

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**DISEÑO DE UN SISTEMA DE TRANSMISION OPTICA
COHERENTE DE SIGUIENTE GENERACION**

**INFORME DE SUFICIENCIA
PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:
INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES**

**PRESENTADO POR:
EDHIR LINO RIOS VASQUEZ**

**PROMOCIÓN
2010-II**

**LIMA-PERÚ
2014**

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE TRANSMISION OPTICA
COHERENTE DE SIGUIENTE GENERACION**

DEDICATORIA:

A Dios por ser él que guía mi vida,

A mis Padres porque siempre están
conmigo.

A mí siempre querida Alma Mater, mi
UNI.

SUMARIO

En este trabajo se presenta un estudio técnico económico para el diseño de una red de transmisión óptica de mayor capacidad, la cual debe satisfacer los requerimientos de capacidad de transmisión. Inicialmente se presenta un análisis del crecimiento del tráfico de la información en el Perú, se describe el sistema de transmisión actual de las redes de telecomunicaciones y se identifica las limitaciones que tienen dichas redes. Luego se describe los fundamentos teóricos para la transmisión por fibra óptica, se explica la transmisión óptica coherente y sus características, y se detalla los parámetros a tomar en cuenta en los sistemas de transmisión. Adicionalmente se presenta el diseño de una red de transmisión óptica, basado en tecnologías coherentes, para el tramo sur del Perú desde Lurín hasta Arequipa. En el diseño se analiza el tráfico de información para determinar la capacidad del sistema, se determina las rutas a utilizar para la implementación del sistema, se analiza los parámetros ópticos que limita al sistema de transmisión, se describe el equipamiento a utilizar para la implementación del sistema y se realiza los cálculos pertinentes. Además se realiza la evaluación económica del sistema, determinando los gastos de capital y gastos de operación en los que se incurren al implementar el nuevo sistema de transmisión. Finalmente se obtiene una solución viable a la necesidad de capacidad de transmisión.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO I	
PLANTEAMIENTO DE LA INGENIERÍA DEL PROBLEMA.....	3
2.1 Descripción del problema.....	3
2.2 Antecedentes del problema.....	5
2.3 Objetivo del trabajo.....	7
2.4 Evaluación del problema	7
2.5 Alcances del trabajo	7
2.6 Síntesis del trabajo	8
CAPITULO II	
ASPECTOS TEÓRICOS PARA LA TRANSMISIÓN ÓPTICA COHERENTE.....	9
2.1 Sistema de comunicaciones ópticas.....	9
2.2 Fibras ópticas	10
2.2.1 Atenuación.....	11
2.2.2 Dispersión cromática	12
2.2.3 Dispersión por el modo de polarización.....	13
2.3 Tipos de fibras ópticas y sus características	15
2.3.1 Fibra óptica monomodo estándar	15
2.3.2 Fibra óptica de dispersión desplazada no nula	16
2.4 Moduladores ópticos	18
2.4.1 Modulación directa	19
2.4.2 Modulación externa	21
2.4.3 Modulador QPSK de doble polarización	27
2.5 Receptores ópticos.....	27
2.5.1 Receptores ópticos de detección directa	27
2.5.2 Receptores ópticos de detección coherente.....	28
2.5.3 Fotodetección balanceada	32
2.5.4 Demodulador DP-QPSK.....	34
2.6 Amplificadores ópticos.....	38
2.6.1 Tipos de amplificadores ópticos.....	39

2.6.2	Aplicaciones de amplificadores ópticos	41
2.7	Ecualizador de ganancias dinámico.....	41
2.8	Factores que limitan la transmisión en fibras ópticas.....	42
2.8.1	Relación señal a ruido óptica	42
CAPÍTULO III		
DISEÑO DEL SISTEMA DE TRANSMISIÓN, PLANEAMIENTO Y COMPONENTES....		45
3.1	Determinación de las necesidades	45
3.2	Determinación de rutas	53
3.3	Características ópticas de los enlaces.....	61
3.4	Descripción de los equipos	63
3.4.1	Arquitectura general del sistema.....	65
3.4.2	Configuración de elementos de red	66
3.5	Cálculo de potencias para los enlaces DWDM.....	69
3.6	Limitaciones de dispersión cromática	73
3.7	Limitaciones de PMD.....	74
3.8	Calculo del OSNR	75
CAPÍTULO IV		
ANÁLISIS DE COSTOS		79
4.1	Definición de CAPEX.....	79
4.2	Definición de OPEX.....	79
4.3	Cálculo del CAPEX y OPEX.....	80
4.3.1	Cálculo del CAPEX.....	80
4.3.2	Cálculo del Opex	81
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		82
BIBLIOGRAFIA.....		84
ANEXO A		88
ANEXO B		89

LISTA DE ABREVIATURAS

3DTV	<i>3rd Dimension Television</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
B2B	<i>Back to Back</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CAGR	<i>Compound Annual Growth Rate</i>
CAPEX	<i>Capital Expenditure</i>
CWDM	<i>Coarse Wavelength Division Multiplexing</i>
DGD	<i>Differential Group Delay</i>
DP-QPSK	<i>Dual Polarized Quadrature Phase Shift Keying</i>
DPSK	<i>Differential Phase Shift keying</i>
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>
EGD	<i>Ecuador de Ganancias Dinámico</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FOADM	<i>Fixed Optical Add/Drop Multiplexer</i>
Gbps	<i>Gigabits por segundo</i>
Ghz	<i>Gigahertz</i>
GMPLS	<i>Generalized Multi-Protocol Label Switching</i>
GPON	<i>Gigabit-capable Passive Optical Network</i>
HD-FEC	<i>Hard Decision FEC</i>
IM-DD	<i>Intensity Modulation - Direct Detection</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>

IPTV	<i>Internet Protocol Television</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
Mbps	Megabit por segundo
MTC	Ministerio de Transportes y Comunicaciones
MZM	<i>Mach Zehnder Modulator</i>
NF	<i>Noise Figure</i>
nm	nanómetros
NRZ	<i>Non Return to Zero</i>
ODU	<i>Optical channel Data Unit</i>
OH	<i>Overhead</i>
OIF	<i>Optical Internetworking Forum</i>
OLA	<i>Optical Line Amplifier</i>
OOK	<i>On Off Keying</i>
OPEX	<i>Operation Expenditure</i>
OSIPTEL	Organismo Supervisor de la Inversion Privada en Telecomunicaciones
OSNR	<i>Optical Signal to Noise Ratio</i>
OTM	<i>Optical Termination Multiplexer</i>
OTN	<i>Optical Transport Network</i>
P2P	<i>Peer to peer</i>
PLL	<i>Phase Lock Loop</i>
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>
PM-QPSK	<i>Polarization Multiplexed QPSK</i>
PoP	<i>Point of Presence</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
ROADM	<i>Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer</i>
RZ	<i>Return to Zero</i>

SD-FEC	<i>Soft Decision FEC</i>
SDH	<i>Synchronous Digital Hierarchy</i>
STM	<i>Synchronous Transport Module</i>
Tbps	Terabits por segundo
VNI	<i>Visual Networking Index</i>
VOIP	<i>Voice Over Internet Protocol</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>
WIMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>

INTRODUCCIÓN

En los últimos años el Perú ha experimentado un gran crecimiento en el sector de las telecomunicaciones. Este crecimiento se ve reflejado ampliamente en el incremento del número de usuarios, la proliferación de aplicaciones destinadas a los clientes finales y la aparición de nuevos servicios de telecomunicaciones.

La brecha de las telecomunicaciones cada vez se acorta mas, cada día hay menos lugares que no tienen cobertura de los servicios de telecomunicaciones. Esto genera que los usuarios que no eran atendidos se inserten al mundo de las telecomunicaciones y el número de usuarios se incrementa cada vez más. Adicionalmente el incremento en cantidad y en diversidad de dispositivos terminales hace que el acceso a los servicios de telecomunicaciones esté más al alcance de los usuarios. Lo mencionado anteriormente en conjunto conlleva al incremento del número de conexiones que generan tráfico de información a través de la red.

Otro factor importante a tomar en cuenta son las aplicaciones finales. El fenómeno de las redes sociales y los teléfonos inteligentes han revolucionado la forma de comunicarse en la actualidad. Compartir videos por Youtube, mandar mensajes por Whatsapp o hasta compartir fotos por Facebook son comportamientos que hoy en día cualquier usuario común de un teléfono móvil realiza. Estas aplicaciones y muchas otras más generan que el tráfico de información realizado por cada usuario cada vez sea mayor y por ende las redes de telecomunicaciones necesitan tener una mayor capacidad para soportarlas.

Si a lo mencionado anteriormente adicionamos la aparición de nuevos servicios como las redes móviles de cuarta generación (*Long Term Evolution*, LTE), los sistemas de distribución de señales de televisión o video por suscripción (*Internet Protocol Television*, IPTV) o la televisión en tercera dimensión (3DTV) es inminente decir que el tráfico de información crece a pasos agigantados y es necesario un sistema de transmisión de mayor capacidad el cual pueda soportar este crecimiento de la demanda.

Los sistemas de transmisión actuales están basados en la tecnología de Multiplexación por división de longitud de onda densa (*Dense Wavelength Division Multiplexing*, DWDM) en forma conjunta con la Jerarquía Digital Síncrona (*Synchronous Digital Hierarchy*, SDH) y las Redes de Transporte Óptico (*Optical Transport Network*, OTN), las cuales nos dan una capacidad máxima aproximada de 10Gbps por canal. Estos sistemas no están

preparados para afrontar la gran demanda de tráfico que se avecina es por eso que se buscan formas de incrementar la capacidad de transmisión de las redes de telecomunicaciones.

Dentro de este marco las tecnologías coherentes para los sistemas ópticos surgen como una solución al requerimiento de capacidad por parte de las redes de telecomunicaciones. Esta tecnología nos permite un mejor manejo de la eficiencia espectral lo cual se logra cambiando los métodos de transmisión y recepción convencionales de los sistemas ópticos. En el presente informe se analiza los sistemas ópticos coherentes y se propone el diseño para una red basado en esta tecnología.

CAPÍTULO I PLANTEAMIENTO DE LA INGENIERÍA DEL PROBLEMA

Este capítulo presenta de una manera clara y concisa el escenario bajo el cual nace la motivación de este informe y a qué necesidad responde. Se establece también cuáles son los alcances y objetivos del mismo. Finalmente se desarrolla la síntesis de este informe.

1.1 Descripción del problema

El crecimiento del tráfico de datos es una tendencia mundial. De acuerdo con el pronóstico del Índice de Red Visual de Cisco (VNI) para el Tráfico de Datos Móviles Global entre los años 2012 y 2017, el tráfico de datos móviles crecerá a un ritmo del 67% anual. Esta demanda es generada por dos grandes factores: “El incremento del número de conexiones a Internet” y “La explosión de nuevos servicios de datos y tecnología”.

Las conexiones a Internet en el Perú las podemos clasificar en dos grandes grupos según el tipo de acceso: Acceso a Internet Fijo y Acceso a Internet Móvil. El acceso a internet fijo se ha incrementado a lo largo de los años; a marzo del 2013 el número de conexiones alcanzó el valor de 1, 474,403 de acuerdo al organismo supervisor de inversión privada en telecomunicaciones (OSIPTEL). Las tecnologías involucradas en este tipo de acceso son diversas, tenemos a la Línea de abonado digital asimétrica (*Asymmetric Digital Subscriber Line*, ADSL) con el 88.3%, el Cable Modem con el 10.1%, la tecnología de interoperabilidad mundial para acceso por microondas (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*, Wimax) con el 0.9%, así como también la conexión por línea conmutada fija (Dial-up) con 0.5% y otros 0.2%. La figura 1.1 muestra el incremento de las conexiones a lo largo de los años.

El servicio de acceso a Internet móvil viene brindándose en el Perú desde el año 2008, desde esa fecha a hoy el crecimiento de las conexiones móviles ha sobrepasado el número de conexiones fijas. De acuerdo al Osiptel en Junio del 2012 se tenían aproximadamente 2, 985,458 conexiones a Internet móvil entre ellas se cuentan las efectuadas desde Teléfonos inteligentes (*Smartphone*), Tabletts (*Tablets*), Modem USB y otros. Si esta cifra la comparamos con las 313,115 conexiones reportadas por el Ministerio de Transportes y Comunicaciones (MTC) a marzo del 2011, podemos notar que en aproximadamente un año hubo un crecimiento de 950%. Esto indica que este

servicio está en un boom impresionante y que seguirá incrementándose cada vez más.

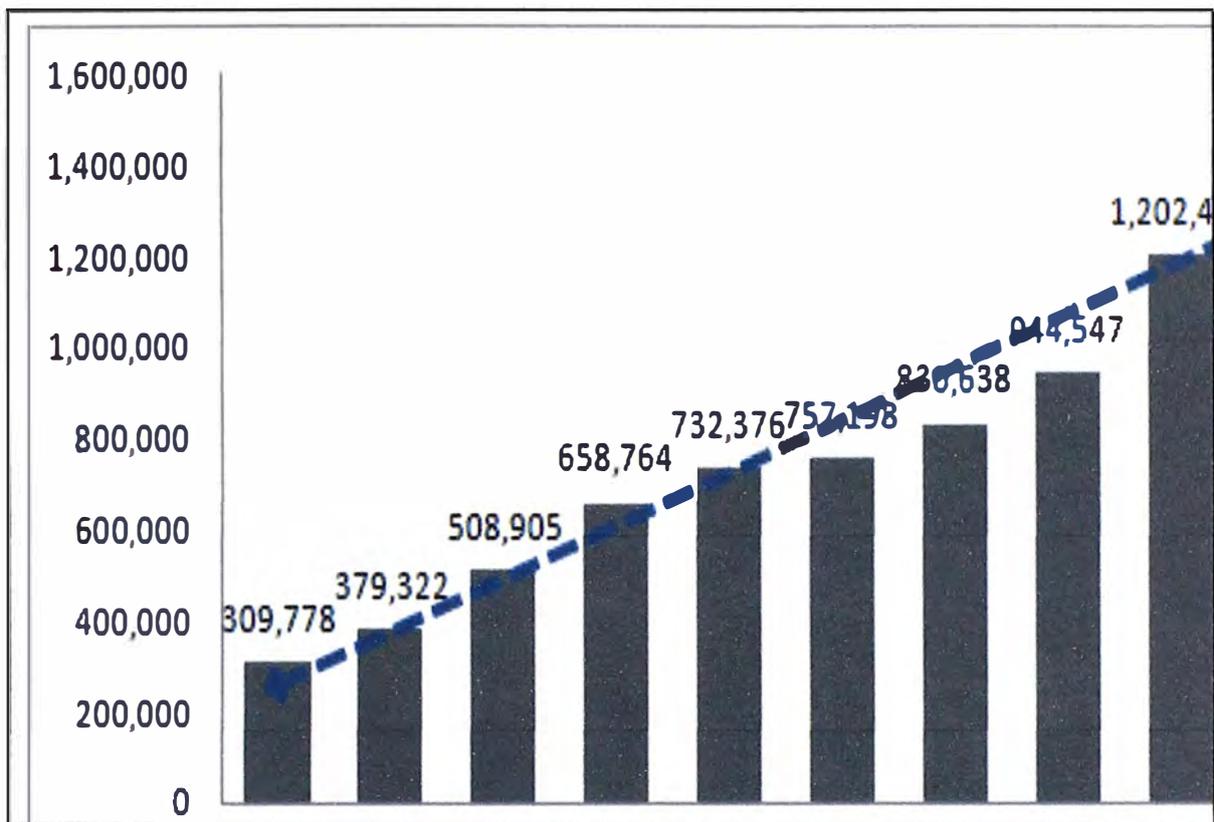


Figura 1.1 Número de conexiones fijas

Fuente: Elaboración propia en base a los datos de Osiptel

Otro factor importante a tomar en cuenta es la aparición de nuevos servicios de datos. El LTE, la voz sobre los protocolos de internet (*Voice over Internet Protocol, VoIP*), IPTV, la transmisión de videos de alta definición, 3DTV, etc. requerirán anchos de banda y velocidades cada vez mayores a medida que la demanda se incremente. La figura 1.2 muestra la evolución del tráfico de datos segmentado por el tipo de tráfico tales como voz, data, video y entre pares (*Peer to Peer, P2P*). Según lo mencionado anteriormente, es un hecho decir que el crecimiento del tráfico de información se viene realizando a pasos agigantados. Es por eso que las empresas proveedoras de servicios deben tomar medidas preventivas tanto en sus redes de acceso como las de transmisión con la finalidad de poder hacer frente a esta demanda.

En las redes de transmisión la medida de mayor impacto es la de incrementar la capacidad de las redes existentes; a manera de poder transmitir mas información utilizando el mismo medio. En el Perú las redes de transmisión están conformadas por redes de fibra óptica, así como también de enlaces microondas y enlaces satelitales. Debido a que las redes de fibra óptica permiten manejar un mayor volumen de información, la evolución de las redes de transmisión se debe realizar utilizando este

medio de transmisión.

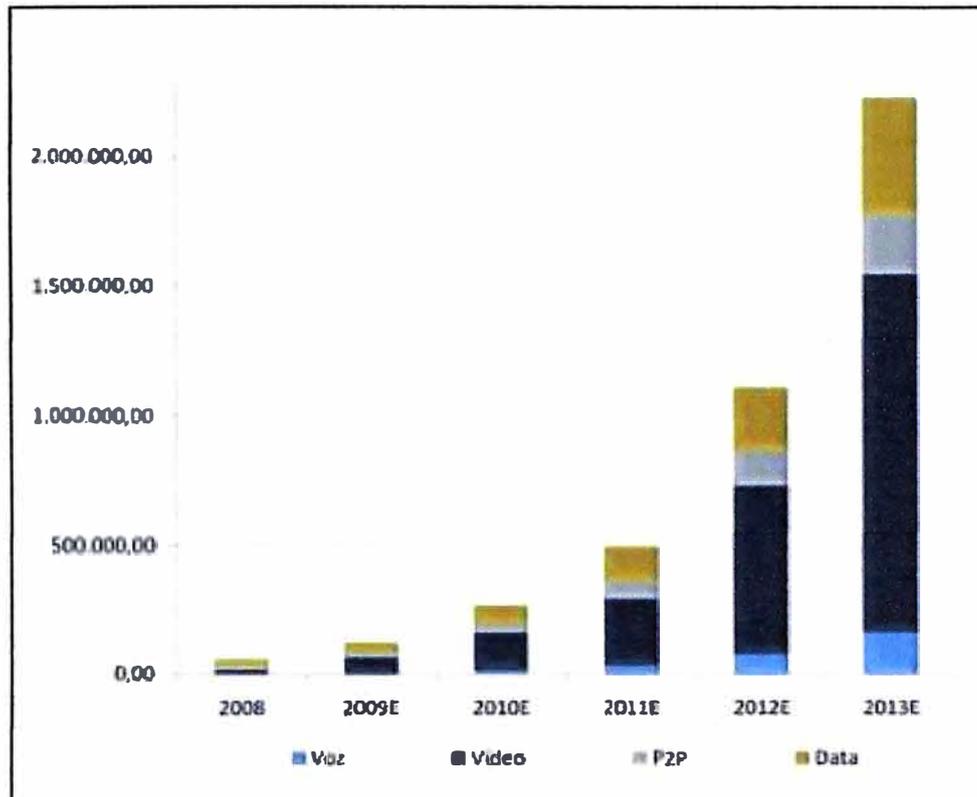


Figura 1.2 Distribución del tráfico de datos según el tipo de servicio

Fuente: *Global Wireless Matrix* (Merril Lynch)

1.2 Antecedentes del problema

Las redes de fibra óptica en el Perú son propiedad principalmente de las empresas operadoras, las cuales ofrecen servicios públicos de telecomunicaciones. La red nacional de fibra óptica se puede dividir en 2 tipos de redes:

- Red de Fibra Óptica Costera

Es una red de transmisión SDH/OTN de alta capacidad formada por enlaces punto a punto desde Tumbes hasta Tacna atravesando diversos puntos de presencia (*Point of Presence*, PoP) a lo largo de su trayecto.

- Red de Fibra Óptica de Penetración

Esta red está conformada por 5 redes de fibra óptica que se extienden desde la red de fibra óptica costera hacia la sierra y selva del Perú. Estas redes de fibra óptica comprenden los siguientes tramos: Piura-Huancabamba, Trujillo-Cajamarca, Huarney-Huaraz, Lima-Huancayo, Arequipa-Puerto Maldonado.

La figura 1.3 muestra la red de fibra óptica nacional. Estas redes inicialmente fueron desplegadas tomando como referencia el estándar SDH el cual permite manejar tasas de transmisión desde 155Mbps (*Synchronous Transport Module 1*, STM-1) hasta 10Gbps

(STM-64) así mismo utilizaban un esquema modulación de intensidad y detección directa (*Intensity Modulation - Direct Detection, IM-DD*) en la capa física.

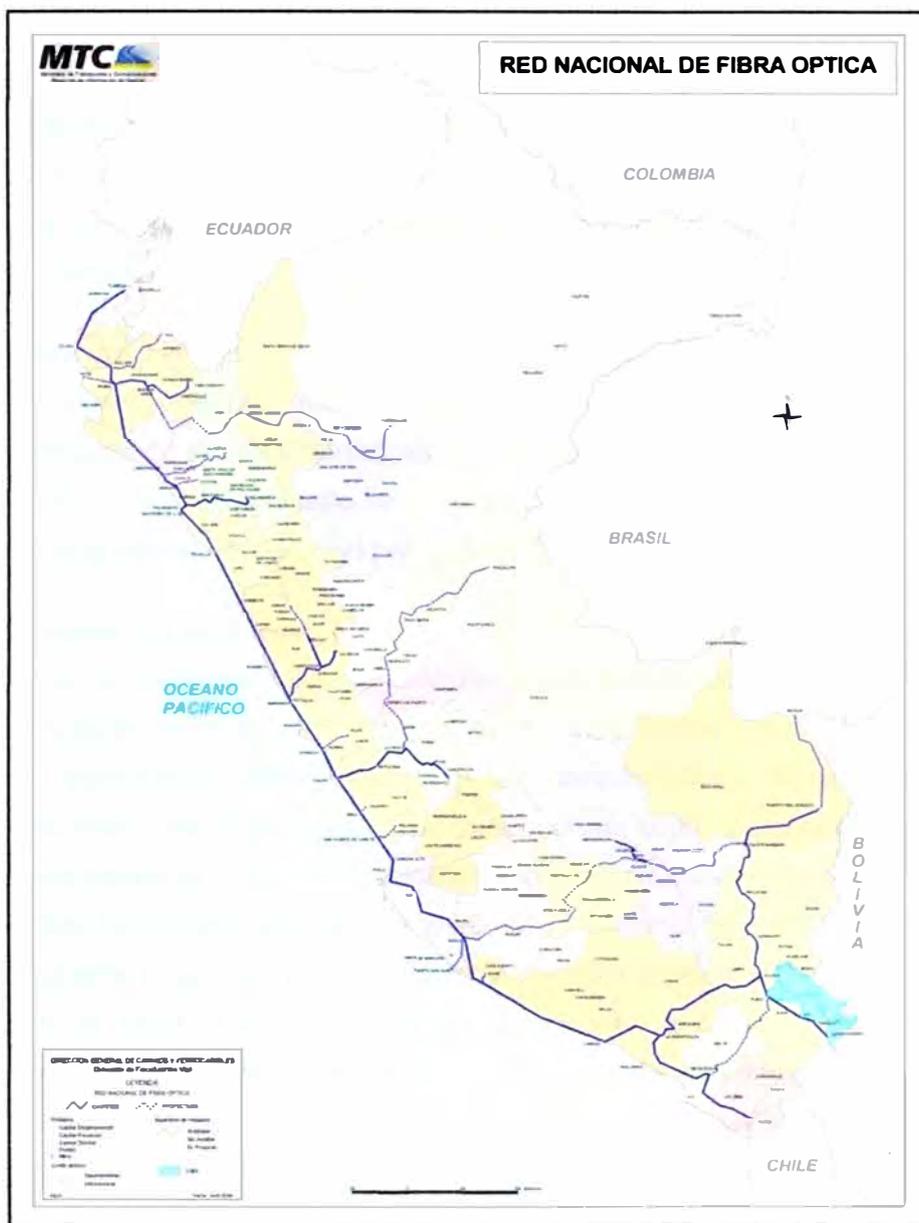


Figura 1.3 Mapa de red de fibra óptica nacional

Fuente: Ministerio de Transportes y Comunicaciones

A lo largo de los años estas redes han ido evolucionando debido al crecimiento del tráfico de datos y sus requerimientos de capacidad de transmisión. En la actualidad las redes de fibra óptica operan basadas en los estándares SDH y OTN; así mismo continúan usando el esquema de modulación y detección IM - DD y emplean tecnología DWDM permitiendo transmitir hasta 160 portadoras en un mismo hilo de fibra óptica.

Si bien la multiplexación por longitud de onda densa fue utilizada en primera instancia en las redes de fibra óptica como solución a los problemas de capacidad; hoy en día estas

redes están alcanzando su tope en cuanto a capacidad de transmisión. Motivo por el cual se buscan nuevas formas de incrementar la capacidad de las redes de fibra óptica existentes. La nueva tendencia hoy en día es optimizar la eficiencia espectral; actualmente las redes de transmisión óptica utilizan modulación de intensidad la cual nos ofrece una relación pobre entre el número de bits transmitidos por símbolo. En este punto las tecnologías coherentes para los sistemas de transmisión óptica han regresado al ojo de la industria surgiendo como una solución para aumentar la capacidad de transmisión de las redes ópticas.

1.3 Objetivo del trabajo

Presentar un diseño de una red de transmisión óptica basado en las tecnologías coherentes, analizando las características de atenuación y dispersión de los sistemas de transmisión óptica. Para este diseño se tomara como referencia el tramo sur de la red de transmisión óptica actual desde Lurín hasta Arequipa.

1.4 Evaluación del problema

El problema de la capacidad de transmisión viene siendo objeto de análisis por los grandes operadores a nivel nacional y mundial. Las limitaciones de incrementar la capacidad de transmisión vienen dadas por las características dispersivas del medio. Dentro de este marco las tecnologías coherentes surgen como la posible solución ya que es posible incrementar la capacidad de transmisión de cada portadora óptica de 10 Gbps a 100Gbps. Este incremento usando los sistemas convencionales de transmisión óptica sería prácticamente imposible ya que afrontaría muchos limitantes técnicos relativos a la atenuación de la señal y la compensación de dispersión de la señal. Hoy en día la industria ya ofrece soluciones comerciales y a precios más efectivos, en cuanto al costo de colocar 10 sistemas ópticos a 10Gbps. En un inicio el costo de estos nuevos sistemas de transmisión coherente era muy elevado y casi inasequible para las empresas operadoras.

1.5 Alcances del trabajo

El presente informe presenta una alternativa para optimizar la red de transmisión óptica entre Lurín y Arequipa.

Se realiza un análisis del tráfico de datos nacional, una proyección del tráfico para estimar la futura demanda y se distribuye el tráfico a nivel departamental para calcular el tráfico proyectado de los departamentos que involucra el enlace.

Se determina la ruta a seguir para la realización del enlace, presentando los cálculos de las distancias aproximadas entre PoP's. Se describe las características de los equipos a

utilizar. Se presenta los cálculos de atenuación entre PoP's, así como también el presupuesto óptico para la realización de todo el enlace. Se realiza los cálculos de gastos de capital (*Capital Expenditure*, CAPEX) y los gastos de operación (*Operation Expenditure*, OPEX) para la implementación del enlace. Finalmente se propondrán las conclusiones y recomendaciones necesarias.

1.6 Síntesis del trabajo

Se expone el fundamento teórico que permitan comprender el diseño de la red de transmisión óptica coherente. Se presenta un diseño para la red ubicada entre Lurín y Arequipa tomando en cuenta las características de atenuación y dispersión de la señal a lo largo de su trayectoria. Se exponen los lineamientos y recomendaciones a tener en cuenta en el proceso de implementación y se evalúan los costos de implementar esta nueva tecnología.

CAPÍTULO II ASPECTOS TEÓRICOS PARA LA TRANSMISIÓN ÓPTICA COHERENTE

En este capítulo se realiza una breve descripción teórica de la tecnología a utilizar para el diseño de la red de transmisión óptica coherente, materia de estudio del presente informe, comenzando por dar una idea general acerca de la transmisión por fibra óptica, hasta avocarnos netamente a explicar los fundamentos del diseño.

2.1 Sistema de comunicaciones ópticas

El diagrama de bloque mostrado en la figura 2.1 muestra un sistema de transmisión óptica convencional, el cual utiliza una modulación de intensidad para la transmisión y la detección directa para la recepción.

Los elementos que conforman este sistema son:

- Fuente de información
- Fuente de luz
- Fibra óptica
- Fotodetector

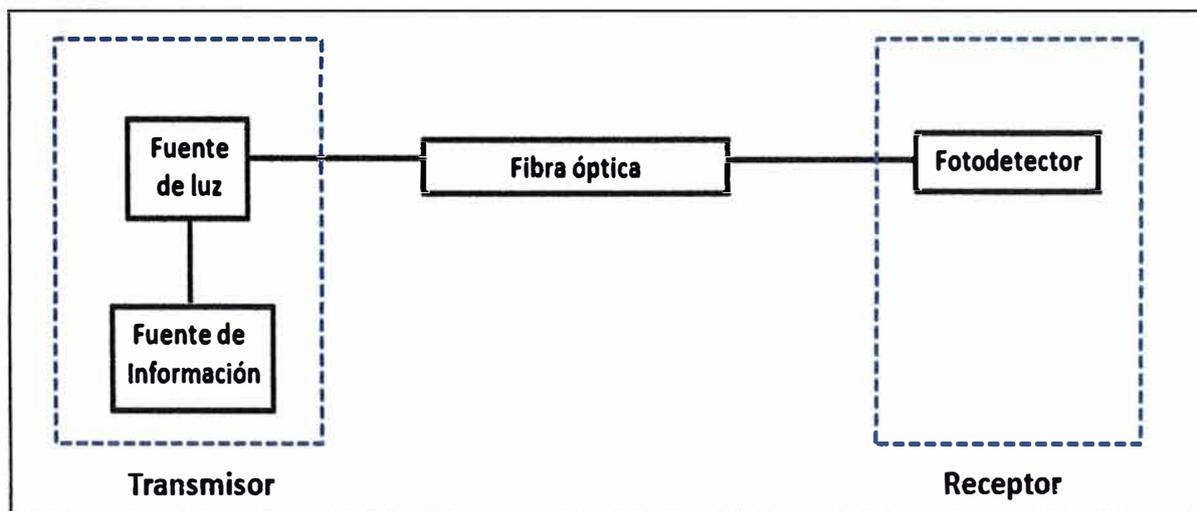


Figura 2.1 Diagrama de bloques de un sistema óptico IM-DD

Fuente: Elaboración propia

Así mismo la figura 2.2 muestra el diagrama de bloques de un sistema de transmisión óptica el cual utiliza modulación externa para la transmisión y utiliza una detección

coherente para la recepción.

Los elementos que conforman este sistema son:

- Fuente de información
- Fuente de luz
- Modulador
- Fibra óptica
- Acoplador
- Oscilador local
- Fotodetector
- Receptor digital

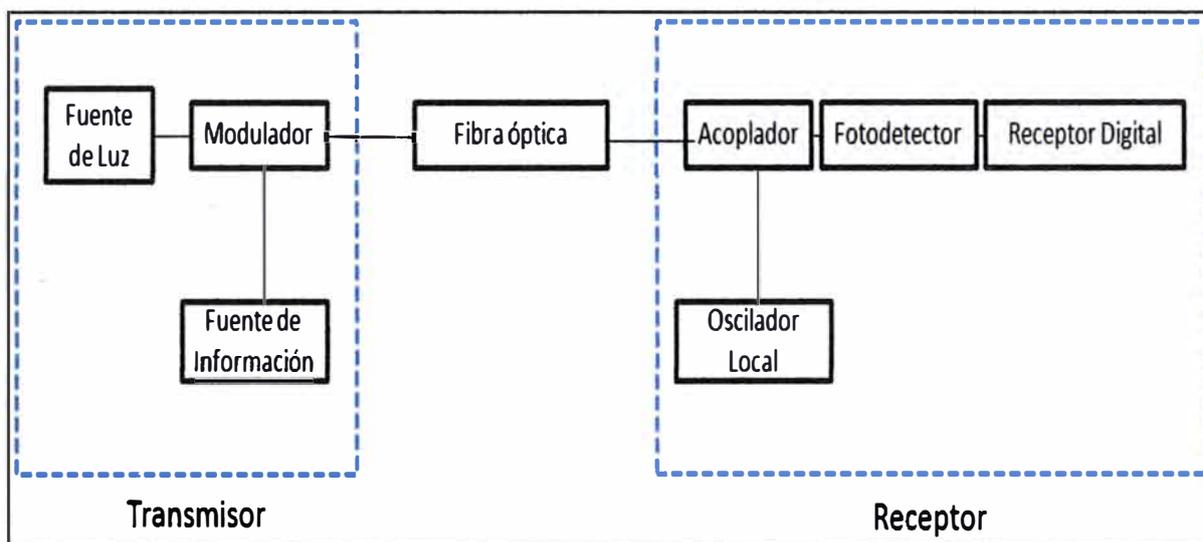


Figura 2.2 Diagrama de bloques de un sistema óptico con detección coherente

Fuente: Elaboración propia

2.2 Fibras ópticas

Los sistemas de transmisión óptica de larga distancia convencionalmente utilizan las fibras monomodo como medio de transmisión. La luz propagada en la fibra óptica viaja a través de esta por efecto de la reflexión interna total de la luz. Esta reflexión se lleva a cabo debido a los diferentes índices de refracción que tienen el núcleo de la fibra y su revestimiento. La figura 2.3 muestra la estructura física de una fibra monomodo.

Al utilizar a la fibra óptica como medio de transmisión surgen efectos lineales y no lineales propios de la fibra los cuales limitan la transmisión de señales. A continuación se describirá los efectos lineales que limitan la transmisión en fibra óptica; el estudio de los efectos no lineales esta fuera del alcance de este informe.

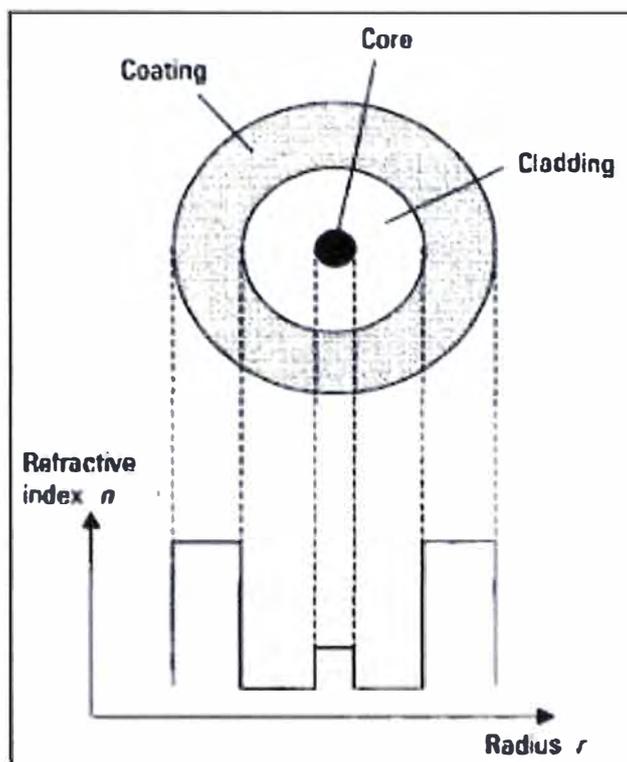


Figura 2.3 Fibra monomodo y su índice de refracción

Fuente: *DWDM and Optical Networks* – Ottmar krauss

2.2.1 Atenuación

La luz propagada desde un punto a otro presenta pérdidas de potencia debido a las características de las fibras ópticas. Estas pérdidas son generadas básicamente por las propiedades de las fibras ópticas, propias de la fabricación, así como también de la longitud del cable de fibra óptica. Cuando se habla de las propiedades de la fibra óptica se hace referencia a las propiedades de absorción de la luz y las características dispersivas del material. La ecuación 2.1 presenta el parámetro de atenuación por kilómetro de las fibras ópticas.

$$\alpha = -\frac{10}{L} \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.1)$$

En la ecuación anterior se tiene que L es la distancia de transmisión, P_{out} y P_{in} son las potencias de salida y de entrada respectivamente en el segmento de transmisión. El parámetro α generalmente viene especificado por el fabricante del cable; así mismo como este parámetro viene ligado a las características de la fibra y sus propiedades de transmisión el valor de α es diferente dependiendo de la longitud de onda de la señal. La figura 2.4 muestra la relación entre el coeficiente de atenuación y la longitud de onda de la señal.

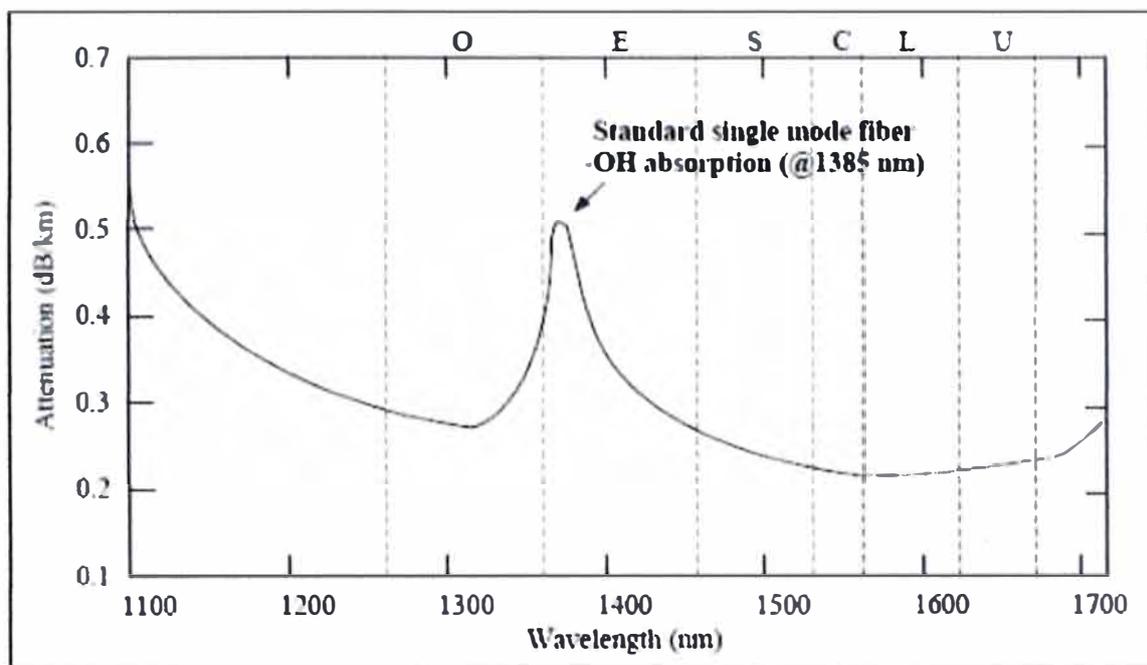


Figura 2.4 Relación entre el coeficiente de atenuación y la longitud de onda

Fuente: *Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems*, Xu Zhang

En la figura 2.4 se nota que en las fibras monomodo el rango de longitudes de onda se divide en 6 bandas para las comunicaciones ópticas; la tabla 2.1 muestra dichas bandas. Adicionalmente las bandas en las cuales la atenuación es menor son las bandas C y L; estas bandas son las más utilizadas en los sistemas de transmisión de larga distancia.

Tabla 2.1 Rango de longitudes de onda por banda.

Fuente: Elaboración propia

Banda	Longitud de Onda
O	1260nm - 1360nm
E	1360nm - 1460nm
S	1460nm - 1530nm
C	1530nm - 1565nm
L	1565nm - 1625nm
U	1625nm - 1675nm

2.2.2 Dispersión cromática

En las fibras monomodo la dispersión cromática está compuesta por la dispersión del material y la dispersión de la longitud de onda.

La dispersión del material está relacionada con las características de propagación de cada longitud de onda. Estas características dependen del índice de refracción del

material el cual está ligado a la constante dieléctrica de la fibra. Esto ocasiona que diferentes longitudes de onda viajen a diferentes velocidades produciendo un ensanchamiento del pulso por el tiempo de arribo incluso si viajan a través del mismo camino recto.

Así mismo la dispersión de la longitud de onda depende de la distancia de penetración del recubrimiento por parte de la longitud de onda. Como se ha visto la luz se refleja debido a la interfaz núcleo/revestimiento; sin embargo diferentes longitudes de onda son reflejadas a distintas distancias del recubrimiento. Esta distancia incrementa la longitud del trayecto de las longitudes de onda ocasionando un incremento en el tiempo de arribo produciendo el ensanchamiento del pulso. La figura 2.5 muestra la composición de la dispersión cromática.

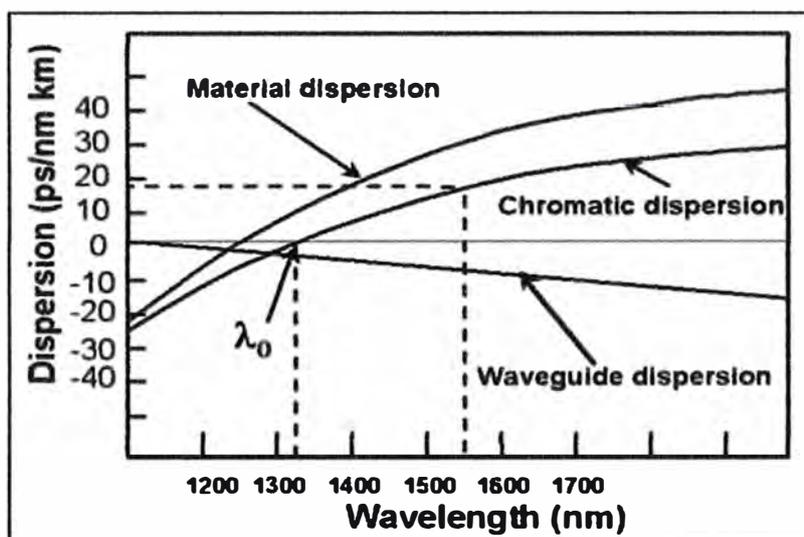


Figura 2.5 Dispersión cromática en la fibra monomodo

Fuente: *Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems*, Xu Zhang

Finalmente la dispersión cromática se representa por el ensanchamiento total del pulso. Esta es calculada usando la ecuación 2.2.

$$\Delta\tau = |D| \cdot L \cdot \Delta\lambda \quad (2.2)$$

Donde $|D|$ es el coeficiente de dispersión cromática, L la longitud del cable de fibra y $\Delta\lambda$ la anchura espectral de la fuente de luz.

2.2.3 Dispersión por el modo de polarización

La polarización es una característica de las ondas electromagnéticas la cual describe la orientación del campo transversal eléctrico. Las fibras monomodo poseen 2 segmentos polarizados ortogonalmente, también llamados modos de polarización, en las cuales la luz puede viajar. Idealmente la luz propagada en ambos modos de polarización debería

viajar bajo las mismas características. Sin embargo debido a las propiedades de fabricación de la fibra, condiciones ambientales, etc. el índice de refracción de la luz es diferente en ambos modos de polarización ocasionando un desfase entre señales. Este desfase es conocido como el retardo de grupo diferencial (*Differential Group Delay*, DGD) el cual es mostrado en la figura 2.6. El DGD causa un ensanchamiento del pulso producto de la suma de señales en la recepción. Este ensanchamiento es generalmente despreciado en enlaces de cortas distancias y a bajas velocidades de transmisión; mas en enlaces de larga distancia y altas velocidades se convierte en un factor limitante, la figura 2.7 muestra el ensanchamiento del pulso.

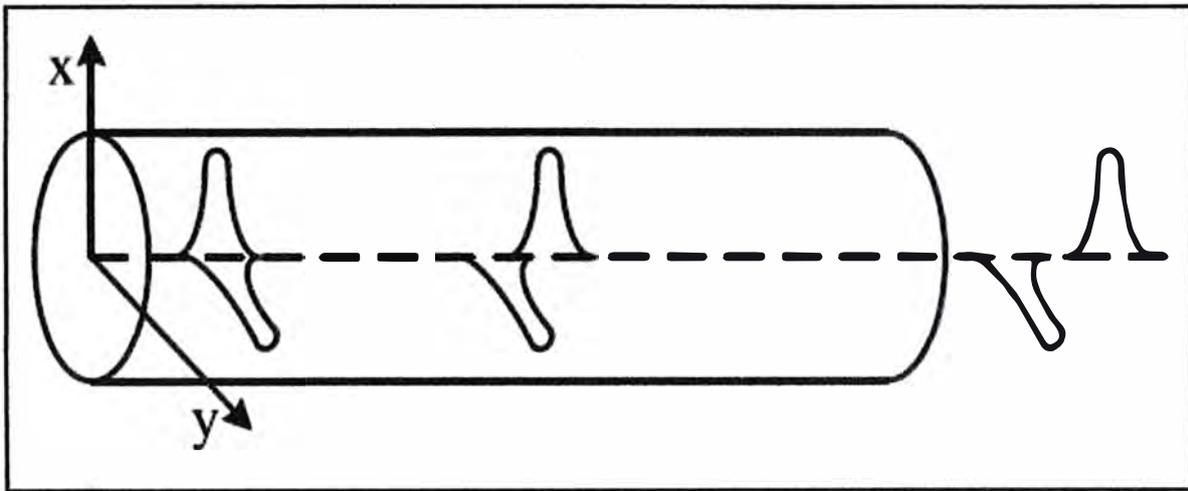


Figura 2.6 DGD en una fibra monomodo

Fuente: *Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems*, Xu Zhang

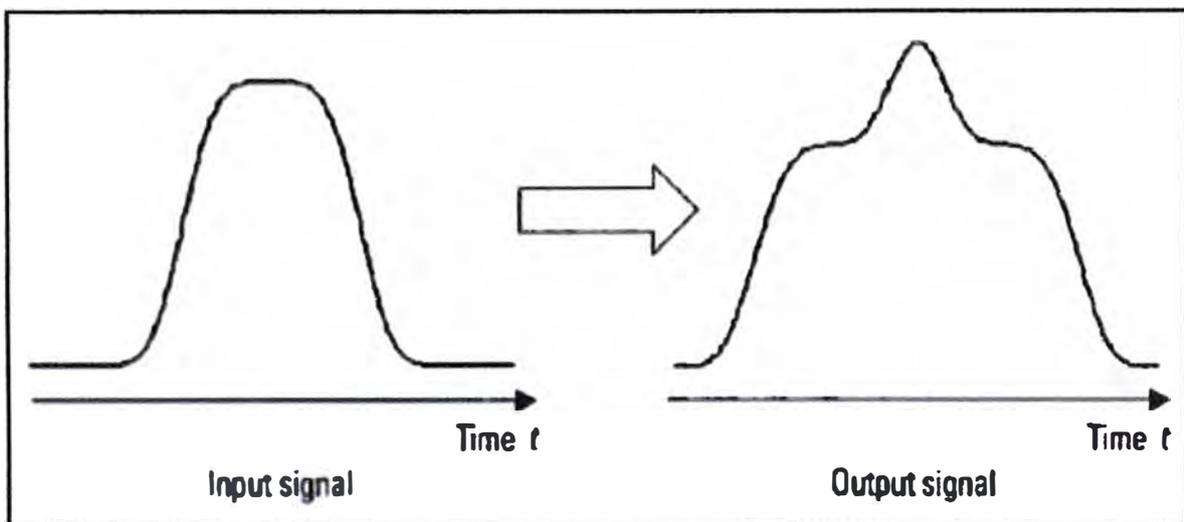


Figura 2.7 Forma del pulso antes y después de viajar por la fibra

Fuente: *DWDM and Optical Networks* - Ottmar krauss

El DGD puede ser expresado usando la ecuación 2.3.

$$DGD = PMD_{coeff} * \sqrt{L} \quad (2.3)$$

Donde PMD_{coeff} es el coeficiente del PMD y L la longitud del cable de fibra.

2.3 Tipos de fibras ópticas y sus características

En la actualidad existen diversos tipos de fibra óptica monomodo; sin embargo para enlaces de transmisión de larga distancia se utilizan las fibras ópticas monomodo estándar (G.652) y las fibras ópticas monomodo de dispersión desplazada no nula (G.655). A continuación se describe cada una de ellas.

2.3.1 Fibra óptica monomodo estándar

Es la fibra óptica más desplegada a nivel mundial y la más comercializada. La recomendación G.652 dada por la Unión de Telecomunicaciones Internacional (ITU – T G.652) la describe como la fibra que tiene dispersión nula alrededor de los 1310nm. Así mismo esta fibra es usada para la transmisión óptica en la región de los 1550 nm. Dentro de las fibras monomodo estándar existen 4 categorías dependiendo del uso que se tiene y de las regiones posibles para la transmisión de señales.

➤ **Fibra G.652A**

Las fibras ópticas que están dentro de esta categoría pueden soportar señales de servicios SDH de velocidades de 2,5Gbps (*Synchronous Transport Module* 16, STM-16). Así mismo permite la transmisión hasta 40 km de los servicios 10Gbps Ethernet y 10 Gbps SDH (STM-64).

➤ **Fibra G.652B**

Las fibras ópticas que están dentro de esta categoría soportan señales de servicios de tasas de transmisión elevada. Desde 10Gbps (STM-64) hacia adelante.

➤ **Fibra G.652C**

Las fibras ópticas que están dentro de esta categoría son similares a las fibras G.652A. La diferencia está en que estas fibras son optimizadas para no tener un pico por moléculas de agua y poder operar alrededor de los 1383nm.

➤ **Fibra G.652D**

Las fibras ópticas que están dentro de esta categoría son similares a las fibras G.652B. La diferencia está en que estas fibras son optimizadas para no tener un pico por moléculas de agua y poder operar alrededor de los 1383nm. La tabla 2.2 muestra los valores característicos de los parámetros ópticos de cada tipo de fibra G.652.

Tabla 2.2 Características de las fibras G.652.

Fuente: Elaboración propia

Tipo de Fibra		G.652 A	G.652 B	G.652 C	G.652 D
Coeficiente de Dispersión Cromática	λ_{0min}	1300 nm			
	λ_{0max}	1324 nm			
	S _{0max}	0.092 ps/nm ² ×km			
Coeficiente de atenuación	Máximo (1310 nm)	0.50 dB/km	0.40 dB/km		
	Máximo (1550 nm)	0.40 dB/km	0.35 dB/km	0.30 dB/km	0.30 dB/km
	Máximo (1625 nm)	-	0.40 dB/km		
	Máximo (1310nm - 1625nm)			0.40 dB/Km	0.40 dB/Km
	Máximo (1383 nm)			0.40 dB/km	0.40 dB/km
Coeficiente de PMD		0.5 ps/km	0.2 ps/km	0.5 ps/km	0.2 ps/km

2.3.2 Fibra óptica de dispersión desplazada no nula

Esta fibra óptica se caracteriza porque su coeficiente de dispersión cromática, en valor absoluto, es mayor a 0 alrededor de los 1530nm según la recomendación G.655 dada por la Unión de Telecomunicaciones Internacional (ITU – T G.655). Al ser no nulo este valor reduce la aparición de los efectos no lineales, posicionándose como la fibra óptica idónea para los sistemas de transmisión DWDM. Estas fibras han sido diseñadas para trabajar entre las longitudes de onda de 1530nm y 1565nm.

➤ Fibra G.655A

Las fibras ópticas que están dentro de esta categoría pueden soportar señales de servicios SDH 10 Gbps (STM-64) en enlaces que involucran el uso de amplificadores, servicios de hasta 40 Gbps (STM-256) en cortas distancias. Así mismo soportan sistemas de transmisión óptica multicanal limitando la separación mínima entre canales a 200Ghz.

➤ Fibra G.655B

Las fibras ópticas que están dentro de esta categoría pueden soportar señales de servicios SDH 10 Gbps (STM-64) en enlaces que involucran el uso de amplificadores,

servicios de hasta 40 Gbps (STM-256) en cortas distancias. Así mismo soportan sistemas de transmisión óptica multicanal limitando la separación mínima entre canales a 100GHz y además sus características de PMD les permiten transmitir servicios STM-64 en enlaces de longitudes de al menos 400Km.

➤ **Fibra G.655C**

Las fibras ópticas que están dentro de esta categoría tienen acotado su coeficiente de dispersión por valores fijos. Así mismo están optimizadas para tener un PMD el cual les permita transmitir servicios STM-64 para enlaces de longitudes hasta 2000Km y permiten la transmisión de servicios SDH de 40Gbps (STM-256).

Adicionalmente en los sistemas de transmisión multicanal la separación mínima entre canales puede ser de 12.5GHz, 25GHz, 50GHz y 100GHz.

➤ **Fibra G.655D**

Las fibras ópticas que están dentro de esta categoría tienen acotado su coeficiente de dispersión por curvas en función de la longitud de onda desde los 1460nm hasta los 1625nm.

Así mismo están optimizadas para tener un PMD el cual les permita transmitir servicios STM-64 para enlaces de longitudes hasta 2000Km y permiten la transmisión de servicios SDH de 40Gbps (STM-256). Adicionalmente en los sistemas de transmisión multicanal la separación mínima entre canales puede ser de 12.5GHz, 25GHz, 50GHz y 100GHz para longitudes de onda mayores a 1530 nm y para longitudes de onda menores a 1530nm se puede soportar sistemas CWDM desde los 1471nm hacia adelante.

➤ **Fibra G.655E**

Las fibras ópticas que están dentro de esta categoría son similares a las fibras G.655E. La diferencia está en que los valores de la dispersión para esta fibra son un poco más altos lo cual es necesario para sistemas multicanal con separación entre canales reducida.

La tabla 2.3 y 2.4 muestra los valores característicos de los parámetros ópticos de cada tipo de fibra G.655.

Tabla 2.3 Características de las fibras G.655A, G.655B y G.655C.

Fuente: ITU G.655 - Elaboración propia

Tipo de Fibra		G.655 A	G.652 B	G.652 C
Coeficiente de Dispersión	1530nm - 1565nm	Dmin	0.1	1
		Dmax	6	10

Cromática (ps/nm.Km)	1565nm - 1625nm	Dmin	-	No Determinado	No Determinado
		Dmax	-	No Determinado	No Determinado
Coeficiente de Atenuación (dB/km)		Máximo (1550 nm)	0.35	0.35	0.35
		Máximo (1625 nm)	-	0.4	0.4
Coeficiente de PMD (ps/km)			0.5	0.5	0.2

Tabla 2.3 Características de las fibras G.655D, G.655E.

Fuente: ITU G.655 - Elaboración propia

Tipo de Fibra		G.652 D		G.652 E	
Coeficiente de Dispersión Cromática (ps/nm.Km)	1460nm - 1550nm	Dmin(λ)	$\frac{7 * (\lambda - 1460)}{90} - 4.2$	$\frac{5.92 * (\lambda - 1460)}{90} + 0.64$	
		Dmax(λ)	$\frac{2.91 * (\lambda - 1460)}{90} + 3.29$	$\frac{4.65 * (\lambda - 1460)}{90} + 4.66$	
	1550nm - 1625nm	Dmin(λ)	$\frac{2.97 * (\lambda - 1550)}{75} + 2.8$	$\frac{3.3 * (\lambda - 1550)}{75} + 6.06$	
		Dmax(λ)	$\frac{5.06 * (\lambda - 1550)}{75} + 6.2$	$\frac{4.12 * (\lambda - 1550)}{75} + 9.31$	
Coeficiente de Atenuación (dB/km)		Máximo 1550nm	0.35	0.35	
		Máximo 1625nm	0.4	0.4	
Coeficiente de PMD (ps/km)			0.2	0.2	

2.4 Moduladores ópticos

La modulación es una parte importante en todo sistema de telecomunicaciones. En el caso de los sistemas ópticos existen dos alternativas diferenciadas para transportar las

señales eléctricas de información: La Modulación Directa y La Modulación externa. La figura 2.8 muestra un grafico señalando los métodos de modulación.

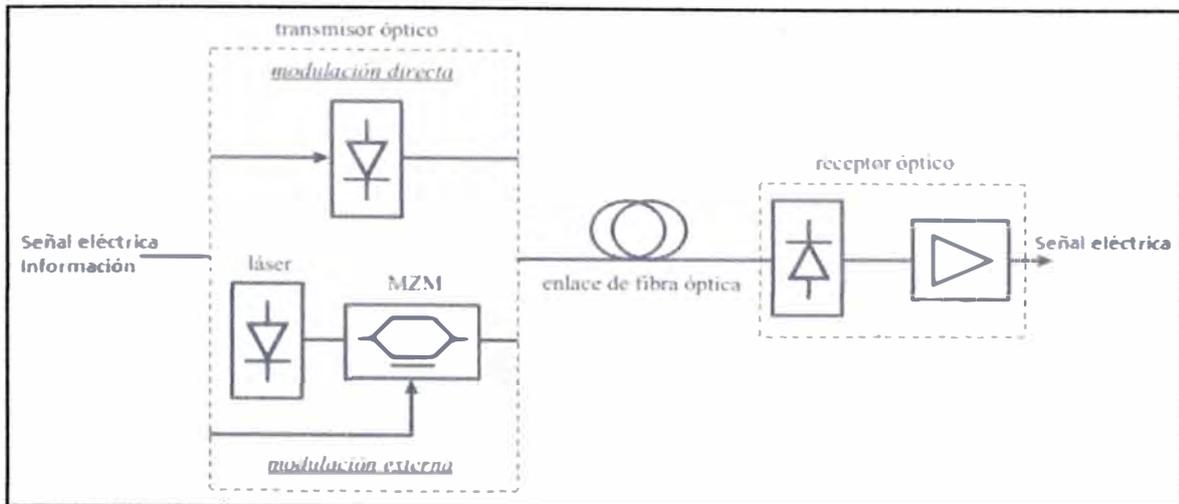


Figura 2.8 Métodos de modulación

Fuente: Métodos de Modulación (Directa y Externa), Andrea Vasquez Quiroz y Angélica Álvarez

2.4.1 Modulación directa

En el esquema de modulación directa se modula la fuente de luz de acuerdo a la señal eléctrica. Esta modulación consiste en provocar variaciones en la corriente de alimentación del diodo láser superiores un valor umbral característico del diodo. Estas variaciones generan potencia óptica proporcional en la salida del diodo a manera que pueda ser recibida en el destino. La figura 2.9 muestra un ejemplo de modulación óptica directa.

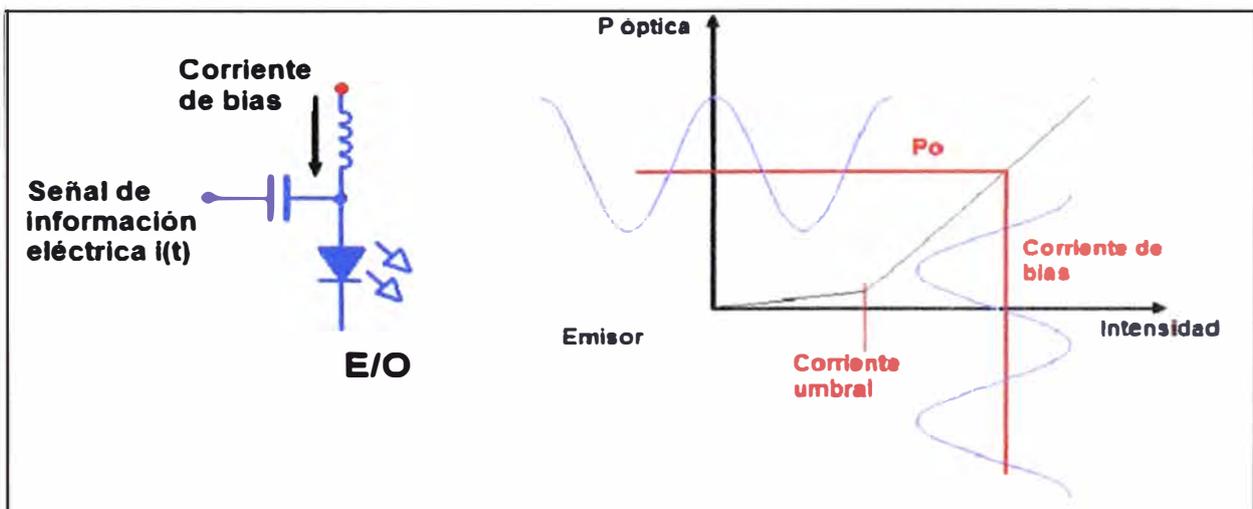


Figura 2.9 Modulación directa

Fuente: Estudio de técnicas de modulación para enlaces ópticos

Debido a que las señales de información involucran ciclos positivos y negativos, se hace necesario utilizar una corriente de bias o corriente de polarización, para evitar distorsiones de la señal por efectos de rectificación. Si se define la señal de información como $i(t)$ según la ecuación 2.4, donde I_m es la amplitud de pico de la señal y $X(t)$ una función que varía de la siguiente manera $-1 < X(t) < 1$.

$$i(t) = I_m \cdot X(t) \quad (2.4)$$

La corriente total que fluye a través del diodo laser $I_s(t)$ es la que se describe en la ecuación 2.5 donde I_{po} es la corriente de polarización.

$$I_s(t) = I_{po} + i(t) \quad (2.5)$$

Se define el parámetro S como la eficiencia del sistema en la conversión electro óptica tenemos que la potencia óptica de salida del diodo $P_s(t)$ es la expresada en las ecuaciones 2.6 y 2.7.

$$P_s(t) = S \cdot I_s(t) = S \cdot I_{po} \cdot \left(1 + \frac{I_m}{I_{po}} \cdot X(t)\right) \quad (2.6)$$

$$P_s(t) = P_o \cdot (1 + m \cdot X(t)) \quad ; \quad \text{donde } m = \frac{I_m}{I_{po}} \text{ y } P_o = S \cdot I_{po} \quad (2.7)$$

El parámetro m podemos definirlo como el índice de modulación de la señal. Debido a que se modula la potencia óptica de salida y no en forma directa la amplitud del campo eléctrico de la onda, el espectro de esta estará compuesto por varias bandas laterales. Matemáticamente es posible determinar la expresión del campo eléctrico hallando la raíz cuadrada de la potencia óptica y desarrollándolo en serie de Taylor tenemos la ecuación 2.8.

$$E_s(t) = 1 + \frac{m}{2} \cdot X(t) - \frac{m^2}{8} \cdot X^2(t) + \frac{m^3}{16} \cdot X^3(t) + \dots \quad (2.8)$$

Si consideramos a la función $X(t)$ como una función cosenoidal $X(t) = \cos(\omega \cdot t)$ cada término del desarrollo de Taylor generara armónicos a múltiplos de la frecuencia fundamental ω con amplitudes cada vez menores debido a que $m < 1$.

➤ Tipos de modulación directa

En las técnicas de modulación directa también conocidas como modulación por encendido y apagado (*On Off Keying*, OOK) se emite potencia óptica cuando el bit "1" es transmitido. En caso de transmitir el bit "0" la potencia óptica emitida por el láser debe ser nula. Es posible establecer dos tipos de modulación dependiendo del tiempo de bit que ocupa la señal: No retorno a cero (*Non Return to Zero*, NRZ) y Retorno a cero (*Return to Zero*, RZ).

- Modulación NRZ

La modulación *Non Return to Zero* (No retorno a 0) adopta este nombre porque la potencia óptica no regresa a "0" cuando en la señal de información se encuentran 2 o más bits "1" consecutivos. Así mismo el diodo laser emite potencia en todo el periodo del bit.

- Modulación RZ

La modulación *Return to Zero* (Retorno a 0) por el contrario después de haber emitido potencia debido a un bit "1" retorna a 0, para evitar los bits 1 consecutivos. El diodo laser emite potencia en la mitad del periodo del bit.

El principal problema de estas técnicas se da conforme a la velocidad con que el diodo láser se enciende y se apaga, la luz tiende a cambiar. Este cambio es causado por la dependencia del índice de refracción del material semiconductor del láser en la región activa con la corriente inyectada. Las variaciones de corriente producen variaciones en el índice de refracción y por lo tanto la potencia y componentes espectrales (*chirp*) del pulso emitido. Esto trae como consecuencia que la luz que llega al receptor es menos clara y hace difícil la detección precisa de la señal.

2.4.2 Modulación externa

En el esquema de modulación externa se tiene como fuente de luz a un diodo láser emitiendo una potencia óptica continua además de un dispositivo modulador externo el cual influirá en la señal óptica de acuerdo a la señal de información. Esto permite tener una mayor linealidad en la modulación y permite realizar modulaciones multinivel mejorando la eficiencia espectral. Los moduladores externos más utilizados son los Moduladores Electro absorbentes y los Moduladores Mach Zehnder.

➤ Eficiencia espectral

La eficiencia espectral es un parámetro que nos permite saber que tan bien aprovechado es un rango de frecuencias o ancho de banda definido. Este parámetro está ligado a la tasa de transmisión de una fuente, mientras mayor sea la tasa de transmisión de la fuente, mayor será la eficiencia espectral.

➤ Moduladores Electro-absorbentes

Los moduladores electro-absorbentes están formados por una región activa de semiconductor (*Multi Quantum Well*, MQW) ubicada entre una capa con dopado tipo p y otra con dopado tipo n, formando una unión p-n. La figura 2.9 muestra la composición de un modulador electro absorbente. Estos basan su operación en el efecto de Franz-Keldysh, según el cual la anchura de la banda prohibida de un semiconductor varía en función del campo eléctrico que la atraviesa. A consecuencia de esto las propiedades de

absorción del semiconductor cambian. En este caso el campo eléctrico influyente viene determinado por la señal de información permitiendo así la modulación de la portadora. Cuando la caída de tensión en la unión p-n es nula, la banda prohibida se extiende permitiendo el paso de la longitud de onda del láser.

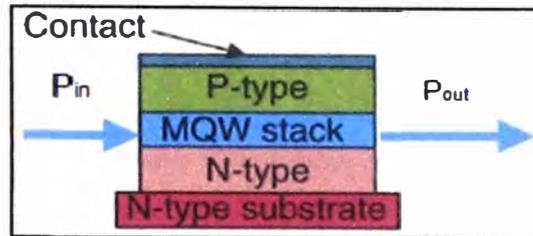


Figura 2.9 Modulador Electro absorbente

Fuente: *Introduction to DWDM technology* - Stamatios V. Kartalopoulos

Sin embargo, cuando se aplica una tensión inversa adecuada sobre la unión p-n, la banda prohibida se reduce y la región activa comienza a absorber la luz proveniente de la fuente láser, convirtiéndose, por tanto, en un cuerpo opaco. La figura 2.10 muestra como se modula la portadora con este tipo de modulador.

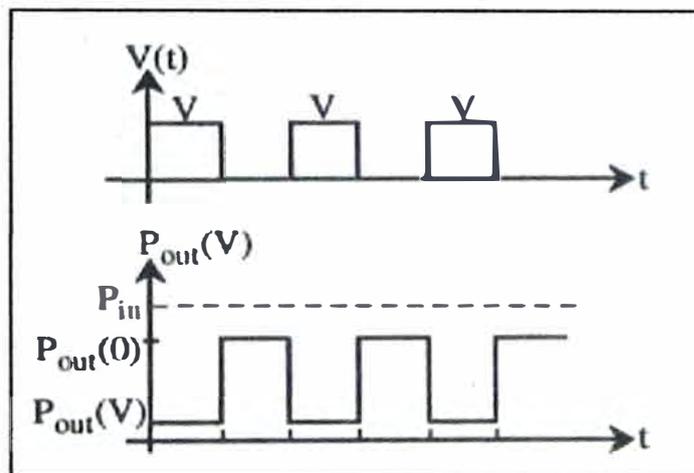


Figura 2.10 Efecto del modulador electro absorbente

Fuente: *Electroabsorption Modulators*, R. Sankaralingam

➤ **Modulador Mach Zehnder**

Los moduladores Mach Zehnder basan su operación en el fenómeno electro óptico que tiene lugar en el Niobato de Litio (LiNbO_3). Este efecto provoca que el índice de refracción del cristal varíe dependiendo del campo eléctrico aplicado sobre el mismo. De esta forma, la fase de la señal óptica está sujeta a las variaciones de ese campo eléctrico, dando lugar a una modulación en fase de la señal óptica. La figura 2.11 muestra una guía de onda de Niobato de Litio a la cual se le aplica una señal de información $V(t)$. Si definimos en la entrada de la guía de onda como $E_s(t)$, a la salida tendremos a esta señal afectada por la variación del índice de refracción del material reflejándose en la

fase acumulada de la señal. Se puede definir la fase acumulada a la salida de la guía de onda según la ecuación 2.9.

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot n_{eff} \cdot L \quad (2.9)$$

Donde λ es la longitud de onda de la señal, n_{eff} es el índice de refracción y L la longitud de la guía de onda. El índice de refracción del material varía proporcionalmente con el campo eléctrico aplicado a la guía de onda según la ecuación 2.10 y este campo eléctrico depende del voltaje entre electrodos y la distancia entre estos por lo tanto la variación de fase acumulada será la descrita en la ecuación 2.11.

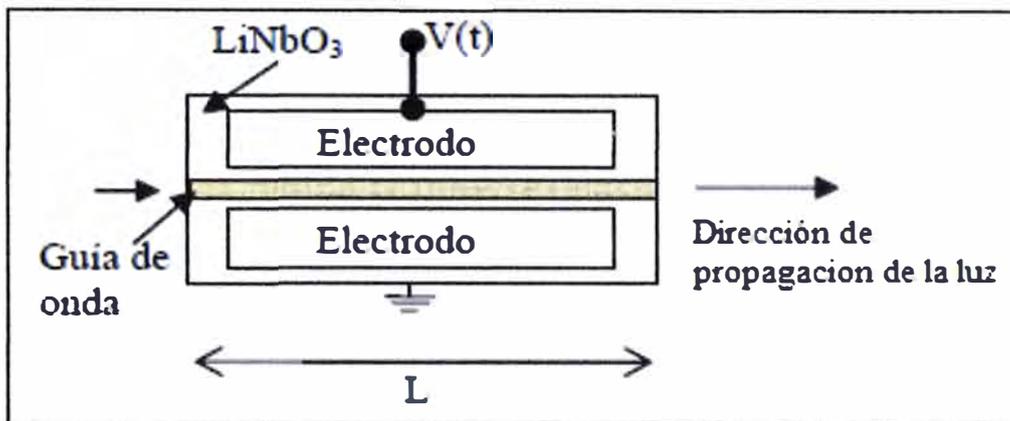


Figura 2.11 Guía de Onda de Niobato de Litio

Fuente: Caracterización del modulador electro-óptico APEtm microwave analog intensity con aplicación de transmisión de video compuesto, Jiménez Peñaloza José Luis

$$\Delta n = \gamma \cdot \frac{V(t)}{S} \quad (2.10)$$

$$\Delta \phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\gamma \cdot V(t)}{S} \cdot L \quad (2.11)$$

Donde γ es el coeficiente electro-óptico un parámetro característico del material y S es la distancia entre electrodos. Según la ecuación anterior podemos apreciar que la variación de fase acumulada depende de la longitud de onda de la señal incidente, la señal de información, las características del material y de sus dimensiones. Finalmente para conseguir el modulador de fase se procede a configurar 2 guías de onda de acuerdo al interferómetro Mach Zehnder. La figura 2.12 muestra la configuración del Modulador Mach Zehnder.

La onda luminosa es dividida en 2 en la entrada de modulador y estas ondas viajan a través de las guías de onda. Estas guías de onda contienen el cristal de LiNbO3 el cual varía de índice de refracción según la señal de información. A la salida del modulador estas ondas se unen y generan cambios de fase en la señal de luz proporcional a la señal de información determinadas por la ecuación 2.12.

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} \cdot \left[\exp \left(j \cdot \frac{\pi}{V_{\pi}} \cdot V_1(t) \right) + \exp \left(j \cdot \frac{\pi}{V_{\pi}} \cdot V_2(t) \right) \right] \cdot E_{in} \quad (2.12)$$

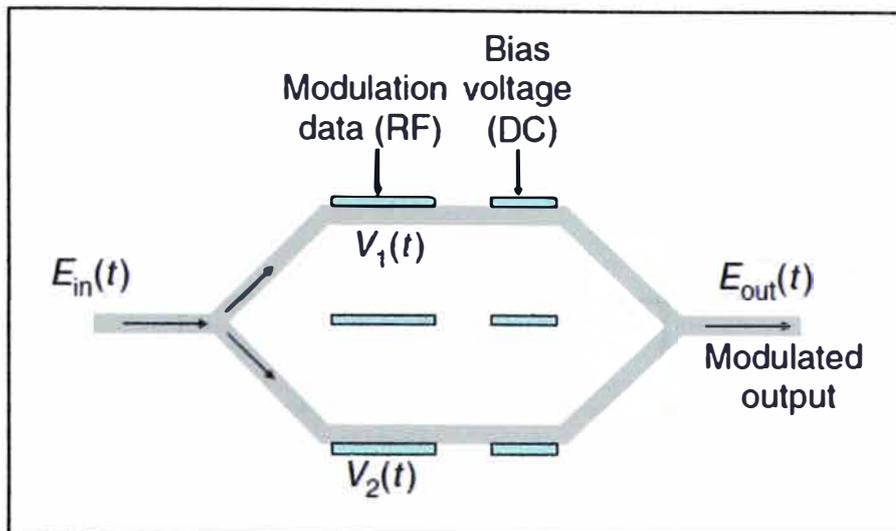


Figura 2.12 Configuración de un modulador Mach Zehnder

Fuente: *Coding for Optical Channels*, I. Djordjevic et al.

Donde V_{π} es el voltaje diferencial resultante para el desplazamiento de π rad entre las 2 guías de onda ($V_1 - V_2 = V_{\pi}$). Los formatos de modulación que se pueden lograr usando el MZM son: NRZ, RZ, modulación por desplazamiento de fase (*Phase Shift Keying*, PSK), modulación por desplazamiento de fase diferencial (*Differential PSK*), modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (*Quadrature PSK*) y modulación por desplazamiento de fase en cuadratura diferencial (*Differential QPSK*).

➤ Tipos de modulación externa

Usando moduladores externos es posible modular la señal de información en intensidad, amplitud y fase las ondas luminosas según la señal de información. Ya que anteriormente describimos las modulaciones de intensidad, ahora describiremos las modulaciones en fase y amplitud separándolas por modulaciones de un solo nivel y modulaciones multinivel. Cabe destacar que los formatos multinivel, como QPSK o QAM mejoran la eficiencia espectral y el comportamiento de la señal frente a las características de la fibra óptica.

- Modulación PSK

La modulación PSK o modulación por desplazamiento de fase de un solo bit (*Bit Phase Shift Keying*, BPSK) se basa en modificar la fase de la portadora óptica en función de la señal de información, mientras que la amplitud de dicha portadora se mantiene constante. El hecho de mantener la amplitud constante con independencia de la señal de información es más ventajoso, ya que todos los efectos no-lineales producidos como consecuencia de cambios en la amplitud de la señal son eliminados. La figura 2.13

muestra como se lleva a cabo la modulación PSK y la figura 2.14 muestra el diagrama de estados de la modulación PSK.

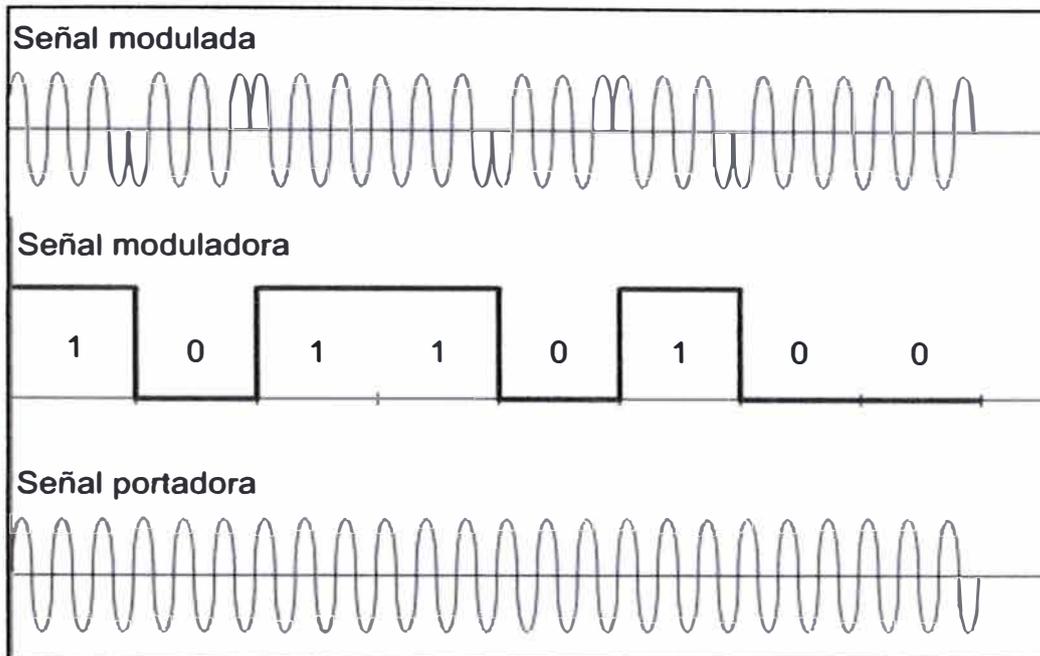


Figura 2.13 Modulación PSK

Fuente: Modulación por desplazamiento de fase, Wikipedia

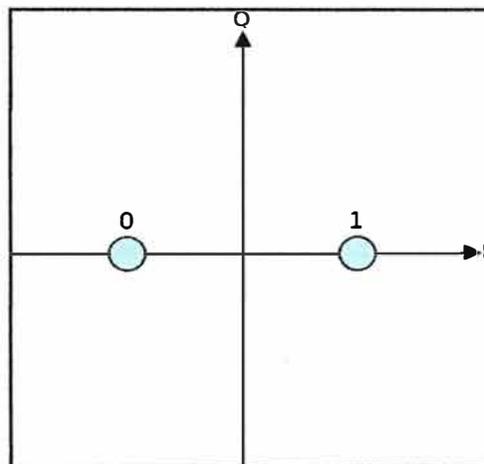


Figura 2.14 Diagrama de estados de la modulación PSK

Fuente: Modulación por desplazamiento de fase, Wikipedia

Para la recepción de señales PSK es necesario un detector coherente. Un detector convencional es sensible únicamente a cambios en la intensidad de la onda recibida, pero la intensidad óptica de una señal PSK es constante, por lo que, para su detección, se requiere un dispositivo sensible a cambios en la fase. Estos dispositivos, conocidos como detectores coherentes, hacen uso de una portadora de referencia con la que comparan la señal recibida. En el caso de las comunicaciones ópticas, la portadora de referencia, llamada comúnmente oscilador local, es una fuente láser. Dependiendo de la

diferencia entre la fase del oscilador local y la fase de la señal recibida, el receptor generará un 1 lógico o un 0 lógico.

- Modulación DPSK

La modulación DPSK o modulación por desplazamiento de fase diferencial es un tipo de modulación digital, en la cual la señal de información esta codificada en la diferencia entre las fases de dos elementos sucesivos de señalización, y no en la fase absoluta. La modulación DPSK es más robusta que la modulación OOK. Por ejemplo podemos establecer un modulador DPSK con la siguiente regla un "1" binario puede ser transmitido mediante la adición de 180° a la fase actual y un "0" binario mediante la adición de 0° a la fase actual. La figura 2.15 muestra como estaría codificada la señal.

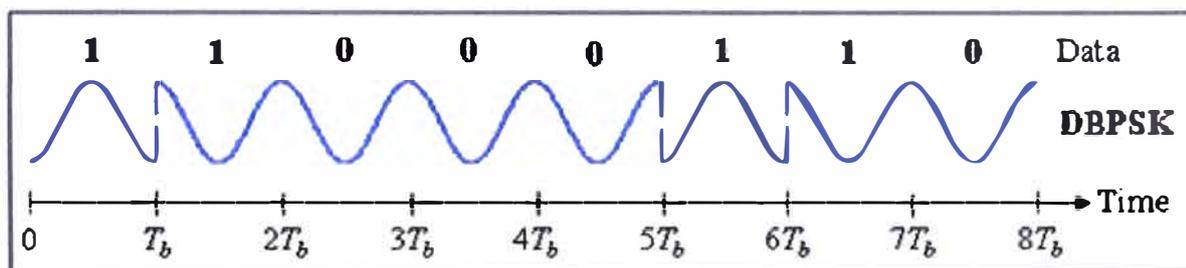


Figura 2.15 Codificación señal DPSK

Fuente: *Phase shift Keying*, Wikipedia

- Modulación QPSK

La modulación QPSK o modulación por desplazamiento de fase en cuadratura es una modulación digital multinivel, en la cual se codifican 2 bits de información por cada señal de portadora. Esta modulación digital es representada en el diagrama de constelación por cuatro puntos equidistantes del origen de coordenadas. La figura 2.16 muestra el diagrama de estados de la modulación QPSK. Para establecer la modulación QPSK se utilizan dos señales ortogonales entre si y cada una de estas es modulada por un bit de información.

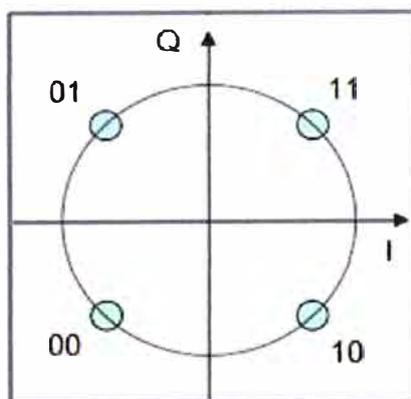


Figura 2.16 Diagrama de estados de la modulación QPSK

Fuente: Modulación por desplazamiento de fase, Wikipedia

2.4.3 Modulador QPSK de doble polarización

En esta sección se describe al modulador QPSK de doble polarización (*Dual Polarized QPSK, DP-QPSK*) el cual aumenta la eficiencia espectral. La potencia generada por la fuente óptica es dividida en 2 partes por un divisor de potencia y cada una es modulada por un modulador de cuadratura. Una de las señales moduladas es sometida a una rotación de polarización para tener como resultado dos señales ortogonales y no generen interferencias entre sí al momento de combinarlas a través de un acoplador de haces polarizado. La señal a la salida del acoplador es una señal DP-QPSK. La figura 2.17 muestra el esquema de un modulador DP-QPSK.

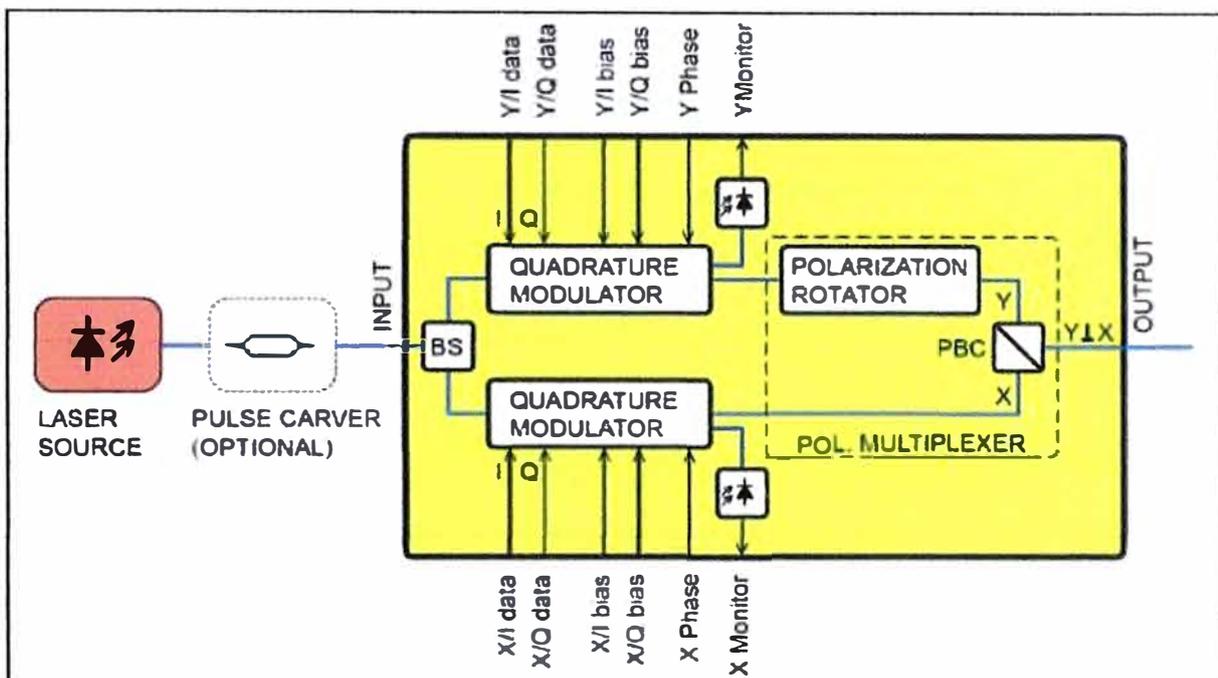


Figura 2.17 Modulador DP-QPSK

Fuente: *Implementation Agreement for Integrated Polarization Multiplexed Quadrature Modulated Transmitters*, Optical Internetworking Forum

2.5 Receptores ópticos

Los receptores ópticos tienen como finalidad convertir la señal óptica en señal eléctrica para posteriormente recuperar la señal de información. La estructura de un receptor óptico varía dependiendo del tipo de detección que utiliza, actualmente se tienen dos tipos de receptores: Receptores de detección directa y Receptores de detección coherente.

2.5.1 Receptores ópticos de detección directa

Los receptores ópticos de detección directa están configurados para detectar la potencia óptica en la entrada del receptor. Para esto utilizan dispositivos sensibles a la luz como

los fotodiodos, diodos PIN o diodos de avalancha (APD) los cuales generan una corriente proporcional a la cantidad de luz detectada. La figura 2.18 muestra el modelo de un receptor de detección directa.

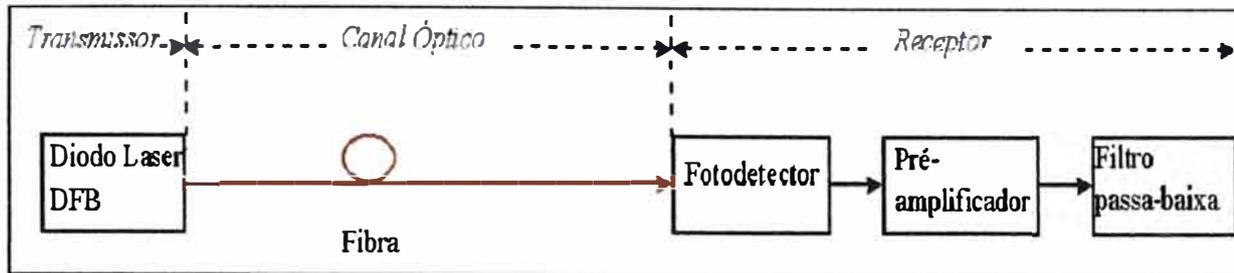


Figura 2.18 Receptor óptico de detección directa

Fuente: Sistemas Ópticos de Comunicaciones: Abordaje de Simulación, Edson Moschin

La operación del fotodetector es de convertir la señal óptica en eléctrica. Sea $E_s(t)$ la señal a detectar y P_s la potencia en la entrada del fotodetector, entonces la corriente generada por el fotodetector I_p estará definida por las ecuaciones 2.13, 2.14 y 2.15.

$$E_s(t) = A_s(t) \cdot \exp[i(\omega_s \cdot t + \phi_s)] \quad (2.13)$$

$$P_s = A_s^2(t) \quad (2.14)$$

$$I_p = R \cdot P_s \quad (2.15)$$

Donde R es la responsividad del fotodetector y es un parámetro característico del mismo. La implementación de un receptor de detección directa es relativamente sencilla, pero tiene la limitante de que solo detecta niveles de potencia. Este receptor es idóneo para detectar señales de información moduladas en la portadora óptica, pero cuando la modulación se realiza en la fase de la portadora el receptor no detecta la información.

2.5.2 Receptores ópticos de detección coherente

Los receptores ópticos de detección coherente tienen una etapa previa a la fotodetección en la cual mezclan la señal óptica portadora con una señal generada localmente, a través de un oscilador local, para permitir la demodulación. Este tipo de receptor es ideal para la recepción de señales en las cuales la información viaja no solamente modulada en la amplitud de la portadora, sino también en la fase de la misma. La figura 2.19 muestra el modelo de un receptor de detección coherente.

Se define a la señal modulada E_s como:

$$E_s(t) = A_s(t) \cdot \exp[i(\omega_s \cdot t + \phi_s)] \quad (2.16)$$

Donde ω_s , ϕ_s y $A_s(t)$ son la frecuencia, la fase y la amplitud de la portadora. La amplitud y la fase pueden ser variables en el tiempo esto depende del tipo de modulación que se

utilice. Así mismo se define a la señal generada por el oscilador local como:

$$E_{LO}(t) = A_{LO}(t) \cdot \exp[i(\omega_{LO} \cdot t + \phi_{LO})] \quad (2.17)$$

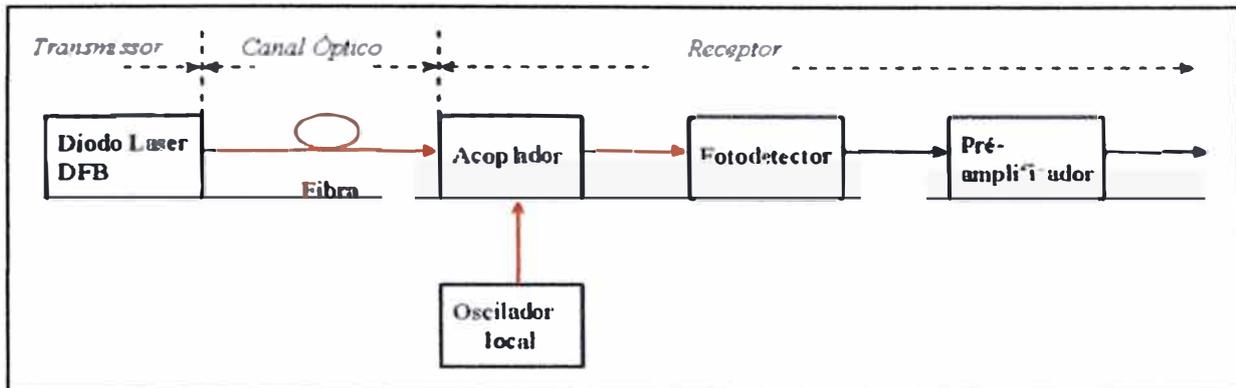


Figura 2.19 Receptor óptico de detección coherente

Fuente: *Sistemas Ópticos de Comunicaciones: Abordaje de Simulación*, Edson Moschin

Donde ω_{LO} , ϕ_{LO} y $A_{LO}(t)$ son la frecuencia, la fase y la amplitud de la señal generada por el oscilador local. Se realiza el cálculo de la señal resultante a la salida del acoplador. La figura 2.20 muestra el proceso de la detección coherente.

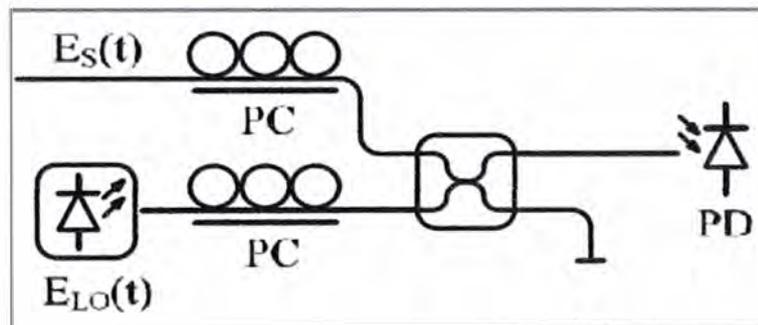


Figura 2.20 Detección Coherente

Fuente: *Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems*, Xu Zhang

La combinación de señales se hace mediante un acoplador de 3dB, se puede escribir la respuesta compleja A del acoplador según la expresión 2.18.

$$A = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Entonces cuando la señal de la portadora y la señal de oscilador local ingresan en el acoplador a la salida tendremos lo siguiente.

$$E_{out} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_S(t) \\ E_{LO}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} E_S(t) + i \cdot E_{LO}(t) \\ E_{LO}(t) + i \cdot E_S(t) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

De acuerdo a las características del fotodetector, la corriente generada depende de la

potencia óptica recibida entonces $I_p = R. |E_s(t) + i.E_{LO}(t)|^2$ donde R es la responsividad del fotodetector. Sea I_p la corriente generada por la potencia a la entrada del fotodiodo, esta se puede expresar como:

$$I_p = R. |E_s(t) + i.E_{LO}(t)|^2 = R. (P_o + P(t). \sin [\Delta\omega.t + \Delta\phi]) \quad (2.20)$$

$$P_o = A_s^2(t) + A_{LO}^2(t) \quad \text{y} \quad P(t) = 2.A_{LO}(t).A_s(t) \quad (2.21)$$

Donde $\Delta\omega = |\omega_s - \omega_{LO}|$ es conocida como la frecuencia intermedia y $\Delta\phi = |\phi_s - \phi_{LO}|$ es el desfase entre señales. La corriente del fotodiodo tendrá una componente sinusoidal y una continua, la componente continua se puede descartar usando un bloqueador de corriente continua a la salida del fotodiodo; de esta manera se obtiene que la señal de información se encuentra en la componente sinusoidal con frecuencia $\Delta\omega$. De las ecuaciones 2.20 y 2.21 se tiene que la señal en la entrada del fotodiodo es amplificada por la señal del oscilador local. Esta es una ventaja clara de la detección coherente en enlaces sin etapa de amplificación.

Dependiendo del valor de la frecuencia intermedia $\Delta\omega$ la detección coherente se clasifica en 2 tipos: Detección Coherente Homodina y Detección Coherente Heterodina.

➤ **Detección coherente homodina**

Se conoce como detección coherente homodina cuando la frecuencia intermedia de la señal a la salida del acoplador es nula ($\Delta\omega = 0$), esto se logra sincronizando la frecuencia de la portadora y la frecuencia de la señal generada por el oscilador local. La señal entonces se expresa según la ecuación 2.22

$$I_p = R. (P_o + P(t). \sin[\Delta\phi]) \quad (2.22)$$

Al eliminar la componente continua, mediante el bloqueador de corriente, tendremos a la salida del fotodiodo la corriente expresada en la ecuación 2.23

$$I_p = R. P(t). \sin[\Delta\phi] \quad (2.23)$$

La tabla 2.4 muestra las diferencias entre la detección directa y la detección homodina.

Tabla 2.4 Comparación entre detección directa y detección coherente homodina

Fuente: Elaboración propia

ITEM	IM - DD	D. Homodina
$I_p(t)$	$R. A_s^2(t)$	$2. R. A_{LO}(t). A_s(t)$
Potencia de la señal eléctrica	$R^2. A_s^4(t)$	$4. R^2. A_s^2(t). A_{LO}^2(t)$

La relación entre las potencias es:

$$\frac{P_{HOMODINA}}{P_{IM-DD}} = \frac{4.A_{LO}^2(t)}{A_S^2(t)} \quad (2.24)$$

Dependiendo del valor de potencia elegida para el oscilador local se mejora la sensibilidad del detector. Por otro lado la principal desventaja de este tipo de detección se encuentra en la alta sensibilidad de las fases relativas tanto en el oscilador como en la portadora, se requiere de un mecanismo preciso para sobrepasar este impase. Esto se logra con la implementación de un lazo de seguimiento de fase (*phase locked loop*, PLL)

➤ Detección coherente heterodina

Se conoce como detección coherente heterodina cuando la frecuencia de la portadora y la frecuencia del oscilador local son diferentes por lo que existe una frecuencia intermedia ($\Delta\omega \neq 0$). Por lo tanto la señal tiene la forma de la ecuación 2.25.

$$I_p = R. (P_o + P(t). \sin[\Delta\omega. t + \Delta\phi]) \quad (2.25)$$

La frecuencia del oscilador local tiene un valor relativamente cercano al valor de la frecuencia de la señal portadora, de tal manera que se pueda conseguir una frecuencia intermedia baja para facilitar el procesamiento de la señal.

Al eliminar la componente continua, mediante el bloqueador de corriente, tendremos a la salida del fotodiodo la corriente expresada en la ecuación 2.26.

$$I_p = R. P(t). \sin[\Delta\omega. t + \Delta\phi] \quad (2.26)$$

La tabla 2.4 muestra las diferencias entre la detección directa y la detección heterodina.

Tabla 2.2 Comparación entre detección directa y detección coherente heterodina

Fuente: Elaboración propia

ITEM	IM - DD	D. Heterodina
$I_p(t)$	$R. A_S^2(t)$	$2. R. A_{LO}(t). A_S(t)$
Potencia de la señal eléctrica	$R^2. A_S^4(t)$	$2. R^2. A_S^2(t). A_{LO}^2(t)$

Se introduce una penalidad de 0.5 en la potencia de la señal eléctrica por detección heterodina. La relación entre las potencias es:

$$\frac{P_{HETERODINA}}{P_{IM-DD}} = \frac{2.A_{LO}^2(t)}{A_S^2(t)} \quad (2.27)$$

Si bien la potencia de la señal eléctrica en este caso es menor que en la detección homodina, la simplicidad de su implementación en comparación con la detección homodina hace que esta alternativa sea la más utilizada para los receptores ópticos.

2.5.3 Fotodetección balanceada

La fotodetección balanceada es usada debido a su alta sensibilidad en comparación con la fotodetección simple. Además utilizando la fotodetección balanceada es posible reducir o eliminar el ruido de la señal eléctrica. La fotodetección balanceada consiste en utilizar 2 fotodetectores en cascada con características idénticas a la salida de los brazos del acoplador.

En la figura 2.21 se muestra la configuración de un receptor con fotodetección balanceada.

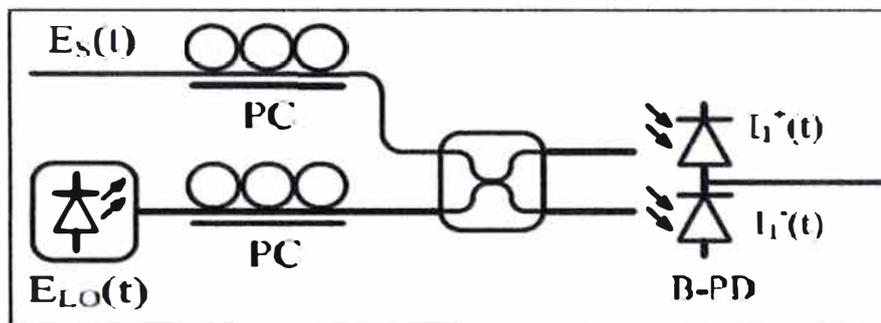


Figura 2.21 Receptor con fotodetección balanceada

Fuente: *Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems*, Xu Zhang

De la ecuación 2.19 se puede tener el valor de las corrientes generadas por cada fotodetector.

$$I_1^+(t) = R \cdot (P_o + P(t)) \cdot \sin[\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi] + n(t) \quad (2.28)$$

$$I_1^-(t) = R \cdot (P_o - P(t)) \cdot \sin[\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi] + n'(t) \quad (2.29)$$

Donde $n(t)$ y $n'(t)$ son los ruidos generados por la fotodetección de las señales respectivamente. Asumiendo que los ruidos son idénticos debido a que las características de los fotodetectores son idénticas, se tiene que la corriente diferencia generada por la configuración en cascada de los fotodetectores es:

$$I_1 = 2 \cdot R \cdot P(t) \cdot \sin(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi) \quad (2.30)$$

Adicionalmente cuando se usa un único fotodetector una parte de la potencia se pierde en el mezclado de las señales. Usando fotodetección balanceada se aprovecha casi toda la potencia lo que mejora la relación Señal/Ruido Óptica (OSNR) incrementando la sensibilidad del fotodetector.

➤ **Fotodetección balanceada multinivel**

Al utilizarse una modulación multinivel (DP-QPSK) para la transmisión de señales, es necesario que el receptor tenga la capacidad de poder recuperar las señales de información en el punto de destino. La figura 2.22 muestra el diagrama de un receptor balanceado multinivel.

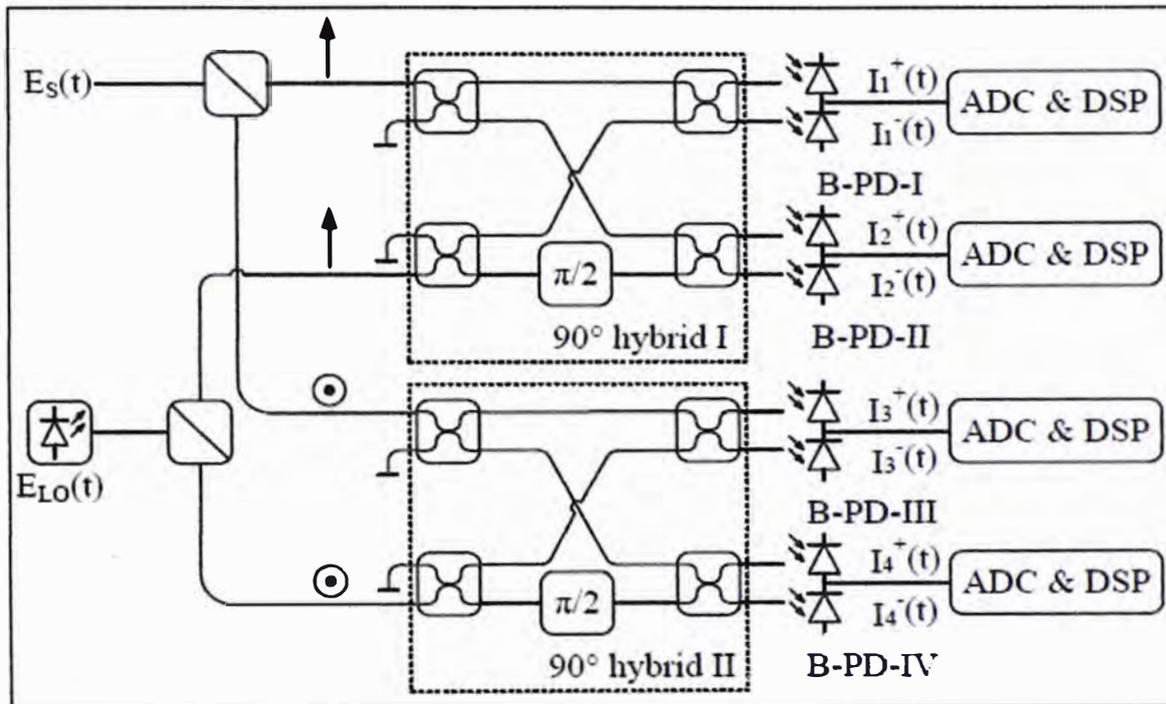


Figura 2.22 Receptor balanceado multinivel

Fuente: *Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems*, Xu Zhang

Ambas señales, la señal recibida y la señal del oscilador local, son divididas usando un divisor de haz de polarización las cuales denominaremos \bar{x} e \bar{y} .

Luego son sometidas a sendos acopladores que decodifican las señales en cuadratura y en fase. Las ecuaciones 2.31 y 2.32 muestran las intensidades de corriente a la salida de cada acoplador.

$$\begin{bmatrix} I_1^+ \\ I_1^- \\ I_2^+ \\ I_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{x}(R \cdot |E_s(t) + E_{LO}(t)|^2) \\ \bar{x}(R \cdot |E_s(t) - E_{LO}(t)|^2) \\ \bar{x}(R \cdot |E_s(t) + i \cdot E_{LO}(t)|^2) \\ \bar{x}(R \cdot |E_s(t) - i \cdot E_{LO}(t)|^2) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} I_3^+ \\ I_3^- \\ I_4^+ \\ I_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{y}(R \cdot |E_s(t) + E_{LO}(t)|^2) \\ \bar{y}(R \cdot |E_s(t) - E_{LO}(t)|^2) \\ \bar{y}(R \cdot |E_s(t) + i \cdot E_{LO}(t)|^2) \\ \bar{y}(R \cdot |E_s(t) - i \cdot E_{LO}(t)|^2) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Al obtener las corrientes diferenciales se tiene las señales de información. Las expresiones 2.33 y 2.34 muestran los valores de la corriente en cada configuración en cascada.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot R \cdot P_x(t) \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi) \\ 2 \cdot R \cdot P_x(t) \cdot \sin(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\begin{bmatrix} I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot R \cdot P_y(t) \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi) \\ 2 \cdot R \cdot P_y(t) \cdot \sin(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

2.5.4 Demodulador DP-QPSK

La figura 2.23 muestra el diagrama de un demodulador DP-QPSK.

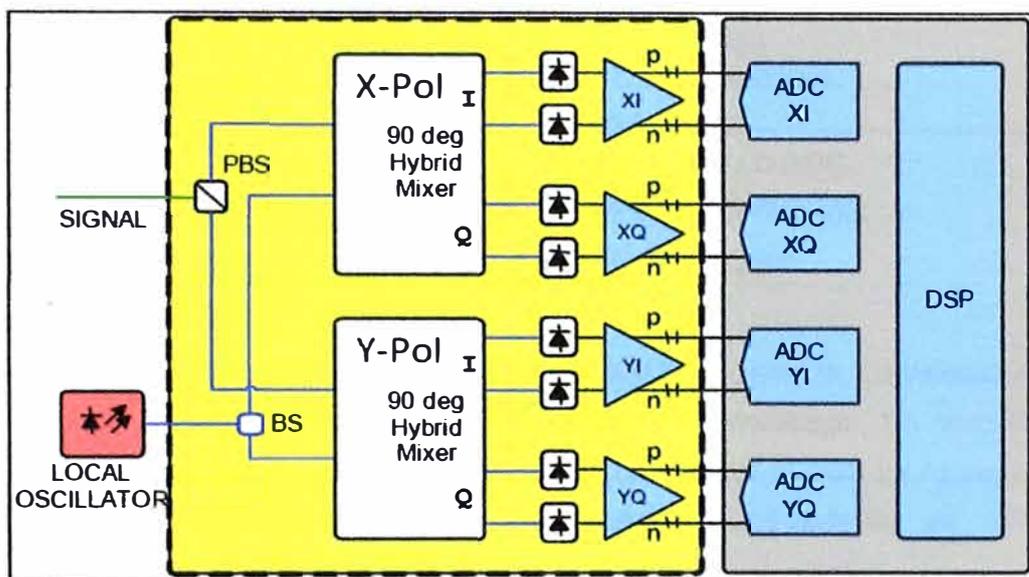


Figura 2.23 Demodulador DP-QPSK

Fuente: *Implementation Agreement for Integrated Dual Polarization Intradynne Coherent Receivers, Optical Internetworking Forum*

El demodulador DP-QPSK está conformado por una sección que realiza la fotodetección, así como de una sección la cual realiza la compensación de los efectos dispersivos causado por la transmisión en el medio.

La detección coherente y la fotodetección balanceada ya han sido explicadas con anterioridad, ahora se procede a describir los elementos utilizados para la compensación de los efectos dispersivos como el conversor analógico a digital (*Analog to Digital Converter*, ADC), el procesador de señales digital (*Digital Signal Processor*, DSP) y la corrección de errores hacia adelante (*Forward Error Correction*, FEC).

➤ Conversor analógico a digital

El Conversor analógico digital es el encargado de convertir la señal de información que está en la corriente a señales digitales las cuales puedan ser procesadas posteriormente

por el DSP. La digitalización de las señales es un tema ampliamente conocido en las telecomunicaciones y consiste básicamente en realizar de forma periódica medidas de la amplitud, asociarlas a valores preestablecidos y almacenarlos en algún tipo de memoria. La figura 2.24 muestra el diagrama de bloques de un ADC.

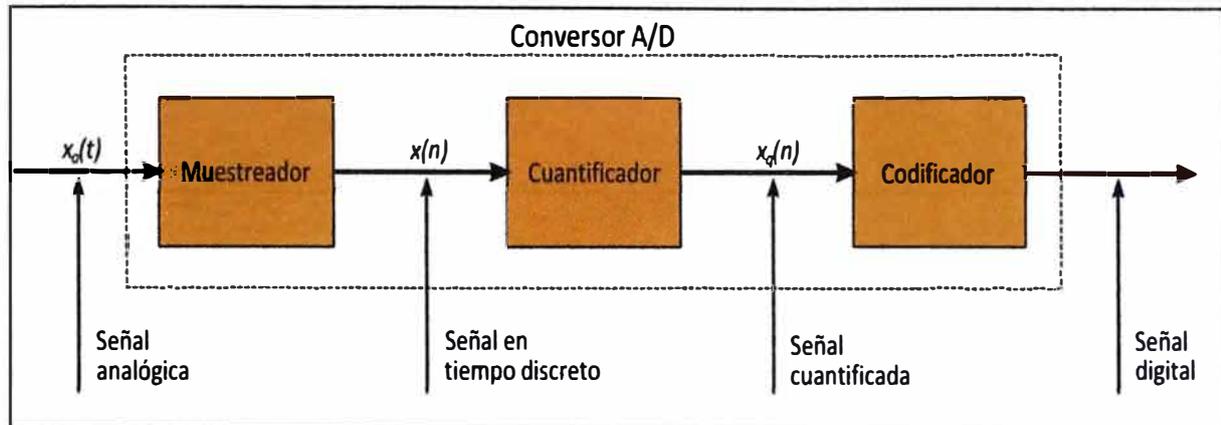


Figura 2.24 Diagrama de bloques de un ADC

Fuente: Conversión Analógica Digital, Wikipedia

Se identifican 3 procesos para la conversión analógica a digital:

- Muestreo

Consiste en tomar muestras periódicas de la señal de información. La velocidad con que se toma estas muestras es denominada frecuencia de muestreo. En comunicaciones ópticas esta frecuencia de muestreo es muy alta motivo por el cual se necesita un gran desarrollo por parte de la industria para tener muestreadores en aplicaciones comerciales.

- Cuantificación

En este proceso se mide el valor de las muestras y se las asocia a un valor preestablecido. En este proceso se inserta un ruido de cuantificación ya que los valores preestablecidos no son los mismos que la señal original.

- Codificación

La codificación consiste en traducir los valores obtenidos durante la cuantificación y asociarlas a algún código.

➤ **Procesador digital de señales**

El Procesador digital de señales realiza el procesamiento digital de las señales recibidas a la salida del ADC, este elemento junto a la detección coherente permite la demodulación de señales multinivel tales como n-PSK. Así mismo el uso de un DSP permite realizar la detección utilizando receptores de sensibilidad menor, lo cual se traduce en un mayor segmento de transmisión. Las ventajas de utilizar un DSP en los sistemas de transmisión es que estos se ven beneficiados por el continuo incremento en

la velocidad de procesamiento digital. Adicionalmente su eficiencia y simpleza de implementación hacen a los DSP la mejor alternativa para compensar los efectos causados por el medio. La figura 2.25 muestra un diagrama de bloques de los DSP.

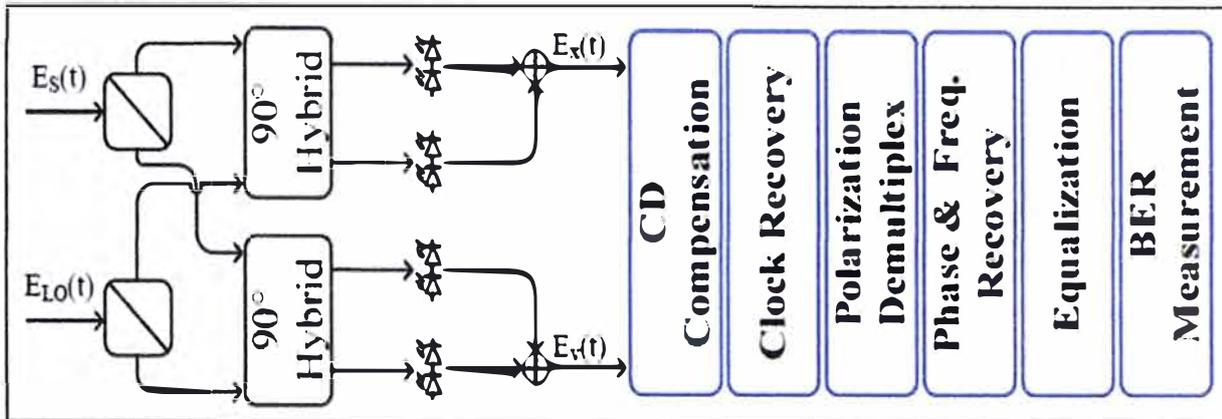


Figura 2.25 Diagrama de bloques del DSP

Fuente: Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems, Xu Zhang

- Bloque Compensador de Dispersión Cromática

Este bloque forma parte del DSP y es el encargado, como su propio nombre lo refiere, de compensar el efecto de dispersión cromática que afecta a la señal transmitida. En este bloque se utilizan algoritmos como la Transformada Rápida de Fourier (FFT) los cuales son aplicados a un bloque fijo de muestras de datos. El tamaño del bloque escogido determina la complejidad de implementar dichas operaciones y la precisión que se puede alcanzar en compensar la dispersión.

- Bloque recuperador del reloj

En los sistemas de transmisión óptica coherente es necesaria una frecuencia de muestreo para realizar la conversión analógica digital (ADC). Generalmente son necesarias dos muestras por símbolo para la compensación utilizando el DSP; pero en la práctica la frecuencia óptima de muestreo a través del ADC es desconocida pudiendo generar errores.

Debido a esto un bloque recuperador de reloj es necesario en el DSP, para que la tasa de error de bit no sea afectada por estos errores.

- Bloque demultiplexador de polarización

Como ya se ha comentado antes la detección coherente permite detectar las señales transmitidas en cada polarización. Debido a que ambas señales polarizadas se transmiten en el mismo medio, están sujetas a los efectos de cross-talk generadas entre ellas. Es por eso que se configura este bloque dentro del DSP para compensar cualquier efecto negativo que se tuviera en la señal original.

- Bloque recuperador de portadora

La precisión de la portadora de la señal es muy importante en sistemas de transmisión de alta capacidad. Debido a esto en el DSP se define un bloque completo a realizar el ajuste de la señal portadora y alinear la frecuencia y fase de la señal.

➤ Corrección de errores hacia adelante

Al igual que en todos los sistemas de telecomunicaciones, en los sistemas coherentes se utiliza la corrección de errores hacia adelante (*Forward Error Correction*, FEC) para asegurar la fidelidad de la señal y corregir los errores generados por el ruido del canal o ruidos externos. La corrección de errores hacia adelante se aplica utilizando códigos de corrección de errores, los cuales consisten en agregar bits de redundancia, bits de encabezado (*overhead*, OH), con la finalidad de corregir un número determinado de errores originados en cualquier lugar del mensaje.

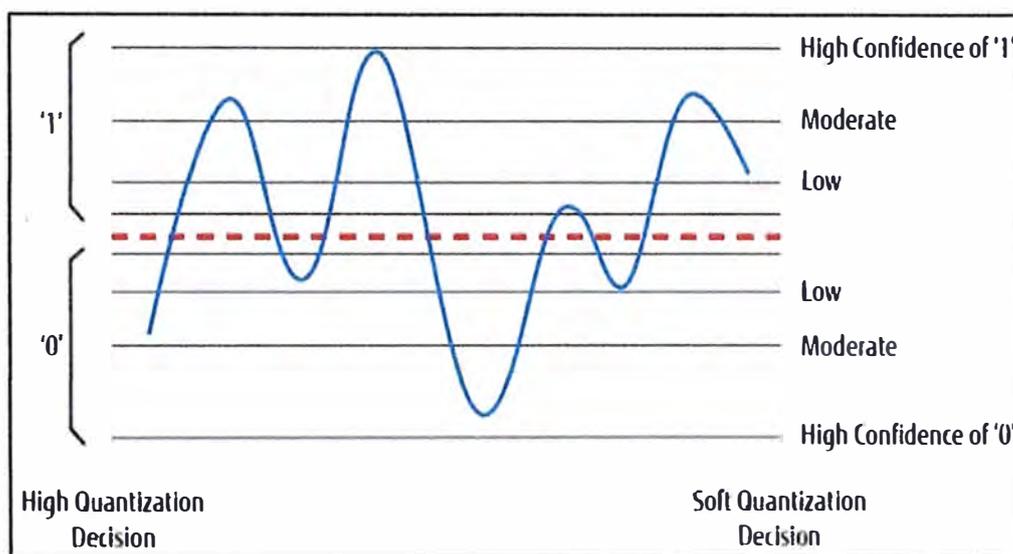


Figura 2.26 Niveles de cuantificación SD-FEC y HD-FEC

Fuente: *Soft-Decision FEC Benefits for 100G*, Fujitsu

En los sistemas de transmisión de alta capacidad se emplea una nueva generación de códigos de corrección de errores. Se utiliza los códigos de corrección de errores de decisión suave (*Soft Decision Forward Error Correction*, SD-FEC); los SD-FEC además de dar una decisión acerca de si el bit es "1" o "0", proveen un factor de confiabilidad de la decisión basado en la separación entre el valor del nivel de la señal y el valor del umbral asociado.

Los SD-FEC comparados con los códigos de corrección de errores de decisión fuerte (*Hard Decision FEC*, HD-FEC) muestran más niveles de cuantificación. Estos niveles son el resultado de asociar el factor de confiabilidad y el valor del bit. La figura 2.26 muestra los niveles de cuantificación. En los sistemas de transmisión de alta capacidad los bits adicionales para la corrección de errores son insertados en una etapa previa a la

modulación. La figura 2.27 muestra la configuración del receptor tomando en consideración el FEC.

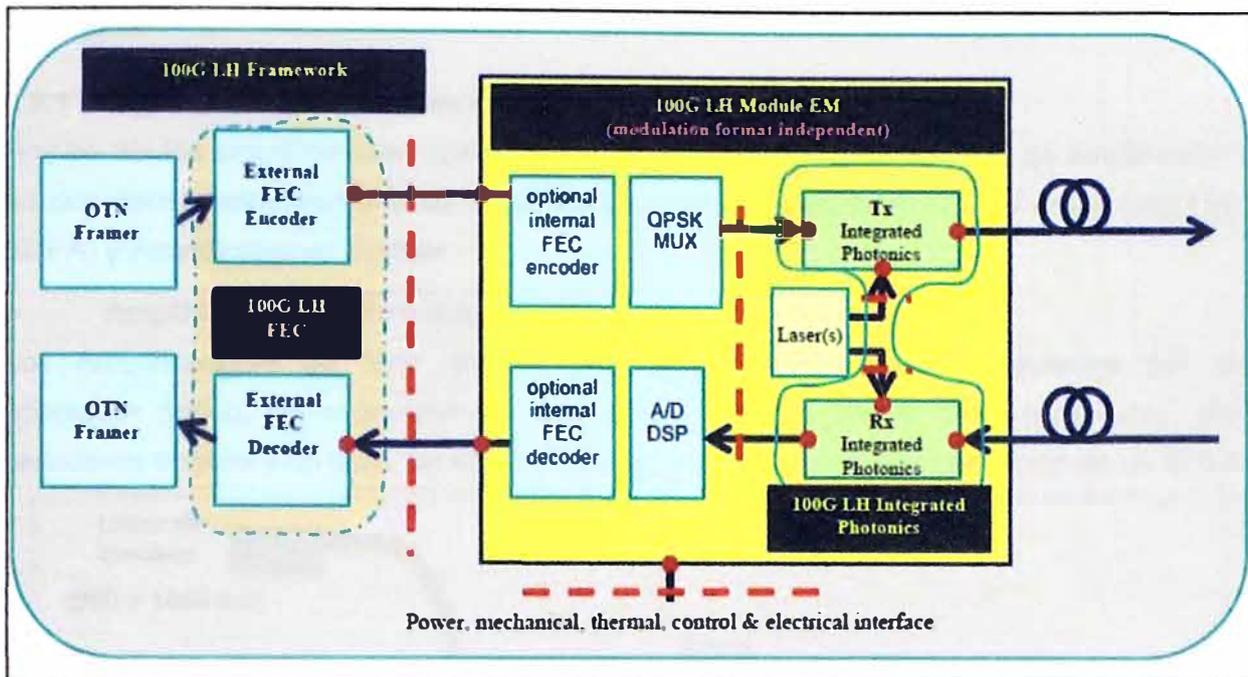


Figura 2.27 Receptor coherente considerando FEC

Fuente: *100G Ultra Long Haul DWDM Framework Document*, Optical Internetworking Forum

2.6 Amplificadores ópticos

Los sistemas de transmisión óptica están limitados por las pérdidas de potencia de la señal óptica debido a la atenuación causada por el medio. Cuando la distancia entre nodos es muy alta, la señal óptica se vuelve muy débil y el receptor óptico no es capaz de detectarla. Debido a este comportamiento natural, la potencia óptica debe ser compensada a fin de poder alcanzar el nivel óptimo en la recepción. Bajo este contexto los amplificadores ópticos son claves en los sistemas de transmisión óptica.

Las características más importantes de los amplificadores ópticos son las siguientes:

- Ganancia

Es la relación entre la potencia de salida del amplificador y la potencia de entrada.

- Ancho de banda de amplificación

Es el rango de frecuencias en las cuales la amplificación es efectiva.

- Potencia máxima de salida

Es la máxima potencia de salida del amplificador, por encima de esta potencia no es posible la amplificación independientemente de la potencia de entrada.

- Ruido

Es una característica propia de todos los amplificadores debido a la emisión espontánea de fotones.

2.6.1 Tipos de amplificadores ópticos

Hoy en día los amplificadores ópticos pueden clasificarse según el modo de amplificación en dos tipos: Amplificadores de fibra dopada con Erbio (*Erbium Doped Fiber Amplifier*, EDFA) y Amplificadores Raman.

➤ Amplificador de fibra dopada con erbio

Los Amplificadores de fibra dopada con Erbio (EDFA) están compuestos por un acoplador óptico, un segmento de fibra óptica dopada con la tierra rara Erbio, dos aisladores ópticos y un laser de bombeo. La figura 2.28 muestra la operación de un EDFA

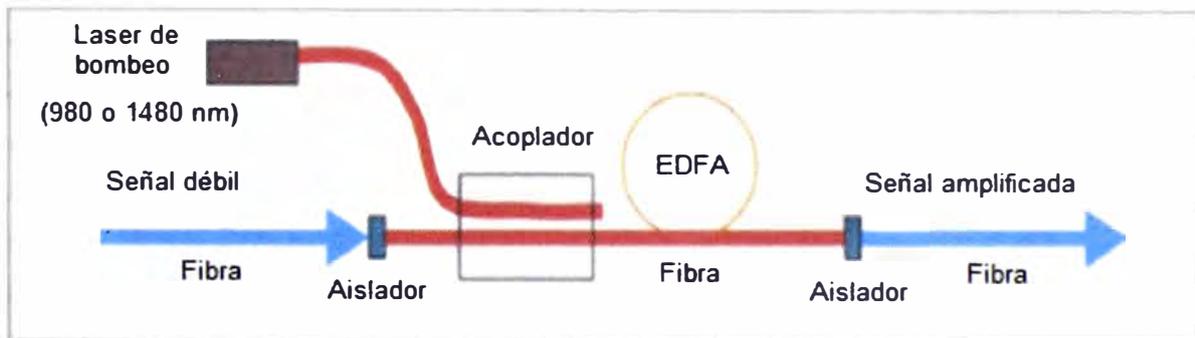


Figura 2.28 Operación de un EDFA

Fuente: *Introduction to DWDM technology* - Stamatios V. Kartalopoulos

La amplificación tiene lugar debido a la excitación de los iones del Erbio mediante el laser de bombeo. Los iones del Erbio son excitados por un número determinado de frecuencias ópticas 514nm, 532nm, 667nm, 800nm, 980nm y 1480 nm; al ser excitados los iones de Erbio aumentaran su nivel de energía y liberaran fotones de longitud de onda alrededor de 1550nm para regresar a su estado inicial.

Las longitudes de onda comúnmente utilizadas por el laser de bombeo son las de 980nm y 1480nm. Cuando se excita los iones de Erbio con estas longitudes de onda se liberan fotones cuya longitud de onda esta en el rango de 1520nm – 1620nm produciéndose así la amplificación de la señal que pasa a través del EDFA.

Ventajas de los EDFA

- Alta eficiencia de transferencia de potencia desde el laser de bombeo a la señal (>50%).
- Amplificación directa y simultánea de un considerable rango de frecuencias (alrededor de 1550nm) lo que es adecuado para enlaces WDM.
- La potencia máxima de salida es mayor a 1mW (1- 25 dBm).

- Independientes del tipo de modulación y de la polarización.
- Baja figura de ruido

Desventajas de los EDFA

- La amplificación no es de manera lineal en todo el rango de frecuencias de trabajo, para ajustar las potencias de cada canal es necesario de un atenuador óptico variable (VOA)
- La potencia de salida se mantiene constante independientemente de los canales utilizados, es decir se distribuye la potencia de salida entre los canales a usar.
- El ruido predominante es el ruido por emisión espontánea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission*, ASE)

➤ Amplificadores Raman

Estos amplificadores basan su operación en el efecto Raman que tiene lugar en las fibras ópticas a través de la dispersión Raman estimulada. Para amplificar una señal, se emite un fotón de longitud de onda ligeramente menor a través del laser de bombeo (mayor energía). Este fotón estará sujeto a la dispersión Raman desplazándose en frecuencia, transmitiendo su energía a los fotones de longitud de onda más alta permitiendo la amplificación de señales de información; el medio de amplificación es la propia fibra. La figura 2.29 muestra como se produce el efecto Raman.

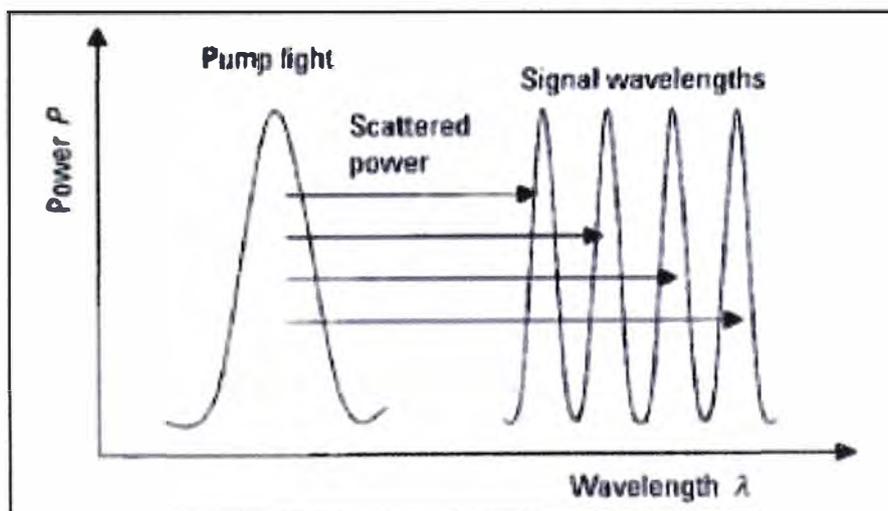


Figura 2.29 Efecto Raman

Fuente: *DWDM and Optical Networks* - Ottmar krauss

Ventajas de los Amplificadores Raman

- No produce ruido por emisión espontánea.
- Pueden amplificar señales en todo el espectro óptico de sistemas de transmisión desde 1300nm a 1600nm.
- Alta Ganancia.

2.6.2 Aplicaciones de amplificadores ópticos

Los amplificadores ópticos pueden ser utilizados como amplificador *booster* o de potencia, pre-amplificadores y amplificadores de línea. Los amplificadores de potencia se ubican en la fuente de la señal y se encargan de amplificar la señal modulada, actúan como un refuerzo. Por otro lado los pre-amplificadores son amplificadores ópticos de bajo ruido y se encuentran antes del detector a manera de elevar la potencia óptica, que ha sido atenuada por la fibra, hasta niveles en los cuales sea posible la detección. Finalmente los amplificadores de línea son amplificadores de bajo ruido capaces de aumentar la potencia de la señal de manera de que esta pueda propagarse a través de un tramo de fibra óptica. La figura 2.30 muestra las aplicaciones de los amplificadores ópticos.

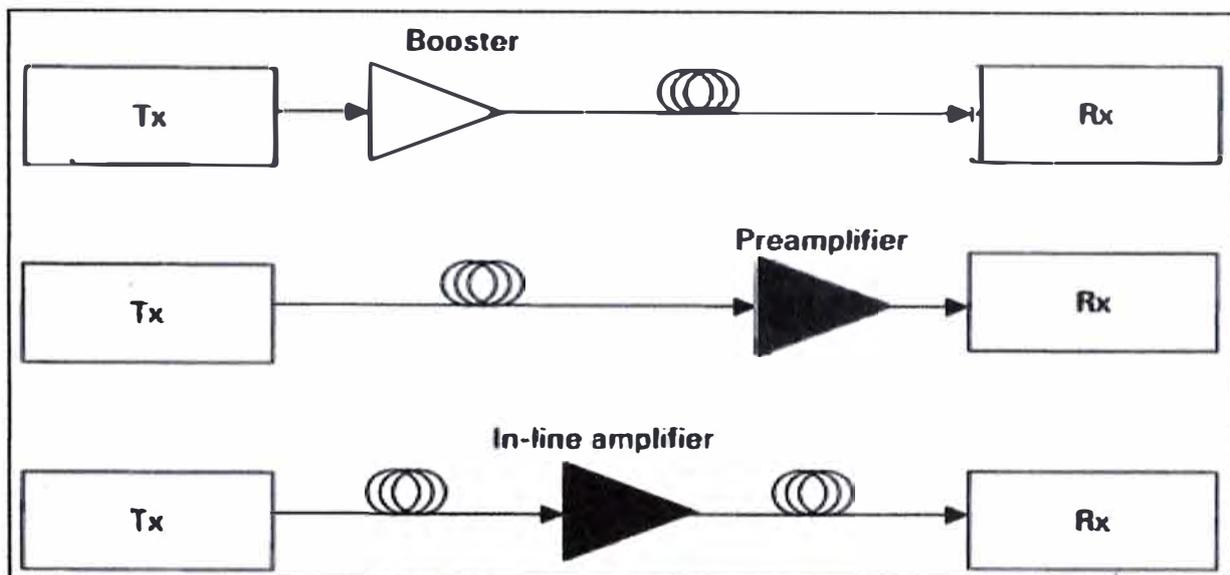


Figura 2.30 Aplicaciones de los amplificadores ópticos

Fuente: *DWDM and Optical Networks* - Ottmar krauss

2.7 Ecuador de ganancias dinámico

Las señales ópticas transmitidas a través de múltiples canales están sujetas a diferentes atenuaciones por parte del medio. Si bien los amplificadores ópticos ayudan a compensar esta pérdida de potencia, esta amplificación no es del todo uniforme en toda la banda de frecuencias. Es decir algunos canales serán amplificados en mayor medida que otros y existirá una diferencia de potencias entre canales.

Este comportamiento toma gran importancia en enlaces de larga distancia por estar sometido a varios nodos de amplificación, es por eso que es necesaria una compensación a manera de uniformizar las ganancias. El ecualizador de ganancias dinámico compensa esta diferencia de potencias entre canales monitoreando la potencia de cada canal después de la amplificación y utilizando la información para ajustar las

salidas amplificadas. Este sistema consiste generalmente en 2 etapas internas de amplificación separadas por un filtro óptico variable; una parte de la señal amplificada en la segunda etapa es direccionada a un sistema de monitoreo que mide la potencia de la señal de cada canal y con esta información ajusta el comportamiento del filtro óptico variable a manera de balancear la potencia de salida. La figura 2.31 muestra el diagrama de bloques de un ecualizador de ganancias dinámico (EGD).

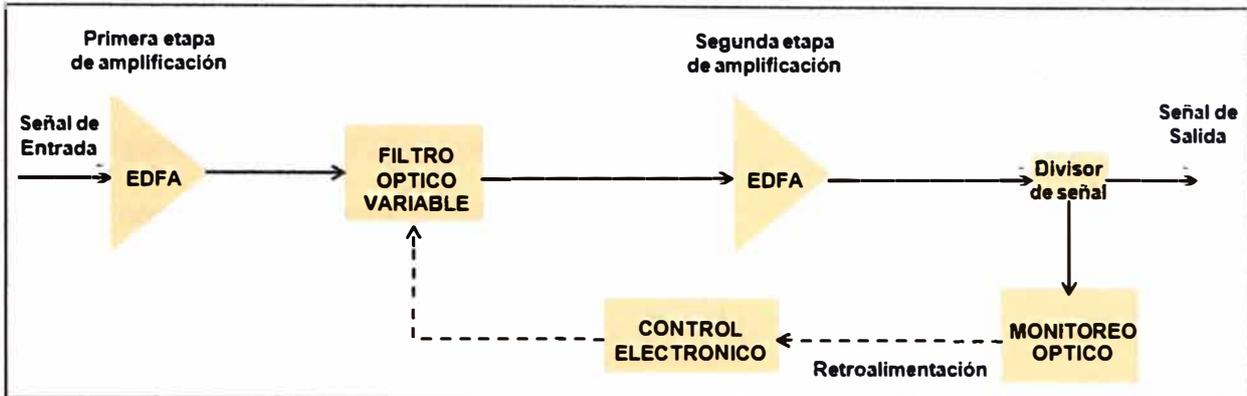


Figura 2.31 Diagrama de bloques de un EGD

Fuente: Elaboración propia - *Many roads lead to dynamic gain equalization in optical networks*, Jeff Hecht

Finalmente es importante decir que la ecualización de ganancia dinámica no ecualiza las ganancias directamente, por el contrario ecualiza las potencias de salida de las señales que pasan a través de este elemento de red.

2.8 Factores que limitan la transmisión en fibras ópticas.

En los sistemas de transmisión óptica la información se propaga a través de la luz. Como en todos los sistemas de transmisión existen factores externos e internos al medio que degradan la calidad de la señal limitando las condiciones de transmisión. Las características de las fibras ópticas que limitan la transmisión tales como atenuación, dispersión cromática y dispersión por el modo de polarización ya han sido explicadas anteriormente. En este apartado se describe la relación señal a ruido, el cual es un factor limitante en todo sistema de telecomunicaciones. En el caso de los sistemas de transmisión óptica se denota como relación señal a ruido óptica.

2.8.1 Relación señal a ruido óptica

La relación señal a ruido óptica (*Optical Signal to Noise Ratio*, OSNR) es la medida de la relación entre la potencia de la señal y la potencia del ruido. La OSNR es un parámetro fundamental para predecir la tasa de error del bit (*Bit Error Rate*, BER) del sistema. En sistemas de transmisión de larga distancia la OSNR se vuelve un factor limitante ya que estos sistemas utilizan elementos de amplificación los cuales generan potencia

indeseada, también llamada ruido. Este ruido es casi despreciable cuando se utilizan pocos amplificadores, sin embargo en enlaces de larga distancia el número de amplificadores es mayor volviéndose esta potencia de ruido un factor considerable.

Los amplificadores adhieren en cada tramo su propia componente de ASE. El valor de la potencia ASE es mostrada en la ecuación 2.35.

$$P_{ASE} = NF * G * h * \nu * \Delta\nu_0 \quad (2.35)$$

Donde:

G : Es la ganancia del EDFA (expresado en números)

h : Es la constante de Planck ($6,626 \times 10^{-34} J \cdot s$)

ν : Es la frecuencia óptica ($1,935 \times 10^{14} Thz$)

$\Delta\nu_0$: Es el ancho de banda del filtro óptico ($0,1nm$)

NF : Es la figura de Ruido del EDFA (expresado en números)

La figura 2.32 muestra el esquema de un enlace punto a punto incluyendo los amplificadores involucrados.

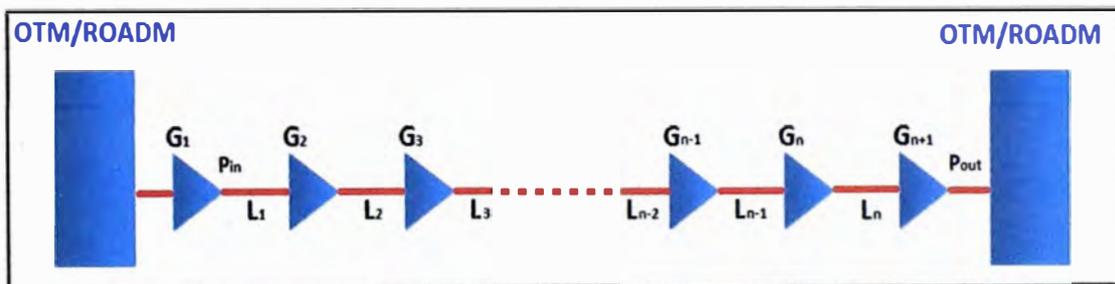


Figura 2.32 Esquema punto a punto para el cálculo de la OSNR

Fuente: Elaboración propia

Para el cálculo de la OSNR utilizaremos la formula 2.36

$$OSNR_{Sistema} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{ruido}} \right) \quad (2.36)$$

Donde:

P_{out} : Es la potencia de salida en el último amplificador

P_{ruido} : Es la potencia de ruido acumulada de todos los amplificadores

La P_{out} es expresada en las ecuaciones 2.37 y 2.38

$$P_{out} = P_{in} * L_1 * G_2 * L_2 * G_3 * L_3 * G_4 \dots * L_{n-2} * G_{n-1} * L_{n-1} * G_n * L_n * G_{n+1} \quad (2.37)$$

$$P_{out} = P_{in} * \prod_{i=1}^n L_i * G_{i+1} \quad (2.38)$$

La P_{ruido} es el valor de potencia no deseada generada por todos los amplificadores. La fórmula 2.39 muestra el valor de la potencia de ruido.

$$P_{ruido} = P_{ruido_{A_1}} + P_{ruido_{A_2}} + \dots + P_{ruido_{A_n}} + P_{ruido_{A_{n+1}}} \quad (2.39)$$

Donde:

$P_{ruido_{A_i}}$: Es la potencia no deseada generada por el amplificador i medida al final del enlace.

Debido a que la potencia del ruido de cada amplificador también es atenuada y amplificada a lo largo del recorrido de la señal, podemos enunciar las formulas 2.40, 2.41, 2.42 y 2.43.

$$P_{ruido_{A_1}} = P_{ASE_{A1}} * L_1 * G_2 * L_2 * G_3 \dots * L_{n-2} * G_{n-1} * L_{n-1} * G_n * L_n * G_{n+1} \quad (2.40)$$

$$P_{ruido_{A_2}} = P_{ASE_{A2}} * L_2 * G_3 \dots * L_{n-2} * G_{n-1} * L_{n-1} * G_n * L_n * G_{n+1} \quad (2.41)$$

$$P_{ruido_{A_j}} = P_{ASE_{Aj}} * L_j * G_{j+1} \dots * L_{n-2} * G_{n-1} * L_{n-1} * G_n * L_n * G_{n+1} \quad (2.42)$$

$$P_{ruido_{A_j}} = P_{ASE_{Aj}} * \prod_{i=j}^n L_i * G_{i+1} \quad (2.43)$$

Reemplazando 2.43 en 2.39, tenemos que:

$$P_{ruido} = \sum_{i=1}^{n+1} P_{ASE_{Ai}} * \prod_{j=i}^n L_j * G_{j+1} \quad (2.44)$$

Finalmente reemplazamos 2.38 y 2.44 en 2.36 para obtener la formula de la OSNR expresada en la ecuación 2.45.

$$OSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{in} * \prod_{i=1}^n L_i * G_{i+1}}{\sum_{i=1}^{n+1} P_{ASE_{Ai}} * \prod_{j=i}^n L_j * G_{j+1}} \right) \quad (2.45)$$

CAPÍTULO III DISEÑO DEL SISTEMA DE TRANSMISIÓN, PLANEAMIENTO Y COMPONENTES

En el presente capítulo se presenta cada uno de los pasos necesarios para el diseño de la solución para la nueva red de transmisión que abarcará la zona costa sur del Perú.

3.1 Determinación de las necesidades

En primer lugar antes de diseñar un sistema de transmisión, se realiza un análisis de la demanda del tráfico de voz e información. Así mismo se debe establecer una proyección de esta demanda y realizar todos nuestros cálculos en base a esta proyección de manera que el sistema de transmisión planteado pueda suplir los futuros incrementos de demanda del tráfico de información. El tráfico de información generado en el país, la demanda de Internet, se puede dividir en 2 grupos: Internet de acceso fijo e Internet de acceso móvil. El término Internet de acceso fijo agrupa a todas las conexiones señaladas por el Osiptel dentro de su reporte del número de conexiones de acceso a internet fijo. Dentro de este reporte se clasifica a los usuarios finales dependiendo de la tecnología de acceso que utilizan, la tabla 3.1 muestra los números de conexiones de acceso a internet fijo.

Tabla 3.1 Distribución de conexiones fijas a Internet.

Fuente: OSIPTEL

Tecnología de Acceso	Velocidad de Transmisión (de bajada)	Residencial	Comercial
Dial-up fijo	Conexiones de telefonía fija	7,099	977
	Total	7,099	977
xDSL	256 <= Vtx < 512 kbps	280,261	72
	512 <= Vtx < 1024 kbps	183,530	98
	1024 <= Vtx < 2048 kbps	411,466	203
	2048 <= Vtx < 4096 kbps	370,301	6
	4 Mbps <= Vtx < 8 Mbps	56,654	0
	Total	1,302,212	379
Cablemódem	Vtx < 256 kbps	276	0
	256 <= Vtx < 512 kbps	9,597	186

	512 <= Vtx < 1024 kbps	70,800	2,528
	1024 <= Vtx < 2048 kbps	38,912	1,786
	2048 <= Vtx < 4096 kbps	17,888	1,428
	4 Mbps <= Vtx < 8 Mbps	3,843	756
	8 Mbps <= Vtx < 16 Mbps	753	167
	Vtx >= 16 Mbps	240	187
	Total	142,309	7,038
WiMax	Vtx < 256 kbps	0	50
	256 <= Vtx < 512 kbps	0	1,306
	512 <= Vtx < 1024 kbps	0	3,306
	1024 <= Vtx < 2048 kbps	0	6,427
	2048 <= Vtx < 4096 kbps	0	2,213
	Total	0	13,302
Satelital	Vtx < 256 kbps	137	301
	256 <= Vtx < 512 kbps	25	192
	512 <= Vtx < 1024 kbps	29	120
	1024 <= Vtx < 2048 kbps	1	51
	2048 <= Vtx < 4096 kbps	0	2
	Total	192	666
Otros	Vtx < 256 kbps	0	4
	256 <= Vtx < 512 kbps	0	5
	512 <= Vtx < 1024 kbps	0	38
	1024 <= Vtx < 2048 kbps	0	125
	2048 <= Vtx < 4096 kbps	0	41
	4 Mbps <= Vtx < 8 Mbps	0	11
	8 Mbps <= Vtx < 16 Mbps	0	5
	Total	0	229

Ahora se establece un valor promedio para los rangos de velocidades, la tabla 3.2 indica los valores usados.

Tabla 3.2 Velocidades en promedio.

Fuente: Elaboración propia

Rango de Vtx	Promedio
Dial up	0.15 Mbps

$V_{tx} < 256$ kbps	0.2 Mbps
$256 \leq V_{tx} < 512$ kbps	0.4 Mbps
$512 \leq V_{tx} < 1024$ kbps	0.6 Mbps
$1024 \leq V_{tx} < 2048$ kbps	2 Mbps
$2048 \leq V_{tx} < 4096$ kbps	4 Mbps
$4 \text{ Mbps} \leq V_{tx} < 8 \text{ Mbps}$	6 Mbps
$8 \text{ Mbps} \leq V_{tx} < 16 \text{ Mbps}$	10 Mbps
$V_{tx} \geq 16 \text{ Mbps}$	20 Mbps

Debido a que las redes de telecomunicaciones no están diseñadas tomando en consideración la capacidad máxima posible si no que se asegura una capacidad mínima por usuario, es necesario utilizar un factor de overbooking. El factor de overbooking a utilizar en este informe será de 10% ya que es el porcentaje promedio de velocidad que aseguran los operadores del servicio de Internet. Finalmente tomando en cuenta que no todos los usuarios acceden a la red en un mismo momento se debe aplicar un factor de simultaneidad estándar en el cálculo del tráfico total, en este caso tomare el valor de 60% como factor de simultaneidad. Entonces se define el tráfico total usando la fórmula 3.1.

$$\text{Trafico total} = S * O * \sum N^{\circ} \text{ de clientes} * V_{prom}. \quad (3.1)$$

Donde:

- S : Factor de simultaneidad
- O : Factor de overbooking
- $N^{\circ} \text{ de clientes}$: Número de clientes
- V_{prom} : Velocidad promedio

Al realizar los cálculos se tiene que la demanda del tráfico es aproximadamente 188.7 Gbps, vale decir que este valor es a fecha de marzo del 2013 por lo que es posible asumir, tomando como referencia los reportes de Osiptel de la distribución de los abonados de Internet fijo desde el año 2010, que a fines del 2013 el tráfico aproximado será de 252Gbps.

Ahora se estima la demanda de tráfico para un futuro de 10 años, considerando que el crecimiento se realiza de manera exponencial. Los valores iniciales para estimar la demanda los tomaremos del reporte de Osiptel respecto a la distribución de los abonados de Internet fijo y aplicando el mismo método utilizado para el cálculo en el año 2013. La tabla 3.3 muestra los valores calculados de la futura demanda hasta el año 2023 y la

figura 3.1 muestra la evolución en el tiempo del tráfico de datos.

Tabla 3.3 Proyección del tráfico de datos

Fuente: Elaboración propia

Año	Tráfico de datos (Gbps)
2010	71.22
2011	101.88
2012	171.3
2013	252
2014	390.82
2015	601.42
2016	925.53
2017	1424.28
2018	2191.81
2019	3372.95
2020	5190.58
2021	7987.72
2022	12292.19
2023	18916.29



Figura 3.1 Proyección del tráfico de datos

Fuente: Elaboración propia

De acuerdo a esta estimación para el año 2023 el tráfico de datos fijo será de 18.92Tbps,

esto quiere decir que el consumo de recursos se multiplicará aproximadamente por 75 para los siguientes 10 años. Esto se logrará debido a que las redes de acceso también están en constantes mejoras con la finalidad de acercar la fibra óptica cada vez más al usuario final presentando soluciones de redes ópticas pasivas con capacidad de Gigabit (*Gigabit-capable Passive Optical Network*, GPON).

El cálculo del tráfico de datos móvil se efectúa basado en los índices del crecimiento global del tráfico de datos de Cisco (*Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update*, 2012 – 2017), ya que no existe mucha información histórica nacional acerca de la evolución de este servicio.

Según las estimaciones realizadas en dicho informe el tráfico de datos móvil crecerá aproximadamente en 16 veces su valor en 5 años, se toma el valor el cual no considera la descarga de tráfico móvil por Wi-fi o Femtoceldas. Para estimar la demanda utilizaremos los datos de Osiptel respecto al número de suscripciones de líneas móviles que acceden al servicio de internet móvil.

Los datos de Osiptel clasifican a los usuarios que acceden a Internet desde un terminal móvil según el tipo de suscripción que tengan, la tabla 3.4 muestra la descripción de la clasificación.

Tabla 3.4 Clasificación de los usuario de Internet móvil

Fuente: OSIPTEL

CATEGORÍA DE ACCESO	CARACTERÍSTICAS
Suscripción combinada de voz y datos	Suscripción desde un teléfono móvil a un plan o paquete que contiene una bolsa de minutos de voz y datos de la cual el usuario puede consumir ambos indistintamente. Además, la suscripción puede incluir otros servicios (SMS, MMS, etc).
Suscripción exclusiva de datos (teléfonos móviles)	Servicios adquiridos de forma separada al servicio estándar de voz, como un paquete adicional de datos que permite acceso a Internet vía una suscripción desde un teléfono móvil.
Suscripción exclusiva de datos (Módem USB y otros)	Servicios adquiridos de forma separada al servicio estándar de voz, como un plan o paquete de datos para Módem USB u otro dispositivo

De acuerdo a Osiptel la clasificación en estos grupos no es excluyente ya que existe la posibilidad de que una línea móvil cuente con más de un tipo de acceso. Para simplificar los cálculos en el presente informe se asume como excluyente a esta clasificación y el número total de usuarios de Internet móvil será la suma de cada uno de los tipos. Según los registros de Osiptel a Junio del 2012 se tiene 2, 985,458 usuarios distribuidos según la figura 3.2.

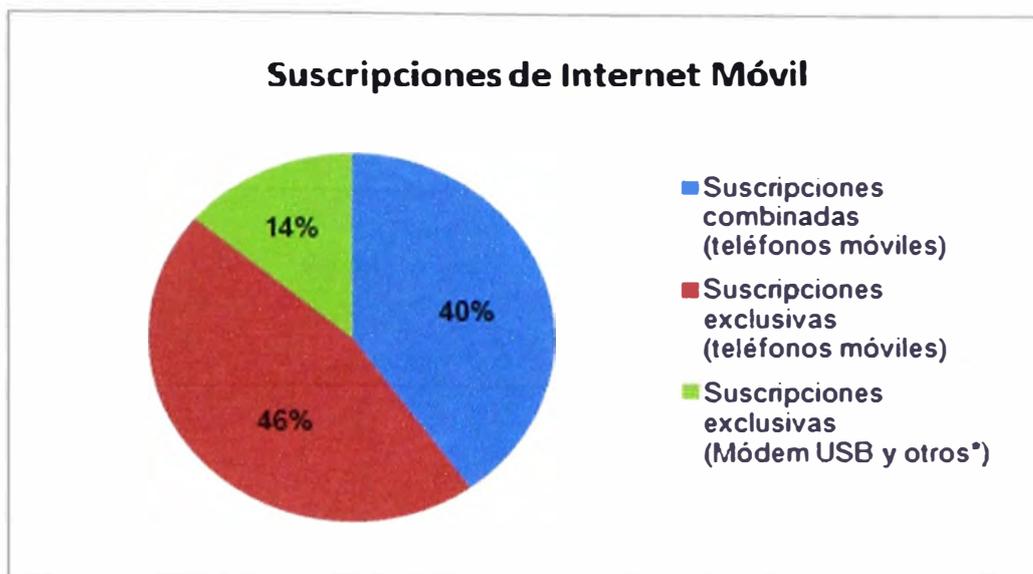


Figura 3.2 Distribución de los suscriptores de internet móvil

Fuente: OSIPTEL

Dentro de esta clasificación se encuentran los equipos que permiten una velocidad de descarga mínima de 256Kbps, valor que se aproxima relativamente con la velocidad promedio por cliente en la región de Latinoamérica según los índices de Cisco para el año 2012. Para calcular el tráfico total bastara con multiplicar la velocidad promedio por el número total de suscripciones y aplicar el factor de concurrencia; en este caso también utilizaremos un factor de overbooking del 10% y simultaneidad del 60%. Efectuando los cálculos se tiene que para el año 2012 el tráfico total de datos móviles era de aproximadamente 45.86Gbps. Como la estimación de tráfico total está planteada con un horizonte de 10 años, para realizar esta estimación se asume que la tasa de crecimiento del tráfico varía anualmente de manera exponencial y se comporta en relación a la tasa de crecimiento anual compuesta (*Compound Annual Growth Rate*, CAGR) determinado por Cisco. Así mismo se considera que el crecimiento de tráfico a nivel de latinoamericana es comparable con el crecimiento de tráfico a nivel local y ambos varían de manera proporcional. La tabla 3.5 muestra la estimación de la demanda basándonos en los datos históricos de cisco iniciados en el 2010.

Tabla 3.5 Proyección del tráfico de datos móvil

Fuente: Elaboración propia

Año	Tasa de Crecimiento Anual Compuesta (%)	Trafico Móvil Latinoamérica Mensual (Tbps)	Trafico Móvil Perú - Capacidad de la red (Gbps)
2010	95	11.68	9.76

2011	84	32	26.73
2012	74	54.91	45.85
2013	65.35	95.54	79.79
2014	57.62	157.97	131.93
2015	50.85	248.99	207.95
2016	44.86	375.61	313.69
2017	39.58	544.11	454.42
2018	34.92	759.47	634.27
2019	30.81	1024.67	855.76
2020	27.18	1340.37	1119.43
2021	23.98	1704.69	1423.68
2022	21.15	2113.48	1765.08
2023	18.66	2560.47	2138.4

Según la tabla anterior el tráfico de datos móviles alcanzará valores de aproximadamente 2.14 Tbps. Por lo tanto el tráfico total de datos será de 21.06 Tbps, para el diseño del sistema, materia del presente informe, no se considera el tráfico de voz ya que su valor es relativamente bajo y en el futuro el tráfico predominante en el mundo de las telecomunicaciones será el tráfico de datos.

Para el cálculo de la distribución de tráfico por departamento se utiliza como referencia las proporciones obtenidas por la consultora APOYO en su informe denominado "Estimación de la Demanda del Proyecto Cobertura Universal" publicado en noviembre del 2012. A continuación la tabla 3.6 muestra la proyección de la demanda obtenida en este Informe.

Tabla 3.6 Proyección del tráfico de datos según APOYO

Fuente: Metodología y resultados de la estimación de demanda del proyecto de la cobertura universal, APOYO Consultoría

Departamento	2012	2015	2020	2025
Amazonas	1.0	1.9	6.0	12.8
Ancash	3.0	6.1	19.6	42.5
Apurímac	1.0	2.0	6.2	13.0
Arequipa	1.3	2.6	8.4	18.3
Ayacucho	2.8	5.5	17.3	36.5
Cajamarca	3.6	7.4	23.0	48.8
Callao	0.0	0.0	0.0	0.0
Cusco	3.7	7.4	23.2	49.0

Huancavelica	0.4	0.9	2.6	5.3
Huánuco	1.2	2.5	7.5	16.0
Ica	1.5	3.0	9.4	20.3
Junín	3.9	7.7	24.5	52.6
La Libertad	2.0	4.0	12.5	26.7
Lambayeque	1.1	2.1	6.7	14.6
Lima	2.1	4.1	12.8	27.3
Loreto	0.1	0.2	0.7	1.4
Madre de Dios	0.4	0.8	2.4	5.1
Moquegua	0.4	0.8	2.5	5.6
Pasco	0.8	1.5	4.8	10.1
Piura	0.9	1.9	6.0	12.7
Puno	3.3	6.6	20.4	42.8
San Martín	1.8	3.7	11.5	24.5
Tacna	0.3	0.6	1.9	4.2
Ucayali	1.1	2.2	7.0	15.0
TOTAL	38 Gbps	76 Gbps	237 Gbps	505 Gbps

En el presente informe solo se toma como referencia las proporciones obtenidas y no el tráfico de datos ya que las proyecciones realizadas por APOYO en cuanto al tráfico de datos fueron realizados con la información que se tenía hasta el año 2011, fecha en la cual aun no se manifestaba el boom del tráfico de datos móvil y a su vez se contaba con planes de Internet fijo de poca velocidad.

La tabla 3.7 muestra el porcentaje de tráfico por departamento y la distribución de los 21.06Tbps estimados según estos porcentajes

Tabla 3.7 Distribución del trafico proyectado

Fuente: Elaboración propia

Departamento	Trafico APOYO (Gbps)	% Trafico	Trafico Estimado (Gbps)
Amazonas	14	2.45	517.26
Ancash	43.9	7.71	1621.99
Apurímac	12.7	2.22	469.23
Arequipa	26.8	4.71	990.19
Ayacucho	36.5	6.41	1348.58
Cajamarca	53.4	9.36	1972.99
Callao	0.2	0.03	7.39
Cusco	54.1	9.49	1998.85

Huancavelica	5.3	0.93	195.82
Huánuco	15.4	2.71	568.99
Ica	21.5	3.77	794.37
Junín	56	9.82	2069.05
La Libertad	32.4	5.68	1197.09
Lambayeque	20.3	3.56	750.03
Lima	35.6	6.24	1315.33
Loreto	1.3	0.23	48.03
Madre de Dios	5.6	0.98	206.91
Moquegua	5.2	0.91	192.13
Pasco	12.7	2.23	469.23
Piura	18.8	3.29	694.61
Puno	50.7	8.9	1873.23
San Martín	29.2	5.12	1078.86
Tacna	4.6	0.81	169.96
Ucayali	13.8	2.44	509.87
Total	570	100	21060

Debido a que el presente informe está basado en diseñar un sistema de transmisión para la costa sur del Perú entre los nodos de Lurín y Arequipa se asumirá que el tráfico generado en los departamentos de Moquegua y Tacna, se adicionarán en Arequipa al tráfico propio del departamento. Por lo tanto tendremos la siguiente matriz de tráfico expresado en la tabla 3.8 para nuestros enlaces.

Tabla 3.8 Matriz de tráfico

Fuente: Elaboración propia

Enlaces	Capacidad Requerida (Tbps)	Longitudes $\lambda(100G)$
Lurín – Ica	2.15	22
Ica –Arequipa	1.35	14

3.2 Determinación de rutas

El diseño de la red de transmisión del presente informe se realiza tomando como referencia la zona costa sur del Perú, debido a esto se asume la reutilización de la fibra óptica que la empresa operadora tiene actualmente instalada en las rutas de la costa que

se describieron en el capítulo 1. Para hacer los cálculos de los presupuesto ópticos para cada tramo del enlace es necesario saber las distancias entre todos los nodos que involucran el tramo entre Lurín y Arequipa.

De acuerdo a la información brindada por los operadores al Ministerio de Transportes y Comunicaciones entre Lurín y Arequipa existen 15 nodos, los cuales están distribuidos a lo largo de la costa peruana. La figura 3.3 muestra un diagrama de los nodos, se ha enlazados los nodos con una línea de color rojo para denotar el trayecto de la fibra óptica.

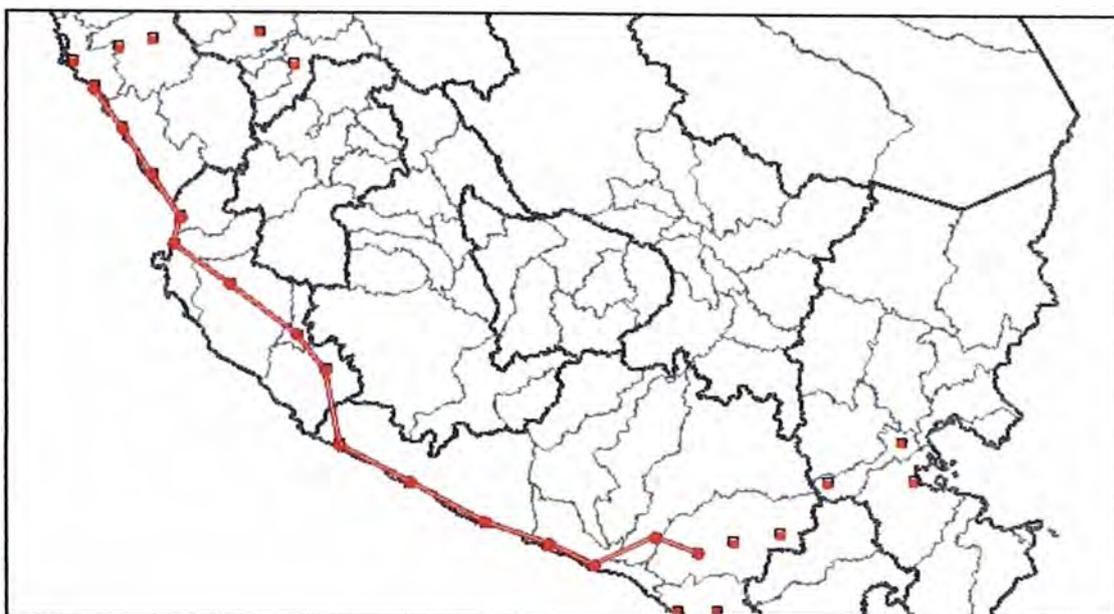


Figura 3.3 Mapa de los nodos en la región sur

Fuente: Ministerio de Transportes y Comunicaciones

Debido a que la ubicación exacta de los nodos es información confidencial de los operadores la distancia exacta de los enlaces entre nodos es desconocida. No obstante se puede estimar las ubicaciones de estos nodos tomando en cuenta ciertas consideraciones:

- La instalación de fibra óptica debió realizarse en vías de fácil acceso y tratando de ahorrar la mayor cantidad de recursos.
- El método de tendido de fibra fue enterramiento en ductos.
- Los nodos deben estar ubicados en zonas que cuenten con las mayores facilidades técnicas, es decir centros poblados.

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores es válido decir que los enlaces de fibra óptica se realizaron a lo largo de la carretera Panamericana Sur, ya que es una vía de fácil acceso. Para determinar aproximadamente la ubicación de los nodos se comparo la información vial de los departamentos de Lima, Ica y Arequipa con el mapa de los nodos de fibra.

En el caso de Lima el nodo inicial ya se tiene identificado, este se encuentra en el distrito

de Lurín. Los otros 2 nodos se encuentran en la provincia de Cañete; realizando un análisis del mapa de la provincia de Cañete es posible aproximar la ubicación de los nodos.

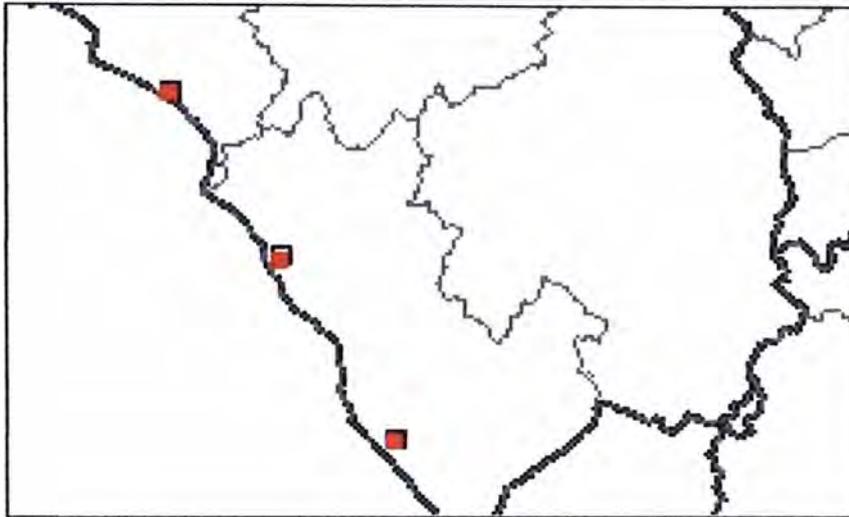


Figura 3.4 Mapa de los nodos en el departamento de Lima

Fuente: Ministerio de Transportes y Comunicaciones



Figura 3.5 Mapa de la provincia de Cañete

Fuente: Banco de información Distrital, INEI

Analizando ambas graficas es posible deducir lo siguiente

- Nodo 1: Ubicado en Lurín
- Nodo 2: Ubicado en Mala
- Nodo 3: Ubicado en San Vicente de Cañete

A continuación se analiza los mapas del departamento de Ica con el fin de identificar la ubicación de los nodos. Las figuras 3.6 y 3.7 indican que la distribución de los nodos en este departamento se realiza a nivel provincial. Esto permite identificar rápidamente la ubicación aproximada de cada uno.

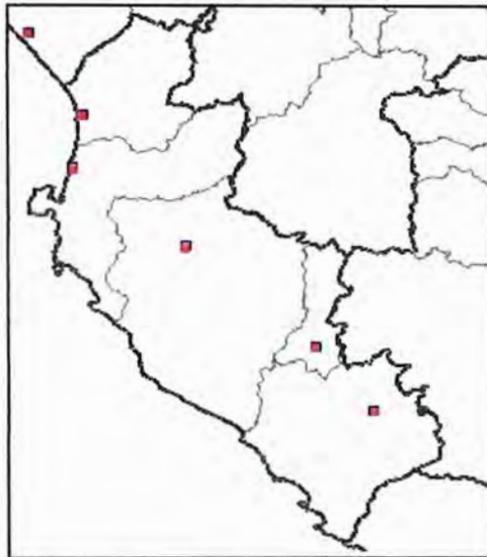


Figura 3.6 Mapa de los nodos del departamento de Ica

Fuente: Ministerio de Transportes y Comunicaciones



Figura 3.7 Mapa provincial de Ica

Fuente: Proyecto Aprobación II, Universidad Norbert Wiener

- Nodo 4: Ubicado en Chíncha Alta

- Nodo 5: Ubicado en Pisco
- Nodo 6: Ubicado en Ica
- Nodo 7: Ubicado en Palpa
- Nodo 8: Ubicado en Nazca

Seguidamente se analiza los mapas del departamento de Arequipa.

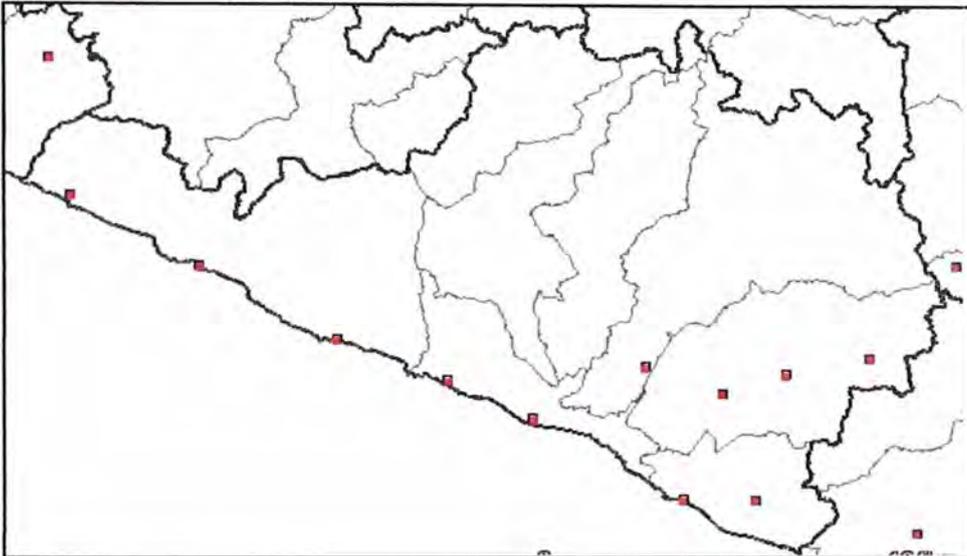


Figura 3.8 Mapa de los nodos del departamento de Arequipa

Fuente: Ministerio de Transportes y Comunicaciones



Figura 3.9 Mapa provincial de Arequipa

Fuente: Arequipa – Datos estadísticos, A&E Perú

En este caso se cuenta con más de un nodos por provincia, la distribución se tiene de la siguiente manera:

- Caravelí: 3 nodos

- Camaná: 2 nodos
- Caylloma: 1 nodo
- Arequipa: 1 nodo

A continuación el análisis de cada provincia del departamento de Arequipa, iniciando por la provincia de Caravelí y se compara con el mapa de los nodos.

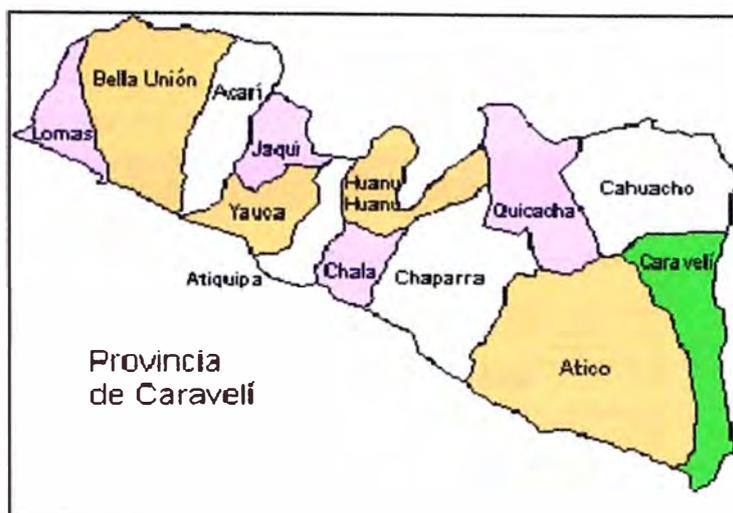


Figura 3.10 Mapa de la provincia de Caravelí

Fuente: Geografía, Municipalidad provincial de Caravelí

- Nodo 9: Ubicado en Lomas
- Nodo 10: Ubicado en Chala
- Nodo 11: Ubicado en Ático



Figura 3.11 Mapa de la provincia de Camaná

Fuente: Mapa de Camaná, Perú Tops Tour

- Nodo 12: Ubicado en Ocoña

- Nodo 13: Ubicado en Camaná
- Finalmente los últimos nodos son
- Nodo 14: Ubicado en Caylloma
 - Nodo 15: Ubicado en Arequipa

La tabla 3.9 muestra un resumen con la información de los nodos y la figura 3.12 muestra la ruta de la red.

Tabla 3.9 Nodos de la red

Fuente: Elaboración propia

Nodos	Ubicación
1	Lurín
2	Mala
3	San Vicente de Cañete
4	Chincha Alta
5	Pisco
6	Ica
7	Palpa
8	Nazca
9	Lomas
10	Chala
11	Ático
12	Ocoña
13	Camaná
14	Caylloma
15	Arequipa

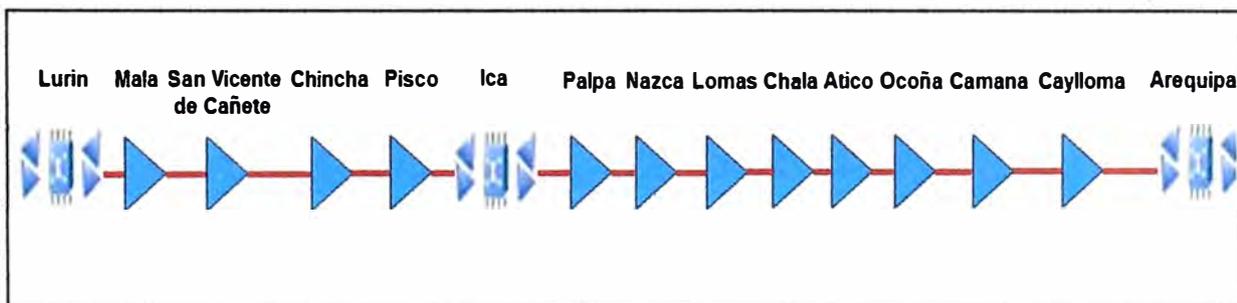


Figura 3.12 Ruta del enlace Lurín – Arequipa

Fuente: Elaboración propia

Para calcular la distancia entre nodos se toma como referencia el mapa vial del Perú, con esto se tendrá una ubicación aproximada de los nodos y es posible calcular la distancia entre ellos.

- Lurín: Altura Km 34 Panamericana Sur + 1Km aproximadamente hacia la estación terrena
- Mala: Altura Km 85.5 Panamericana Sur + 2.5 Km hacia Mala
- San Vicente de Cañete: Altura Km 132.3 Panamericana Sur + 11Km hacia Cañete
- Chincha Alta: Altura Km 191 Panamericana Sur + 6 km hacia Chincha Alta
- Pisco: Altura Km 229 Panamericana Sur + 5Km hacia Pisco
- Ica: Altura Km 302 Panamericana Sur
- Palpa: Altura Km 400 Panamericana Sur
- Nazca: Altura Km 450 Panamericana Sur
- Lomas: Altura Km 534 Panamericana Sur
- Chala: Altura Km 620 Panamericana Sur
- Ático: Altura Km 702 Panamericana Sur
- Ocoña: Altura Km 784 Panamericana Sur
- Camaná: Altura Km 841 Panamericana Sur
- Caylloma: Altura Km 921 Panamericana Sur
- Arequipa: Altura Km 974 Panamericana Sur + 42 Km hacia Arequipa

Teniendo la ubicación aproximada de los nodos es posible hallar la distancia de los tramos de fibra óptica entre nodos usando la ecuación 3.2

$$Distancia_{A-B} = Ubicación_B - Ubicación_A \quad (3.2)$$

Por ejemplo la distancia entre Lurín y Mala sería:

$$Distancia_{Lurín-Mala} = Ubicación_{Mala} - Ubicación_{Lurín}$$

$$Distancia_{Lurín-Mala} = 2.5 + (85.5 - 34) + 1$$

$$Distancia_{Lurín-Mala} = 54 \text{ Km}$$

La tabla 3.10 muestra las distancias de todos los tramos.

Tabla 3.10 Distancia entre nodos

Fuente: Elaboración propia

Enlaces	Longitud (Km)
Lurín - Mala	54
Mala - San Vicente de Cañete	56
San Vicente de Cañete - Chincha Alta	53.5
Chincha Alta - Pisco	41
Pisco - Ica	77
Ica - Palpa	98
Palpa - Nazca	50

Nazca - Lomas	84
Lomas - Chala	86
Chala - Ático	82
Ático - Ocoña	82
Ocoña - Camaná	57
Camaná - Caylloma	80
Caylloma - Arequipa	95

3.3 Características ópticas de los enlaces

Teniendo como premisa la reutilización de los cables de fibra óptica ya instalados, se asume que los cables de fibra óptica son tubos holgados, ya que estos son los cables que generalmente se usan para planta externa y además siguen la recomendación ITU G.652.

Para realizar un estimado acerca de la atenuación total de los enlaces se utiliza como referencia el cable SMF – 28 ULL del fabricante Corning. La figura 3.13 muestra las especificaciones técnicas de un cable de fibra óptica.

Optical Specifications				
Maximum Attenuation		Cable Cutoff Wavelength (λ_{cc})		
Wavelength (nm)	Maximum Value (dB/km)	$\lambda_{cc} \leq 1260$ nm		
1310	0.31	Mode-Field Diameter		
1550	0.17	Wavelength (nm)	MFD (μ m)	
1625	0.20	1310	9.2 \pm 0.5	
Attenuation vs. Wavelength		1550	10.5 \pm 0.5	
Range (nm)	Ref. λ (nm)	Max. α Difference (dB/km)	Dispersion	
1285 – 1330	1310	0.03	Wavelength (nm)	Dispersion Value [ps/(nm·km)]
1525 – 1575	1550	0.02	1550	≤ 18.0
1625	1550	0.03	1625	≤ 22.0
Macrobend Loss		Polarization Mode Dispersion (PMD)		
Mandrel Diameter (mm)	Number of Turns	Wavelength (nm)	Induced Attenuation* (dB)	Value (ps/ \sqrt km)
32	1	1550	≤ 0.1	PMD Link Design Value $\leq 0.04^*$
50	100	1310	≤ 0.05	Maximum Individual Fiber PMD ≤ 0.1
50	100	1550	≤ 0.05	
60	100	1625	≤ 0.05	
Point Discontinuity				
Wavelength (nm)	Point Discontinuity (dB)			
1310	≤ 0.05			
1550	≤ 0.05			

Figura 3.13 Especificaciones técnicas fibra G.652 Corning

Fuente: Corning Incorporated

Si bien es cierto las fibras ópticas que se pretenden utilizar no son nuevas y las características ópticas podrían estar sujetos a variaciones; estas variaciones son

producidas principalmente por el porcentaje de humedad en la fibra óptica y se estima un tiempo de vida útil de la fibra de 25 años, motivo por el cual en el presente informe despreciaremos las variaciones que pudieran haber ocurrido. Para el diseño de los enlaces tomaremos los valores del cable Corning como referencia, cabe mencionar que para su implementación sería mejor medir las características ópticas de la fibra que ya está instalada.

Teniendo esto como referencia y asumiendo las siguientes condiciones:

- Longitud del cable fibra óptica de las bobinas = 3000 *metros*
- Atenuación promedio por empalme = 0.15*dB*
- Atenuación del cable de fibra óptica = 0.2*dB/Km*
- Coeficiente de Dispersión Cromática = 22*ps/(Km * nm)*
- Coeficiente de PMD = 0.1*ps/√Km*

Es posible calcular las características ópticas para cada tramo de fibra óptica, como ejemplo se calculara las condiciones para el tramo Lurín – Mala.

En primer lugar se realiza el cálculo la atenuación total del tramo. La atenuación total del tramo viene dado por las expresiones 3.3 y 3.4.

$$Atenuacion_{total} = Atenuacion\ Total_{fibra} + Atenuacion\ Total_{empalmes} \quad (3.3)$$

$$Atenuacion_{total} = \alpha * L + (Atenuacion\ Promedio) * (N^{\circ}\ Empalmes) \quad (3.4)$$

Para calcular la atenuación es necesario determinar el número de empalmes en el presente tramo para eso utilizamos la ecuación 3.5.

$$N^{\circ}\ Empalmes = \left\lceil \left\lfloor \frac{Distancia\ del\ enlace}{Longitud\ de\ la\ bobina} \right\rfloor \right\rceil - 1 \quad (3.5)$$

Aplicando las formulas para el tramo Lurín – Mala obtenemos los siguientes resultados:

$$N^{\circ}\ Empalmes = \left\lceil \left\lfloor \frac{54}{3} \right\rfloor \right\rceil - 1 = 17$$

$$Atenuacion_{total} = (0.2) * (54) + (0.15) * (17) = 13.35*dB*$$

Ahora se determinara el valor de la Dispersión Cromática utilizando la formula expresada en la ecuación 3.6

$$Dispersion\ Cromatica = Coeficiente_{D.Cromatica} * L \quad (3.6)$$

$$Dispersion\ Cromatica = (22) * 54 = 1188*ps/nm*$$

Finalmente el valor del PMD se calculara con la formula expresada en la ecuación 3.7.

$$PMD = Coeficiente_{PMD} * \sqrt{L} \quad (3.7)$$

$$PMD = 0.1 * \sqrt{54} = 0.73*ps*$$

Las características ópticas de todos los tramos son mostradas en la tabla 3.11.

Tabla 3.11 Características ópticas de los tramos

Fuente: Elaboración propia

Enlaces	Longitud Aprox. (Km)	N° de empalmes	Atenuación Total (dB)	Dispersión Cromática (ps/nm)	PMD (ps)
Lurín - Mala	54	17	13.35	1188	0.73
Mala - San Vicente de Cañete	56	18	13.9	1232	0.75
San Vicente de Cañete - Chincha Alta	53.5	17	13.25	1177	0.73
Chincha Alta - Pisco	41	13	10.15	902	0.64
Pisco - Ica	77	25	19.15	1694	0.88
Ica - Palpa	98	32	24.4	2156	0.99
Palpa - Nazca	50	16	12.4	1100	0.71
Nazca - Lomas	84	27	20.85	1848	0.92
Lomas - Chala	86	28	21.4	1892	0.93
Chala - Ático	82	27	20.45	1804	0.91
Ático - Ocoña	82	27	20.45	1804	0.91
Ocoña - Camaná	57	28	15.6	1254	0.75
Camaná - Caylloma	80	26	19.9	1760	0.89
Caylloma - Arequipa	95	31	23.65	2090	0.97

3.4 Descripción de los equipos

En primer lugar se debe tener claro que el sistema de transmisión actual soporta diferentes jerarquías de transmisión SDH, Gigabit Ethernet y OTN, debido a esto los equipos a escoger deben utilizar transponder que soporten estas jerarquías mencionadas. Adicionalmente el tráfico que se toma como objetivo es un tráfico que se alcanzará de manera paulatina, es por ello que los equipos seleccionados deben soportar el aumento de capacidad de manera progresiva y modular. En este informe se utiliza el equipo ZXONE 8000 de ZTE por sus múltiples aplicaciones a nivel OTN a continuación se detalla sus características.

El ZXONE 8000 es un equipo de conmutación a nivel WDM&OTN de gran capacidad orientado a soportar las necesidades de los nuevos servicios IP. Así mismo es capaz de realizar conexiones a nivel óptico dinámico y programación a nivel eléctrico flexible con las características de alta integración, alta confiabilidad y plano de control integrado de conmutación por etiquetas multiprotocolo generalizada (*Generalized Multi-Protocol Label Switching, GMPLS*).

El equipo ZXONE 8000 es principalmente utilizado en redes de transporte de gran capacidad y redes troncales de área local/metropolitana. Además puede ser utilizado a nivel de agregación en redes de área metropolitana para satisfacer la necesidad de transmisión transparente de servicios de datos de alta granularidad, programación flexible y las necesidades de monitoreo de servicios requerido por los operadores, La Arquitectura del equipo ZXONE8000 es mostrado en la figura 3.14.

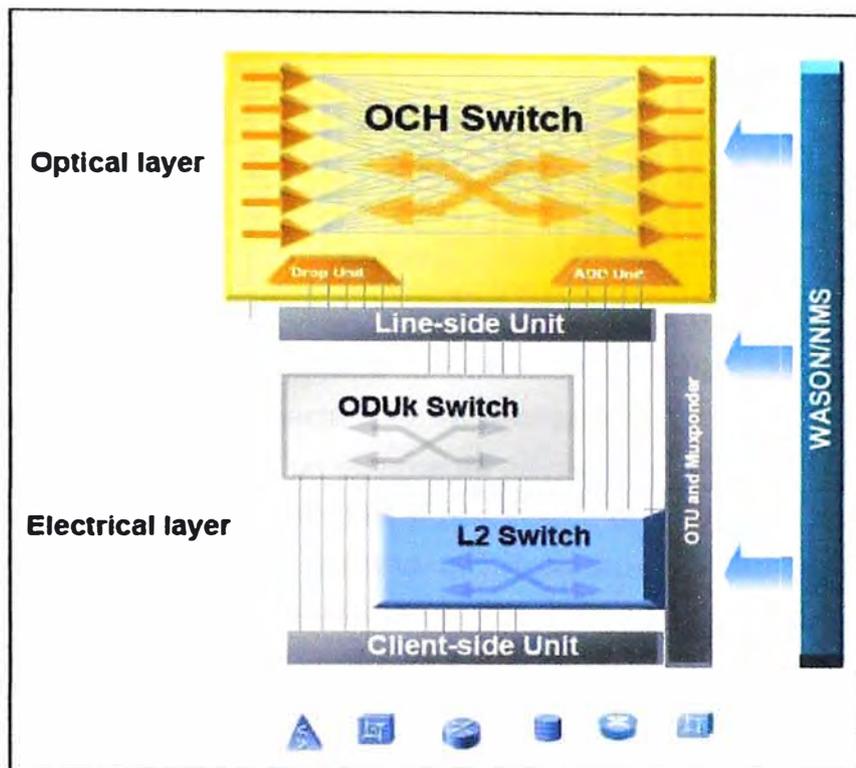


Figura 3.14 Arquitectura del ZXONE 8000

Fuente: ZTE Technologies

El ZXONE 8000 soporta la función de cross-conexiones de servicios a niveles óptico y eléctrico lo cual se detalla a continuación:

- La capa óptica provee FOADM y ROADM basada en el soporte ROADM para la cross conexión de longitudes de onda a nivel óptico.
- La capa eléctrica abarca la conmutación eléctrica a nivel de ODUk, granularidad de conmutación a nivel ODU0/1/2/2e/3/3e2/4/flex y conmutación L2.

El ZXONE 8000 soporta la transmisión transparente de señales ópticas de múltiples formatos tales como STM – 1, STM – 4, STM – 16, STM – 64, STM – 256, 1GETH, 10GETH, 40GETH, 100GETH, ATM, ESCON, FICON, POS y FC, lo cual protege los beneficios del usuario y provee múltiples servicios en una sola plataforma unificada. Finalmente el ZXONE 8000 ha sido diseñado en forma modular para poder soportar 80*10Gbits/s, 80*40Gbits/s o 80*100Gbits/s de manera escalable.

3.4.1 Arquitectura general del sistema

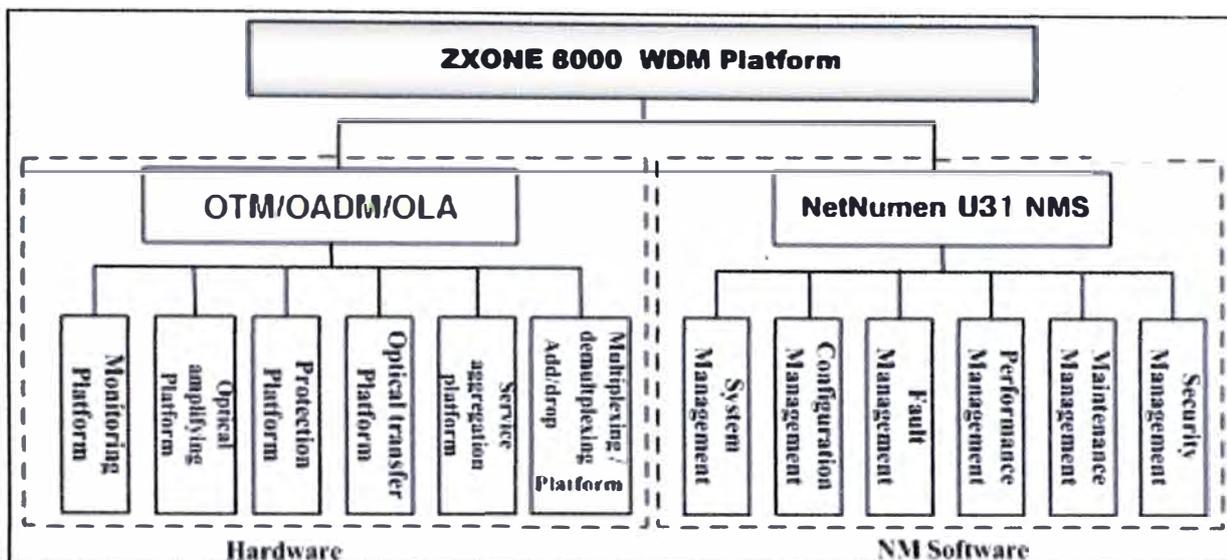


Figura 3.15 Arquitectura de la plataforma ZXONE 8000

Fuente: ZTE Technologies

El ZXONE 8000 se compone de un sistema de hardware y un sistema de software de gestión de red, los cuales cooperan entre sí pero funcionan de forma independiente tal como muestra la figura 3.15. El sistema de hardware del ZXONE 8000 incluye la plataforma de transmisión óptica, la plataforma de agregación de servicios, la plataforma de multiplexación y demultiplexación, la plataforma de amplificación óptica, la plataforma de protección y de la plataforma de monitoreo.

➤ **Plataforma de transmisión óptica**

Esta plataforma es la encargada de la conversión óptica/eléctrica/óptica para implementar la conversión de longitud de onda entre señales de servicio y señales de línea. Las señales de línea óptica cumplen con los requerimientos de interface óptica para sistemas multicanal (ITU G.692) e interface ópticas para sistemas de transporte (ITU G.709) después de la conversión.

➤ **Plataforma de agregación de servicios**

Esta plataforma es la encargada de agregar múltiples señales de tasas de transmisión baja a una señal óptica de longitud de onda determinada o desagregar una señal óptica de alta tasa de transmisión a múltiples señales de bajas tasas de transmisión.

➤ **Plataforma de multiplexación y demultiplexación**

Esta plataforma se encarga del multiplexado y demultiplexado de longitudes de onda a nivel de señales ópticas de línea; además inserta y retira señales ópticas de línea. El equipo puede ser utilizado como FOADM o ROADM basado en el tipo de inserción y retiro de señales.

- Multiplexación

Combina múltiples señales ópticas con diferentes longitudes de onda desde la plataforma de reenvío óptico y la plataforma de agregación de servicios en una señal de salida para la fibra óptica.

- Demultiplexación

Separa señales ópticas de línea, provenientes de la plataforma de amplificación óptica, basado en los canales de longitud de onda diferente y las envían a la plataforma de reenvío óptico y la plataforma de agregación de servicios respectivamente

- **Plataforma de amplificación óptica.**

La potencia de la señal óptica es atenuada en enlaces de transmisión de largas distancias, para compensar este comportamiento natural se utiliza la plataforma de amplificación óptica. Normalmente se encuentra ubicada detrás de los demultiplexores, delante de los multiplexores y en una posición intermedia en la transmisión de línea.

- **Plataforma de protección**

Esta plataforma provee al sistema una protección a nivel de red y una protección a nivel de equipo.

- **Plataforma de monitoreo**

Esta plataforma se encarga de los siguientes procesos:

- Recopilar, procesar y presentar la información de configuración, alarmas y rendimiento de cada plataforma al sistema de gestión de red.
- Recibir las órdenes emitidas por el sistema de gestión de la red y las redirigirá a la tarjeta de destino.

Transmitir los mensajes de gestión de red a través del canal óptico de monitoreo designado.

3.4.2 Configuración de elementos de red

Basado en su ubicación en la red, el ZXONE 8000 puede ser configurado como multiplexor de terminación óptica (*Optical Termination Multiplexer*, OTM), multiplexor de adición y sustracción óptica fija (*Fixed Optical Add/Drop Multiplexer*, FOADM), multiplexor de adición y sustracción óptica reconfigurable (*Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer*, ROADM) y amplificador de línea óptica (*Optical Line Amplifier*, OLA).

- **Multiplexor de terminación óptica**

Cuando el ZXONE 8000 es usado como OTM, este recibe las señales de servicios y las prepara para su transmisión a nivel de línea.

La figura 3.16 muestra el diagrama funcional del ZXONE 8000 en su configuración como OTM.

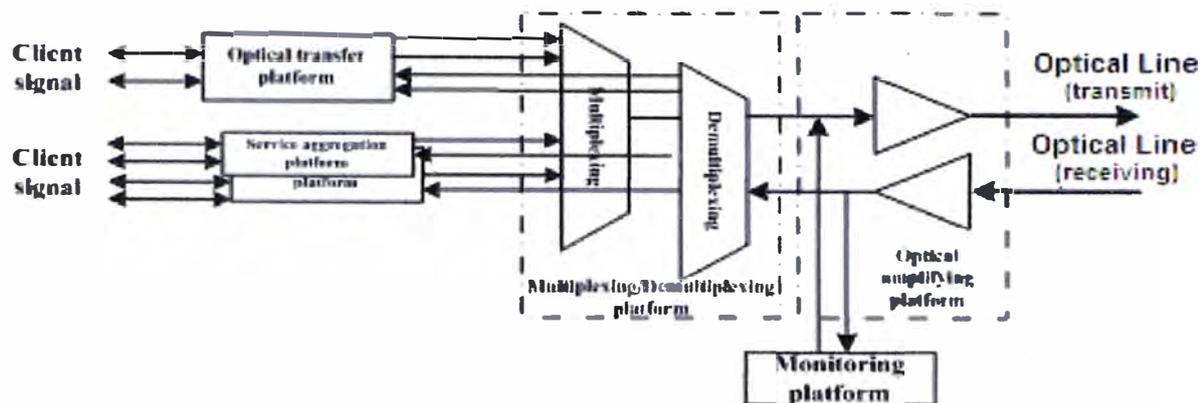


Figura 3.16 OTM ZONE 8000

Fuente: ZTE Technologies

➤ Multiplexor de adición y sustracción óptica fija

La configuración FOADM del ZONE 8000 permite insertar y/o retirar señales de servicios asociadas a determinadas longitudes de onda y proporciona conexión directa a otros servicios. La figura 3.17 muestra el diagrama funcional del ZONE 8000 en su configuración como FOADM.

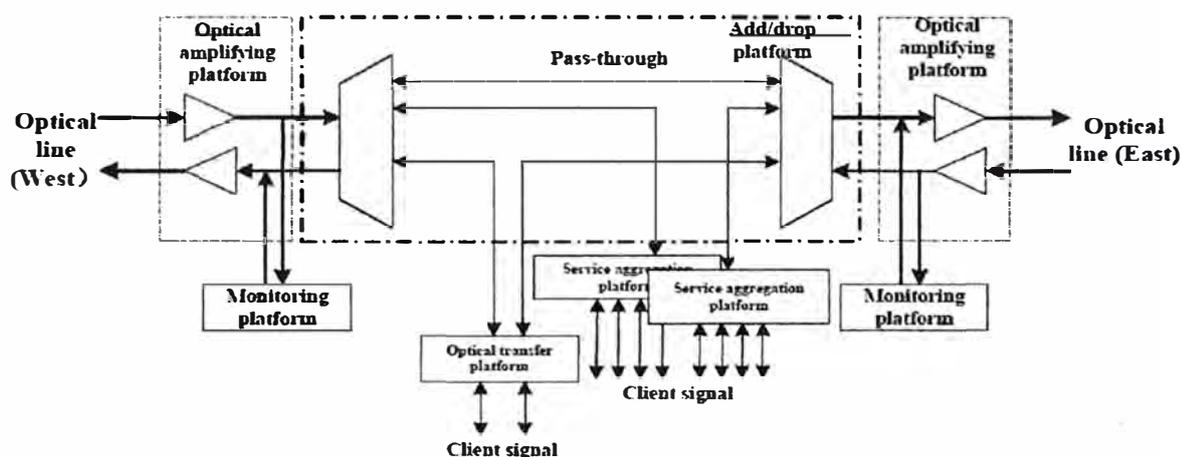


Figura 3.17 FOADM ZONE 8000

Fuente: ZTE Technologies

➤ Multiplexor de adición y sustracción óptica reconfigurable

Cuando se configura el ZONE 8000 como ROADM proporciona la característica de insertar y retirar longitudes de onda de manera dinámica y flexible. Proporciona control dinámico en la inserción y retiro de longitudes de onda, además de conexión directa local y remota. Soporta reconfiguración de longitudes de onda en varias direcciones, es decir la longitud de onda proveniente de cualquier dirección puede ser redirigida a cualquier otra dirección. Adicionalmente proporciona reajuste de potencias de longitudes de onda que se conectan directamente.

La figura 3.18 muestra el diagrama funcional del ZXONE 8000 cuando se configura como ROADM

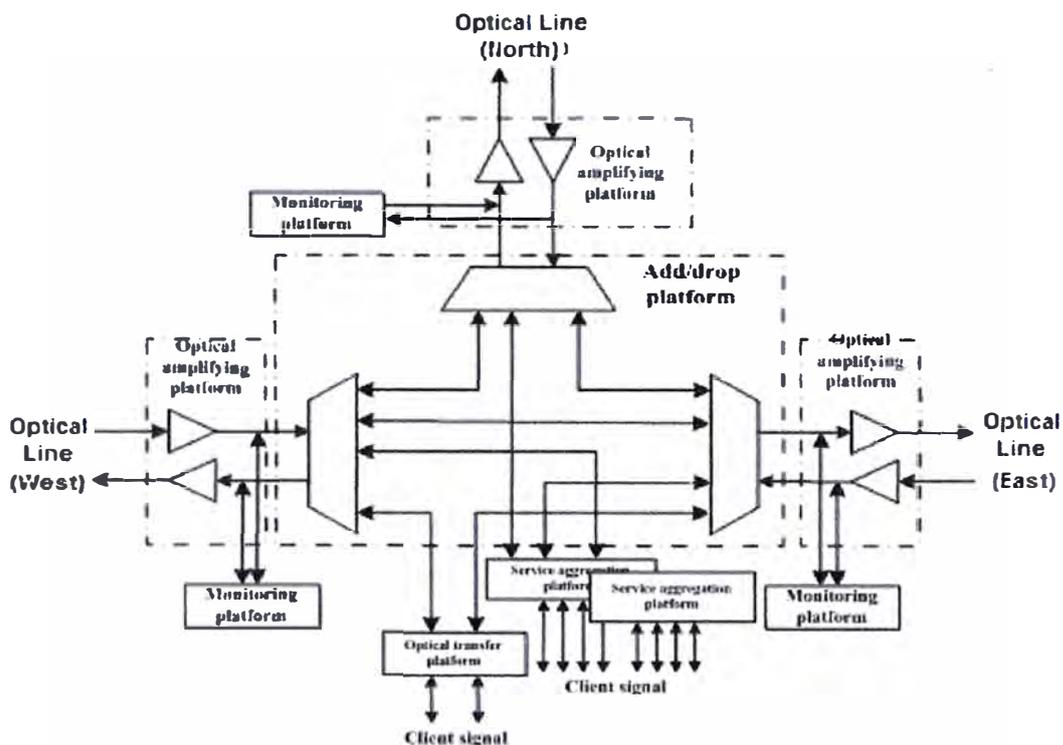


Figura 3.18 ROADM ZXONE 8000

Fuente: ZTE Technologies

➤ Amplificador de línea óptica

Cuando se establece la configuración OLA (Optical Line Amplifier) el ZXONE 8000 proporciona compensación de potencias para enlaces de transmisión de largas distancias. La figura 3.19 muestra el diagrama funcional cuando se configura el ZXONE 8000 como OLA.

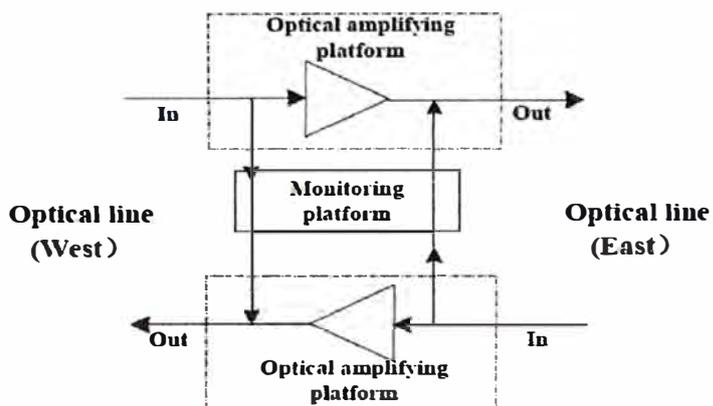


Figura 3.19 OLA ZXONE 8000

Fuente: ZTE Technologies

3.5 Cálculo de potencias para los enlaces DWDM

Los enlaces a cubrir son Lurín – Ica, Arequipa – Ica y Lurín – Arequipa. Debido a esto los nodos Lurín, Ica y Arequipa serán configurados como nodos ROADM a manera de estar preparados para futuros crecimientos de rutas. Los otros nodos que abarca la red se comportaran como amplificadores ópticos (OLA) a manera de alcanzar los valores de potencia necesarios para el enlace.

Vale decir que en este informe se plantea solo los requerimientos de tráfico en lo nodos de Lurín, Ica y Arequipa, no obstante si existiera algún otro requerimiento de tráfico de algún otro nodo intermedio se debería tomar en consideración.

Al iniciar el diseño del enlace DWDM es importante revisar las especificaciones técnicas de los elementos que involucran la transmisión de señales. En primer lugar se debe tomar en cuenta las características del transponder el cual nos generara las señales DWDM a ser transmitidas. A continuación la tabla 3.12 muestra las características más importantes del transponder para mayor detalle revisar el anexo A.

Tabla 3.12 Transponder 100G

Fuente: ZTE Technologies - Elaboración propia

Ítem		Unidad	Valor
Formato de modulación de la señal		-	PM-QPSK
Tasa de transmisión		Gbps	120
Sensibilidad del Receptor (BER=1×10 ⁻¹²)		dBm	-15
Minina Potencia de sobrecarga (BER=1×10 ⁻¹²)		dBm	0
Sensibilidad OSNR (B2B)		dB	12.5
Tolerancia Dispersión Cromática		ps/nm	+/-50000
Tolerancia PMD		ps	60
Potencia de transmisión	Máximo	dBm	0
	Mínimo		-5

Este transponder se conecta a las tarjetas de agregación, multiplexores, para la transmisión y a las tarjetas de desagregación selectiva para la recepción. Estas señales se conectan al arreglo de tarjetas las cuales nos permiten realizar el ROADM. Finalmente se utilizan los amplificadores de potencia y los preamplificadores en la transmisión y la recepción correspondientemente. La figura 3.20 muestra la configuración típica de un nodo ROADM.

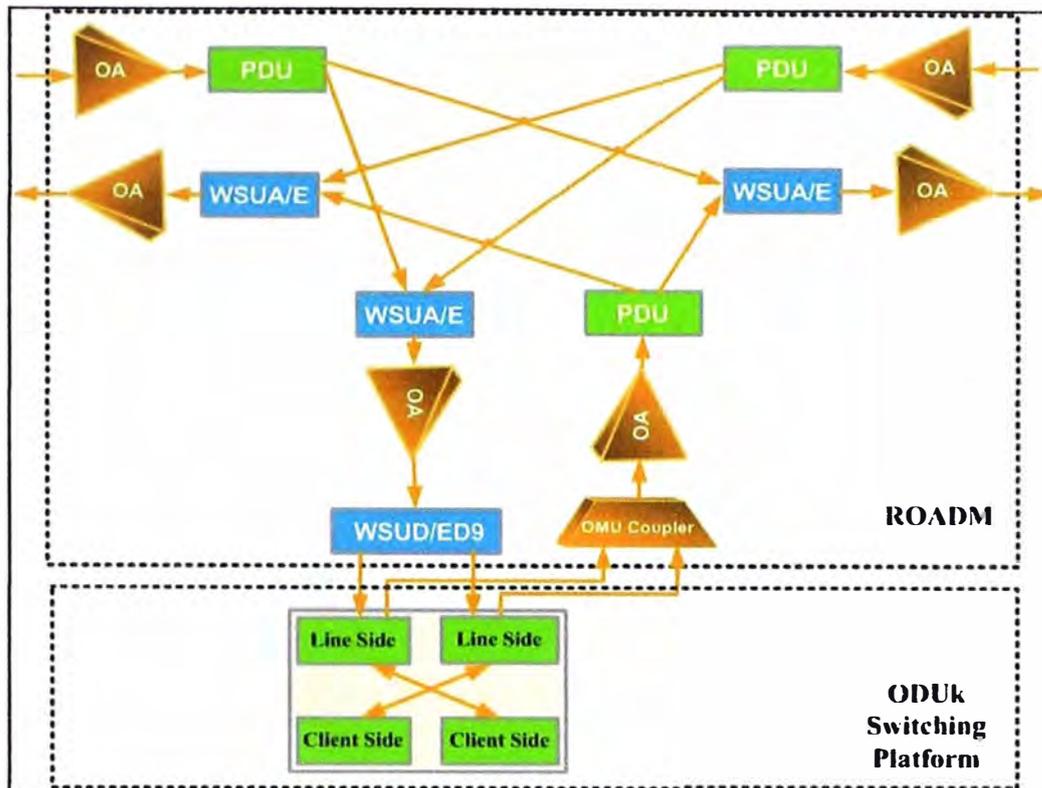


Figura 3.20 Nodo ROADM

Fuente: ZTE Technologies

Según la configuración mostrada en la figura 3.18 el valor de potencia utilizado para realizar nuestros cálculos de potencia óptica será la potencia suministrada por los amplificadores. En los nodos donde se requiera la bajada de tributarios los amplificadores serán utilizados como amplificadores de potencia para reforzar la señal de salida y como pre-amplificadores para reforzar la señal de entrada. Así mismo en los otros nodos los amplificadores serán utilizados como amplificadores de línea. La figura 3.21 muestra la configuración de la red.

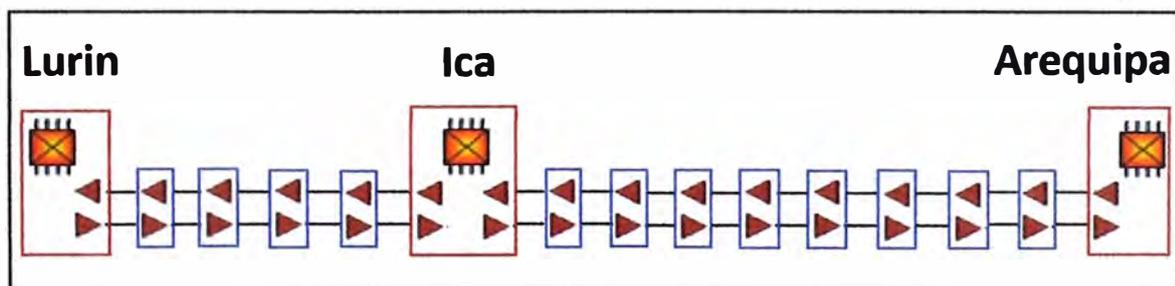


Figura 3.21 Configuración de la red enlace Lurín - Arequipa

Fuente: Elaboración propia

La potencia considerada en los amplificadores para el enlace será de 1dBm por canal, para esto se utilizarán los diversos amplificadores que otorga el ZXONE 8000, la tabla 3.13 describe los amplificadores a utilizar, para mayor información revisar Anexo B.

Tabla 3.13 Tipos de amplificadores

Fuente: ZTE Technologies - Elaboración propia

Nombre	ID	Rango de Ganancias	Potencia Máxima	Potencia Mínima de Recepción
Enhanced optical node amplifier (C,18dB,20dBm,LC,N)	EONA1820	13 - 23 dB	20 dBm	[-35, 5] dBm
Enhanced optical node amplifier (C,25dB,20dBm,LC,N)	EONA2520	20 - 30 dB	20 dBm	[-35, 2] dBm

Para calcular los puntos de operación de los amplificadores se utiliza el esquema mostrado en la figura 3.22 y utilizando las ecuaciones 3.8 y 3.9.

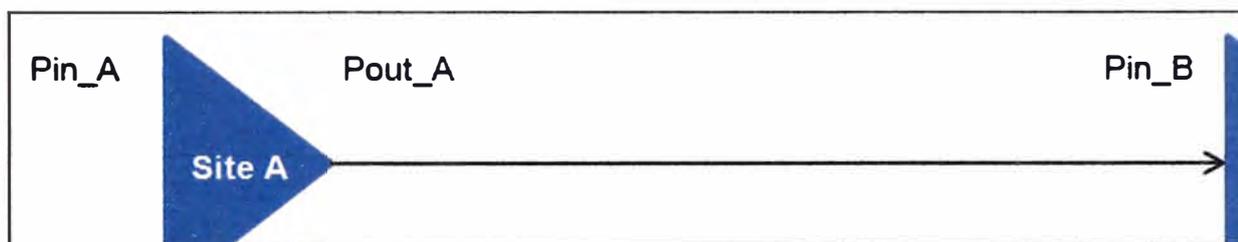


Figura 3.20 Esquema calculo de potencias

Fuente: Elaboración Propia

$$P_{IN_B} = P_{OUT_A} - \text{Atenuacion Linea}_{AB} - \text{Margen} \quad (3.8)$$

$$\text{Ganacia}_{EONA_B} = P_{OUT_B} - P_{IN_B} \quad (3.9)$$

Los cálculos serán realizados en base a un canal y se considerara un Margen de 4dB por tramo. Según se menciona anteriormente se establecerá la potencia de 1dBm como potencia de salida de los amplificadores ópticos. Para demostración se calculara el valor de los puntos de operación del amplificador en Mala en sentido hacia Cañete, ese amplificador compensara la atenuación del tramo Lurín - Mala en el cual tenemos las siguientes consideraciones:

- Atenuación de Línea = 13.35dB
- Margen = 4.05dB

Entonces el valor de la atenuación de los puntos de operación será:

$$P_{IN_MALA} = 1 \text{ dBm} - 13.35 \text{ dB} - 4.05 \text{ dB} = -16.4 \text{ dBm}$$

$$\text{Ganacia}_{EONA_MALA} = 1 \text{ dBm} - (-16.4 \text{ dBm}) = 17.4 \text{ dB}$$

Las tabla 3.14 y 3.15 muestran los amplificadores a utilizar en cada trayecto.

Tabla 3.14 Ruta Lurín - Ica – Arequipa

Fuente: Elaboración propia

Nodo	Longitud (Km)	Atenuación de Línea(dB)	Margen (dB)	Atenuación Total(dB)	Tipo EDFA	Ganancia (dB)	Pin (dBm)	Pout (dBm)
Lurín	0	0	0	0	EONA18	18	***	1
Mala	54	13.35	4.05	17.4	EONA18	17.4	-16.4	1
San Vicente de Cañete	56	13.9	4	17.9	EONA18	17.9	-16.9	1
Chincha Alta	53.5	13.25	4.05	17.3	EONA18	17.3	-16.3	1
Pisco	41	10.15	4.05	14.2	EONA18	14.2	-13.2	1
Ica	77	19.15	4.05	23.2	EONA25	23.2	-22.2	1
	0	0	0	0	EONA18	18	***	1
Palpa	98	24.4	4	28.4	EONA25	28.4	-27.4	1
Nazca	50	12.4	4	16.4	EONA18	16.4	-15.4	1
Lomas	84	20.85	4.05	24.9	EONA25	24.9	-23.9	1
Chala	86	21.4	4	25.4	EONA25	25.4	-24.4	1
Ático	82	20.45	4.05	24.5	EONA25	24.5	-23.5	1
Ocoña	82	20.45	4.05	24.5	EONA25	24.5	-23.5	1
Camaná	57	15.6	4	19.6	EONA18	19.6	-18.6	1
Caylloma	80	19.9	4	23.9	EONA25	23.9	-22.9	1
Arequipa	95	23.65	4.05	27.7	EONA25	27.7	-26.7	1

(***) Depende de la atenuación interna del Nodo

Tabla 3.15 Ruta Arequipa - Lurín – Ica

Fuente: Elaboración propia

Nodo	Longitud (Km)	Atenuación de Línea(dB)	Margen (dB)	Atenuación Total(dB)	Tipo EDFA	Ganancia (dB)	Pin (dBm)	Pout (dBm)
Arequipa	0	0	0	0	EONA18	18	***	1
Caylloma	95	23.65	4.05	27.7	EONA25	27.7	-26.7	1
Camaná	80	19.9	4	23.9	EONA25	23.9	-22.9	1
Ocoña	57	15.6	4	19.6	EONA18	19.6	-18.6	1

Ático	82	20.45	4.05	24.5	EONA25	24.5	-23.5	1
Chala	82	20.45	4.05	24.5	EONA25	24.5	-23.5	1
Lomas	86	21.4	4	25.4	EONA25	25.4	-24.4	1
Nazca	84	20.85	4.05	24.9	EONA25	24.9	-23.9	1
Palpa	50	12.4	4	16.4	EONA18	16.4	-15.4	1
Ica	98	24.4	4	28.4	EONA25	28.4	-27.4	1
	0	0	0	0	EONA18	***	***	1
Pisco	77	19.15	4.05	23.2	EONA25	23.2	-22.2	1
Chincha Alta	41	10.15	4.05	14.2	EONA18	14.2	-13.2	1
San Vicente de Cañete	53.5	13.25	4.05	17.3	EONA18	17.3	-16.3	1
Mala	56	13.9	4	17.9	EONA18	17.9	-16.9	1
Lurín	54	13.35	4.05	17.4	EONA18	17.4	-16.4	1

(***) Depende de la atenuación interna del Nodo

3.6 Limitaciones de dispersión cromática

En el diseño de enlaces DWDM 100G la dispersión cromática muchas veces no es tomada en cuenta debido que los transponder utilizados poseen una alta tolerancia a este tipo de dispersión.

En este caso para estos equipos el valor de tolerancia a la dispersión proporcionada por el transponder es de +/- 50000 ps/nm es por eso que no es necesario implementar módulos compensadores de dispersión cromática. Para calcular los límites de longitud del enlace debido a la dispersión cromática es posible utilizar la ecuación 3.10.

$$L = \frac{\text{Tolerancia del transponder}}{\text{Coeficiente de dispersión Cromática}} \quad (3.10)$$

En este caso para nuestro diseño estamos utilizando la fibra G.652 de Corning la cual tiene un coeficiente de dispersión cromática de $22 \text{ ps}/(\text{Km} * \text{nm})$. Reemplazando los valores en la fórmula 3.10 tenemos que el límite de Longitud de enlace es de:

$$L = \frac{50000 \text{ ps/nm}}{22 \text{ ps}/(\text{Km} * \text{nm})} = 2272.72 \text{ Km}$$

Este valor sobrepasa holgadamente nuestra longitud de enlace Lurín – Ica – Arequipa, cuyo tramo total es de aproximadamente 995 Km.

3.7 Limitaciones de PMD

El efecto del PMD es causado por la doble refracción aleatoria de la fibra, es decir el desplazamiento en fase es diferente debido a que el coeficiente de refracción de la fibra es diferente. Esto ocasiona que en la última instancia la forma de onda de la señal de impulso óptico se expanda.

El PMD de una sección de multiplexación óptica DWDM (OMS) se calcula utilizando la ecuación 3.11.

$$PMD = \{\sum[(PMD \text{ F.O.})^2 + (PMD \text{ Elementos activos})^2]\}^{0.5} \quad (3.11)$$

Normalmente la tolerancia del PMD es presentado por la tolerancia del DGD.

$$DGD = \sqrt{Distancia(Km) * Coeficiente \text{ del PMD } (ps/\sqrt{Km})}$$

Para simplificación de los cálculos despreciaremos el efecto de los elementos activos y solo consideraremos los efectos de las longitudes de fibra óptica. La tabla 3.16 muestra solo los DGD para cada tramo del enlace.

Tabla 3.16 DGD por tramo

Fuente: Elaboración propia

Enlaces	DGD (ps)
Lurín - Mala	0.73
Mala - San Vicente de Cañete	0.75
San Vicente de Cañete - Chincha Alta	0.73
Chincha Alta - Pisco	0.64
Pisco - Ica	0.88
Ica - Palpa	0.99
Palpa - Nazca	0.71
Nazca - Lomas	0.92
Lomas - Chala	0.93
Chala - Ático	0.91
Ático - Ocoña	0.91
Ocoña - Camaná	0.75
Camaná - Caylloma	0.89
Caylloma - Arequipa	0.97

Por lo tanto el DGD total es de 3.16ps lo cual está por debajo del valor de la tolerancia de PMD del sistema. Este valor lo determina el transponder el cual soporta PMD de 60 ps (Ver Anexo A).

3.8 Cálculo del OSNR

Al existir diversas secciones de amplificación el ruido generado por los amplificadores alcanzan valores considerables que podrían afectar el desempeño del enlace. Estas potencias de ruido deben ser considerados al momento del diseño. Para ello es necesario calcular el OSNR del enlace a manera de determinar el margen entre la señal deseada y el ruido del sistema. El requerimiento de OSNR para enlaces de 100Gbps utiliza como punto de partida el requerimiento OSNR B2B de la tarjeta de línea (Ver Anexo A) al cual se le adicionara un margen de 5dB como criterio de diseño; la siguiente tabla muestra el requerimiento OSNR total para los enlaces. La tabla 3.17 muestra el criterio de OSNR para el diseño del sistema.

Tabla 3.17 Criterio de diseño para el cálculo de OSNR

Fuente: ZTE Technologies

Tasa	Requerimiento OSNR(dB)
100Gb/s PM-QPSK	>17.5 (Margen de Ingeniería Considerado)

En sistemas con amplificadores ópticos para el cálculo del OSNR total en el receptor se utilizara la formula descrita en la ecuación 2.37.

$$OSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{in} * \prod_{i=1}^n L_i * G_{i+1}}{\sum_{i=1}^{n+1} P_{ASE_Ai} * \prod_{j=i}^n L_j * G_{j+1}} \right)$$

Debido a que estamos considerando que cada EDFA compensa la atenuación de línea generada previamente por lo tanto $L_i * G_{i+1}$ es 1. Así mismo reemplazando la formula de la P_{ASE} para cada amplificador la fórmula del OSNR es expresada en la ecuación 3.12

$$OSNR = P_{OUT_1} - 10 * \text{Log}(\sum_{i=1}^{n+1} h * v * \Delta v_0 * NF_i * G_i) \quad 3.12$$

Donde:

P_{OUT_1} : Es la potencia óptica de un solo canal (dBm) del primer EDFA

G_i : Es la ganancia del EDFA número i (expresado en números)

L_j : Es la atenuación de línea entre el EDFA numero j y el EDFA numero $j + 1$

h : Es la constante de Planck ($6,626 \times 10^{-34} J \cdot s$)

ν : Es la frecuencia óptica ($1,935 \times 10^{14} \text{Thz}$)

$\Delta\nu_0$: Es el ancho de banda del filtro óptico ($0,1 \text{nm}$)

NF_i : Es la figura de Ruido del EDFA número i (expresado en números)

Adicionalmente el valor de $10 * \text{Log}(h * \nu * \Delta\nu_0)$ es -58. Finalmente aplicando estas consideraciones nuestra ecuación 3.12 quedaría de la siguiente manera:

$$OSNR = P_{OUT_1} + 58 - 10 * \text{Log}(\sum NF_i * G_i)$$

La figura de ruido de cada amplificador depende de la ganancia (Ver Anexo B). A continuación se expresa el producto $NF * G$ para el primer amplificador ubicado en el nodo Lurín.

- Ganancia = 18dB, la Ganancia expresada en números es 63.0957344.
- La figura de ruido (NF) para una ganancia de 18db es 5.8dB.
- NF en números es 3.80189396.

Entonces realizando el producto entre la figura de ruido y la ganancia se tiene lo siguiente:

$$NF * G = 63.0957344 * 3.80189396 = 239.883292$$

La tabla 3.18 y 3.19 detalla el producto de figura de ruido y la ganancia para cada amplificador y en cada ruta respectivamente.

Tabla 3.18 Ruido insertado por los amplificadores ruta Lurín – Ica – Arequipa

Fuente: Elaboración propia

Nodo	Atenuación Total(dB)	Tipo EDFA	Ganancia (dB)	NF (dB)	NF*G
Lurín	0	EONA18	18	5.8	239.8832919
Mala	17.4	EONA18	17.4	5.8	208.9296131
San Vicente de Cañete	17.9	EONA18	17.9	5.8	234.4228815
Chincha Alta	17.3	EONA18	17.3	5.8	204.1737945
Pisco	14.2	EONA18	14.2	6.8	125.8925412
Ica	23.2	EONA25	23.2	5	660.693448
	0	EONA18	18	5.8	239.8832919

Palpa	28.4	EONA25	28.4	4.8	2089.296131
Nazca	16.4	EONA18	16.4	5.8	165.9586907
Lomas	24.9	EONA25	24.9	5	977.237221
Chala	25.4	EONA25	25.4	5	1096.478196
Ático	24.5	EONA25	24.5	5	891.2509381
Ocoña	24.5	EONA25	24.5	5	891.2509381
Camaná	19.6	EONA18	19.6	5.8	346.7368505
Caylloma	23.9	EONA25	23.9	5	776.2471166
Arequipa	27.7	EONA25	27.7	4.8	1778.27941

Tabla 3.19 Ruido insertado por los amplificadores ruta Arequipa – Ica – Lurín

Fuente: Elaboración propia

Nodo	Atenuación Total(dB)	Tipo EDFA	Ganancia (dB)	NF	NF*G
Arequipa	0	EONA18	18	5.8	239.8832919
Caylloma	27.7	EONA25	27.7	4.8	1778.27941
Camaná	23.9	EONA25	23.9	5	776.2471166
Ocoña	19.6	EONA18	19.6	5.8	346.7368505
Ático	24.5	EONA25	24.5	5	891.2509381
Chala	24.5	EONA25	24.5	5	891.2509381
Lomas	25.4	EONA25	25.4	5	1096.478196
Nazca	24.9	EONA25	24.9	5	977.237221
Palpa	16.4	EONA18	16.4	5.8	165.9586907
Ica	28.4	EONA25	28.4	4.8	2089.296131
	0	EONA18	18	5.8	239.8832919
Pisco	23.2	EONA25	23.2	5	660.693448
Chincha Alta	14.2	EONA18	14.2	6.8	125.8925412
San Vicente de Cañete	17.3	EONA18	17.3	5.8	204.1737945
Mala	17.9	EONA18	17.9	5.8	234.4228815
Lurín	17.4	EONA18	17.4	5.8	208.9296131

Finalmente como nuestra potencia de salida de 1 canal es de 1dBm el valor de nuestro OSNR será:

$$OSNR = 1 + 58 - 10 * \text{Log}(10926.6144)$$

$$OSNR = 18.615dB$$

Este valor satisface los requerimientos de OSNR y gracias a esto es posible implementar el enlace.

CAPÍTULO IV ANÁLISIS DE COSTOS

En este capítulo se analiza los aspectos económicos del diseño, para esto se deben evaluar los costos de inversión (*Capital expenditure*, CAPEX), así como los costos de operación (*Operation expenditure*, OPEX).

4.1 Definición de CAPEX

Son inversiones de capital que crean beneficios. Una CAPEX se realiza cuando un negocio invierte tanto en la compra de un activo fijo, como para añadir valor a un activo existente con una vida útil que se extiende más allá del año imponible. Los gastos de puesta en marcha, cubre la parte de despliegue que se deprecia con el tiempo en función de las amortizaciones tanto del equipamiento como de las instalaciones.

Para el análisis del CAPEX se consideraran los siguientes puntos.

➤ **Suministro de equipos:**

En este rubro se incluye, todo el equipamiento necesario para la implementación del sistema de transmisión.

- OTM
- ROADM
- OLA

➤ **Costos de instalación:**

En este rubro se incluirá, todos los costos referidos a la instalación de la red y al personal que lo realizará. Así también se considerara el costo de los materiales necesarios para la instalación de los equipos como son los conectores ópticos, los distribuidores ópticos y los gastos referidos a la puesta en marcha del sistema.

4.2 Definición de OPEX

Es una herramienta para el cálculo de gastos operativos. Los gastos de operación no contribuyen a ampliar la infraestructura de la propia red, motivo por el cual no están sujetos a ningún tipo de depreciación económica. Estos gastos representan los gastos necesarios para mantener la infraestructura en servicio y operativa después de dar el servicio al primer usuario o cliente, incluyendo no solo los aspectos técnicos sino también los aspectos de comercialización del servicio, marketing y publicidad, administración, etc.

Para el análisis del OPEX se consideraran los siguientes rubros.

➤ **Operación y mantenimiento:**

Son los costos fijos necesarios para la operación y mantenimiento de la red a fin de garantizar una alta calidad del servicio a los clientes.

➤ **Gastos de energía:**

Costos relativos al consumo de energía eléctrica.

Definidos los conceptos de CAPEX y OPEX se procede a realizar los cálculos de cada uno de acuerdo a lo mencionado en los puntos anteriores.

4.3 Cálculo del CAPEX y OPEX

4.3.1 Cálculo del CAPEX

El costo de los equipos DWDM está en función de la configuración descrita en el diseño de enlaces. En la tabla 4.1 se detalla los tipos de configuración para cada nodo.

Tabla 4.1 Configuraciones por nodo

Fuente: Elaboración propia

Nodo	Configuración
Lurín	ROADM
Mala	OLA
San Vicente de Cañete	OLA
Chincha Alta	OLA
Pisco	OLA
Ica	ROADM
Palpa	OLA
Nazca	OLA
Lomas	OLA
Chala	OLA
Ático	OLA
Ocoña	OLA
Camaná	OLA
Caylloma	OLA
Arequipa	ROADM

Una vez definida la configuración de cada nodo se puede establecer en detalle el costo de la implementación de cada uno. Debido a que los precios de los proveedores son

confidenciales se establecerá un costo referencial por cada tipo de nodo. La tabla 4.2 muestra los costos total de equipos.

Tabla 4.2 Costos de equipos

Fuente: ZTE Technologies – Elaboración propia

N°	Ítem	Cantidad	Precio Unitario (USD)	Precio Total(USD)
1	ZTE ZXONE 8000 ROADM 1 dirección	2	\$ 827,450.00	\$ 1,654,900.00
2	ZTE ZXONE 8000 ROADM 2 direcciones	1	\$ 1,256,500.00	\$ 1,256,500.00
3	ZTE ZXONE 8000 OLA	12	\$ 45,600.00	\$ 547,200.00
Precio Total de Equipos				\$ 3,458,600.00

El costo de instalación de los equipos puede considerarse como un porcentaje del costo del suministro. En este caso para simplificación de los cálculos, tomando en cuenta que son 15 nodos, se tomara el valor referencial de 7.5%. La tabla 4.3 muestra el Capex.

Tabla 4.3 Costo total de implementación

Fuente: Elaboración propia

N°	Ítem	Precio
1	Equipos de Red	\$ 3,458,600.00
2	Instalación de los equipos	\$ 259,395.00
Capex Total		\$ 3,717,995.00

4.3.2 Cálculo del Opex

El costo de operación y mantenimiento del sistema pasa por realizar la cuantificación necesaria de energía para que opere el sistema. Así mismo designar los recursos necesarios para brindar el soporte al sistema de transmisión. Es posible tomar un valor de referencia, ya que los detalles de energía escapan del alcance de este informe. El porcentaje referencial a tomarse será del 5% del costo de los suministro como costo de operación y mantenimiento anual. La tabla 4.4 muestra el Opex anual del sistema.

Tabla 4.4 Opex anual del sistema

Fuente: Elaboración propia

N°	Ítem	Costo
1	Operación y Mantenimiento	\$ 185,899.75
Opex Anual		\$ 185,899.75

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Por medio del presente informe se ha querido proponer una alternativa viable para afrontar los nuevos requerimientos de la demanda de tráfico de datos destinadas a las redes de transmisión en los sistemas de telecomunicaciones.

Las soluciones basadas en fibra óptica y la tecnología DWDM seguirán siendo predominantes en el mercado debido a su alta capacidad. Así mismo la industria tendera a ofrecer cada vez nuevas opciones para incrementar la capacidad de transporte existente.

Conclusiones

En el presente informe se realizó una propuesta de diseño de un sistema de transmisión tomando en cuenta su costo-beneficio.

1. La estimación de la demanda realizada muestra que el Perú, al igual que los demás países de la región, requiere cada vez más capacidad de transmisión en sus redes de telecomunicaciones.
2. Las tecnologías coherentes para sistemas ópticos son una tendencia para sistemas de transmisión, debido a que mejoran la eficiencia espectral, proporcionan mecanismos de recepción avanzados y permiten la transmisión de señales a distancias mayores.
3. Estos nuevos sistemas de transmisión permitirían al operador realizar una expansión considerable de su red de transporte, reduciendo los gastos de capital porque se optimiza un recurso existente.
4. Las limitaciones de atenuación y dispersión cromática son fácilmente superadas en los sistemas coherentes; las variables que se vuelven trascendentales son el PMD y la OSNR.
5. El diseño de red propone configuraciones de ROADM en los nodos principales para aprovechar estos nodos cuando se desee formar anillos y establecer diversas rutas para el transporte de datos.
6. Se propone el uso de amplificadores de fibra dopada con erbio a fin de reducir los costos de operación y mantenimiento ya que este tipo de amplificadores es el más utilizado, y reduciría los costos de capacitación del personal.

Recomendaciones

Para realizar una buena implementación y obtener el máximo rendimiento de la red se dan las siguientes recomendaciones:

1. Debido a que todo el desarrollo se hace en un recurso existente y el cual viene siendo utilizado, es imperativo obtener las características exactas del medio. Es decir se debe realizar mediciones exactas respecto a los parámetros de atenuación y dispersión de los cables de fibra óptica.
2. Se debe tener en cuenta que las estimaciones respecto a la demanda han sido realizadas tomando como referencia el crecimiento histórico de datos en el país. Así mismo analizando las proyecciones propuestas para la región por los grandes proveedores de tecnología. El tráfico a dimensionar variara a lo largo del tiempo, se recomienda realizar el dimensionamiento del tráfico de información en base a los valores reales.
3. Se debe utilizar las herramientas adecuadas para la instalación así como para el comisionamiento de los enlaces entre nodos.
4. Tener en cuenta los niveles de OSNR en el comisionamiento de los enlaces utilizando analizadores de espectro óptico (*Optical Spectrum Analyzer*, OSA).
5. Utilizar los equipos de seguridad adecuados a fin de priorizar la seguridad del personal.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Andrea Vasquez Quiroz y Angélica Álvarez, "Modulación Óptica (Directa y Externa)", Disponible en: <http://prezi.com/zgz0g5wjimnk/modulacion-optica/>, 2013.
- [2] Carmen Vasquez García, "Dispositivos y Medios de Transmisión Ópticos - Modulo 4, Componentes ópticos Pasivos y Activos", Universidad Carlos III Madrid – España, 2012.
- [3] Ciena, "*COHERENT OPTICAL PROCESSING FOR HIGH-CAPACITY NETWORKS*", Ciena Corporation, 2012.
- [4] Cisco System, "*Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2010–2015*", Cisco Systems, 2011.
- [5] Cisco System, "*Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2012–2017*", Cisco System, 2013.
- [6] Corning Incorporated, "Corning's SMF-28 ULL Optical Fiber with Corning's Ultra-Low Loss technology", Corning Incorporated, 2011.
- [7] Diego Fernando Alzate C. y Ana Cardenas, "Retos en la transmisión de 40/100Gb/s sobre fibra óptica", Revista en telecomunicaciones e informática, 1(2), 23 – 60, 2011.
- [8] Djordjevic I., Ryan W. y Vasic B, "*Coding for Optical Channels*", Springer – Alemania, 2010.
- [9] Edson Moschin, "Sistemas Ópticos de Comunicaciones: Abordaje de Simulación", UNICAMP, 2014.
- [10] Esdras Anzuola Valencia, "*Digital coherent transceiver for optical communications from Design to Implementation*", Universidad Politécnica de Catalunya – España, 2012.
- [11] Ezra Ip, Alan Pak Tao Lau, Daniel J. F. Barros y Joseph M. Kahn, "*Coherent detection in optical fiber systems*", OPTICS EXPRESS, 16(2), 754 – 791, 2008.

- [12] Fujitsu Network Communications Inc., “*Soft-Decision FEC Benefits for 100G*”, Fujitsu Network Communications Inc, 2012.
- [13] Infinera Corporation, “Coherent DWDM Technologies”, Infinera Corporation, 2012.
- [14] ITU- T, “Características de las fibras y cables ópticos monomodo”, Recommendation ITU-T G.652, 2009.
- [15] ITU- T, “Características de fibras y cables ópticos monomodo con dispersión desplazada no nula”, Recommendation ITU-T G.655, 2011.
- [16] Jeff Hecht, “*Many roads lead to dynamic gain equalization in optical networks*”, LaserFocusWorld, 38(10), 2002.
- [17] Jose Luis Jimenez Peñaloza, “Caracterización del modulador electro-óptico APE_m microwave analog intensity con aplicación de transmisión de video compuesto”, Tesis de Maestría en Ciencias con Especialidad en Ingeniería Electronica, Universidad de las Americas Puebla, Mexico, 2005.
- [18] Josep Cardona Fernández y Lorena Fernández Campos, “Estudio de técnicas de modulación para enlaces ópticos”. Trabajo Final de Carrera, Universidad Politécnica de Catalunya, España, 2009.
- [19] Koichi Maru, Takafumi Chiba, Tetsu Hasegawa, Kotaro Tanaka, Hideki Nonen y Hisato Uetsuka, “*A Dynamic Gain Equalizer for Next-generation WDM Systems*”. Hitachi cable Review 21, 7 – 10, 2002.
- [20] Optical Internetworking Forum, “*100G Ultra Long Haul DWDM Framework Document*”, Optical Internetworking Forum, 2009.
- [21] Optical Internetworking Forum, “*100G Forward Error Correction White Paper*”, Optical Internetworking Forum, 2010.
- [22] Optical Internetworking Forum, “*Implementation Agreement for Integrated Dual Polarization Intradynne Coherent Receivers*”, Optical Internetworking Forum, 2013.
- [23] Optical Internetworking Forum, “*Implementation Agreement for Integrated Polarization Multiplexed Quadrature Modulated Transmitters*”, Optical Internetworking Forum, 2013.
- [24] Optical Internetworking Forum, “*Multi-link Gearbox Implementation Agreement*”, Optical Internetworking Forum, 2013.
- [25] OSIPTEL, “Indicadores de Internet Móvil”, OSIPTEL, 2011.

- [26] OSIPTEL, "Suscripciones de Acceso a Internet Fijo desagregadas por Tecnología de Acceso, Velocidad de Transmisión y Tipo de Suscripción", OSIPTEL, 2011.
- [27] OSIPTEL, "Indicadores de Internet Móvil", OSIPTEL, 2012.
- [28] OSIPTEL, "Suscripciones de Acceso a Internet Fijo desagregadas por Tecnología de Acceso, Velocidad de Transmisión y Tipo de Suscripción", OSIPTEL, 2012.
- [29] OSIPTEL, "Conexiones de Acceso a Internet Fijo desagregadas por Tecnología de Acceso, Velocidad de Transmisión y Segmentación de usuario", OSIPTEL, 2013.
- [30] Ottmar Kraus, "*DWDM and Optical Networks*". Publicis Corporate Publishing – Alemania, 2002.
- [31] R. Sankaralingam, "*Electro absorbtion modulators, EE-698*", "Universidad de Notre Dame.
- [32] S. Chandrasekhar y Xiang Liu, "*Enabling Component for Future High-Speed Coherent Communication Systems*", Optical Fiber Communication Conference, 2011.
- [33] Salvador Vargas, "Dispositivos y Medios de Transmisión Ópticos - Modulo 3. Receptores", Universidad Carlos III Madrid – España, 2012.
- [34] Sam Bucci, "*Coherent Technology: Making 100 Gb/s Viable*", Alcatel-Lucent, 2011.
- [35] Silicon Light Machines, "*Dynamic Gain Equalizer*", Silicon Light Machines.
- [36] ITU-T, "*Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*". Recommendation ITU-T G.694.1, 2012.
- [37] Stamatios V. Kartalopoulos, "*Introduction to DWDM technology*", John Wiley & Sons, INC – USA, 2000.
- [38] Telesemana, "Redes ópticas 10G, 40G,100G y ¿pronto 400G?", Telesemana, 2013.
- [39] Wikipedia, "Modulación por desplazamiento de fase", Wikipedia, 2011.
- [40] Wikipedia, "Conversión analógica-digital", Wikipedia, 2014.

- [41] Xu Zhang, "*Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication System*", Tesis Doctoral - Universidad Técnica de Dinamarca, 2012.

- [42] Yves Painchaud, Michel Poulin, Michel Morin y Michel Têtu, "*Performance of balanced detection in a coherent receiver*", OPTICS EXPRESS, 17(5), 3659 – 3672, 2009.

- [43] ZTE Technologies, "*ZXONE 8000 Product Description*", ZTE Technologies, 2013.

ANEXO A

Características del transponder 100G coherente

Item	Unit	Specification
Optical signal modulation format	-	PM-QPSK
Bit rate	Gbps	120
Frequency range	THz	192.10~196.05(C band)
		191.30~196.05 (CE band)
Channel spacing	GHz	50
Parameters of optical receive port at line side (Rn point)		
Power sensitivity (BER=1×10 ⁻¹²)	dBm	-15
Minimum overload power (BER=1×10 ⁻¹²)	dBm	0
OSNR sensitivity(B2B)	dB	12.5
Dispersion tolerance	ps/nm	+/-50000
PMD tolerance	ps	60
Receiver reflectance	dB	<-27
Jitter transfer characteristics	-	Complies with G.825.1
FEC gain	dB	10.1(HD-FEC)/11.1(SD-FEC)
Parameters of optical transmit port at line side (Sn point)		
Maximum central frequency offset	GHz	± 2.5
Transmitter output power	Maximum	dBm
	Minimum	-5
Launched power offset	dB	± 1
Maximum optical spectral Bandwidth	-3 dB	GHz
	-15dB	60
Minimum side mode suppression ratio (SMSR)	dB	35
Transmitter reflectance	dB	<-27

ANEXO B

Características de los amplificadores ópticos

Ítem		Unit	Specification		
			M2EONA18/20	M2EONA25/20	M2EONA31/20
Working wavelength range	(C-band)	nm	1529~1567	1529~1567	1529~1567
	(L-band)		1570~1605	1570~1605	1570~1605
Total input power range	(40-wavelength)	dBm	-35 ~ 5	-35 ~ -2	-35 ~ -8
	(80-wavelength)		-35 ~ 5	-35 ~ -2	-35 ~ -8
Input power range of the channel	(40-wavelength)	dBm	-35 ~ -11	-35 ~ -18	-35 ~ -24
	(80-wavelength)		-35 ~ -14	-35 ~ -21	-35 ~ -27
Output power range of the channel	(40-wavelength)	dBm	1~7	1~7	1~7
	(80-wavelength)		-2 ~ 4	-2 ~ 4	-2 ~ 4
Total output power range	(40-wavelength)	dBm	1~20	1~20	1~20
	(80-wavelength)		-2 ~ 20	-2 ~ 20	-2 ~ 20
Max. total output power		dBm	20	20	20
Noise coefficient		dB	13~14: 7.5	20~23: 5.3	24~26: 5.8
			14~15: 6.8	23~26: 5	26~29: 5.3
			15~16: 6.3	26~30: 4.8	29~31: 5
			16~20: 5.8		31~38: 4.8
			20~23: 5		
Polarization-related loss		dB	<0.5	<0.5	<0.5
Pump leak at input		dBm	<-30	<-30	<-30
Pump leak at output		dBm	<-30	<-30	<-30
Input return loss		dB	>40	>40	>40
Output return loss		dB	>40	>40	>40
Channel gain		dB	18	25	31
Max. bearable reflectance at input		dB	<-30	<-30	<-30
Max. bearable reflectance at output		dB	<-30	<-30	<-30
Gain flatness		dB	±1	±1	±1
Gain response time when channels are added or reduced (stable state)		ms	<10	<10	<10
Polarization-mode dispersion		ps	<0.5	<0.5	<0.5