

Wavelength
Division
Multiplexing

ETSI Telecomunicación

Sistemas de Comunicaciones Ópticas

Introducción

- Finales de los 80:
 - una única portadora
 - regularización de la red
 - utilizar más portadoras implicaba duplicar regeneradores
- Amplificadores de fibra de Erbio

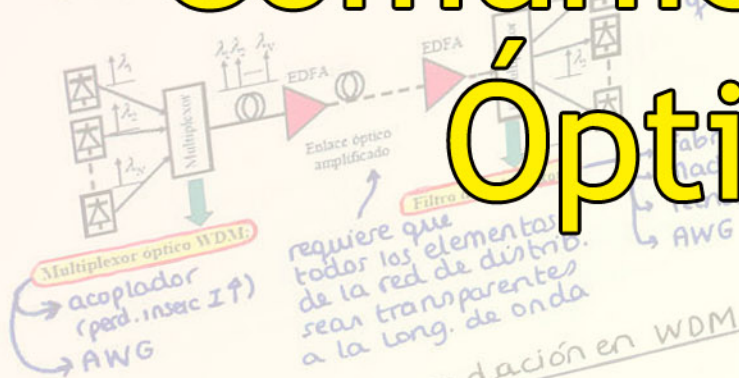
dominio eléctrico



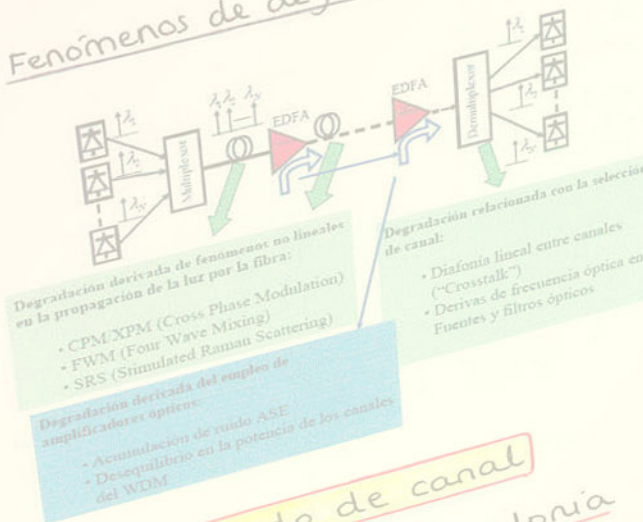
Dispara el interés por WDM

normalización ITU
• permite futura interconexión óptica
• fabricantes pueden automatizar la fabricación

Esquema

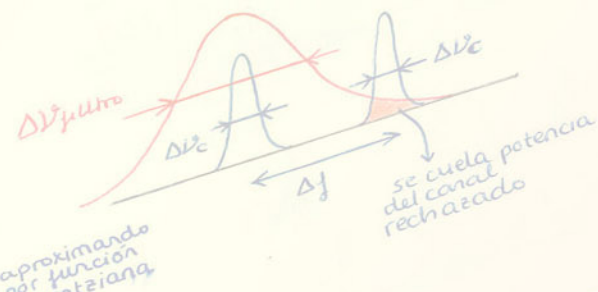


Fenómenos de degradación en WDM



2. Filtrado de canal

• Penalización por diafonía

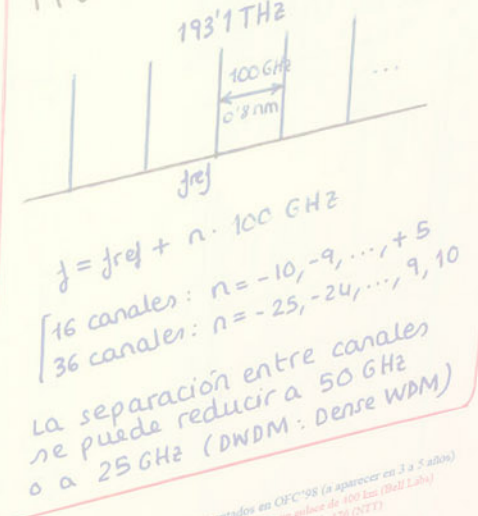


Penalización de potencia

$$\Delta x = 10 \log \left(1 + \frac{\Delta \lambda_s}{\Delta \lambda_c} \right) + 10 \log \left(1 + \left(\frac{\Delta \lambda_s + \Delta \lambda_c}{2 \Delta \lambda} \right)^2 \right)$$

debido al efecto del filtro sobre el canal seleccionado (de anchura no nula)

debido a potencia interferente del canal rechazado



Sistemas experimentales presentados en OFC'98 (a aparecer en 3 a 5 años)

- 100 longitudes de onda de 10 GHz en un ancho de 400 km (Bell Labs)
- 4 longitudes de onda de 40 GHz en un ancho de 170 (CCT)

Evolución de la capacidad y coste de los sistemas WDM

Año	Longitud de onda (nm)	Capacidad (Gbit/s)	Coste (€/Gbit/s)	Longitud de onda (nm)
1981 de 1984	750	2.5	2.5	1
1993	825	2.5	2.5	4
1995	130	10.0	2.5	8
1998	144	20.0	2.5	16
1998	117	10.0	2.5	16
1997	95	100.0	10.0	20
1999	4	100.0	10.0	20

Sistemas de Comunicaciones Ópticas

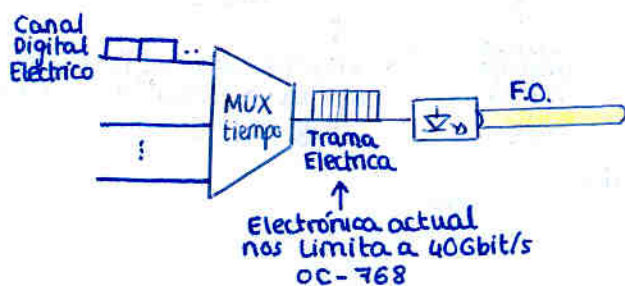
Apuntes de Pak (Francisco José Rodríguez Fortuño)
ETSI Telecomunicación. Universidad Politécnica de Valencia.
Segundo cuatrimestre de 4º curso
Curso 2006/2007

Fecha de última actualización: 2 Agosto 2007

Sistemas de Comunicaciones Ópticas

Capítulo 1: Sistemas ETDM

Electronic Time Division Multiplexing



Synchronous Digital Hierarchy

SONET	SDH	Tasa de bits (Mbit/s)	
OC-1	STS-1	51.84	x3
OC-3	STS-3	155.52	
OC-12	STS-12	622.08	x4
OC-24	STS-24	1244.16	
OC-48	STS-48	2488.32	x2
OC-192	STS-192	9953.28	
	STM-1	155.52	x4
	STM-4	622.08	
	STM-16	2488.32	x2
	STM-64	9953.28	

↑ Synchronous Transport signal ↑ Synchronous Transport Module

Recuerda:
OC-3 = STS-3 = STM-1 = 155'52 Mb/s

Balance de Potencia

$$P_t - L_c - M_s \geq P_r \text{ (dBm)}$$

↑ pot. óptica media de la fuente ↑ pérdidas en el enlace ↑ margen seguridad

sensibilidad del Receptor
parámetro BER ruido térmico

$$P_{rmin} = S = \frac{q}{R} \left[e \cdot q \cdot \Delta f \cdot F(M) + \frac{\sigma_T}{M} \right]$$

↑ responsividad ↑ AB del receptor ↑ APD $F(M) = F(1) = 1$ si diodo PIN

Balance de Tiempos



$$T_r^2 = T_{tx}^2 + T_{Fo}^2 + T_{RX}^2$$

$$T_r \leq \frac{0.35}{\Delta f_{sys}}$$

$$\Delta f_{sys} = \begin{cases} B, RZ \\ B/2, NRZ \end{cases}$$

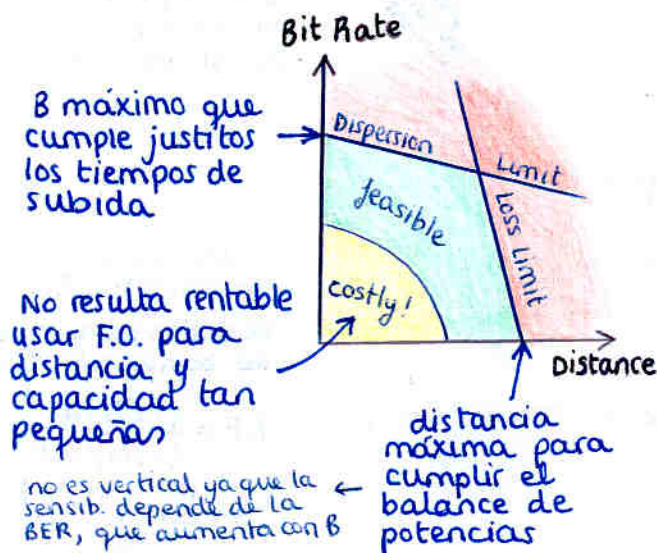
$$T_{tx} = \frac{0.35}{\Delta f}$$

$$T_{RX} = \frac{0.35}{\Delta f}$$

$$T_{Fo}^2 = T_{int}^2 + T_{GVD}^2 + T_{pol}^2$$

(multimodo) (cromática) (monomodo) (polariz.)

Límites de diseño gráficamente



Fibra multimodo: $T_{Fo} \approx T_{int} = \begin{cases} \frac{n_1 z^2 \Delta}{c} & \text{salto índice} \\ \frac{n_1 z^2 \Delta^2}{8c} & \text{índice gradual } \alpha \approx 2 \end{cases}$

Fibra monomodo: $T_{Fo} \approx T_{GVD}$
 $B < 2.5 \text{ Gb/s}$

$$T_{GVD}(z) = \sigma_L(z) = \left[\left(\sigma_0 + \frac{\beta_2 z}{\sigma_0} \right)^2 + \left(1 + 2\sigma_0^2 \mu^2 \right) \left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0} \right)^2 + \left(1 + c^2 + 2\sigma_0^2 \mu^2 \right) \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_2 z}{4\sigma_0} \right)^2 \right]$$

Fibra monomodo: $T_{Fo} \approx \sqrt{T_{GVD}^2 + T_{pol}^2}$
 $B > 2.5 \text{ Gb/s}$

$$T_{pol}(z) = \text{PMD} \cdot \sqrt{z}$$

↑
0.1-2 ps/√km
Dispersión Modal por Polarización

mejorar limitación por pérdidas:

- aumentar P_{tx}
- mejorar S_{rx}
- disminuir α_{fo} (dB/km) aten. de la fibra
- añadir amplificadores

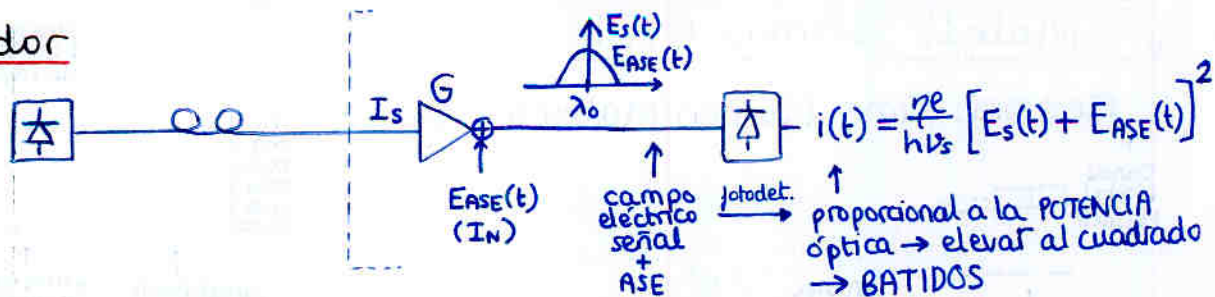
mejorar limitación por dispersión

- menos chirp en tx ó modulación externa
- fibra de menor dispersión
- añadir compensador de dispersión

Sistema ETDM con amplificadores ópticos

• Preamplificador

amplif antes del receptor



valor medio

$$i(t) = \langle i(t) \rangle + \Delta i(t)$$

$$= \langle i_s(t) \rangle + \langle i_{ASE-ASE}(t) \rangle + \sigma_{TOT}$$

$$\eta I_s G$$

$$= \eta I_n$$

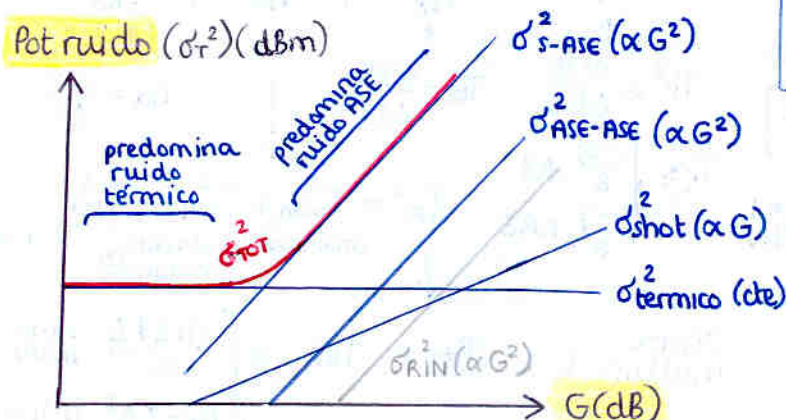
$$= \eta \frac{N \cdot e B_0}{(G-1) n_{sp} e B_0}$$

fórmulas en transparencia

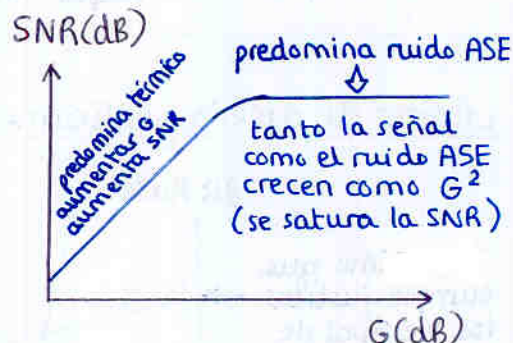
$$\sigma_T = \sqrt{\sigma_t^2 + \sigma_{shot}^2 + \sigma_{s-ASE}^2 + \sigma_{ASE-ASE}^2}$$

↑
térmico (cte con G) shot ($\propto G$) batido señal-ASE batido ASE-ASE (despreciable)

($\propto G^2$)



Relación señal a ruido (lo que realmente importa)



- con un preamplificador se mejora el alcance de un sistema limitado por ruido térmico (cte con G) o por ruido shot ($\propto G$), ya que la pot de señal crece con G^2

- si el sistema estuviese limitado por ruido RIN ($\propto G^2$), no se mejora el alcance

• Amplificador de potencia (booster) en el transmisor



Ventajas:

- elevamos el nivel de pot que se inyecta en la fibra
- el ruido ASE llega al receptor atenuado por la fibra

Inconvenientes:

- Efectos no lineales más acusados
- Al tener alta potencia a la entrada del amplif, se da el efecto de saturación de ganancia

→ se suele utilizar cuando la señal va a ser repartida (cabecera de centros de distribución de televisión por cable)

Figura de ruido de un amplificador se define para todas las temperaturas

$$NF = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}$$

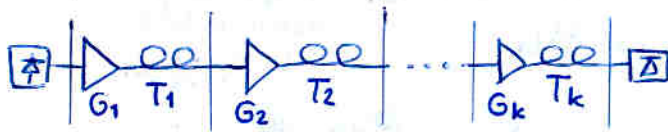
$$= \frac{2 n_{sp} (G-1) + 1}{G}$$

Repetidores intermedios

- cada amplif compensa las pérdidas del tramo de fibra anterior o posterior
- cada etapa añade nuevo ruido ASE y amplifica el ya existente

I-2

Tipo I



$$G_{eq} = G \cdot T = 1$$

$$NF_{eq}$$

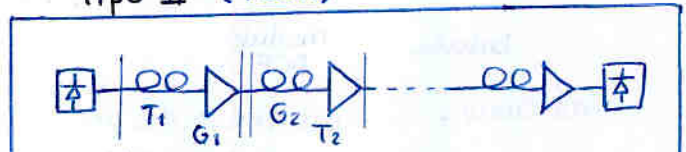
Usando Friis

$$NF_{eq} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1}$$

$$\begin{cases} NF_1 = \frac{1 + 2n_{sp}(G-1)}{G} \\ NF_2 = 1/T \\ G_1 = G \end{cases}$$

$$NF_{eq \text{ Tipo I}} = \frac{1 + 2n_{sp}T(G-1)}{G \cdot T}$$

Tipo II (PEOR)



$$G_{eq} = 1$$

$$NF_{eq}$$

Usando Friis

$$NF_{eq \text{ Tipo II}} = \frac{1 + 2n_{sp}(G-1)}{G \cdot T}$$

Es mejor el tipo I (menor figura de ruido)

Permite aumentar enormemente el alcance con una penalización de potencia = subida de sensibilidad P_{min} muy pequeña. Permite vencer prácticamente cualquier limitación por pérdidas → la limitación pasa a ser la dispersión cromática

Compensación de la dispersión

Función de transf de la fibra (sin pérdidas)

$$H_f(\omega) = e^{-j\beta(\omega)L}$$

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{\beta_2}{2}(\omega - \omega_0)^2 + \dots$$

Compensador: dispositivo lineal igualador de canal (caso ideal)

$$H_{oc}(\omega) = e^{j\beta(\omega)L} = (H_f(\omega))^{-1}$$

se deduce
 $e^{j\beta_2(\omega - \omega_0)^2 L}$
 $\beta_2 [ps^2/km]$

compensación en el transmisor

Rigurosamente no estoy compensando la dispersión de la fibra pero estoy haciendo que me afecte menos

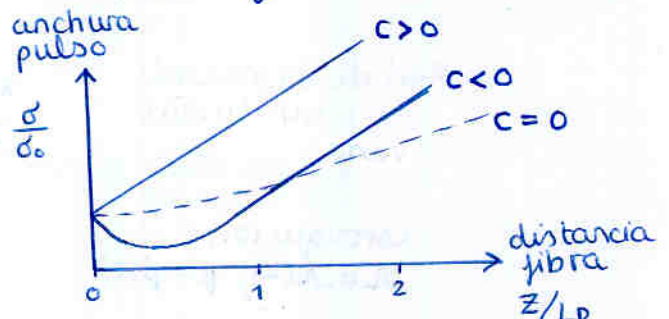
→ Prechirping

Desafortunadamente, los láseres de semiconductor producen chirp $c > 0$

Interesa evitar chirp (o incluso usar chirp **negativo** para tener compresión inicial)

→ usar moduladores externos dual-drive

En fibra estándar 3ª ventana, $\beta_2 < 0$, y se tiene:



→ Propagación no lineal asistida

Se aprovecha el chirp introducido por el efecto no lineal de automodulación de fase, de signo negativo (contrario al de los láseres)

Podemos controlar dicho chirp con la potencia óptica inyectada a la fibra

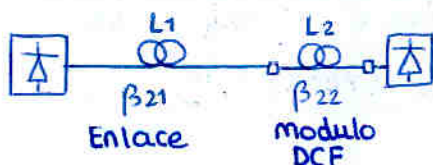
$$P = \frac{(\alpha_0 - c)\alpha L}{\gamma K(L + L_{eff})}$$

Compensación en el medio de transmisión

SMF en 2ª vent: $D = 16 \text{ ps/km nm}$

$$D [\text{ps/km nm}] = \left(-\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right) \cdot \beta_2 [\text{ps}^2/\text{km}]$$

→ Fibra compensadora



$$\beta_{21} L_1 + \beta_{22} L_2 = 0 \text{ ps}^2$$

$$D_1 L_1 + D_2 L_2 = 0 \text{ ps/nm}$$

$$L_2 = -\frac{D_1}{D_2} L_1$$

Anular la dispersión acumulada

Problemas:

- aumento de pérdidas:

$$\alpha_1 L_1 + \alpha_2 L_2 = L_1 \left(\alpha_1 + \frac{L_2}{L_1} \alpha_2 \right) = L_1 \left(\alpha_1 - \frac{D_1}{D_2} \alpha_2 \right) = L_1 \left(\alpha_1 - \frac{D_1}{M} \right)$$

Figura de mérito

$$M = \frac{D_2}{\alpha_2} [\text{ps/nm dB}]$$

estándar: 250 ps/nm dB
típico: 150 a 400

- efectos no lineales:

DCF tienen área efectiva reducida ($\sim 20 \mu\text{m}^2$ en vez de $80 \mu\text{m}^2$) y por tanto más vulnerables a efectos no lineales

Nuevo factor de mérito que indica vulnerabilidad frente a efectos no lineales

$$M_2 = \frac{A_{eff,2}^2}{A_{eff,1}^2} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \frac{[e^{\alpha_1 L_1} - 1]^2 e^{\alpha_2 L_2}}{[e^{\alpha_2 L_2} - 1]^2}$$

→ Filtros ópticos lineales

usar filtros $H(\omega) = |H(\omega)| e^{j(\phi_0 + \phi_1 \omega + \frac{\phi_2}{2} \omega^2)}$

tal que en la banda de interés B_0 : $|H(\omega)| \approx 1$
 $\phi_2 = -\beta_2 L$

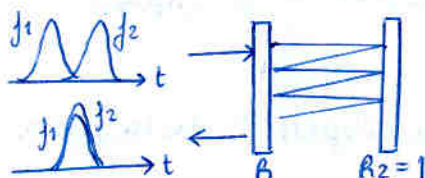
Taylor de $\phi(\omega)$

Factor de mérito para comparar la capacidad de compensación

$$M = \frac{\pi^2}{\ln(2)} \phi_2 B_0^2$$

no es fácil de conseguir B_0 grande

- Filtro de cavidad (Fabry - Perot)



$$R(f) = \frac{-\sqrt{R} + e^{i2\pi f T}}{1 - \sqrt{R} e^{-i2\pi f T}}$$

- periódico y con resonancias (con disp máxima)

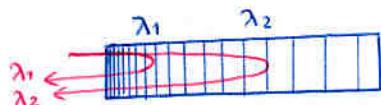
$$\phi_2 = \pm \frac{T^2 R^{1/4} (1 + \sqrt{R})}{2(1 - \sqrt{R})^2}$$

- B_0 es sólo una resonancia, muy estrecha, sólo para señales de baja velocidad

- Red de difracción con chirp lineal

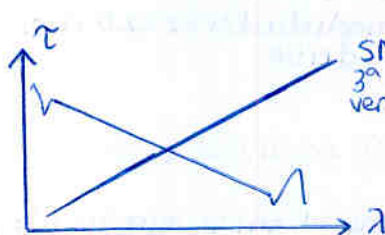
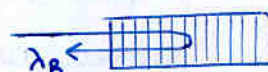
variar linealmente el periodo de la corrugación

$$\Lambda = \Lambda(z), \beta = \beta(z)$$



Se produce un retardo distinto para cada long. de onda

Recuerda: red de difracción constante refleja la long. de onda de Bragg $\lambda_B = 2n\Lambda_0$



$\sim 8 \text{ nm}$ de ancho banda

Dispersión por polarización PMD

Polarization mode Dispersion

I-3

la fibra es birrefringente: Distinto índice de refracción en los dos ejes principales



L < lc : enlace corto o ideal

Distinto índice en cada eje → distinto retardo para cada componente



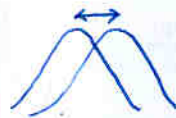
$$\vec{E}_{out} = C_+ E_{in}(\tau - \tau_+) \hat{u}_+ + C_- E_{in}(\tau - \tau_-) \hat{u}_-$$

Cualquier pulso a la entrada puede expresarse como combinación lineal en ambos ejes

$$\vec{E}_{in} = C_+ E_{in} \hat{u}_+ + C_- E_{in} \hat{u}_-$$

aprox de banda estrecha

$$\Delta T = \tau_+ - \tau_-$$



El problema es que ΔT es una V.A. que cambia con el tiempo y tiene fdp de tipo maxwelliano.

valor medio:

$$\langle \Delta T \rangle = \frac{d(\Delta \beta)}{d\omega} \sqrt{L} \cdot L$$

$$\langle \Delta T \rangle = \text{PMD} \cdot \sqrt{L}$$

[ps/√km]

Si el pulso de entrada está alineado con uno de los ejes principales de polarización, la distorsión de fase será únicamente un retardo (no alterará la forma)

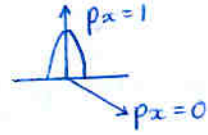
L > lc : enlace largo o real

Entrada:

componente en una dirección $p_x = 1$

componente en la ortogonal $p_y = 0$

diferencia $p_x - p_y = 1$

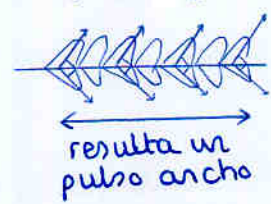


debido a perturbaciones de carácter ambiental, la orientación de los ejes principales cambian de forma aleatoria a lo largo del enlace
→ volver a descomponer e introducir ΔT
→ transvase de una polarización a otra

si $L < l_c$ $\langle p_x \rangle \approx 1$
 $\langle p_y \rangle \approx 0$
 $\langle p_x \rangle - \langle p_y \rangle \approx 1$

si $L = l_c$ $\langle p_x \rangle - \langle p_y \rangle = \frac{1}{e^2}$
por definición de l_c

si $L \gg l_c$ $\langle p_x \rangle \approx 0.5$
 $\langle p_y \rangle \approx 0.5$
 $\langle p_x \rangle - \langle p_y \rangle \approx 0$



Diseño de sistemas

PMD provoca ISI → se exige que la penalización no sea superior a 1 dB durante más de 30 minutos al año

penaliz < 1dB

$$\Rightarrow \text{PMD} \leq \frac{0.14}{B \sqrt{L}}$$

i.e.

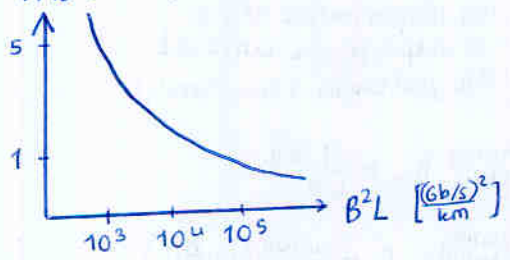
$$\langle \Delta T \rangle = \text{PMD} \sqrt{L} \leq \frac{0.14}{B}$$

se obtiene gráfica:

· sabiendo $B \sqrt{L}$ podré saber que PMD exigir a mi fibra

· sabiendo PMD de mi fibra podré saber el máximo $B \sqrt{L}$

PMD [ps/√km]



lógicamente esta 'dispersion' no depende de la λ sino de la polariz; por tanto no puede compensarse con DCF

i

Efectos no lineales

Potencia en la fibra elevada

- scattering Brillouin (SBS)
- scattering Raman (SRS) (requiere varias portadoras)
- automodulación fase → índice refracción dependiente de la pot
- coef de ganancia dependiente de la pot

Propagación a través de elemento diferencial de F.O. no lineal:

$$a(z+dz) = a(z) \cdot e^{\left[\underbrace{\left(-\frac{\alpha}{2} + j\beta\right)}_{\substack{\text{atén} \\ \text{fase}}} dz + \underbrace{\left(\frac{g \cdot P(z)}{2 A_{eff}}\right)}_{\text{efectos no lineales}} dz \right]}$$

↑
envolvente del campo

Integrando la expresión queda

$$a(L) = a(0) \cdot e^{\left[\left(-\frac{\alpha}{2} + j\beta\right)L + \left(\frac{g P(0)}{2 A_{eff}}\right) L_{eff} \right]}$$

long. efectiva: tiene en cuenta que la pot se va atenuando con z

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

$L_{eff} \approx 20 \text{ km}$ en 3ª vent

$$\begin{cases} \alpha L \ll 1 \rightarrow L_{eff} \approx L \\ \alpha L \gg 1 \rightarrow L_{eff} \approx 1/\alpha \left[\text{Np/m} \right] \end{cases}$$

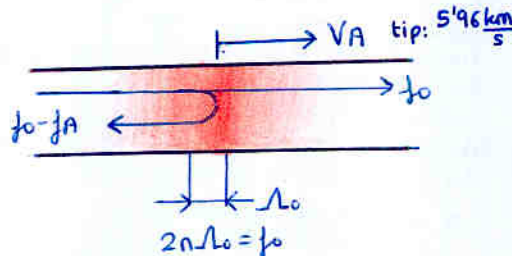
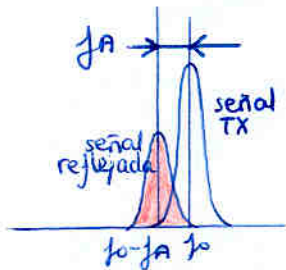
$\propto P(z) = |a(z)|^2$ pot óptica
 $\propto 1/A_{eff}$ ($A_{eff} \approx 80 \mu\text{m}^2$)
 $\propto g$ (coef de ganancia)
 si g real: scattering (ganancia)
 si g imag: SPM (fase)

$$\alpha \left[\text{Np/m} \right] = \frac{\alpha \left[\text{dB/m} \right]}{10 \log e}$$

tal que $10 \log (A \cdot e^{-\alpha L}) = A(\text{dB}) - \alpha \left(\frac{\text{dB}}{\text{m}} \right) \cdot L$

Scattering Brillouin

Señal óptica intensa genera por electrostricción onda acústica inaudible que se propaga a velocidad V_A → genera modulación del índice de refracción $\equiv$ un periodo de una red de Bragg, con $\lambda_B = \lambda_{\text{señal óptica}}$



Red de Bragg (que refleja la señal óptica) moviéndose a velocidad V_A : es como un espejo a f_0 moviéndose a V_A
 La onda reflejada estará a frecuencia $f_0 - f_A$ → desplazamiento Doppler

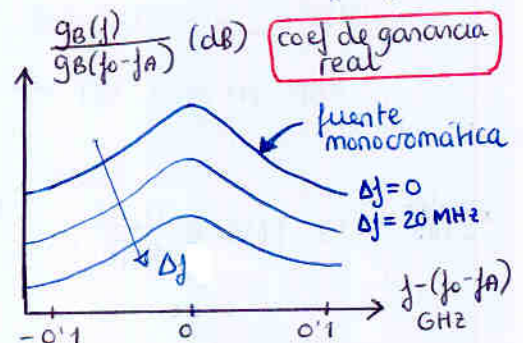
Se trabaja con vectores de onda teniendo en cuenta dirección de la onda



El scattering Brillouin es máximo en el sentido contrario a la propagación
 $\omega_A = 2 V_A |k_0| \sin(\theta/2)$

$$f_A = \frac{2 n V_A}{\lambda_0} \sim 11-12 \text{ GHz}$$

separación muy pequeña

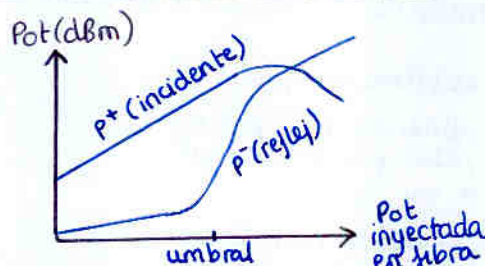


El scattering Brillouin disminuye al aumentar el ancho de línea de la fuente (sube el umbral)

El efecto Brillouin no es importante si no se supera un umbral de potencia (10-20 mW)

Fuente CW $P_{ou} \approx \frac{21 A_{eff}}{L_{eff} g_B}$

Fuente modulada NRZ $P_{ou} \approx \frac{42 A_{eff}}{L_{eff} g_B} \left(1 + \frac{\Delta f_0}{\Delta f_B} \right)$



¡ saturación de pot incidente! aunque inyectemos más pot a la fibra no aumenta la incidente (se refleja!)

→ Automodulación de fase SPM

Índice de refracción en una fibra

$$n(z) = n_0 + n_2 \cdot \frac{P(z)}{A_{eff}}$$

índice lineal (depende de la frecuencia F.O. dispersiva) $\uparrow$ índice no lineal $\uparrow$ depende débilmente de la pot

ej: sílice $n_2 = 2.6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$

Integrando:

El cambio de fase no lineal

$$\Phi_{NL} = \gamma \cdot P(z=0, t) \cdot L_{eff}$$

depende de la señal

Automodulación

Introduce un chirp distribuido adicional dado por:

$$\Delta f_{NL}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi_{NL}(t)}{dt}$$

chirp negativo siempre, al contrario de los láseres semiconductor

Por ello puede usarse para compensar

se llama anómalo al caso normal... ejem

• Efectos de SPM (típicos en tests)

- Si la fibra no tiene dispersión; al igual que el chirp de la fuente no tenía efecto negativo, el SPM tampoco (sólo ensanchamiento espectral, que sin dispersión no se traduce en un ensanchamiento temporal)

- Fibra normal 3ª ventana: $\beta_2 < 0$ (dispersión anómala)

- chirp de láser $c > 0$
 - chirp por SPM $c < 0$
- SPM contribuye a paliar el efecto de la dispersión

ya que si $\beta_2 < 0$ interesa $c \leq 0$

- Fibra 'especial' $\beta_2 > 0$ (dispersión normal)

SPM introduce $c < 0$ y por tanto ensancha el pulso en el tiempo

Láser + SPM puede modelarse en ETDM como un chirp global

$$C = \alpha_0 + \alpha_{SPM}$$

$\alpha_0 > 0$ $\alpha_{SPM} < 0$

Para pulsos gaussianos y enlaces con dispersión constante:

$$\alpha_{SPM} = -\frac{\gamma K P(0)}{\alpha} \left(1 + \frac{L_{eff}}{L}\right)$$

$$K = 1/\sqrt{2}$$

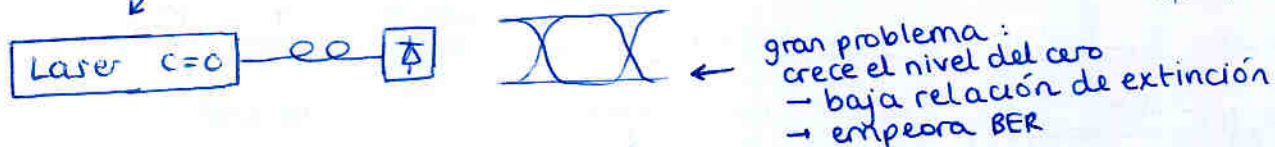
Prácticas de ETDM

• Práctica 1: Oscilaciones relajación, I_b/I_{th} , chirp

Tasa baja (16b/s) $\rightarrow$ Poco AB $\rightarrow$ el efecto de la dispersión no se nota a menos que haya chirp

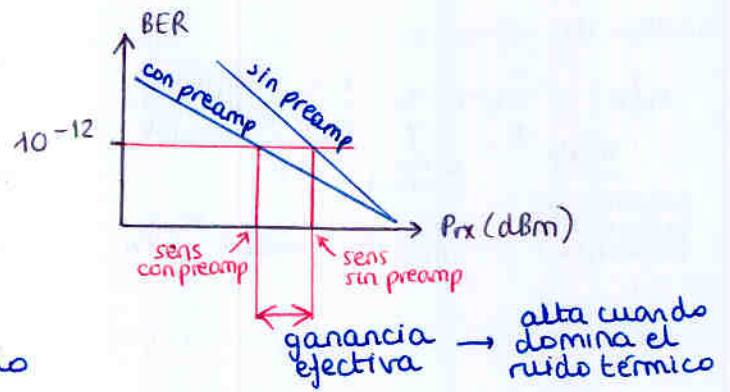
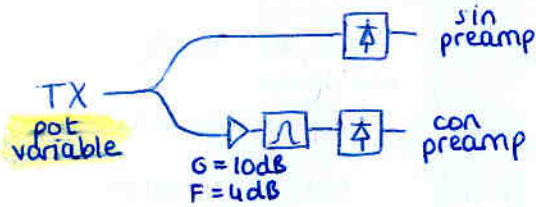
se nota ensancham. temporal dispersión

solución al chirp: modulación externa

solución a oscilaciones de relajación: aumentar $\frac{I_b}{I_{th}}$ 

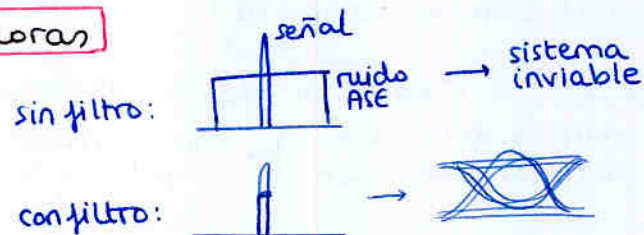
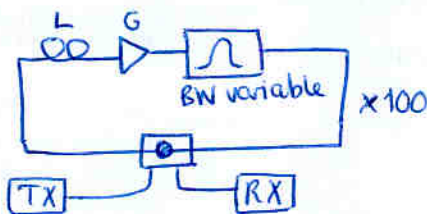
Práctica 2: BER con preamplificador

Recuerda: interesa BER baja !!



- si aumento la F del amplificador, (i.e. introduce más ruido ASE) sube la curva de BER, reduciendo la ganancia efectiva
- si aumento el ruido térmico, suben AMBAS gráficas, pero la mejora relativa vuelve a ser mejor (mayor ganancia efectiva)

Práctica 3: Secciones repetidoras

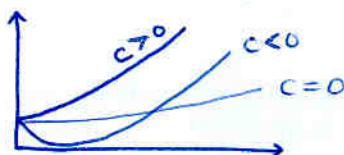


Ganancia [ideal $G = 1/L$ (compensa justo)]
si hacemos $G \uparrow \rightarrow$ empeora prestaciones

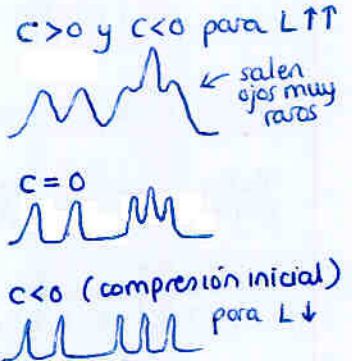
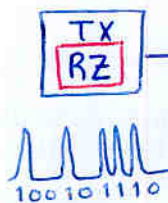
Long. tramo [interesan tramos cortos]

Práctica 4: Chirp

Fibra estándar $\beta_2 < 0$



Jugando con el chirp de un Mach-Zender vemos el efecto



Práctica 5: Fibra compensadora ¿Antes o después?

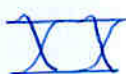
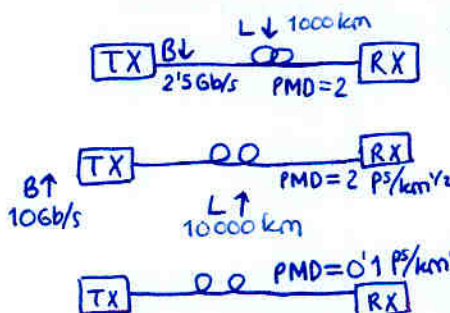
DCF - SMF
dispersion compensation fibre
standard monomode fibre

mejor después, para que se someta la DCF a menor potencia y se noten menos los efectos no lineales (ya que $A_{eff} = 20 \mu m^2$ en vez de $80 \mu m^2$)



Práctica 6: Dispersión por polariz (PMD)

(no confundir PMD: dispersión por polariz con SPM: self-phase mod: efecto no lineal)



PMD no afecta si L y B ↓



inviable



fibra con baja PMD permite altas BTL

Recuerda exigimos

$$PMD \leq \frac{0.14}{B \sqrt{L}}$$

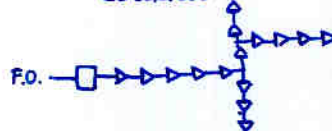
Capítulo 2: SCM. Multiplexación por división de subportadora

1. Arquitecturas de sistemas SCM

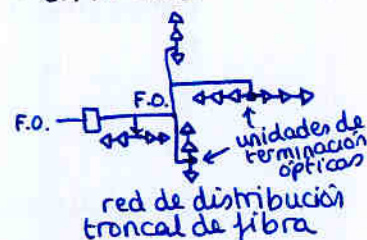
Tecnologías de acceso banda ancha

- ADSL: bucle de abonado digital cable de pares
- **HFC**: híbridos fibra-coaxial (supportadoras RF y QAM)
- PONS: red óptica hasta usuario (Japón) digital banda base

• CATV tradicional coaxial



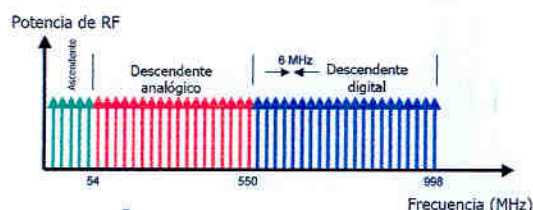
• CATV HFC



CATV/HFC: bidireccional e interactiva
 Downlink: típico QAM } una long. de onda para cada sentido
 Uplink: tipo QPSK

2. Planes de frecuencia y servicios

- Plan de frec. NTSC para CATV (USA)



USA } Espaciado 6 MHz
 Japón }

- Otros planes de frecuencia

- PAL B/G (Europa)

110 canales: 48'25 - 855'25 MHz

Espaciado 7/8 MHz (en España 8 MHz)

- Cenelec (plan de medidas)

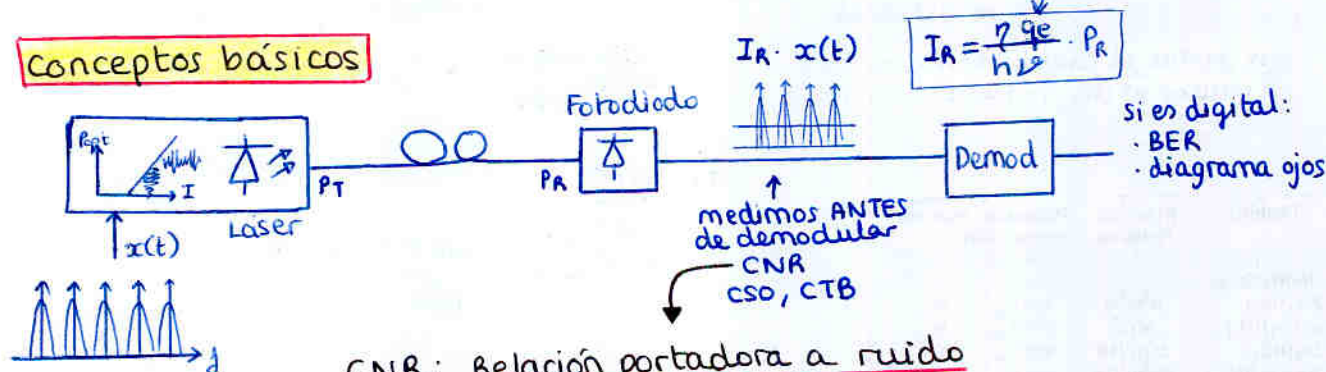
42 canales PAL: 48'25 - 855'25 MHz

Espaciado 7/8 MHz

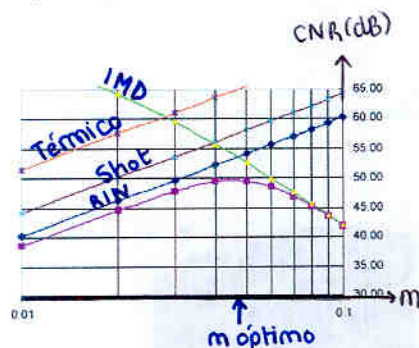
- Servicios:

- TV digital y datos
- TV analógica

3. Conceptos básicos



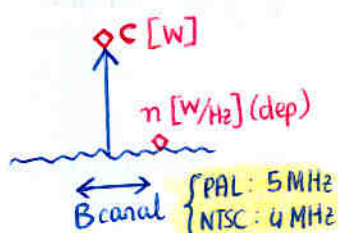
CNR típica de CATV:



límite RIN
 (RIN cte con m)
 (sólo depende de la pot óptica)

límite IMD
 (IMD $\propto m^2$ (2º orden)
 $\propto m^4$ (3º orden))

CNR: Relación portadora a ruido



$$CNR = \frac{C}{n \cdot B_c}$$

pot de la subportadora de RF
 pot. ruido en 1 canal

$$C = \frac{1}{2} m^2 I_R^2$$

pot de la subportadora
 índice de modulación

$$CNR_{tot} = \frac{\frac{1}{2} m^2 I_R^2}{B_{canal} [2 q I_R + I_{eq}^2 + RIN \cdot I_R^2] + IMD_2 + IMD_3}$$

shot
 térmico (receptor)
 RIN (intensidad)
 intermodulación (estrictamente la CNR no lo incluye, sólo la CNR total)

Requisitos sistema CATV

- CNR > 45 dB
- CTB y CSO < -53 dBc (MUY lineal; ej: O no usa mach-zender con linealizador)
- se mide usando generadores multitono (portadoras sin modular)

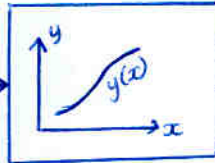
Intermodulación

$y(t) = P_{out}$

Función de transferencia no lineal

$y(t) = \frac{1+x(t)}{\text{lineal}} + ax^2(t) + bx^3(t)$

$x(t) = m \cos(\omega_1 t + \phi_1) + m \cos(\omega_2 t + \phi_2) + \dots$
 ej $x(t) = \begin{cases} I_{in} \text{ (mod directa)} \\ V_{in} \text{ (mod externa)} \end{cases}$

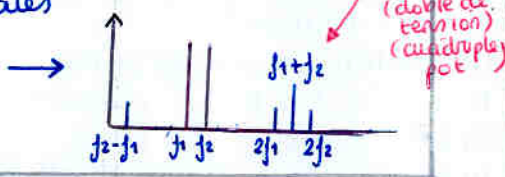


Intermodulación de 2º orden

$ax^2(t)$ (pot $\propto m^2$)

- Distorsión armónica: (HD₂) $2\omega_i$ batidos de un tono consigo mismo
- Intermodulación: (IM₂) $\omega_i + \omega_j$ batidos entre dos tonos (IM siempre más pot que HD)

ej: 2 canales



Composite second order

$CSO(dBc) = \frac{IMD_2}{C}$
 ← pot total de los prod de interm. que caen en un canal
 ← pot del canal

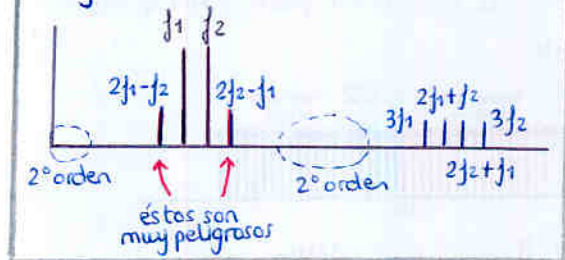
En cada canal cae un nº de prod de intermodulación distinto

Intermodulación de 3º orden

$bx^3(t)$ (pot $\propto m^3$) — no lo entiendo

- Distorsión armónica (HD₃) $3\omega_i$
- Intermodulación (IM₃) $\begin{cases} 2\omega_i \pm \omega_j \\ \omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k \end{cases}$

ej: 2 canales



Composite Triple Beat

$CTB(dBc) = \frac{IMD_3}{C}$
 ← pot total de los IMD₃ que caigan en un canal
 ← pot del canal

el ruido arriba: interesa CSO, CTB ↓↓

Término	Potencia Relativa	Potencia (normalizada)	Número
ω_1 (portadora)	1	1	-
$2\omega_1$ (HD ₂)	$a^2 m^2 / 4 = m^2 C_{2H}^2$	$m^2 C_{2H}^2$	N_{2H}
$\omega_1 \pm \omega_2$ (IM ₂)	$a^2 m^2 = m^2 C_{IM2}^2$	$m^2 C_{IM2}^2$	N_{IM2}
$3\omega_1$ (HD ₃)	$b^2 m^4 / 16 = m^4 C_{3H}^2$	$m^4 C_{3H}^2$	N_{3H}
$2\omega_1 \pm \omega_2$ (IM _{3D})	$9b^2 m^4 / 16 = m^4 C_{IM3D}^2$	$m^4 C_{IM3D}^2$	N_{IM3D}
$\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$ (IM ₃)	$36b^2 m^4 / 16 = m^4 C_{IM3}^2$	$m^4 C_{IM3}^2$	N_{IM3}

recuerda pot $\propto$ (tensión)²
 definimos las constantes

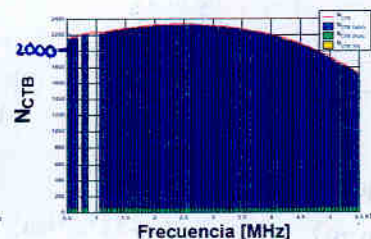
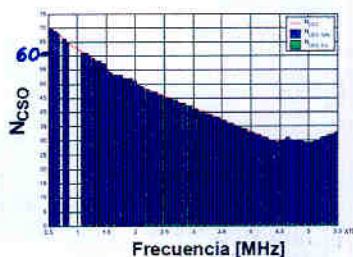
C = pot subport

$IMD_2 = \left(\frac{m^2 I_R}{2} \right) m^2 (N_{2H} C_{2H}^2 + N_{IM2} C_{IM2}^2)$
 CSO

$IMD_3 = \left(\frac{m^2 I_R}{2} \right) m^4 (N_{3H} C_{3H}^2 + N_{IM3D} C_{IM3D}^2 + N_{IM3} C_{IM3}^2)$
 CTB

El número de productos de intermodulación de cada tipo que cae en un canal puede ser calculado para cierto plan de frecuencias

ej: plan NTSC standard 79 canales



↑ mayor nº de productos 3º orden en el centro

4. Fuentes de degradación en un sistema SCM

4.1. Degradación en el transmisor

• Ruido relativo de Intensidad

- Principal factor limitador en SCM
- RIN del láser se propaga por el enlace y aparece como fuente en el receptor

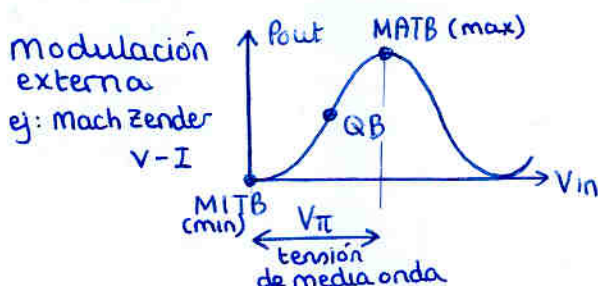
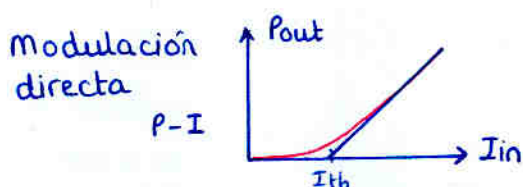
$$\sigma_{RIN}^2 = \underbrace{(R \cdot P_r)^2}_{I_R^2 \text{ fotocorriente al cuadrado}} \cdot \underbrace{RIN}_{\text{parámetro del láser (dB/Hz)}} \cdot \underbrace{B_e}_{\text{AB receptor}}$$

solución: usar láser con baja RIN (-160 dB/Hz)

- Es blanco en el espectro óptico, pero al fotodetector tiene un pico resonante en el espectro eléctrico

- Depende de la pot óptica (amplificar señal óptica NO mejora la relación C/RIN)
- No depende del índice de modul. (aumentar m sí mejora la relación C/RIN)

• Intermodulación estática



Idealmente P-I es lineal → no hay intermod.

En realidad: $P_{out} = A + B I_{in} + C I_{in}^2 + D I_{in}^3$
↳ distorsión armónica e intermodulación

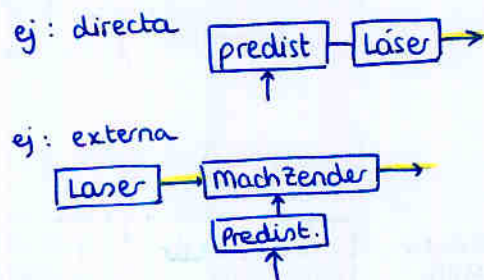
$$P_{out} = A + B V_{in} + C V_{in}^2 + D V_{in}^3 + \dots$$

Punto QB: Quadrature Bias

- punto de más linealidad
- la función es impar y por tanto sólo hay distorsión de ordenes impares (i.e. 3º orden, no 2º!!)

compensación de la intermodulación estática: Predistorsionador

Pasar la señal eléctrica moduladora por un predistorsionador (electrónico) que compense la parte no lineal de la curva



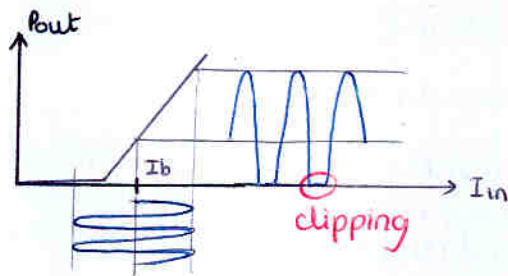
• Intermodulación dinámica

- Se produce en láseres con modulación directa
- Debida a que la relación entre portadores y fotones en la cavidad es no lineal

Formalmente las expresiones para IMD_2 e IMD_3 son idénticas, pero los coeficientes C_{2H} , C_{3H} ,... dependen de los parámetros tecnológicos del láser

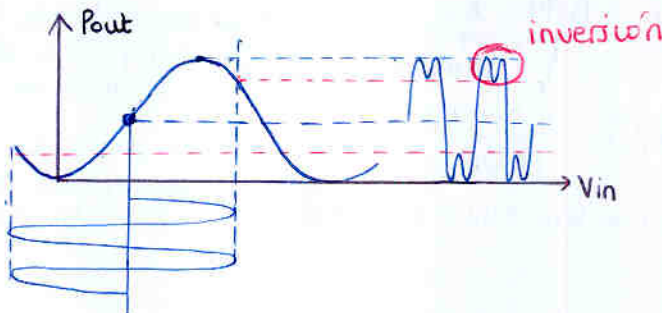
• Intermodulación por recorte de la señal (clipping)

- Láser bajo modulación directa



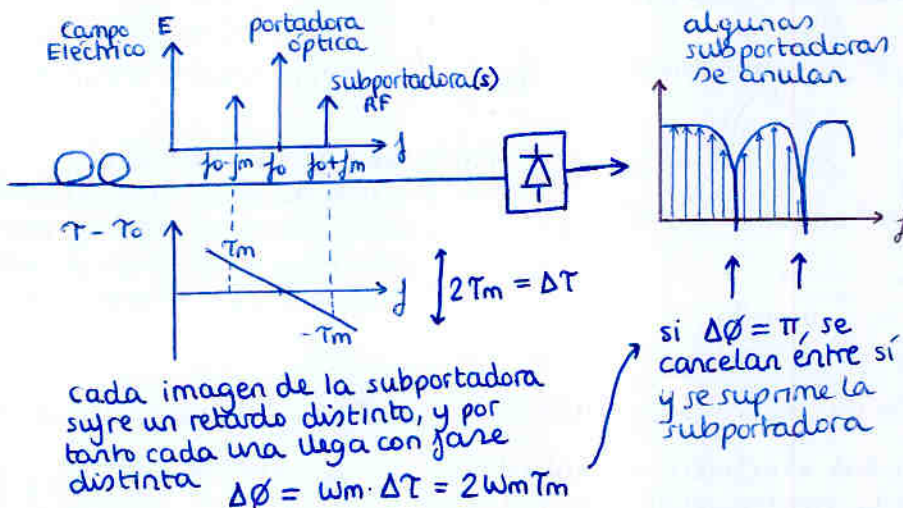
también ocurre intermodulación por las oscilaciones de relajación

- modulación externa



u.2 Degradación en el medio de transmisión

• Efecto de supresión de portadora



Cuidado: no confundir

• En ETDM la dispersión provoca ensanchamiento de los pulsos

• En SCM provoca supresión de portadora

CAUSA IMPORTANTE de intermodulación junto a f. de trans no lineal y clipping

• Intermodulación por dispersión cromática y chirp

necesita AMBAS condiciones

Chirp (láser bajo modulación directa) + dispersión (fibra estándar 3ª ventana) SMF

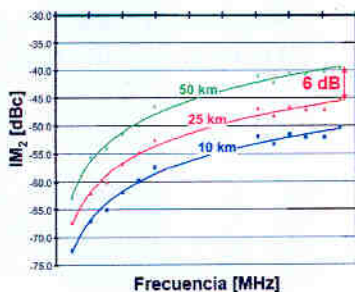
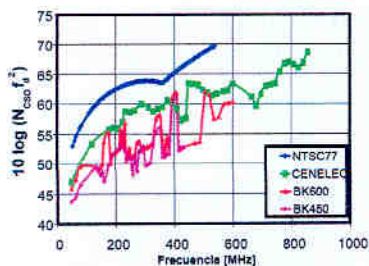
≡ Distorsión de segundo y tercer orden

CSO >>> CTB → despreciable

$$CSO_{DISP} = N_{CSO} \cdot \left\{ 2\pi f_m \frac{\lambda^2}{c} DL \gamma_{FM} (I_b - I_{th}) \right\}^2$$

freq a la que se produce la distorsión

disp long



Duplicar la longitud aumenta 6 dB la IM2

Contramedidas:

- Las mismas que para evitar chirp y compensar dispersión
- Eliminar cualquiera de ambas ya elimina la distorsión por dispersión
- solución típica: modulación externa

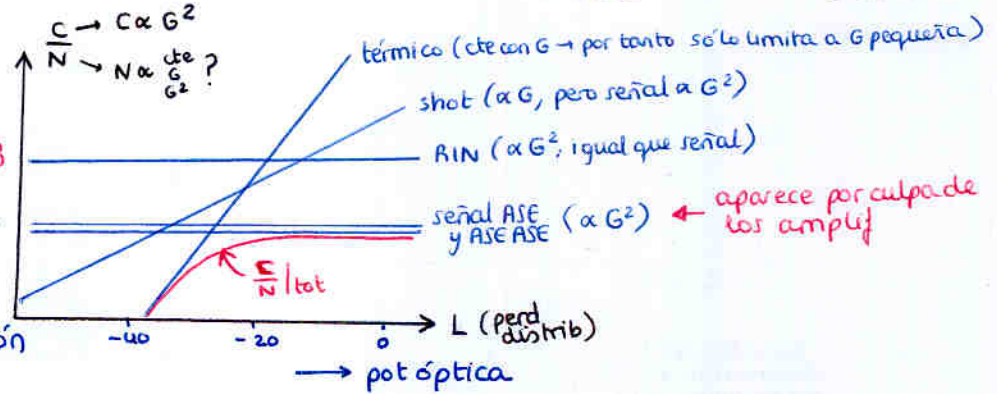
Ruido ASE en sistema con amplificadores ópticos

El uso de AO para aumentar el alcance introduce nuevas fuentes de ruido en el receptor σ_{S-ASE}^2 y $\sigma_{ASE-ASE}^2$

$$CNR = \frac{\frac{1}{2} m_k^2 I_R^2}{B_{eq} \left[2qI_R + I_{eq}^2 + RIN \cdot I_R^2 + \underbrace{4h\nu n_{sp} L(G-1)R I_R}_{\text{batido señal ASE } \propto G^2} + \underbrace{2B_o(n_{sp} R L h\nu (G-1))^2}_{\text{batido ASE-ASE } \propto G^2} \right] + IMD_2 + IMD_3}$$

El RIN siempre nos da un límite máximo $CNR < 60$ dB

usar amplif ópticos es interesante sólo si la pérdida de CNR merece la pena para mayor potencia y capacidad de distribución

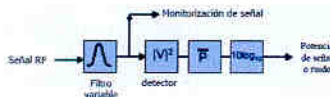


5. Medidas en un sistema de CATV analógico

medidas con VPI

Potencia de portadora y de ruido

Módulo CarrierNoise



Puede medir:

- La potencia de una portadora ajustando el filtro a su valor y tomando una banda pasante muy estrecha.
- La potencia de ruido en un canal, ajustando la banda pasante del filtro a la del canal y sintonizándolo de forma que no seleccione la portadora.

En ambos casos, se obtiene la potencia media Promediada sobre la ventana temporal (TimeWindow) y generada sobre una resistencia de 1 Ω .

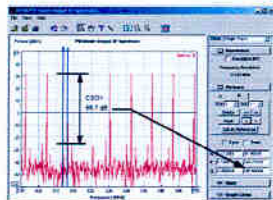
Medida de CSO

Se mide empleando el marker del RFSA para determinar la diferencia entre la potencia de señal y la del mayor producto CSO.

- Unicación del CSO para NTSC: +/- 1.25 MHz de la portadora
- Ubicación del CSO para PAL: +/- 0.25 MHz de la portadora

Ejemplo NTSC:

Para medir CSO y CTB no importa el AB resolución

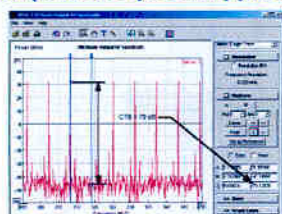


Medida de CTB

Es necesario suprimir la subportadora, ya que el CTB se genera a dicha frecuencia. Se realiza empleando el parámetro "DeleteChannel" del módulo generador de subportadoras.

Se mide empleando el marker del RFSA para determinar la diferencia entre la potencia de señal (de otra subportadora) y la del CTB.

Ejemplo NTSC:

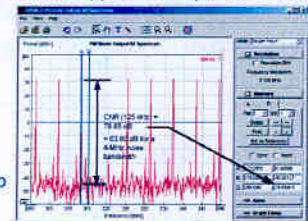


Densidad espectral de ruido y CNR

Al igual que en la práctica, se emplea el analizador de espectros de RF (RFSA) y sus markers. El nivel de ruido medido (W) es aquel contenido en la anchura de banda de resolución del aparato (por defecto viene dado por 1/TimeWindow). La densidad espectral (W/Hz) se obtiene dividiendo la medida de ruido por la anchura de banda de resolución (Hz). Después habrá que multiplicar por Bek (Hz) (anchura del canal) para obtener pot total de ruido N (W) en el canal.

La medida de CNR depende de varios factores. El nivel de ruido puede variar de canal a canal y para realizar medidas precisas es necesario emplear filtros paso-banda y a veces suprimir la portadora para evaluar el ruido y la intermodulación.

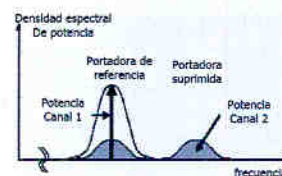
Para la CNR se suele tomar el valor del ruido a una distancia de 2 MHz de la portadora.



variar AB resolución varía el nivel de ruido, por eso dividir por AB resolución para obtener n(w/Hz) y luego multiplicar x Bcanal

CNR mediante promediado espectral

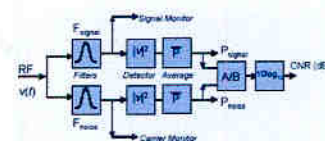
Una forma muy exacta de medir la CNR consiste en promediar la potencia de señal y la del ruido en dos canales. El primero posee una portadora dominante sobre el ruido, mientras que el segundo solamente ruido e intermodulación al suprimirse la portadora.



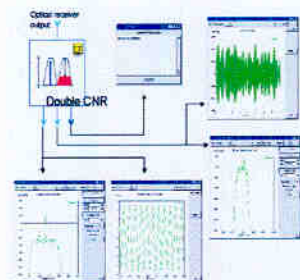
Si los filtros empleados para seleccionar ambos canales poseen un ancho de banda equivalente al del ruido del receptor, entonces la CNR estimada es muy precisa.

CNR mediante promediado espectral

VPI dispone del módulo DoubleCarrierToNoise para realizar dicha medida.

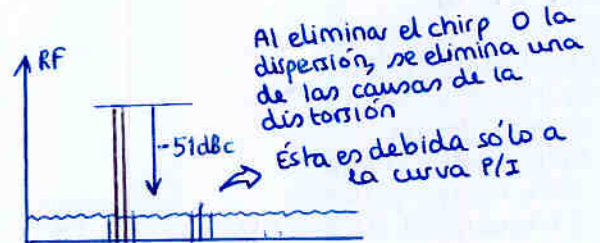
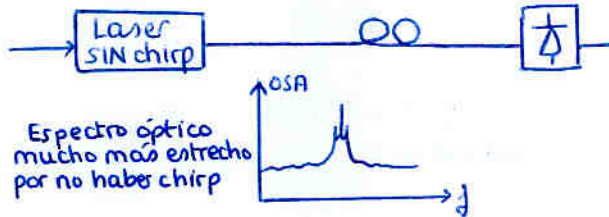
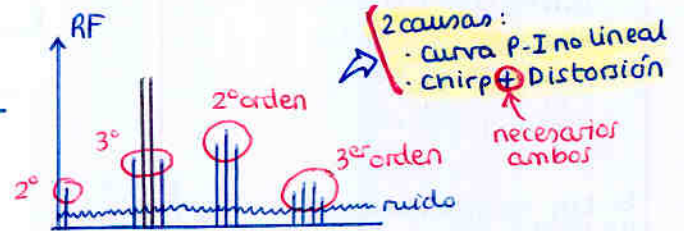
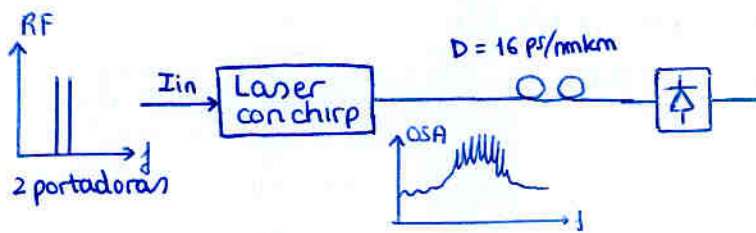


- Se indica la relación entre las dos potencias.
- Se accede a las dos formas de onda en tiempo o frecuencia.
- Se emplea la portadora del canal adyacente al sujeto a medida.



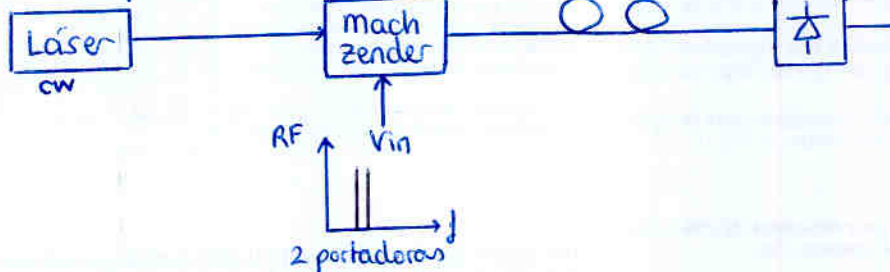
Prácticas de SCM

Práctica 1: Productos de Intermodulación: modulación directa



Práctica 2: Productos de intermodulación: Mach-Zender

Nota: el chirp de este laser es irrelevante; sólo crea distorsión el chirp que tenga el dispositivo modulador (junto a la condición de fibra dispersiva)

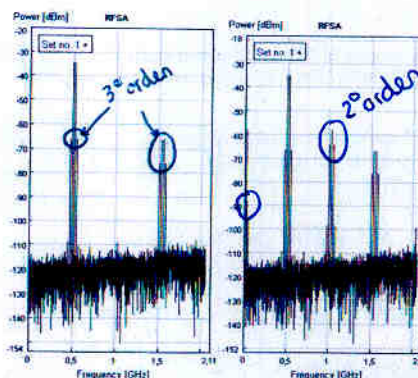
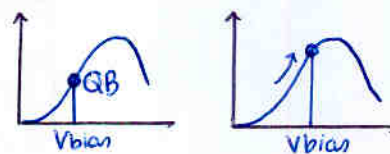


De nuevo hay 2 causas:

- chirp modulador + fibra dispersiva. (eliminar una de las 2 condiciones elimina la causa)
- Curva P-V si está polarizado en QB, sólo hay productor de orden impar

- Eliminando el chirp se reduce la distorsión de (chirp + dispersión)
- sólo queda la distorsión por no linealidad de la curva P-V.

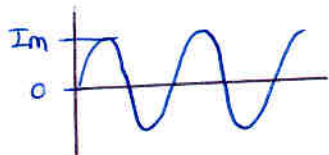
Podemos ver que para $V_{bias} = V_{QB}$ sólo hay intermodulación impar



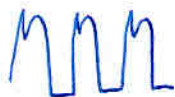
(ya no está en QB)

Práctica 3: Clipping en láser

Inicialmente: 1 portadora



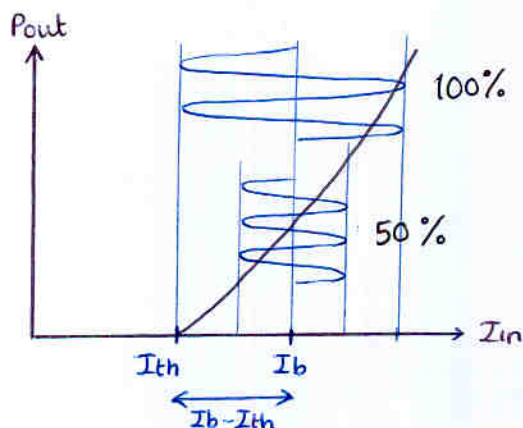
índice alto (110%) $\Rightarrow$ clipping
+ oscilaciones de relajación por cruzar el umbral



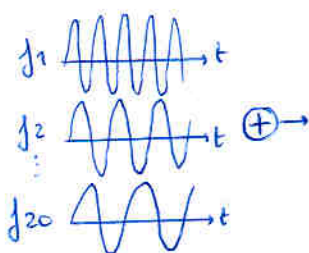
índice bajo (10%) $\Rightarrow$ no hay clipping, pero el ruido se nota más (menor nivel de señal)



Para un I_b/I_{th} dado se define el índice de modulación del láser como $\frac{I_m}{I_b - I_{th}} \times 100$



Con 20 subportadoras



si se suman sin fases aleatorias, hay picos cuando se suman en fase



Al haber clipping aparecen MUCHOS productos de intermodulación

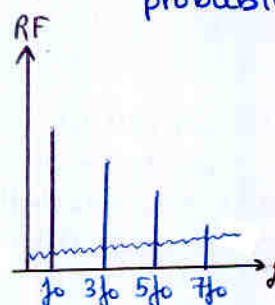
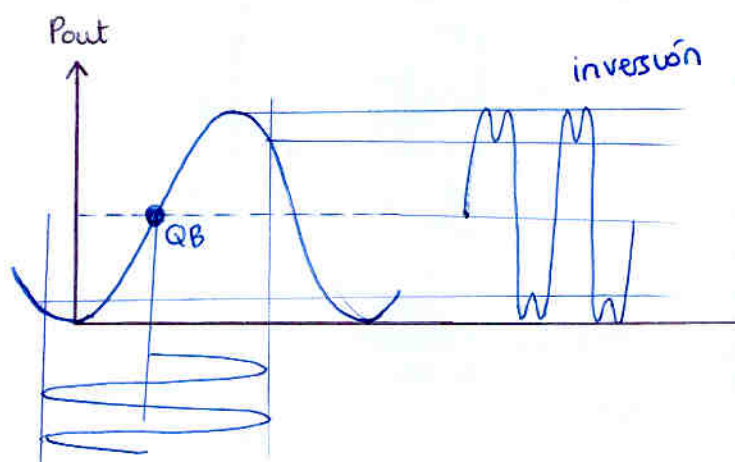
En la realidad las fases son aleatorias, y el nivel no sobrepasa un cierto valor con cierta probabilidad



para evitar clipping se diseña I_b/I_{th} e I_m no en el peor caso, sino en un determinado % del tiempo (estadísticamente)

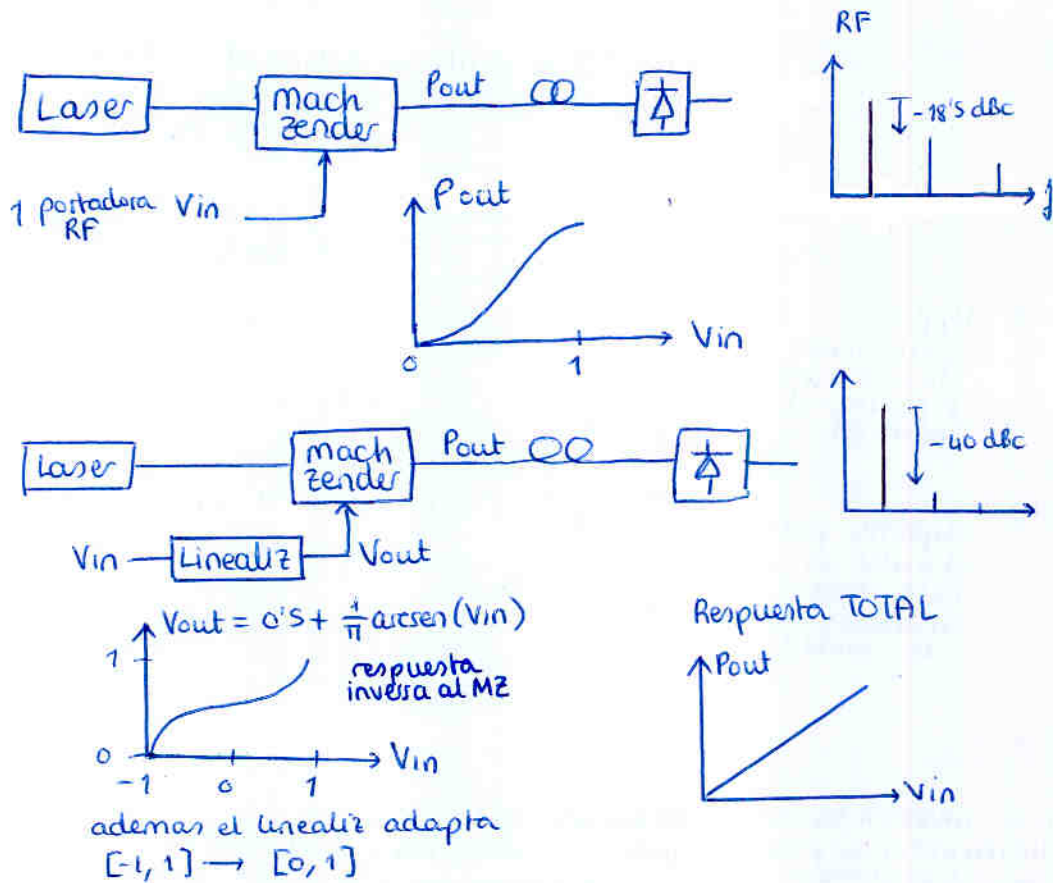
i.e. no garantizamos que no haya clipping nunca (peor caso: suma en fase, $I_m = n \cdot A$) porque eso no ocurre nunca. se garantiza no clipping estadísticamente con cierta probabilidad

Práctica 4: Clipping en Mach-Zender

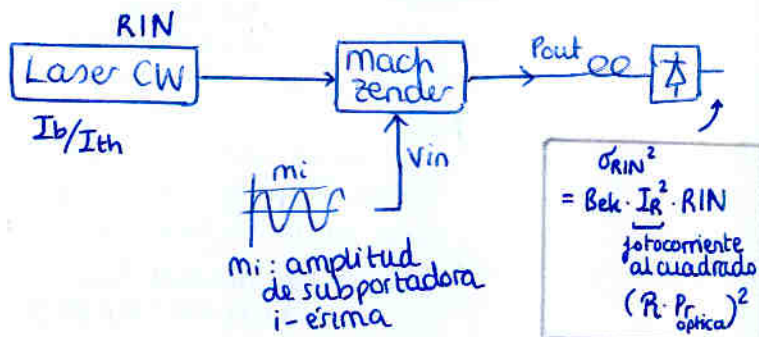


El clipping/inversión ha introducido fuertes productos de inter-modulación, pero por estar en Q_B son sólo de orden impar

Práctica 5. Circuito de linealización



Práctica 6. Ruido RIN en SCM

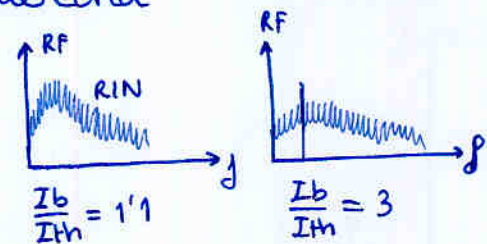


cambiando I_b/I_{th}

Aumentar I_b/I_{th} implica aumentar la amplitud de la portadora óptica

$RIN \propto (I_b/I_{th} - 1)^{-3}$

aumentando I_b/I_{th} , se reduce el ruido RIN, y el pico de resonancia se suaviza y desplaza a la derecha



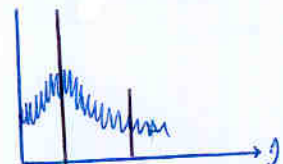
Cambiando amplitud de subportadora (índice de modulación)

Aumentando la amplitud de la subportadora (no de la portadora óptica) el ruido RIN no se afecta, pero el nivel de señal crece, mejorando la CNR

$$CNR = \frac{m_i^2/2}{RIN \cdot B}$$

para medir la CNR usa el bloque especial DoubleCarrierToNoise (ver II-3: medidas)

aumentar m_i mejora la CNR frente a RIN fácilmente
(ver graf pag II-1) aumentan los productos de intermodulación ($\propto m^2$ y m^4)

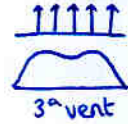


1. Introducción

- Finales de los 80 :
 - una única portadora
 - regeneradores caros
 - utilizar más portadoras implicaba duplicar regeneradores

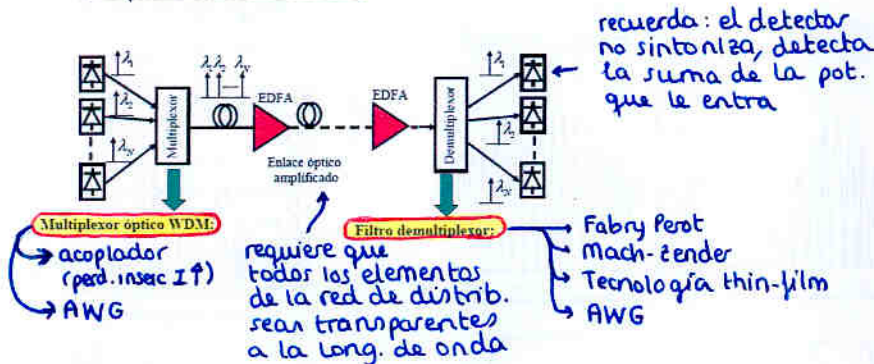


- Amplificadores dopados de fibra de Erblio (amplifica toda la ventana!)



Dispara el interés por WDM

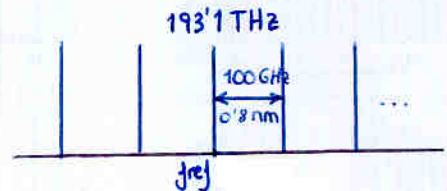
Esquema básico :



Normalización ITU

- permite futura interconexión óptica
- fabricantes pueden automatizar diseño y fabricación

ITU-T G.mcs

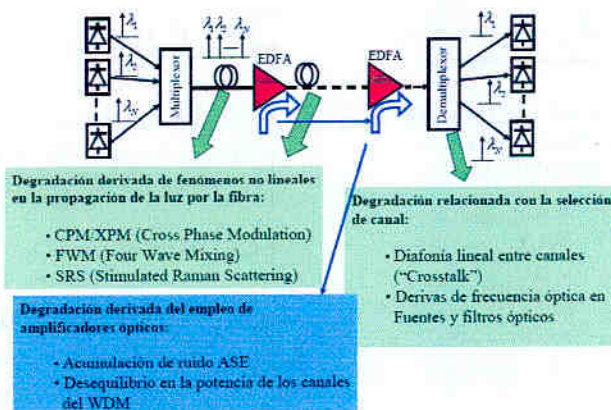


$$f = f_{ref} + n \cdot 100 \text{ GHz}$$

- 16 canales : $n = -10, -9, \dots, +5$
- 36 canales : $n = -25, -24, \dots, 9, 10$

La separación entre canales se puede reducir a 50 GHz o a 25 GHz (DWDM : Dense WDM)

Fenómenos de degradación en WDM



Sistemas experimentales presentados en OFC'98 (a aparecer en 3 a 5 años)

- 100 longitudes de onda de 10 Gbit/s en un enlace de 400 km (Bell Labs)
- 4 longitudes de onda de 40 Gbit/s en un enlace de 176 (NTT)

Evolución de la capacidad y coste de los sistemas WDM

Año	SR (1/s por OC-192)	Capacidad Total (Gbit/s)	Capacidad por canal	Longitud de onda
antes de 1994	750	2.5	2.5	1
1995	325	2.5	2.5	1
1995	199	10.0	2.5	4
1996	144	20.0	2.5	8
1996	117	40.0	2.5	16
1997	95	100.0	2.5	40
1998	4	400.0	10.0	40

2. Filtrado de canal

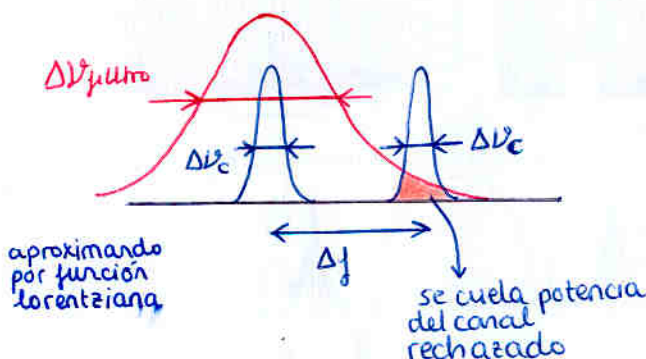
- Penalización por diafonía

Penalización de potencia

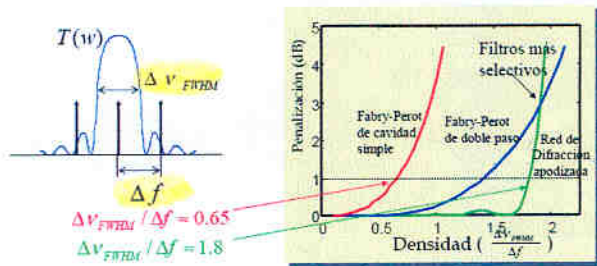
$$\delta x = 10 \log \left(1 + \frac{\Delta P_c}{\Delta P_j} \right) + 10 \log \left(1 + \left(\frac{\Delta P_j + \Delta P_c}{2 \Delta f} \right)^2 \right)$$

debido al efecto del filtro sobre el canal seleccionado (de anchura no nula)

debido a potencia interferente del canal rechazado



Distintas tecnologías de filtros proporcionan distintos resultados



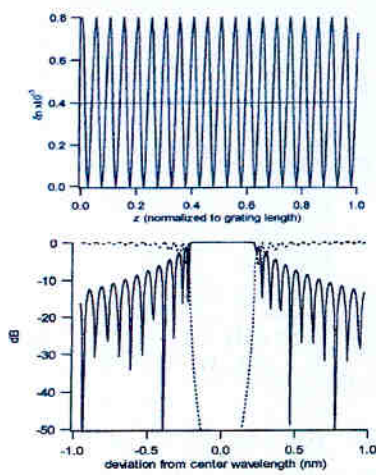
• **FBG's** $\begin{matrix} n \\ \uparrow \\ \text{---} \end{matrix}$ perturbación del índice de refracción $n(z)$

• Amplitud y fase de la perturbación etc

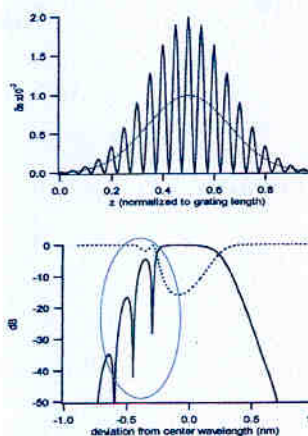
• FBG Apodizadas

• FBG Enventanadas

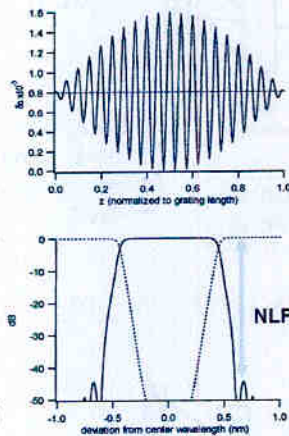
• FBG muestreadas, superpuestas, o Moire FBG



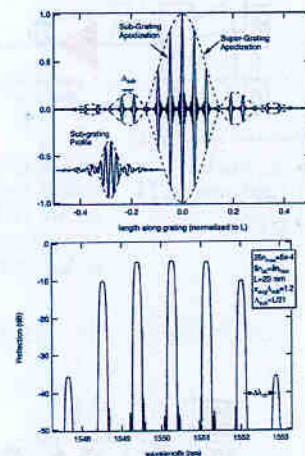
no muy buen rechazo (interferen -20dB)



• nivel medio de la perturbación variable
• fenómeno no deseado de picos a long. onda de Bragg (en fabricación se usa postcompensación o apodización inmune a este efecto)



• nivel medio de la perturbación constante
- mejora el NLPS
- reduce las oscilaciones en el retardo de grupo



• métodos de fabricación permiten control muy preciso de la perturb.

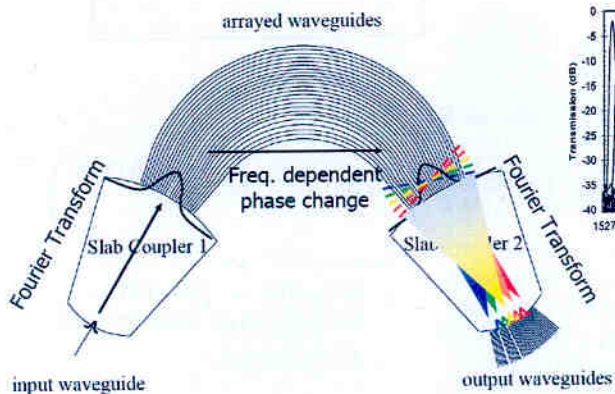
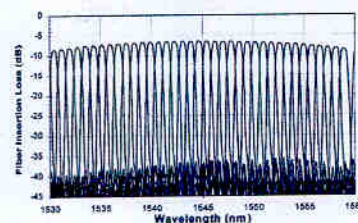
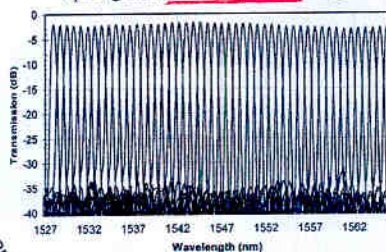
Procedimientos de **SINTESIS**: eliges la respuesta en amplitud y fase y te calcula la perturbación $n(z)$

• **AWG**

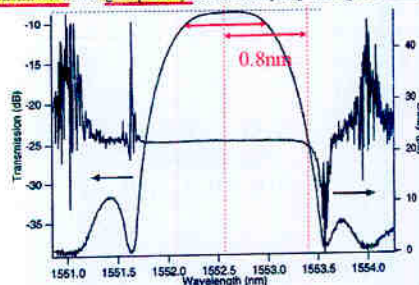
Jugando con las distribuciones modales en las guías planares podemos conseguir distintos diseños.

1x48 AWG with 100GHz channel Spacing and a Gaussian passband design

1x36 AWG with 100GHz channel Spacing and a Gaussian Flat Top design

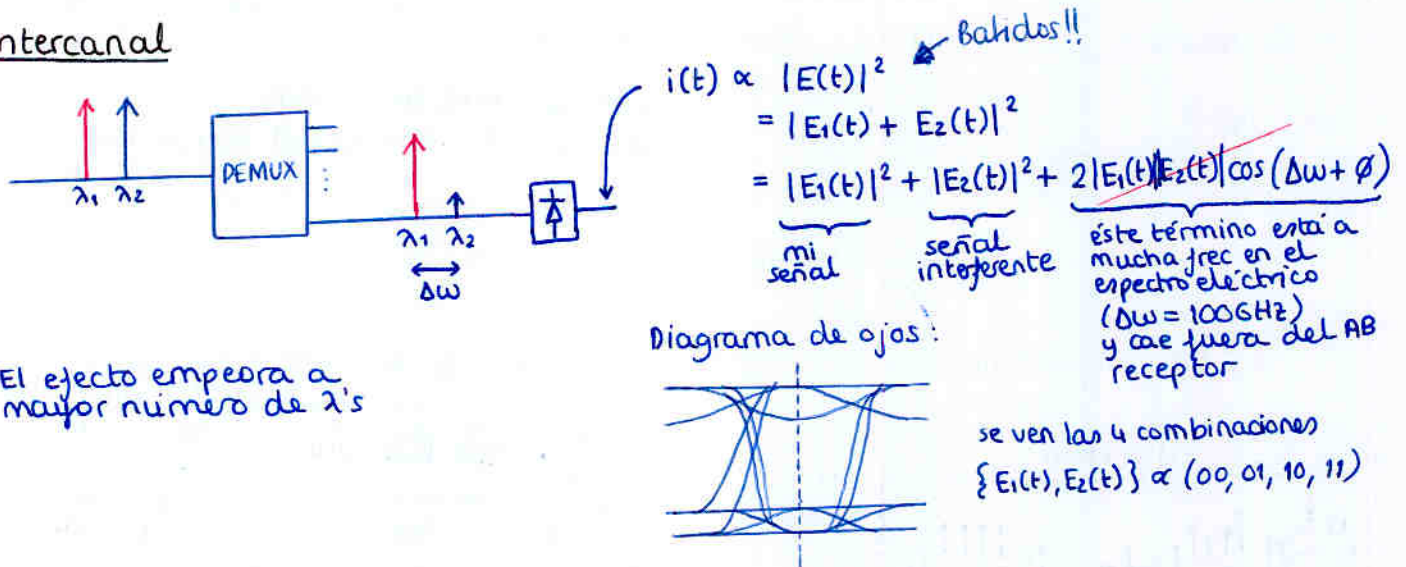


Transmission and group delay for one output [C. Dragone et. al., 1997]



• Crosstalk Inter e intra canal

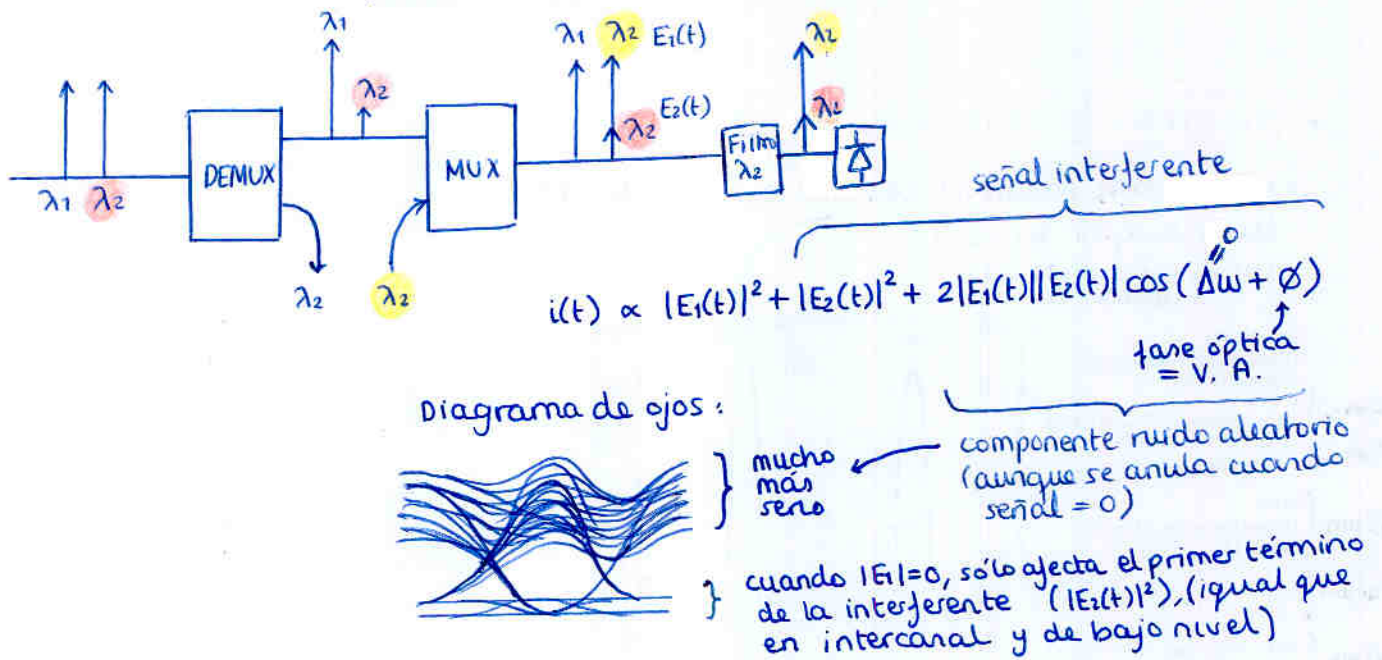
Intercanal



El efecto empeora a mayor número de λ 's

Intracanal

debido a un multiplexor de adición/extracción OADM



• Estabilidad en frecuencia de fuentes y filtros ópticos

Es esencial la estabilidad en frecuencia de los componentes ópticos → necesitamos estabilidad en periodos del orden de años

causas de la deriva en frecuencia: temperatura y envejecimiento

- Derivas a corto plazo en fuentes ópticas

variación en la frec de emisión del láser

var. corriente: -0.1 GHz/MA

var. temp: -10 GHz/K

importante usar termistores y cerámicas Peltier: $\pm 0.1^\circ \Rightarrow \pm 1 \text{ GHz}$

- Derivas a largo plazo (envejecimiento)

estudio: tras 1 año, 90% fuentes sufren deriva $< 13 \text{ GHz}$

estudio: -1 GHz por año de operación

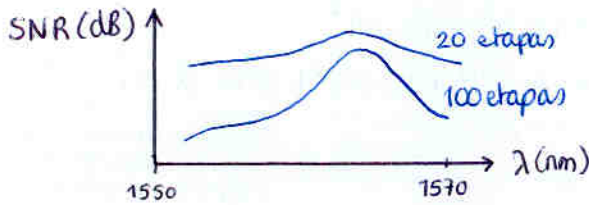
Solución: CWDM

- coarse WDM
- λ 's separadas 10 nm !!
- filtros baratos
- láseres sin control temp.

3. Amplificadores ópticos en sistemas WDM

Ganancia no uniforme

efecto acumulativo



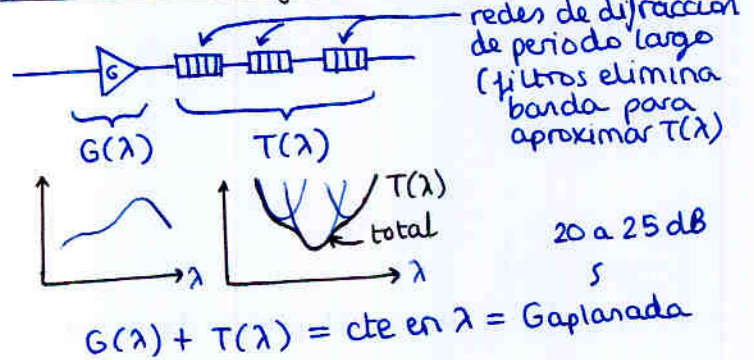
- gran desequilibrio en la SNR
- efecto de auto filtrado del ruido ASE

Dos posibles soluciones:

a) Precompensación en el transmisor



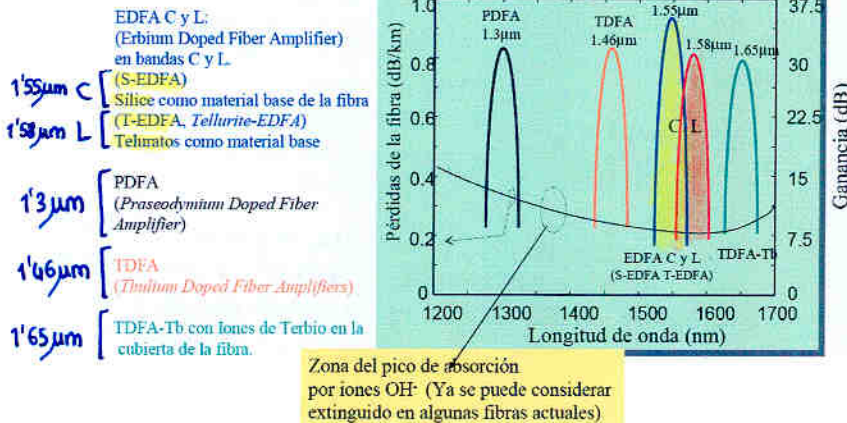
b) Aplanamiento de ganancia en cada etapa



Ventanas de ganancia actuales

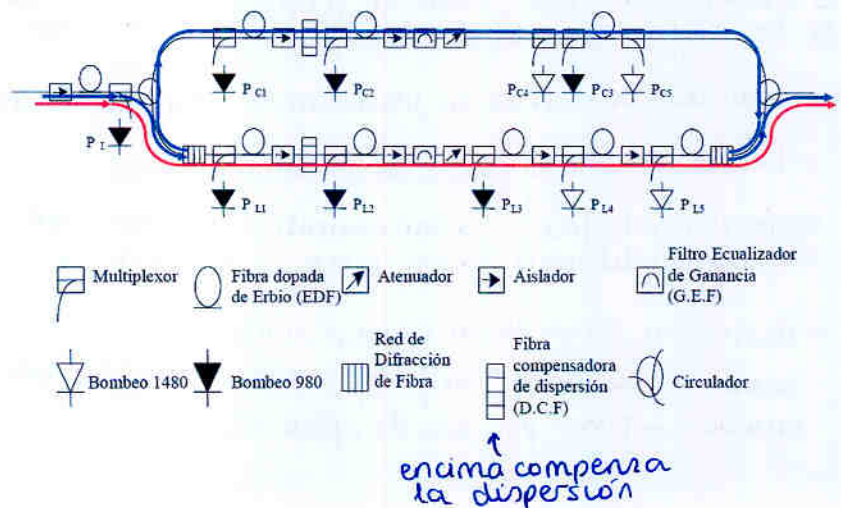
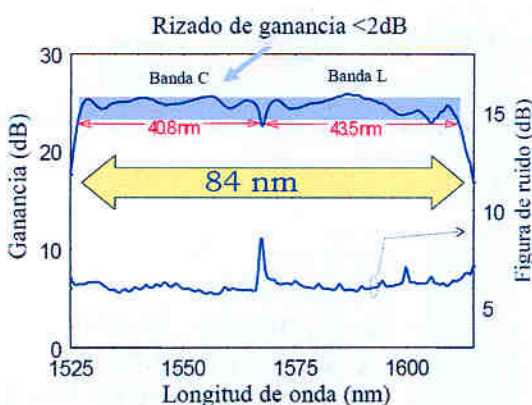
- Inicialmente Banda C: coincide con estándar ITU
- Luego surgió Banda L
- Luego nuevos materiales = nuevas bandas

¿Cual va primero?
C L



EDFA en doble banda C+L

(propuesta espectacular)



4. Efectos no lineales en sistemas WDM

Física: Respuesta no armónica de los electrones de las capas exteriores de las moléculas del dieléctrico ante una excitación del campo eléctrico.

- No linealidad del medio dieléctrico
- La polarización ya no es lineal con el campo aplicado

$$\hat{P} = \epsilon_0 \left[\chi^{(1)} \cdot \hat{E} + \chi^{(2)} : \hat{E}\hat{E} + \chi^{(3)} :: \hat{E}\hat{E}\hat{E} + \dots \right]$$

$\chi^{(1)}$: permitividad del vacío
 responsable de la polarización lineal.
 Relacionada con el índice de refracción y atenuación de la F.O.

$\chi^{(2)}$: es nula en dieléctricos con estructura molecular simétrica (como el SiO₂)
 $\chi^{(2)} = 0$ en F.O.

$\chi^{(3)}$: producto tensorial
 responsable de los principales fenómenos no lineales en F.O.

$$\hat{P}_{NL} = \epsilon_0 \chi^{(3)} :: \hat{E}\hat{E}\hat{E}$$

La ecuación de onda se puede formular con la polarización no lineal:

$$\nabla^2 \hat{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \hat{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \hat{P}_L}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \hat{P}_{NL}}{\partial t^2}$$

$$\hat{P}_{NL} = \epsilon_0 \chi^{(3)} :: \hat{E}\hat{E}\hat{E}$$

$$\hat{P}_{NL}(r, t) = \epsilon_0 \epsilon_{NL} \hat{E}(r, t)$$

$$\epsilon_{NL} = \frac{3}{4} \chi^{(3)}_{xxxx} |\hat{E}(r, t)|^2$$

Contribución no lineal de la constante dieléctrica

Parte lineal: $\epsilon(\omega) = 1 + \chi^{(1)}_{xx}(\omega)$
 Parte No lineal: ϵ_{NL}

Efecto Kerr

Definición muy utilizada para el índice de refracción

$$\bar{n}(\omega) = \underbrace{n(\omega)}_{\text{parte lineal}} + n_2 \frac{P_E}{A_{\text{ef}}} |\bar{E}|^2$$

n_2 : índice de refracción no lineal
 $n_2 = \frac{3}{8n} \chi^{(3)}_{xxxx}$

El índice de refracción depende fuertemente de la pot. en la fibra

val. típicos
 $2.6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$
 a 3'2

4.1. SPM y XPM (por el efecto Kerr) (self Phase Modulation Cross Phase Modulation)

- **SPM**: igual que en ETDM. En principio sólo ensancha el espectro y no temporalmente, pero espectro ancho aumenta el efecto de la dispersión que sí ensancha en tiempo

La propia pot. de la señal actúa sobre su fase; no necesita que haya otras λ 's.

SPM: ensanchamiento del espectro progresivo y permanente



- XPM

la fase de los pulsos ópticos de un canal se ve modulada por la potencia de los otros canales.

Dependerá del tiempo durante el cual los pulsos estén superpuestos

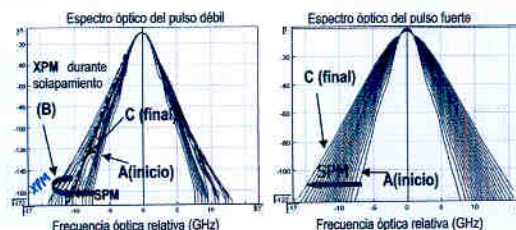
- XPM ocurre sólo durante el solapamiento
- XPM no ensancha en el tiempo a no ser que haya dispersión
- El flanco de subida del interferente ensancha espectralmente pero el flanco de bajada lo vuelve a comprimir: al final se queda igual

igual que SPM



lo ensancha espectralmente

después el ensanchamiento espectral



4.2 FWM (Four Wave Mixing) (También por el efecto Kerr)



Caso general:
3 frecuencias generan una cuarta (de ahí el nombre)

Origen de la FWM:

Supongamos campo eléctrico y polariz. para 4 frecuencias

$$\hat{E} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^4 E_n e^{j(k_n z - \omega_n t)} + c.c. \quad \hat{P}_{NL} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^4 P_n e^{j(k_n z - \omega_n t)} + c.c. \quad \hat{P}_{NL} = \epsilon_0 \chi^{(3)} : \hat{E} \hat{E} \hat{E} \hat{E}$$

Se obtiene, para la envolvente de la polarización de la 4ª onda

$$P_4 = \frac{3\epsilon_0}{4} \chi_{xxx}^{(3)} \left\{ E_4 \left[|E_1|^2 + |E_2|^2 + |E_3|^2 \right] + 2E_1 E_2 E_3 e^{j\theta^+} + 2E_1 E_2 E_3^* e^{j\theta^-} + \dots \right\}$$

automod. fase SPM mod. cruzada XPM

¡éstos términos existen aunque $|E_4|=0$! $\rightarrow$ FWM

El término de FWM es una suma de jeroses que pueden sumarse en fase bajo ciertas condiciones

Condición de fase en FWM

La eficiencia con que los términos P_4 y E_4 son capaces de acoplarse para alimentar la onda a ω_4 dependerá de la fase relativa entre éstos dos, es decir de θ_4 . De forma más concreta, las fases relativas deberán anularse para conseguir un nivel alto de eficiencia en el acoplamiento. La condición anterior es lo que se conoce como **Condición de Fase**.

$$\theta_+ = (k_1 + k_2 + k_3 - k_4)z - (\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 - \omega_4)t \rightarrow \text{No da lugar a fenómenos importantes en fibras}$$

$$\theta_- = (k_1 + k_2 - k_3 - k_4)z - (\omega_1 + \omega_2 - \omega_3 - \omega_4)t$$

Cond. de Constantes de Propagación

Cond. de Frecuencias

$$\Delta k = (k_1 + k_2 - k_3 - k_4) = 0$$

$$\omega_4 + \omega_3 = \omega_1 + \omega_2$$

Descripción general de la condición de frecuencia

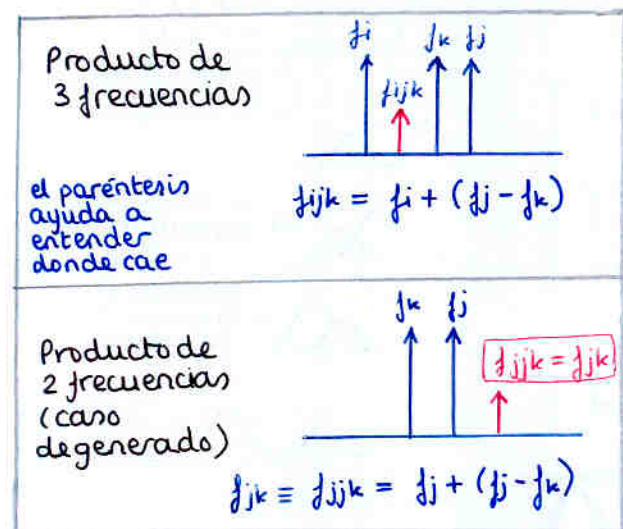
nos dice con qué eficiencia se genera el tono a esa frec.

$$\begin{aligned} \omega_{ijk} &= \omega_i + \omega_j - \omega_k \quad \leftarrow k \neq i, j \\ \omega_{jk} &= 2\omega_j - \omega_k \quad \leftarrow i = j \text{ (caso degenerado)} \end{aligned}$$

nos dice en qué frecuencias cae

Frecuencias generadas por FWM

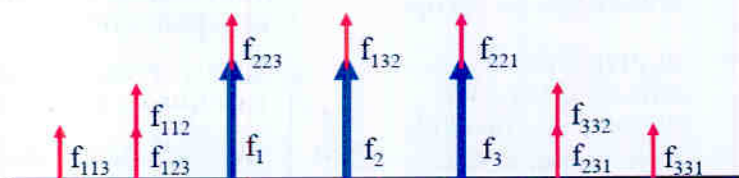
conjunto total de tonos a partir de 3 señales



i.e.



(no vale f_{jkj} que cae en k)
(si se repiten son siempre los 2 primeros)



Y, más en general, a partir de N señales se generan

$$M = \frac{1}{2} (N^3 - N^2) \text{ tonos de FWM}$$

$$\text{ej } N=8 \rightarrow M=224$$

Potencia de los productos generados por FWM

Potencia del tono
ijk al final
del enlace

$$P_{ijk} = \left[\frac{D_{ijk}}{3} \cdot \gamma \cdot L_{eff} \right]^2 \cdot P_i P_j P_k \cdot \eta \cdot e^{-\alpha L}$$

D_{ijk} : factor de degeneración
 $= \begin{cases} 6 & \text{si } k \neq i, j \\ 3 & \text{si } i = j \end{cases}$

γ : coef no lineal $\frac{W^{-1}}{m}$
 $\gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{n_2}{A_{eff}}$
 n_2 típico: $2.6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$
 A_{eff} típico: $80 \mu\text{m}^2$

L_{eff} : long efectiva
 $L_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha}$
 $\approx \frac{1}{\alpha}$ si $L \uparrow \uparrow$
 L_{eff} típico 20 km

i potencia al cubo!
 duplicar pot
 $\downarrow$
 FWM $\times 8$

La eficiencia depende de $\Delta\beta$
 $\Delta\beta = \beta_i + \beta_j - \beta_k - \beta_{ijk}$
 se puede reescribir como:
 cond. de ctes de propag que determina si los factores se suman en fase

η : eficiencia

$$\eta = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta\beta^2} \left[1 + \frac{4e^{-\alpha L} \sin^2(\Delta\beta L/2)}{(1 - e^{-\alpha L})^2} \right]$$

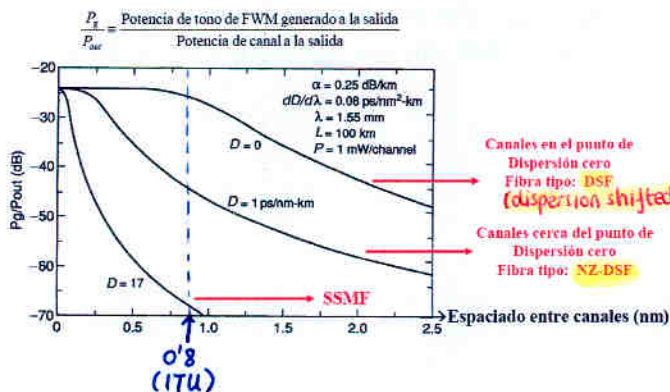
$$\Delta\beta = \frac{2\pi\lambda^2}{c} (f_i - f_k)(f_j - f_k) \left[D(\lambda) - \frac{\lambda^2}{c} \left[\frac{f_i + f_j}{2} - f \right] \frac{dD}{d\lambda} \right]$$

separación entre frec dispersión cromática dispersión cromática de 2º orden

Productos de FWM de mucha potencia

• Canales muy juntos
 • Dispersión baja (!!)

Técnicas para reducir FWM
 $\downarrow$



Aumentar un poco la dispersión disminuye mucho el FWM

típico en test $\rightarrow$

Gestión de dispersión

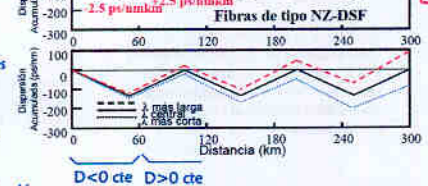
- 1) La Gestión de Dispersión debe garantizar que en ningún tramo del enlace de fibra exista una dispersión cercana a cero. (recordar condición de fase necesaria en FWM)
- 2) Al mismo tiempo, se debe garantizar que la suma total de las dispersiones de los distintos tramos del enlace, sea para cada canal cero, o al menos esté dentro de los límites permisibles según la velocidad binaria de éstos.

eje Y = dispersión ACUMULADA

Situación ideal para el canal central



Situación real, los canales adyacentes no logran dispersión acumulada nula y hay que fijar un margen (que dependerá de la tasa binaria)



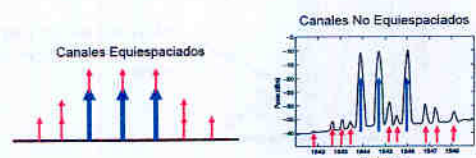
Criterio habitual, penalización por dispersión de 1dB:

$$1 \text{ dB de penalización por dispersión } DL[ps/nm] < 10^5 / R^2 [Gb/s]$$

$$D \cdot L [ps/nm] < \frac{10^5}{[R(Gb/s)]^2}$$



Espaciado no uniforme entre canales

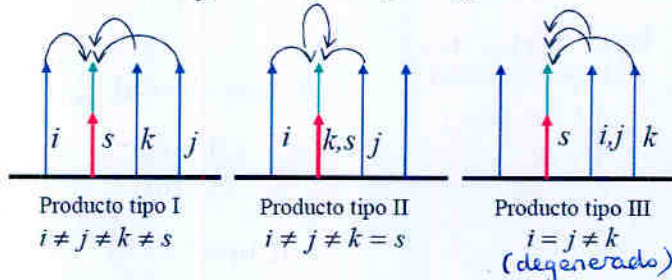


Cálculo de la penalización por FWM

- suponiendo sistema equiespaciado
 - en general la penalización es distinta para cada canal
 - además hay batido entre la señal del canal y todos los productos que caen sobre él
 - los canales interferentes no tx de forma continua un '1'
- ↳ V. A. binarias

Primero se dividen los productos en tipos

$$\sum_{ijk} = \sum_I + \sum_{II} + \sum_{III}$$



Y se aplica la fórmula sencilla:

Penalización por FWM para mantener un q dado:

$$\delta_{FWM} = 10 \log \left(\frac{P_s}{P_0} \right) = 10 \log \left(\frac{1}{1 - 2q^2 C_{FWM}^{(1)}} \right)$$

siendo

$$C_{FWM}^{(1)} = \left\{ \frac{1}{8} \sum_I \frac{P_{ijk}}{P_s} + \frac{1}{4} \sum_{II} \frac{P_{ijs}}{P_s} + \frac{1}{4} \sum_{III} \frac{P_{iik}}{P_s} \right\}$$

Sistemas en cascada amplificadores

Repetir el cálculo para cada enlace (se va amplificando) y sumar al final el campo total (tener en cuenta posibles desfases: como las fuentes suelen ser muy coherentes, la potencia de los términos crece con N^2 (suma en fase))

↳ no tramos

q se corresponde con los índices i, j y k

$$w_F = w_i + w_j - w_k$$

Campos eléctrico de los canales al inicio de cada enlace.

Campos eléctrico de los productos de mezcla al final de cada enlace.

En general la suma de todas estas contribuciones de productos de mezcla a la frecuencia w_F se deberán sumar en campo eléctrico y teniendo en cuenta sus posibles desfases al propagarse por el sistema

Conjunto de productos de mezcla generados en las múltiples etapas y propagados linealmente hasta el detector

recuerda: FWM solo se produce al inicio del enlace cuando pot. altas

La potencia crece con N^2

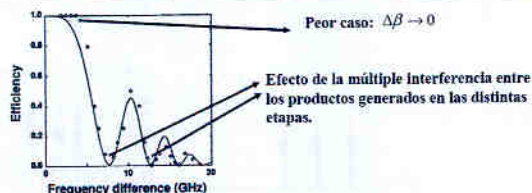
$$P_F = \frac{1024\pi^6}{n^4 \lambda^2 c^2} \left(\frac{D_{ijk}}{3} \chi \right)^2 \frac{P_i P_j P_k}{A_{eff}^2} \exp(-\alpha L_0) \times \left[\frac{1 - \exp(-\alpha L_0)}{\alpha^2} \right]^2 N^2 \eta$$

Si $N=1$ (caso de un solo tramo, expresión antes vista)

Aparece un nuevo término de tipo oscilatorio en la expresión de la eficiencia

La eficiencia es cero para $N\Delta\beta_0/2 = 2q\pi$

$$\eta = \frac{\alpha^2}{N^2 (\alpha^2 + \Delta\beta^2)} \frac{\sin^2(N\Delta\beta_0/2)}{\sin^2(\Delta\beta_0/2)} \times \left[1 + \frac{4 \exp(-\alpha L_0) \sin^2(\Delta\beta_0/2)}{[1 - \exp(-\alpha L_0)]^2} \right]$$



Técnicas de limitación de FWM

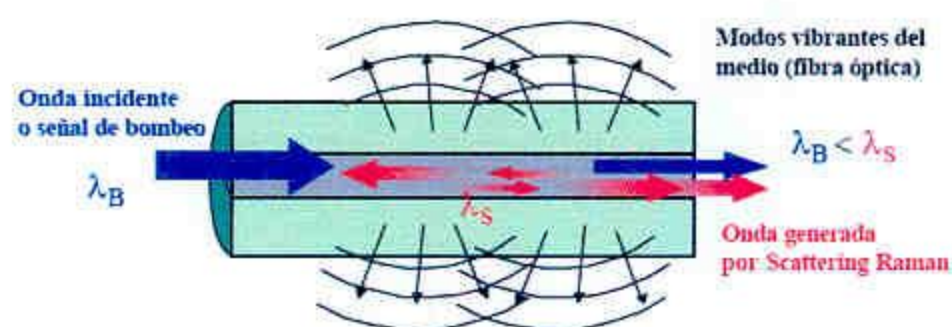
Se han propuesto diversas técnicas para la eliminación o al menos limitación del efecto negativo del FWM en sistemas WDM. Algunas de éstas se enumeran a continuación:

- Empleo de señales polarizadas de forma ortogonal.
- Formatos de modulación especiales para minimizar el efecto del FWM.
- Incremento del espaciado entre canales (a expensas del ancho de banda)
- Empleo de fibras de dispersión desplazada a zona no cero (NZ-DSF)
- Empleo de técnicas de inversión espectral.

Sin embargo se presentan a continuación dos técnicas que han suscitado un gran interés dado que permiten reducir considerablemente el efecto del FWM sin tener que utilizar transmisores o receptores de tipo especial, y no necesitan introducir elementos ópticos adicionales a lo largo del sistema. Estas técnicas son:

- El espaciado no uniforme entre canales.
- Gestión de la Dispersión del sistema (Dispersion Management)

4.3 Scattering estimulado RAMAN (SRS)



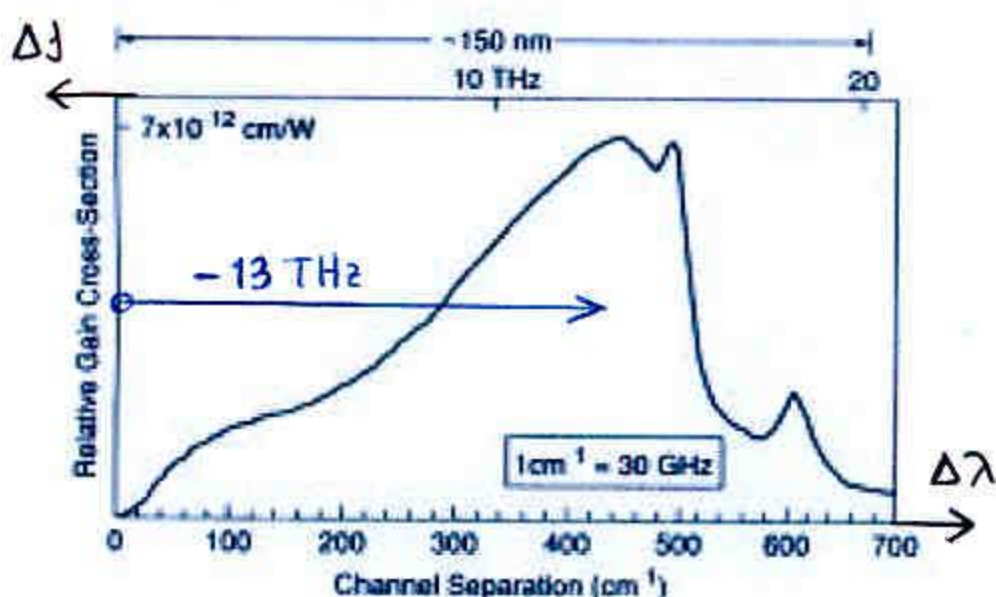
Potencia incidente bombeo $\lambda_B \downarrow$ (alta energía)

los fotones de bombeo emplean su energía en dos cosas:

- mantener modos vibrantes (fonones)
- generar fotones (emisión estimulada) en otros canales de mayor λ (menor energía)

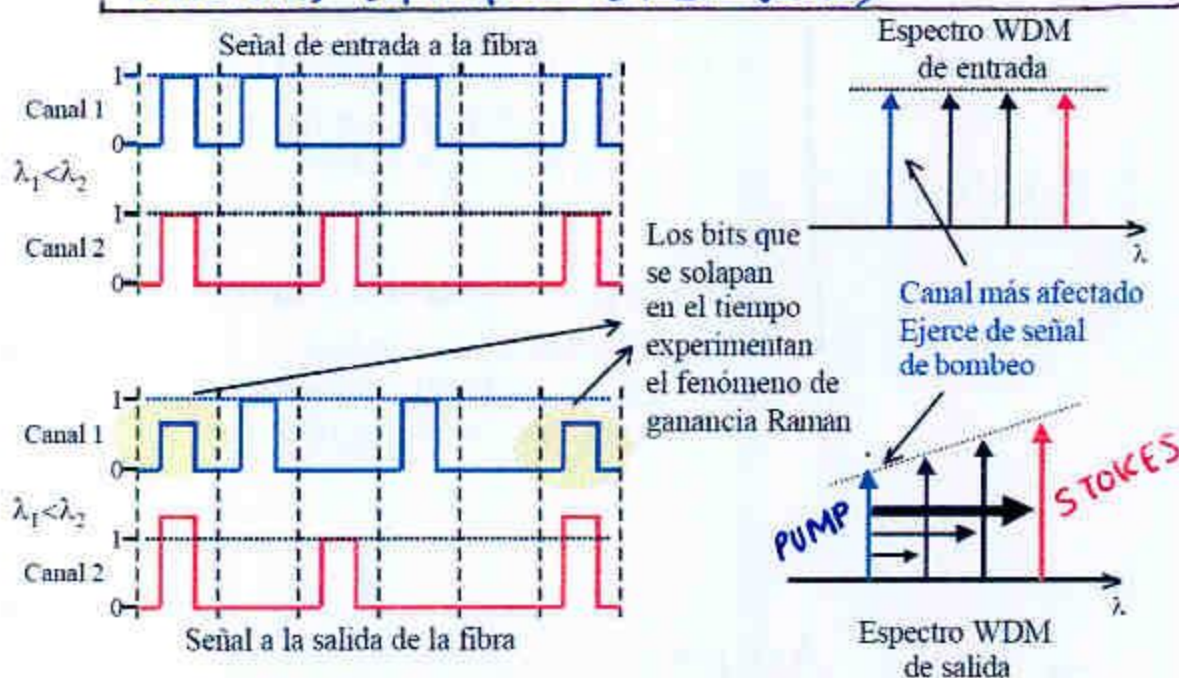
Se traduce en una ganancia óptica

- sección cruzada de ganancia RAMAN = coef de ganancia Raman



Trasvase de energía de λ 's bajas $\rightarrow$ a λ 's altas

El trasvase será mayor cuanto mayor sea la separación entre λ 's hasta un máximo en 13 THz $\sim$ 100 nm $\Rightarrow$ afecta a sistemas WDM externos (ejemplo C+L $\sim$ 80 nm)

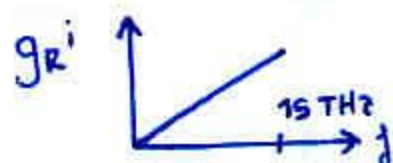


• Penalización de potencia

• Caso determinista

Aproximaciones:

- penalización $\rightarrow D_p \approx 1 - \frac{g_R^i P_o}{A_{eff}} L_{eff}$
- ganancia raman lineal de 0 a 15 THz $g_R^i = \frac{i \Delta f (GHz)}{15000} \cdot g_R^p$
- peor caso: todos los canales TX un 1



$$i = 1, 2, \dots, N-1$$

$$\delta_{Raman} = 10 \log \left(\frac{1}{D_p} \right)$$

$$D_p = 1 - ? \rightarrow \text{fracción de potencia reducida por SRS}$$

sumándolo para los N-1 canales

$$\eta_{tot} = \sum_{i=1}^{N-1} \eta_i = \dots = g_R^p \frac{\Delta f (GHz)}{15000} \frac{P_o L_{eff}}{A_{eff}} (N-1) \cdot N$$

Fijando una penalización máxima de 1 dB $\rightarrow \eta_{tot} = 0.2$

y, para valores típicos a 1550 nm
 $L_{eff} = 20 \text{ km}$ $g_R^p \approx 7 \cdot 10^{-12} \text{ cm}^2/\text{W}$
 $A_{eff} = 50 \text{ km}$

se obtiene

fácil:
aprenderse de memoria

$$\left[\underset{\substack{\text{nº} \\ \text{canales}}}{N} \cdot \underset{\substack{\text{pot} \\ \text{cada} \\ \text{canal}}}{P_o} \right] \cdot \left[(N-1) \Delta f \right] < 500 \text{ [W} \cdot \text{GHz]}$$

Pot total del sistema WDM $\times$ Ancho de banda total del sistema WDM

• Caso aleatorio

→ Baja dispersión cromática: caso peor, ya que supone que los bits viajan juntos todo el rato

Cada canal tx información binaria aleatoria e independiente (no todos un 1)

$$m_i = V.A. = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases} \text{ equiprob.}$$

El sumatorio se convierte en suma de variables aleatorias:

$$\eta = \sum_{i=0}^{N-1} m_i \cdot K_i$$

$\downarrow$ V.A. $\downarrow$ V.A.

$$K = \left(\frac{1}{2}\right) \frac{\Delta f (\text{GHz})}{15000} \cdot g_R^p \cdot \frac{P_0}{A_{eff}} L_{eff}$$

$K \cdot i$ es la η correspondiente al canal i cuando tx un '1'

η es V.A. {

- valor medio: se puede compensar con filtros ópticos
- varianza: fluctuación aleatoria que constituye una fuente de ruido

$$\bar{\eta} = \frac{N(N-1)}{4} K$$

$$\bar{\eta} = \sum \bar{\eta}_i$$

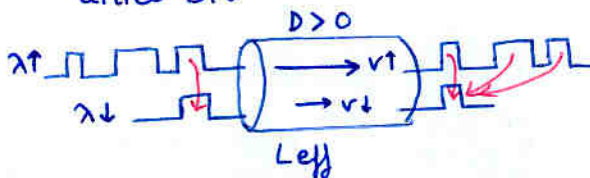
$$\sigma_\eta^2 = \frac{N(N-1)(2N-1)}{24} K^2$$

$$\sigma_\eta^2 = \sum \sigma_i^2$$

→ Alta dispersión cromática:

se adelantan unos canales a otros
↳ es una especie de 'promediado'

Cada bit es interferido por un cierto número de bits interferentes, y no por un único bit



Número de bits que interactúan con un mismo bit.

$$N_b = \frac{L_{eff}}{L_w}$$

long de alcance: long que tarda un bit en alcanzar al siguiente bit de canal adyacente

$$L_w = \frac{1}{R \cdot D \cdot \Delta \lambda}$$

$\frac{\text{bits}}{\text{s}}$ $\frac{\text{s}}{\text{km}}$

Nº total de bits de todos los canales que interactúan

$$N_t = N_b \cdot \frac{N(N-1)}{2}$$

Fracción de potencia que supone cada uno de esos bits

$$D_1 = \frac{L_w}{L_{eff}} \cdot K$$

se obtiene

η es V.A. {

- valor medio: compensable con filtros
- varianza: fuente de ruido

$$\bar{\eta} = N_t \cdot \frac{D_1}{2} = \frac{N(N-1)}{4} K$$

$$\sigma_\eta^2 = N_t \cdot \frac{D_1^2}{4} = \frac{N(N-1)}{8} \frac{L_w}{L_e} \cdot K^2$$

Penalización de potencia en caso aleatorio

• La fracción de potencia media y la varianza se pueden introducir en la expresión del factor calidad q del sistema digital. Para mantener dicho factor constante se debe aumentar la potencia óptica en el receptor. La penalización quedará como:

$$q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad \left. \begin{array}{l} \text{Caso} \\ \text{sin SRS:} \end{array} \right\} q = \frac{I_1}{\sigma_1} \rightarrow \delta_{SRS} = 10 \log_{10} \left(\frac{I_1^{SRS}}{I_1} \right)$$

$$I_0 \approx 0 \quad \left. \begin{array}{l} \text{Caso} \\ \text{con SRS:} \end{array} \right\} q = \frac{I_1^{SRS} (1 - \eta_D)}{\sqrt{\sigma_1^2 + (I_1^{SRS} \sigma_D)^2}} \rightarrow \delta_{SRS} = 10 \log_{10} \left(\frac{I_1^{SRS}}{I_1} \right)$$

Penalización de potencia por SRS (dB)

$$\delta_{SRS} = 10 \log_{10} (1 + \eta_D) + 5 \log_{10} (1 + \sigma_D^2 q^2)$$

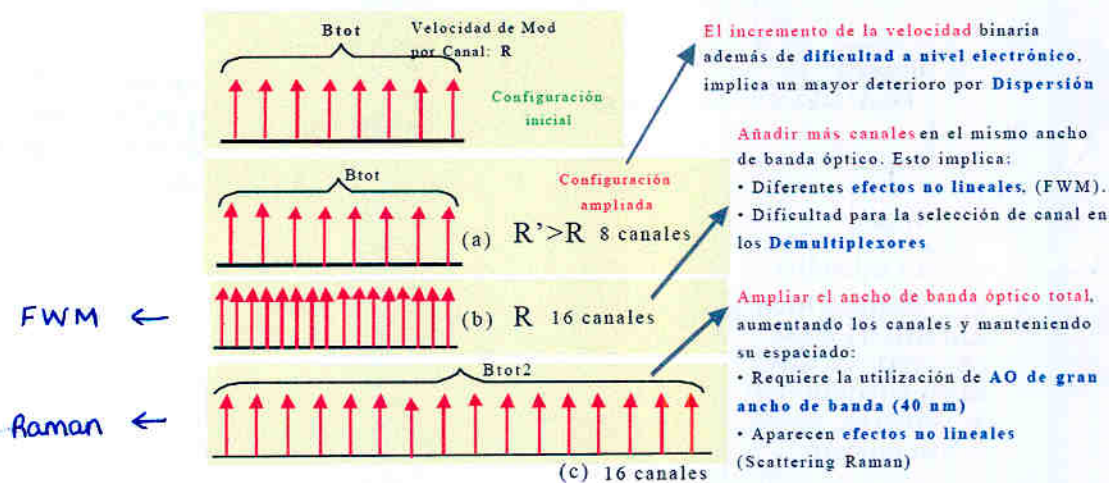
En sistemas compensados mediante filtros

$$\delta_{SRS} = 5 \log_{10} (1 + \sigma_D^2 q^2)$$

En sistemas con un reducido número de canales $N < 10$, el modelo aleatorio no son totalmente válido. Se debe recurrir al peor caso que es el **modelo determinista**

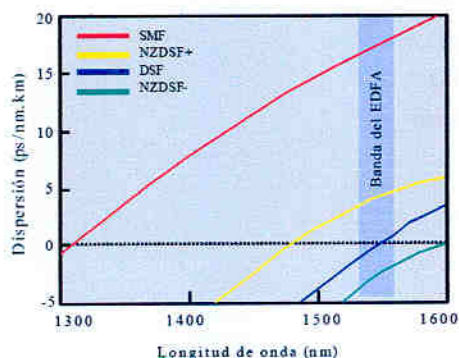
5. Estrategias de multiplexación WDM

Estrategias para el aumento de capacidad



Implicaciones del tipo de fibra óptica instalada en la sistema WDM

Existen cuatro tipos fundamentales de fibra instaladas en los sistemas de comunicaciones óptica, todas con atenuaciones entre 0.2 y 0.21 dB/km. Las diferencias fundamentales residen en la **Dispersión Cromática** de las mismas.



SMF: Single Mode Fiber. Es el primer tipo de fibra que aparece y representa el 85% de la fibra instalada en el mundo. Presenta problemas debido a su **alta Dispersión** a partir de 10Gb/s.

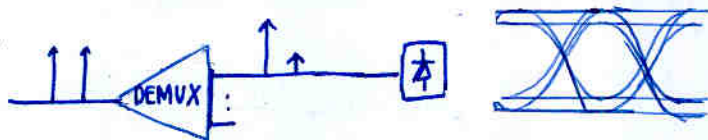
DSF: Dispersion Shifted Fiber. Se concibe para eliminar el problema de la alta dispersión. Es una buena opción para sistemas de una sola portadora pero en WDM presenta importantes **efectos no lineales** (basados en el efecto Kerr), como FWM (Four Wave Mixing) que requiere baja dispersión.

NZDSF: Non-Zero Dispersion Shifted Fiber. Con éstas, se reduce el efecto del FWM

Prácticas de WDM

Práctica 1: Crosstalk inter e intracanal

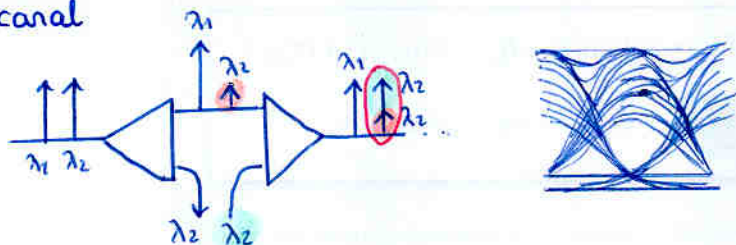
Intercanal



$$i(t) \propto |E_1|^2 + |E_2|^2 + 2|E_1||E_2|\cos(\Delta\omega t + \phi)$$

cae fuera del AB del receptor

Intracanal

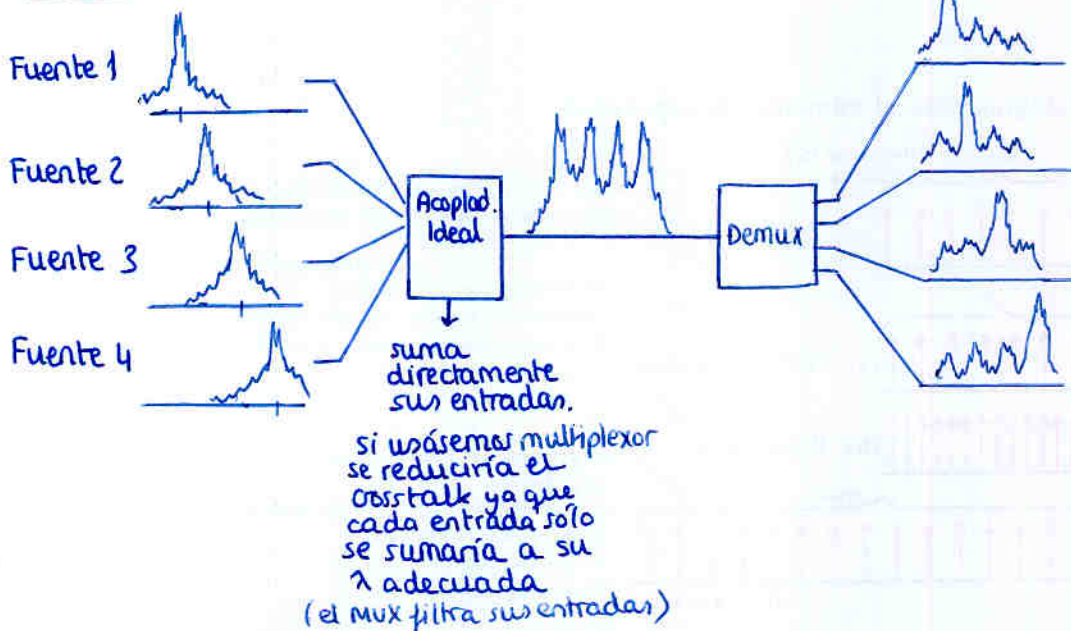


$$i(t) \propto |E_1|^2 + |E_2|^2 + 2|E_1||E_2|\cos(\phi)$$

se anula si $E_1 = 0$ V.A.

Ademas puedes variar atenuación del canal interferente para ver el efecto más o menos fuerte.

Práctica 2: Crosstalk intercanal y filtros



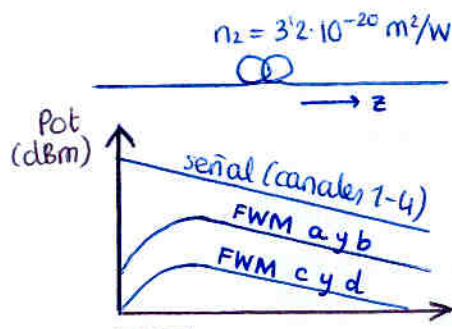
Para medir el crosstalk sobre el canal 2, se



apaga la fuente 2 y se ve que hay potencia que cae en λ_2

sobre todo si el laser tiene chirp, su espectro óptico es muy ancho y causa mucho crosstalk intercanal, en ese caso se soluciona utilizando multiplexor en lugar de acoplador, aunque ello implica filtrar la señal con un ancho de banda menor a la señal, perdiendo información en el canal

Práctica 3 : Four Wave Mixing (FWM)



FWM solo ocurre al principio del enlace (cuando pot. alta) → de ahí el concepto de Leff

Además, por el diagrama de ojos de un canal se ve que también hay FWM en las frecuencias de un canal



- Si desactivamos el canal 2, hemos eliminado todos los productos de FWM que caen en canales de info. → ojos "perfectos"
En la frec donde estaba el canal 2 caen varios productos FWM y se ve una señal muy débil

- Si desactivamos también el canal 1, ahora en el canal 2 sólo cae un producto FWM y se ve una señal muy débil pero con toda la pinta de información (será la AND entre 3 y 4)



- Además, se comprueba:

• A MAYOR dispersión menor FWM

• a MENOR separación entre canales mayor FWM

Práctica 4: SPM y XPM



Si no hay dispersión en la fibra, el ensanchamiento espectral no se traduce a ensanchamiento de la envolvente temporal

SPM: Ensanchamiento del espectro durante todo el trayecto (más ensanchamiento a mayor pot pulso)

XPM: Ensanchamiento del espectro durante el inicio de solapamiento y compresión del espectro durante el final del solapamiento

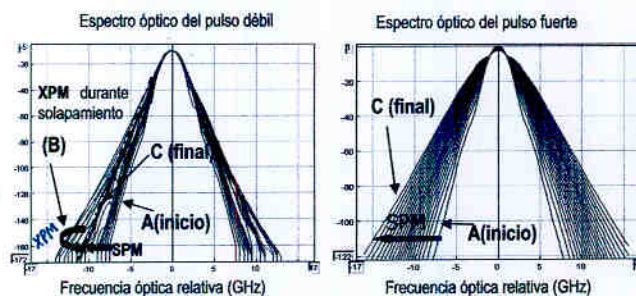
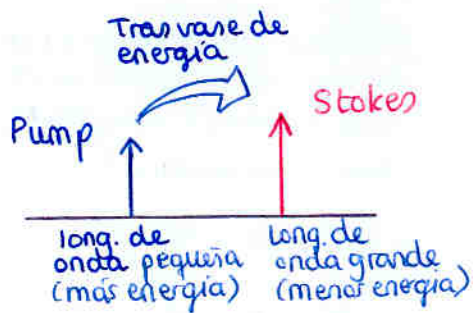


Figura 3.16. Evolución del espectro óptico del pulso en presencia de XPM.

El SPM sobre un pulso depende de la potencia del PROPIO pulso

- Si se reduce el pulso débil a MUY débil, ya no se aprecia SPM (sólo XPM a causa del pulso fuerte)

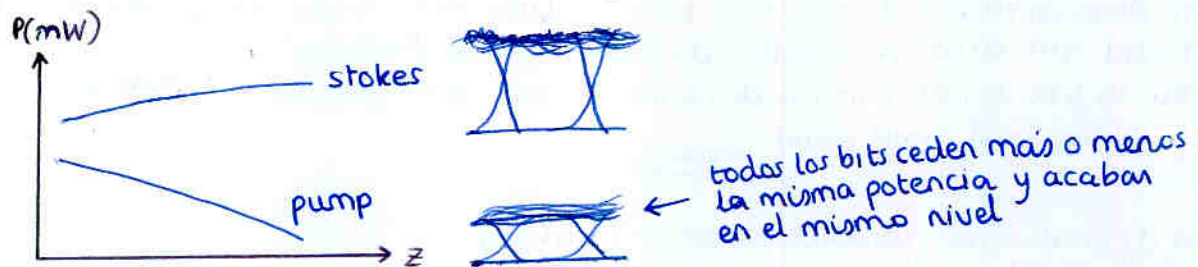
Práctica 5: Scattering RAMAN



El transvase de energía es mayor cuanto mayor sea la separación entre canales, hasta un pico en 12 THz

↓
Afecta sobre todo a sistemas WDM extensos que cubran bandas L y C ($> 80 \text{ nm} \rightarrow > 10 \text{ THz}$)

- Con alta dispersión: los bits se adelantan estadísticamente se promedian los bits del stoke para cada bit del pump



- Con baja dispersión: los dos canales van juntos por tanto el bit de pump que le toque viajar junto a un bit "1" del stokes le tocará ceder mucha potencia / fotones mientras que si le toca un bit "0" del stokes, no cede a nadie

