

CAPÍTULO 3

Consideraciones de diseño para enlaces WDM

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

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

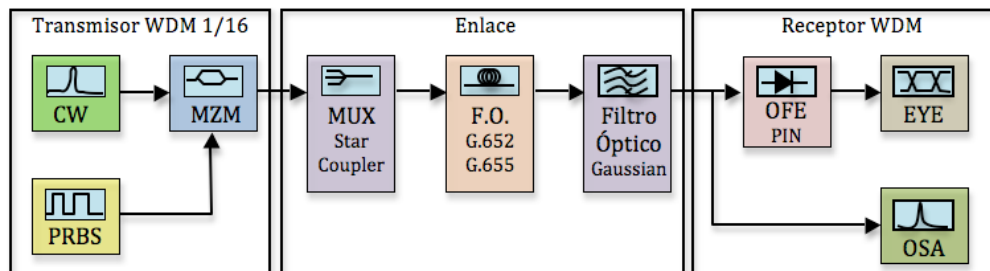


Figura 3.1. Estructura del simulador de un sistema de comunicaciones óptico WDM.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

¹⁶ Ver sección 2.3.3.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

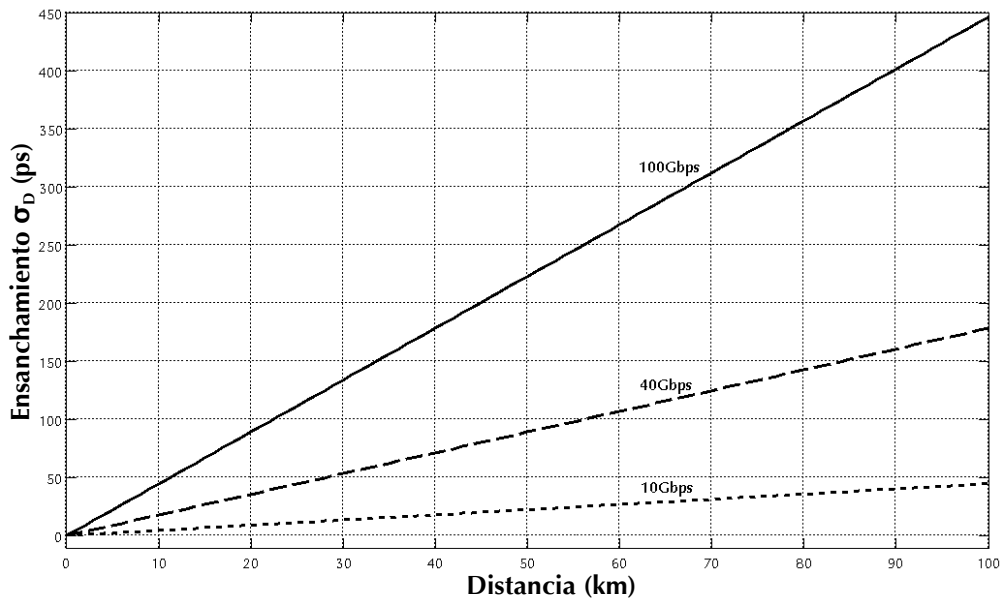


Figura 3.2. Ensanchamiento σ_D de un pulso óptico NRZ-00K para bit rates de 100 Gbps, 40Gbps y 10 Gbps con respecto a la distancia.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

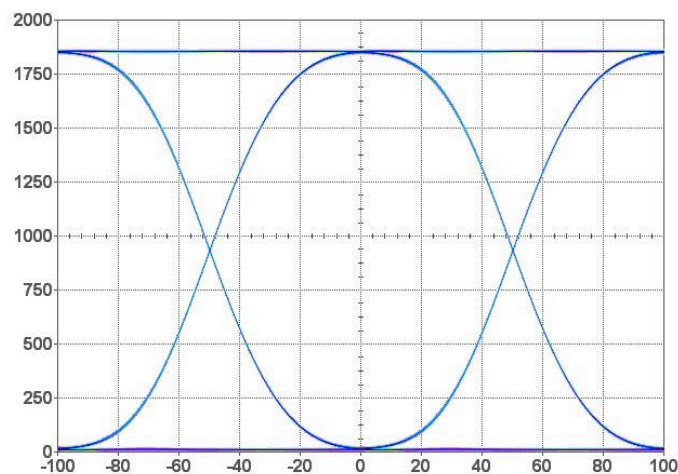


Figura 3.3. Diagrama de ojo inmediatamente a la salida del transmisor.

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

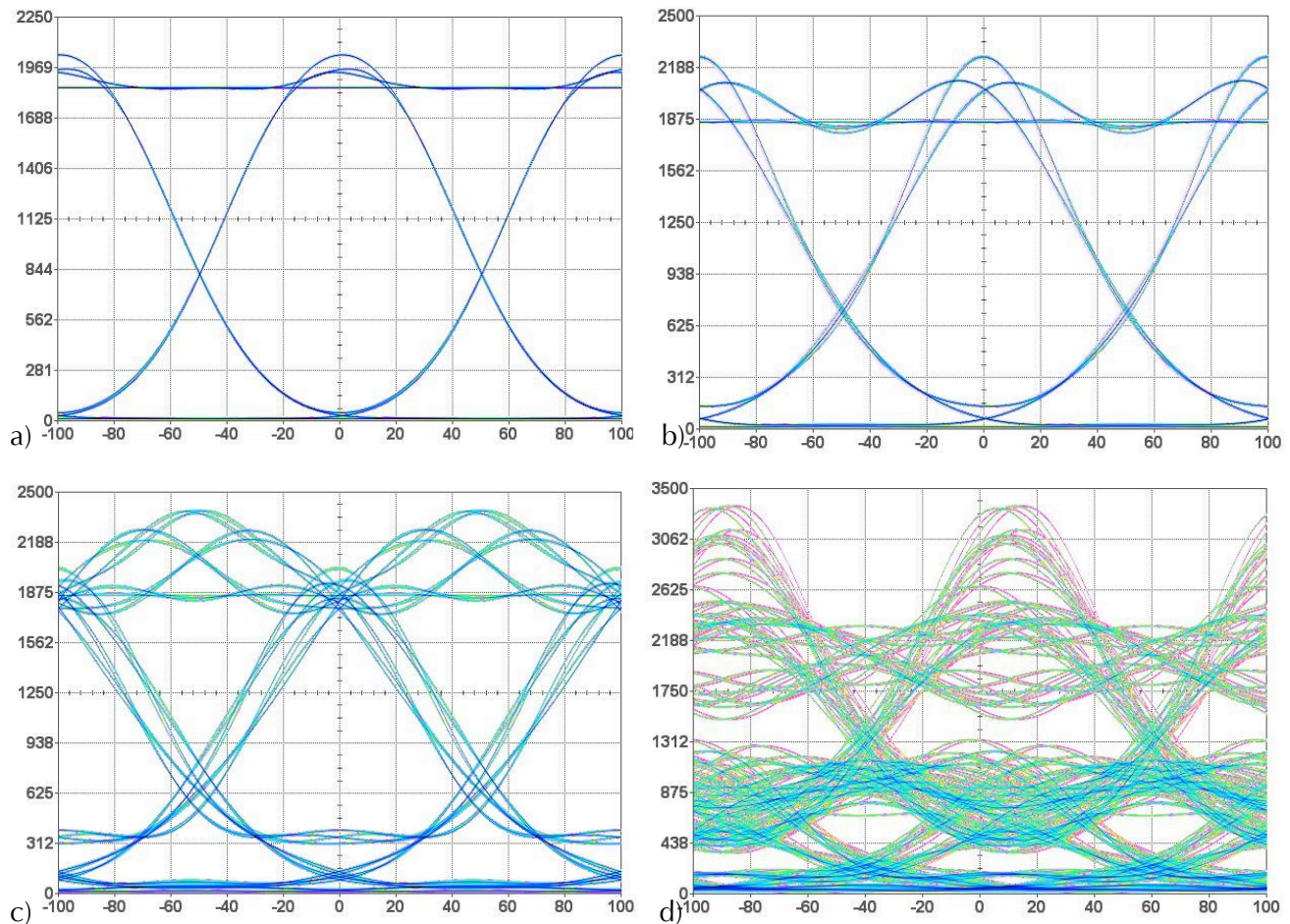


Figura 3.4. Efecto de la dispersión por fibra G.652 de longitud a)20km, b)40km, c)80km y d)160km.

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

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

¹⁷ Todas las escalas se encuentran en mV y ps.

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

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

3.2. Limitantes debido a la Atenuación

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

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

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

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

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

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

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

de atenuación sin considerar efectos por dispersión.

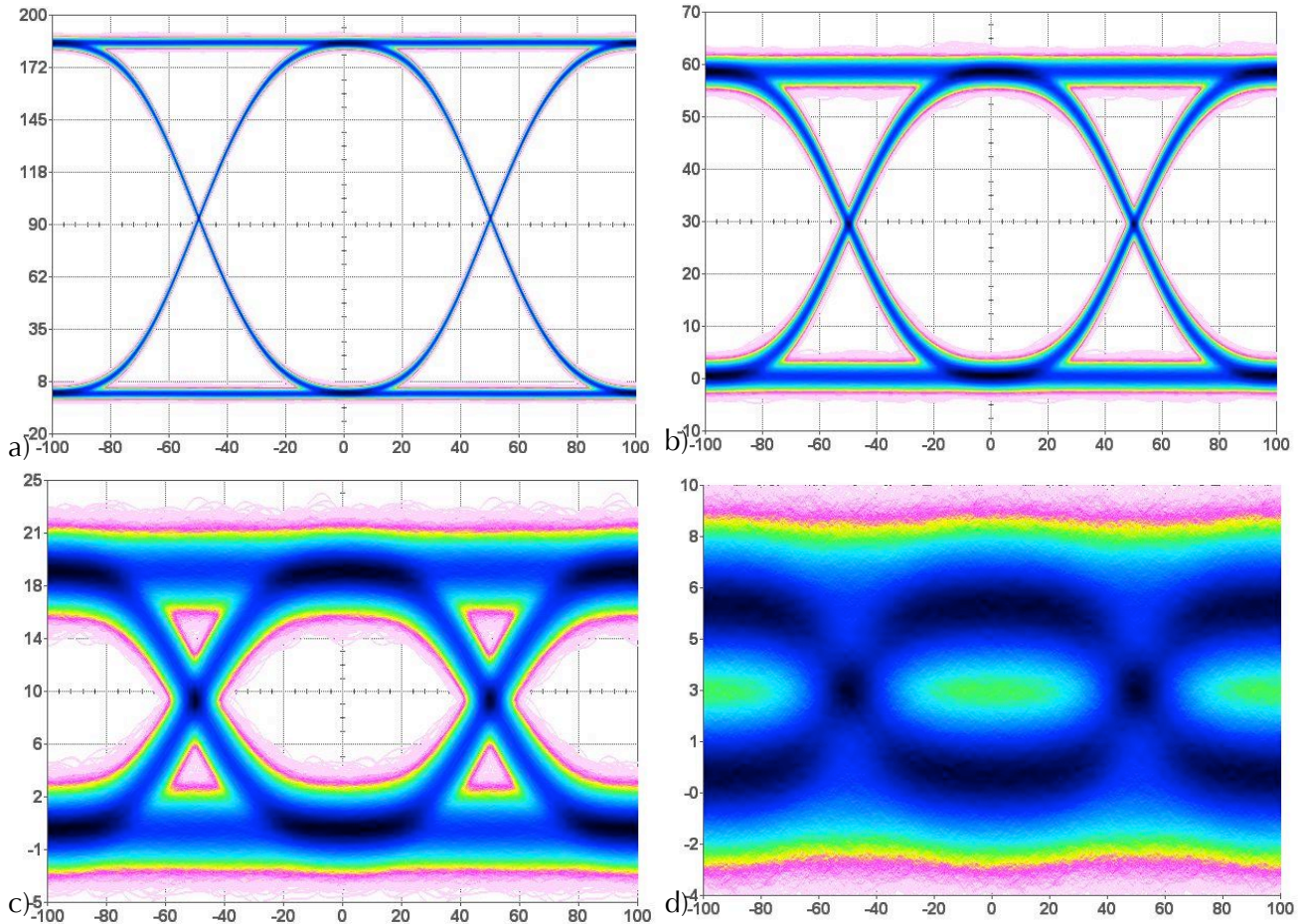


Figura 3.5. Diagramas de ojo para a) 10dB, b) 15dB, c) 20dB y d) 25dB de atenuación.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

3.3. Efecto de las no-linealidades

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

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

¹⁸ Polarization Mode Dispersion.

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

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

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

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

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

3.3.1. Self Phase Modulation SPM

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

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

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

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

3.3.2. Cross Phase Modulation XPM

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

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

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

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

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

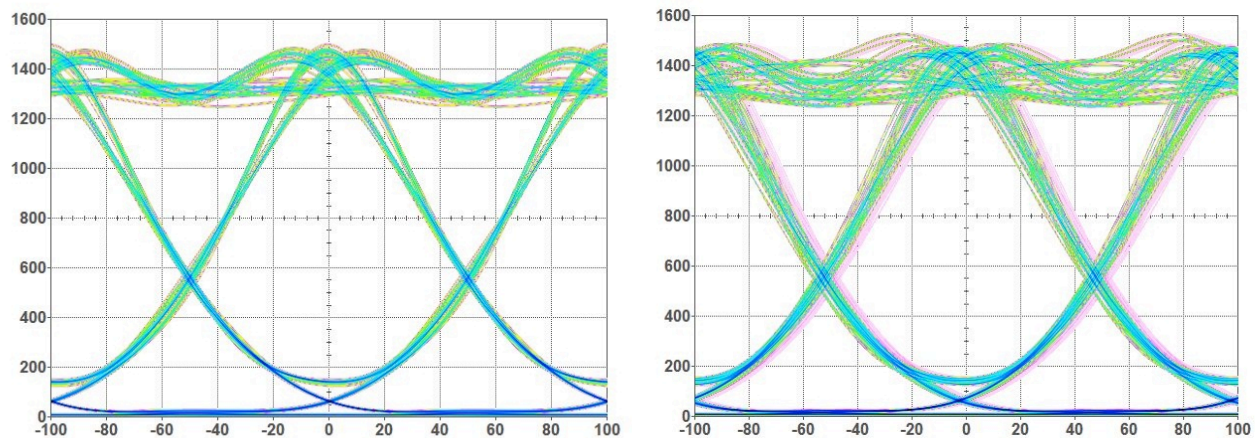


Figura 3.6. Efectos de XPM sobre una señal a 10 Gbps demultiplexada de entre 14¹⁹ canales a 14 dBm de potencia óptica de transmisión cada uno para 40km de fibra G.652. Sin efectos de XPM²⁰ (izquierda), con XPM (derecha).

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

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

3.3.3. Four Wave Mixing FWM

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

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

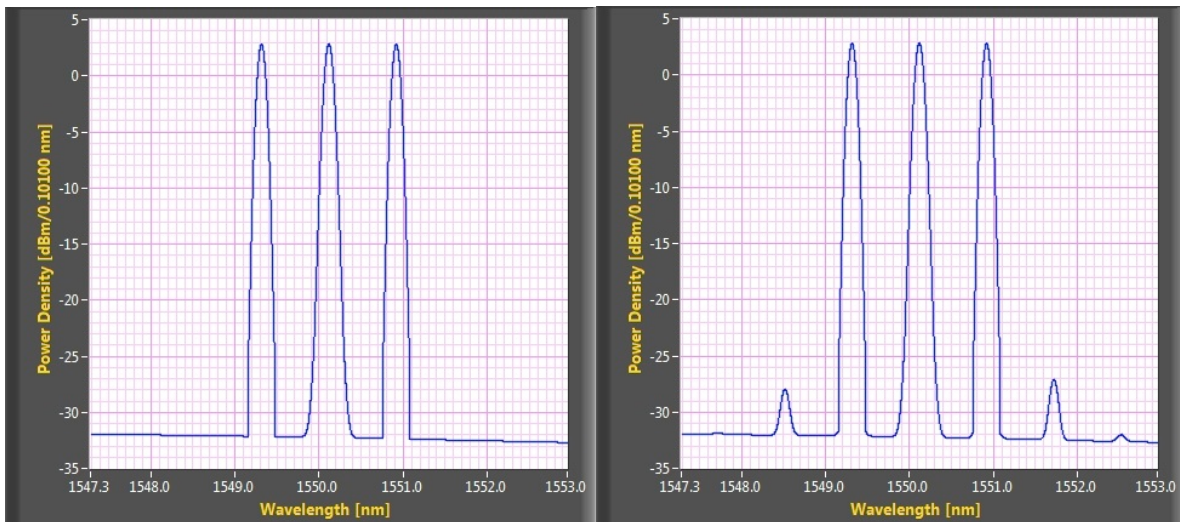


Figura 3.7. Canales 1549.315 nm, 1550.116 nm y 1550.918 nm sobre fibra G.652 con $D=0.5$, sin efectos de FWM²¹ (izquierda) y con efectos de FWM (derecha).

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

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

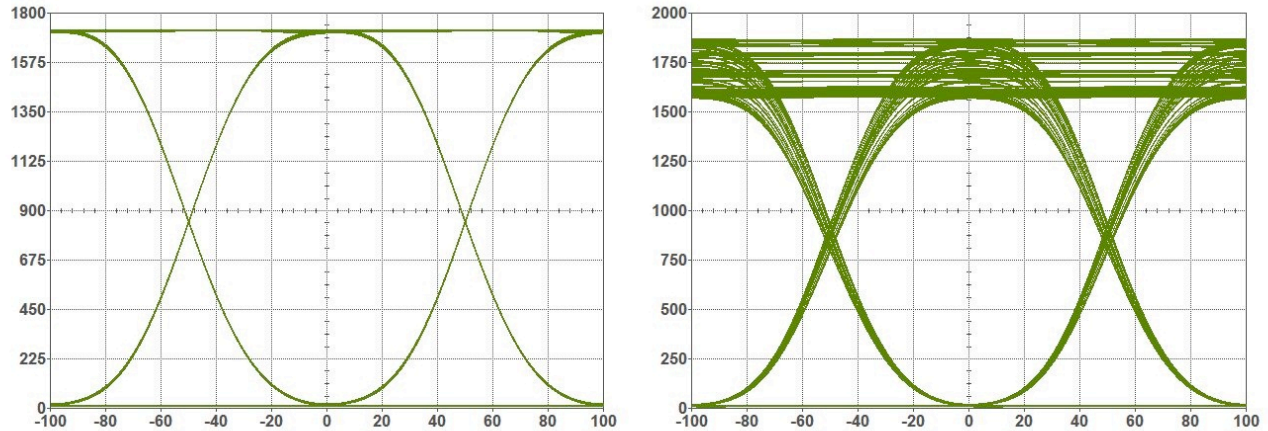


Figura 3.8. Diagrama de ojo para canal 1550.116 nm demultiplexado, sin FWM (izquierda) y con FWM (derecha).

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

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

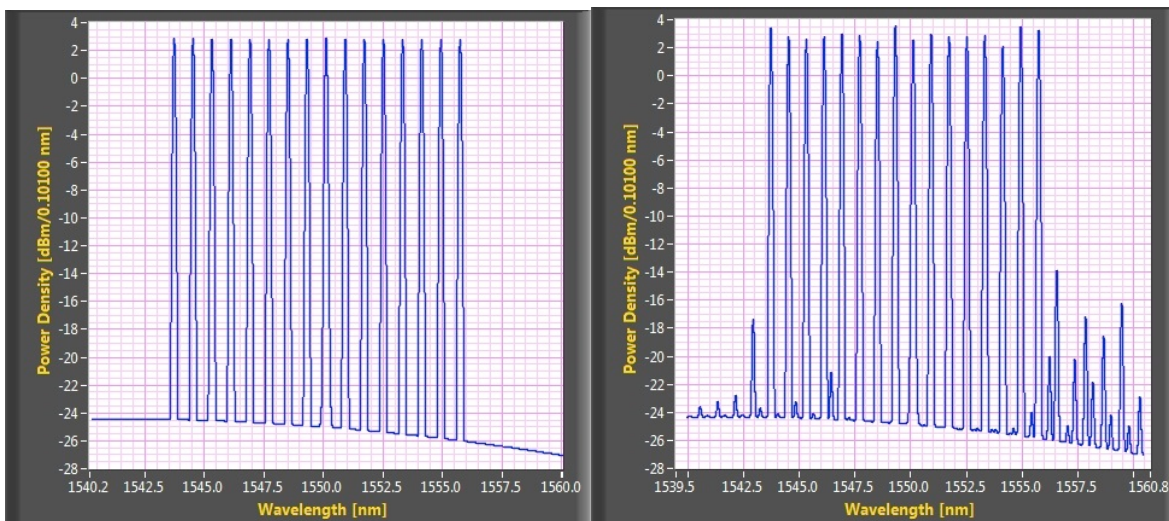


Figura 3.9. 16 canales multiplexados sobre fibra G.652 con $D=0.5$, sin efectos de FWM (izquierda) y con efectos de FWM (derecha)

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

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

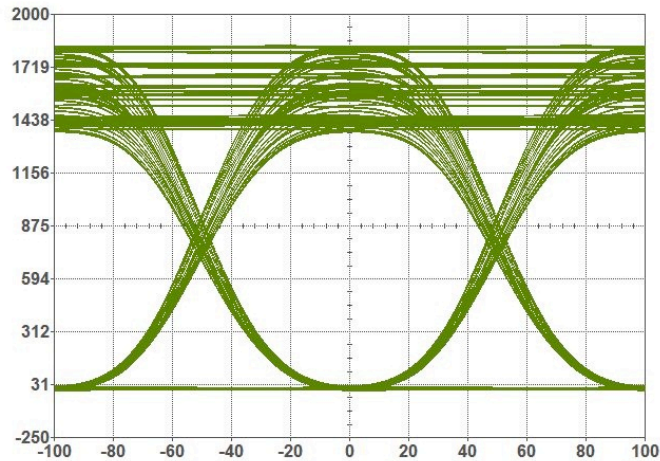


Figura 3.10. Diagrama de ojo para canal 1550.116 nm demultiplexado de entre 16 canales a 5 dBm/ch sobre fibra G.655 con $D=0$ ps/nm*km.

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

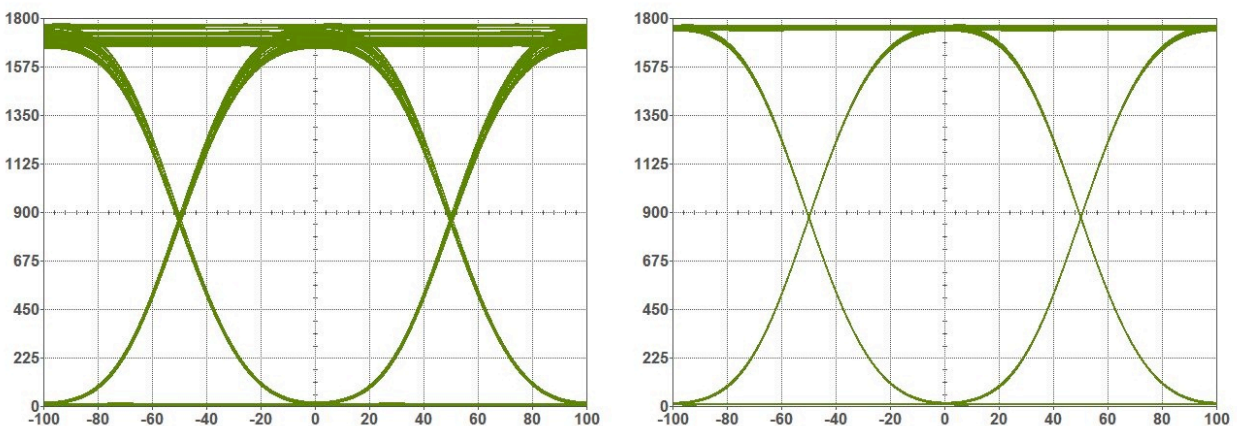


Figura 3.11. Diagrama de ojo para canal 1550.116 nm demultiplexado de 16 canales sobre una fibra G.655 con $D=1$ (izquierda) y $D=5$ (derecha).

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

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

3.4. Transmisión real

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

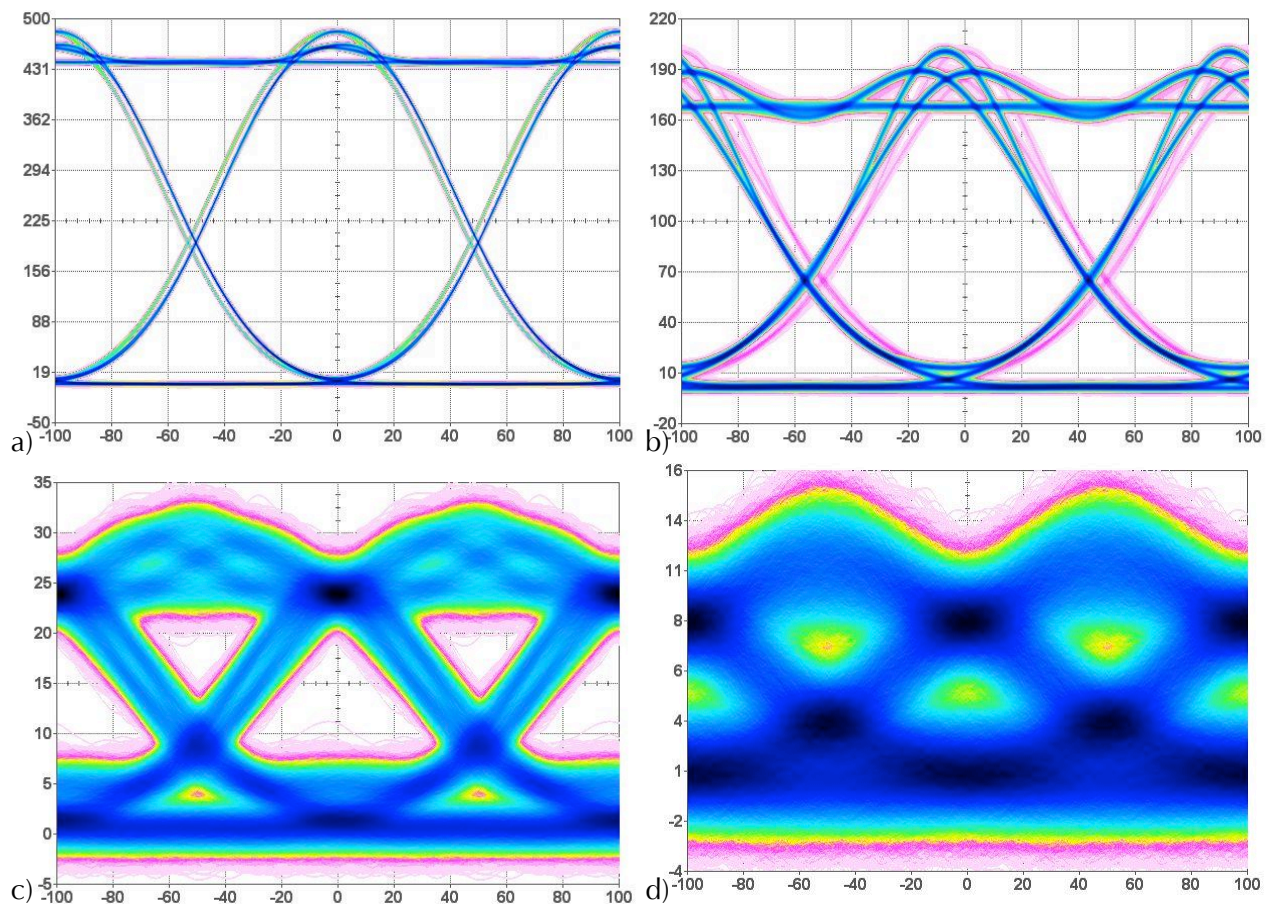


Figura 3.12. Transmisión sobre fibra G.652. Canal 1546.916nm al haber sido demultiplexado de entre 16 canales para distancias de transmisión de a)20, b)40, c)80 y d)100km.

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

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

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

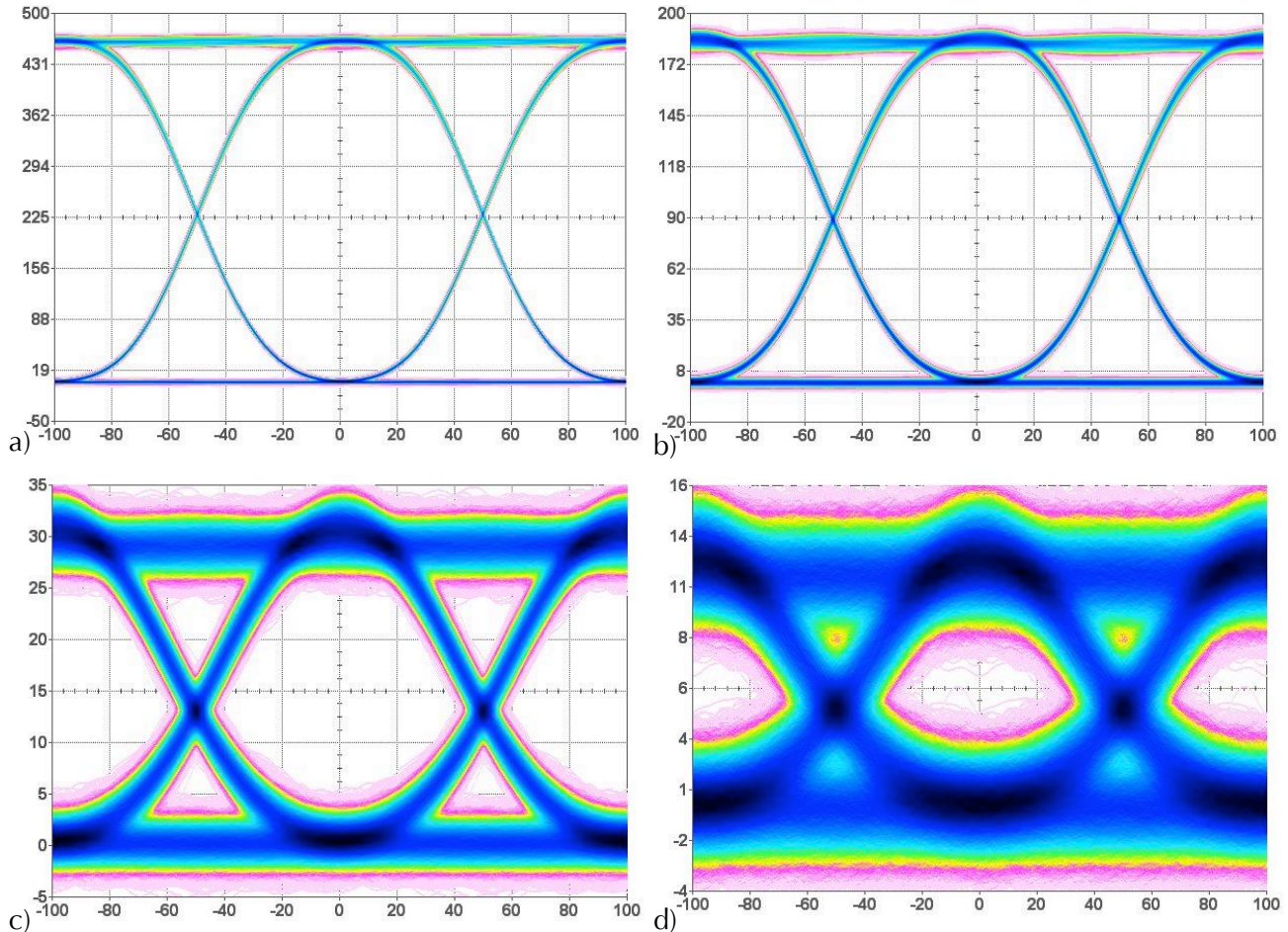


Figura 3.13. Transmisión sobre fibra G.655. Canal 1546.916nm al haber sido demultiplexado de entre 16 canales para distancias de transmisión de a)20, b)40, c)80 y d)100km.

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

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

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

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

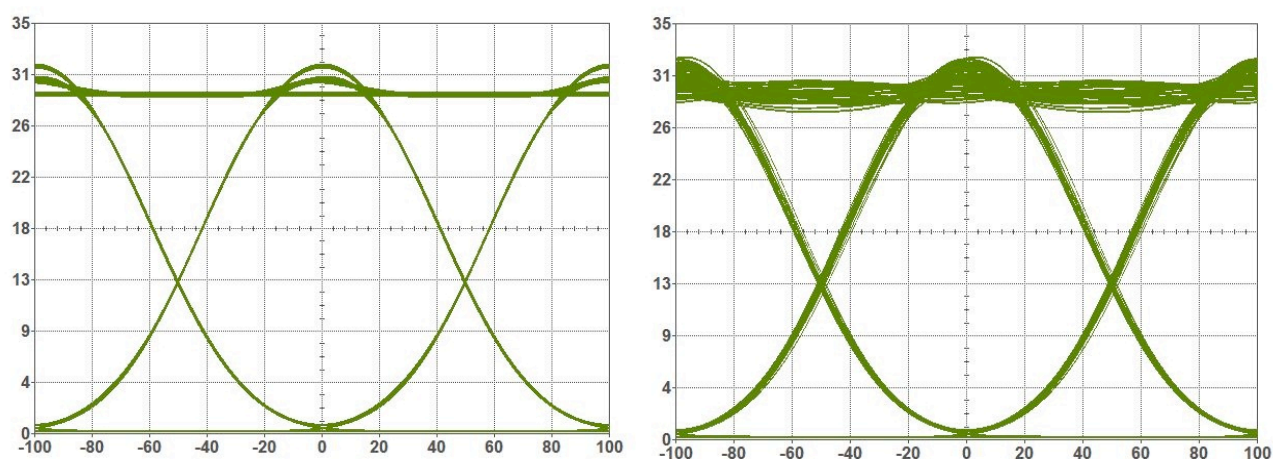


Figura 3.14. Transmisión sobre fibra G.655 de 80 km. Canal 1546.916nm al haber sido demultiplexado de entre 16 canales. Aportación únicamente por FWM²³ (izquierda), aportación de FWM y XPM (derecha).

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

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

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

3.5. Conclusiones

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

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

Referencias

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