos de “e-infraestructura” e “e-Ciencia” [25].

De esta manera se observa la necesidad del GRID Metropolitano que permita colaborar con proyectos internacionales como el CERN (European Organization for Nuclear Research), o proyectos nacionales como el observatorio de rayos gama (HAWC) ubicado en Puebla, Veso (Virtual Earth-Sun Observatory), simuladores de terremotos (3d Parallel Elastodynamic Modeling of Large Subduction Earthquakes), etc. Proyectos que necesitan el procesamiento de una gran cantidad de información y que actualmente no contamos con una infraestructura que lo permita [26].

La Delta Metropolitana de Supercómputo es un proyecto elaborado por tres de las instituciones de educación pública más grandes del país, UNAM, UAM y CINVESTAV, y tiene como principal objetivo la creación de un laboratorio de cómputo de alto rendimiento que permita abordar y resolver de una manera más sencilla los problemas científicos más demandantes, mediante la creación de un GRID de alta capacidad ubicado en la zona metropolitana de la Ciudad de México [12,13]. El cual correrá sobre una red de fibra óptica propia empleando tecnología WDM.

De esta manera se aprovecharán las múltiples ventajas de esta tecnología, logrando una optimización de recursos y una infraestructura abierta que asegure la transmisión de cualquier tipo de servicio y protocolo de comunicación.

Así, las tres instituciones mexicanas, con el apoyo del CONACyT, podrán compartir recursos de sus centros de Cómputo de Alto Rendimiento, con el objetivo de que científicos, principalmente del área metropolitana, tengan acceso a estas herramientas para desarrollar proyectos de investigación científica.

Con dicho desarrollo se prevé que nuestro país se posicione en el lugar 99 del Top 500 (ranking de las supercomputadoras más rápidas de mundo) y como la número uno de América Latina [14].

Se busca tener conexión directa entre los 3 nodos mediante fibra óptica oscura, la cual será instalada por los túneles de la red del metro (Fig.1.2) soportando velocidades de hasta 10 Gbps⁶.

Como su nombre lo indica, se trata de una delta o anillo que unirá a las tres instituciones que contarán con el debido equipo WDM. La Figura 1.2 muestra la topología física de la red donde se puede observar la ubicación de cada uno de los nodos, así como las estaciones del sistema de transporte colectivo por donde ingresarán los cables de fibra óptica. Así mismo, en el cuadro 1.1 se muestran las distancias correspondientes a cada uno de los tramos de fibra óptica G.652 que deberán ser instalados [27,29].

⁶ En un principio 4 canales a 2.5 Gbps y un canal a 10 Gbps.

Los detalles de cada uno de estos enlaces se pueden encontrar en la referencia 27 de este capítulo, donde se muestran , entre otros cálculos, los valores de atenuación y dispersión de cada enlace, así como el presupuesto de potencia de estos.



Figura 1.2. Topología física de Delta Metropolitana donde se muestra la ubicación de los 3 nodos y las rutas a seguir por los túneles del STC.

Cuadro 1.1. Longitud de los tramos que conforman la red.

LÍNEA N°	DE - A	METROS
L9	CM- CHABACANO	3,575
L8	CHABACANO – SNT ANITA	2,075
L3	CM - UNAM	12,215
L3	CM – LA RAZA	8,500
L5	LA RAZA - POLITECNICO	4,330
L8	SNT ANITA – UAM-I	11,460
L4	SNT ANITA - CONSULADO	7,309
L5	CONSULADO – LA RAZA	3,490
INTERSECCIÓN ENTRE LINEAS	L3 – L9	2,500
INTERSECCIÓN ENTRE LINEAS	L9 – L8	2,500
INTERSECCIÓN ENTRE LINEAS	L3 – L5	2,500
TRAMO DE ÚLTIMA MILLA	TRAMO DE ÚLTIMA MILLA	2,500
TRAMO DE ÚLTIMA MILLA	TRAMO DE ÚLTIMA MILLA	2,500
TRAMO DE ÚLTIMA MILLA	TRAMO DE ÚLTIMA MILLA	2,500

Algunos de los proyectos y/o aplicaciones que correrán mediante esta red son:

- Observatorios Virtuales.
- HAWC (High Altitude Water Cherenkov)⁷.
- Física de altas energías CERN (European Organization for Nuclear Research): LHC (Large Hadron Collider).
- LNGSec (Laboratorio Nacional de GRID).
- Entre otros.

1.4. GRID Computacional

Anteriormente se ha hablado de la implementación de un GRID para el proyecto de la Delta y por parte de varias redes educativas, sin embargo necesitamos entender primero ¿Qué es un GRID?, ¿Cómo está constituido? y ¿Cuáles son las ventajas de su utilización? Las respuestas a estas preguntas se presentan a continuación siendo necesarias para entender la importancia de implementar esta tecnología en nuestro país y los múltiples beneficios que esto conlleva.

1.4.1. ¿Qué es un GRID?

Actualmente la ciencia ha avanzado notablemente y para su buen desarrollo se requiere que la tecnología complemente estos avances de manera que los procesos de sistemas computacionales sean más ágiles, es por eso que se necesita una tecnología que brinde más rapidez en la obtención de resultados. En los últimos años han surgido sistemas de alto rendimiento, perfeccionándose de tal manera que permiten cubrir las necesidades de diversos usuarios. Estos sistemas varían en la manera que utilizan tanto procesadores como memoria y en la forma de interconectarlos. Una solución a esta gran demanda es la implementación de sistemas distribuidos [15].

El termino GRID fue concebido a mediados de los 90s para denotar una infraestructura de cómputo distribuida para ciencia e ingeniería avanzadas y aparece como consecuencia de su analogía con la red de energía eléctrica (*Electric Power GRID*): nos podemos "enchufar" al GRID para obtener potencia de cálculo sin preocuparnos de dónde viene, igual que hacemos cuando enchufamos un aparato eléctrico.

De una forma concreta, un GRID es un sistema de hardware y software el cual integra una colección de componentes de sistemas distribuidos (cómputo, almacenamiento, dispositivos y aplicaciones específicas) haciéndolos parecer al usuario como un único y largo sistema computacional [16].

La forma en la que se logra esto es mediante la utilización de un software, en este caso un *middleware*⁸, que permite coordinar y compartir los recursos, las aplicaciones, los datos, el almacenamiento y los recursos de red, entre organizaciones dinámicas y distribuidas geográficamente.

⁷ Observatorio de rayos gamma que estará en funcionamiento en México a partir de 2010.

⁸ Software de conectividad que ofrece un conjunto de servicios que hacen posible el funcionamiento de aplicaciones distribuidas sobre plataformas heterogéneas.

Las funciones principales que debe realizar son las siguientes [17]:

- Coordinar los recursos que no están sujetos a un control centralizado. Un GRID Computacional integra y coordina recursos y usuarios que están en diferentes dominios, diferentes unidades administrativas, etc.
- Utiliza estándares abiertos, protocolos de propósitos generales e interfaces. Un GRID es construido con múltiples propósitos e interfaces que están dirigidos fundamentalmente a la autenticación, autorización, descubrimiento de recursos y acceso a los recursos. De otra manera se estaría trabajando con una aplicación específica para un sistema.
- Un GRID computacional utilizará los recursos que lo constituyen, los cuales deberán ser usados de una manera coordinada para entregar servicios de calidad relacionados, por ejemplo: tiempo de respuesta, disponibilidad, seguridad y rendimiento al procesar, además de la asignación de los múltiples tipos de recursos para satisfacer las complejas exigencias de los usuarios, de modo que la utilidad del sistema combinado sea perceptiblemente mayor que la suma de sus piezas.

Como se ha mencionado antes, el GRID necesita soportar grandes cantidades de información, las cuales pueden sobrepasar las capacidades de las redes eléctricas actuales. El uso de fibras ópticas y de infraestructura WDM para su creación ofrecen la gran ventaja de que se cuenta con un gran ancho de banda disponible y grandes velocidades de transmisión, permitiendo así que múltiples disciplinas se beneficien de éste para correr sus aplicaciones. Por ejemplo, Física de partículas, debido a sus grandes colaboraciones internacionales y experimentos que requieren y generan grandes cantidades de datos, situación que requiere de redes capaces de soportar el procesamiento y el análisis de Petabytes por año mediante recursos de computación distribuida.

Esto se logra mediante la asignación de lambdas a los clientes, formando así caminos ópticos (optical paths) entre ellos y los recursos del GRID. Maximizando de esta manera la utilización del ancho de banda de la red y proveyendo a cada cliente con una conexión virtual dedicada y velocidades de transmisión fijas, dependiendo de sus necesidades. Con la asignación de lambdas se le permite a cada cliente construir o escoger la topología adecuada para su aplicación así como manejar su propio tráfico.

Sin embargo, esto requiere de un sistema (control de usuario) que sea capaz de manejar y administrar los recursos, así como la asignación de dichas lambdas. Este control de usuario permite una rápida y flexible asignación de servicios, mientras que la red óptica ofrece un mecanismo de transporte de alto desempeño [18].

Por lo que las redes ópticas pueden ser vistas como "recursos de red" que son ofrecidos al GRID como cualquier otro recurso, como procesamiento o dispositivos de almacenamiento.

En redes ópticas algunos de los recursos pueden incluir una fibra, una longitud de onda o canal, tasas de transmisión, interfaces, etc., los cuales son dependientes de cada aplicación.

1.4.2. ¿Cómo está constituido un GRID?

La arquitectura básica de un GRID se muestra en la Figura 1.3, donde el GRID middleware provee transparencia para que las aplicaciones puedan correr sobre una capa virtual de recursos de la red. El aspecto clave del middleware es que le da al GRID la apariencia de un único sistema de cómputo [16].

Habitualmente se describe esta arquitectura en términos de "capas" (Fig. 1.3), ejecutando cada una de ellas una determinada función. Como es habitual, las capas más altas están más cerca del usuario, en tanto que las capas inferiores lo están de las redes de comunicación.



Figura 1.3. Arquitectura del GRID mostrando las capas que lo componen y los elementos de éstas.

Primero se encuentra la capa de red, la cual es responsable de asegurar la conexión entre los recursos que forman el GRID. La siguiente capa es la capa de recursos, la cual está constituida por los dispositivos que son parte de él como ordenadores, sistemas de almacenamiento, catálogos electrónicos de datos e incluso sensores que se conecten directamente a la red. En la zona intermedia está la capa de middleware, encargada de proporcionar las herramientas que permiten que los distintos elementos (servidores, almacenes de datos, redes, etc.) participen de forma coordinada en un entorno GRID unificado [19,20].

El middleware, es el auténtico "cerebro" del GRID y se ocupa de las siguientes funciones:

- Encontrar el lugar conveniente para ejecutar la tarea solicitada por el usuario.
- Optimiza el uso de recursos que pueden estar muy dispersos.
- Organiza el acceso eficiente a los datos.
- Se encarga de la autenticación de los diferentes elementos.
- Se ocupa de las políticas de asignación de recursos.
- Ejecuta las tareas.
- Monitoriza el progreso de los trabajos en ejecución.
- Gestiona la recuperación frente a fallos.
- Avisa cuando se haya terminado la tarea y devuelve los resultados.

El middleware está formado por muchos programas. Algunos de esos programas actúan como agentes y otros como intermediarios, negociando entre sí, de forma automática, en representación de los usuarios y de los proveedores de recursos [21].

Por último, en la capa superior está la capa de aplicación donde se incluyen todas las aplicaciones de los usuarios, portales y herramientas de desarrollo que soportan esas aplicaciones. Esta es la capa que ve el usuario.

1.4.3. Ventajas de su utilización

Hoy en día las computadoras son usadas para modelar y simular problemas científicos y de ingeniería bastantes complejos, diagnósticos médicos, controles industriales, pronóstico del clima y muchos otros propósitos. Y es el GRID el que permite una eficiente utilización de todas estas computadoras para resolver dichos problemas [20,21,22].

Algunas de sus principales ventajas son las siguientes:

1. Improvisación tecnológica
2. Uso eficiente de recursos.
3. Nuevas técnicas y herramientas para resolver problemas.
4. Posibilidad de compartir recursos.
5. Redes de comunicaciones rápidas y fiables.
6. Estándares abiertos.

Algunos de los grupos que pueden tener la suficiente motivación para invertir en la infraestructura necesaria para compartir sus recursos son [21]:

1. Gobiernos y Organizaciones Internacionales: En respuesta ante desastres (inundaciones, incendios, terrorismo, etc.), planificación urbana, modelos económicos, etc.
2. En el mundo de la Medicina: La unión de recursos (tales como bases de datos administrativas y archivos de historias clínicas e imágenes médicas) y de instrumentos especializados abre la puerta a una gran variedad de nuevos procedimientos de diagnóstico mejorados gracias a la ayuda de ordenadores, en base a un análisis rápido de imágenes médicas complejas y la comparación automática con archivos distribuidos para encontrar casos similares.
3. En la Educación: Las Bibliotecas Electrónicas y los centros de e-Educación se beneficiarán de las herramientas basadas en el GRID para el acceso a datos dispersos y la creación de aulas virtuales con estudiantes, recursos y profesores distribuidos.
4. Empresas y grandes Corporaciones: Las grandes empresas tienen delegaciones, datos, personal y recursos distribuidos por todo el mundo. Un enfoque basado en GRID permitirá la creación de medios para realizar aplicaciones a gran escala, utilizando simultáneamente recursos situados en muchos lugares.
5. Computación de alto rendimiento: Para aplicaciones que necesitan trabajar de forma paralela en diferentes campos como: Ciencia de materiales, Química, Simulaciones militares, etc., el GRID ofrece la posibilidad de ejecutar dichas aplicaciones intensivas, ofreciendo grandes ventajas en costos y rendimiento [16].

La tecnología derivada del GRID abre un enorme abanico de posibilidades para el desarrollo de aplicaciones en muchos sectores.

1.5. Objetivos y Justificación

Como se presentó en las secciones anteriores, con la creación de la Delta Metropolitana se realizará una red, independiente de CUDI, que soportará tecnología GRID y WDM y que en un futuro, diferentes instituciones educativas podrán conectarse a ella, creándose de esta manera una red dorsal de alta velocidad (10Gbps) que compita con las mejores redes educativas actuales del mundo.

Para su implementación se tiene como primer paso el diseño de la red, el cual fue elaborado por el Instituto de Ingeniería de la UNAM y puede ser encontrado en las referencias 27 y 29 de este capítulo. En dichos trabajos se concluye que la configuración más adecuada contempla el uso de tecnología DWDM sobre fibra G.652 sobre la banda C, con una capacidad máxima de 40 canales trabajando a 10 Gbps y estando limitados dichos enlaces únicamente por la atenuación, debido al gran número de empalmes necesarios en la línea y por el empleo de distribuidores de fibra DFO.

En este aspecto, este trabajo tiene como finalidad realizar una serie de pruebas teóricas mediante un simulador basado en LabVIEW, elaborado en el Instituto de Ingeniería de la UNAM en colaboración con Bell Labs, así como de realizar una serie de pruebas experimentales con equipos ópticos WDM comerciales de diferentes fabricantes (NEC, Padtec y Optelian), con la finalidad de analizar el desempeño que presentarían los enlaces de realizarse bajo esa configuración y de esta manera obtener las características que deberán presentar los equipos WDM de las compañías que pretendan participar en la licitación de dicho proyecto.

El método a seguir consiste en:

1. Analizar las limitaciones que se presentan en los enlaces debido al ensanchamiento del pulso.
2. Analizar las limitaciones que se presentan en los enlaces debido a la atenuación de la señal.
3. Analizar las limitaciones que se presentan en los enlaces debido a la aparición de efectos no-lineales FWM y XPM
4. Estudiar la estabilidad en potencia emitida y desviación espectral que presentan los transmisores comerciales.
5. Estudiar la sensibilidad de los receptores, dependiendo del tipo de fotodetector y la tasa de transmisión.
6. Estudiar las pérdidas por inserción y el crosstalk intercanal que presentan los multiplexores y demultiplexores, dependiendo del número de canales y de la tecnología de filtros utilizada.
7. Estudiar las características de una transmisión DWDM de 32 canales sobre fibra estándar G.652 de 40 km de longitud.
8. Estudiar como es afectada la relación señal a ruido óptica OSNR y como puede ser mejorada.
9. Estudiar la forma de onda de la señal al propagarse por enlaces de diferentes características.
10. Estudiar la utilización de OADMs.

Por lo tanto, con la elaboración de esta tesis se realizan los análisis correspondientes a las consideraciones de mayor importancia para la creación de un enlace WDM, sirviendo como base para la futura implementación de la red óptica de transporte de la Delta Metropolitana de Supercómputo, cubriendo con una amplia gama de pruebas que proporcionan una serie de gráficas experimentales y un estudio teórico del sistema. Se obtiene así una serie de resultados que permiten conocer la viabilidad de implementar los enlaces bajo la configuración propuesta por el grupo de trabajo del Instituto de Ingeniería. Así como conocer las características de los equipos WDM necesarias para la implementación de dichos enlaces.

Referencias

- [1] John DYER, *The Case for National Research and Education Networks (NRENs)*, Trans-European Research and Education Networking Association TERENA, 2009.
- [2] DANTE (Delivery of Advanced Network Technology to Europe), <http://www.dante.net>
- [3] Guillermo Losilla Anadón, *Introducción al GRID*, Ayuntamiento de Zaragoza, 2005
- [4] Le Réseau National de télécommunications pour la Technologie l'Enseignement et la Recherche, <http://www.renater.fr>
- [5] Institut de recherche en informatique et systèmes aléatoires, <http://www.irisa.fr/paris/web/G5K.html>
- [6] ALADDIN-G5K : ensuring the development of Grid'5000 for the 2008-2012 period, <https://www.grid5000.fr/mediawiki/index.php/Grid5000:Home>
- [7] Canada's Advanced Research and Innovation Network, www.canarie.ca/canet4/
- [8] Corporación Universitaria para el Desarrollo de Internet (CUDI), http://www.cudi.edu.mx/noticias/diciembre_2004/041210.html
- [9] Canada's Advanced Research and Innovation Network, <http://mail.canarie.ca/MLISTS/news2004/0130.html>
- [10] REUNA Ciencia y Educación, <http://www.reuna.cl>
- [11] Corporación Universitaria para el Desarrollo de Internet (CUDI), <http://www.cudi.edu.mx/>
- [12] Ing. Azael Fernández Alcántara, *Proyecto de Delta Metropolitana de Supercómputo en Cd. México*, 7ª Reunión Técnica CLARA-ALICE, 2007.
- [13] Azael Fernández Alcántara, Sergio M. Castro-Resines, *Redes Ópticas Metropolitanas Académicas*, Reunión de Primavera CUDI 2008.
- [14] El Economista, <http://eleconomista.com.mx/node/65173>, 26 Septiembre, 2008
- [15] Grupo de Electricidad y Sistemas Electrónicos, *Computación Distribuida*, Universidad Técnica Particular de Loja. <http://sig.utpl.edu.ec/download/data/computacion%20distribuida.pdf>
- [16] Force 10 Networks, Inc., *Building Scalable, High Performance Cluster and Grid Networks: The Role of Ethernet*, 2006
- [17] Corporación Parque Tecnológico de Mérida, Centro de Teleinformación, Centro de Cálculo Científico, *Herramientas GRID para la integración y administración de servicios de redes en Latino América*, Universidad de Los Andes. Diciembre 2005.
- [18] Dimitra Simeonidou, Reza Nejabati, Georgios Zervas, Dimitrios Klonidis, Anna Tzanakaki, and Mike J. O'Mahony, *Dynamic Optical-Network Architectures and Technologies for Existing and Emerging Grid Services*, Journal of Lightwave Technology, Vol. 23, No. 10, 2005.
- [19] I. Foster, C. Kesselman, S. Tuecke, "The Anatomy of the Grid". International Journal of High Performance Computing Applications. Vol. 15, pp.200-222, 2001.

- [20] Ian Foster, Carl Kesselman, Steven Tuecke. *Introduction to Grid Computing with Globus*, IBM International Technical Support Organization, Red Books, 2003.
- [21] Dr. Fernando Martín Sánchez Doctor y Dr. Alberto Villafranca Ramos, *Introducción a la tecnología GRID*, Boletic, 2005.
- [22] Ian Foster, Carl Kesselman, *Computational Grids*, Mathematics and Computer Science Division, Argonne National Laboratory.
- [23] Rede Nacional de Ensino e Pesquisa, <http://www.rnp.br/es/backbone/index.php>, 2007
- [24] Harold Castro, Jorge Chacón, César Díaz, Enrique González, Jorge Zuluaga, *GRID COLOMBIA: SOPORTE PARA INVESTIGACIONES DE AVANZADA*
<http://www.unired.edu.co/eventos/unired/2009/noticias/grid%20colombia.pdf>
- [25] E-Infrastructure shared between Europe and Latin America, <http://www.eu-eela.org/first-phase.php>, 2008
- [26] Delta Metropolitana de Supercómputo, *Especificaciones preliminares y Maqueta de Pruebas*, Instituto de Ingeniería y DGSCA, UNAM, Comunicación Personal, 2008
- [27] Ing. Gerardo Nava Heredia, *Enlaces WDM de fibra óptica para el anillo metropolitano académico*, . Facultad de Ingeniería, UNAM, 2009.
- [28] Universidad Autónoma Metropolitana UAM, *Delta Metropolitana de Cómputo de Alto Rendimiento*, Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología CONACyT, Convocatoria: I0009-2006-01, Solicitud: 000000000057375, 2006.
- [29] S. M. Castro-Resines, R. Gutiérrez-Castrejón, *Diseño de las rutas que conforman la topología física de la Delta Metropolitana * de la Ciudad de México*, VII Congreso Internacional en Innovación y Desarrollo Tecnológico, Artículo No. 547, CIINDET 2009.

CAPÍTULO 2

Sistema de Comunicaciones Óptico: Estado del Arte

Durante muchos años varios sistemas de comunicaciones han surgido con la finalidad de obtener transmisiones más fiables que sean capaces de soportar grandes tasas de transmisión a mayores distancias. Antes del siglo 19, los sistemas de comunicaciones estaban basados en señales ópticas o acústicas, (señales de humo, fuego, sonidos, etc.) que tenían tasas de transmisión muy bajas y que no permitían enviar toda clase de información. Con la invención de telégrafo en 1838 por Samuel F. B. Morse se inició una nueva época de comunicaciones basadas en electricidad que alcanzaban tasas de transmisión de hasta 10 bps [1].

El primer sistema comercial de telegrafía fue implementado en 1844, creándose redes telegráficas de cobre en múltiples países del mundo. Posteriormente gracias a la invención del teléfono en 1876, el uso de cables de cobre para transmitir información se expandió enormemente con la instalación de redes telefónicas mundiales. En 1887 Heinrich Hertz descubre la radiación de las ondas electromagnéticas y con esto, en 1895, Guglielmo Marconi realiza la primera demostración del radio [1].

En los siguientes años una gran porción del espectro electromagnético fue utilizado para transmitir información de un lugar a otro. La razón de esto radica en que en sistemas de telecomunicaciones, por lo general, la información a transmitir es montada o sobrepuesta sobre otra onda electromagnética que se conoce como portadora. Como la cantidad de información a transmitir (o ancho de banda) está directamente relacionada con la frecuencia a la que la portadora opera, entonces aumentar la frecuencia de ésta implica aumentar el ancho de banda de la señal de información, lo que provee al sistema de una mayor capacidad de información [1,2].

De esta manera, el crecimiento de estos sistemas evolucionó a utilizar frecuencias más altas (longitudes de onda más pequeñas), lo que dio nacimiento a la televisión, el radar y enlaces de microondas.

Con la invención del láser y su demostración en 1960 surgió una nueva etapa en la historia de las comunicaciones. Aprovechando que las frecuencias ópticas están en el orden de 5×10^{14} Hz, el láser tiene una capacidad de información que excede a los sistemas de microondas por un factor de 10^5 , lo que equivale aproximadamente a 10 millones de canales de TV. Tratando de aprovechar esta ventaja, múltiples experimentos utilizando canales ópticos atmosféricos se realizaron durante esa época, sin embargo, el alto costo de estos sistemas y los problemas que presentaba el medio de comunicación como niebla, polvo, lluvia, etc., ocasionó que estos no se desarrollaran plenamente [1,7].

Conjunto con estos experimentos, múltiples trabajos de investigación sobre fibras ópticas se estaban desarrollando. En 1966 se sugirió que las fibras ópticas eran la mejor opción para utilizar el láser y transmitir información, debido a que éstas eran capaces de guiar luz de una manera similar de cómo los cables de cobre guiaban electrones. Sin embargo existía el problema de la gran atenuación que presentaban las fibras en aquel entonces, 1,000 dB/km, y no fue hasta 1970 cuando estas pérdidas se lograron reducir por debajo de los 20 dB/km. En ese mismo tiempo se

demonstraron los láseres de semiconductor GaAs trabajando continuamente a temperatura ambiente, siendo estos dos eventos los grandes impulsores en el desarrollo de sistemas de comunicaciones por fibra óptica [2,7].

El gran desarrollo realizado durante los 30 años posteriores se puede agrupar en 5 generaciones diferentes, durante las cuales, el producto BL (siendo B la velocidad de transmisión y L la distancia entre repetidores) se duplicó cada año [2,7].

Los sistemas ópticos de primera generación operaban a 850 nm y utilizaban láseres de semiconductor GaAs con fibras ópticas multimodo. Estos sistemas estuvieron disponibles comercialmente en el periodo de 1977 a 1979, trabajando a velocidades de 34 a 45 Mbps y eran capaces de transmitir hasta 10 km sin el uso de repetidores. Este gran espaciamiento entre repetidores, comparado con el que tenía el cable coaxial 1km, motivó de una manera muy importante la sustitución de éste por fibra óptica en enlaces de larga distancia [2,7].

También era claro que la distancia entre repetidores podría crecer considerablemente si los sistemas ópticos trabajasen en la región de 1310 nm, donde la fibra presentaba una atenuación por debajo de 1dB/km y una baja dispersión. Esto llevó al desarrollo de láseres de semiconductor InGaAsP y detectores operando a 1310 nm [7].

Así, la segunda generación de sistemas ópticos basados en láseres InGaAs y detectores operando a 1310 nm estuvo disponible a principio de los 80s. Sin embargo, la tasa de transmisión estaba limitada a debajo de los 100 Mbps debido a la dispersión que presentaban las fibras ópticas multimodo. Esta limitante fue superada cuando en 1981 se demostró la transmisión de 2 Gbps sobre 44 km de fibra óptica monomodo. De esta manera, para 1988 los sistemas operando a velocidades de hasta 1.7 Gbps a distancias de 50 km estuvieron disponibles comercialmente [2,7].

Las distancias máximas a las cuales podían transmitir estos sistemas estaban limitadas por la atenuación de la fibra en el rango de los 1310 nm. Para 1979 estas pérdidas eran mínimas alrededor de los 1550 nm, aproximadamente 0.2 dB/km. Sin embargo, los sistemas de tercera generación operando a 1550 nm sobre fibra monomodo se retrasaron debido a la gran dispersión de la fibra a esa longitud de onda [7].

Convencionalmente, los láseres de InGaAs no podían ser utilizados debido al ensanchamiento de los pulsos por la existencia de varios modos longitudinales. Por lo que el problema de la dispersión podía ser resuelto con la creación de fibras con poca dispersión en la región de los 1550 nm o limitando el espectro de los láseres a un solo modo longitudinal [2,7].

En 1985, experimentos de laboratorio demostraron la posibilidad de transmitir información a tasas de hasta 4 Gbps sobre distancias superiores a los 100 km. Por lo que los sistemas de tercera generación a 2.5 Gbps estuvieron disponibles comercialmente para 1992. Posteriormente los sistemas a 10 Gbps se introdujeron al mercado [2].

Una desventaja que presentaban los sistemas de tercera generación, era que la señal debía ser regenerada periódicamente utilizando repetidores óptico-eléctricos. Esto presentaba múltiples desventajas como retardos en la señal, limitación de las velocidades de transmisión, etc. Sin embargo esta situación cambió gracias a la aparición de los EDFAs (Erbium Doped Fiber Amplifier) en 1990, los cuales permitían la amplificación de señales ópticas sin la necesidad de una conversión eléctrica [2,7].

De esta manera, los sistemas de cuarta generación utilizaban amplificación óptica y tecnología WDM (multiplexación por longitud de onda), la cual ya era posible utilizar en sistemas de larga distancia sin necesidad de separar cada señal para su amplificación, lo que ocasionaba que fuera extremadamente costoso. La introducción de esta tecnología creó una revolución que resultó en duplicar la capacidad del sistema cada 6 meses. Así mismo, la utilización de los EDFAs permitió la transmisión de información a distancias mayores a los 11,600 km y velocidades de 5 Gbps, permitiendo implementar sistemas comerciales transatlánticos [2].

El desarrollo actual de estos sistemas se puede considerar como la quinta generación, buscando aumentar el número de canales que se pueden transmitir por fibra, aumentar las tasas de transmisión de cada canal, la

aparición de circuitos integrados fotónicos y circuitos de silicón que permitirán la implementación de la electrónica y la óptica en un mismo chip [2,16].

Hoy en día, empresas como Huawei, Alcatel-Lucent o Ericsson ofrecen plataformas DWDM a 40 Gbps empleando hasta 160 canales sobre banda C y L con separaciones de 50 Ghz entre canales. La mayoría de estos sistemas se encuentran preparados para soportar tasas de transmisión de 100 Gbps.

En Febrero del 2009, Verizon se convirtió en el primer proveedor de servicios en emplear tecnología de 100 Gbps, mediante tecnología de Nortel, sobre su red DWDM existente, en un enlace de Paris a Frankfurt de 893 km. Dicha tecnología utiliza detección coherente y modulación DP-QPSK (dual-polarization quadrature phase-shift keying). Hoy, más de 50 proveedores de servicios y operadores de telecomunicaciones cuentan con sistemas a 40 Gbps utilizando soluciones de Nortel [29].

En el caso de nuestro país, se puede citar a TELMEX, el cual cuenta con una red de fibra óptica a lo largo de todo México con canales a 40 Gbps utilizando modulación eDQPSK con tecnología de Huawei.

2.1. Elementos de un Sistema de Comunicaciones por Fibra Óptica

Los sistemas de comunicaciones por fibra óptica además de presentar la ventaja principal de tener una alta capacidad de información, también presentan las siguientes ventajas en comparación con sistemas de comunicaciones eléctricos [1,17] :

1. *Bajas pérdidas*, hoy en día las fibras ópticas presentan atenuaciones por debajo de los 0.16 dB/km, reduciendo en gran parte el uso de amplificadores.
2. *Inmunidad a interferencias*, debido a la naturaleza dieléctrica de las fibras.
3. *Mayor seguridad*, al permanecer el haz de luz confinado en el núcleo, no es posible acceder a los datos transmitidos por métodos no destructivos.
4. *Aislamiento eléctrico*, no hay riesgo de chispas eléctricas, por lo que es segura su utilización en ambientes peligrosos.
5. *Durabilidad*, período de vida más largo que el cable de cobre ó cable coaxial.
6. *Abundancia de la materia prima*, el sílica se encuentra abundantemente en la naturaleza y tiene un bajo costo.

Debido a las múltiples ventajas que provee la utilización de sistemas por fibra óptica, estos se han convertido en los sistemas por excelencia hoy en día para sistemas de comunicaciones guiadas. Como se puede observar, los sistemas de comunicaciones ópticos han y seguirán revolucionado el mundo de las telecomunicaciones. Hoy en día los sistemas por fibra óptica no solo se implementan en redes de larga distancia, sino también en redes metropolitanas, de área local y de acceso [3].

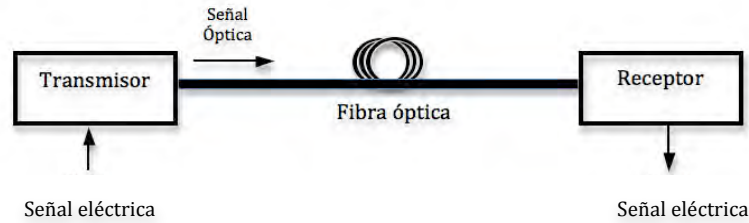


Figura 2.1. Elementos básicos de un sistema de comunicaciones por fibra óptica.

Un sistema de comunicaciones por fibra óptica moderno consiste de varios componentes cuya tecnología e implementación varían de acuerdo a las necesidades de cada operador. La Figura 2.1 muestra el diagrama de bloques de un sistema óptico en su forma más básica, el cual está formado por un *transmisor*, la *fibra óptica* y un *receptor*.

Como se puede observar, tanto al principio como al final del sistema la señal de información entra y sale de manera eléctrica. Esto se debe a que hoy en día todos los dispositivos como computadoras, televisores, reproductores de audio, etc., trabajan con este tipo de señales. Sin embargo, en la actualidad se están desarrollando múltiples investigaciones que tienen la finalidad de diseñar y construir circuitos integrados fotónicos (incluyendo transistores) que sustituyan por completo la electrónica en los dispositivos actuales [16,18].

2.2. El Transmisor

Como primer elemento del sistema se encuentra el transmisor, el cual tiene la función principal de convertir una señal eléctrica en una señal óptica y después enviarla hacia la fibra, su componente más importante es la fuente óptica. Los sistemas actuales de comunicaciones por fibra utilizan por lo general fuentes ópticas de semiconductor, las cuales son básicamente dos: Diodos Emisores de Luz (LEDs) y Diodos Láser (LDs). Dichos dispositivos se caracterizan por la longitud de onda a la que emiten radiación, la potencia con la que se emite dicha radiación, la forma de onda de salida y su ancho espectral [4,7].

El principio básico en el que se basan estos dispositivos para emitir radiación infrarroja radica en que en algunos materiales, como semiconductores, podemos distinguir dos bandas de energía: la *banda de valencia* (menor energía E_1) y la *banda de conducción* (mayor energía E_2), las cuales están separadas por un espacio donde no existen niveles de energía. Esto quiere decir que los electrones existentes en el material pueden existir solo en la banda de valencia o en la banda de conducción pero no entre éstas.

Cuando no existe un campo eléctrico externo aplicado al semiconductor, todos los electrones se encuentran en la banda de valencia, ya que estos no poseen la suficiente energía extra para saltar hacia la banda de conducción. Pero cuando un campo eléctrico externo es aplicado, algunos de estos electrones adquieren la energía necesaria para subir a la banda de conducción (Fig. 2.2a). Se dice así que estos electrones se encuentran “excitados”, dejando huecos (cargas positivas) en la banda de valencia.

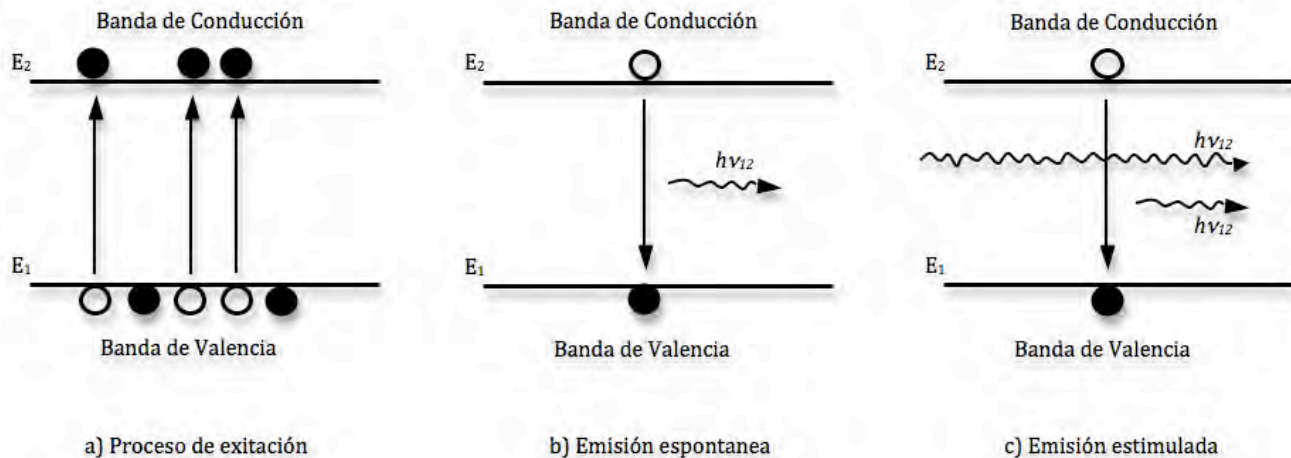


Figura 2.2. Tres procesos fundamentales que ocurren entre dos niveles de energía de un átomo. Los círculos huecos representan el estado inicial del electrón y los círculos llenos representan su estado final. El fotón incidente se muestra en la parte izquierda del diagrama (c) y los fotones emitidos en la parte derecha.

Cuando un electrón que se encuentra en la banda de conducción cae (pierde energía) hacia la banda de valencia, esa energía perdida se emite en forma de un fotón. Esta recombinación entre electrones y huecos se puede dar de manera espontánea o estimulada.

La emisión espontánea significa que la radiación ocurre sin una causa externa. Es decir, electrones excitados en la banda de conducción caen sin inducción externa a la capa de valencia, lo que resulta en emisión espontánea de un fotón con energía $E=h\nu_{12}$, como se observa en la Figura 2.2b. Sin embargo, si se deja que uno de estos fotones choque con un electrón excitado, ocasionará que este último caiga a la banda de valencia, generando otro fotón de las mismas características (energía, frecuencia, dirección, fase) de aquel que lo produjo. A este proceso se le llama emisión estimulada (Fig. 2.2c) [1,4,7].

Los LEDs tienen la desventaja principal que la radiación emitida es espontánea y por lo tanto incoherente⁹, teniendo un ancho espectral más amplio que el de un LD ($\Delta\lambda = 50\text{--}60\text{ nm}$). Así mismo posee tasas de modulación (50–140 MHz), potencias (<100 μW) y directividad más bajas que las de un LD, haciendo impráctica su utilización para enlaces de larga distancia [5,7].

Por otro lado, los LDs son dispositivos más complejos que generan emisión estimulada y por lo tanto, su radiación es coherente, ocasionando que su ancho espectral sea mucho más angosto. Estos dispositivos tienen una mayor directividad, son prácticamente monocromáticos¹⁰ ($\Delta f < 10\text{ MHz}$) y son 10 veces más eficientes que un LED ($P_{\text{out}} \sim 100\text{ mW}$) [4]. Así mismo pueden ser modulados directamente a tasas más altas (>25 GHz) y debido a estas características son los más utilizados en comunicaciones a altas velocidades y grandes distancias.

La Figura 2.3 muestra la característica del ancho espectral tanto de un LED como de un LD. Este ancho espectral, $\Delta\lambda$, se mide en nm y se define como la anchura del pulso medida a la mitad de la potencia máxima (FWHM). Esto quiere decir a -3dB de la potencia máxima radiada. Como se verá en la sección 2.3.3, este parámetro juega un papel muy importante, ya que determina el valor de la dispersión cromática y por lo tanto, limita el ancho de banda de la señal a transmitir sobre la fibra óptica.

⁹ La radiación de fotones ocurre en cualquier tiempo, es decir, los fotones son creados independientemente unos de otros. Por lo tanto no existe una correlación de fase entre fotones diferentes.

¹⁰ Emiten a una sola longitud de onda.

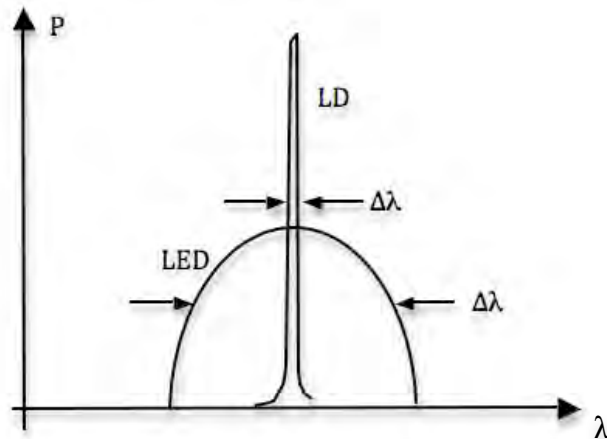


Figura 2.3. Ancho espectral de un LD y LED.

En comunicaciones por fibra óptica podemos encontrar una gran variedad de láseres que inclusive pueden no estar fabricados de materiales semiconductores. Como es el caso de los láseres de fibra, que utilizan como medio activo una región de fibra dopada con erbio y un láser de bombeo para conseguir la radiación estimulada. Sin embargo los láseres de semiconductor, gracias a su estructura $p-n$, pueden fabricarse en grandes volúmenes utilizando tecnología existente y bastante desarrollada de semiconductores integrados [6].

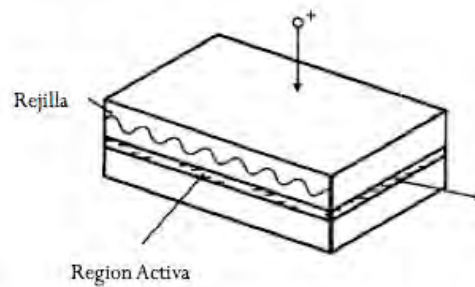


Figura 2.4. Estructura de un láser DFB.

Un ejemplo de láseres de semiconductor se presenta en la Figura 2.4, a dicho láser se le conoce como *Distributed Feedback Laser* o DFB. Dichos láseres son un tipo de láseres de semiconductor los cuales utilizan dentro de la región activa una estructura periódica, o rejilla, que tiene como finalidad la selección de la longitud de onda, disminuyendo el ancho de línea de emisión, y la retroalimentación necesaria para obtener el laseado o lasing, haciendo que el uso de espejos reflectores en los extremos de la cavidad del láser no sean necesarios.

La rejilla es construida de tal manera que solo refleje una banda muy pequeña de longitudes de onda, produciendo de esta manera una línea bastante angosta a la salida del láser ($\Delta f \sim 2$ MHz). Debido a sus características, este tipo de láseres son ampliamente utilizados en sistemas DWDM actuales.

El cuadro 2.1 muestra los valores típicos de diferentes parámetros para láseres DFB actuales. Dichos valores pertenecen al modelo NX8570SCxxxQ-BA de la empresa NEC trabajando sobre la banda de 1550nm. Así mismo,

la Figura 2.5 muestra su característica espectral y la relación de corriente inyectada I_f con la potencia óptica de salida P_f .

Cuadro 2.1. Características Electro-Ópticas de láser DFB Mod. NX8570SCxxxQ-BA NEC.

Parámetro	Símbolo	Condición	Min.	Typ.	Max.	Unidad
Temperatura de sintonización del láser	T_{set}	8 canales sintonizables	5		55	°C
Forward Voltage	V_F	$P_f = 20\text{mW}$	0.9	1.2	2.5	V
Corriente de umbral	I_{th}			20	40	mA
Corriente de operación	I_{op}	$P_f = 20\text{mW}$		120	167	mA
Potencia óptica de salida	P_f	$I_f = 167\text{ mA}, T_{LD} = T_{set}$	20			mW
Longitud de onda emitida	λ_p	$P_f = 20\text{ mW}, \text{CW}, T_{LD} = T_{set}$	1530	UIT-T	1609	nm
Estabilidad frecuencial	-	$T_{LD} = T_{set}$	-20		+20	pm
Anchura de línea espectral	$\Delta\nu$	$P_f = 20\text{ mW}, \text{CW}, 3\text{dB}$		1	2	MHz
Supresión de modo lateral	SMSR	$P_f = 20\text{ mW}, \text{CW}$	35	45		dB
Intensidad de ruido relativo	RIN	$P_f = 20\text{mW}, 20\text{ MHz}-3\text{GHz}$			-150	dB/Hz

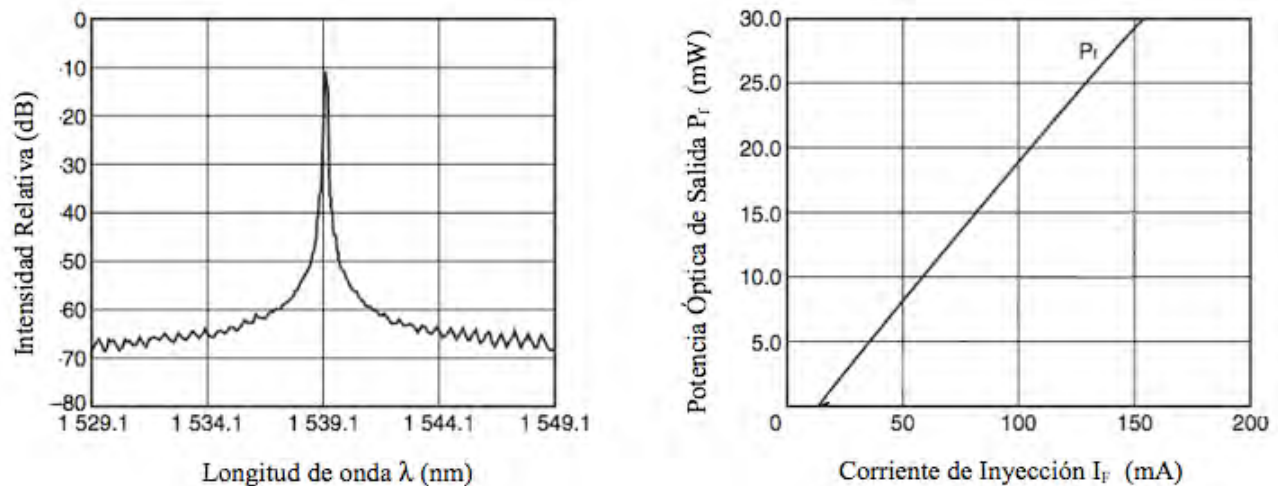


Figura 2.5. Espectro (izquierda) y Corriente inyectada VS Potencia óptica emitida (derecha) para DFB-LD Mod. NX8570SCxxxQ-BA de NEC.

2.2.1. Modulación Interna y Externa

Al proceso de integrar información en un haz de luz se le llama modulación. La modulación más sencilla y la más utilizada se llama *on-off keying* (OOK), donde el haz de luz es simplemente “prendido o apagado” dependiendo si el bit de información es un 1 o un 0. Este tipo de modulación se puede realizar de dos formas, por modulación directa o por modulación externa.

La modulación directa consiste en aplicar una corriente al semiconductor tal, que ésta se encuentre por arriba de la corriente de umbral para un bit 1 o por debajo para un bit 0 (Figura 2.6a). La relación entre la potencia de salida para un 1 y para un 0 se llama razón de extinción o *extinction ratio EX*. Esta modulación es simple y barata ya que

no se necesita de ningún otro componente para realizarla. De hecho, la mayor ventaja de los láseres de semiconductor es que pueden ser modulados directamente a diferencia de los láseres de fibra¹¹ [6].

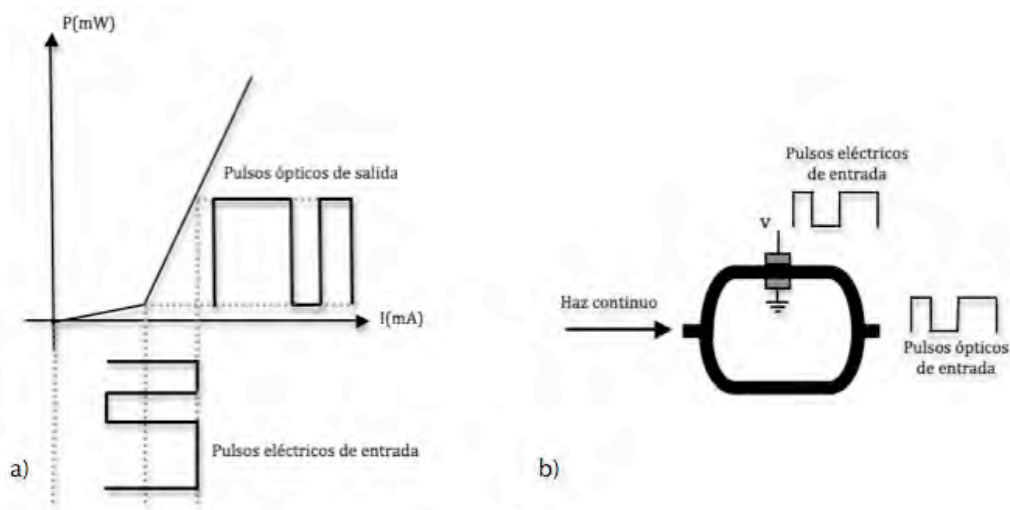


Figura 2.6. Modulación a) directa y b) externa de un láser semiconductor.

Sin embargo, la principal desventaja de este tipo de modulación radica en que los pulsos resultantes se consideran como *chirpeados*. El chirp es un fenómeno donde la frecuencia y fase de la portadora de los pulsos transmitidos varía con el tiempo, causando un crecimiento del espectro transmitido que a su vez, ocasiona una mayor dispersión durante su transmisión. A velocidades por arriba de los 10 Gbps el chirp es tan alto que la modulación directa de láseres semiconductores es muy rara vez utilizada [6,7].

Una manera de combatir este problema es mediante la modulación externa, en la cual un dispositivo se coloca a la salida de la fuente de luz (la cual es continua) y mediante fenómenos como interferometría o electroabsorción se deja pasar o no el haz de luz, formando de esta manera 1s y 0s (Figura 2.6b). En este aspecto, los dos tipos de moduladores externos más utilizados son *moduladores de electroabsorción (EAM)* y *moduladores interferométricos Mach-Zehnder (MZ)*.

Los moduladores de electroabsorción son un tipo de dispositivo de semiconductor que hace uso del efecto Franz-Keldysh, en el cual la separación entra la banda de valencia y la de conducción (*bandgap*) de un semiconductor disminuye cuando un campo eléctrico es aplicado sobre éste. Por lo que un semiconductor, que en un principio era transparente para cierta región de longitudes de onda, empieza a absorber luz cuando su *bandgap* se reduce por la aplicación de un voltaje externo [7].

La principal ventaja de este tipo de moduladores, es que están fabricados por el mismo material semiconductor del láser (InGaAsP), por lo que ambos pueden ser fácilmente integrados dentro del mismo chip. Moduladores modernos de este tipo superan los 100 Gbps con una relación de extinción prendido-apagado (*extinction ratio EX*) mayores a 10 dB [7, 30, 31].

¹¹ Debido al gran tiempo de vida de los átomos excitados del Erblio.

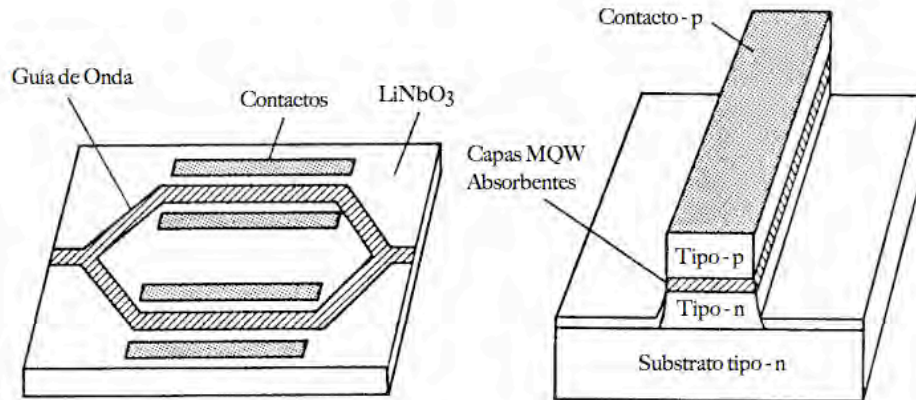


Figura 2.7. Modulador externo basado en configuración Mach-Zehnder LiNbO_3 (izquierda) y basado en electroabsorción (derecha).

Por otro lado, los moduladores Mach-Zehnder son un tipo de interferómetro donde dos guía de onda de material LiNbO_3 forman los dos brazos del interferómetro. En este caso, la aplicación de un campo eléctrico externo provocará el cambio del índice de refracción del material. En la ausencia de un campo externo, el campo óptico de la señal proveniente del láser experimentará un cambio de fase igual en los dos brazos, interfiriendo a la salida constructivamente. Sin embargo, cuando un campo eléctrico externo es aplicado a uno de los brazos, se logrará un desfase de fase igual a π , lo que resultará en una interferencia destructiva. Este tipo de moduladores puede alcanzar bit rates de hasta 75 Gbps con voltajes relativamente bajos de tan solo 5 V. De igual manera, poseen una EX mayor a 25 dB [7,32].

2.3. La Fibra Óptica

El siguiente elemento básico es la fibra óptica, la cual es una guía de onda dieléctrica que opera a frecuencias ópticas. Como se vio al principio de este capítulo, las fibras ópticas han evolucionado a lo largo del tiempo logrando transportar señales a mayores distancias. La fibra óptica es prácticamente el elemento fundamental de un enlace de comunicaciones de larga distancia ya que los dispositivos como láseres o receptores evolucionan a partir de ésta.

Las fibras ópticas son capaces de confinar energía electromagnética en forma de luz y de guiarla de manera paralela a su eje longitudinal. Esta propagación puede ser descrita de dos formas: como ondas electromagnéticas guiadas llamadas *modos* o por óptica geométrica. Este último método comparado con el análisis exacto de los modos, proporciona una interpretación física más clara de la propagación de luz en la fibra óptica [1,7].

Estudiemos entonces la óptica geométrica, conforme a la Figura 2.8a supongamos que un haz de luz que viaja de un medio con índice de refracción η_1 incide sobre otro medio con índice de refracción η_2 , la diferencia de estos índices de refracción ocasionara que una parte de dicho haz se transmita al segundo medio y otra parte se refleje de vuelta al primer medio.

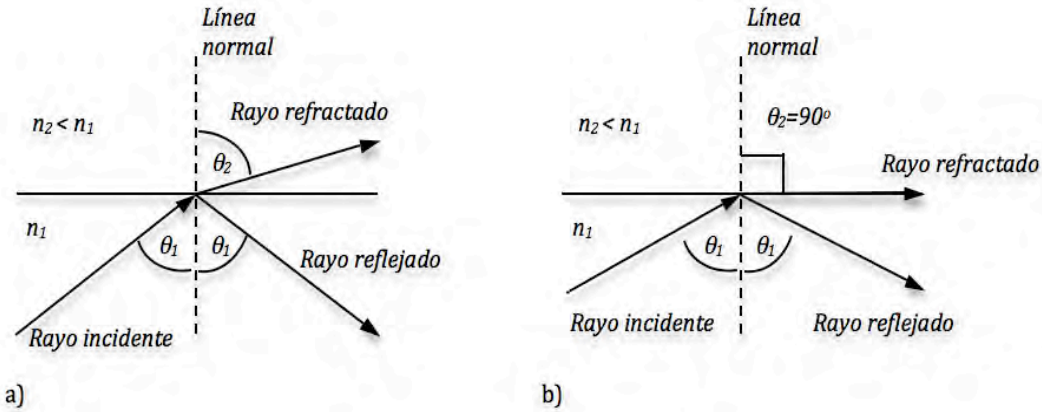


Figura 2.8. a) Reflexión y refracción de un haz de luz entre dos medios de diferente índice de refracción, b) Reflexión interna total cuando $\theta_2=90^\circ$ y $\theta_1=\theta_c$.

La relación entre el ángulo formado entre el haz incidente y el refractado con la normal entre los dos medios se define por la siguiente ecuación, conocida como ley de Snell [1].

$$n_1 \sin(\theta_1) = n_2 \sin(\theta_2) \tag{2.1}$$

Donde n_1 y n_2 son los índices de refracción del medio incidente y del segundo medio respectivamente.

Entonces, cuando un haz de luz incide de un material con índice de refracción n_1 sobre otro con índice de refracción n_2 , parte de la luz es reflejada hacia el primer medio y otra refractada hacia el segundo. En el caso particular cuando $n_1 > n_2$ existe cierto ángulo a partir del cual toda la luz se refleja hacia el primer medio, obteniéndose una reflexión interna total. A este ángulo se le conoce como ángulo crítico (Figura 2.8b) y puede ser calculado de la siguiente manera:

$$\theta_c = \text{ang} \sin \frac{n_2}{n_1} \tag{2.2}$$

Así, la fibra óptica está compuesta básicamente de un núcleo con índice de refracción n_1 , rodeado de un revestimiento con índice de refracción n_2 , como se muestra en la Figura 2.9 y visto desde la óptica geométrica, la luz se propaga en la fibra mediante una serie de reflexiones internas totales que ocurren entre el núcleo y el revestimiento. El núcleo y el revestimiento o cladding están hechos del mismo material ya sea sílica o plástico y solo cambian su índice de refracción ligeramente uno con respecto del otro. El índice de refracción es una unidad adimensional que caracteriza las propiedades ópticas de un material definiéndose de la siguiente manera [1]:

$$n = \frac{c}{v} \tag{2.3}$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío y v la velocidad de la luz en el medio. La diferencia entre estos dos índices de refracción se logra dopando el sílica con diferentes tipos de dopantes [1,4,7].

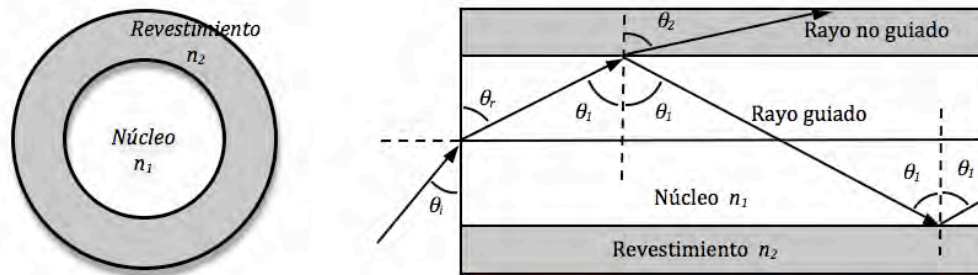


Figura 2.9. a) Estructura de la fibra óptica y b) confinamiento de luz por reflexión interna total. El rayo no guiado existe solo para rayos en los cuales $\theta_1 < \theta_c$ los cuales son refractados fuera del núcleo.

2.3.1. Tipos de fibras ópticas

Como se vio anteriormente, la segunda manera de estudiar la propagación de la luz en la fibra óptica es mediante la teoría de modos. Los modos son la distribución de los campos eléctrico y magnético de la onda electromagnética a través de la fibra. Solo un número discreto de modos son capaces de propagarse a lo largo de la fibra y estos son aquellos que satisfagan la ecuación de onda (A1.10) y las condiciones de frontera en la guía [1]. Su estudio está más allá del contenido de esta tesis y puede ser encontrado en [1,4,6,7] entre otros. El número de modos que se pueden propagar puede ser calculado mediante la siguiente expresión [1]:

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (2.4)$$

donde V es la frecuencia normalizada de corte, a el radio del núcleo y λ es la longitud de onda de operación. En el caso particular cuando $V < 2.405$ solo un modo puede propagarse en la fibra, a este tipo de fibra se le llama *Fibra Monomodo*. Si $V > 2.405$ diferentes modos empezarán a propagarse en la fibra y se dice que es una *Fibra Multimodo* [1,6].

Un modo de propagación puede ser visto como un grupo de rayos que se propagan a lo largo de la fibra a un mismo ángulo de propagación. Esto quiere decir que cada modo tendrá un grupo de rayos asociados que viajarán a un mismo ángulo con respecto al eje longitudinal de la fibra. Por lo tanto entre más modos se propaguen en la fibra, existirán más rayos que se propaguen en diferentes direcciones.

Si se tienen rayos que viajan en diferentes direcciones, cada uno recorrerá una distancia diferente con respecto a los otros, ocasionando que el pulso de salida (formado por todos estos rayos) se ensanche. A este ensanchamiento se le llama *dispersión modal*.

La principal ventaja de utilizar fibras ópticas monomodo radica en que esta dispersión prácticamente desaparece, pudiéndose transmitir a mayores distancias y con tasas de transmisión más altas.

Hasta ahora solo hemos considerado que el índice de refracción del núcleo varía constantemente con respecto al del revestimiento. Esto quiere decir que tiene un valor fijo que no cambia con respecto al eje normal de la fibra. A este tipo de fibras se les conoce como de *índice escalonado*. Sin embargo existen fibras en las cuales el índice de refracción varía gradualmente de acuerdo a este eje.

Este tipo de fibras de índice gradual, son fibras multimodo que tratan de contrarrestar los efectos de la dispersión modal. Como se observa en la Figura 2.10, el valor del índice de refracción es mayor en el centro que en los extremos del núcleo. Esto se traduce en que el rayo que viaja a lo largo del eje longitudinal recorre una menor

distancia, sin embargo viaja más lentamente ya que el índice de refracción en esa zona es mayor. Los rayos oblicuos recorren una mayor distancia pero viajan más rápidamente debido a que el índice de refracción es menor. De esta manera se logra que la diferencia de tiempo que tardan los rayos en recorrer la longitud de la fibra sea mínima, disminuyendo así la dispersión modal.

La Figura 2.10 muestra los tres tipos principales de fibras ópticas utilizadas para comunicaciones, las cuales se caracterizan por el perfil de índice de refracción y por las dimensiones del núcleo, que a su vez determina el número de modos que se propagan por ésta [1,3].

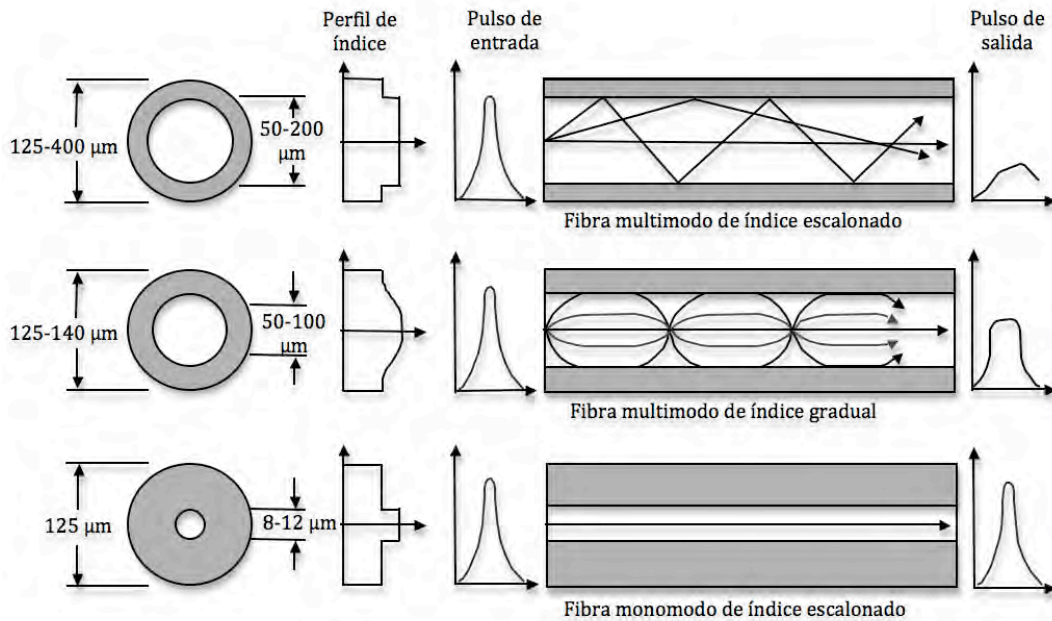


Figura 2.10. Tipos de fibras ópticas utilizadas para comunicaciones donde se muestra también la característica del pulso de entrada y el de salida.

2.3.2. Atenuación

Un parámetro muy importante que limita la distancia máxima entre el transmisor y el receptor es la atenuación, debido a que el receptor necesita una cierta potencia mínima requerida para recuperar la señal de forma correcta. Es la disminución paulatina de la potencia de la señal conforme ésta se propaga a lo largo de la fibra óptica y puede estar dada por la absorción que presenta el sílica a ciertas longitudes de onda, por radiación de la energía, por esparcimiento o por imperfecciones de la fibra.

Se define como la relación entre la potencia de salida (P_{out}) de la fibra después de una cierta longitud L y la potencia óptica de entrada (P_{in}). La potencia óptica de salida puede ser calculada como [7]:

$$P_{out} = P_{in} \exp(-\alpha L) \quad (2.5)$$

donde α es el coeficiente de atenuación y es comúnmente expresado en dB/km mediante la siguiente expresión [1]:

$$\alpha = \frac{10}{L} \log \left(\frac{P_{in}}{P_{out}} \right) \quad (2.6)$$

Este coeficiente depende de la longitud de onda como se observa en la Figura 2.11. Debido a esta característica de las fibras ópticas, los dispositivos como láseres y receptores se han diseñado para trabajar en diferentes zonas de transmisión donde la atenuación es mínima. Estas zonas o ventanas han evolucionado con el paso de los años hasta el punto donde las pérdidas por absorción OH (picos de agua) han desaparecido en toda la gama de longitudes de onda ópticas. Hoy en día podemos encontrar fibras con coeficiente de atenuación mínimo de 0.15 dB/km [8,9].

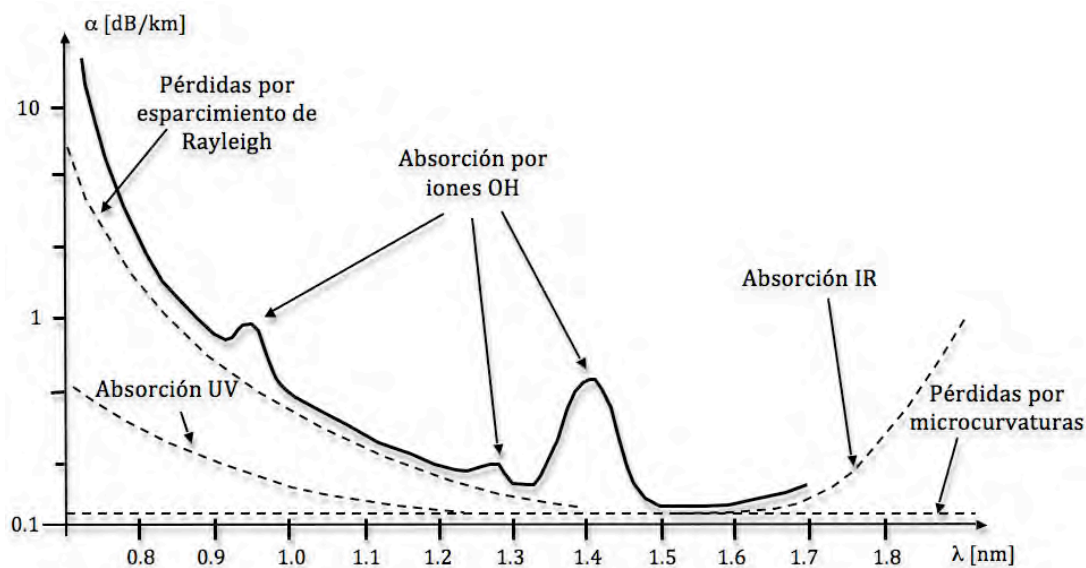


Figura 2.11. Atenuación en una fibra óptica $\alpha(\lambda)$ vs λ .

Las pérdidas por absorción pueden dividirse en dos categorías: pérdidas intrínsecas que corresponden a la absorción que presentan los átomos básicos que constituyen el sílica y pérdidas extrínsecas que corresponden a impurezas del material. Cualquier material presenta factores físicos que determinan que tan “transparente” es éste en ciertas regiones del espectro. En el caso del sílica, las pérdidas intrínsecas se deben a la resonancia eléctrica en la región ultravioleta y a la resonancia vibratoria en el infrarrojo.

Por otro lado, las pérdidas extrínsecas resultan por la presencia de impurezas como Fe, Cu, Co, Ni, Mn y Cr que absorben muy fuertemente en la región de 0.6 a 1.6 μm . Sin embargo, la principal fuente de absorción por causas extrínsecas es la presencia de iones OH, los cuales ocasionan resonancia vibratoria en las regiones de 0.95, 1.24 y 1.39 μm . Como se ha mencionado antes, la absorción debida a estos iones OH ha sido practicante desaparecida en fibras ópticas actuales [1,7].

Las pérdidas por esparcimiento de Rayleigh se deben a que durante la fabricación de la fibra se producen pequeñas fluctuaciones de densidad de las moléculas de sílica, lo que ocasiona fluctuaciones en el índice de refracción.

Por último, las pérdidas por microcurvaturas o imperfecciones de la fibra se deben a que la fibra óptica no es perfectamente cilíndrica y presenta imperfecciones en la interfaz núcleo-revestimiento. Estas imperfecciones

provocan cambios en la dirección de propagación de los rayos, pudiendo hacer que no se cumpla la condición de reflexión interna total y haciéndolos refractarse fuera del núcleo.

2.3.3. Dispersión

Además de la atenuación, la señal que viaja por la fibra óptica también se ve degradada por efectos de la dispersión, la cual se puede dividir, en principio, en *dispersión intermodal* y *dispersión intramodal*. Estos dos efectos se pueden explicar si se examina el comportamiento de las velocidades de grupo de cada uno de los modos, donde la velocidad de grupo es la velocidad a la cual viaja la energía correspondiente a cada modo dentro de la fibra.

La *dispersión intermodal* o *modal* se debe básicamente a que cada modo de propagación tiene diferentes valores de la velocidad de grupo. Esto ocasiona que cada modo llegue en diferente tiempo al receptor, ocasionando el ensanchamiento del pulso. Viéndolo desde la óptica geométrica, rayos con diferentes direcciones de propagación (modos) recorren distancias diferentes, como se puede observar en la Figura 2.10. Este tipo de dispersión es prácticamente nula en fibras ópticas monomodo [1,7].

La *dispersión intramodal* o *cromática* es aquella que se da dentro de un solo modo de propagación. Se debe a que la velocidad de grupo es función de la longitud de onda λ y debido a esta dependencia, si se tiene un ancho espectral de la fuente muy amplio entonces la degradación de la señal por esta dispersión crecerá. Es por esto que la utilización de LEDs representa una limitante para enlaces de larga distancia y altas tasas de transmisión [1,7].

Las dos principales causas de la dispersión intramodal son:

1. *Dispersión del material*, que ocurre debido a la variación del índice de refracción del núcleo en función de la longitud de onda $n(\lambda)$. Esto quiere decir que diferentes longitudes de onda viajan a diferentes velocidades aunque tengan la misma dirección.
2. *Dispersión de guía de onda*, que es producida por la forma en que cierta geometría de la fibra afecta a diferentes longitudes de onda. Las fibras ópticas monomodo solo confinan el 80% de la potencia óptica en el núcleo, el otro 20% se propaga por el revestimiento más rápido que la luz confinada en el núcleo. Como la distribución de la potencia de un modo entre el núcleo y el revestimiento depende de la longitud de onda, si la longitud de onda cambia, la distribución de potencia también lo hace [1,6,7].

En fibras ópticas monomodo la dispersión que predomina es la dispersión cromática, la cual es la suma de la dispersión del material y de la guía de onda ($D = D_m + D_w$). Como se ha mencionado antes, la velocidad de grupo depende de la longitud de onda y está dada por [7]:

$$V_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} \quad (2.7)$$

donde β es la constante de propagación $\beta = \frac{2\pi n(\lambda)}{\lambda}$ y ω es la frecuencia angular dada por $\omega = 2\pi c/\lambda$.

La dependencia de la velocidad de grupo con la frecuencia ocasiona el ensanchamiento del pulso debido simplemente a que las diferentes componentes espectrales se dispersan durante su propagación y no llegan simultáneamente a la salida de la fibra. Si $\Delta\omega$ es el ancho espectral del pulso, el ensanchamiento de este después de recorrer una cierta distancia L está dado por [7]:

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{V_g} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega \quad (2.8)$$

Donde T es el tiempo que tarda una cierta componente espectral a la frecuencia ω en recorrer la distancia L . El parámetro $\beta_2 = d^2\beta/d\omega^2$ se conoce como parámetro GVD (Group Velocity Delay) y determina que tanto se va a ensanchar un pulso durante su propagación por la fibra.

En sistemas ópticos es común utilizar $\Delta\lambda$ en lugar de $\Delta\omega$, utilizando la transformación $\omega = 2\pi c/\lambda$ tenemos que $\Delta\omega = (-2\pi c/\lambda^2)\Delta\lambda$. La ecuación (2.8) puede ser escrita de la siguiente manera [7]:

$$\Delta T = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{L}{V_g} \right) \Delta\lambda = DL\Delta\lambda \quad (2.9)$$

donde

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{V_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.10)$$

D es el parámetro de dispersión y se expresa en ps/(km-nm) [1,7,11].

La Figura 2.12. muestra los efectos de la dispersión sobre una secuencia de pulsos transmitidos a través de la fibra óptica.

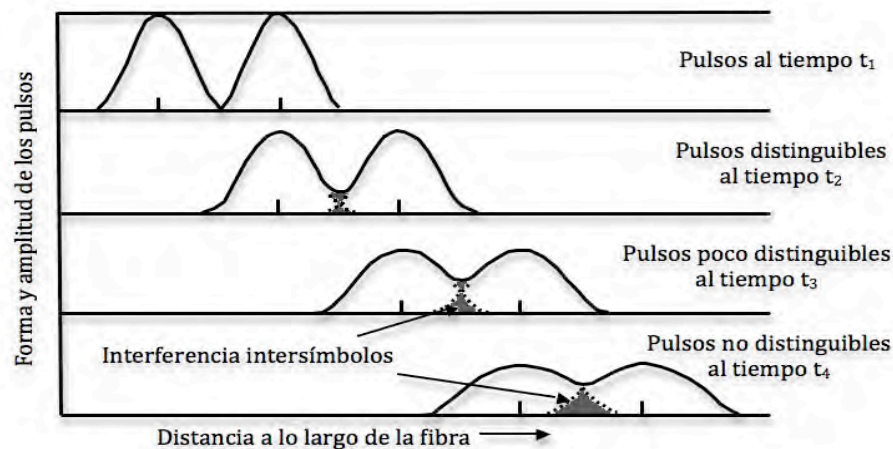


Figura 2.12. Dispersión y atenuación de los pulsos a lo largo de su propagación por la fibra óptica.

Como se puede observar, el ensanchamiento de los pulsos ocasiona que después de una cierta distancia exista un traslape entre los bits, a este fenómeno se le conoce como interferencia entre símbolos (ISI). Después de un cierto ISI el receptor no será capaz de distinguir entre símbolos individuales, ocasionando errores en su detección. La limitación de la dispersión sobre la tasa de bit (bit rate) va a depender de las características espectrales de la fuente,

del tipo de fibra a utilizar y del chirp. Un análisis más detallado sobre el ensanchamiento del pulso se encuentra en la sección 3.1 de esta tesis.

2.3.4. Efectos no-lineales

La idea de asumir que las señales que se propagan por la fibra óptica se comportan linealmente es una aproximación adecuada cuando se opera a niveles de potencia de unos pocos mW y a velocidades de transmisión que no superen los 2.5 Gbps. Sin embargo, a velocidades superiores como 10 Gbps o potencias más altas, es importante empezar a considerar los efectos no lineales. El uso de amplificadores o de tecnología WDM ocasionan que las potencias que se propagan por la fibra se incrementen de manera considerable (>20 dBm) y que estas no-linealidades empiecen a jugar un papel importante en el análisis de un sistema de comunicaciones óptico [6,12].

Los efectos no lineales se pueden clasificar en dos categorías [6]:

1. Los que se producen por la interacción de la onda con los fonones (vibraciones moleculares) en el sílica: esparcimiento estimulado de Raman (SRS) y esparcimiento estimulado de Brillouin (SBS).
2. Los que se producen debido a la dependencia del índice de refracción con la intensidad del campo eléctrico aplicado, que a su vez es proporcional al cuadrado de su amplitud: auto-modulación de fase (SPM), modulación de fase cruzada (XPM) y la mezcla de cuatro ondas (FWM).

En los efectos de esparcimiento, existe energía que se transfiere de una onda de luz a otra onda cuya longitud de onda es mayor (menor energía debido a $E=h\nu$). La energía perdida es absorbida por las vibraciones moleculares o fonones en el medio. La segunda onda que se genera y gana energía de la primera se llama onda de Stokes. En el caso de SRS, la onda de Stokes es radiada en todas direcciones y posee un ancho espectral bastante amplio, pudiendo llegar a traslaparse con otras señales. En el caso de SBS, la onda de Stokes pose una longitud de onda muy cercana a la de la onda original y se propaga en dirección contraria a ésta, pudiendo hacer que la onda original se pierda [6,12,13].

En el caso de la auto-modulación de fase (SPM), surge debido a que el índice de refracción de la fibra tiene una componente dependiente del cuadrado de la intensidad del campo eléctrico. Este índice de refracción no-lineal induce un desplazamiento de fase que es proporcional a la intensidad del pulso. De esta forma, las diferentes componentes espectrales del pulso sufren diferentes desplazamientos de fase, lo que provoca que el pulso adquiera un cierto chirp, que a su vez modificará los efectos de la dispersión sobre el pulso [1,6].

En el caso de sistemas WDM, el chirp inducido de un canal también depende de la variación del índice de refracción con la intensidad del campo de otros canales. La modulación de fase cruzada (XPM) se produce entonces entre diferentes canales WDM, de forma que la potencia de un canal puede afectar a la fase de otro [1,6,13].

Otro efecto no-lineal importante en sistemas WDM es la mezcla de cuatro ondas o four-wave mixing (FWM), el cual es un fenómeno por el cual, cuando se propagan varias ondas a frecuencias f_1, \dots, f_n , la dependencia del índice de refracción con la intensidad del campo eléctrico no sólo induce a desplazamientos de fase dentro de cada canal, sino también a la aparición de nuevas ondas a frecuencias $f_{ijk} = \pm f_1 \pm f_2 \pm f_3$ que pueden traslaparse con otros canales. A diferencia de SPM y XPM que ocurren por lo general a altas tasas de transmisión, FWM es independiente del bit rate pero críticamente dependiente de la separación entre canales y de la dispersión cromática de la fibra [1,6,12].

Hoy en día existen tipos de fibras ópticas llamadas fibras de dispersión desplazada no cero (NZDF) que han sustituido a las fibras de dispersión desplazada normales, debido a que éstas presentan fuertes problemas de FWM

en el punto de dispersión cero. Por lo tanto, debe existir un compromiso entre dispersión cromática y fenómenos no-lineales en sistemas WDM, de forma que exista algo de dispersión cromática para minimizar estos efectos pero tomando en cuenta las limitantes que ésta conlleva [13,14]. La sección 3.4 muestra de manera más detallada las implicaciones de los efectos SPM, XPM y FWM sobre la señal óptica transmitida por la fibra.

Actualmente, la UIT-T ha especificado diferentes tipos de fibras ópticas, cuyos parámetros varían de acuerdo al tipo de aplicación. El cuadro 2.2. muestra de manera general los tipos de fibras monomodo existentes así como su coeficiente de atenuación, dispersión y aplicación. El apéndice 3 muestra sus especificaciones a mayor detalle [33].

Cuadro 2.2. Fibras Ópticas G.652, G.653 y G.655 de acuerdo a UIT-T.

UIT-T Estándar	Nombre	Coef. Atenuación (banda C)	Coef. Dispersión (Banda C)	Aplicación
G.652	Fibra monomodo estándar SMF	0.25 – 0.5 dB/km	17 ps/nm*km	OK para xWDM
G.652c	Low Water Peak SMF	0.25 – 0.35 dB/km	17 ps/nm*km	Buena para CWDM
G.653	Fibra monomodo de dispersión desplazada	0.25 – 0.5 dB/km	0 ps/nm*km	Mala para xWDM
G.655	Fibra monomodo de dispersión desplazada no nula	0.25 – 0.35 dB/km	5 ps/nm*km	Buena para DWDM

2.4. El Receptor

La idea del receptor es convertir las señales ópticas en señales eléctricas nuevamente y procesarlas de cierta manera (regeneración, amplificación, decisión de 1 y 0, etc.). En el caso del receptor, el elemento que tiene la finalidad de realizar la conversión óptica-eléctrica es el fotodetector, el cual genera una corriente proporcional a la potencia óptica incidente, a esta corriente se le llama *fotocorriente*. Como la señal óptica que le llega al fotodetector por lo general está muy atenuada y distorsionada, los fotodetectores deben cumplir con un cierto número de requerimientos como: alta velocidad de respuesta, buena sensibilidad, bajo ruido, poco sensibles a los cambios de temperatura, ser compatibles con las dimensiones físicas de la fibra y tener una vida de operación alta [1,4].

Por lo general en sistemas de comunicaciones por fibra óptica, los fotodetectores están hechos de materiales semiconductores debido a que cumplen muchas de estas características. Los dos tipos de fotodetectores utilizados son los de unión *p-i-n* y los fotodiodos de avalancha (APD). Su estudio detallado se encuentra fuera del alcance y requerimientos de esta tesis y puede ser encontrado en [1,4,5,7] entre otras.

El principio básico de su funcionamiento radica en que un fotón que incide sobre el material semiconductor es absorbido por electrones en la banda de valencia, ocasionando que estos últimos suban a la banda de conducción (efecto fotoeléctrico). Este principio es exactamente el opuesto al de un LED o un LD. Como muestra la Figura 2.2a, electrones en el material se encuentran en la banda de valencia hasta que exista una fuente externa que les proporcione una energía tal que estos puedan subir a la banda de conducción. A diferencia de los LEDs o LD, esta fuente externa es un fotón que al darle su energía al electrón ocasiona que exista un par electrón-hueco. Si se aplica un voltaje externo al semiconductor, estos pares electrón-hueco generan la fotocorriente [1,6].

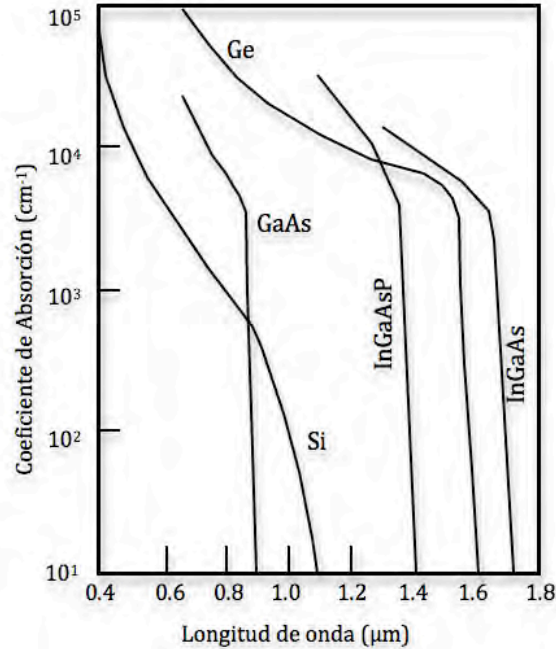


Figura 2.13. Dependencia del coeficiente de absorción con la longitud de onda para Si, Ge, GaAs, InGaAsP e InGaAs.

La radiación óptica que es absorbida en el material semiconductor se basa en la ley exponencial [1]:

$$P(x) = P_0 \left(1 - e^{-\alpha_s(\lambda)x} \right) \quad (2.11)$$

Donde $\alpha_s(\lambda)$ es el coeficiente de absorción a la longitud de onda λ , P_0 es el nivel de potencia óptica incidente y $P(x)$ es la potencia óptica absorbida a una distancia x de la superficie del fotodetector. La Figura 2.13 muestra la dependencia del coeficiente de absorción con la longitud de onda de varios materiales que son comúnmente usados como fotodetectores. La longitud de onda λ_c donde α_s se vuelve cero se llama longitud de onda de corte, y por lo tanto el material puede ser usado como fotodetector solo para $\lambda < \lambda_c$ [1,7].

2.4.1. Eficiencia Cuántica y Sensitividad

Dos características importantes de un fotodetector es su *eficiencia cuántica* y su *sensitividad*. La eficiencia cuántica η es el número de pares electrón-hueco generados por cada fotón incidente con energía $h\nu$ y está dada por:

$$\eta = \frac{\text{número de pares electrón-hueco generados}}{\text{número fotones incidentes}} = \frac{I_p / q}{P_0 / h\nu} \quad (2.12)$$

Donde I_p es el promedio de la fotocorriente generada por el promedio de la potencia óptica incidente en el fotodetector y q es la carga del electrón. Comúnmente el rendimiento del fotodetector se caracteriza por su *responsividad R* que involucra a la eficiencia cuántica de la siguiente manera [1]:

$$R = \frac{I_p}{P_0} = \frac{\eta q}{h\nu} \quad (2.13)$$

Este parámetro es muy importante ya que indica la fotocorriente producida por cada unidad de potencia óptica. Algunos valores típicos para fotodiodos *p-i-n* son 0.65 $\mu\text{A}/\mu\text{W}$ para silicón en 900nm, 0.45 $\mu\text{A}/\mu\text{W}$ para germanio en 1.3 μm y 0.6 $\mu\text{A}/\mu\text{W}$ para InGaAs en 1.3 μm [1].

Por otro lado la *sensitividad* de un fotodetector se define como la mínima potencia óptica que el fotodetector puede detectar para obtener una cierta tasa de bits en error (BER). Por lo que se dice que un receptor tiene mayor sensibilidad si logra tener el mismo rendimiento con menor potencia óptica que incida sobre él. La sensibilidad está determinada básicamente por los ruidos generados en el fotodetector, como son [1,4]:

1. Ruido cuántico o de disparo: que se ocasionan por la naturaleza estadística de producción electrón-hueco.
2. Ruido termal: ocasionado por el movimiento de electrones en el circuito eléctrico del receptor.
3. Corriente oscura: ocasionada a la generación de corriente cuando no existe potencia óptica incidente.

Estos tipos de ruido afectan la relación señal a ruido en el receptor, degradando de esta manera el BER. El BER se define como el número de bits erróneos entre el número de bits totales. En este caso el error existe cuando el receptor toma como 1 a un 0 o viceversa. La probabilidad de tomar un 0 como un 1 esta dada por $P(1/0)$ y la probabilidad de tomar un 1 como un 0 está dada por $P(0/1)$. De esta manera el BER se puede calcular como [7]:

$$BER = 0.5 [P(1/0) + P(0/1)] \quad (2.14)$$

Entonces, supongamos que en el receptor una cierta fotocorriente I es generada por la incidencia de potencia óptica, esta corriente cambia entre valores I_1 cuando se trata de un bit 1 e I_0 para un bit 0. El circuito de decisión compara esta corriente con una corriente de umbral I_{TH} y decide que el bit recibido es un 1 cuando $I > I_{TH}$ o un 0 cuando $I < I_{TH}$. Sin embargo, esta corriente I no solo depende del nivel de potencia de cada bit sino también del ruido termal y del ruido de disparo cuyas características son aproximadamente Gaussianas.

Así, la corriente I también se comporta de una manera Gaussiana. Si σ_1^2 es la varianza correspondiente a un 1 y σ_0^2 la correspondiente para un 0, entonces las probabilidades condicionales están dadas por:

$$P(0/1) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{I_D} \exp\left(-\frac{(I - I_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}}\right) \quad (2.15)$$

$$P(1/0) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \int_{I_D}^{\infty} \exp\left(-\frac{(I - I_0)^2}{2\sigma_0^2}\right) dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}}\right) \quad (2.16)$$

Donde *erfc* es la función de error complementaria. Como se puede observar, ambas probabilidades condicionales dependen de la corriente de umbral I_D y en la practica esta corriente se optimiza con el fin de minimizar el BER. Por lo que la corriente de umbral óptima se puede calcular mediante [6]:

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (2.17)$$

Así entonces, el BER puede ser calculado como [15]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{\exp \left(-\frac{Q^2}{2} \right)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad (2.18)$$

Donde el parámetro Q está dado por:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2.19)$$

Hoy en día la mayoría de aplicaciones (incluyendo WDM 2.5Gbps y 10Gbps) se diseñan para tener una tasa de error de bits (BER) correspondiente al final de su vida útil mejor que 10^{-12} , lo equivale a un $Q=7$ aproximadamente [19,20].

El cuadro 2.3. muestra las características más comunes para fotodiodos p-i-n y APD para Ge, Si e InGaAs [7].

Cuadro 2.3. Características comunes para fotodiodos p-i-n y APD.

Parámetro	Símbolo	Unidad	p-i-n			APD		
			Si	Ge	InGaAs	Si	Ge	InGaAs
Longitud de onda	λ	μm	0.4 – 1.1	0.8 – 1.8	1.0 – 1.7	0.4 – 1.1	0.8 – 1.8	1.0 – 1.7
Resposibilidad	R	A/W	0.4 – 0.6	0.5 – 0.7	0.6 – 0.9	80 – 130	3 – 30	5 – 20
Ganancia APD	M	-	-	-	-	100 – 500	50 – 200	10 – 40
Eficiencia Cuántica	η	%	75 - 90	50 - 55	60 - 70			
Corriente oscura	I_d	nA	1 - 10	50 - 500	1 - 20	0.1 – 1	50 – 500	1 – 5
Tiempo de subida	T_r	ns	0.5 - 1	0.1 – 0.5	0.02 – 0.5	0.1 – 2	0.5 – 0.8	0.1 – 0.5
Ancho de banda	Δf	GHz	0.3 – 0.6	0.5 - 3	1 - 10	0.2 – 1	0.4 – 0.7	1 – 10
Voltage de bias	V_b	V	50 - 100	6 - 10	5 - 6	200 – 250	20 – 40	20 – 30

2.5. Wavelength Division Multiplexing

En principio, la capacidad de un sistema de comunicaciones óptico puede llegar a sobrepasar los Tbps, esto gracias al gran ancho de banda de la fibra. Sin embargo, en la práctica, las tasas de transmisión comerciales apenas están llegando a los 100 Gbps, debido principalmente a la limitación en velocidad de los componentes electrónicos y por la dependencia de los efectos dispersivos con el bit rate¹². Esto involucra un gran desperdicio en la capacidad

¹² Ver sección 3.1.

de estos sistemas, haciendo que diferentes técnicas de multiplexaje se utilicen para aprovechar al máximo su alta capacidad.

Una tecnología de multiplexación que es bastante usada por los sistemas de transmisión actuales es TDM o Time Division Multiplexing, donde múltiples señales son separadas en pequeños segmentos, los cuales se transmiten intercaladamente. Así, en un instante de tiempo se transmite un segmento de la señal 1, en el siguiente instante de tiempo un segmento de la señal 2 y así sucesivamente. La Figura 2.14 muestra esquemáticamente este proceso [21].

Sin embargo, las tasas de transmisión alcanzadas por este tipo de modulación (Gbps) todavía están muy por debajo de la gran capacidad que ofrece la fibra óptica.

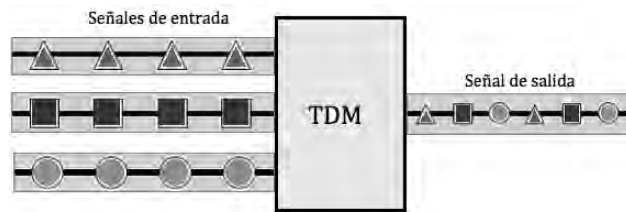


Figura 2.14. Multiplexación por división de tiempo

Por otro lado, Wavelength Division Multiplexing (WDM) es una tecnología que permite multiplexar o combinar múltiples portadoras ópticas en una misma fibra. Estas portadoras se encuentran a diferentes longitudes de onda y son moduladas independientemente con señales de información¹³. Su principio es igual a la multiplexación por división de frecuencia (FDM) utilizada en múltiples sistemas de comunicaciones actuales (radio, televisión, etc.). La Figura 2.15 muestra como WDM hace que una sola fibra parezca como múltiples fibras que llevan información independiente una de otras [6,7].

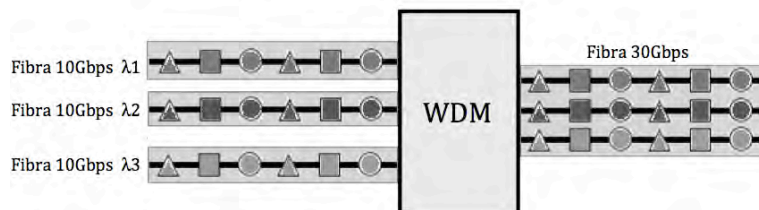


Figura 2.15. Multiplexación por división de longitud de onda.

Los primeros comienzos de WDM, a fines de la década de los 80's, utilizaban dos longitudes de onda ampliamente espaciadas en las regiones de los 1310 nm y 1550 nm (o 850 nm y 1310 nm). A comienzos de los 90's surgió una segunda generación de WDM, en la cual se utilizaban de dos a ocho canales que estaban separados en intervalos de aproximadamente 400 GHz en la ventana de los 1550 nm. A mediados de los 90's, emergieron los sistemas

¹³ Las cuales por lo general son señales TDM.

DWDM con 16 a 40 canales con una separación entre ellos de 100 GHz y 200 GHz. A finales de los 90's, los sistemas DWDM evolucionaron a tal punto que eran capaces de utilizar de 64 a 160 canales, distribuidos a intervalos de 50 GHz y 25 GHz, soportando una capacidad total del sistema de 10 Tbps [21].

Una de las ventajas principales de utilizar WDM es que las señales que viajan a diferentes longitudes de onda (llamadas canales) son independientes entre si y por lo tanto pueden tener diferentes tasas de transmisión, diferentes protocolos y estándares de transmisión (IP, SDH, SONET, etc.)

Hoy en día, empresas como HUAWEI, Padtec, Ericsson, etc., emplean en sus plataformas WDM señales OTN (Optical Transport Network), donde las señales cliente como SDH, SONET ó Ethernet son encapsuladas sobre una trama OTUK para su transmisión por la red. Dicha tecnología se encuentra estandarizada por la UIT-T en sus recomendaciones G.709, G.872 y G.959.1. Gracias a esto, se pueden introducir códigos correctores de errores FEC a las múltiples señales, así como canales de gestión y supervisión de la red de una forma similar a las tramas SDH o SONET.

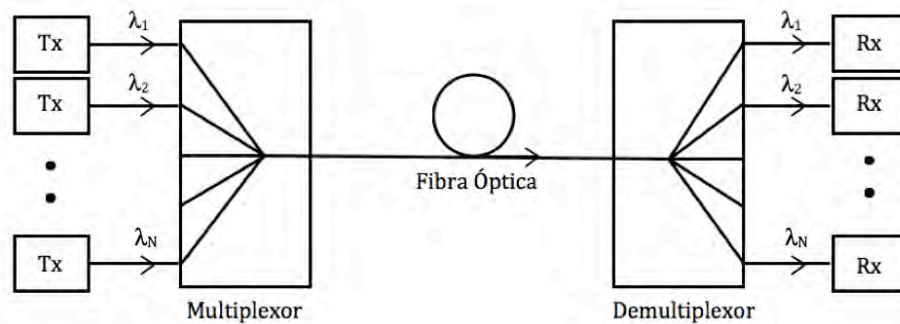


Figura 2.16. Enlace punto a punto con tecnología WDM, donde un número N de longitudes de onda son transmitidas por la misma fibra óptica.

La Figura 2.16 muestra esquemáticamente un enlace WDM punto-a-punto. La salida de varios transmisores, cada uno operando a su propia longitud de onda diferente a la de los demás, son multiplexadas y enviadas a la fibra óptica para su transmisión. En el otro extremo un demultiplexor separa cada una de las señales y las envía a sus correspondientes receptores. Cuando N número de canales a tasas de transmisión B_1, B_2, \dots, B_n son transmitidos simultáneamente sobre la fibra de longitud L , el producto BL total está dado por [7]:

$$BL = (B_1 + B_2 + \dots + B_N)L \quad (2.20)$$

La capacidad de un enlace WDM depende principalmente de que tan cercanos estén los canales unos de otros. Este espaciamiento está limitado por interferencia inter-canal (interchannel crosstalk), la cual se debe a que dispositivos como filtros o demultiplexores seleccionan un canal pero rechazan los otros de manera imperfecta, haciendo que la potencia de un canal interfiera con los canales vecinos [6] y también por efectos no lineales de la fibra¹⁴.

En el tipo de modulación de la fuente utilizado en la mayoría de los sistemas ópticos actuales (NRZ-OOK), usualmente el espaciamiento entre canales, $\Delta\nu_{ch}$, debe ser mayor a $2B$ la tasa de transmisión B . Es común que en sistemas WDM se utilice un parámetro llamado *eficiencia espectral* dado por [7]:

¹⁴ Ver sección 3.3.

$$\eta_s = \frac{B}{\Delta\lambda_{ch}} \quad (2.21)$$

Donde se busca que η_s sea lo más grande posible. Recientemente han aparecido nuevos formatos de modulación avanzados para sistemas de comunicaciones ópticas. Uno de estos formatos es DPSK (differential phase shift keying) el cual mejora las prestaciones de los enlaces de comunicaciones ópticas de larga distancia. Si se compara con el formato OOK (on-off keying), DPSK proporciona una mejora de 3 dB en la sensibilidad del receptor, a la vez que resulta más tolerante a los efectos no lineales, especialmente en la modulación cruzada de fase en sistemas DWDM [28].

Así mismo, el código de línea más utilizado es el NRZ (non return to zero), debido a su fácil implementación y al hecho de que requiere el mínimo ancho de banda comparado con otros códigos como RZ o Manchester. Sin embargo, NRZ presenta gran sensibilidad a la dispersión cromática de la fibra a diferencia de RZ que tiene una mayor tolerancia.

La Unión Internacional de Telecomunicaciones ha designado el uso de bandas en la región del espectro óptico. El Cuadro 2.4 muestra estas bandas con sus correspondientes intervalos de longitudes de onda, los sistemas WDM por lo general trabajan en las bandas O, E, S, C y L [15].

Cuadro 2.4. Bandas Espectrales Monomodo.

Banda	Descripción	Intervalo [nm]
Banda O	Original	1260 a 1360
Banda E	Ampliada	1360 a 1460
Banda S	Onda Corta	1460 a 1530
Banda C	Convencional	1530 a 1565
Banda L	Onda Larga	1565 a 1625
Banda U	Onda ultralarga	1625 a 1675

De igual forma la UIT-T en sus recomendaciones G.694.1 y G.694.2 ha especificado dos tipos de WDM, los cuales se caracterizan por el espaciamiento entre canales: Dense WDM (DWDM) y Coarse WDM (CWDM). DWDM utiliza las bandas C y L mientras que CWDM utiliza las bandas O, E, S, C y L.

Si se observa la Figura 2.11, se podrá observar que la banda E sufre del fenómeno de atenuación por picos OH. En fibras ópticas que presentan esta característica es imposible utilizar esta banda, haciendo que el número de canales máximos disminuya considerablemente.

2.5.1. Coarse Wavelength Division Multiplexing CWDM

CWDM es un tipo de WDM que se caracteriza principalmente por el espaciamiento entre canales relativamente grande, siendo éste de unos 20 nm. Este gran espaciamiento hace que la tecnología CWDM se beneficie de un menor coste en los componentes ópticos asociados. Esto se debe principalmente a que componentes como filtros, láseres, receptores, multiplexores, demultiplexores, etc., no deban de ser tan precisos en el momento de emitir, seleccionar o recibir una longitud de onda. Esto hace que sea una tecnología menos compleja que, aunque

limitada en capacidad y distancia, se adapte perfectamente a las necesidades de redes empresariales y metropolitanas de corta distancia [22,23].

Los principales beneficios de CWDM sobre DWDM son los siguientes [21,23]:

- *Mayor espaciamiento de longitudes de onda.* De esta forma se pueden utilizar láseres con un mayor ancho espectral y sin estabilización en frecuencia. Utilizar filtros ópticos, multiplexores y demultiplexores de banda ancha.
- *Mayor espectro óptico.* Esto permite que el número de canales susceptibles de ser utilizados no se vea radicalmente disminuido a pesar de aumentar la separación entre ellos, esto es posible ya que en CWDM no se utilizan amplificadores EDFA los cuales solo trabajan sobre la banda S y L.
- *Menor susceptibilidad a efectos no lineales.* Debido al menor número de canales y a la gran separación entre éstos.

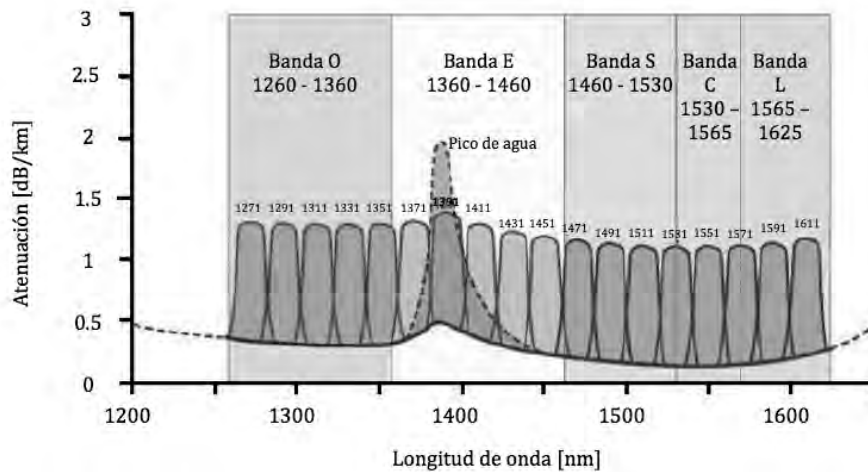


Figura 2.17. Canales CWDM según UIT-T G.692.2 sobre las bandas O, E, S, C y L.

La Figura 2.17. muestra como CWDM puede transportar hasta 18 canales en el intervalo de 1271 a 1611 nm, dependiendo del tipo de fibra a utilizar. Como se ha visto, hoy en día existen fibras ópticas que no poseen pico OH (picos de agua) en la banda E. Diferentes empresas realizan este tipo de fibras para estándares G.652 y G.655 de la UIT-T y por lo general se les llama fibras de espectro completo [22,24].

El Cuadro 2.5 muestra el plan de longitudes de onda especificado por la UIT-T en su Recomendación G.694.2.

Cuadro 2.5. Longitudes de onda centrales nominales CWDM.

Longitudes de ondas centrales nominales (nm) para un espaciamiento de 20 nm					
1271	1331	1391	1451	1511	1571
1291	1351	1411	1471	1531	1591
1311	1371	1431	1491	1551	1611

2.5.2. Dense Wavelength Division Multiplexing DWDM

La tecnología DWDM se caracteriza por un espaciamiento de canal menor que el de la tecnología CWDM. En general, los transmisores utilizados en las aplicaciones DWDM requieren un mecanismo de control que les permita cumplir con los requisitos de estabilidad de frecuencia, contrario a lo que ocurre con los transmisores CWDM que no lo necesitan. DWDM soporta diversos espaciamientos de canal que abarcan desde 12,5 GHz hasta 100 GHz y espaciamientos mayores (múltiplos enteros de 100 GHz). Aquí cabe resaltar que 100 GHz equivalen a 0.8 nm en los 1550 nm, esto quiere decir que si utilizamos espaciamientos de 12.5 GHz en términos de longitud de onda equivaldría a 0.1 nm, mucho menor que los 20 nm utilizados por CWDM [25].

Con un espaciamiento de 50 GHz o 0.4 nm cabrían tan solo en la banda C poco más de 80 canales en comparación con los 2 canales de CWDM. Como se puede observar, DWDM incrementa de manera abrupta la capacidad del sistema. Sin embargo, al ser una tecnología más compleja y con mayor número de requerimientos, se deben de tomar en cuenta un mayor número de consideraciones para su implementación.

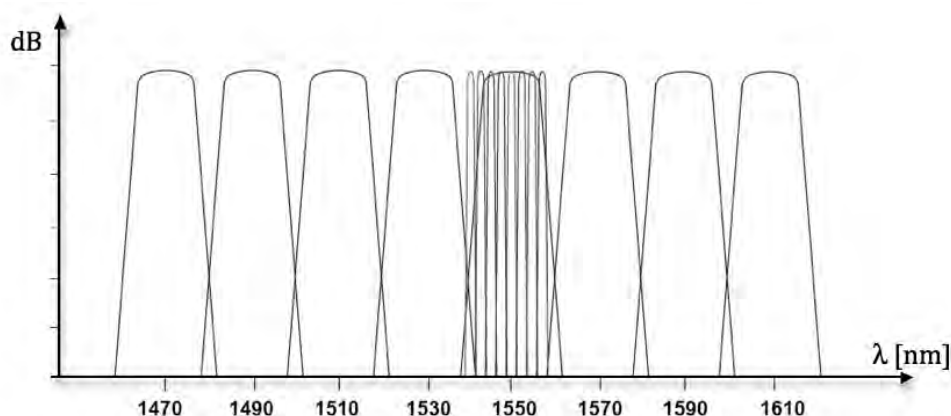


Figura 2.18. Comparación entre CWDM (espaciamiento de 20 nm) y DWDM (espaciamiento de 1.6 nm).

El Cuadro 2.6. muestra el plan de longitudes onda de acuerdo a la Recomendación G.694.1 de la UIT-T para DWDM con un espaciamiento entre canales de 100 GHz (0.8 nm) [25].

Cuadro 2.6. Frecuencias centrales nominales para DWDM con espaciamiento de 100 GHz.

Frecuencia central nominal [THz]	Longitud de onda aproximada [nm].	Frecuencia central nominal [THz]	Longitud de onda aproximada [nm].
196.1	1528.77	193.6	1548.51
196.0	1529.55	193.5	1549.32
195.9	1530.33	193.4	1550.12
195.8	1531.12	193.3	1550.92
195.7	1531.90	193.2	1551.72
195.6	1532.68	193.1	1552.52
195.5	1533.47	193.0	1553.33
195.4	1534.25	192.9	1554.13
195.3	1535.04	192.8	1554.94

195.2	1535.82	192.7	1555.75
195.1	1536.61	192.6	1556.55
195.0	1537.40	192.5	1557.36
194.9	1538.19	192.4	1558.17
194.8	1538.98	192.3	1558.98
194.7	1539.77	192.2	1559.79
194.6	1540.56	192.1	1560.61
194.5	1541.35	192.0	1561.42
194.4	1542.14	191.9	1562.23
194.3	1542.94	191.8	1563.05
194.2	1543.73	191.7	1563.86
194.1	1544.53	191.6	1564.68
194.0	1545.32	191.5	1565.50
193.9	1546.12	191.4	1566.31
193.8	1546.92	191.3	1567.13
193.7	1547.72	191.2	1567.95

Algunas de las ventajas de la utilización de DWDM son las siguientes:

- Máxima capacidad del sistema disponible.
- Transmisión a mayores distancias gracias a que DWDM trabaja en la ventana principal de los EDFAs.
- Reducción en el número de repetidores del enlace.
- Transparencia a tasas de transmisión y tipo de señales.
- Escalabilidad, debido a que el sistema puede crecer de manera dinámica.

2.6. Elementos de un sistema WDM

Los sistemas WDM requieren de componentes ópticos y fotónicos que realicen las funciones equivalentes de los componentes eléctricos en enlaces eléctricos. Estos componentes se basan en la interacción luz-materia y en las propiedades de propagación de la luz sobre un medio para realizar dichas funciones [9]. A continuación se presentan los elementos básicos que conforman un enlace WDM, cabe resaltar que existen diferentes maneras y tecnologías de implementar cada uno de estos dispositivos, estando éstas fuera del alcance de esta tesis. Dichos elementos son:

2.6.1. Multiplexores y Demultiplexores

Los multiplexores y demultiplexores son los dispositivos esenciales de la tecnología WDM, los multiplexores tienen la función de unir todas las señales provenientes de varios transmisores a diferentes longitudes de onda en una sola señal que viaje por la fibra. En contra parte, en la etapa de recepción, los demultiplexores tienen la tarea de separar cada uno de los canales y enviarlos a los receptores correspondientes.

Hoy en día existen diferentes tecnologías capaces de realizar estas operaciones. Dos de estas tecnologías que son

mas comúnmente utilizadas son: filtros de películas delgadas o TFF y arreglos de rejillas ó AWG.

En primer lugar, los filtros TFF son una tecnología que se basa en el fenómeno de interferometría, donde una serie de capas intercaladas¹⁵ de alto y bajo índice de refracción, que forman una cavidad Fabry- Perot o pila reflexiva (Fig. 2.19), ocasionan que ciertas longitudes de onda sean transmitidas y otras reflejadas. De esta manera, la pila reflexiva actúa como un filtro donde la longitud de onda central del canal WDM deseado (λ_c) es transmitida y aquellas diferentes son rechazadas. En un demultiplexor las longitudes de onda rechazadas entran a otra pila reflexiva sintonizada a otro canal WDM donde este canal se extrae y se rechazan los demás. Este proceso se repite hasta que la totalidad de los canales WDM hayan sido demultiplexados [34].

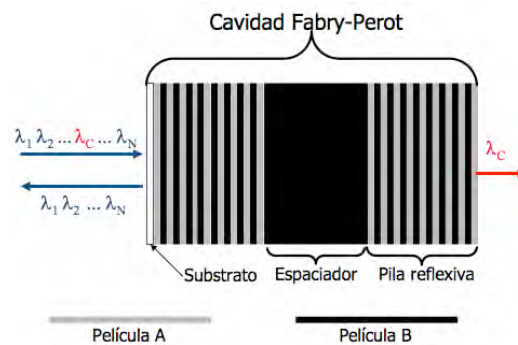


Figura 2.19. Resonador Fabry Perot que actúa como un filtro óptico. (Referencia [34];© 2005 Series del Instituto de Ingeniería UNAM; impreso con permiso).

En segundo lugar, los filtros AWG están compuestos por un arreglo de segmentos de fibra de diferente longitud, las cuales difieren de las adyacentes por una longitud fija ΔL . Estos segmentos de fibra se encuentran unidos mediante un acoplador direccional en ambos extremos. Cuando se hace incidir un haz de luz sobre uno de los acopladores, éste se transmite por todos los segmentos de fibra, pero al recorrer caminos ópticos diferentes se produce un patrón de interferencia en el acoplador contrario. Este patrón tiene la particularidad de que cada una de las longitudes de onda WDM ilumina una fibra de salida diferente, pudiendo así demultiplexar los canales [34].

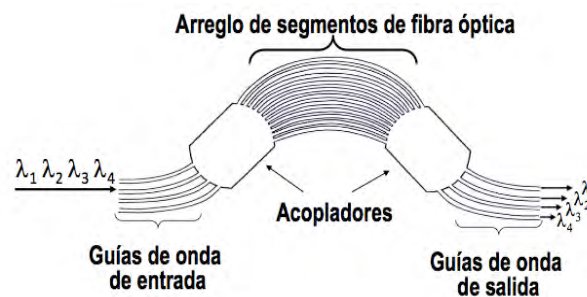


Figura 2.20. Filtro de arreglos de rejillas o AWG. (Referencia [34];© 2005 Series del Instituto de Ingeniería UNAM; impreso con permiso).

¹⁵ De periodicidad $\lambda_c/4$, donde λ_c es la longitud de onda central del canal WDM.

2.6.2. Amplificadores Ópticos

Estos dispositivos, como su nombre lo indica, tienen la función de amplificar las señales que viajan por la fibra con el fin de contrarrestar los efectos de atenuación. Los dos tipos de amplificadores ópticos que son utilizados comúnmente en sistemas WDM son: los EDFAs y los Raman.

En primer lugar, los amplificadores tipo EDFA o *Erbium Doped Fiber Amplifier* son un tipo de amplificadores que utilizan una región de fibra dopada con erbio, la cual es bombeada mediante un láser a una longitud de onda de 980 nm o 1480 nm. Este bombeo, actúa como un campo externo que lleva a los electrones libres en el material a un estado de energía más alto. Una vez que los electrones se encuentran excitados gracias al bombeo, la señal óptica a amplificar pasa por esta sección de fibra y se amplifica gracias al proceso conocido como *emisión estimulada*, mismo que es descrito en la sección 2.2. La ventaja principal de este tipo de amplificadores radica en su gran ancho de banda de amplificación, el cual se encuentra en la banda C de 1530-1565 nm, siendo perfecto para sistemas DWDM [8].

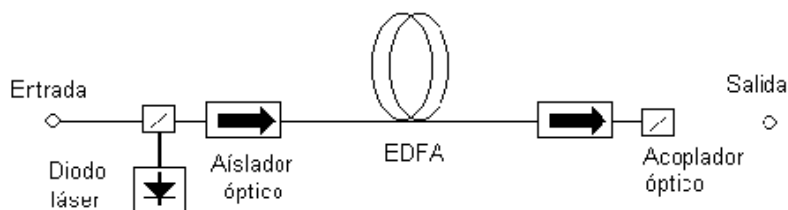


Figura. 2.21. Esquema de un amplificador óptico tipo EDFA.

Por otro lado, los amplificadores tipo Raman se basan en el efecto no lineal de Esparcimiento Estimulado de Raman (SRS) descrito en la Sección 2.3.4. A diferencia de los EDFAs, los amplificadores Raman utilizan la propia fibra de transmisión como medio de amplificación. Una o varias señales de bombeo de alta potencia (500 mW) transfieren parte de su energía hacia longitudes de onda más pequeñas, donde se localizan las señales WDM a amplificar.

Comparado con un EDFA, la utilización de amplificadores Raman produce una mejor distribución de potencia a lo largo de la fibra óptica, reduciendo así los efectos no lineales. Su principal desventaja radica en la gran cantidad de potencia que requiere para operar, sin embargo, son dispositivos más flexibles que presentan una menor figura de ruido (<3 dB) y por lo tanto, son utilizados ampliamente en enlaces de ultra-larga distancia [36].

2.6.3. Optical Add/Drop Multiplexers

Los OADMs u *Optical Add Drop Multiplexers* son dispositivos que permiten añadir o extraer ciertos canales del enlace WDM y redireccionarlos hacia otra terminal o incluso otro enlace. Estos dispositivos son bastante útiles y ampliamente utilizados en redes ópticas debido a que permiten tener una mayor flexibilidad en el enlace y construir, a partir de ellos, topologías de red más complejas de una forma sencilla y costeable.

Un OADM está conformado básicamente por un multiplexor y un demultiplexor los cuales se encuentran sintonizados para extraer o añadir ciertos canales del enlace, o pueden ser reconfigurables dándole la

posibilidad a los administradores de la red de seleccionar canales a bajar o subir de una manera dinámica.

Estos dispositivos por lo general son ampliamente usados en redes de área extensa WANs o en redes metropolitanas MANs, en donde es necesario extraer o añadir un canal de o a la fibra óptica. Así en una fibra por donde viajan $\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_N$ se puede extraer o añadir una λ específica y mandarse a un cierto sitio, mientras que las otras longitudes de onda continúan su camino [7,26].

2.6.4. ITU-T G.698.1 "Multichannel DWDM applications with single-channel optical interfaces"

La Unión Internacional de Telecomunicaciones en su recomendación G698.1 [14], establece los parámetros necesarios para la implantación de sistemas DWDM con el fin de garantizar su correcto rendimiento, tratando de contrarrestar los efectos que degradan a la señal como dispersión, atenuación y efectos no-lineales estudiados con anterioridad. De esta manera, se establecen las potencias máximas y mínimas de transmisión, tipos de fibra a utilizar, atenuación máxima del enlace, dispersión máxima permitida, etc.

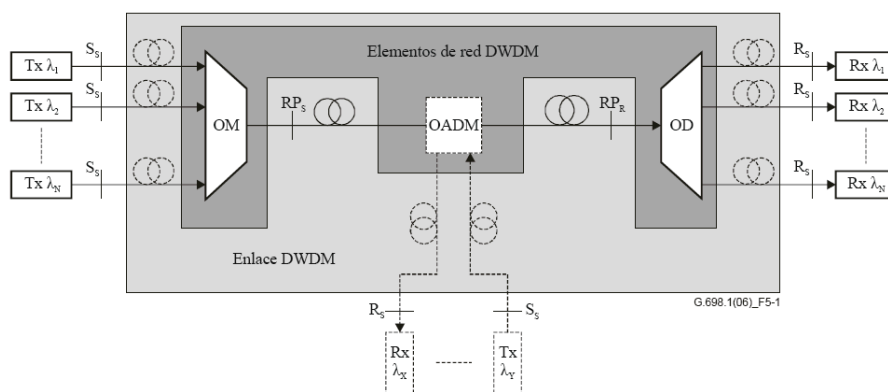


Figura 2.22. Método "enlace negro" lineal.

La Figura 2.22 muestra el conjunto de puntos de referencia, para el método "enlace negro" lineal, para una conexión entre transmisores (Tx) y receptores (Rx). Los puntos de referencia donde se especifican los diferentes parámetros se encuentran propiamente a la salida del transmisor (S_s) y a la entrada del receptor (R_s).

Los parámetros del trayecto óptico incluyen a los MUX, DEMUX, OADMs y a la propia fibra óptica. Por lo que se pueden incluir más OADMs siempre y cuando se mantenga dentro de los rangos que se especifican en el trayecto óptico.

A continuación se presenta el cuadro 2.7 donde se especifican los parámetros para aplicaciones DWDM de larga distancia con separación entre canales de 100 GHz y velocidades de transmisión de 2.5 Gbps y 10 Gbps. Todos estos parámetros también aplican para sistemas en anillo.

Cuadro 2.7. Parámetros y valores de capa física para aplicaciones de larga distancia con una separación de 100 GHz, de la clase NRZ 2,5G y NRZ 10G.

Parámetro	Unidades	Valor NRZ 2,5G	Valor NRZ 10G
Información general			
Separación mínima entre canales	GHz	100	100
Velocidad binaria/codificación de línea de señales ópticas	–	NRZ 2.5G	NRZ 10G
Tasa de errores en los bits máxima	–	10 ⁻⁶	10 ⁻⁶
Tipo de fibra	–	G.652, G.653, G.655	G.652, G.653, G.655
Interfaz en el punto SS			
Potencia media de salida de canal máxima	dBm	+4	+6
Potencia media de salida de canal mínima	dBm	0	+3
Frecuencia central mínima	THz	191.5 para (C) 186.0 para (L)	191.5 para (C) 186.0 para (L)
Frecuencia central máxima	THz	196.2 para (C) 191.5 para (L)	196.2 para (C) 191.5 para (L)
Desviación espectral máxima	GHz	±12.5	±12.5
Relación de supresión mínima en modo lateral	dB	30	30
Relación de extinción de canal mínima	dB	8.2	9
Plantilla del diagrama en ojo	–	NRZ 2.5G de acuerdo a G.959.1	NRZ 10G de acuerdo a G.959.1
Trayecto óptico del punto SS al RS,			
Pérdida de inserción de canal máxima	dB	25.5	24.5
Pérdida de inserción de canal mínima	dB	13	13
Dispersión cromática máxima	ps/nm	1400 (Nota)	1600
Retardo diferencial de grupo máximo	ps	120	30
Crosstalk intercanal máximo	dB	-16	-16
Interfaz en el punto RS			
Potencia media de entrada de canal máxima	dBm	-9	-7
Sensibilidad del receptor mínima	dBm	-28	-24
Penalización máxima del trayecto óptico	dB	2.5	2.5
NOTA – En los casos en que la máxima velocidad binaria está limitada a 2,488 Gbit/s (STM-16), se aplica una dispersión cromática máxima de 1600 ps/nm.			

Referencias

- [1] Gerd Keiser, *Optical Fiber Communications*, Ed. McGraw-Hill, Second Edition,
- [2] ITU-T, *Guide on the use of the ITU-T Recommendations related to optical technology*, ITU-T Supplement 42 Serie G, February 2008.
- [3] IMC Networks, *Calculating Fiber Loss and Distances*, Document # 94-94717 November 2001.
- [4] Djafar K. Mynbaev, Lowell L. Scheiner, *Fiber-Optic Communications Technology*, Ed. Prentice Hall 2001
- [5] Joseph C. Palais, *Fiber Optic Communications*, Ed. Prentice Hall, Third Edition.
- [6] Rajiv Ramaswami, Kumar N. Sivarajan, *Optical Networks*, Ed. Kaufman, Second Edition.
- [7] Gouvind P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Ed. Wiley-Interscience, Third Edition.
- [8] Gutiérrez Castrejón, R., *Apuntes del curso: Redes opticas y de microondas*, Facultad de Ingeniería, UNAM, 2009.
- [9] SEEFIRE, *Optical Fibers Basics*, www.seefire.org/.../SEEFIRE-WP4-Technical%20Workshop%20Sofia%20-%20National%20landscape%20FYROM-a-20050713.ppt
- [10] ITU-T, *Characteristics of a cut-off shifted single-mode optical fibre and cable*, ITU-T Recommendation G654, December 2006
- [11] Álvaro Medina, *Fundamentos de Comunicaciones Ópticas: Panorama Actual de las Redes de Tx Óptica*, Universidad Autónoma de Madrid, http://www.uam.es/otros/masterfotonica/Documentacion/SegundoSemestre/ComunicacionesOpticas/Comunicaciones_AlvaroMedina.pdf
- [12] Grupo de Comunicaciones Ópticas, Universidad de Valladolid, *Efectos No Lineales*, http://pesquera.tel.uva.es/tutorial/Tema_I/No_lineal/No_lineal.html
- [13] Grupo de Tecnologías de las Comunicaciones, Universidad de Zaragoza, *Fenómenos no Lineales en Fibras Ópticas*, http://diec.unizar.es/asignaturas/defaultWebs/11958/2_6_No_lineales.pdf
- [14] ITU-T, *Characteristics of a non-zero dispersion-shifted single-mode optical fibre and cable*, ITU-T Recommendation G.655, March 2006.
- [15] ITU-T, *Optical system design and engineering considerations*, ITU-T Supplement 39, February 2006.
- [16] Dr. Lorenzo Pavesi, *Introduction to Silicon Photonics*, Escuela en Ciencia e Ingeniería de Materiales 2009, UNAM
- [17] Quevedo, R. I. y Miguel S. López. *Principios de Teoría de las comunicaciones*. IPN, 1998.
- [18] Dr. Andrew G. Kirk, *Integrated and micro-optics*, Escuela en Ciencia e Ingeniería de Materiales 2009, UNAM
- [19] ITU-T, *Optical interfaces for coarse wavelength division multiplexing applications,* December 2006.
- [20] ITU-T Recommendation G.698.1, *"Multichannel DWDM applications with single channel optical interfaces*, ITU-T Recommendation G.695, December 2006.

- [21] Cisco Systems, *Introduction to DWDM for Metropolitan Networks*, Cisco Systems, Corporate Headquarters, 2000
- [22] ITU-T, *Spectral grids for WDM applications: CWDM wavelength grid*, ITU-T Recommendation G.694.2 December 2002
- [23] Ramón Jesús Millán Tejedor y Ericsson España, *CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing)*, <http://www.coit.es/publicaciones/bit/bit158/60-62.pdf>
- [24] Fibra AllWave, *OFS*, <http://www.converttech.com.ar/pdfs/AllWaveMonomodo.pdf>
- [25] ITU-T, *Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*, ITU-T Recommendation G.694.1, June 2002.
- [26] Stamatios V. Kartalopoulos, *DWDM Networks, Devices and Technology*, IEEE Press, Ed. Wiley-Interscience 2003
- [27] Fujitsu, *DWDM Prerequisite Training*, Fujitsu, November 2002
- [28] Dr. Francisco Ramos Pascua, *Moduladores Ópticos Dpsk*, Universidad Politécnica de Valencia, <http://www.conectronica.com/redes-opticas/moduladores-opticos-dpsk>
- [29] Lightwave, *Nortel unveils commercially available 100G optical system*, Lightwave Newsletter, PennWell Corporation, December 14, 2009.
- [30] Padtec, *LightPad i1600G Sistema de Transmisión Multiservicio DWDM 160 canales*, Manual Técnico.
- [31] Mitsubishi Electric, *InGaAsP DFB-Laser diode with EA modulator*, Technical Data Sheet ML9XX41 SERIES, 2006.
- [32] JDSU, *10 Gb/s Dual Drive Mach-Zehnder (DDMZ) Modulator*, Technical Data Sheet, 2007.
- [33] Dr. Sergei Khotiaintsev, *Apuntes de clase Comunicaciones Ópticas*, Facultad de Ingeniería, UNAM, 2009.
- [34] Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón, *Hacia un sistema de comunicaciones totalmente óptico*. Series del Instituto de Ingeniería, UNAM, Mayo 2005.
- [35] X.X. Zhang, "Thin film optical filter – an enabling technology for modern optical communication systems", SPIE, October 2004.
- [36] Yang Mingzhang, *Basic knowledge about WDM principle*, Optical Network Technical Service Dept. HUAWEI, Internal Document, 2010

CAPÍTULO 3

Consideraciones de diseño para enlaces WDM

En la implementación de sistemas WDM, sobre todo DWDM, existen diferentes parámetros y consideraciones que se deben tomar en cuenta con el fin de garantizar una cierta calidad de la señal y del servicio. Los parámetros más importantes son: las limitaciones impuestas por la atenuación, la dispersión y las no-linealidades de la fibra. Este capítulo presenta como el bit rate y la distancia de transmisión están limitados por las pérdidas del enlace, la dispersión y los efectos no-lineales. Así mismo, mediante la ayuda de un simulador basado en LabView (elaborado en el Instituto de Ingeniería en colaboración con Bell Labs), se presentan gráficos que muestran como estos fenómenos afectan directamente a las señales ópticas que viajan por la fibra.

La Figura 3.1 muestra la estructura del simulador utilizado para la realización de las simulaciones.

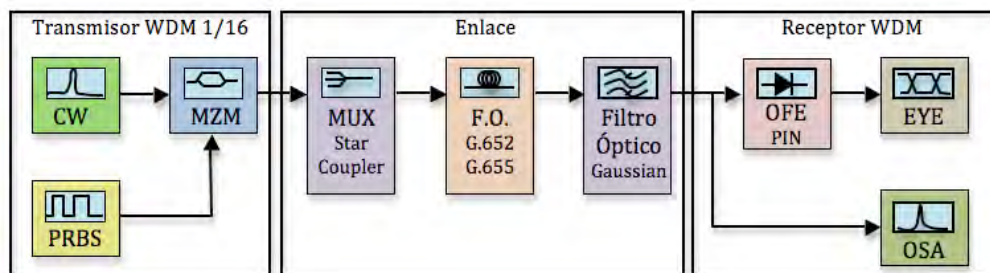


Figura 3.1. Estructura del simulador de un sistema de comunicaciones óptico WDM.

Los diferentes parámetros necesarios para el funcionamiento de cada uno de los elementos fue tomado de valores medidos (ver capítulo 4) y de hojas de especificaciones de dispositivos comerciales actuales, con el fin de que los resultados sean coherentes a la realidad y sirvan como base para el estudio de los enlaces de la Delta Metropolitana.

Los parámetros utilizados en cada uno de los elementos se resumen en el cuadro 3.1 siguiente.

Cuadro 3.1. Parámetros utilizados para los elementos del simulador WDM.

Transmisor	MUX	Fibra Óptica	Filtro Óptico	Receptor
Tipo: DFB + MZM	Tipo: Star Coupler	G.652	Gaussiano	Tipo $p-i-n$
Pout = 5 dBm	IL=2 dB	$\alpha = 0.21$ dB/km	Orden : 5	$BW_{OFE} = 9$ GHz
OSNR = 40 dB		$D = 17.34$ ps/nm*km	IL= 2 dB	$R_{1550nm} = 0.85$ A/W
Bit Rate = 10Gbps		$\eta = 2.4 \times 10^{-11}$ $\mu\text{m}^2/\text{mW}$	XTalk = -24 dB	Transimpedancia = 780Ω
Modulación NRZ- OOK		$A_{eff} = 80\mu\text{m}^2$	BW =45 Ghz	Noise = 1.4 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$S = 0.057$ ps/nm ² *km		
Laser linewidth = 30 Mhz		G.655		Dark current = 20 nA
EX = 25dB		$\alpha = 0.21$ dB/km		
$\lambda_{min} = 1539.76\text{nm}$		$D = 17$ ps/nm*km		
$\lambda_{max} = 1551.72\text{nm}$		$\eta = 2.5 \times 10^{-11}$ $\mu\text{m}^2/\text{mW}$		
$\Delta\text{Ch} = 100$ Ghz		$A_{eff} = 55 \mu\text{m}^2$		
		$S = 0.045$ ps/nm ² *km		

3.1. Limitantes en el Bit Rate debido al ensanchamiento del pulso

En la sección 2.3.3, el estudio del ensanchamiento del pulso óptico al propagarse por la fibra se basó en una aproximación para pulsos cuyo ancho espectral estaba dominado por el espectro de la fuente óptica. En la realidad, el ensanchamiento del pulso no solo depende del ancho espectral sino también de su forma. Por lo general, los sistemas de comunicaciones ópticas actuales manejan pulsos ópticos de forma Gaussiana. Por lo tanto, en esta sección se estudia el ensanchamiento de un pulso Gaussiano para fuentes cuyo ancho espectral es angosto, el cual es el caso de las fuentes utilizadas para sistemas ópticos modernos.

La componente escalar de campo eléctrico de una onda plana puede ser representada por la siguiente ecuación:

$$E(z,t) = \frac{1}{2} \left(E^+ e^{j(\omega t - \beta z)} + c.c. \right) \quad (3.1)$$

donde E^+ es una constante, β es la constante de propagación y $c.c.$ representa el complejo conjugado de dicha ecuación, última que es una solución particular de la ecuación de onda (A1.12). Como se mencionó en el capítulo 2, el ensanchamiento del pulso resulta de la dependencia de β con la frecuencia. Para pulsos donde $\Delta\omega \ll \omega_0$ es útil expandir $\beta(\omega)$ en una serie de Taylor alrededor de la frecuencia central de la portadora ω_0 hasta el término de tercer orden. Obteniéndose la siguiente expresión:

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \beta_3(\omega - \omega_0)^3 \quad (3.2)$$

donde $\beta_m = \left(\frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right)_{\omega=\omega_0}$. El primer término de la ecuación produce un cambio de fase y al ser constante no es de gran importancia. El segundo término está dado por $\beta_1 = 1/v_g$ donde v_g es la velocidad de grupo. El tercer término β_2 se conoce como coeficiente GVD y está relacionado con el parámetro de dispersión D ¹⁶. Por último, el

¹⁶ Ver sección 2.3.3.

cuarto término β_3 está relacionado con la pendiente de la dispersión S mediante la siguiente expresión:

$$S = (2\pi c / \lambda^2)^2 \beta_3 + (4\pi c / \lambda^3) \beta_2 \quad (3.3)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío expresada en nm/ps. El valor numérico de S juega un papel muy importante en el diseño de sistemas WDM. Como $S > 0$ para la mayoría de las fibras, diferentes canales tienen valores de GVD ligeramente diferentes. Esto ocasiona que sea difícil compensar varios canales al mismo tiempo.

El ensanchamiento del pulso puede ser obtenido mediante el factor de ensanchamiento [1]:

$$\frac{\sigma^2}{\sigma_0^2} = \left(1 + \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1 + V_\omega^2) \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1 + C^2 + V_\omega^2)^2 \left(\frac{\beta_3 L}{4\sqrt{2}\sigma_0^3}\right)^2 \quad (3.4)$$

donde V_ω se define como $V_\omega = 2\sigma_\omega\sigma_0$ y σ_ω es el ancho espectral RMS de un pulso Gaussiano. El parámetro C gobierna el chirp de frecuencia impuesto al pulso. El ancho RMS del pulso Gaussiano de entrada σ_0 se expresa como $\sigma_0 = T_0 / \sqrt{2}$, donde T_0 representa la profundidad a $1/e$ del punto de intensidad más alto del pulso y se relaciona con su anchura medida a la mitad de la potencia máxima (FWHM) mediante [1]:

$$T_{FWHM} = 2(\ln 2)^{1/2} T_0 \approx 1.665 T_0 \quad (3.5)$$

Para fuentes cuyo ancho espectral es angosto se tiene que $V_\omega \ll 1$, de esta manera si despejamos σ de la ecuación (3.4) obtenemos la ecuación general que caracteriza el ensanchamiento total de un pulso de entrada σ_0 debido al ensanchamiento provocado por la dispersión de la fibra σ_D .

$$\sigma^2 = \sigma_0^2 + C\beta_2 L + \left[\left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2 + \left(\frac{\beta_3 L}{4\sqrt{2}\sigma_0^2}\right)^2 \right] (1 + C^2) \quad (3.6)$$

Dependiendo de que tipo de fibra se este utilizando, los parámetros β_2 y β_3 se pueden despreciar [1]. De esta manera, si se está operando lejos de la zona donde el parámetro de dispersión D de la fibra es cero (G.652, G.655), entonces β_3 puede ser despreciado, quedando la ecuación (3.6) de la siguiente manera:

$$\sigma^2 = \sigma_0^2 + C\beta_2 L + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2 (1 + C^2) \quad (3.7)$$

Así mismo, para fuentes que no presenten chirp el parámetro C puede ser despreciado. Por otro lado, si se trabaja en la zona cuyo parámetro de dispersión es cero (G.653), entonces β_2 se puede despreciar, quedando la expresión (3.6) de la siguiente manera [1]:

$$\sigma^2 = \sigma_0^2 + (1 + C^2) \left(\frac{\beta_3 L}{4\sqrt{2}\sigma_0^2}\right)^2 \quad (3.8)$$

El parámetro σ_0 se puede relacionar con el bit rate usando el criterio de que para formatos NRZ y pulsos Gaussianos, por lo menos el 95% de la energía del pulso debe permanecer dentro del bit slot [1]. Así, la anchura RMS inicial de un pulso depende del factor de forma N , del tipo de modulación (NRZ, RZ) y de la velocidad de transmisión B según:

$$\sigma_0 = \frac{f}{NB} \quad (3.9)$$

donde para pulsos NRZ; $f=1$ y $N=4$. Hoy en día, prácticamente todos los sistemas trabajando a tasas por debajo de los 10 Gbps utilizan modulación NRZ. Debido a que este tipo de sistemas corresponden a los enlaces de la Delta Metropolitana, únicamente se analizan este tipo de pulsos ópticos.

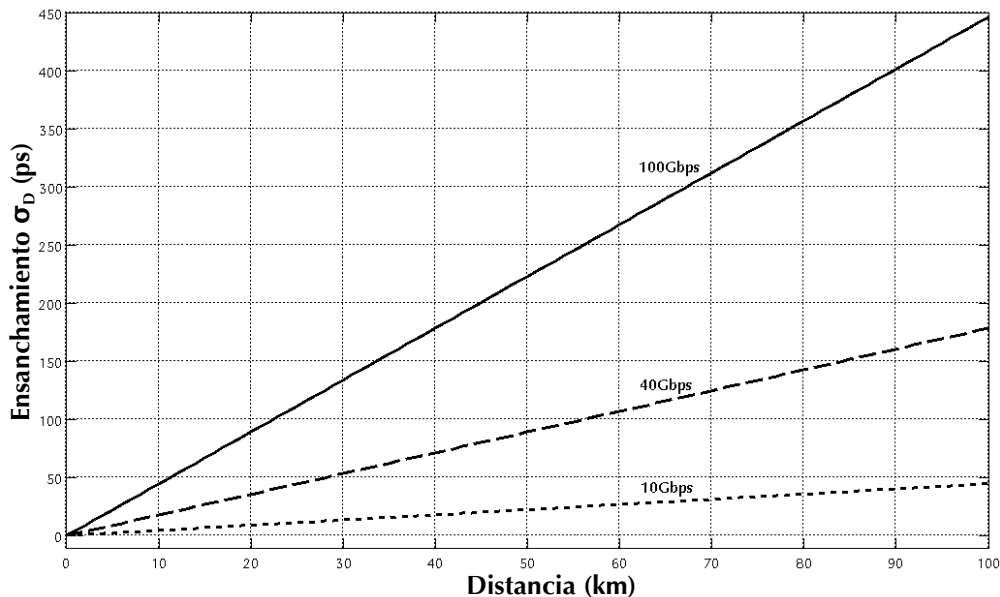


Figura 3.2. Ensanchamiento σ_D de un pulso óptico NRZ-00K para bit rates de 100 Gbps, 40Gbps y 10 Gbps con respecto a la distancia.

Si se observan las ecuaciones (3.6), (3.7) y (3.8) se podrá observar que el ancho RMS total de un pulso óptico es la suma del ancho RMS inicial más un cierto ensanchamiento σ_D . De esta manera, la ecuación general puede expresarse como:

$$\sigma^2 = \sigma_0^2 + \sigma_D^2 \quad (3.10)$$

El tipo de fibra óptica contemplada para la implementación de los enlaces de la Delta corresponde a fibra G.652, por lo que se debe utilizar la expresión 3.7 donde el parámetro β_2 es despreciado, igualmente, si consideramos chirp nulo ($C=0$) debido a la utilización de moduladores externos, entonces la Figura 3.2 muestra el ensanchamiento del pulso σ_D para bit rates de 100 Gbps, 40 Gbps y 10 Gbps para $D=17.34$ ps/nm*km y $S=0.057$ ps/nm²*km a una longitud de onda de 1550 nm.

Como se explicó en el capítulo 2, la razón por la que el ensanchamiento del pulso es nocivo se debe a que entre mayor sea éste, empieza a existir interferencia entre bits, ocasionando que el receptor no pueda distinguir entre 1's y 0's. Esto a su vez ocasiona que el BER aumente, cayendo de esta manera en una penalización de potencia.

En otras palabras, el deterioro de la señal debido a la dispersión se debe de compensar con una cantidad adicional de potencia llamada "penalización de potencia" que se determina mediante la siguiente expresión [4]:

$$P[dB] = 5 \log(1 + 2\pi\epsilon^2) \quad (3.11)$$

Para una cierta penalización de potencia y un cierto BER, la UIT-T especifica que el ensanchamiento de un pulso debe ser menor a una cierta fracción ϵ del periodo de bit. Dicha fracción se obtiene al imponer un máximo a la penalización de potencia debida a la interferencia entre símbolos. Por lo tanto, la limitante del ensanchamiento del pulso para un cierto bit rate B queda descrita por [3]:

$$\sigma_D \leq \frac{\epsilon}{B} \quad (3.12)$$

El cuadro 3.2 muestra los valores típicos de ϵ especificados por la UIT-T para una cierta penalización de potencia y un BER de 10^{-12} [4].

Cuadro 3.2. Valores de Epsilon para ciertas penalizaciones de potencia y un BER de 10^{-12} .

Penalización de potencia (dB)	Valor épsilon
0,5	0,203 \approx 0,2
1	0,305 \approx 0,3
2	0,491 \approx 0,48

Para sistemas OOK-NRZ operando a 10 Gbps sobre fibras G.652 y longitudes de onda alrededor de los 1550 nm, las distancias máximas de transmisión para valores de penalización de potencia de 0.5, 1 y 2 dB pueden alcanzar los 45 km, 67 km y 107 km respectivamente, mientras que para fibras G.655 las distancias pueden llegar a los 174 km, 261 km y 418 km respectivamente.

Mediante la utilización del simulador de la Figura 3.1, el diagrama de ojo de la Figura 3.3 corresponde a un ojo inmediatamente a la salida de un láser, cuyas características se resumen en el cuadro 3.1, donde ningún efecto nocivo ha afectado a la señal.

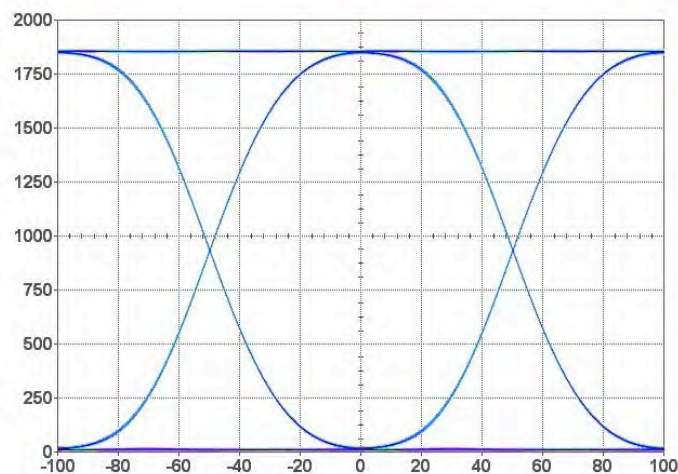


Figura 3.3. Diagrama de ojo inmediatamente a la salida del transmisor.

De esta manera, utilizando un receptor ideal sin ruido (Noise = 0 pA/√Hz, Dark current = 0 nA) y una fibra G.652 sin atenuación con el fin de observar únicamente los efectos de dispersión, la Figura 3.4 muestra los diagramas de ojo¹⁷ para un enlace con distancias de 20, 40, 80 y 160 km a una longitud de onda de 1546.119 nm. En general, el ensanchamiento de los pulsos que se propagan por la fibra ocasionado por la dispersión, se traduce en un desplazamiento de fase o jitter, los cuales a su vez, ocasionan que el ojo se cierre, ocasionando el aumento del BER.

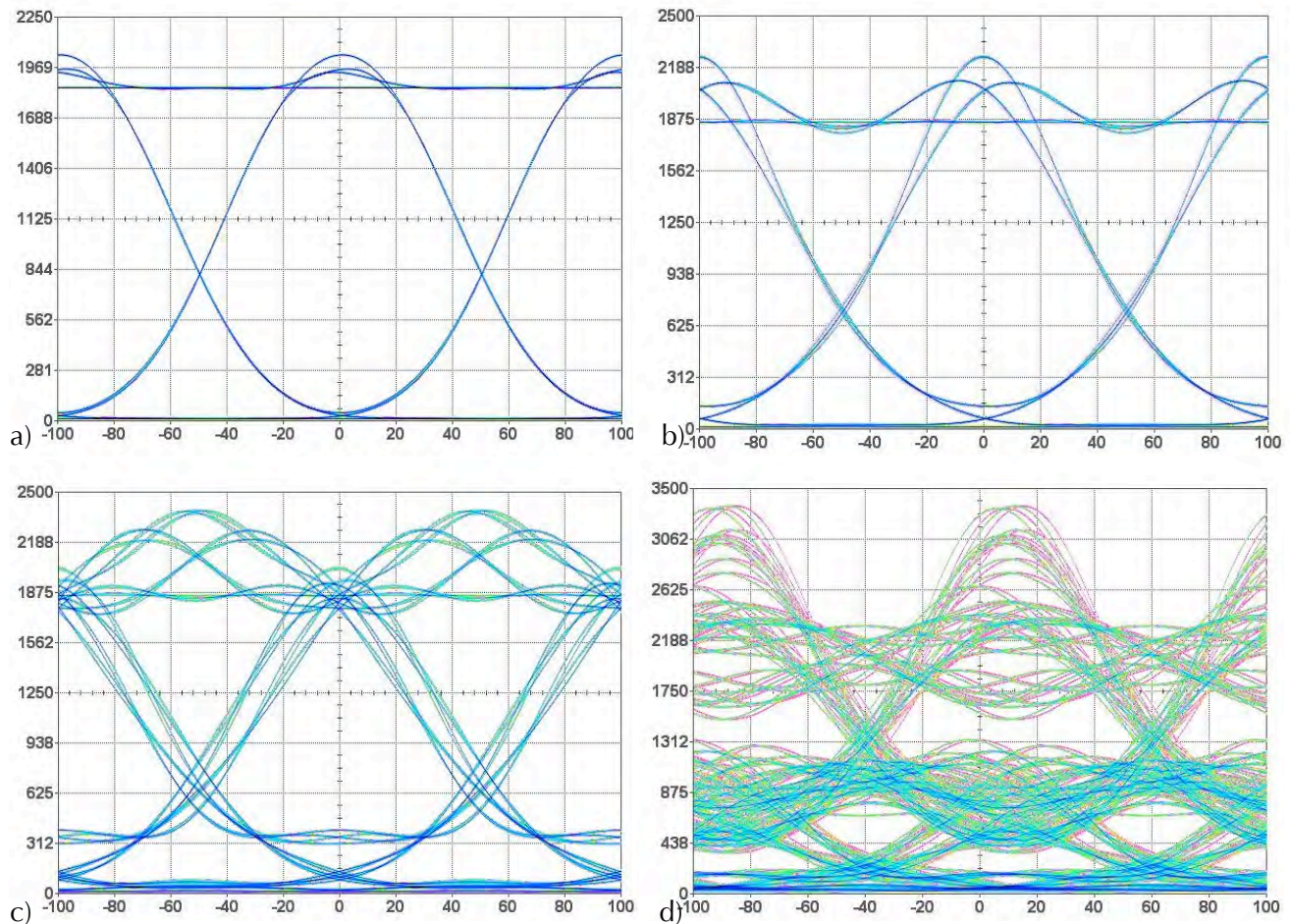


Figura 3.4. Efecto de la dispersión por fibra G.652 de longitud a)20km, b)40km, c)80km y d)160km.

Analizando los diagramas se puede observar que por un lado el jitter aumenta conforme aumenta la dispersión, (existe una mayor interferencia intersimbólica ISI), y por el otro, se observa la clara degradación de la forma del ojo debido al desplazamiento de fase excesivo de los pulsos, ocasionando que el receptor sea incapaz de recuperar la señal transmitida.

Hoy en día existen diferentes métodos para contrarrestar los efectos de la dispersión, desde nuevas formas de modulación y codificación, fibras compensadoras de dispersión, hasta la utilización de códigos correctores de

¹⁷ Todas las escalas se encuentran en mV y ps.

errores FEC y el uso de prechirp en los láseres. El uso de estos diferentes métodos ha logrado que la limitación en distancia de transmisión se encuentre regida por la atenuación y no por el ensanchamiento del pulso.

En el caso particular de los enlaces de la Delta Metropolitana, se puede concluir a partir de las expresiones 3.7 y 3.12, así como de la Figura 3.4, que el ensanchamiento del pulso debido a la dispersión no conlleva mayores limitaciones al sistema, debido a la relativamente baja longitud de los enlaces (<40 km) y a la tasa de transmisión utilizada (10 Gbps). En este sentido, se puede trabajar con una penalización de potencia debido a la dispersión menor a 1dB y cumplir con un BER de 10^{-12} .

3.2. Limitantes debido a la Atenuación

Adicionalmente a las limitantes producidas por la dispersión, las pérdidas de la fibra también limitan la distancia máxima de transmisión y el producto BL del sistema. Si consideramos un sistema donde un transmisor es capaz de emitir una potencia promedio P_{tr} y un receptor que necesita una potencia mínima P_{rec} a un cierto bit rate B para recuperar la señal, entonces la distancia máxima de transmisión puede ser encontrada mediante la siguiente expresión [1]:

$$L = \frac{10}{\alpha_f} \log_{10} \left(\frac{\overline{P}_{tr}}{\overline{P}_{rec}} \right) \quad (3.13)$$

donde α_f es la atenuación por kilómetro (dB/km) característica de la fibra. La dependencia de la distancia con el bit rate se debe a que la P_{rec} depende linealmente de éste, donde $P_{rec} = N_p h \nu B$. Siendo $h \nu$ la energía del fotón y N_p el número de fotones por bit promedio requeridos por el receptor para garantizar un cierto BER. El parámetro N_p expresa la sensibilidad del receptor en términos del número de fotones requeridos por bit y se relaciona con el BER requerido de la siguiente manera [12]:

$$BER = e^{-\overline{N}_p} \quad (3.14)$$

El resultado exacto de la ecuación (3.13) se le conoce como límite cuántico. Mediante la expresión (3.14) se puede obtener que $N_p = 27.63 \approx 28$, sin embargo receptores actuales trabajan 20 dB por arriba de este valor [1]. Hoy en día, la mayoría de los fotodiodos tipo *p-i-n* presentan una sensibilidad para 10 Gbps y un BER de 10^{-12} alrededor de los -16 dBm mientras que fotodiodos APD alcanzan los -28 dBm. Lo que equivaldría a tener valores de N_p de 20000 y 2500 respectivamente.

Sin embargo, el problema de la atenuación no solo está referido a la sensibilidad de un receptor, sino que también juega un papel muy importante en la SNR. Esto se debe principalmente a que el receptor no se encuentra libre de ruido como se estudio en la sección 2.4.1, esto ocasiona que si el nivel de la señal recibida es demasiado pequeño entonces cada vez más se asemejará al nivel de ruido del receptor, disminuyendo de esta manera su SNR.

La Figura 3.5 muestra los diagramas de ojo obtenidos para diferentes valores de atenuación, donde el eje de potencia se encuentra en mV y el de tiempo en ps, utilizando un fotorreceptor comercial marca Lucent con niveles de ruido correspondientes a: Noise = 14 ps/ $\sqrt{\text{Hz}}$ y Dark current = 20 nA, tal y como se indica en el cuadro 3.1. De esta manera se logra observar el comportamiento de un canal de transmisión a 10 Gbps frente a diferentes niveles

de atenuación sin considerar efectos por dispersión.

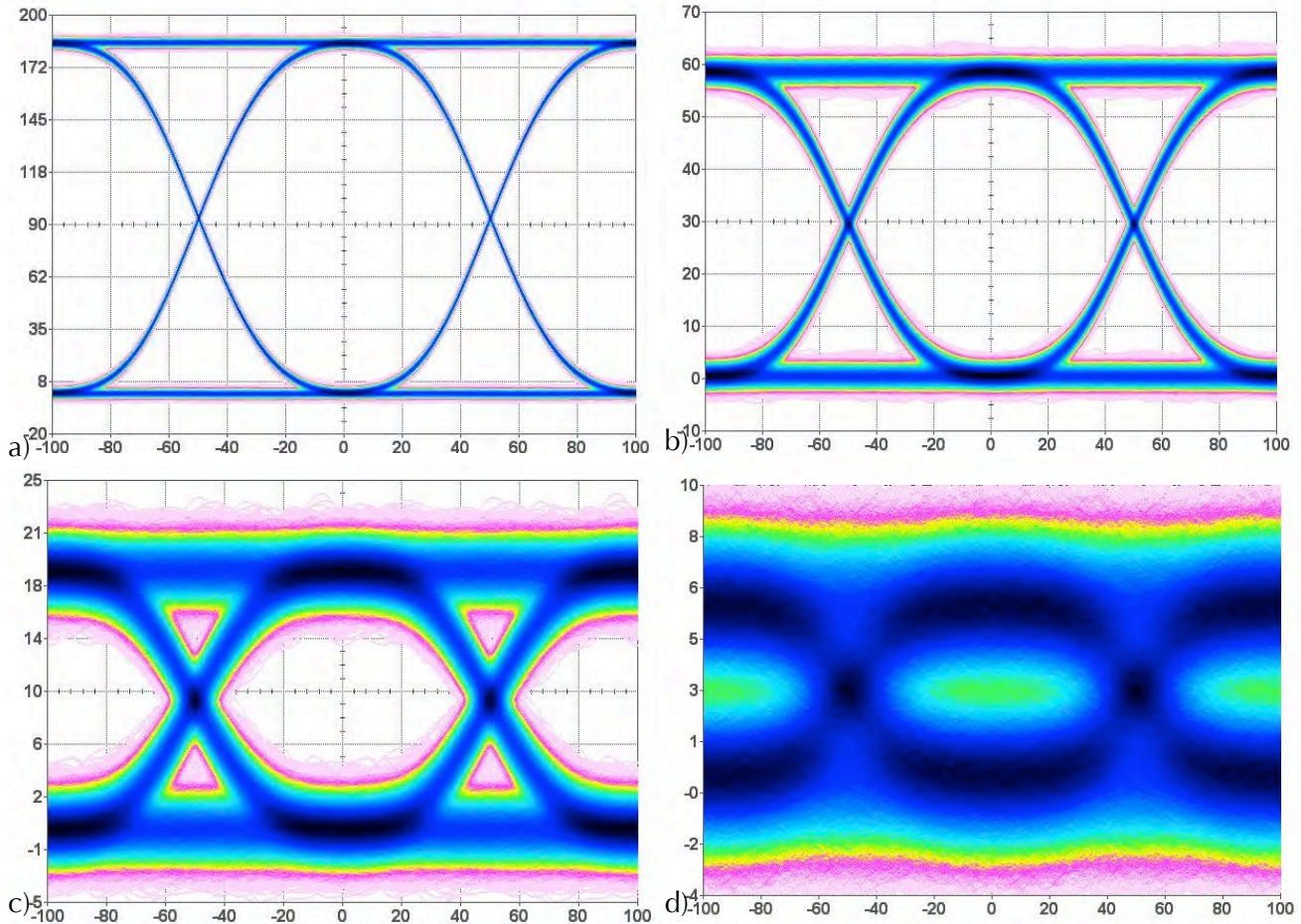


Figura 3.5. Diagramas de ojo para a) 10dB, b) 15dB, c) 20dB y d) 25dB de atenuación.

Observando los diagramas de ojo anteriores, se puede visualizar la clara degradación del patrón a medida que aumenta la atenuación de las señales, la cuál dependerá principalmente de las distancias asociadas al enlace y de los elementos contenidos en él. A medida que la potencia de la señal disminuye, el ojo se va estrechando cada vez más, por lo que se hace cada vez más difícil la interpretación de los pulsos por parte del receptor.

Como se mencionó, el estrechamiento del ojo se debe principalmente a que el receptor no se encuentra libre de ruido, el cual se adiciona a la señal. Conforme la señal se atenúa la SNR en el receptor disminuye, ocasionado el efecto arriba mostrado. Esto hace notar que las características del fotorreceptor utilizado son críticas para una recepción más óptima, entre las cuales se destacan la sensibilidad, la responsividad y el ruido propio del receptor.

Cabe resaltar que sistemas ópticos de larga distancia trabajan por lo general con fotodiodos de avalancha, los cuales al introducir una ganancia inicial a la señal mejoran considerablemente el ojo, pudiendo soportar una mayor atenuación en el enlace. Debido a limitantes del simulador, dichos fotodiodos no se encuentran implementados y por lo tanto se utilizó un fotodiodo *p-i-n* tal como se muestra en la Figura 3.1.

Como se mencionó anteriormente, en un enlace la atenuación no solo depende de aquella propia de la fibra, sino

también de las pérdidas introducidas por cada uno de los elementos que conforman el enlace. En este caso, el *presupuesto de potencia* se utiliza para asegurar que suficiente potencia llegue al receptor para mantener un cierto rendimiento aceptable del enlace. La potencia óptica recibida dependerá de la cantidad de potencia óptica transmitida y acoplada a la fibra, de las pérdidas propias de la fibra y de las pérdidas provocadas por el uso de conectores, uniones y dispositivos pasivos como multiplexores, circuladores, etc.

El presupuesto de potencia se trata simplemente en restar a la potencia de transmisión todas las pérdidas que sufre ésta por los diferentes elementos en el enlace, asegurando que sea mayor a la sensibilidad del receptor. Es importante aclarar que tanto las potencias como las pérdidas se expresan en dB [1].

$$P_{rec\ min} \leq P_{tr} - C_L - M_s \quad (3.15)$$

donde C_L son las pérdidas totales por conectores, distancia del enlace, OADMs, multiplexores, etc., y M_s es un margen de seguridad que se deja para contrarrestar penalizaciones de potencia por la degradación de los dispositivos a través del tiempo. En la práctica este margen oscila entre 4 y 6 dB [1,12].

Debido a que los enlaces de la Delta se realizarán por las líneas del sistema de transporte colectivo metro, la instalación de la fibra se deberá realizar por secciones con el fin de no interferir con el servicio del metro. Esto ocasiona que existan una gran cantidad de empalmes sobre los enlaces (≈ 21 por cada enlace), aunado a las pérdidas de los elementos como multiplexores, demultiplexores y paneles distribuidores de fibra, los enlaces presentan una atenuación aproximada de 25 dB [19].

Esto implica que sea imposible la utilización de fotorreceptores tipo *p-i-n* cuya sensibilidad oscila alrededor de los -16 dB para tasas de transmisión de 10 Gbps. La sección 4.1.3. realiza una comparación en cuanto a la sensibilidad de fotorreceptores tipo *p-i-n* y APD mediante los equipos DWDM de la empresa Padtec, donde se visualiza la clara ventaja en cuanto a sensibilidad que presentan estos últimos.

3.3. Efecto de las no-linealidades

Adicionalmente a las limitaciones debidas a la dispersión y a la atenuación, la aparición de efectos no-lineales en fibras ópticas resulta en una de las mayores limitantes para sistemas DWDM. Hasta el momento, el índice de refracción de la fibra se ha asumido como independiente de la potencia óptica, en realidad todos los dieléctricos se comportan de una manera no lineal cuando existen potencias ópticas suficientemente grandes (campos electromagnéticos muy intensos) propagándose por ellos, haciendo que su índice de refracción aumente con la intensidad de la onda. Debido a que el SiO_2 es un material con baja no-linealidad, hasta hace relativamente poco solo representaba efectos de segundo orden (como la PMD¹⁸). Pero con la aparición de amplificadores ópticos que introducen fuertes potencias en los pequeños núcleos de las fibras y la utilización de tecnología WDM, los efectos no lineales en fibras ópticas son cada vez más importantes [1,15].

De entre los efectos no-lineales que mayor afectan el rendimiento de un sistema WDM se encuentra el efecto Kerr, el cual es un efecto no-lineal provocado por la dependencia del índice de refracción de la fibra con la intensidad del campo eléctrico aplicado. Dicho efecto se puede encontrar en el Apéndice 2.

¹⁸ Polarization Mode Dispersion.

De esta manera, el índice de refracción total incluyendo la parte no-lineal se encuentra dado por la siguiente ecuación [1,15]:

$$n = n_1 + n_2 \frac{P}{A_{eff}} \quad (3.16)$$

Donde n_1 es el valor lineal, n_2 es el coeficiente no-lineal y tiene un valor constante para fibras de silicio de $n_2 \cong 2.6 \times 10^{-11}$ [$\mu\text{m}^2/\text{mW}$] y el coeficiente P/A_{eff} corresponde a la intensidad de la onda incidente (potencia sobre área efectiva). Esto ocasiona a su vez un cambio en la constante de propagación β haciéndola dependiente de la intensidad de la onda, pudiéndola expresar de la siguiente manera [1]:

$$\beta' = \beta + \frac{k_0 n_2 P}{A_{eff}} \equiv \beta + \gamma P \quad (3.17)$$

Donde $\gamma = 2\pi n_2 / (A_{eff} \lambda)$ es un parámetro no-lineal muy importante que oscila entre valores de 1 a 5 W^{-1}/km dependiendo de los valores de A_{eff} y la longitud de onda λ . Esta dependencia del índice de refracción con la potencia de la onda ocasiona la aparición de tres efectos no lineales de gran importancia, los cuales son: SPM o *Self Phase Modulation*, XPM o *Cross Phase Modulation* y FWM o *Four Wave Mixing*.

3.3.1. Self Phase Modulation SPM

En primer lugar, el efecto de SPM es un efecto no-lineal que ocasiona la modulación de la fase de la señal a partir de su propia potencia. De la ecuación 3.1 se observa que la fase de la señal que se transmite por la fibra se incrementa de una manera lineal conforme aumenta z , en este caso el parámetro γ ocasiona una variación de fase no lineal que se encuentra dada por la siguiente expresión [1,16]:

$$\phi_{NL} = \int_0^L \gamma P(z) dz = \gamma P_{in} L_{eff} \quad (3.18)$$

donde P_{in} es la potencia óptica de entrada a la fibra y L_{eff} es la longitud efectiva de interacción que se define como: $L_{eff} = [1 - \exp(-\alpha L)] / \alpha$. En la práctica, la dependencia temporal de P_{in} provoca que ϕ_{NL} varíe con el tiempo de la misma manera como la señal óptica cambia. Debido a que esta modulación no-lineal de fase es autoinducida por la señal, al fenómeno no-lineal responsable se le conoce como automodulación de fase o *self-phase modulation* SPM.

La manera en la que este fenómeno afecta la transmisión de pulsos ópticos por la fibra se debe a que la dependencia de P_{in} con el tiempo inducirá un chirp a la señal, lo que se traducirá a un ensanchamiento del pulso. Con el fin de reducir este efecto se debe buscar satisfacer que $\phi_{NL} \ll 1$, lo que se traduce a tener valores de potencia de entrada a la fibra $P_{in} \ll \alpha / \gamma$, siendo $L_{eff} = 1 / \alpha$. Esta limitante afecta de manera importante a comunicaciones de larga distancia, al no poder aumentar la potencia óptica de transmisión sobre ese límite para corregir efectos de pérdidas del enlace.

3.3.2. Cross Phase Modulation XPM

En sistemas WDM donde múltiples canales se transmiten por la fibra, la dependencia del índice de refracción con la potencia da lugar a otro fenómeno no-lineal llamado *modulación cruzada de fase* o XPM. Este fenómeno se debe a que la variación no-lineal de la fase no solo depende de la potencia óptica de ese canal, sino también de la de otros canales [16].

En este caso la variación no-lineal de la fase de un canal viene dada por [1]:

$$\phi_j^{NL} = \gamma L_{eff} \left(P_j + 2 \sum_{m \neq j} P_m \right) \quad (3.19)$$

donde el primer término se refiere a la variación de la fase debida a SPM y la sumatoria a la provocada por todos los demás canales transmitidos. Sin embargo, esta ecuación no toma en consideración los efectos de la dispersión sobre los múltiples canales. En general, señales viajando a diferentes longitudes de onda viajarán a diferentes velocidades debido a la diferencia del valor de dispersión cromática de la fibra. La diferencia de la velocidad de grupo juega un papel muy importante ya que limita la interacción de XPM, ya que ésta solo ocurre cuando dos pulsos se traslapan en tiempo. Para canales ampliamente espaciados, este traslape solo ocurrirá por un periodo corto de tiempo, por lo que los efectos de XPM son prácticamente despreciables. Por otro lado, para canales adyacentes, este traslape será lo suficientemente largo como para que los efectos de XPM se acumulen en la señal.

El incremento en las tasas de transmisión hace que XPM sea un importante fenómeno que limita el desempeño de los sistemas ópticos que utilizan fibra estándar (G.652), las cuales poseen una gran dispersión cromática en la región de los 1550nm. Los sistemas WDM que utilizan modulación OOK y detección directa no son sensibles a las fluctuaciones de fase de la señal provocadas por XPM, por lo que éstas no son una fuente directa de la degradación. Sin embargo, debido a la existencia de la dispersión de la fibra, las fluctuaciones de fase son convertidas en fluctuaciones de intensidad (Fig. 3.6) y éstas pueden degradar el desempeño del sistema [17].

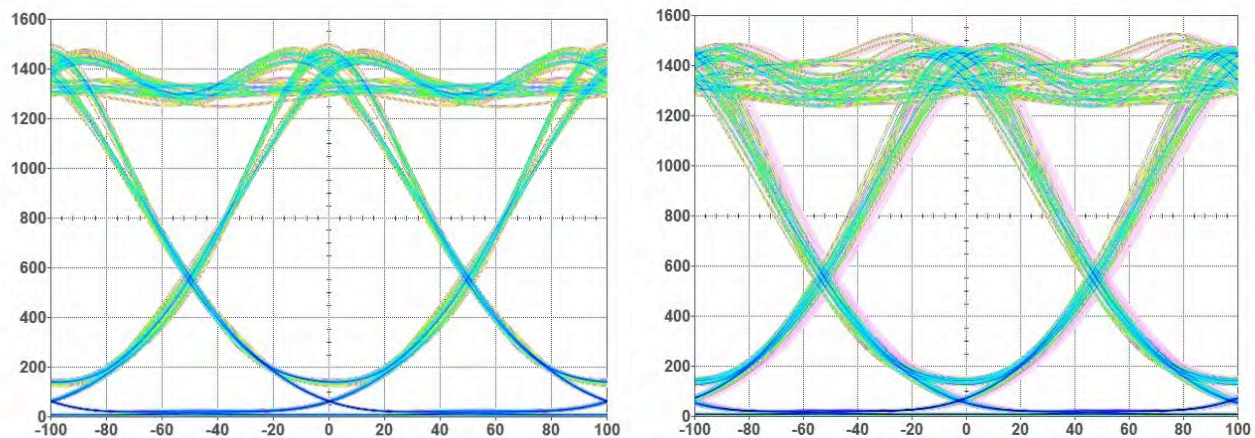


Figura 3.6. Efectos de XPM sobre una señal a 10 Gbps demultiplexada de entre 14¹⁹ canales a 14 dBm de potencia óptica de transmisión cada uno para 40km de fibra G.652. Sin efectos de XPM²⁰ (izquierda), con XPM (derecha).

¹⁹ La señal demultiplexada corresponde al canal 8 (1546.119 nm) de un total de 16 canales. Los canales 6 y 9 se encuentran apagados para disminuir efectos por FWM.

²⁰ Para eliminar los efectos por XPM simplemente se apagó la dependencia por efectos no lineales en el simulador.

3.3.3. Four Wave Mixing FWM

Por último, FWM es un fenómeno causado por el efecto Kerr en el cual diferentes canales ópticos interactúan entre sí de tal forma que dan lugar a la creación de nuevas componentes espectrales. Para un sistema con 3 canales localizados en frecuencias f_1 , f_2 y f_3 el efecto de FWM daría origen a frecuencias ubicadas en $f_{ijk} = \pm f_1 \pm f_2 \pm f_3$. Los efectos de FWM se presentan para valores pequeños de D y espaciamientos entre canales pequeños [1]. La generación de estas nuevas frecuencias afectan el desempeño de un sistema WDM debido a que éstas pueden llegar a interferir con otro o varios canales, aumentando de esta manera el crosstalk intercanal.

Un ejemplo del efecto de FWM se presenta en la Figura 3.7, donde se muestra la comparación de 3 canales DWDM correspondientes a 1549.315 nm, 1550.116 nm y 1550.918 nm al ser afectados por FWM y sin él²¹. La transmisión corresponde a 10 km de fibra G.652 donde el coeficiente de dispersión se ha $D_{@1550\text{nm}}=0.5$ ps/nm*km con el fin de aumentar los efectos por FWM. Los canales corresponden a transmisores cuyas características se presentan en el cuadro 3.1.

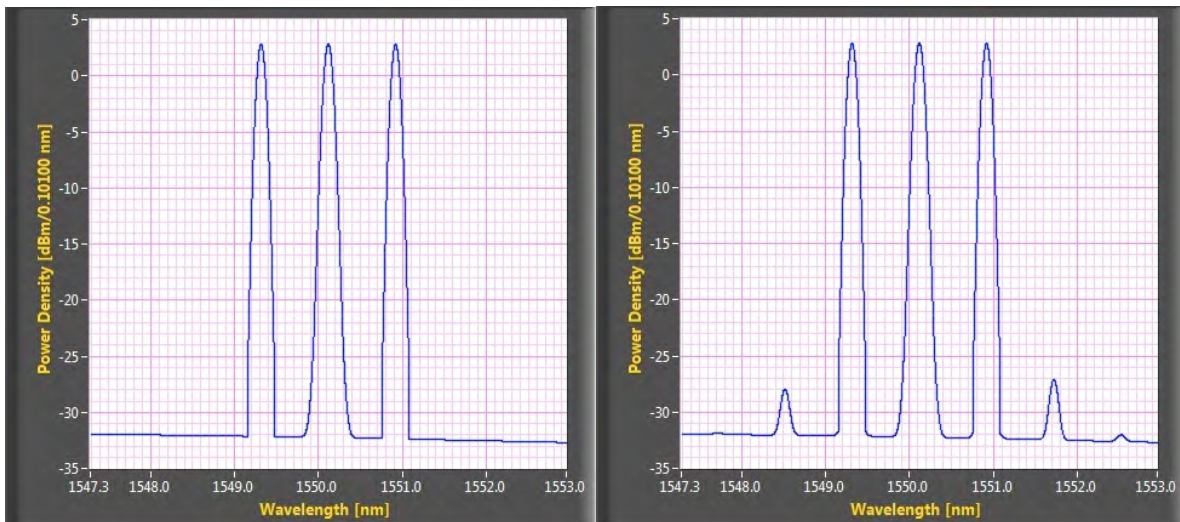


Figura 3.7. Canales 1549.315 nm, 1550.116 nm y 1550.918 nm sobre fibra G.652 con $D=0.5$, sin efectos de FWM²¹ (izquierda) y con efectos de FWM (derecha).

De la Figura 3.7 se puede observar claramente la aparición de nuevas longitudes de onda adicionales a los canales originales provocadas por el efecto de FWM, dichas longitudes de onda no solo se presentan a los costados de los 3 canales sino también sobre ellos. En el dominio del tiempo, esto se puede observar en la Figura 3.8 siguiente, donde el canal intermedio de 1550.116 nm ha sido demultiplexado mediante un DEMUX con las siguientes características especificadas en el cuadro 3.1.

²¹ Los efectos de FWM fueron eliminados apagando la aportación por efectos no lineales en el simulador (izquierda). Por otro lado, los efectos de XPM no se presentan debido a que los 15 canales adyacentes no cuentan con modulación de datos.

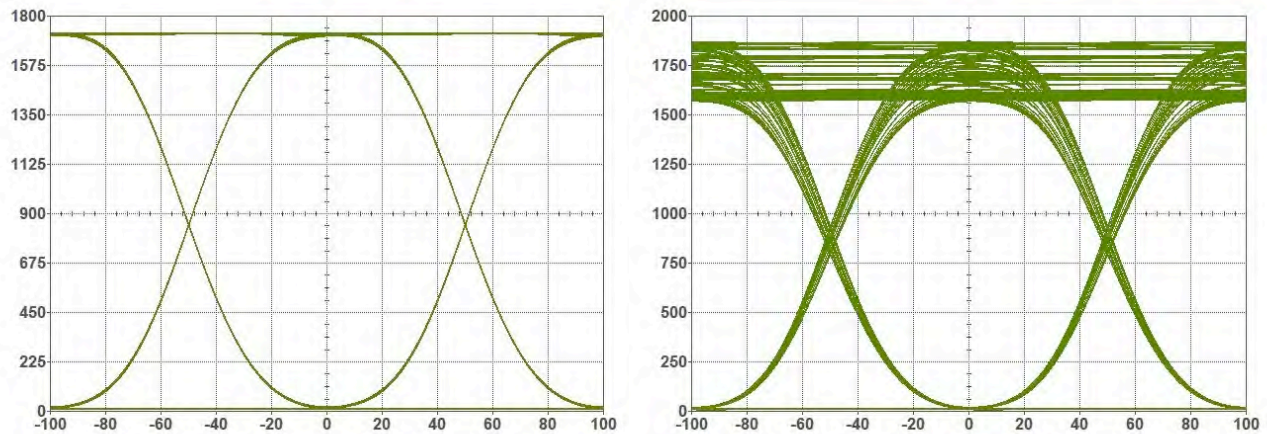


Figura 3.8. Diagrama de ojo para canal 1550.116 nm demultiplexado, sin FWM (izquierda) y con FWM (derecha).

Se puede notar claramente la degradación que sufre el canal debido a la interferencia provocada por las longitudes de onda originadas por FWM. También se puede notar que dicha interferencia se produce principalmente en los niveles altos de potencia o 1s lógicos, reduciendo de esta manera la apertura del ojo y degradando el BER en la recepción. Debido a que el simulador no tiene la capacidad de discriminar entre efectos de FWM y XPM, con el fin de presentar únicamente efectos por FWM, los canales adyacentes se encuentran únicamente como fuentes CW, sin modulación de datos. De esta manera, al no existir una variación de potencia con respecto al tiempo, la variación de fase se mantiene constante, eliminando efectos por XPM y preservando efectos por FWM [18].

A medida que más canales WDM sean multiplexados por la misma fibra, mayor número de longitudes de onda interferentes caerán dentro de los canales transmitidos. Obsérvese la siguiente transmisión (Fig. 3.9) correspondiente a 16 canales con un espaciamiento de 0.8nm correspondiente a DWDM, con potencias de transmisión de 5 dBm para cada uno.

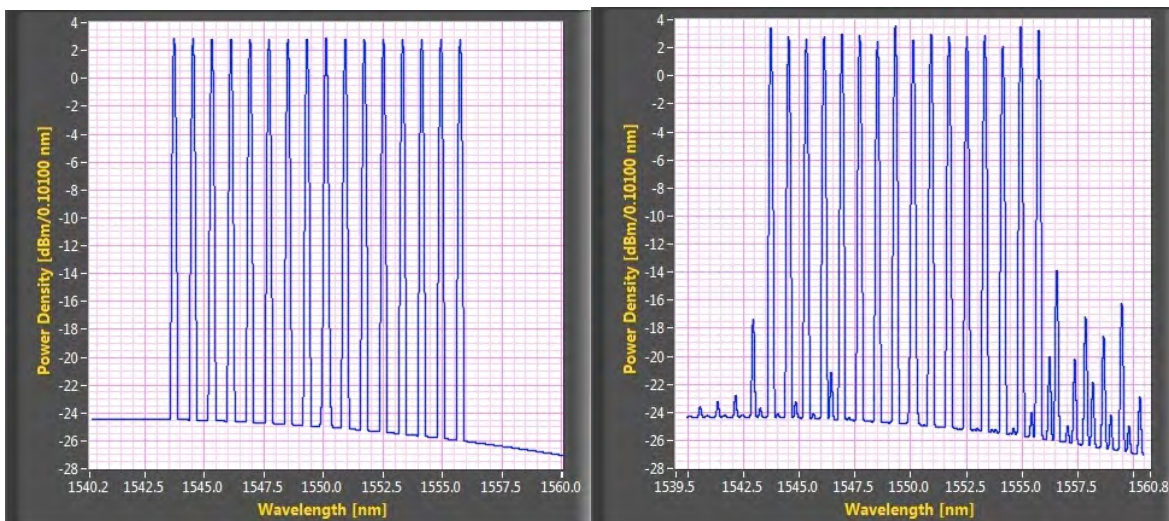


Figura 3.9. 16 canales multiplexados sobre fibra G.652 con $D=0.5$, sin efectos de FWM (izquierda) y con efectos de FWM (derecha)

Se puede observar que la aparición de frecuencias FWM se sitúan en mayor medida a la derecha del espectro óptico (menores frecuencias). Esto se debe principalmente a que el coeficiente de dispersión es de signo positivo, recorriendo el espectro hacia longitudes de onda más grandes.

Si el canal central de 1550.116 nm fuera demultiplexado (Fig. 3.10) se podría observar una mayor degradación del ojo debido a la interferencia del resto de los canales sobre él. Sin embargo, se debe aclarar que entre mayor diferencia espectral exista entre los canales adyacentes y el canal bajo estudio, menor será la aportación de los efectos de FWM debido a estos. Esto quiere decir que los canales más cercanos al canal bajo estudio serán aquellos que generaran un mayor crosstalk intercanal debido a frecuencias FWM.

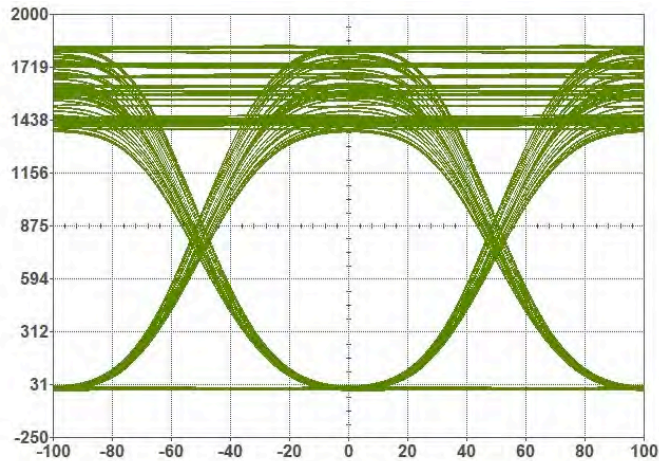


Figura 3.10. Diagrama de ojo para canal 1550.116 nm demultiplexado de entre 16 canales a 5 dBm/ch sobre fibra G.655 con $D=0$ ps/nm*km.

Como se ha mencionado con anterioridad, el efecto de FWM tienen una dependencia con el coeficiente de dispersión D , de esta manera cuando $D=0$ ps/nm*km éste se presenta más fuertemente, y conforme D aumenta los efectos de FWM desaparecen. La Figura 3.11 muestra los diagramas de ojo para el canal de 1550.116 nm correspondiente a la transmisión de la Figura 3.10 pero utilizando coeficientes de dispersión $D=1$ y $D=5$ ps/nm*km.

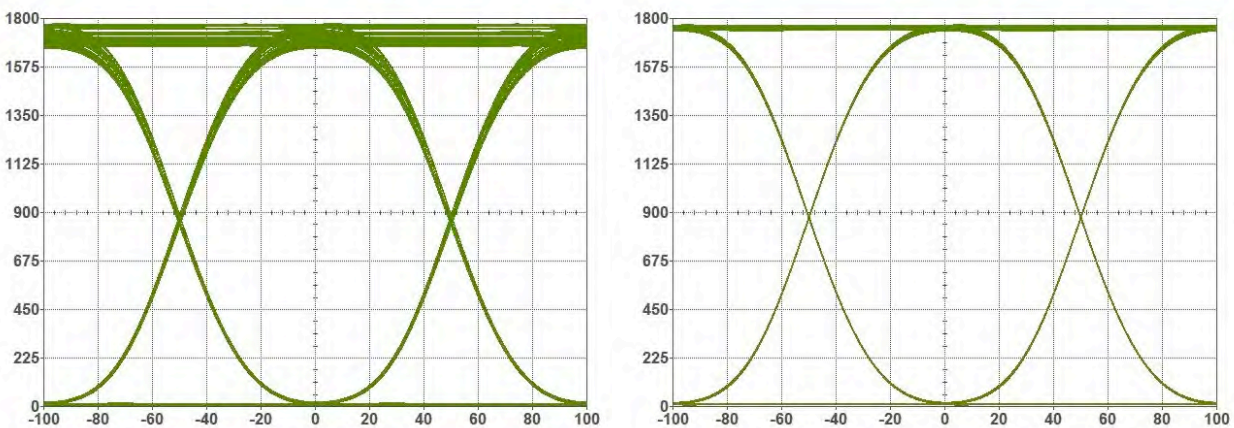


Figura 3.11. Diagrama de ojo para canal 1550.116 nm demultiplexado de 16 canales sobre una fibra G.655 con $D=1$ (izquierda) y $D=5$ (derecha).

Se puede observar como con tan solo un coeficiente de dispersión $D=5$ ps/nm*km los efectos de FWM desaparecen casi completamente. Hoy en día las fibras DSF se han reemplazado por NZ-DSF justamente con el fin de aumentar ligeramente la dispersión y reducir los efectos de FWM para sistemas multicanal.

Debido a que FWM es un fenómeno que puede ser fácilmente evitado utilizando fibras cuyo coeficiente de dispersión sea diferente de 0 en la ventana de trabajo o utilizando canales con espaciamientos no uniformes, para sistemas de muy alta capacidad (varios canales >10Gbps sobre fibras G.655) los efectos de XPM son más importantes que los de FWM y son el factor determinante del desempeño del sistema [18].

3.4. Transmisión real

Los diferentes efectos mostrados con anterioridad degradan de una manera considerable el desempeño de un enlace WDM, sin embargo, en un sistema real estos efectos no se presentan por separado y la presencia de cada uno de ellos sobre una transmisión real degrada en mayor proporción la forma de la señal que se propaga por la fibra.

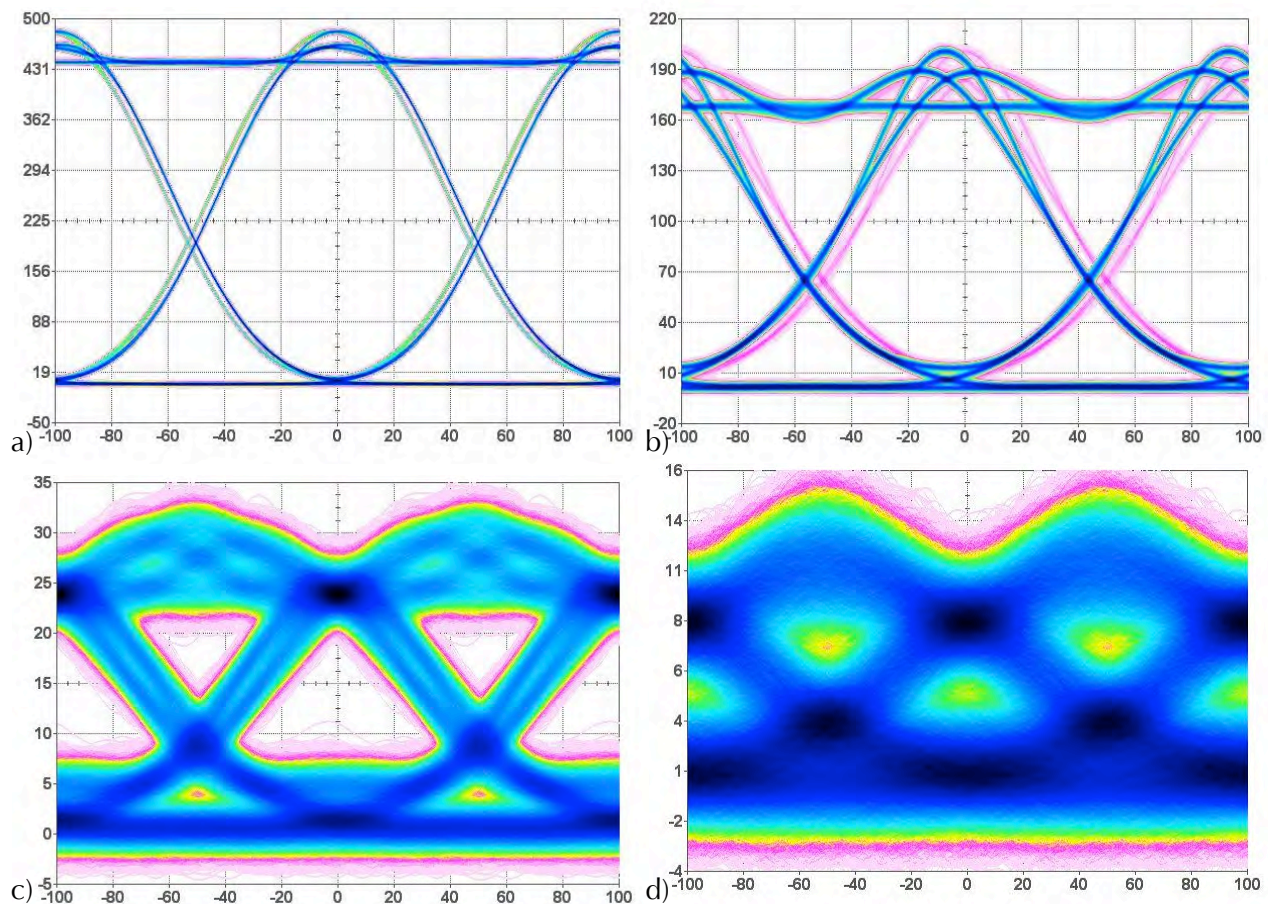


Figura 3.12. Transmisión sobre fibra G.652. Canal 1546.916nm al haber sido demultiplexado de entre 16 canales para distancias de transmisión de a)20, b)40, c)80 y d)100km.

Véase por ejemplo la transmisión de la Fig. 3.12 correspondiente al canal de 1546.916nm demultiplexado de entre 16 canales DWDM trasmitiéndose sobre fibra G.652 a 5 dBm/ch, para distancias de transmisión de 20, 40, 80 y 100 km, incluyendo efectos de atenuación, dispersión y efectos no-lineales, donde las características de los elementos son aquellas que se han utilizado con anterioridad.

Se puede observar como la acumulación de la dispersión y atenuación sobre la señal provocan que la SNR después de una distancia de 80 km se encuentre totalmente degradada. En el caso de los efectos no-lineales, la aportación de FWM y XPM es demasiado baja (prácticamente nula) debido a la alta dispersión de la fibra y a la relativamente baja potencia de los canales (5 dB). Esto ocasiona que ambos efectos no puedan ser observados en los diagramas de ojo presentados.

En contraste véase la Figura 3.13 correspondiente a la misma transmisión pero ahora sobre fibra G.655. La fibra G.655 es una fibra de dispersión desplazada no nula (NZ-DSF) la cual presenta un coeficiente de dispersión D en la ventana de los 1550nm de aproximadamente²² 4.4 ps/nm*km y una pendiente de dispersión de 0.045 ps/nm²*km. Sus características se presentan en el Apéndice 3.

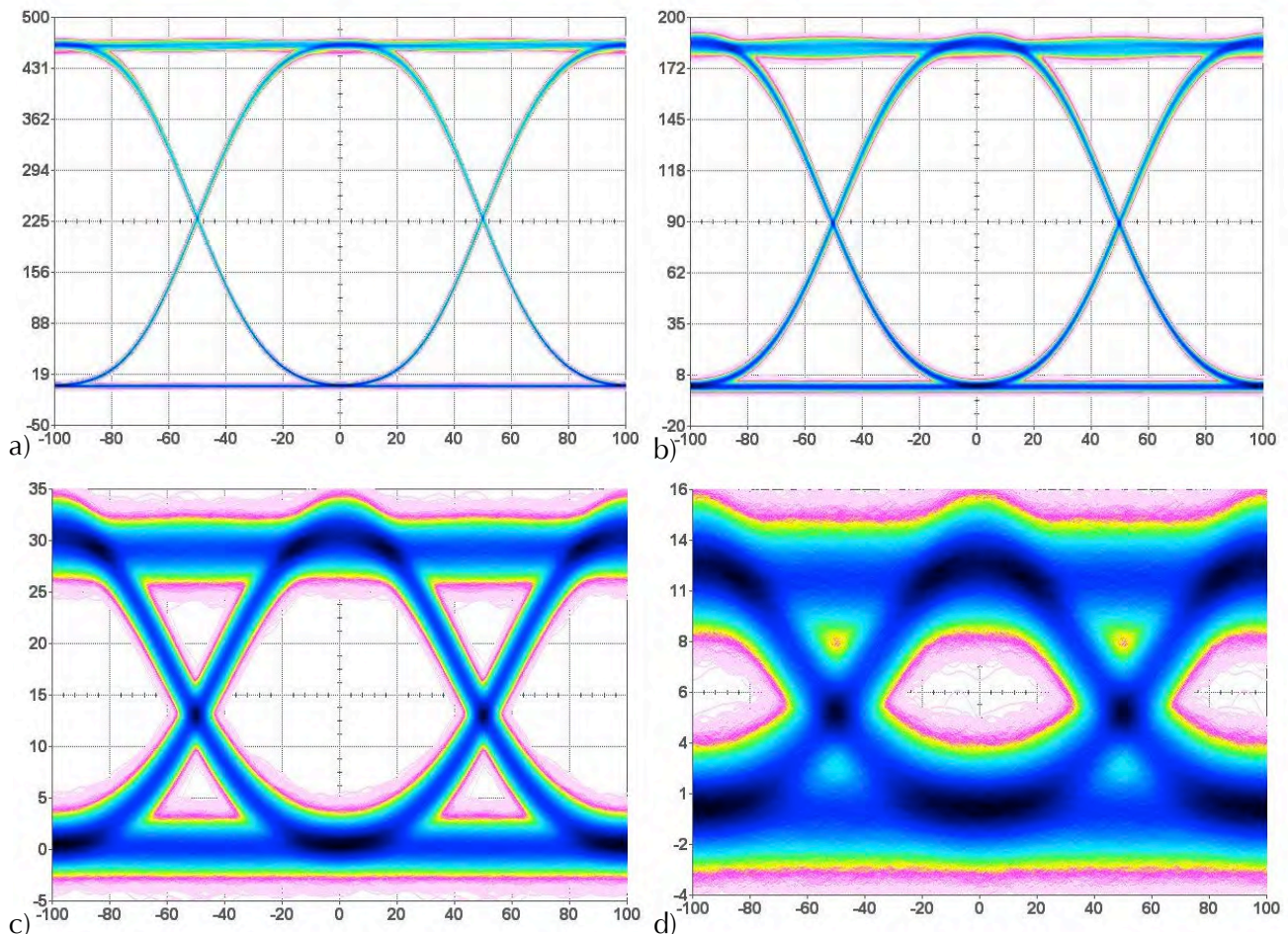


Figura 3.13. Transmisión sobre fibra G.655. Canal 1546.916nm al haber sido demultiplexado de entre 16 canales para distancias de transmisión de a)20, b)40, c)80 y d)100km.

²² Existen diferentes tipos de fibra G.655 en las cuales el coeficiente D varía con el fin de obtener mejores prestaciones en el sistema que se esté implementando.

En la Figura 3.13 a y b se puede lograr observar claramente la ligera presencia de efectos no-lineales en la transmisión. En este caso, debido a la menor dispersión de la fibra, los efectos por FWM y XPM se presentan en mayor medida. Estos dos efectos son mezclados con el ruido del receptor, haciendo que para una distancia de 80 km sean prácticamente indistinguibles.

Por otro lado, se observa la disminución radical de la dispersión de la señal, provocando que el ojo se encuentre mucho más abierto inclusive para 100 km de transmisión, que aquel para fibra G.652. Mediante la utilización de amplificadores en el enlace y fotodiodos APD, las características de los ojos mejorarían considerablemente obteniéndose mayores distancias de transmisión.

La Figura 3.14 muestra los diagramas de ojo para 80 km de transmisión correspondiente a la Figura 3.13c, pero sin contar efectos de ruido en el receptor. De esta manera se puede observar claramente la aportación de FWM y XPM a la transmisión. Se puede observar que la aportación de XPM es mayor que aquella generada por FWM, comprobando que XPM es el factor limitante en este tipo de sistemas.

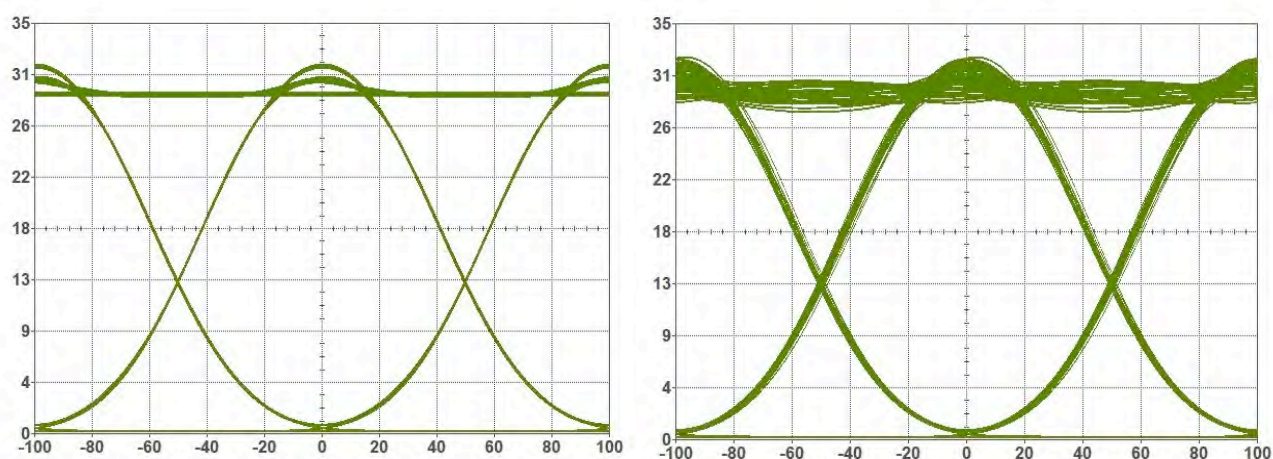


Figura 3.14. Transmisión sobre fibra G.655 de 80 km. Canal 1546.916nm al haber sido demultiplexado de entre 16 canales. Aportación únicamente por FWM²³ (izquierda), aportación de FWM y XPM (derecha).

En la práctica, los efectos de FWM y XPM son difíciles de distinguir, no solo porque ambos pueden ser enmascarados por los efectos del ruido del sistema, sino también porque ambos se presentan como un aumento en la desviación estándar σ , para los niveles altos de potencia o 1s lógicos [18]. En general, dichos efectos son dañinos en enlaces con un gran número de secciones o *spans* (distancia entre amplificadores), debido a que sus efectos son acumulativos, ocasionando que aunque exista amplificación de la señal o compensación de dispersión, la degradación por efectos no-lineales permanezca.

En este sentido, surge la necesidad de utilizar técnicas que puedan minimizar sus efectos, como sería el caso de códigos de línea de alto orden como DP-QPSK, CRZ, DRZ ODB, etc., o el uso de regeneradores 3R en los enlaces. [19].

²³ Retirando la modulación de datos de todos los canales excepto de aquel bajo estudio con el fin de retirar los efectos de XPM [18].

3.5. Conclusiones

Mediante las simulaciones realizadas en este capítulo, se logró analizar como los efectos de dispersión cromática, atenuación y efectos no-lineales que degradan a la señal o señales que se transmiten por la fibra óptica. En el caso particular de la Delta Metropolitana se puede concluir que:

- Debido a las relativamente cortas longitudes de los enlaces (<40km), el ensanchamiento del pulso debido a la dispersión no presenta una limitación al sistema. Mediante la utilización de fibra G.652 con pulsos ópticos modulados en amplitud del tipo NRZ a tasas de 10 Gbps, se lograrían alcanzar distancias mayores a los 45 km con una penalización de potencia de tan solo 1 dB. Esto significa que la utilización de métodos de compensación de dispersión son innecesarios.
- La gran atenuación de los enlaces (≈ 25 dB) provoca que sea imposible la utilización de fotodiodos tipo *p-i-n* con sensibilidades alrededor de los -16dB para 10 Gbps. Por lo que se hace necesaria la utilización de fotodiodos tipo APD con sensibilidades menores a los -25 dB. De otra manera, se hará necesaria la utilización de amplificadores en cada uno de los enlaces.
- La aparición de efectos no-lineales no presenta una mayor aportación a la degradación de las señales. Esto se debe en primer lugar al alto coeficiente de dispersión de la fibra propuesta para los enlaces (17 ps/nm*km). Ocasionando que los efectos por FWM y XPM desaparezcan prácticamente. En segundo lugar, la relativamente corta longitud de los enlaces, ocasiona que no exista una acumulación significativa de degradación, independientemente si se utiliza fibra G.652 o G.655.

Referencias

- [1] Gouvind P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Ed. Wiley-Interscience, Third Edition.
- [2] Rajiv Ramaswami, Kumar N. Sivarajan, *Optical Networks*, Ed. Kaufman, Second Edition.
- [3] Cisco Systems, *Introduction to DWDM for Metropolitan Networks*, Corporate Headquarters, 2000.
- [4] ITU-T Supplement 39, *Optical system design and engineering considerations*, February 2006.
- [5] ITU-T Recommendation G.694.2, *Spectral grids for WDM applications: CWDM wavelength grid*, December 2002.
- [6] Ramón Jesús Millán Tejedor, Ericsson España, *CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing)*, bit 158 AGO.-SEP. 2006, <http://www.coit.es/publicaciones/bit/bit158/60-62.pdf>
- [7] Fibra AllWave Datasheet, OFS, <http://www.convertech.com.ar/pdfs/AllWaveMonomodo.pdf>
- [8] ITU-T Recommendation G.694.1, *Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*, June 2002.
- [9] Stamatios V. Kartalopoulos, *DWDM Networks, Devices and Technology*, IEEE Press, Ed. Wiley-Interscience 2003.
- [10] Fujitsu, *DWDM Prerequisite Training*, Release 1.0, November 15, 2002.
- [11] Gutiérrez Castrejón, R., *Apuntes del curso: Redes ópticas y de microondas*, Facultad de Ingeniería, UNAM, 2009.
- [12] Gerd Keiser, *Optical Fiber Communications*, Second Edition. Ed. McGraw-Hill.
- [13] ITU-T Recommendation G.695, *Optical interfaces for coarse wavelength division multiplexing applications*, December 2006.
- [14] ITU-T Recommendation G.698.1, *Multichannel DWDM applications with single channel optical interfaces*, December 2006.
- [15] Ignacio Garcés, Javier Mateo, *Fenómenos no lineales en fibras ópticas*, Universidad de Zaragoza
- [16] Gouvind P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Third Edition, ACADEMIC PRESS.
- [17] Fideromo Aavedra G., Alvaro Lamas N., Marco Fernández B., Yonatan Cepeda P., *Efectos de la Modulación de Fase Cruzada sobre la propagación de ondas en fibra óptica*, Rev. Fac. Ing. Universidad de Tarapacá, Vol. 13 No 3, 2005, p. 67-74.
- [18] R. Gutiérrez Castrejón, A. Filios, A. Kruse, T. Kennedy, I. Tomkos, R.S. Vodhanel, "Study of non-linear penalties in metropolitan DWDM transmission systems that employ directly modulated DFB laser transmitters", *Optics Communications* 211 (2002) 135–145.
- [19] Huawei, *Documentación Interna Technical Service Dept.*, Comunicación Personal. 2010

CAPÍTULO 4

Estudio de sistemas DWDM mediante pruebas experimentales para la Delta Metropolitana

Con la finalidad de estudiar los requerimientos necesarios que deberán presentar los equipos DWDM comerciales con el fin de satisfacer las necesidades de la Delta Metropolitana, así como de observar las características principales de cada uno de los elementos que lo componen y estudiar las diferentes características de capa física presentes, este capítulo presenta el conjunto de todas las características principales de dispositivos y propias de un enlace que son necesarias a tomar en cuenta en la elaboración de un enlace DWDM. Se presentan por lo tanto, una serie de resultados prácticos de dispositivos comerciales actuales como transmisores, receptores, multiplexores, demultiplexores y de diferentes aspectos a la transmisión.

Dichos resultados corresponden a mediciones realizadas con equipos WDM de las empresas Optelian, Padtec y NEC.

4.1. Características del transmisor y receptor WDM

Como se presentó en la sección 2.2, el tipo de láseres que son ampliamente utilizados como fuentes monomodo en sistemas WDM son láseres DFB o *Distributed Feedback lasers*. Como se explicó en la sección 2.2, dichos láseres utilizan dentro de la región activa una estructura periódica, o rejilla, que es sensible a la temperatura. Con el fin de satisfacer los grandes requisitos de la tecnología DWDM, los transmisores deben presentar un ancho espectral bastante angosto y potencias de transmisión relativamente altas, ambas que deben presentar una gran estabilidad respecto al tiempo, con el fin de asegurar la correcta transmisión de las señales por la red.

Por lo tanto, esta sección muestra las características espectrales de transmisores DWDM de la empresa Padtec, así como las potencias de transmisión y su estabilidad con respecto al tiempo. Cabe resaltar que las potencias de transmisión y las características espectrales deben cumplir con la Recomendación UIT-T G.698.1.

4.1.1. Características Espectrales del Transmisor

En sistemas DWDM comerciales donde el espaciamiento de canales es bastante pequeño, (hasta 0.4nm), la dependencia de la longitud de onda radiada con la temperatura en láseres DFBs puede llegar a ser dañina, pudiendo ocasionar el traslape de un canal con otro (Inter-channel crosstalk). De lo anterior se hace clara la utilización de un sistema de control de temperatura que sea capaz de mantener la longitud de onda radiada dentro de márgenes especificados, en este caso, por la UIT-T.

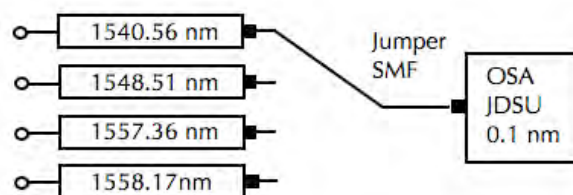


Figura 4.1. Diagrama de conexiones para medición del espectro.

Con el fin de observar la estabilidad de transmisores comerciales, el cuadro 4.1 siguiente muestra las longitudes de onda medidas mediante la configuración de la Figura 4.1 utilizando un analizador de espectro²⁴ (OSA), así como la desviación espectral existente para 4 transmisores DWDM de la empresa Padtec, los cuales se encuentran centrados en las longitudes de onda 1540.56, 1548.51, 1557.36 y 1558.17 nm correspondientes a DWDM de acuerdo a la Recomendación UIT-T G694.1 [1].

**Cuadro 4.1. Desviación espectral para canales
1540.56nm, 1548.51nm, 1557.36nm y 1558.17nm**

Longitud de onda nominal [nm]	Longitud de onda medida [nm]	Desviación [nm]	Desviación máxima permitida [nm]
1540.56	1540.577	0.017	±0.1
1548.51	1548.527	0.017	±0.1
1557.36	1557.451	0.091	±0.1
1558.17	1558.184	0.014	±0.1

La Figura 4.2 muestra la característica espectral de cada uno de los transmisores anteriores medidas mediante un Analizador de Espectro Óptico (OSA) marca JDSU modelo MTS-8000 a una resolución de 0.1 nm.

²⁴ Todas las mediciones realizadas con el OSA tuvieron una resolución de 0.1nm.

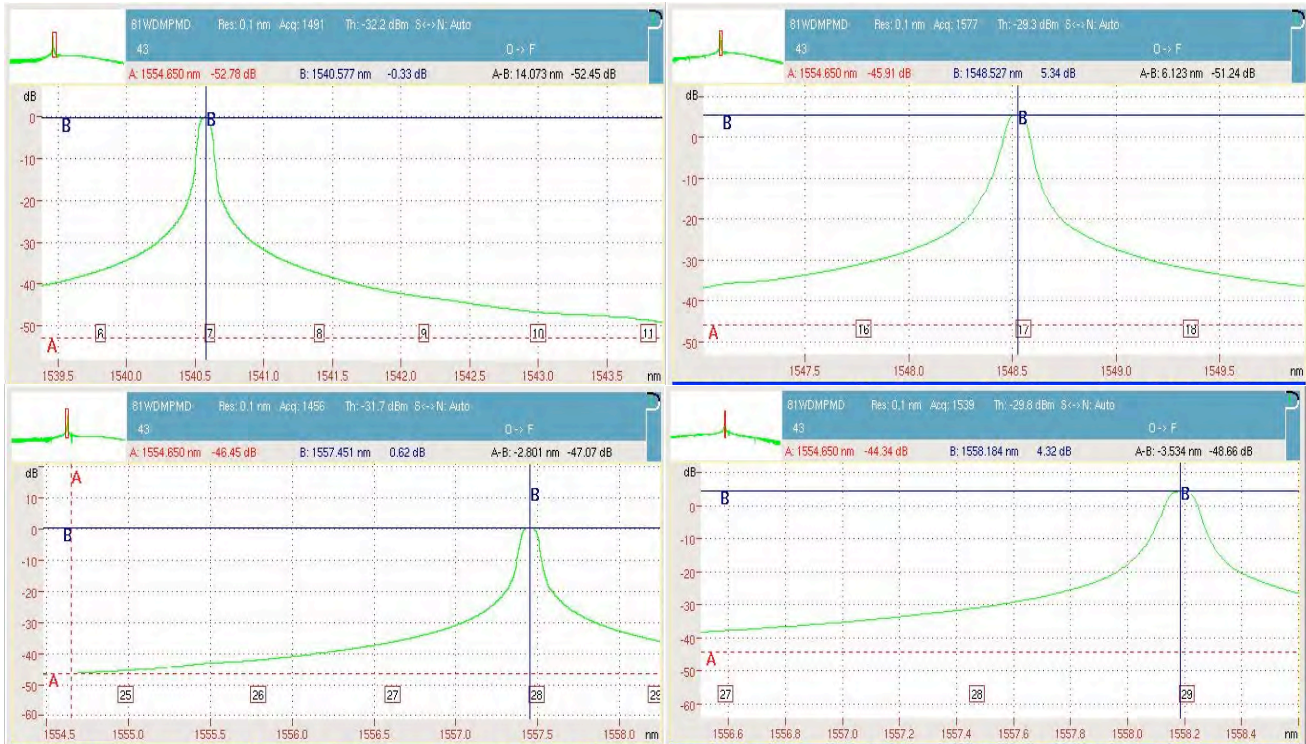


Figura 4.2. Longitudes de onda medidas experimentalmente para 1540.56nm (arriba izquierda), 1548.51nm (arriba derecha), 1557.36nm (abajo izquierda) y 1558.17nm (abajo derecha)

El control de temperatura es realizado mediante un componente interno al encapsulado del láser que permite el control de temperatura absorbiendo o disipando el calor interno, llamado TEC (ThermoElectric Cooler). Si la temperatura del láser asumiera valores fuera del rango especificado para su correcta sintonización, una alarma sería emitida en la tarjeta DWDM correspondiente [2].

Del cuadro 4.1 se puede observar que la desviación espectral para cada uno de los transmisores cae dentro del rango especificado en la Recomendación G.698.1 de la UIT-T [3], mostrada en el cuadro 2.7 de esta tesis.

Los 4 transmisores anteriores corresponden a diferentes tarjetas las cuales se describen a continuación [2].

- Los canales 1540.56 y 1557.36nm corresponden a una tarjeta que convierte una señal óptica multimodo en los rangos de 770 - 860 nm y 1250 - 1650 nm del tipo NRZ, en una señal óptica de salida dentro de la malla DWDM y viceversa. Soporta protocolos de hasta 2.5 Gbps y tiene capacidad de regeneración 3R. En el lado del transmisor utiliza un láser DFB mientras que para el receptor un fotodiodo *p-i-n*.
- El canal de 1548.51 nm corresponde a una tarjeta que tiene la capacidad de multiplexar hasta 8 señales ópticas ESCON, Gigabit Ethernet, FICON (hasta 2 Gbps) y Fiber Channel (hasta 2 Gbps), moduladas en intensidad del tipo NRZ, en una señal OTU-2, la cual modula a una portadora óptica sintonizable dentro de la malla DWDM. Al igual que el caso anterior, utiliza un láser DFB como fuente de luz continua (CW). En el caso del receptor se utiliza un fotodiodo APD.
- Por último, el canal de 1558.17 nm se origina en una tarjeta que realiza la conversión de una señal óptica STM-16, STM-64 y 10 GbE en una señal óptica de 10,7 Gbps a 11,1 Gbps OTN y viceversa, siguiendo la recomendación ITU-T G.709, pudiendo incluir código corrector de error (FEC). La señal OTN modula a una portadora óptica DWDM. Utiliza un fotoreceptor del tipo APD y un láser DFB.

4.1.2. Potencias de Transmisión

Como se observó en el capítulo 3, con el fin de garantizar un enlace de calidad y contrarrestar efectos como las no linealidades, los transmisores ópticos deben cumplir con potencias de transmisión reguladas²⁵. En el caso de estos transmisores, dentro del encapsulado del diodo láser existe un componente que envía una muestra eléctrica de la señal de salida del láser hacia un circuito de control automático de potencia, el cual a su vez controla el nivel de la potencia de salida del láser cambiando la ganancia de corriente de polarización de su circuito eléctrico correspondiente.

Mediante la configuración de la Figura 4.1 pero reemplazando el OSA por un medidor de potencia marca EXFO modelo EPM-100 sintonizado en la ventana de los 1550 nm, el cuadro 4.2 muestra las potencias ópticas de transmisión medidas para los transmisores DWDM antes mencionados.

Cuadro 4.2. Potencia de transmisión para largo alcance.

Canal [nm]	Bit Rate [Gbps]	Potencia emitida [dBm]	Tolerancia [dBm]
1540.56	2.5	0.20	0 - 4
1548.51	10	5.76	3 - 6
1557.36	2.5	0.71	0 - 4
1558.17	10	5.03	3 - 6

En el caso de potencias de transmisión es importante recalcar que éstas son dependientes del tipo de señal que se esté transmitiendo, como por ejemplo STM-16, OTU-1, Gigabit Ethernet, etc. Esto ocasiona que las potencias especificadas por el fabricante para una tarjeta específica puedan no coincidir exactamente con aquellas especificadas en el cuadro 2.7. Sin embargo, dichas potencias deben de ser concordantes para conseguir un adecuado desempeño del enlace.

4.1.3. Estabilidad de longitud de onda radiada y potencia emitida

En general, el rendimiento de un transmisor DWDM radica en gran parte sobre la capacidad de los sistemas de control de temperatura y potencia para poder mantener estables ambas durante largos periodos de tiempo. Aunque láseres DFB aportan buenas características que mejoran considerablemente las prestaciones de un sistema de fibra óptica como: ancho espectral angosto, potencias de transmisión relativamente altas, radiación de un solo modo longitudinal, alto OSNR, etc., si los sistemas de control de temperatura y potencia no son capaces de controlar ambas de una manera eficiente²⁶, entonces los transmisores se vuelven obsoletos.

De esta manera, con el fin de conocer que tan estables se mantienen la longitud de onda emitida y la potencia óptica de transmisión, se presentan en el cuadro 4.3 los resultados obtenidos para un periodo de funcionamiento de los transmisores de 3 horas en intervalos de 1 hora. Las mediciones fueron tomadas mediante el OSA JDSU y el medidor de potencia EXFO siguiendo la configuración de la Figura 4.1.

²⁵ De acuerdo a G.698.1 de la UIT-T.

²⁶ Dentro de rangos específicos.

Cuadro 4.3. Estabilidad de potencia y longitud de onda de los transmisores por un periodo de 3 horas.

	Lambda nominal	1548.51 nm	1558.17 nm	1557.36 nm
Longitud de onda	Tolerancia	0.1 nm	0.1 nm	0.1 nm
	Medida 1	1548.527 nm	1558.184 nm	1557.451 nm
	Medida 2	1548.527 nm	1558.177 nm	1557.449 nm
	Medida 3	1548.524 nm	1558.184 nm	1557.444 nm
Potencia	Tolerancia	3 a 6 dBm	3 a 6 dBm	0 a 4 dBm
	Medida 1	6.03 dBm	5.34 dBm	0.35 dBm
	Medida 2	5.61 dBm	5.45 dBm	0.60 dbm
	Medida 3	5.78 dBm	5.16 dBm	0.60 dBm

Del cuadro 4.3 anterior es clara la gran estabilidad que los sistemas de control le proporcionan al transmisor. La variación de longitud de onda se mantiene por debajo de 0.01 nm para cada uno de los transmisores mientras que la variación de potencia se mantiene por debajo de los 0.5 dBm, estando éstas dentro de los rangos especificados por la UIT-T.

De esta manera, se logra concluir que los transmisores DWDM arriba descritos muestran un alto desempeño, siendo no solo capaces de emitir longitudes de onda con una variación espectral pequeña y potencias de transmisión dentro de los rangos especificados por la UIT-T para transmisiones de larga distancia, sino que también de mantener estables dichas características durante largos periodos de tiempo.

4.1.4. Sensitividad del receptor

Como se presentó en el capítulo 3, los enlaces de la Delta Metropolitana presentan una atenuación aproximada de 25 dB incluyendo las pérdidas ocasionadas por los diferentes elementos del enlace. Esto ocasiona que las características del receptor sean sumamente importantes.

Como se ha visto, los dos tipos de fotorreceptores utilizados hoy en día para comunicaciones por fibra óptica son los fotodiodos *p-i-n* y fotodiodos de avalancha APD. Una de las características principales de dichos elementos es su sensibilidad, cuya ecuación esta dada por²⁷ $P_{rec} = N_p h \nu B$, donde N_p indica el número de fotones por bit para alcanzar un determinado BER. De dicha ecuación se puede observar que la potencia necesaria recibida para un cierto BER por un fotodiodo depende proporcionalmente del bit rate B .

En general, fotorreceptores APD presentan una mayor sensibilidad (menor P_{rec} necesaria) para altas tasas de transmisión que los fotodiodos *p-i-n*. Esto debido principalmente a la ventaja que, debido al efecto avalancha, permite una amplificación de la señal sin necesidad de utilizar amplificadores externos a la entrada del receptor [3], lo que permite en esencia poder manejar valores de N_p más bajos.

En este sentido, con el fin de conocer la sensibilidad de los fotorreceptores correspondientes al equipo DWDM proporcionado por Padtec, se realizó un loop²⁸ en el lado red conectando un VOA (Variable Optical Attenuator) y un BERT (Bit Error Rate Tester) marca JDSU modelo MTS -8000 (Fig. 4.3). Dicha sensibilidad se tomó para un

²⁷ Ver sección 3.2.

²⁸ Conexión del transmisor con el receptor contenidos en el mismo dispositivo mediante una fibra corta.

$BER=10^{-12}$ que es aceptado hoy en día como referencia de desempeño para un sistema de comunicaciones por fibra óptica.

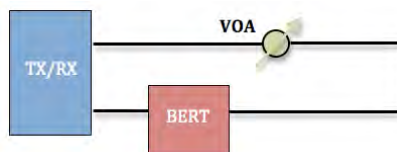


Figura 4.3. Loop realizado para medir la sensibilidad del receptor.

El cuadro 4.4 muestra los valores obtenidos para los canales de 1548.51, 1557.36 y 1558.17 nm.

Cuadro 4.4. Sensibilidad mínima del receptor medida

Canal [nm]	Bit Rate [Gbps]	Tipo	Sensibilidad medida [dBm]	Referencia [dBm] para $BER=10^{-12}$
1548.51	10	APD	-30.60	< -24
1557.36	2.5	p-i-n	-31.82	< -28
1558.17	10	APD	-28.62	< -24

Del cuadro 4.4 anterior se puede observar que los receptores no solo cumplen con la sensibilidad especificada por la UIT-T sino que la exceden.

De dichas pruebas se puede concluir que mediante la utilización de los transponders de Padtec, existiría un margen alrededor de los 10 dB para el canal de 10 Gbps y un margen alrededor de tan solo 5 dB para 2.5 Gbps en el presupuesto de potencia de los enlaces de la Delta Metropolitana. Por lo que los canales de 2.5 Gbps son los limitantes en la distancia de transmisión de los enlaces.

4.2. Multiplexores y Demultiplexores

Como se presentó en la sección 2.6.1, las dos tecnologías de filtros utilizadas para la elaboración de los multiplexores y demultiplexores son :TFF y AWG. Los MUX y DEMUX presentados en esta sección se encuentran implementados mediante ambas tecnologías. Aquellos implementados mediante filtros TFF se caracterizan por su bajo crosstalk y una función de transferencia casi rectangular permitiendo una banda de paso plana. Así mismo presentan una alta estabilidad espectral a variaciones de temperatura, usualmente menos de $0.3 \text{ pm} / ^\circ\text{C}$ en un rango de temperatura de -5 a $70 \text{ }^\circ\text{C}$ [5].

Las dos principales características que deben presentar dichos elementos son presentar bajas pérdidas por inserción y bajos niveles de crosstalk intercanal. Características que se presentan a continuación para los dispositivos de Padtec, Optelian y NEC.

4.2.1. Pérdidas de Inserción

Las pérdidas de inserción o IL dependen de la tecnología de filtros, del proceso de fabricación de los mismos y del número de canales a multiplexar o demultiplexar.

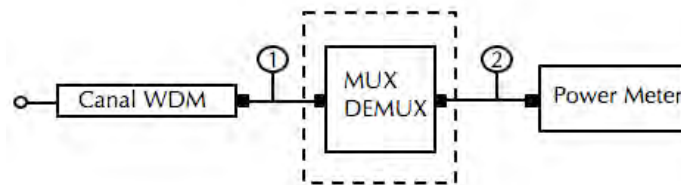


Figura 4.4. Diagrama de conexiones empleado para medir las pérdidas por inserción del dispositivo.

Empleando el diagrama de conexiones de la Figura 4.4., el cuadro 4.5 muestra una comparación de pérdidas de inserción medidas para MUX y DEMUX de las empresas Padtec, Optelian y NEC. Dichas pérdidas se pueden encontrar ingresando un canal al dispositivo y midiendo la potencia óptica a la entrada y salida de éste. Las pérdidas de inserción se pueden encontrar como la diferencia entre las potencia de entrada (P1) y la potencia de salida (P2), expresadas ambas en dBm.

Cuadro 4.5. Medición de las pérdidas de inserción de MUX y DEMUX comerciales

Empresa	WDM	Tecnología	Número de canales	Potencia de entrada [dBm]	Potencia de salida [dBm]	IL [dB]
Padtec	DWDM	TFF	32	6.30	1.70	4.60
Optelian	DWDM	AWG	40	2.8	0.2	2.6
	CWDM	TFF	8	-4	-6	2
NEC	DWDM	AWG	8	1.13	-4.27	5.40
	CWDM	AWG	4	2.91	-2.04	4.95

En general, se puede observar de primera instancia la gran variación que existe entre diferentes fabricantes en cuanto a pérdidas de inserción. En el caso de aquellos MUX y DEMUX implementados mediante tecnología TFF, se puede observar como la disminución de canales ocasiona también la disminución de pérdidas de inserción. En este caso es importante aclarar que entre mayor número de canales a multiplexar o demultiplexar, existirán más pilas reflectivas (una por canal) para la implementación del dispositivo, lo que ocasionará que el primer canal y el

último presenten una diferencia considerable de pérdidas por inserción. Las pérdidas de inserción arriba mostradas corresponden a aquellas al primer canal de cada dispositivo.

Por otro lado, en aquellos implementados mediante AWG existe una gran diferencia de IL. Se puede observar que los AWG correspondientes a NEC presentan pérdidas mucho más grandes que aquellos AWG de Optelian, a pesar de que el número de canales es mucho menor. En este caso, la diferencia radica en la tecnología utilizada para la creación de los mismos y de su calidad.

En general, el estado de arte de los TFF ha logrado que presenten menos pérdidas por inserción que aquellos filtros de tecnología AWG [5].

Las pérdidas por inserción de estos dispositivos es de suma importancia en los enlaces de la Delta. El presupuesto de potencia realizado por el Instituto de Ingeniería considera que el MUX y el DEMUX presentan pérdidas alrededor de los 3 dB. Del cuadro 4.5 se observa que aquellos correspondientes a NEC toman valores de 5 dB para apenas 8 canales. Esto quiere decir que para la implementación de 40 canales se deberían de concatenar varios MUX y DEMUX, lo que aumentaría considerablemente dichas pérdidas. Situación que podría ocasionar que no se cumpla con el presupuesto de potencia necesario.

4.2.2. Interchannel Crosstalk

Además de ser necesarias bajas pérdidas de inserción, también se necesita que el dispositivo sea capaz de seleccionar eficazmente un canal y rechazar los otros. Esto se puede medir tomando el nivel de potencia de los canales adyacentes que interfieren con el canal principal. Entre menor sea esta interferencia se dice que existe un gran aislamiento entre canales o un menor crosstalk.

Si existen altos niveles de crosstalk en el canal deseado, la potencia de los otros canales degradará considerablemente a la señal deseada, deformando la forma de los pulsos transmitidos como se observó en el capítulo 3. Este fenómeno se presenta en mayor medida en sistemas DWDM donde los canales se encuentran mas juntos y por lo tanto los filtros deben ser altamente selectivos.

Con el fin de observar el crosstalk presentado por los multiplexores de las empresas Padtec y Optelian antes estudiados, se multiplexaron los canales 1554.94, 1555.75 y 1556.55 nm para el caso de Padtec y los canales 1530.33 y 1531.12 nm para el caso de Optelian. El crosstalk correspondiente se encontró tomando la diferencia en dB de la potencia pico del canal y la potencia del nivel donde los canales se intersectan.

La Figura 4.5 muestra los canales multiplexados para Padtec y Optelian anteriormente mencionados. Así mismo, el cuadro 4.6 muestra los valores obtenidos. Los resultados se obtuvieron mediante una OSA JDSU MT-8000 para el caso de Padtec y un OSA ADVANTEST Mod. 8381 para el caso de Optelian, ambos a una resolución de 0.1 nm.

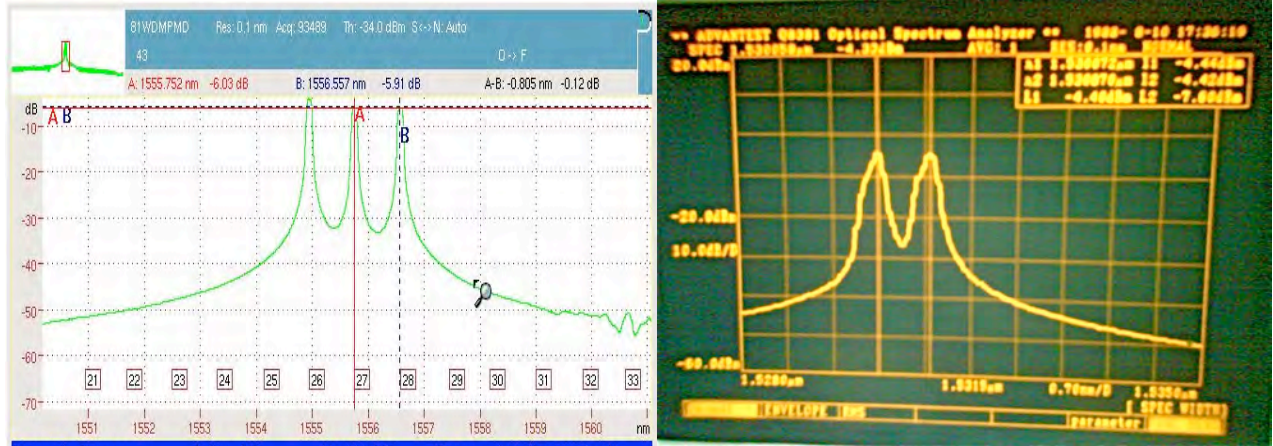


Figura 4.5. Canales 1554.94, 1555.75 y 1556.55 para Padtec (izquierda) y 1530.33 y 1531.12 nm para Optelian (derecha)

Cuadro 4.6 Crosstalk entre canales adyacentes.

	Canal [nm]	Potencia pico del canal [dBm]	Potencia de intersección [dBm]	Interchannel Crosstalk [dB]
Padtec	1554.94	-4.08	-32.48	-28.40
	1555.75	-6.03	-32.48	-26.45
	1556.55	-5.91	-33.72	-27.81
Optelian	1530.33	-4.04	-27	-22.96
	1531.12	-4.04	-27	-22.96

De acuerdo a la Recomendación G.698.1 de la UIT-T, el máximo crosstalk intercanal permitido es de -16 dB para señales con tasas de transmisión de 2.5 y 10 Gbps. De esta manera, cuando cualquier canal esté funcionando a la potencia de salida media mínima en el transmisor y todos los demás canales estén transmitiendo a la potencia media máxima (peor caso), el crosstalk intercanal en el receptor correspondiente deberá ser menor que -16 dB.

Del Cuadro 4.6 se observa que el crosstalk medido es aproximadamente 10 dB menor que aquel especificado por la UIT-T para el caso de Padtec y 7 dB menor para Optelian, esto quiere decir que la interferencia intercanal introducida por ambos MUX es muy baja, mostrando una buena tecnología de filtrado.

4.3. Enlace DWDM

La finalidad de los dispositivos anteriores es el poder transmitir múltiples canales DWDM sobre grandes distancias, conservando bajos niveles de errores en su recepción. Dichos errores son causa de las diferentes características de todos los elementos que constituyen un enlace, como son: el transmisor, el receptor, los MUX y DEMUX, la fibra

óptica, amplificadores, OADM, etc. Entre las consideraciones principales que se deben tomar en cuenta para el rendimiento de un enlace se encuentran: las pérdidas del enlace, el OSNR de recepción, la forma de la señal en la recepción y el BER, mismas que se presentan en esta sección.

La afectación de cada una de éstas fue estudiada teóricamente en el capítulo 3. En esta sección, se presentan utilizando elementos comerciales y un enlace real, los cuales corresponden a aquellos que posiblemente serán utilizados en la implementación de los enlaces del proyecto.

4.3.1. Pérdidas del Enlace

Las pérdidas de un enlace constituyen un parámetro fundamental en la planeación de un enlace WDM. Como se observó en el capítulo 3, la finalidad de conocer la pérdida de potencia de la señal durante su transmisión es la de asegurar que la potencia de llegada al receptor sea mayor a la sensibilidad del mismo. Dichas pérdidas corresponden a aquellas propias de la fibra así como a las IL de cada uno de los dispositivos del enlace.

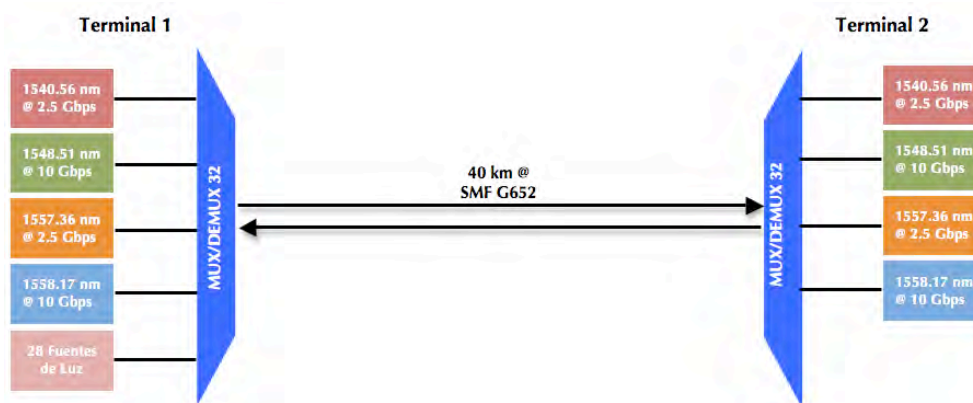


Figura 4.6. Enlace DWDM punto-a-punto.

El escenario mostrado en la Figura 4.6 corresponde a un enlace punto-a-punto DWDM sin elementos intermedios como amplificadores u OADMs. Dicho enlace utiliza los dispositivos de la empresa Padtec descritos con anterioridad, multiplexando 32 canales²⁹ y transmitiéndolos por 40 km de fibra G.652 en un sentido, mientras que en el otro sentido únicamente 4 canales³⁰.

El espectro de ambas transmisiones se muestra en la Figura 4.7 donde los canales se encuentran ecualizados previamente a la entrada del multiplexor con el fin de que todos tengan aproximadamente la misma potencia óptica.

²⁹ Únicamente 4 canales con modulación de datos, los 28 restantes corresponden a fuentes de luz.

³⁰ El enlace consta de 2 fibras G.652 para transmisión unidireccional cada una, utilizando una de estas para transmisión de la Terminal 1 a la Terminal 2 y la otra fibra para la transmisión de la Terminal 2 a la Terminal 1.

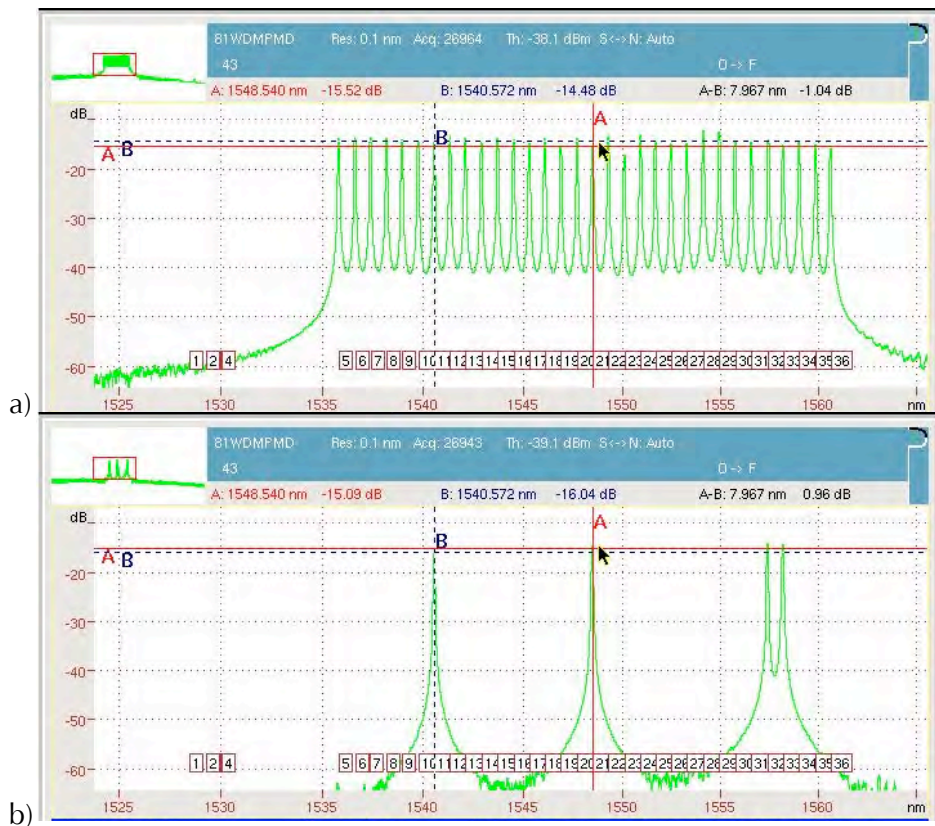


Figura 4.7. Canales DWDM a la salida del multiplexor a) site 1 y b) site 2.

Las pérdidas ocasionadas por la fibra pueden encontrarse obteniendo la diferencia entre la potencia óptica de transmisión (después del multiplexor) y la de recepción (antes del demultiplexor), ambas expresadas en dB. El cuadro 4.7 muestra los resultados obtenidos para las transmisiones de la Terminal 1 a la Terminal 2 y viceversa.

La fibra utilizada fue una fibra ESMF DREKEL tipo G.652 C/D. Dicha fibra presenta un coeficiente de atenuación de 0.21 dB, un coeficiente de dispersión cromática menor a los 18 ps/nm*km, una pendiente de dispersión de 0.090 ps/nm²*km y un diámetro de campo modal de 10.3µm, en la ventana de los 1550 nm.

Cuadro 4.7. Medición de las pérdidas del enlace de 40 km

Transmisión	Potencia de transmisión [dBm]	Potencia de recepción [dBm]	Pérdidas del enlace [dB]
1 → 2	9.43	-1.30	10.73
2 → 1	1.09	-9.18	10.27

Para encontrar la atenuación máxima soportada por el receptor, se colocaron atenuadores a la salida del multiplexor con el fin de reducir la potencia de la señal y, utilizando un BERT MT-800 en el receptor, conocer el BER correspondiente a uno de los canales recibidos. El cuadro 4.8 muestra la atenuación agregada y el BER para cada transmisión.

Cuadro 4.8. Adición de atenuadores de 5 y 7 dB en ambas direcciones.

Atenuación	Potencia de llegada en la Terminal 2	Potencia de llegada en la Terminal 1	BER
5 dB	-6.14	-14.05	Sin Errores
7 dB	-8.60	-15.70	3×10^{-9}

Se puede observar que adicionando 5 dB de atenuación el BER es suficientemente bajo, contándose con una transmisión óptima. Para la fibra DREKEL utilizada, una atenuación de 5 dB equivaldría a aproximadamente 25 km adicionales. Esto quiere decir que se lograrían enlaces de aproximadamente 75 km de longitud considerando únicamente efectos de atenuación. Por otro lado, adicionando un atenuador de 7 dB el BER aumenta considerablemente hasta 3×10^{-9} , valor que no es aceptado para sistemas de fibra óptica actuales.

Es muy importante aclarar que en el caso anterior, los canales fueron ecualizados a la entrada del multiplexor con el fin de que todos tuvieran la misma potencia de salida. La ecualización de canales se utiliza por lo general en sistemas donde se utilizan amplificadores para garantizar que todos los canales se comporten de la misma manera durante su propagación.

En este caso, debido a que la menor potencia presentada por los transmisores corresponde a 0 dBm (para 2.5 Gbps), absolutamente todos los canales se ecualizaron para entrar al multiplexor con esta potencia. Si se toman en cuenta las pérdidas por inserción del mux, los canales están ingresando a la línea con una potencia alrededor de los -5 dBm por canal. Es debido a esto que se presentan errores en la transmisión si se adicionan 7 dB de atenuación extras en el enlace. En el caso de la Delta, la ecualización ocasionaría que los canales de 10 Gbps también presentarían un margen muy pequeño de presupuesto.

La solución más práctica y fácil para corregir este problema radica en la utilización de amplificadores. Aunque existe la limitante de la disminución del OSNR³¹, los amplificadores proporcionan una ganancia adicional a las señales WDM que se transmiten por la fibra.

Un ejemplo claro del uso de amplificadores en un enlace se presenta a continuación, donde se utilizó un amplificador EDFA tipo booster para añadir una ganancia a las señales DWDM mostradas en la Figura 4.7. Dicho escenario se presenta en la Figura 4.8 siguiente.

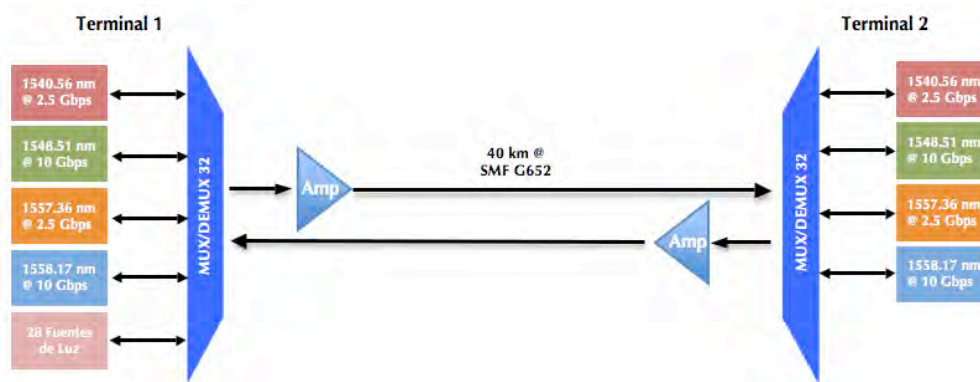


Figura 4.8. Enlace Punto-a-punto con amplificador booster EDFA.

³¹ Ver sección 4.3.2.

El amplificador empleado soporta una potencia máxima de entrada de 5 dBm y una potencia máxima de salida de 21 dB. Con el fin de que el amplificador presente su mínima figura de ruido y una ganancia plana para toda la gama de longitudes de onda soportadas, la potencia de salida total de éste deberá corresponder a la máxima soportada. El sistema se diseña considerando el número total de canales de entrada al amplificador, en este caso 32. Utilizando la expresión 4.1, se puede encontrar la potencia máxima por canal que deberá entrar al amplificador con el fin de no saturarlo.

$$P = P_{ch} + 10 \log N \quad (4.1)$$

Donde N es el número de canales. Por lo que si $P = 5$ dBm y $N=32$, entonces P_{ch} debe ser -10 dBm. De igual forma, si la potencia máxima de salida debe ser 21 dBm, entonces mediante la expresión 4.1 se puede encontrar que la potencia de salida máxima por canal será de 6 dBm. En este sentido, la ganancia del amplificador se ajustó a 16 dB.

El Cuadro 4.9 muestra los valores de potencia obtenidos en la transmisión y recepción para cada terminal y las pérdidas ocasionadas por el enlace de 40 km.

Cuadro 4.9 Medición de las pérdidas del enlace de 40 km utilizando un amplificador booster EDFA.

Transmisión	Potencia de transmisión [dBm]	Potencia de recepción [dBm]	Pérdidas del enlace [dB]
1 → 2	19.12	9.97	9.15
2 → 1	21.12	9.75	11.37

De dicho cuadro se puede observar que las pérdidas del enlace debido a la fibra G.652 son, obviamente, prácticamente las mismas. La diferencia radica en la posibilidad de adicionar un mayor nivel de atenuación a la señal y no recibir errores en la recepción. El cuadro 4.10 muestra la atenuación agregada y los errores medidos mediante un BERT en el receptor para un solo canal.

Cuadro 4.10. Adición de atenuadores de 17 y 19 dB en ambas direcciones.

Atenuación	Potencia de llegada en la Terminal 2	Potencia de llegada en la Terminal 1	BER
17 dB	-9.36	-8.04	Sin Errores
19 dB	-11.78	-10.34	Hay pérdida del enlace

Se puede observar que mediante el uso del booster es posible tener una ganancia de 17 dB, lo que equivaldría a tener un aumento en la longitud del enlace de aproximadamente 85 km para fibra G.652 estándar, a diferencia de los 25 km adicionales sin el uso de éste. Cabe resaltar que este aumento solo se refiere a la compensación de las pérdidas del enlace.

4.3.2. Relación señal a ruido óptica OSNR

En enlaces ópticos con amplificadores, la relación señal a ruido se ve disminuida cada vez que la señal óptica pasa por un amplificador. Esto se debe a que no solo la señal óptica se amplifica sino también el nivel de ruido, así mismo, cada amplificador adiciona ruido ASE³² al sistema debido a la naturaleza del proceso de amplificación. Esto quiere decir que una señal óptica tendrá mayor OSNR a la entrada del amplificador que a la salida. La relación entre el $OSNR_{IN}$ y el $OSNR_{OUT}$ se conoce como *figura de ruido (NF)* y es un parámetro característico del amplificador [7].

En amplificadores EDFA el ruido ASE ocupa el mismo ancho de banda de amplificación, por lo que se debe poner sumo cuidado en el diseño de enlaces ópticos con amplificadores en cascada con el fin de obtener un OSNR de recepción aceptable para un cierto BER.

La UIT-T en su Recomendación G.697 especifica el método para la medición del OSNR de un canal, el cual se basa en medir la potencia pico de la señal DWDM y la potencia de ruido cuando el canal está desactivado, el OSNR puede ser calculada de la diferencia de estas dos. Utilizando este método, se midió el OSNR del canal 1558.17 nm al final del enlace de 40 km, dicho resultado se muestra en la Figura 4.9.

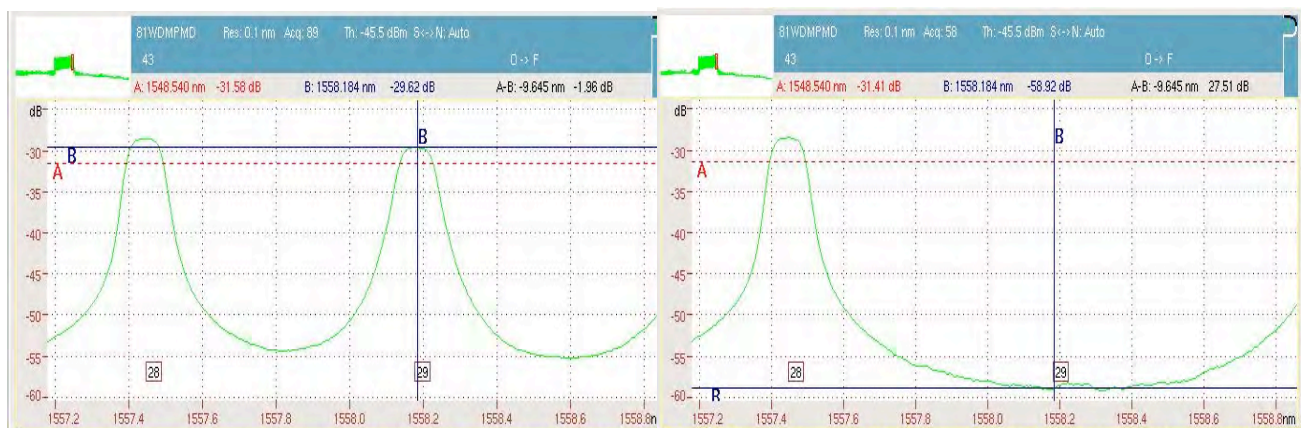


Figura 4.9. Medición de la OSNR de recepción para el canal de 1558.17nm.
Potencia pico del canal (izquierda) y potencia de ruido (derecha)

El cuadro 4.11 muestra el OSNR de los cuatro canales DWDM correspondientes a la empresa Padtec a la entrada del demultiplexor para el enlace de 40 km sin amplificadores.

³² Amplified Spontaneous Emission.

Cuadro 4.11. OSNR de recepción por enlace de 40km.

Canal [nm]	Potencia de Pico en la Recepción [dBm]	Potencia del ruido en la recepción [dBm]	OSNR en la recepción [dB]
1558.17	-28.20	-59.10	30.90
1557.36	-27.38	-58.88	31.50
1548.51	-28.57	-59.51	30.94
1540.56	-27.43	-59.96	32.53

Al no existir elementos en el enlace que adicione ruido a la transmisión, el OSNR arriba mostrado es el mismo OSNR que los canales tendrían a la salida del multiplexor. Sin embargo como se mencionó anteriormente, el ruido ASE introducido por un amplificador llevaría a la disminución del OSNR dependiendo de la figura de ruido de este.

El cuadro 4.12 muestra el OSNR para el enlace de 40 km con amplificador booster EDFA correspondiente a la Figura 4.8, el cual presenta una ganancia de 16 dB. Es importante aclarar que tanto la ganancia como el ruido ASE son dependientes de la longitud de onda y por lo tanto existen ligeras diferencias para los distintos canales.

Cuadro 4.12. OSNR de recepción por enlace de 40km con amplificador booster EDFA.

Canal [nm]	Potencia de pico en la recepción [dBm]	Potencia del ruido en la recepción [dBm]	OSNR en la recepción [dB]
1558.17	-17.78	-46.84	29.06
1557.36	-16.67	-46.69	30.02
1548.51	-19.31	-49.27	29.96
1540.56	-20.81	-51.02	30.21

Se puede observar que mediante la utilización del EDFA con una ganancia de 16 dB la OSNR se reduce aproximadamente 1 dB. De acuerdo a la Recomendación UIT-T G.698.2, el mínimo OSNR permitido en el receptor con el fin de alcanzar un BER máximo de 10^{-12} para una señal óptica de 2.5 Gbps es de 21 dB, mientras que para una señal a 10 Gbps es de 27 dB. Si el uso de amplificadores ocasionara que el OSNR de recepción cayera por debajo de estos valores sería necesario el uso de regeneradores durante la transmisión.

Cabe resaltar que la baja figura de ruido presentada por el EDFA se debe al bajo nivel de ganancia utilizado. En general el EDFA utilizado permite una ganancia de hasta 34 dB ocasionando una NF de aproximadamente 5.5 dB, siendo ésta normal para amplificadores de este tipo.

El uso de un amplificador booster en los enlaces de la Delta permitiría que no existiera limitación alguna debido a las grandes pérdidas que presentan. Por otro lado, la disminución del OSNR no sería de gran importancia ya que se mantendría por arriba del valor recomendado.

4.3.3. Ganancia de codificación FEC

Sistemas de comunicaciones por fibra óptica modernos utilizan sistemas de corrección de errores con el fin de mejorar considerablemente las prestaciones del sistema, siendo éste más robusto a efectos de atenuación,

dispersión, ruido ASE, efectos no lineales, etc [8] y por lo tanto soportar niveles de OSNR más bajos para un cierto BER .

La codificación FEC (Forward Error Correction) es uno de estos sistemas de corrección de errores en donde el transmisor envía información redundante junto con el mensaje. Esto permite que el receptor sea capaz de detectar y corregir errores³³ sin la necesidad de requerir retransmisión.

Con el fin de observar la ganancia introducida por la utilización de este tipo de sistemas, se tomó la transmisión del canal de 1558.17 nm correspondiente a 10 Gbps y se le adicionó ruido mediante la configuración mostrada en la Figura 4.10.

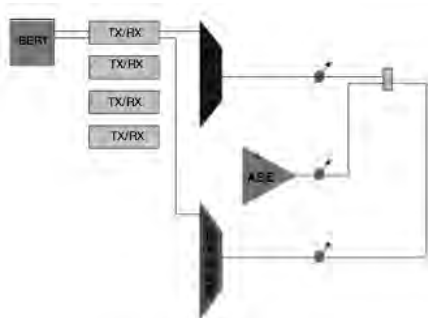


Figura 4.10. Adición de ruido ASE mediante el amplificador EDFA.

En este esquema, se adicionó ruido al sistema mediante el amplificador EDFA y después mediante un atenuador variable, VOA, se aumentó progresivamente la atenuación de la señal. De esta manera se logró disminuir el OSNR del canal de manera controlada y medir mediante un BERT el BER correspondiente asociado a cada OSNR.

El cuadro 4.13 muestra el OSNR de recepción tanto con FEC como sin él, así como la ganancia introducida por su utilización.

Cuadro 4.13. Ganancia por codificación FEC.

BER	OSNR con FEC	OSNR sin FEC	Ganancia del FEC
10^{-6}	13.88 dB	19.68 dB	5.8 dB
10^{-8}	14.55 dB	21.07 dB	6.5 dB
10^{-10}	15.06 dB	21.46 dB	6.4 dB

Como ejemplo del cuadro anterior, mientras un sistema sin FEC necesita una OSNR de 21.46 dB para conseguir un BER de 10^{-10} , uno con FEC necesita únicamente 15.06 dB. Se puede observar que la utilización del FEC aporta una ganancia alrededor de los 6 dB, corrigiendo errores provocados por atenuación, dispersión y efectos no lineales.

El empleo de codificación FEC, permitiría trabajar sin amplificadores en los enlaces de la Delta, incluso cuando los canales fueran ecualizados a la entrada del multiplexor. Por lo general, este tipo de codificación se presenta en

³³ Bajo ciertas limitaciones.

sistemas OTN (Optical Transport Network) donde las señales cliente se encapsulan en una trama OTN similar a como se realiza el encapsulamiento en tramas SDH.

Hoy en día, diferentes compañías proveedoras de equipos WDM realizan sus propios códigos FEC, los cuales se caracterizan por presentar mejores ganancias que códigos FEC tradicionales. Sin embargo, por lo general estos nuevos códigos FEC emplean mayor cantidad de bytes en los encabezados de las tramas OTN, aumentando la tasa de transmisión del sistema.

4.3.4. Medición de la forma de onda de la señal

Con el fin de observar la degradación de la señal debido a la dispersión, atenuación y efectos no lineales, mediante la configuración de la Figura 4.11 se obtuvo el diagrama de ojo a la salida del transmisor de Padtec correspondiente al canal 1548.51 nm mediante un Analizador de Patrón de Ojo marca ANRITSU Mod. MP1026B. Dicha señal corresponde a una tasa de transmisión de 10 Gbps creada mediante modulación externa tipo Mach Zender y se muestra en la Figura 4.12.

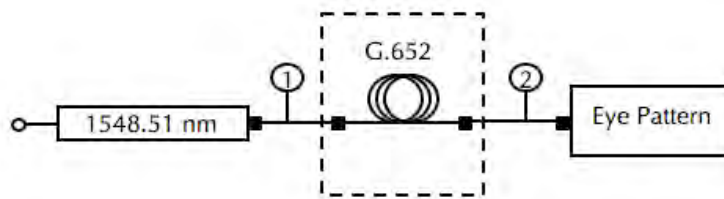


Figura 4.11. Configuración para obtener el patrón de ojo.

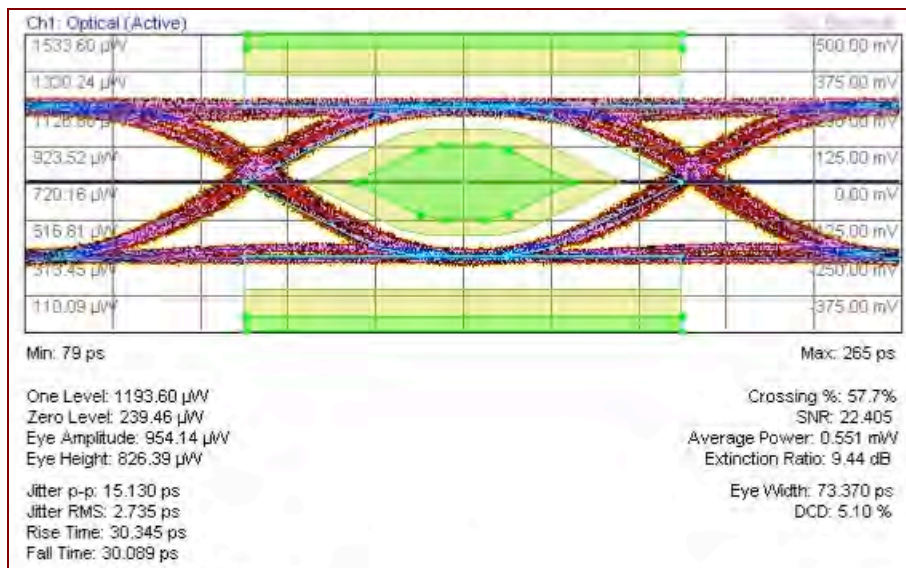


Figura 4.12. Diagrama de ojo para el canal de 1548.51nm a la salida del transmisor.

Como se puede observar, la forma del ojo es muy parecida a aquellas presentadas en el capítulo 3, teniendo una gran apertura del ojo y bajos niveles de jitter. Sin embargo, cuando la señal es transmitida por un enlace de 40 km de fibra³⁴ G.652, como se muestra en la Figura 4.13, se pueden presenciar claramente los efectos de la dispersión y atenuación de la señal.

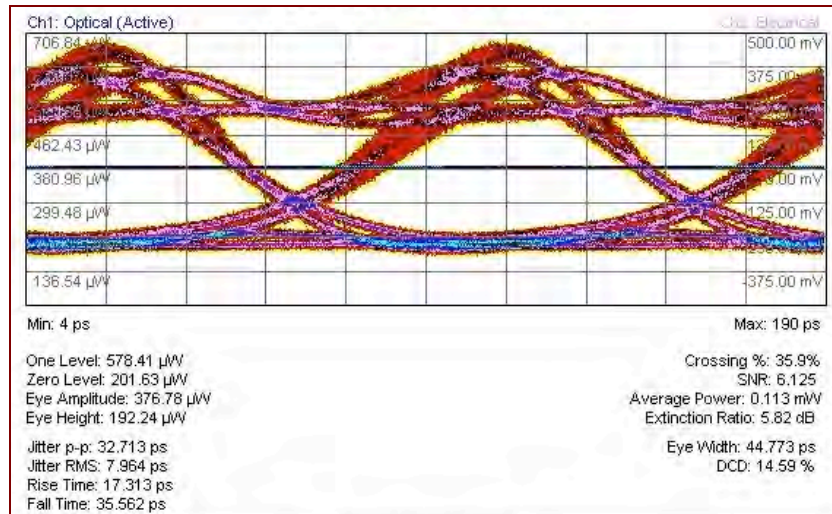


Figura 4.13. Diagrama de ojo para el canal de 1548.51nm al final del enlace de 40km.

Observando el diagrama de ojo anterior, se puede visualizar la clara degradación del patrón a medida que aumenta la atenuación y dispersión de la señal. Estos factores ocasionan que el ojo se cierre a medida que se propaga por la fibra (el eye width se reduce notablemente y hay degradación del extinction ratio), debido a la reducción de potencia y al aumento del jitter ocasionado por el ensanchamiento del pulso. El jitter corresponde básicamente a una desviación de fase respecto de la posición ideal en el tiempo de una señal digital que se propaga en un canal de transmisión. Es ocasionado principalmente por el ensanchamiento del pulso, provocando interferencia entre símbolos.

Técnicamente, las máscaras preestablecidas (Fig 4.12) definen regiones específicas en el diagrama de ojo dentro de las cuales las trazas que forman los pulsos no deben introducirse. Dichas máscaras son muy útiles ya que se utilizan en el diseño de canales de transmisión, especificando por medio de ellas zonas no permitidas para las señales. Con ello se logra preestablecer un diseño óptimo de enlaces que cumplan ciertas características, ya que si la señal digital que se propaga por el canal se introduce en dichas regiones, se observarían claramente problemas y errores en la transmisión [9].

Mediante las ecuaciones (2.18) y (2.19) se encontró el valor de Q y el BER correspondiente a la transmisión. Donde I_0 es el nivel de potencia medio para un bit 0 e I_1 para un bit 1, σ_0 la desviación estándar correspondiente al nivel de potencia para un bit 0 y σ_1 la correspondiente para un bit 1. La Figura 4.14 muestra los valores obtenidos para la media y desviación estándar de los correspondientes bits para cada uno de los puntos de medición.

³⁴ Sin ningún elemento de red como multiplexores, demultiplexores, amplificadores, etc.

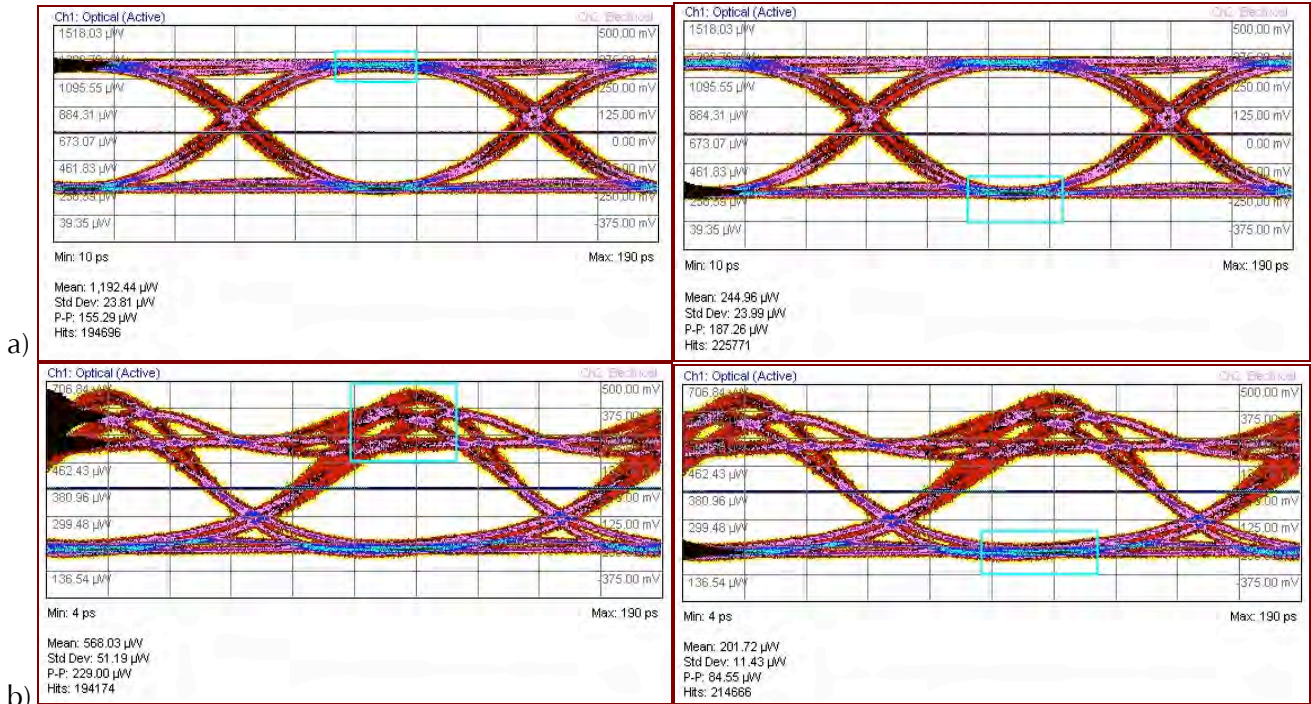


Figura 4.14. Medición de la media y desviación estándar para bits 1 y 0 a) a la salida del transmisor y b) al final del enlace de 40km.

El cuadro 4.14 muestra el factor de calidad y el BER correspondiente a cada punto de medición mediante el uso de las ecuaciones (2.18) y (2.19).

Cuadro 4.14 Valor Q y BER para 0 y 40km de transmisión.

Distancia [km]	Q	BER
0	19.82	1×10^{-87}
40	5.85	2.52×10^{-09}

El BER de 2.52×10^{-09} observado después de 40 km de transmisión resulta ser demasiado alto en comparación con la referencia de 10^{-12} necesario hoy en día para tener un enlace de buena calidad. Si se observa la sección 4.1.6 se puede observar que utilizando un BERT, el BER de 3×10^{-09} se alcanza añadiendo 7 dB de atenuación después de una transmisión por 40 km. Esto muestra claramente una discrepancia del cálculo del BER mediante la ecuación 2.18 y el obtenido mediante el BERT.

Esta discrepancia radica en que la ecuación (2.18) asume una serie de características en la distribución de la señal, como el hecho de que la distribución debe ser Gaussiana, situación que claramente no se presenta en la Figura 4.12. Por lo tanto, el BER tomado como correcto es aquel proporcionado por el BERT y no el obtenido mediante la ecuación (2.18). Aun así, el uso de la aproximación 2.18 es útil, sobretodo en medidas realizadas en campo, en que usualmente no se dispone de un BERT.

Como se presentó en el capítulo 3, los enlaces de la Delta presentarán un gran número de empalmes y se utilizarán

DFOs en diferentes puntos. Con el fin de observar como se afectará la forma de la señal, esta situación se simuló utilizando un enlace de 6 km de fibra G.652 dentro de las instalaciones de Ciudad Universitaria, el cual presenta un gran número de conectores, DFOs y empalmes. La Figura 4.15 muestra la caracterización de la fibra mediante un OTDR JDSU MT-8000.

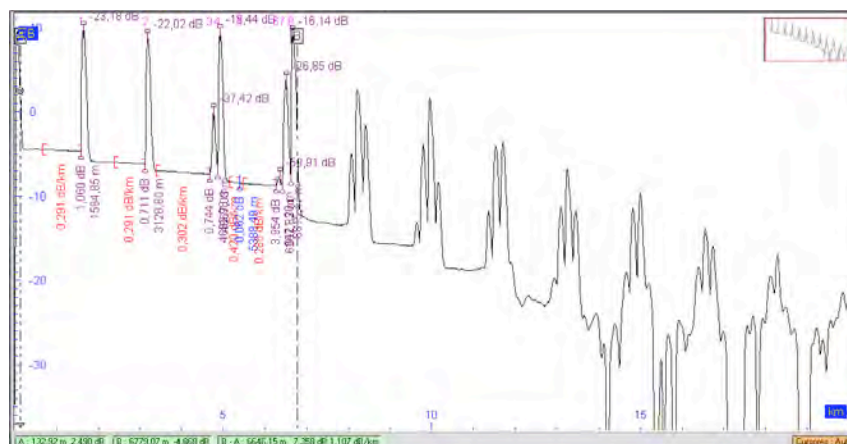


Figura 4.15. Análisis de OTDR sobre el enlace.

De primera instancia se puede observar la gran atenuación existente a pesar de la distancia que representa. Dicha distancia es aproximadamente de 6.6 km con una atenuación total de 7.35 dB, esto equivale a prácticamente 1.11 dB/km. En segundo lugar se observa la gran cantidad de reflectancia en el enlace debidas a múltiples conectores en él. El cuadro 4.15 muestra los valores obtenidos mediante el OTDR.

Cuadro 4.15. Eventos registrados mediante el OTDR sobre la fibra de la UNAM.

Fallo	Tipo de Fallo	Distancia de Fallo (m)	Pérdidas (dB)
1	Reflectancia	1584.85	0.463
2	Reflectancia	3128.80	1.964
3	Reflectancia	4682.98	3.148
4	Reflectancia	4867.03	3.203
5	Empalme	5388.49	4.184
6	Reflectancia	6267.83	4.493
7	Reflectancia	6421.20	4.537
8	Fin de fibra	6615.47	4.593

Por lo tanto, una señal que fuera transmitida por un enlace de estas características sufriría en principio una mayor distorsión.

En este caso, se utilizó un transmisor de la empresa NEC el cual transmite una señal GbE³⁵ mediante modulación directa del láser. El patrón de ojo obtenido mediante el analizador ANRITSU se presenta en la Figura 4.16.

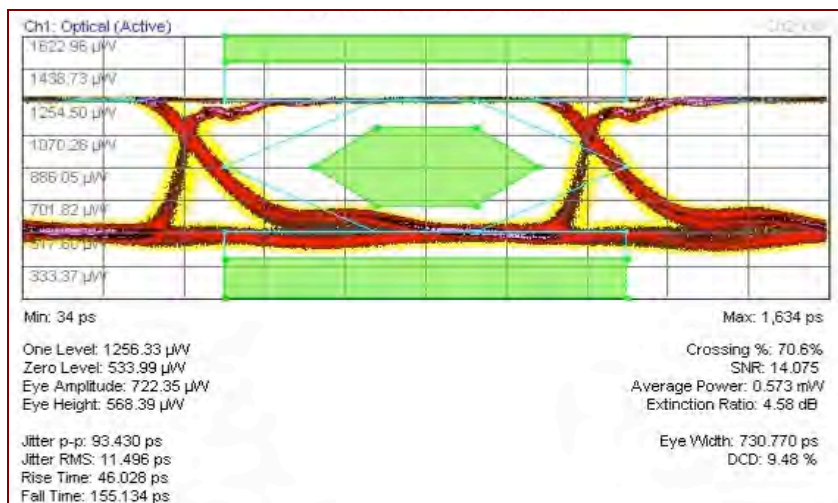


Figura 4.16. Diagrama de ojo a la salida del transmisor a 1.25Gbps.

De dicho diagrama se puede observar claramente la presencia de oscilaciones de relajación del láser debido a este tipo de modulación, haciéndolo del tipo transitorio. De esto se puede deducir la posible existencia de chirp transitorio en la señal. En general, el chirp se puede descomponer en dos componentes: chirp transitorio y chirp adiabático. El chirp transitorio ocurre durante los flancos de subida y de bajada de los pulsos, es decir, es proporcional a las variaciones temporales de la potencia óptica y es asociado a las oscilaciones de relajación del láser. Por el contrario, el chirp adiabático depende del nivel de señal y se manifiesta como un desplazamiento frecuencial de la portadora entre los niveles bajo y alto del pulso [10,11].

Como se presentó en la sección 3.1, la presencia del chirp limita considerablemente la distancia máxima de transmisión debido a su contribución sobre el ensanchamiento del pulso. Esta limitación se da más sobre señales a tasas de transmisión por arriba de los 10 Gbps.

Para observar la degradación provocada por el enlace, se ingresó dicho canal correspondiente a la Figura 4.13 al enlace de la UNAM y mediante la configuración de la Figura 4.11 se obtuvo el diagrama de ojo a la salida de la fibra (Fig. 4. 17).

³⁵ Giga bit Ethernet operando a 1.25 Gbps.

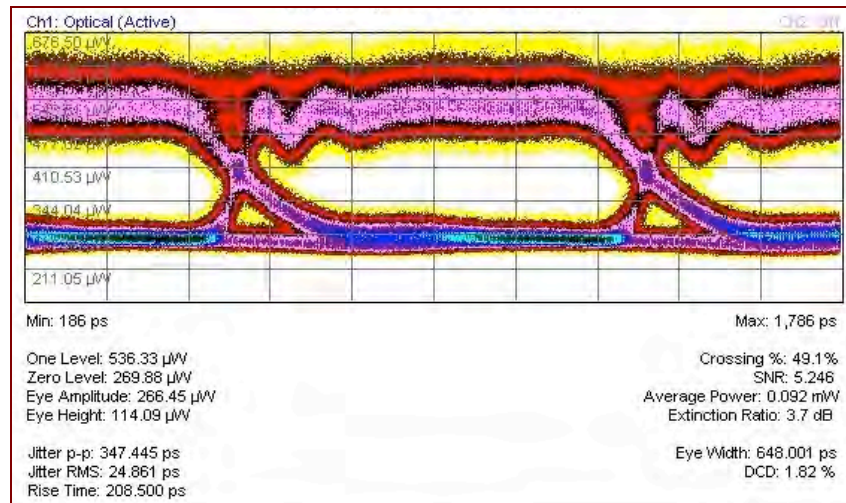


Figura 4.17. Diagrama de ojo a la llegada al receptor.

De dicho patrón se puede observar claramente la disminución de la apertura del ojo debido a las múltiples reflexiones existentes, esto se traduce a un ensanchamiento del nivel alto del pulso provocado por interferencia con la señal reflejada. Así mismo, se puede observar que la señal no sufre una mayor distorsión por dispersión debido a la corta longitud del enlace.

Al igual que el cuadro 4.15, el cuadro 4.16 muestra el BER obtenido mediante las ecuaciones (2.18) y (2.19) donde se observa el gran aumento del BER en tan solo 6.6km de fibra. Cabe resaltar que la forma de onda presentada en estos diagramas se encuentra muy lejos de tener una forma Gaussiana y por lo tanto dichas ecuaciones ya no presentan resultados exactos para el cálculo del BER.

Cuadro 4.16 Valor Q y BER para 0 y 6 km de transmisión.

Distancia [km]	Q	BER
0	18.23	1.49×10^{-74}
6	5.47	2.32×10^{-08}

En conclusión, el diagrama de ojo es una técnica bastante útil para caracterizar un enlace por fibra óptica, sin embargo el cálculo de BER a partir de éste no es exacto y solo sirve como referencia. Esto se debe a que equipos comerciales no utilizan exactamente pulsos con características totalmente Gaussianas. Por lo que para caracterizar un enlace de manera eficaz se debe utilizar un BERT.

Por otro lado, se estudiaron dos tipos de modulación de láseres para comunicaciones, modulación externa y directa. La modulación externa se utiliza en láseres que trabajan a tasas de transmisión de 10 Gbps o mayores, mientras que láseres modulados directamente se utilizan para tasas por debajo de los 10 Gbps. Esto se debe a la presencia de chirp en estos últimos, lo que limita la distancia de transmisión considerablemente debido al ensanchamiento del pulso. Esto se puede visualizar a partir de la ecuación (3.6), (3.7) y (3.8).

Además, se ve la clara necesidad de contar con enlaces de calidad que añadan la menor cantidad de distorsión a la

señal, permitiendo así su transmisión por grandes longitudes de fibra con bajos niveles de BER. Los empalmes que se realicen en los enlaces deberán ser empalmes por fusión que presenten bajos niveles de reflexión con el fin de evitar los efectos de la Figura 4.17.

4.4. Inserción y derivación de canales mediante OADMs

La utilización de OADM en enlaces en anillo permiten implementar esquemas de protección de ruta de manera similar a como se implementan en anillos SDH. Esto daría la posibilidad de implementar esquemas de protección en los enlaces de la Delta. Con el fin de analizar la inserción y derivación de canales utilizando estos dispositivos, se utilizó un OADM de la empresa Padtec, el cual consiste en una sola tarjeta que utiliza internamente un multiplexor y un demultiplexor. Los canales que permite subir o bajar son fijos.

Los OADMs de las empresas Optelian y NEC se crean mediante la configuración de los transpondedores y multiplexores, por lo que su análisis no se presenta.

La Figura 4.18 muestra la configuración utilizada para insertar el canal de 1510 nm y bajar el canal de 1558.17 nm.

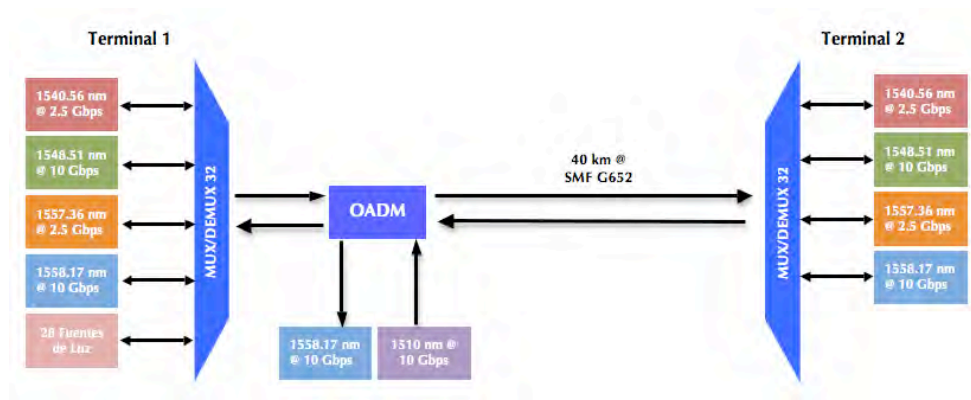


Figura 4.18. Enlace WDM con OADM.

Debido al hecho de que un OADM es prácticamente un multiplexor y un demultiplexor, existe la necesidad de conocer sus pérdidas de inserción. Sin embargo, suele ser un poco más complejo debido al mayor número de combinaciones posibles de ingresar canales y extraer canales del dispositivo.

La Figura 4.19 muestra la configuración del OADM proporcionado por Padtec con sus respectivos puertos de entrada (In, Add) y salida (Out, Drop).

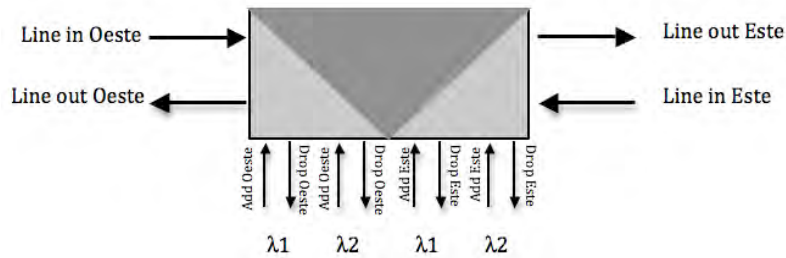


Figura 4.19. Configuración del OADM para dos canales.

Con el fin de conocer sus pérdidas de inserción, se ingresó el canal centrado en 1558.17 nm por diferentes puertos como se describe a continuación. En primer lugar se insertó el canal de 1558.17 nm (correspondiente a λ_1) por el puerto Line In Oeste y se midió la potencia en los puertos Drop Oeste y Line Out Este. Posteriormente se ingresó por el puerto Line In Este y se midió la potencia en los puertos Drop Este y Line Out Oeste. Finalmente se ingresó el canal por el puerto Add Este y se midió la potencia en el puerto Line Out Oeste. Se insertó el canal por el puerto Add Oeste y se midió la potencia en el puerto Line Out Este.

Mediante esta configuración se logró medir las IL de cada uno de los puertos del OADM. Debido a que se encuentra implementado con tecnología TFF y se manejan un pequeño número de canales, las pérdidas de inserción son bajas como lo muestra el Cuadro 4.17 siguiente.

Cuadro 4.17. Pérdidas por Inserción del OADM.

Medida	Potencia de entrada [dBm]	Potencia de salida [dBm]	Pérdida de inserción [dB]
Canal de Paso Oeste para Este	6.35	5.11	1.24
Drop Oeste	6.36	5.10	1.26
Add Oeste	6.25	5.41	0.84
Canal de Paso Este para Oeste	6.33	5.40	0.97
Drop Este	6.22	5.24	0.98
Add Este	6.24	4.90	1.34

El objetivo final del OADM se puede observar en las siguientes Figuras (4.20 y 4.21) donde el OADM añade un canal centrado en 1510 nm a las transmisiones correspondientes a la Figura 4.7 y extrae el canal de 1558.17 nm de la transmisión de la Terminal 2 a 1.

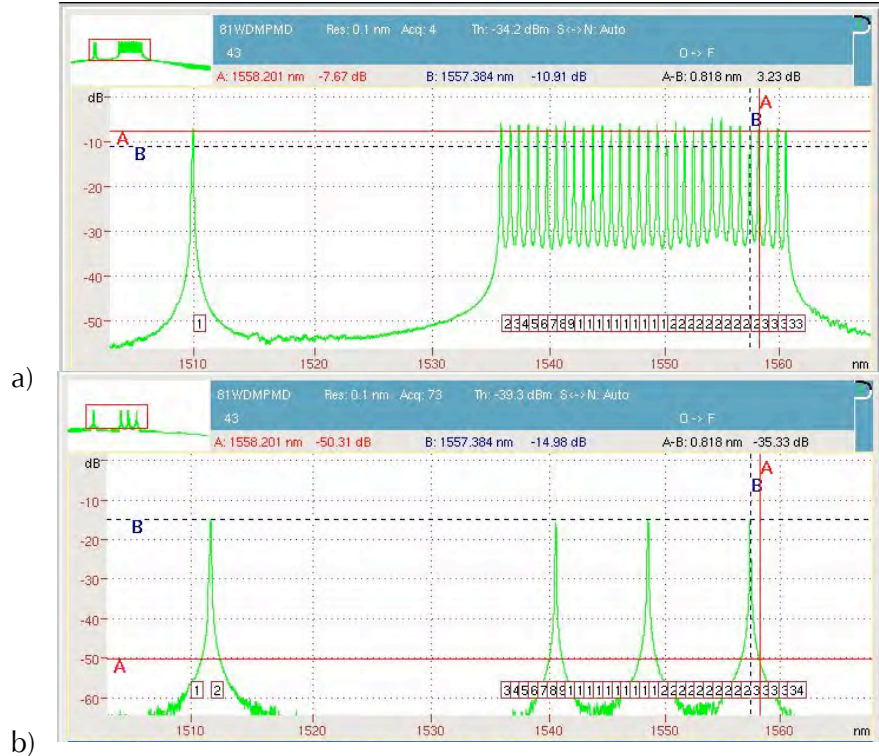


Figura 4.20. Inserción del canal 1510nm a las transmisiones de a) la Terminal 1 a la 2 y de b) la Terminal 2 a la 1.

Nótese que el canal de 1510 nm al estar fuera del espectro DWDM soportado por los equipos presenta una mayor tolerancia de desviación espectral.



Figura 4.21. Canal de 1558.17nm después de ser bajado mediante el OADM.

En este caso, el canal de 1510 nm se encuentra fuera del espectro DWDM pero puede ser utilizado como canal de supervisión. La funcionalidad del canal óptico de administración o supervisión es la capacidad de acceder y controlar terminales remotas con el fin de verificar o modificar distintos parámetros de los equipos.

De esta manera, se logra presentar la capacidad de un OADM en subir o bajar canales de un enlace WDM, permitiendo implementar una topología de red en principio un poco más compleja, como el anillo, de una manera práctica y costeable, presentando bajas pérdidas de inserción a comparación de aquellas propias de multiplexores y demultiplexores.

4.5. Conclusiones

En este capítulo se analizaron diferentes características de equipos comerciales correspondientes a las empresas Padtec, Optelian y NEC. Las características presentadas correspondieron a aquellas que se deben de tomar en cuenta para la implementación de la capa física de la Delta Metropolitana. En particular se puede concluir que:

- La potencia de transmisión de los láseres es de suma importancia para el cálculo del presupuesto de potencia de los enlaces. En este caso, los transmisores de 10 Gbps emiten una potencia de 5 dBm mientras que los de 2.5 Gbps emiten aproximadamente 0.5 dBm. Siguiendo la Recomendación de la UIT-T G.698.1, los transmisores a 2.5 Gbps emiten en un rango de 0 a 4 dBm. En el caso de la Delta, una potencia de transmisión de 0 dBm limita considerablemente el presupuesto de potencia, dejando menos de 5 dB de tolerancia. Esta situación puede limitar considerablemente el rendimiento del sistema.
- La sensibilidad de los receptores resultó alrededor de los -29 dB, independientemente de la tasa de transmisión. Esto es posible gracias a la utilización de fotodiodos APD para tasas de transmisión de 10 Gbps. Esto aporta la ventaja principal de soportar una mayor atenuación de la señal. Sin embargo, debido a la alta atenuación que presentarán los enlaces (≈ 25 dB), el presupuesto de potencia queda muy ajustado como se menciono en el punto anterior.
- Las pérdidas de los multiplexores y demultiplexores es dependiente de la tecnología de filtros empleada y del número de canales. Los multiplexores que se utilicen para la Delta deberán presentar pérdidas por inserción menores a lo 5 dB, de otra manera el presupuesto de potencia quedaría más ajustado y sería necesaria la utilización de amplificadores en los enlaces.
- La utilización de un amplificador tipo booster eliminaría la limitante de las pérdidas del enlace, resultando en una ganancia de 17 dB. La disminución del OSNR debido a su utilización no resultaría en ningún problema para el rendimiento de los enlaces. Para su utilización, se deberá ajustar la potencia de entrada al mismo y la ganancia de acuerdo al número de canales a utilizar. Es recomendable que desde un principio se ajuste al mayor número de canales soportados para evitar reconfigurarlo conforme se añadan más canales al sistema.
- La utilización de codificación FEC, resultaría en una ganancia de aproximadamente 6 dB, lo que garantizaría el correcto funcionamiento del sistema sin la necesidad de utilizar amplificadores.
- Los empalmes que se realicen en los enlaces deberán presentar baja reflectividad, así como las conexiones a DFOs deberán estar sumamente limpias para evitar los efectos que se presentan en la Figuras 4.15 y 4.17.

Referencias

- [1] ITU-T Recommendation G.694.1, *Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*, June 2002.
- [2] Padtec, LightPad i1600G Sistema de Transmisión Multiservicio DWDM 160 canales. Manual Técnico.
- [3] ITU-T Recommendation G.698.1, *Multichannel DWDM applications with single channel optical interfaces*, December 2006.
- [4] Ramón Gutiérrez Castrejón, *Hacia un sistema de comunicaciones totalmente óptico*. Series del Instituto de Ingeniería, UNAM, Mayo 2005.
- [5] X.X. Zhang, *Thin film optical filter – an enabling technology for modern optical communication systems*, *Proceedings of the SPIE, Volume 5595*, pp. 349-358, October 2004.
- [6] Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón, *Apuntes de clase: Redes Ópticas y de Microondas*, UNAM, 2009.
- [7] Cisco Systems, *Introduction to DWDM for Metropolitan Networks*, Cisco Systems, Corporate Headquarters, 2000, <http://www.ciscopress.com/articles/article.asp?p=30886>
- [8] Guozhou Jiang and Deming Liu, *Analysis and implementation of FEC in 10G-EPON*, *Frontiers of Optoelectronics in China*, Volume 2, Number 4 / December, 2009, pp.384-388.
- [9] José Antonio Dinamarca Ossa, "Teoría de Comunicaciones Digitales", Universidad Técnica Federico Santa María, Rol. 9721036-5 06.11.2002.
- [10] Avi Zadok, Hamutal Shalom, Moshe Tur, W. D. Cornwell, and Ivan Andonovic, *Spectral Shift and Broadening of DFB Lasers Under Direct Modulation*, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 10, No. 12, December 1998.
- [11] M.Zamorano, E. Moschim, S. Rossi, *Análisis del efecto del chirp sobre el desempeño de un sistema óptico*, *Revista Facultad de Ingeniería, Universidad de Tarapaca, Chile*, Vol. 7, pp. 29-34.
- [12] Jose Campany Franco y Beatriz Ortega Tamarit, *Redes ópticas*, Ed. Universidad Politécnica de Valencia

CAPÍTULO 5

Conclusiones

Mediante la realización de este trabajo se logró estudiar las diferentes consideraciones de diseño para un enlace de comunicaciones WDM enfocado a la implementación de la capa física del proyecto Delta Metropolitana de Supercómputo. Mediante el uso de un simulador basado en LabVIEW, desarrollado en el Instituto de Ingeniería de la UNAM en colaboración con Bell Labs/Alcatel-Lucent, se logró analizar como es que los fenómenos de atenuación, dispersión y no-lineales en conjunto y de manera simultánea afectan la propagación de los pulsos ópticos en una fibra, particularmente en los futuros enlaces de la Delta.

Por otro lado, mediante la realización de pruebas experimentales con equipos ópticos WDM comerciales, se logró estudiar el impacto que algunos parámetros de diseño tendrán en los enlaces del proyecto, sirviendo como continuación al trabajo de investigación que se ha venido desarrollando para implementar la Delta Metropolitana.

En particular se encontró que:

- El degradamiento de la señal debido a los efectos de la dispersión cromática en los enlaces de la Delta se encuentra dentro de rangos tolerables especificados por la UIT-T y por los equipos comerciales analizados. Esto se debe a las relativamente cortas longitudes de los enlaces (<40km). Por lo que es posible utilizar fibra G.652 y pulsos ópticos modulados en amplitud del tipo NRZ a tasas de hasta 10 Gbps, con una penalización de potencia de tan solo 1 dB. Sin embargo, si se desea aumentar la tasa de transmisión a 40 o 100 Gbps, se deberán utilizar métodos de compensación de dispersión.
- Debido a la utilización de pulsos NRZ-OOK de hasta 10 Gbps, a la separación entre canales de 100 GHz y al tipo de fibra propuesta con coeficiente de dispersión de 17 ps/nm*km, no existe una degradación significativa de la señal por efectos no-lineales. Cayendo en ninguna penalización de potencia.
- La gran cantidad de empalmes y la utilización de DFO's provoca que la atenuación que se presentará en los enlaces sea aproximadamente de 25 dB, tomando en cuenta todas las pérdidas por inserción de los elementos. En este aspecto, se debe buscar utilizar tarjetas multiplexoras y demultiplexoras que presenten pérdidas por inserción por debajo de los 5 dB para disminuir dicha atenuación. Por otro lado, debido a que la potencia más baja a la que trabajan los transmisores a 10 Gbps analizados es de 3 dBm y los de 2.5 Gbps es de 0 dBm, será necesario utilizar fotodiodos APD y fotodiodos *p-i-n* con sensibilidades alrededor de los -28 dB respectivamente.
- En este aspecto, la primer opción para contrarrestar los efectos de la atenuación en los enlaces es la utilización de amplificadores tipo booster, los cuales darían la posibilidad de utilizar transponders que emitan una menor potencia óptica en un futuro, (Ej. transponders a 40 o 100 Gbps), y dejando al sistema preparado para futuras expansiones. La disminución del OSNR debido a su utilización no resultaría en ningún problema para el rendimiento de los enlaces.

- La segunda opción radicaría en la utilización de codificación FEC, la cual aportaría una ganancia de aproximadamente 6 dB y garantizaría el correcto funcionamiento del sistema sin la necesidad de utilizar amplificadores.

Tomando en cuenta los puntos arriba descritos, se presenta a continuación las características de los equipos propuestos para la implementación de la Delta Metropolitana de Supercómputo.

- Tarjetas transmisoras-receptoras basadas en láseres DFB con sistemas de enfriamiento, control de estabilidad y basadas en fotodiodos APD para 10 Gbps y *p-i-n* para 2.5 Gbps. Cuya potencia óptica emitida no sea menor a 0 dBm
- Tarjetas multiplexoras y demultiplexoras que presenten pérdidas por inserción menores a los 5 dB y crosstalk para canales adyacentes menor a los -16 dB.
- Utilización de codificación FEC con el fin de contrarrestar la degradación de la señal, especialmente debido a la atenuación.
- La utilización de fibra tipo G.655, la cual reduciría considerablemente el ensanchamiento del pulso debido a su coeficiente de dispersión de 5 ps/nm*km. De esta manera, junto con la utilización de codificación FEC, permitiría el empleo de 40 Gbps en cada uno de los enlaces.

5.1. Trabajo futuro

La gran demanda de ancho de banda y velocidades de transmisión que se ha observado últimamente en los servicios de telecomunicaciones, ocasiona que sea necesario un gran avance tecnológico en las redes de comunicaciones actuales. Como se ha mencionado anteriormente, la tecnología WDM explota de manera radical la gran capacidad de la fibra óptica y ha logrado satisfacer de una u otra manera las demandas actuales.

Sin embargo, está empezando a existir la necesidad de explotar aun más la capacidad de la fibra. Este aumento se puede realizar en principio de dos formas: una es el incremento en la tasa de transmisión en los canales transmitidos, mientras que la otra es el aumento del número de canales WDM. Sin embargo, estas dos soluciones presentan grandes limitaciones para su implementación con los dispositivos ópticos actuales. Mientras el uso de mayores tasas de transmisión ocasiona el aumento del ensanchamiento del pulso y por ende la disminución radical de la distancia de transmisión, el aumento del número de canales ocasiona que los efectos no-lineales degraden bastante la forma del pulso óptico transmitido y el crosstalk entre canales. Por lo que investigaciones futuras radicarán en la implementación de nuevas tecnologías que sean capaces de reducir estos efectos.

Actualmente, diferentes empresas han introducido al mercado los primeros sistemas a 100 Gbps trabajando sobre las redes WDM actuales. Dichos sistemas trabajan con nuevos tipo de modulación con el fin de contrarrestar los efectos dispersivos de la fibra. Como sería el caso de DP-QPSK o *Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying*.

El empleo de nuevos tipos de modulación conlleva no solo al estudio de las implicaciones que tienen lugar en la transmisión, sino también al cambio de hardware en los transmisores y receptores, empleando arreglos de moduladores ópticos, polarizadores, detectores de fase, etc. Por lo tanto, sería interesante ahondar en el uso de este tipo de nuevas tecnologías con el fin explotar al máximo las grandes cualidades de los sistemas ópticos de telecomunicaciones.

APÉNDICE 1

Ecuación básica de propagación de un pulso óptico Gaussiano

La propagación de luz en una fibra óptica, como cualquier otro fenómeno electromagnético, se encuentra regida por las ecuaciones de Maxwell, las cuales describen la relación entre el campo eléctrico y magnético. Estas ecuaciones toman la forma general [1,2]:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (\text{A1.1})$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (\text{A1.2})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_f \quad (\text{A1.3})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (\text{A1.4})$$

Donde el operador laplaciano ∇ se define como $\nabla = \partial/\partial x + \partial/\partial y + \partial/\partial z$. \mathbf{E} y \mathbf{H} corresponden a los campos vectoriales eléctrico y magnético respectivamente y \mathbf{D} y \mathbf{B} corresponden a las densidades de flujo eléctrico y magnético respectivamente. Para un material dieléctrico isotrópico sin cargas libres, como la fibra óptica, el vector de densidad de corriente \mathbf{J} y la densidad de carga ρ_f son iguales a 0. Las densidades de flujo se relacionan con los campos vectoriales de la siguiente manera [1]:

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (\text{A1.5})$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{M} \quad (\text{A1.6})$$

Donde ϵ_0 es la permitividad del vacío y μ_0 es la permeabilidad del vacío. \mathbf{P} y \mathbf{M} son las polarizaciones eléctricas y magnéticas inducidas respectivamente. Para un material no-magnético como la fibra óptica, $\mathbf{M}=0$.

De esta manera, se puede encontrar la ecuación que describe la propagación de luz dentro de una fibra óptica aplicando el rotacional a la ecuación (A1.1) y utilizando (A1.2), (A1.5) y (A1.6), se obtiene que [1]:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2} \quad (\text{A1.7})$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío y $\epsilon_0 \mu_0 = 1/c^2$. En general el vector de polarización eléctrica \mathbf{P} se define para medios lineales como $\mathbf{P} = \epsilon_0 \chi \mathbf{E}$, donde χ es la susceptibilidad eléctrica del medio. Tomando en cuenta la ecuación (A1.3) y la identidad vectorial $\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E}$, la ecuación (A1.7) toma la forma:

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2} \quad (\text{A1.8})$$

Transformando la ecuación (A1.8) a su forma fasorial por medio de la propiedad de la transformada de Fourier de derivación en el tiempo y se sustituye \mathbf{P} en función de \mathbf{E} , obtenemos que:

$$\nabla^2 \bar{\mathbf{E}} - \frac{\omega^2}{c^2} (1 - \chi) \bar{\mathbf{E}} = 0 \quad (\text{A1.9})$$

Si definimos a la permitividad eléctrica del medio como $\epsilon = 1 - \chi$ y al número de onda en el vacío como $k_0 = \omega/c$, entonces la ecuación (A1.9) se convierte finalmente en [3]:

$$\nabla^2 \bar{\mathbf{E}} - k_0^2 \epsilon \bar{\mathbf{E}} = 0 \quad (\text{A1.10})$$

Dicha ecuación se le conoce como ecuación de onda o ecuación de Helmholtz. Debido a que χ es dependiente de la frecuencia y en general complejo, entonces también los es ϵ . Su parte real e imaginaria se relacionan con el coeficiente de refracción $n(\omega)$ y el de absorción $\alpha(\omega)$ de la siguiente manera [1]:

$$\epsilon = (n + i\alpha c / 2\omega)^2 \quad (\text{A1.11})$$

Debido a que el coeficiente de absorción para fibras ópticas de sílice es demasiado pequeño, la parte imaginaria de la ecuación (A1.11) es demasiado pequeña a comparación de la parte real. Por lo que dicha ecuación se puede aproximar a $\epsilon(\omega) = n^2(\omega)$ [1]. De esta manera, tomando en cuenta que $\beta = k_0 n(\omega)$ es la constante de propagación en el medio la cual se obtiene del análisis de la distribución modal en la fibra, entonces la ecuación (A1.10) se puede reescribir como:

$$\nabla^2 \bar{\mathbf{E}} + \beta^2 \bar{\mathbf{E}} = 0 \quad (\text{A1.12})$$

La ecuación (3.1) del capítulo 3 es una solución particular de la ecuación (A1.12), la cual se obtiene de resolver dicha ecuación para una onda plana con polarización lineal a lo largo del eje x , misma que se obtiene en el Apéndice 2. Con el fin de aprovechar la simetría de la fibra óptica, la ecuación de onda (A1.12) puede ser expresada en coordenadas polares de la siguiente manera [1,3]:

$$\frac{\partial^2 \bar{\mathbf{E}}}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \bar{\mathbf{E}}}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \bar{\mathbf{E}}}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \bar{\mathbf{E}}}{\partial z^2} + n^2 k_0^2 \bar{\mathbf{E}} = 0 \quad (\text{A1.13})$$

Un procedimiento matemático estándar utilizado para resolver este tipo de ecuaciones es el de utilizar el método de separación de variables, el cual asume una solución del tipo [2]:

$$\bar{\mathbf{E}}(\rho, \phi, z, \omega) = \bar{B}(0, \omega) F(\rho) F(\phi) F(z) \quad (\text{A1.14})$$

Donde $F(\rho)$ es la distribución modal del campo con respecto de ρ , $F(\phi)=0$ debido a que el campo modal fundamental no presenta variaciones con respecto a ϕ , $F(z)$ presenta una solución del tipo $F(z)=\exp(j\beta z)$ para una onda periódica propagándose en la dirección z y $B(0, \omega)$ es la amplitud espectral inicial del pulso óptico. De esta manera, la ecuación (A1.14) puede ser reescrita como [1]:

$$\bar{\mathbf{E}}(\rho, \omega) = \bar{B}(0, \omega) F(\rho) \exp(j\beta z) \hat{x} \quad (\text{A1.15})$$

Donde \hat{x} representa un vector de polarización unitario a lo largo del eje x para una onda con polarización lineal. Dicha aproximación es válida ya que el modo fundamental se encuentra aproximadamente linealmente polarizado [3].

Como se puede observar de la ecuación (A1.15), la amplitud del pulso óptico es dependiente de la frecuencia, por lo que sus diferentes componentes espectrales se propagarán dentro de la fibra de acuerdo a:

$$\bar{B}(z, \omega) = \bar{B}(0, \omega) \exp(j\beta z) \quad (\text{A1.16})$$

Dicha amplitud puede ser expresada en el dominio del tiempo obteniendo su transformada de Fourier inversa, resultando:

$$B(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{B}(z, \omega) \exp(-j\omega t) d\omega \quad (\text{A1.17})$$

De esta manera, expandiendo $\beta(\omega)$ en una serie de Taylor alrededor de la frecuencia central ω_0 (ecuación 3.2), sustituyendo (A1.16) en (A1.17) y añadiendo una *amplitud de variación lenta* (SVEA) con respecto a la portadora ω_0 como la envolvente del pulso, la ecuación (A1.17) toma la forma [1]:

$$B(z, t) = A(z, t) \exp[j(\beta_0 z - \omega_0 t)] \quad (\text{A1.18})$$

Donde la amplitud de variación lenta $A(z, t)$ se encuentra dada por [3]:

$$A(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{B}(0, \omega) \exp \left[j\beta_1 z \Delta\omega + \frac{j}{2} \beta_2 z (\Delta\omega)^2 + \frac{j}{6} \beta_3 z (\Delta\omega)^3 - j(\Delta\omega)t \right] d(\Delta\omega) \quad (\text{A2.7})$$

Donde $B(0, \omega) \equiv A(0, \omega)$, última que es la transformada de Fourier de $A(0, t)$. Si se calcula $\partial A / \partial z$ y se sustituye $\Delta\omega$ por $j\partial A / \partial t$, la ecuación (A2.7) puede ser finalmente escrita como [1]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = 0 \quad (\text{A2.8})$$

Dicha ecuación describe la propagación de un pulso óptico en una fibra, tomando en cuenta que esta se comporta como un medio lineal.

En general, sistemas de comunicaciones ópticos utilizan pulsos de característica Gaussiana. Dichos pulsos presentan un campo inicial del tipo [1]:

$$A(0,t) = A_o \exp \left[-\frac{1+jC}{2} \left(\frac{t'}{T_o} \right)^{2m} \right] \quad (\text{A2.9})$$

Donde A_o es la amplitud pico inicial del pulso, C es el parámetro de chirp, T_o se define de acuerdo a (3.5), m especifica el grado de la distribución y t' se define como $t' = t - \beta_1 z$. Si se aplica la transformada de Fourier a la ecuación (A2.9) y se considera $m=1$ correspondiente a una distribución Gaussiana ordinaria, se obtiene:

$$\bar{A}(0,\omega) = A_o \left(\frac{2\pi T_o^2}{1+jC} \right)^{1/2} \exp \left[-\frac{\omega^2 T_o^2}{2(1+jC)} \right] \quad (\text{A2.10})$$

De esta manera, al sustituir (A2.10) en (A2.7) se cuenta con la ecuación básica que describe el comportamiento temporal de un pulso óptico Gaussiano dentro de una fibra óptica.

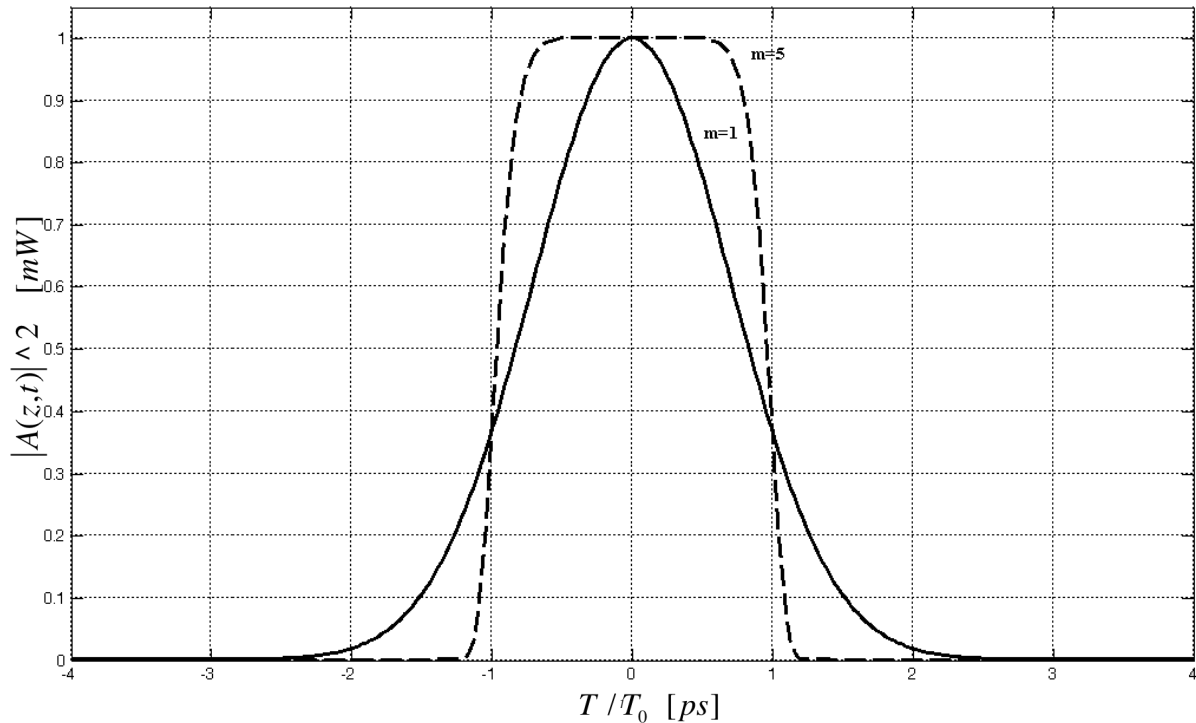


Figura A1.1. Distribuciones Gaussiana y super-Gaussiana de un pulso óptico con anchura $T_o = 1$ [ps] y potencia picode 1 [mW].

Referencias

- [1] Gouvind P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Ed. Wiley-Interscience, Third Edition.
- [2] Gerd Keiser, *Optical Fiber Communications*, Ed. McGraw-Hill, Second Edition.
- [3] Govind P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, U.S.A., Third Edition.

APÉNDICE 2

Efecto Kerr

En el apéndice 1, se definió al vector de polarización eléctrica inducida como $\mathbf{P} = \epsilon_0 \chi \mathbf{E}$ donde χ es la susceptibilidad eléctrica del medio, sin embargo, en medios no lineales χ deja de ser una constante y se comporta como un tensor. Debido a esto, el vector \mathbf{P} puede ser expresado como [1]:

$$\mathbf{P} = \epsilon_0 \left(\chi^{(1)} \mathbf{E} + \chi^{(2)} \mathbf{E}^2 + \chi^{(3)} \mathbf{E}^3 + \dots \right) \quad (\text{A2.1})$$

Donde $\chi^{(1)}$ es la susceptibilidad lineal y representa la mayor contribución a \mathbf{P} , $\chi^{(2)}$ es la susceptibilidad de segundo orden y es la responsable de los efectos no-lineales como generación de segundos armónicos y generación de suma de frecuencias. Sin embargo, dicha susceptibilidad no se presenta en fibras ópticas de sílice debido a la naturaleza simétrica de la molécula de SiO_2 . Por último, la susceptibilidad de tercer orden es la responsable de la aparición de efectos no lineales como four wave mixing y refracción no lineal. De esta manera, la ecuación (A2.1) puede ser reescrita como [1]:

$$\mathbf{P} = \epsilon_0 \left(\chi^{(1)} \mathbf{E} + \chi^{(3)} \mathbf{E}^3 \right) \quad (\text{A2.2})$$

Donde se puede observar que el vector de polarización \mathbf{P} está compuesto de una parte lineal y otra no lineal de la siguiente manera:

$$\mathbf{P}_L = \epsilon_0 \chi^{(1)} \mathbf{E} \quad (\text{A2.3})$$

$$\mathbf{P}_{NL} = \epsilon_0 \chi^{(3)} \mathbf{E}^3 \quad (\text{A2.4})$$

Con el fin de encontrar la expresión que describe al efecto Kerr, se debe resolver la ecuación de onda (A1.13) considerando una onda plana polarizada linealmente a lo largo del eje x , donde el campo \mathbf{E} no presenta variaciones en las direcciones y y z . Dicha solución es de la siguiente forma [2]:

$$E_x = \frac{1}{2} \left(E^+ e^{j(\omega t - \beta z)} + c.c. \right) \quad (\text{A2.5})$$

Si se utiliza la aproximación de envolvente lentamente variable, es útil separar la parte de variación rápida del campo eléctrico escribiéndolo de la forma [1]:

$$E_x = \frac{1}{2} (E(r,t)e^{-j\omega t} + c.c.) \quad (\text{A2.6})$$

Donde $E(r,t)$ es la componente de variación lenta respecto a la portadora ω_0 . De esta manera, si se sustituye la ecuación (A2.6) en (A2.4) se podrá observar que existe un termino oscilando en ω_0 y otro en $3\omega_0$. Este último termino puede ser despreciado considerando que se encuentra muy alejado de la frecuencia central ω_0 del pulso [1]. De esta manera, se puede encontrar que:

$$\mathbf{P}_{xNL} = \epsilon_0 \epsilon_{NL} E_x \quad (\text{A2.7})$$

Donde

$$\epsilon_{NL} = \frac{3}{4} \chi^{(3)} |E|^2 \quad (\text{A2.8})$$

En el apéndice 1, la ecuación (A1.10) se encontró al definir la constante dieléctrica como $\epsilon = 1 - \chi^{(1)}$ tomando unicamente la parte lineal del vector \mathbf{P} , sin embargo, tomando en cuenta la parte no-lineal, el vector \mathbf{P} puede ser encontrado mediante la suma de las ecuaciones (A2.3) y (A2.7). De esta manera, si se resuelve nuevamente la ecuación (A1.8), se podrá encontrar que la constante dieléctrica para medios no lineales se encuentra dada por [1]:

$$\epsilon = 1 + \chi^{(1)} + \epsilon_{NL} \quad (\text{A2.8})$$

De forma similar a la ecuación (A1.11), la ecuación (A2.8) puede ser utilizada para definir el coeficiente de refracción $n(\omega)$, dado por:

$$n = n_0 + \eta_2 |E|^2 \quad (\text{A2.9})$$

donde

$$\eta_2 = \frac{3}{8n_0} \text{Re}\{\chi^{(3)}\} \quad (\text{A2.10})$$

es el coeficiente de refracción no lineal. La expresión (A2.9) describe la dependencia del índice de refracción con la intensidad de campo eléctrico aplicado, misma que describe el efecto Kerr.

Referencias

- [1] Govind P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, U.S.A., Third Edition.
- [2] Gouvind P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Ed. Wiley-Interscience, Third Edition.

APÉNDICE 3

Características de fibras G.652, G.653 y G.655 de acuerdo a la UIT-T

El cuadro A3.1 resume las principales características de las fibras G.652, G.653 y G.655 de acuerdo a la UIT-T.

Cuadro A3.1. características de las fibras G.652, G.653 y G.655 de acuerdo a la UIT-T.

Atributo	Dato	G.652	G.653	G.655
		Valor	Valor	Valor
Diámetro de campo modal	Gama de valores nominales	8,6-9,5 μm	7,8-8,5 μm	8-11 μm
Coefficiente de dispersión cromática	Valor comunmente empleado	17 ps/nm*km	0 ps/nm*km	5 ps/nm*km
Pendiente de dispersión	$S_{0\text{máx}}$	0,093 ps/(nm ² ·km)	0,085 ps/(nm ² ·km)	0.045 ps/(nm ² ·km)
Coefficiente de atenuación	Máximo a 1550 nm	0,35 dB/km	0,35 dB/km	0.35 dB/km
Coefficiente de PMD	PMDQ máximo	0,5 ps/ $\sqrt{\text{km}}$	0,5 ps/ $\sqrt{\text{km}}$	0.20 ps/ $\sqrt{\text{km}}$

APÉNDICE 4

Patrón de Ojo

Para el análisis del comportamiento de los enlaces de transmisión, frecuentemente se utilizan diversas técnicas y mediciones de desempeño, como por ejemplo: la medición del Bit Error Rate, BER o la relación señal a ruido óptica de éste (OSNR). Sin embargo, en determinadas circunstancias y frente a distintos problemas que se presentan en la comunicación, muchas de ellas no son apropiadas para determinar el origen del problema o visualizarlos. En este sentido se hace imprescindible el análisis de las formas de onda de los pulsos que se propagan en el enlace de comunicaciones, para lograr observar sus formas, desfases (jitter), niveles de ruido, potencia de las señales, etc. El análisis de todas éstas características reunidas en un diagrama o patrón dan origen a lo que se conoce como Patrón de Ojo.

El Diagrama de Ojo se construye mediante la superposición de todas las posibles secuencias de bits existentes. Por ejemplo, si tuviéramos una secuencia de 3 bits tendríamos en total 2^3 posibles combinaciones, las cuales al sobreponerse formarían el diagrama de ojo.

La Figura A4.1 muestra los diferentes parámetros que pueden ser medidos mediante el análisis de las distintas características de la forma de onda del pulso, como son el rise-time, fall-time, overshoot, undershoot y el jitter, que están referidas a cuatro propiedades fundamentales del ojo: el nivel cero, nivel uno, cruce de amplitud y cruce en el tiempo.

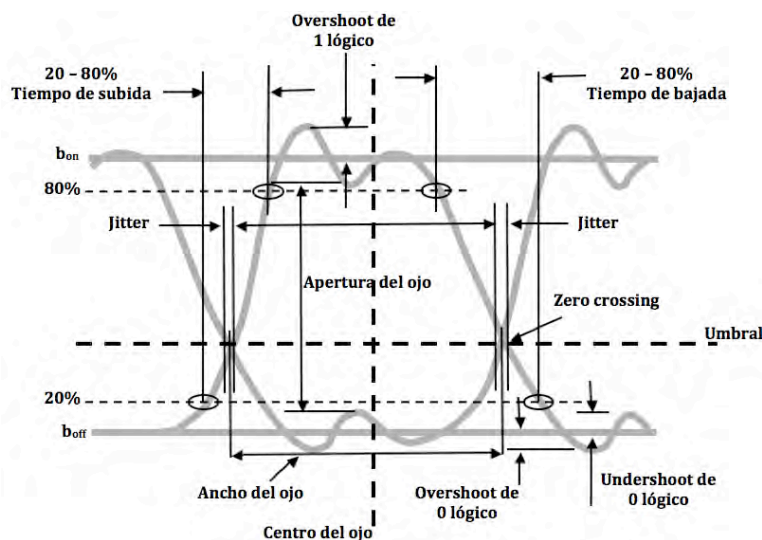


Figura A4.1. Parámetros del Diagrama de Ojo