

ETSI Telecomunicación

Comunicaciones Ópticas

Ganancia óptica

$$P_{in} \rightarrow \frac{dP}{dz} = g \cdot P \rightarrow P_{out} = P_{in} \cdot e^{g(w) \cdot z}$$

$$g(w) = \frac{P_{stim}(w) - P_{abs}(w) \text{ [1/s]}}{V_g \text{ [cm/s]}} \text{ [cm}^{-1}\text{]}$$

densidad ϵ

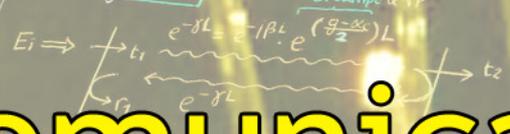
n^2

sección cruzada de ganancia

$$g_{pico} \approx \sigma_g (n - n_0) \text{ [cm}^{-1}\text{]} \quad \sigma_g \text{ [cm}^{-1}\text{]} \quad [e^-/\text{cm}^2]$$

densidad de transparencia

Fabry - Perot



coef. reflexión (campo) : r
reflectividad (potencia) : $R = r^2$

oscilación
 $1 - r_1 r_2 e^{-2\gamma L}$
igualar módulo
igualar fase

$$g_{th} = \alpha_c + \frac{1}{2L} \ln \left(\frac{1}{R_1 R_2} \right)$$

$$2L n \bar{n} = q \frac{1}{T_L}$$

n° entero
 \uparrow tiempo ida y vuelta

$$FSR = \frac{c}{2Ln} = \frac{1}{T_L} = \Delta\omega$$

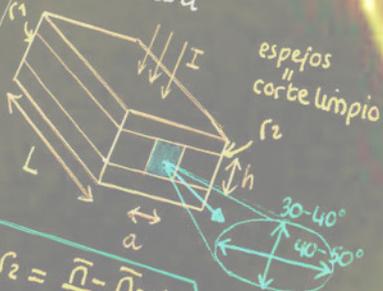
$AB = 2\Delta\lambda$
se considera fuente ancha $v \gg 1$

Factor de confinamiento Γ : fracción de potencia que los modos de la cavidad que se encuentran en zona activa y por tanto en ganancia.
en la práctica cambia g por Γg

- guiado por ganancia : mayor o menor densidad de e^-
- guiado por índice de refracción : como la F.O.
- guiado por confinamiento
- combinación



Estructura



$$r_1 = r_2 = \frac{\bar{n} - \bar{n}_{ext}}{\bar{n} + \bar{n}_{ext}}$$

$$R_1 = R_2 = r^2$$

caso particularmente $\bar{n}_{ext} = 1$ (aire)

$$R_1 = R_2 = \left(\frac{\bar{n} - 1}{\bar{n} + 1} \right)^2$$

Comunicaciones Ópticas

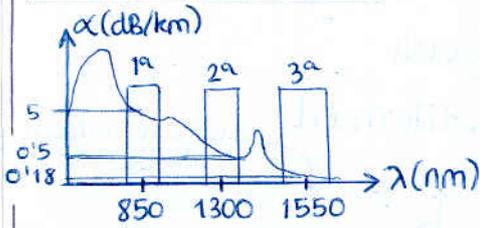
Apuntes de Pak (Francisco José Rodríguez Fortuño)
ETSI Telecomunicación. Universidad Politécnica de Valencia.
Primer cuatrimestre de 4º curso
Curso 2006/2007

Contenido

- Referencia rápida de la asignatura
- Apuntes extensos de la asignatura
- Problemas resueltos
- Tests

Fecha de última actualización: 24 Agosto 2007

Tema 1. Introducción



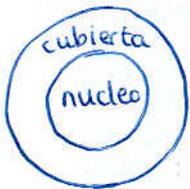
$c = f \cdot \lambda$
 en el interior de un medio con índice de refracción $n = \sqrt{\epsilon_r}$

$$\Delta f = \frac{f^2}{c} \Delta \lambda$$

$$\Delta \lambda = \frac{\lambda^2}{c} \Delta f = \frac{c}{f^2} \Delta f = \frac{\lambda}{f} \Delta f$$

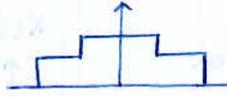
$$v = \frac{c}{n}$$

Tema 2. Propagación en fibras ópticas



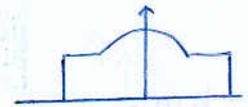
salto de índice

$$n(r) = \begin{cases} n_1 & r \leq a \\ n_2 & r > a \end{cases}$$



índice gradual

$$n(r) = \begin{cases} n_1 [1 - 2\Delta (\frac{r}{a})^\alpha]^{1/2} \approx n_1 [1 - \Delta (\frac{r}{a})^\alpha] & r \leq a \\ n_2 = n_1 (1 - 2\Delta)^{1/2} \approx n_1 (1 - \Delta) & r > a \end{cases}$$



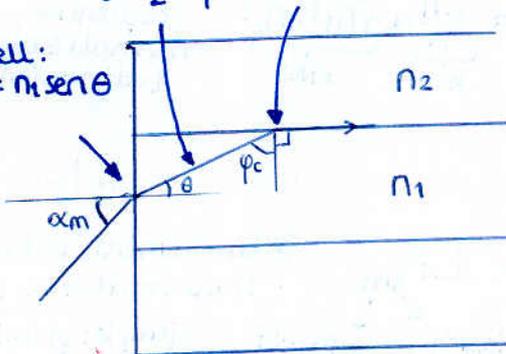
$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

Ley de Snell para ángulo crítico

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \varphi_c$$

$$n_1 \sin(\varphi_c) = n_2 \sin(\frac{\pi}{2}) \longrightarrow \varphi_c = \sin^{-1}(\frac{n_2}{n_1})$$

Ley de Snell:
 $n_0 \sin \alpha_m = n_1 \sin \theta$
 AN



se obtiene:

$$AN = n_0 \sin \alpha_m = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_1 \sqrt{2\Delta}$$

cono de aceptación Fuente tipo Lambertiano
 Pacoplecta = P_0 \frac{AN^2}{n_0^2}

AN ↑ $\left\{ \begin{array}{l} \text{mayor cono de aceptación} \\ \text{más dispersión} \end{array} \right.$

Dispersión multimodal

Salto de índice:



Diferencia de caminos en el caso peor:

$$\Delta L = L(\frac{1}{\sin \varphi_c} - 1) = L(\frac{n_1}{n_2} - 1) = L \frac{n_1}{n_2} \Delta$$

$$AN = 2n_1 \Delta$$

$$\Delta T = \frac{\Delta L}{v} = \frac{\Delta L}{c/n_1} = \frac{L n_1^2 \Delta}{c n_2}$$

$$\Delta T = \frac{L n_1^2 \Delta}{c n_2} = \frac{L \cdot AN}{2c n_2}$$

$$T_{bit} \geq \Delta T \Rightarrow B \cdot \Delta T \leq 1 \Rightarrow B \cdot L \leq \frac{n_2 c}{n_1^2 \Delta} = \frac{2n_2 c}{AN^2} \propto \frac{1}{\Delta}$$

Índice gradual:



$$\Delta T = \frac{L n_1 \Delta^2}{8c}$$

$$B \cdot L \leq \frac{8c}{n_1 \Delta^2} \propto \frac{1}{\Delta^2}$$

↑
mejor

Estudio electromagnético exacto

Ecuaciones Maxwell $\rightarrow \vec{E} = \begin{cases} E_z \rightarrow \\ E_x, E_y \neq 0 \end{cases}$
 $\vec{H} = \begin{cases} H_z \\ H_x, H_y \neq 0 \end{cases}$

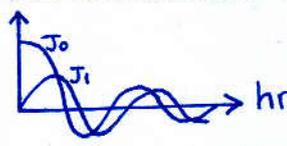
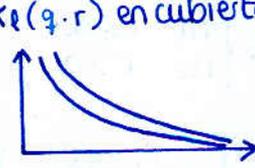
$E_z = \psi(r) \cdot e^{\pm j l \theta} \cdot e^{-j \beta z} \cdot e^{j \omega t}$
 $H_z =$

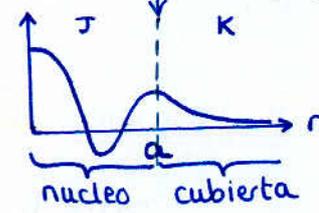
variación acimutal \rightarrow $e^{\pm j l \theta}$
 propagación \rightarrow $e^{-j \beta z}$

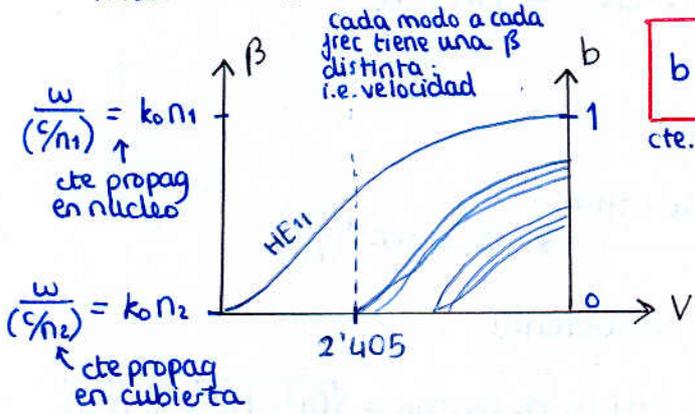
Modos l, n
 orden de la unión \uparrow
 orden de aparición \uparrow
 k_0, k_1, k_2, \dots
 J_0, J_1, J_2, \dots

Modos TE \rightarrow transversal eléctrico
 Modos TM \rightarrow transversal magnético
 Modos EH } modos híbridos
 Modos HE }

Solucionando la ecuación diferencial

$J_l(h \cdot r)$ en el núcleo

 $K_l(q \cdot r)$ en cubierta


c.c.: continuidad de E_z

 Para cada l aparecen diversos modos que cumplen continuidad (numeración n : orden de aparición)



$b = \frac{(\beta/k_0) - n_2}{n_1 - n_2}$
 cte. de propag. normaliz.

ECUACIÓN DE DISPERSIÓN:

$$\frac{J_l(ha) K_l(qa) - J_l(qa) K_l(ha)}{J_l(ha) K_l'(qa) - J_l'(ha) K_l(qa)} = \left(\frac{\beta}{k_0}\right) \left[\left(\frac{1}{n_1}\right) - \left(\frac{1}{n_2}\right) \right]$$

Para cada V podemos conocer los modos que se propagan y con qué β cada uno

$V = \frac{2\pi}{\lambda} a \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$
 λ a la cual trabajamos
 parámetros de la fibra
 k_0 AN

frecuencia normalizada [adimensional]

Estudio electromagnético: aproximación de guiado débil

$n_1 \approx n_2 \Rightarrow$ Algunos modos exactos muy cercanos (degenerados) hacen combinación lineal para formar los:

Modos LP_{lm}

- Linealmente polarizados
- Transversales a la propag

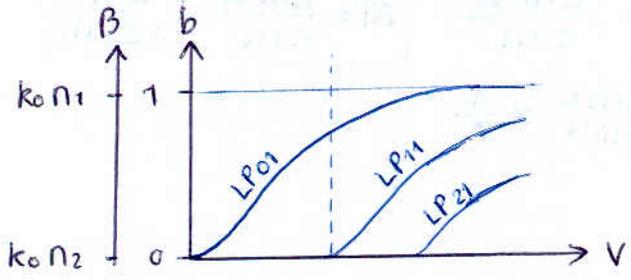
Cada modo LP_{lm} tiene un factor de degeneración

- 2 por acimut (seno y coseno) salvo $l=0$
- 2 por polarización (\hat{x} e \hat{y})



ejemplo: polariz en \hat{x}
 $\vec{E} = E_x \hat{x} = \begin{cases} A J_l(hr) e^{j l \theta} e^{-j \beta z} & \text{núcleo} \\ B K_l(qr) e^{j l \theta} e^{-j \beta z} & \text{cubierta} \end{cases}$

Factor de degeneración total = $\begin{cases} 4 & l \neq 0 \\ 2 & l = 0 \end{cases}$ coincide con el número de modos exactos que lo componen



Cuanto mayor sea V , más confinado está el modo en el núcleo de la fibra

- si b cercana a 0 i.e. β cercana a $k_0 n_2$ (cte propag en cubierta) el modo está empezando a propagarse y tiene mucha potencia en la cubierta
- al aumentar V , aumenta $b \rightarrow 1$ y β tiende a la cte de propag. de la cubierta

Número de modos propagados por una fibra

- si $V < 6$ se cuentan los LP sobre la gráfica multiplicando cada modo por su factor de degeneración
- si $V > 6$ salto índice:
 $M_{SI} \approx \frac{V^2}{2}$
 índice gradual:
 $M_{IG} \approx \frac{\alpha}{\alpha + 2} M_{SI}$

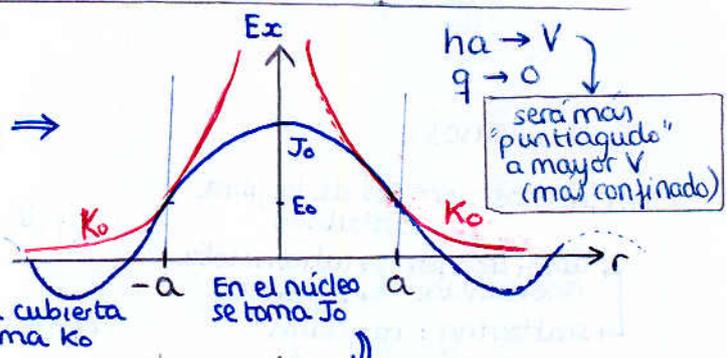
$LP_{lm} \rightarrow \frac{P_{cubierta}}{P_{total}} = \frac{4}{3VM}$ M : n.º de modos

Fibras monomodo : Modo LP₀₁

si $V < \begin{cases} 2.405 & \text{salto de indice} \\ 2.405\sqrt{1+\frac{2}{\alpha}} & \text{indice gradual} \end{cases} \Rightarrow$ sólo se propaga el modo LP₀₁ (factor de degeneración 2, polariz \hat{x} e \hat{y})

Modo LP₀₁ en \hat{x}

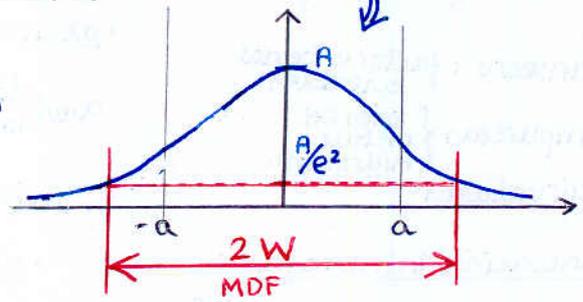
$$E_x = E_0 \cdot \begin{cases} \frac{J_0(hr)}{J_0(ha)} e^{i(\omega t - \beta z)} & r \leq a \\ \frac{K_0(qr)}{K_0(qa)} e^{i(\omega t - \beta z)} & r > a \end{cases}$$



Resulta que se parece mucho a una gaussiana

$$E_x \approx A \cdot e^{-\left(\frac{r}{W}\right)^2} e^{i(\omega t - \beta z)}$$

siendo W el diámetro en el cual E_x cae a $1/e^2$ de su valor
W: **radio** del campo modal

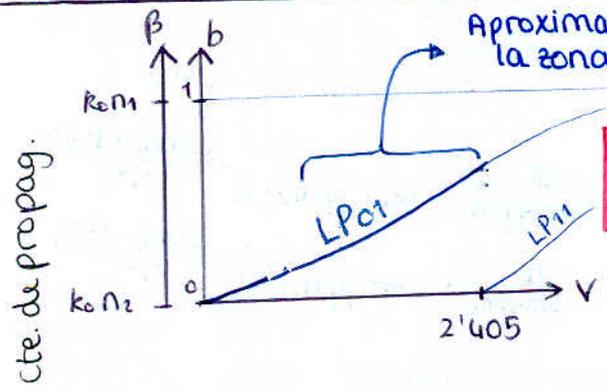
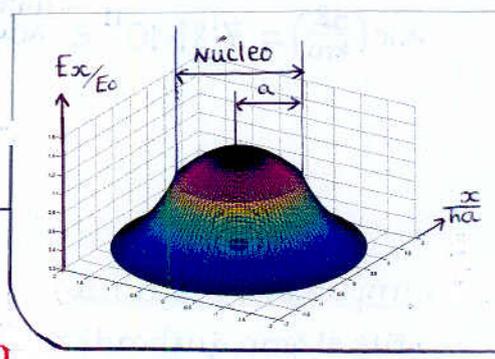


aproximación en el caso $1.2 \leq V \leq 2.4 \Rightarrow$

MDF = diámetro del campo modal

$$\frac{W}{a} = 0.65 + 1.619V^{-3/2} + 2.879 \cdot V^{-6}$$

$$\frac{P_{\text{núcleo}}}{P_{\text{total}}} = \frac{\int_0^a E_z^2 r dr}{\int_0^\infty E_z^2 r dr} = 1 - e^{-2\left(\frac{a}{W}\right)^2}$$



Aproximamos la curva en la zona de interés con la expresión

$$b_{01}(V) = \left[\frac{1.1428 - 0.996}{V} \right]^2$$

La constante de propagación cambia con V (la cual viene dada por parámetros de la fibra y la frecuencia)
si cambia $\beta \rightarrow$ cambia la velocidad de propagación

si $V \rightarrow 0 \Rightarrow \beta \rightarrow k_0 n_2 \Rightarrow v \rightarrow c/n_2$: mucha potencia se propaga por la cubierta y por tanto la velocidad es cercana a la de la cubierta
si $V \uparrow \Rightarrow \beta \rightarrow k_0 n_1 \Rightarrow v \rightarrow c/n_1$: la potencia está confinada en el núcleo

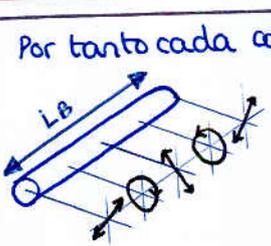
En general, para una V cualquiera hay una β y por tanto una $v = \frac{\omega [\text{rad/s}]}{\beta [\text{rad/m}]}$

índice efectivo del modo $v = c/\bar{n} \quad \beta = k_0 \bar{n} = \frac{2\pi}{\lambda} \bar{n} = \frac{2\pi}{c} \bar{n} = \frac{2\pi f}{v}$

$$\bar{n}_{01} = n_2 + b_{01}(n_1 - n_2) \approx n_2(1 + b_{01}\Delta)$$

Birefringencia

A causa de imperfecciones, el índice de refracción es diferente para cada polarización
 $\bar{n}_{01x} \leftrightarrow \beta_{01x}$
 $\bar{n}_{01y} \leftrightarrow \beta_{01y}$

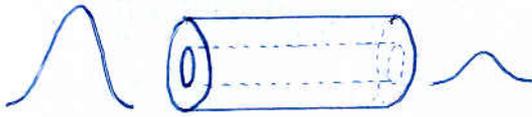


Por tanto cada componente tiene un retardo distinto. El periodo de la variación se llama

Longitud de batido $L_B = \lambda/B$
 $B = |\bar{n}_{01x} - \bar{n}_{01y}|$

Tema 3. Atenuación en fibras ópticas

Concepto de atenuación



• Independiente de la dispersión

$$\frac{dP}{dz} = -\alpha_T \cdot P$$

↓

$$P_s = P_e e^{-\alpha_T L}$$

$$\alpha \text{ (dB/km)} = \frac{-10 \log(P_s/P_e)}{L} = 4.343 \cdot \alpha_T$$

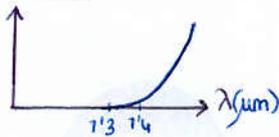
Mecanismos

- Intrínsecos: propios de la fibra inevitables
 - ↳ absorción por resonancia
 - ↳ ultravioleta
 - ↳ infrarrojo
 - ↳ scattering: rayleigh

- Extrínsecos: factor externos evitables
 - ↳ impurezas
 - ↳ iones OH
 - ↳ metales
 - ↳ hidrógeno
 - ↳ curvaturas

• atenuación infrarroja

$$\alpha_{ir} \text{ (dB/km)} = 7.81 \cdot 10^{11} e^{-\frac{44.48}{\lambda(\mu\text{m})}}$$



• Impurezas metálicas

- Fue el gran quebradero de cabeza inicialmente
- Hoy día se ha eliminado (concentración de impurezas inferiores a una parte por billón (1ppb))

• Atenuación por presencia de hidrógeno

- vidrios de sílice son permeables al hidrógeno, que puede entrar y salir libremente en la fibra según el ambiente (reversible).
- durante demasiado tiempo puede reaccionar para formar iones OH

• Intrínsecos

• atenuación por ultravioleta

$$\alpha_{uv} \text{ (dB/km)} = \frac{1.542 \cdot x(\%)}{44.6 \cdot x(\%) + 60} \cdot 10^{-2} \cdot e^{\frac{4.63}{\lambda(\mu\text{m})}}$$

siendo $x(\%)$: % de GeO_2 en el núcleo



• atenuación rayleigh

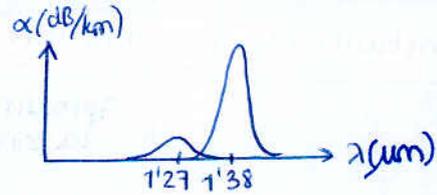
$$\alpha_R \text{ (dB/km)} = \frac{A}{\lambda(\mu\text{m})^4}$$

$A = 0.7 \sim 1$ monomodo
 $= 1 \sim 1.6$ multimodo

• Extrínsecos

• Iones OH

Gaussianas con pico en 1.27 y 1.38 micrometers



$$\alpha_{OH1} \text{ (dB/km)} = 48 \left(\frac{\text{dB}}{\text{km} \cdot \text{ppm}} \right) \cdot x_{OH} \text{ (ppm)} \cdot e^{-\frac{\lambda(\mu\text{m}) - 1.38}{\sigma_1^2}}$$

$$\alpha_{OH2} \text{ (dB/km)} = 2.5 \left(\frac{\text{dB}}{\text{km} \cdot \text{ppm}} \right) \cdot x_{OH} \text{ (ppm)} \cdot e^{-\frac{\lambda(\mu\text{m}) - 1.27}{\sigma_2^2}}$$

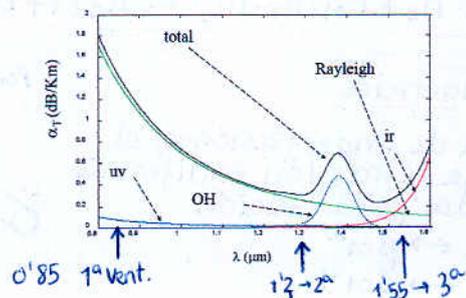
• Pérdidas por curvaturas

- macrocurvaturas



se evitan respetando el mínimo radio de curvatura dado por el fabricante

Espectro de la atenuación total



Tema 4. Dispersión en fibras ópticas

velocidad de fase:

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\bar{n}}$$

definimos índice efectivo \bar{n} tal que

por tanto

$$\bar{n} = \frac{\beta}{k_0} \quad n = \frac{\omega}{c}$$

velocidad de grupo

$$v_g = \frac{1}{d\beta/d\omega} = \frac{c}{n_g}$$

definimos índice de grupo n_g tal que

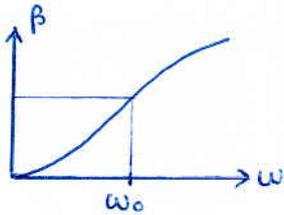
por tanto se despeja

$$n_g = c \cdot \frac{d\beta}{d\omega} = c \frac{d}{d\omega} \left[\frac{\omega \bar{n}}{c} \right]$$

$$n_g = \bar{n} + \omega \cdot \frac{d\bar{n}}{d\omega} = \bar{n} - \lambda \frac{d\bar{n}}{d\lambda}$$

$$\beta = k_0 \bar{n} = \frac{2\pi}{\lambda} \bar{n} = \frac{2\pi f}{c} \bar{n} = \frac{2\pi \omega}{c} \bar{n} = \frac{\omega}{v}$$

Análisis de dispersión usando β

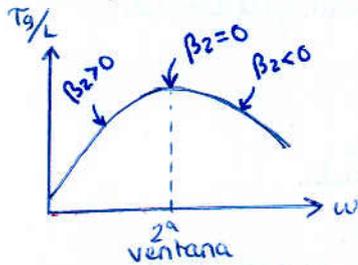


Desarrollo de Taylor

$$\beta(\omega) = \beta(\omega_0) + \frac{d\beta}{d\omega} \Big|_{\omega_0} (\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Big|_{\omega_0} (\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \frac{d^3\beta}{d\omega^3} \Big|_{\omega_0} (\omega - \omega_0)^3 + \dots$$

$$\beta(\omega) = \underbrace{\beta_0 + \beta_1 (\omega - \omega_0)}_{\text{caso ideal, fase lineal}} + \underbrace{\frac{1}{2} \beta_2 (\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \beta_3 (\omega - \omega_0)^3 + \dots}_{\text{términos dispersivos}}$$

retardo de grupo por unidad de longitud



$$\frac{T_g(\omega)}{L} = \frac{d\beta}{d\omega}$$

β_2 [ps²/km]
 β_3 [ps³/km]

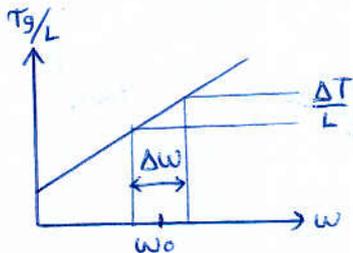
$$\frac{T_g(\omega)}{L} = 0 + \beta_1 + \beta_2 (\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_3 (\omega - \omega_0)^2$$

$\beta_1 = \frac{d\beta}{d\omega} \Big|_{\omega_0} = \frac{n_g}{c}$

retardo constante dispersión de primer orden dispersión de segundo orden

Distintas componentes frecuenciales de nuestra señal sufrirán retardos diferentes

Dispersión de primer orden: $\beta_2 \neq 0 \rightarrow$ despreciamos β_3



$$\Delta T = L \cdot |\beta_2| \cdot \Delta \omega = L \cdot |D| \cdot \Delta \lambda$$

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

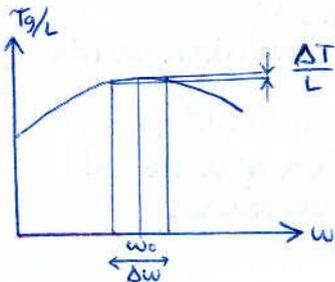
$c = 3 \times 10^8 \text{ nm/ps}$
 λ [nm]

se debe a que $\frac{\Delta \omega}{\Delta \lambda} < 0$

$$\beta_2 \propto -D$$

$$\beta_3 \propto \frac{dD}{d\lambda}$$

Dispersión de segundo orden: $\beta_2 = 0 \rightarrow$ consideramos β_3



$$\Delta T = L \cdot \frac{1}{8} |\beta_3| \Delta \omega^2 = L \cdot \frac{1}{8} |S| \Delta \lambda^2$$

$$S = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right)^2 \beta_3 \quad \left[\frac{\text{ps}}{\text{km} \cdot \text{nm}^2} \right]$$

Términos de la dispersión

• Dispersión material

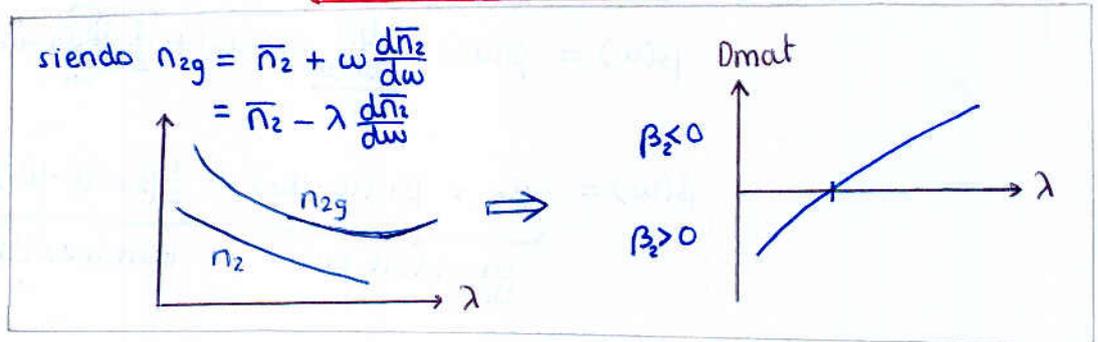
- n_1 y n_2 dependen de λ
- si suponemos Δ cte (gran simplificación) basta considerar la variación de $n_2 \rightarrow$ variación de n_{2g}

$$\beta_1 = \frac{d\beta}{d\omega} \Big|_{\omega_0} = \frac{n_{2g}(\omega)}{c} \quad ? \quad \text{No puede ser, } \beta_1 \text{ debe ser constante; la variación de } n_{2g}(\omega) \text{ se verá reflejada en } \beta_2$$

$$\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Big|_{\omega_0} = \frac{d\beta_1}{d\omega} \Big|_{\omega_0} = \frac{1}{c} \frac{dn_{2g}(\omega)}{d\omega}$$

pasando a λ

$$D_{mat} = \frac{1}{c} \frac{dn_{2g}}{d\lambda} \approx \frac{1}{c} \frac{dn_{1g}}{d\lambda}$$



• Dispersión guíaonda

- aunque n_1 y n_2 fueran constantes con λ seguiría existiendo una variación de $\beta(\omega)$ por el simple hecho de ser una guíaonda (gráficas $\beta \leftrightarrow f$ del tema anterior)

sabiendo $\beta = \beta(\omega) \Leftrightarrow b = b(V)$
 se puede obtener ↑ prec normalizada
cte propag normalizada

$$D_{wg} = - \frac{n_2 \cdot \Delta}{c \lambda} \cdot V \frac{d^2(Vb)}{dV^2} = \frac{n_2 \Delta}{c \lambda} \cdot \frac{1'948}{V^2}$$

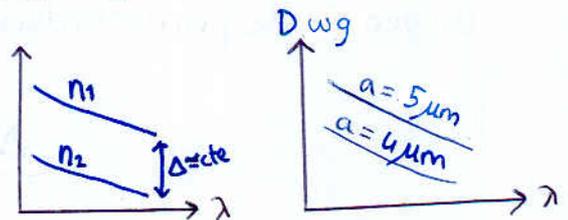
- depende de:
- índices n_1 y n_2 ($n_2 \cdot \Delta$)
 - frecuencia ($\lambda \cdot V^2$)
 - geometría de la fibra (V^2)

$$c = 3 \cdot 10^{-7} \text{ km/ps}$$

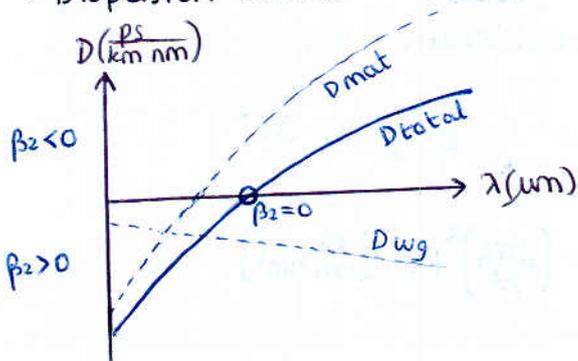
λ [nm]

modo fundamental
 $1'5 < V < 2'4$

$$b = \left[1'1428 - \frac{0'9996}{V} \right]^2$$



• Dispersión total



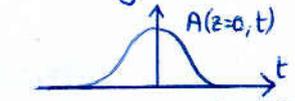
$$D_{tot} = D_{mat} + D_{wg}$$

segunda ventana: $\beta_2 = 0$
 tercera ventana: mínima atenuación

Fibras de dispersión desplazada:
 se juega con D_{wg} para que D_{tot} se anule en tercera ventana

Modelo de propagación de pulsos

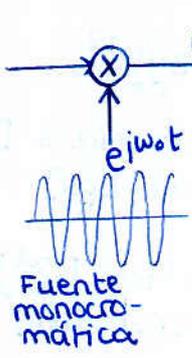
Pulso gaussiano



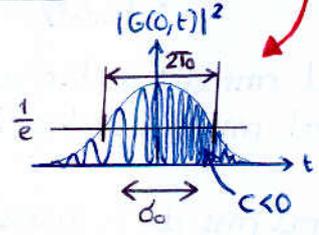
$$A(0, t) = A_0 e^{-\frac{1+jC}{2} \left(\frac{t}{T_0}\right)^2}$$

- parte real
- parte imag → modela el chirp C que en realidad tiene la fuente

• En el origen:



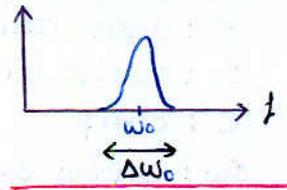
$$G(0, t) = A(0, t) \cdot e^{i\omega_0 t}$$



$$G(0, t) = A_0 e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{t}{T_0}\right)^2} e^{-i \frac{C}{2} \left(\frac{t}{T_0}\right)^2} e^{i\omega_0 t}$$

envolv. $\omega(t) = \omega_0 - \frac{C}{T_0^2} t$

$$\tilde{G}(0, \omega) = TF[G]$$

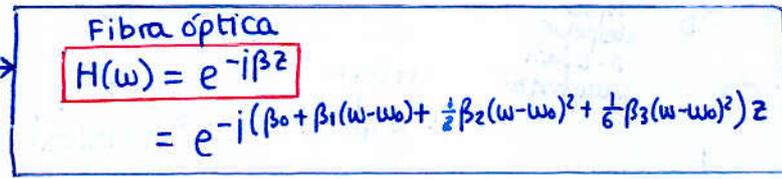


T_0 : mitad del ancho a 1/e
 T_{FWHM} : ancho total a -3dB
 $T_{FWHM} = 2\sqrt{\ln 2} \cdot T_0$
 σ_0 : ancho rms $\sigma_0 = \frac{T_0}{\sqrt{2}}$

anchura espectral a 1/e
 $\Delta\omega_0 = \frac{\sqrt{1+C^2}}{T_0}$
 • mayor chirp } mayor anchura espectral
 • menor T_0

• Ahora se propaga:

$G(0, t)$
 TF {
 $\tilde{G}(0, \omega)$

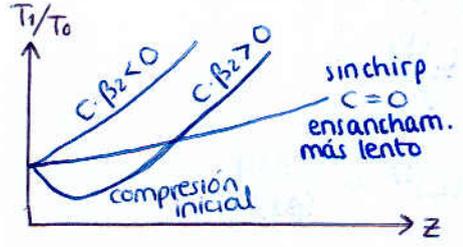


$$\tilde{G}(z, \omega) = \tilde{G}(0, \omega) \cdot e^{-i\beta z}$$

TF^{-1}
 $G(z, t)$

Considerando sólo β_2
 A la salida tenemos pulso gaussiano más ancho (T_1)

$$\frac{T_1}{T_0} = \left[\left(1 - \frac{C\beta_2 z}{T_0^2}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 z}{T_0^2}\right)^2 \right]^{1/2}$$



Considerando también β_3

Los pulsos a la salida ya no son gaussianos.
 Ya no sirve usar T_1 , hay que usar el ancho rms



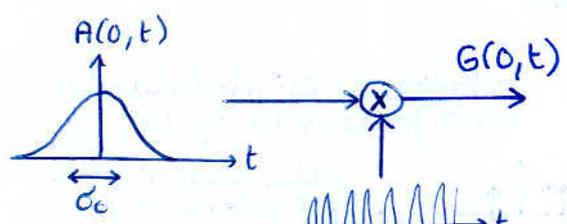
$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[\left(1 - \frac{C\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1+C^2) \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 z}{4\sigma_0^3}\right)^2 \right]^{1/2}$$

Fibras de compensación de la dispersión

Empalmando dos fibras, se tiene como función de transferencia la función $H(\omega) = e^{-i\beta_1 \omega L_1} \cdot e^{-i\beta_2 \omega L_2}$

Se puede jugar para anular la dispersión de 1er orden $\beta_1 \omega L_1 = -\beta_2 \omega L_2$

Fuentes ópticas no monocromáticas



se define el parámetro

$$V = 2 \cdot \sigma_\omega \cdot \sigma_0$$

↑ anchura espectral de la fuente
 ↑ anchura temporal del pulso gaussiano

$$\sigma_\omega = \frac{2\pi c}{\lambda^2} \sigma_\lambda$$

i.e.

$$-\beta_2 \sigma_\omega = D \sigma_\lambda$$

$V \ll 1$: fuente monocromática
 $V \gg 1$: fuente ancha

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \sqrt{\left(1 - \frac{C\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1+V^2)\left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1+C^2+V^2)\frac{1}{2}\left(\frac{\beta_3 z}{4\sigma_0^3}\right)^2}$$

$$V = 2\sigma\omega\sigma_0 \quad \text{por tanto} \quad V^2\left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 = \left(\beta_2 z \frac{\sigma\omega}{\sigma_0}\right)^2$$

z : [km]

σ : ancho temporal rms del pulso a distancia z [ps]

σ_0 : ancho temporal rms del pulso inicial [ps]

C : chirp

σ_ω : ancho espectral rms de la fuente óptica $\left[\frac{\text{rad}}{\text{ps}}\right]$

σ_λ : ancho espectral rms de la fuente óptica [nm]

Criterio
 $T_B \geq 4\sigma$
 $B \leq \frac{1}{4\sigma}$

• Fuente óptica ancha $V \gg 1 \rightsquigarrow$ despreciamos chirp $C=0$

$\beta_2 \gg \beta_3$ $-\beta_2\sigma\omega = D\sigma_\lambda$

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \sqrt{1 + \left(\frac{L\beta_2\sigma\omega}{\sigma_0}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{LD\sigma_\lambda}{\sigma_0}\right)^2}$$

$$\sigma = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_D^2} \approx \sigma_D$$

con $\sigma_D = |D| \cdot L \cdot \sigma_\lambda$

↓
 típico despejar
 D·L para
 caracterizar

Criterio
 $B \leq \frac{1}{4\sigma} \Rightarrow B \cdot L \leq \frac{1}{4|D|\sigma_\lambda}$

$\beta_2 = 0 \rightsquigarrow \beta_3$

$$\sigma = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_D^2} \approx \sigma_D$$

con $\sigma_D = \frac{S|L|\sigma_\lambda^2}{\sqrt{2}}$

Criterio
 $B \leq \frac{1}{4\sigma} \Rightarrow B \cdot L \leq \frac{1}{\sqrt{8}|S|\sigma_\lambda^2}$

NOTA:

$$\sigma = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_D^2}$$

↑ ancho original ↑ ensancham. por dispersión
 ↑ ancho final

• Fuente óptica estrecha $V \ll 1 \rightsquigarrow$ el ensanchamiento σ_D depende de σ_0 , por lo que hay un σ_0 óptimo

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \sqrt{\left(1 - \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0^2}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0^2}\right)^2} \quad \beta_2 \gg \beta_3$$

$$\sigma = \sqrt{\left(\sigma_0 - \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2}$$

$$\frac{d\sigma}{d\sigma_0} = 0 \rightarrow \sigma_{0 \text{ óptimo}} = \frac{4}{\sqrt{1+C^2}} \sqrt{\frac{\beta_2 L}{2}}$$

$$\sigma = \sqrt{|\beta_2| L \sqrt{1+C^2} - C\beta_2 L}$$

Si $C=0$

$$\sigma_{0 \text{ óptimo}} = \sqrt{\frac{|\beta_2| L}{2}}$$

$$\sigma = \sqrt{|\beta_2| \cdot L}$$

Criterio

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

$\beta_2 = 0 \rightsquigarrow \beta_3$

$C=0$

$$\sigma_{0 \text{ óptimo}} = \left(\frac{|\beta_3| L}{4}\right)^{1/3}$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{3}{2}} \left(\frac{|\beta_3| L}{4}\right)^{1/3}$$

Criterio
 $B \leq \frac{1}{4\sigma} \Rightarrow B \cdot (L)^{1/3} \leq \frac{0.324}{(\beta_3)^{1/3}}$

típico despejar $\beta_2, \beta_3, D, S, L$ para caracterizar, dividir caso desconocido por el conocido y queda sólo en función de las anchuras de pulsos

Efecto de la dispersión en señales analógicas

Portadora de RF modulando sobre frecuencia óptica

$$G(z,t) = [1 + m \cos \Omega t] \sin \omega_0 t$$

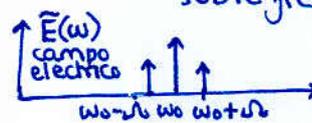
↓
 $\tilde{G}(z,\omega) = \tilde{G}(z,\omega) \cdot e^{-i\beta z}$

$$G(z,t) = [1 + m \underbrace{\cos\left(\frac{\beta_2 z \omega_0^2}{2}\right)}_{\text{fading}} \cos(\Omega(t - \beta_1 z))] \sin(\omega_0 t + \psi(z,t))$$

La portadora se anula para

$$\Omega = \sqrt{\frac{(2k+1)\pi}{\beta_2 z}}$$

(por encima de 56GHz) i.e. sólo para modular RF de alta frecuencia solución: usar BLU



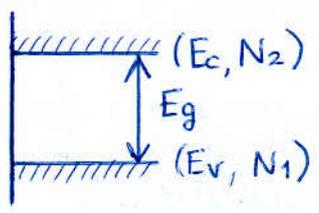
cada 'versión' de la portadora de RF sufre distinto retardo de grupo y pueden estar en contra-fase

Tema 5. Fuentes ópticas

$c = 2.998 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ $h = 6.626 \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$
 $k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ $1 \text{ eV} = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ J}$
 si $T = 298^\circ \text{K} (25^\circ \text{C}) \rightarrow k_B \cdot T = 25 \text{ meV} = 5.4924 \cdot 10^{-21} \text{ J}$

1. Interacción radiación materia

Niveles Energéticos:



Estadística de Boltzmann en equilibrio termodinámico: $N(E) = e^{-\frac{E}{k_B T}}$

Tasa emisión espontánea: $R_{\text{spont}} = \left. \frac{dN_2}{dt} \right|_{\text{spont}} = A \cdot N_2$

Tasa absorción: $R_{\text{abs}} = \frac{dN_1}{dt} = B_{12} \cdot N_1 \cdot \rho(\omega)$ densidad espectral de radiación

Tasa emisión estimulada: $R_{\text{stim}} = \left. \frac{dN_2}{dt} \right|_{\text{stim}} = B_{21} N_2 \rho(\omega)$

se obtiene:

$$\rho(\omega) = \frac{A/B_{21}}{\frac{B_{12}}{B_{21}} e^{\frac{h\omega}{k_B T}} - 1} = \frac{A/B_{21}}{\frac{N_2/N_1}{e^{\frac{h\omega}{k_B T}} - 1}}$$

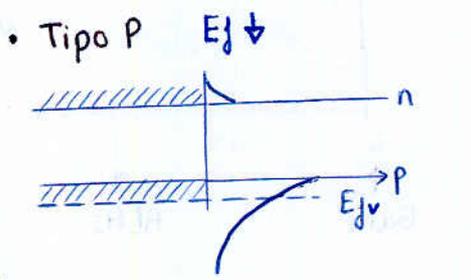
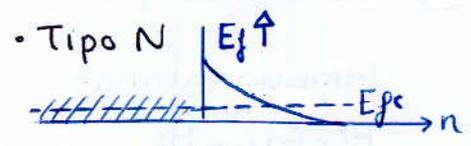
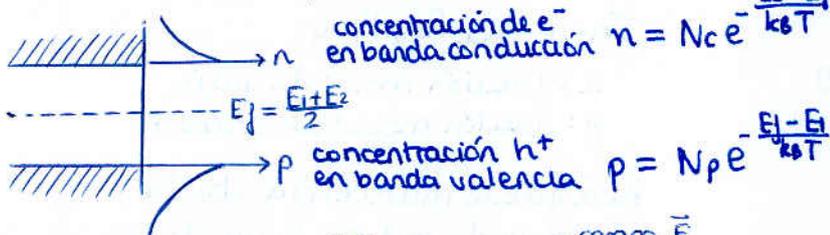
aplicando cuerpo negro $\rho(\omega) = \frac{8\pi h \omega^3 / c^3}{e^{\frac{h\omega}{k_B T}} - 1}$

$B_{12} = B_{21} = B$
 $A = 8\pi h \omega^3 / c^3$

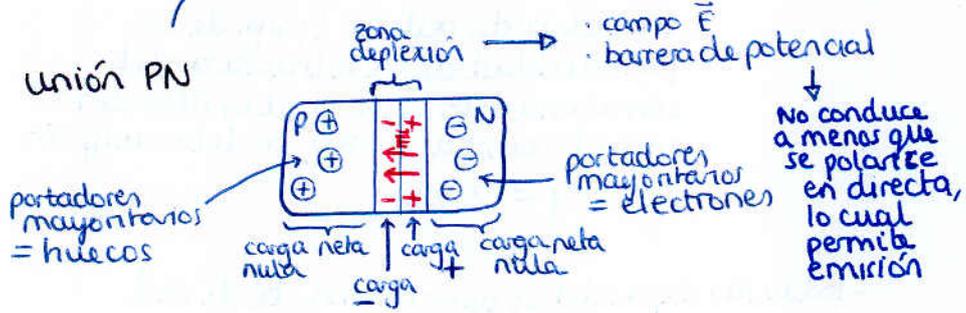
$$\frac{R_{\text{spont}}}{R_{\text{stim}}} = \frac{A}{B\rho(\omega)} = \frac{e^{\frac{h\omega}{k_B T}}}{\frac{N_2}{N_1}} - 1$$

2. Semiconductores

Intrínsecos (sindopantes)



Unión PN



Tasas de emisión

$R_{\text{spont}}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} A(E_1, E_2) \cdot f_c(E_2) \cdot [1 - f_v(E_1)] \cdot \rho_{cv} dE_2$
 $R_{\text{abs}}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} B(E_1, E_2) \cdot f_v(E_1) \cdot [1 - f_c(E_2)] \cdot \rho_{cv} \cdot \rho(\omega) dE_2$
 $R_{\text{stim}}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} B(E_1, E_2) \cdot f_c(E_2) \cdot [1 - f_v(E_1)] \cdot \rho_{cv} \cdot \rho(\omega) dE_2$

densidad conjunta de estados $f_c(E_2) = \frac{1}{1 + e^{\frac{E - E_c}{k_B T}}}$ prob. existencia de e^- en nivel E_2 (conducción) en el tipo N (E_c)
 $f_v(E_1) = \frac{1}{1 + e^{\frac{E - E_v}{k_B T}}}$ prob. existencia de e^- en nivel E_1 (valencia) en tipo P (E_v)
 Densidad espectral de radiación electromagnética $(1 - f_v(E_1))$: prob. existencia de hueco en el nivel E (valencia)

Recombinaciones radiativas y no radiativas

• Tasa de recombinación radiativa $R_{rr} = \frac{n}{T_{rr}}$ ← densidad de e^-
 ← tiempo medio desde que entra e^- hasta recombinación radiativa

• Tasa de recombinación no radiativa $R_{nr} = \frac{n}{T_{nr}}$

• Eficiencia cuántica interna $\eta_i = \frac{R_{rr}}{R_{nr} + R_{rr}} = \frac{1}{1 + \frac{T_{rr}}{T_{nr}}}$

• $R_{rr} = R_{stim} + R_{spont}$

• $R_{spont} + R_{nr} = \frac{n}{T_c}$ ← T_c : tiempo de vida de los portadores (en ausencia de emisión estimulada)
 i.e. toda menos la estimulada

Semiconductor banda indirecta
 $\eta_i \approx 10^{-5}$ ej: **Si**, Ge
 usados en electrónica

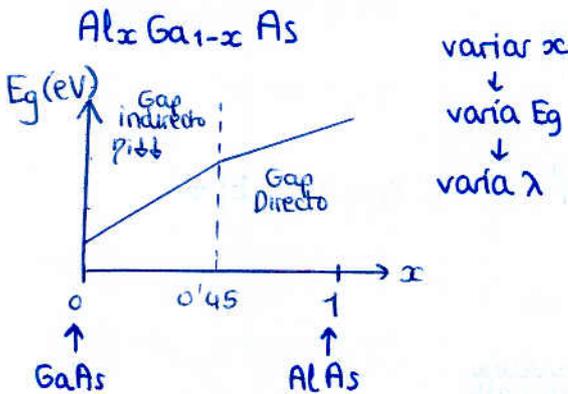
Semiconductor banda directa
 $\eta_i \approx 0.5$ ej: AsGa, AlGaAs, InP, InGaAsP
 usado en fuentes ópticas

En realidad, de forma más exacta
 $R_{spont} + R_{nr} = A_{nr} \cdot n + Bn^2 + Cn^3$

3. Tecnología y materiales

$\lambda(\mu m) = \frac{1.24}{E_g(eV)}$ variando la energía de gap elijo la λ de emisión

Primera ventana:



segunda y Tercera ventanas

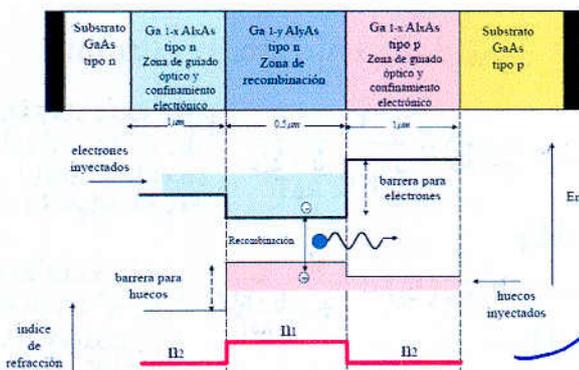
$In_{1-x} Ga_x As_y P_{1-y}$
 x : fracción molar de galio
 y : fracción molar de arsénico

Para que se mantenga cte la constante de red a_0 (long. de la periodicidad de la estructura del semiconductor) lo cual es necesario en heteroestructuras, se debe cumplir

$$y = 2.2x$$

Heteroestructuras

- todas las capas deben tener misma cte de red

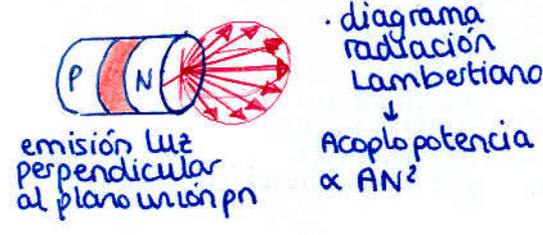


- logra confinamiento de la zona activa (acumula electrones y huecos)

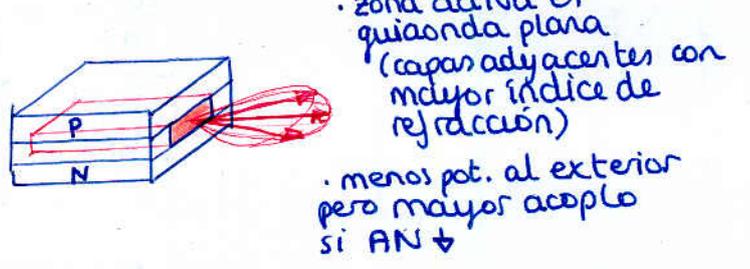
- los índices de refracción hacen que se comporte como guíaonda óptica para la luz generada en la zona activa

4. Diodo electroluminiscente (LED)

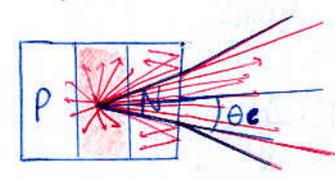
• Emisión superficial (ej: Burrus)



• Emisión lateral



• Eficiencia cuántica externa:



η_e : fracción de potencia generada que logra abandonar el LED y ser emitida

$$\eta_e = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_c} P_i \cdot T_f(\theta) d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} P_i d\theta} \stackrel{\text{suponiendo } P_i \text{ cte}}{=} \frac{\int_0^{\theta_c} T_f(\theta) 2\pi \sin\theta d\theta}{4\pi}$$

$$e = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$$

$$\hbar = \frac{h}{2\pi}$$

$$\eta_e \approx \frac{n e^2}{n(n+n_e)^2}$$

coef transmisión Fresnel

$$T_f(\theta) = 1 - R_f \approx T_f(0) = \frac{4 \cdot n \cdot n_e}{(n+n_e)^2}$$

índice refracción \uparrow índice refracción externo \uparrow ej: aire o fibra

Pot óptica total generada

$$P_i = \underbrace{\eta_i}_{\text{fracción de } e^- \text{ q. generan fotón}} \cdot \underbrace{(\hbar\omega)}_{J/e^-} \cdot \underbrace{\left(\frac{I}{e}\right)}_{e^-/s}$$

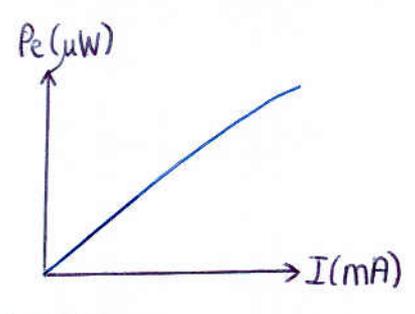
Pot óptica total emitida al exterior

$$P_e = \eta_e \cdot P_i$$

Eficiencia cuántica total

$$\eta_{tot} = \frac{P_e}{P_{in}} = \frac{P_e}{V \cdot I} = \eta_e \cdot \eta_i \cdot (\hbar\omega) \cdot \frac{1}{e} \cdot \frac{1}{V}$$

• Curva P-I de un LED

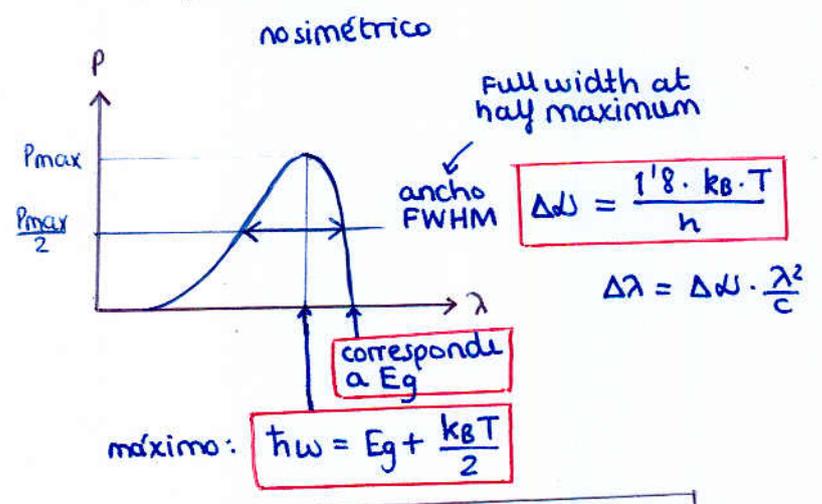


Responsividad

$$R = \frac{P_e}{I}$$

$$R = \eta_e \eta_i (\hbar\omega) \left(\frac{1}{e}\right) = \eta_{tot} \cdot V$$

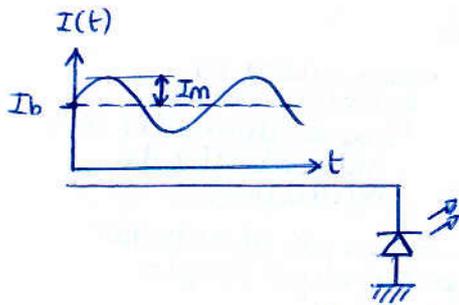
• Espectro de un LED



$$R_{spon}(\omega) = A_0 \sqrt{\hbar\omega - E_g} \cdot e^{-\frac{\hbar\omega - E_g}{k_B T}}$$

Modulación de un LED

Ecuación de transmisión del LED:



$$\frac{dn(t)}{dt} = \frac{I(t)}{e \cdot V_{act}} - \frac{n(t)}{\tau_c}$$

variación densidad electrones
densidad de electrones que introduce la corriente
densidad de electrones que disminuye por recombinación

Resolviendo:

$$n(t) = n_b + n_m(\omega_m) \cdot e^{j\omega_m t}$$

$$\downarrow$$

$$n_m(\omega_m) = \frac{\tau_c \cdot I_m}{e \cdot V_{act} (1 + j\omega_m \tau_c)}$$

$$P_e(t) = P_b + P_m(\omega_m) \cdot e^{j\omega_m t}$$

$P_e = \rho_e \rho_i (\tau_w) \left(\frac{I}{e}\right)$

nº e⁻ por unid. de tiempo

$\frac{I}{e} = \frac{n(t) \cdot V_{act}}{\tau_c}$

$P_e \propto n(t)$

Por tanto, función de transferencia $H(\omega_m) = \frac{P_e(\omega_m)}{P_e(0)} = \frac{1}{1 + j\omega_m \tau_c}$

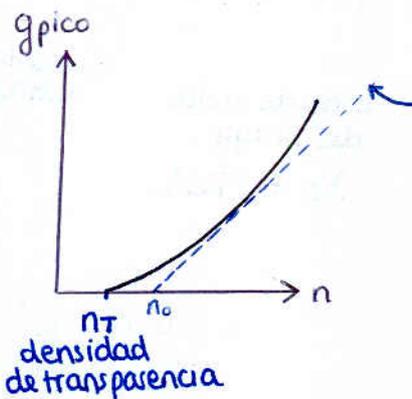
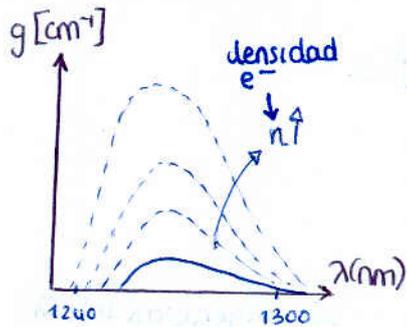
$$\Delta f_{optica \ 3dB} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi \tau_c} \quad \xrightarrow{P_{elec} \propto P_{optica}^2} \quad \Delta f_{elec \ 3dB} = \frac{1}{2\pi \tau_c}$$

Tema 6. El láser de semiconductor

Ganancia óptica

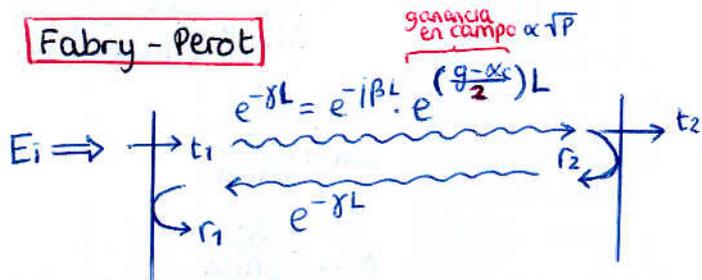
$$g(\omega) = \frac{R_{stim}(\omega) - R_{abs}(\omega)}{v_g} \quad [1/s] \quad [cm^{-1}]$$

$P_{in} \rightarrow \frac{dP}{dz} = g \cdot P \rightarrow P_{out} = P_{in} \cdot e^{g(\omega) \cdot z}$



$$g_{pico} \approx \alpha_g (n - n_0) \quad [cm^{-1}] \quad [cm^{-1}] \quad [e^-/cm^3]$$

Fabry - Perot

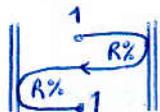


coef. reflexión (campo): r
reflectividad (potencia): $R = r^2$

$$E_s = E_i \cdot \frac{t_1 t_2 e^{-\gamma L}}{1 - r_1 r_2 e^{-2\gamma L}}$$

condición oscilación
 $1 - r_1 r_2 e^{-2\gamma L}$ ← igualar módulo
← igualar fase

condición de ganancia:



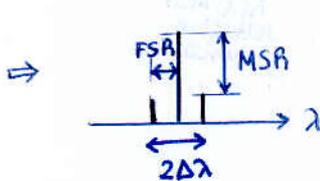
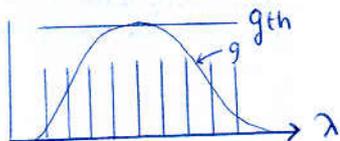
$$g_{th} = \alpha_c + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right)$$

↑ pérdidas cavidad ↑ α_{esp} pérdidas espejos
↑ ganancia umbral

condición de fase

$$\omega = g \cdot \frac{c}{2L\bar{n}} = g \cdot \frac{1}{T_L}$$

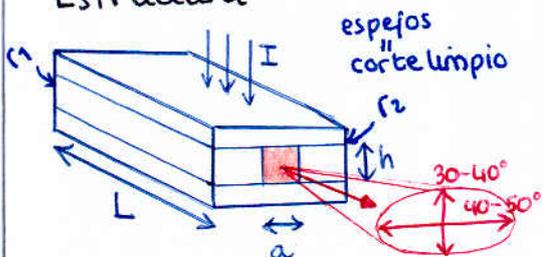
↑ n° entero ↑ tiempo ida y vuelta



$$FSR = \frac{c}{2L\bar{n}} = \frac{1}{T_L} = \Delta\omega$$

$AB = 2\Delta\lambda$
se considera fuente ancha $v \gg 1$

Estructura



Factor de confinamiento Γ : fracción de potencia de los modos de la cavidad que viajan por la zona activa y por tanto tienen ganancia.
Para tener en cuenta cambiar g por Γg
ej $g_{th} = \frac{1}{\Gamma} (\alpha_c + \alpha_{esp})$

$$r_1 = r_2 = \frac{\bar{n} - \bar{n}_{ext}}{\bar{n} + \bar{n}_{ext}}$$

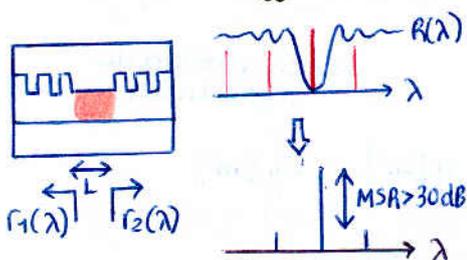
$$R_1 = R_2 = r^2$$

tipicamente $\bar{n}_{ext} = 1$ (aire)
 $R_1 = R_2 = \left(\frac{\bar{n} - 1}{\bar{n} + 1}\right)^2$

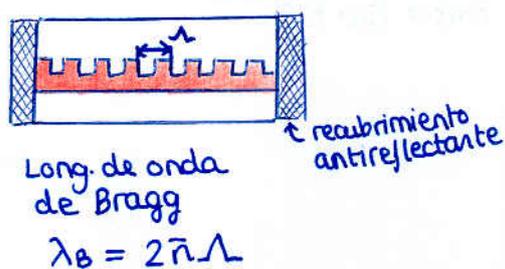
- guiado por ganancia: mayor o menor densidad de e^-
- guiado por índice de refracción:  como la F.O.
- guiado por confinamiento de corriente: 

Láseres monomodo (fuente estrecha $V \ll 1$)

- Láseres DBR (Distributed Bragg Reflector)



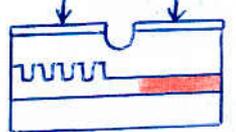
- Láseres DFB (Distributed Feedback)



Sintonizables

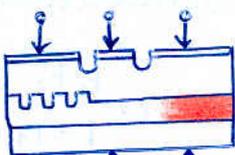
- Láseres multielectrodo usar intensidad para variar el índice de refracción

2 electrodos



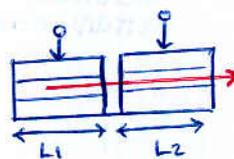
sintonización discontinua

3 electrodos



sintoniz. continua

- Láseres C³



Modos cavidad 1

Modos cavidad 2

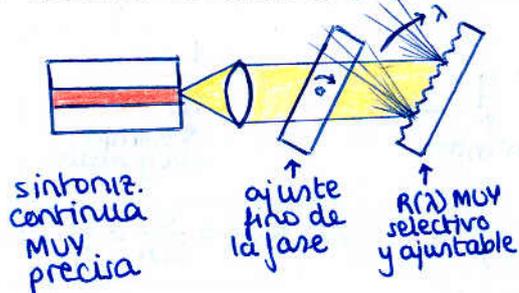
$$\Delta\lambda_1 = \frac{\lambda^2}{2n_1L_1}$$

$$\Delta\lambda_2 = \frac{\lambda^2}{2n_2L_2}$$

sólo se generan los λ que cumplan ambos modos A LA VEZ (efecto Bernier)

$$\Delta\lambda_c = \frac{\lambda^2}{2|n_1L_1 - n_2L_2|}$$

- Láseres de cavidad externa

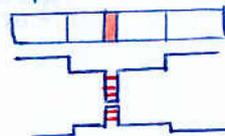


- Láseres de pozos cuánticos

Técnica aplicable a los casos anteriores

zona activa por debajo de los 10 nm (en lugar de 100-300nm que usábamos)

Efectos cuánticos de discretización de niveles de energía



Ecuaciones de emisión del láser monomodo

$e = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

$N(t)$: nº electrones | $n(t) = \frac{N(t)}{V_{act}}$: densidad e^- | $S(t)$: nº fotones | $I(t)$: corriente inyectada

(1) $\frac{dN(t)}{dt} = \frac{I(t)}{e} - \frac{N(t)}{\tau_c} - G \cdot S(t)$

inyectados (under $\frac{I(t)}{e}$)
emisión espontánea y recomb. no rad. (under $-\frac{N(t)}{\tau_c}$)
emisión estimulada (under $-G \cdot S(t)$)

τ_c : vida media de portadores en ausencia de emisión estimulada $R_{spn} + R_{nr} = \frac{n}{\tau_c}$ (unido en LEDs)

G : coeficiente de emisión estimulada
 $G \equiv R_{stim} - R_{abs} \approx R_{stim}$

$G = G_N \cdot (N - N_0)$
coef de ganancia del modo (G_N)
nº e^- de transparencia (N_0)

NOTA:
 $G = v_g \Gamma \frac{\sigma_g}{V_{act}} (N - N_0)$
 $= v_g \Gamma \frac{\sigma_g}{V_{act}} (n - n_0)$
 $= v_g \Gamma g = v_g (\alpha_c + \alpha_{sp})$

σ_g : sección cruzada de ganancia [cm^2]
 v_g : vel. grupo [cm/s]
 $v_g = c/n_g$
 Γ : factor confinam.
 V_{act} : volumen zona activa [cm^3]

T_{ph} : tiempo medio de vida del fotón en cavidad

$\frac{1}{T_{ph}} = v_g \cdot g$ (v_g [cm/s], g [cm^{-1}])
 $= \frac{c}{n_g} \cdot \left(\alpha_c + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right) \right)$

(3) $\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{\alpha}{2} \cdot G_N \cdot (N(t) - N_{th})$

N_{th} : cantidad de e^- umbral a partir del cual $N(t)$ cambia el índice de refracción

$E(t) = (\sqrt{A \cdot S(t)}) e^{i\phi(t)} \cdot e^{j\omega t}$
 $P(t) = A \cdot S(t)$

α : factor de ensanchamiento de línea

Análisis del láser en continua

(2) $\frac{dS(t)}{dt} = S(t) \left[G - \frac{1}{T_{ph}} \right] + R_{sp} = 0 \Rightarrow S(t) = \frac{R_{sp}}{G - \frac{1}{T_{ph}}} - 1$

para que haya ganancia (under G)
para vencer las pérdidas (under $-\frac{1}{T_{ph}}$)

Umbral:
 $G = \frac{1}{T_{ph}}$
 $G_N(N - N_0) = \frac{1}{T_{ph}} \Rightarrow N_{th} = N_0 + \frac{1}{G_N \cdot T_{ph}}$
 $I_{th} = \frac{e}{\tau_c} \cdot N_{th}$
 $I_{th} = \frac{e}{\tau_c} \left(N_0 + \frac{1}{G_N \cdot T_{ph}} \right)$

corriente umbral

umbral para funcionam. láser

$G \approx \frac{1}{T_{ph}}$ → En realidad es la condición de ganancia ya vista

$v_g \Gamma g = v_g \cdot (\alpha_c + \alpha_{sp})$

una vez $I > I_{th}$, $N \approx N_{th}$ (se mantiene)

Potencia nota: $G_N \cdot N_{th} = G_N N_0 + \frac{1}{T_{ph}} \approx \frac{1}{T_{ph}}$

$P = S \cdot \hbar \omega \cdot v_g \cdot \alpha_{es} = \frac{v_g \alpha_{es} \hbar \omega T_{ph} \eta_i}{e (\alpha_c + \alpha_{es})} (I - I_{th})$

tasa = vel. ganancia (under $v_g \cdot \alpha_{es}$)

$\frac{1}{T_{ph}} = v_g \cdot (\alpha_c + \alpha_{sp})$
 $\frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right)$

⇒ Potencia que sale por las dos caras $P = \frac{\alpha_{es} \cdot \hbar \omega \cdot \eta_i}{e (\alpha_c + \alpha_{es})} (I - I_{th})$

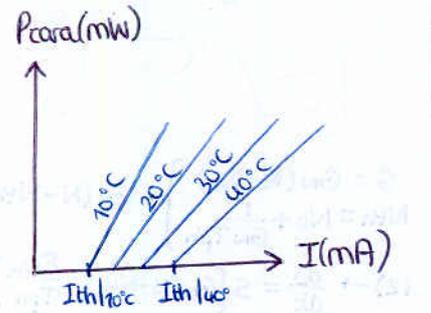
frec en el exterior (under $\hbar \omega$)

Eficiencia cuántica externa $\eta_{ext} = \frac{\text{nº fotones salientes}}{\text{nº } e^- \text{ entrantes}} = \frac{P/\hbar \omega}{I/e} = \frac{\alpha_{es} \eta_i}{\alpha_c + \alpha_{es}} \left(1 - \frac{I_{th}}{I}\right) = \eta_d \left(1 - \frac{I_{th}}{I}\right)$

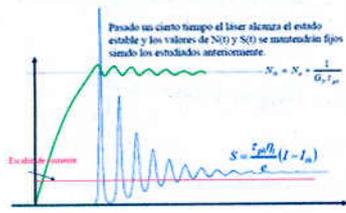
Eficiencia cuántica total $\eta_{tot} = \frac{\text{potencia saliente}}{\text{potencia entrante}} = \frac{P}{IV} = \frac{\hbar \omega}{eV} \cdot \eta_{ext}$

Eficiencia cuántica diferencial $\eta_d = \eta_i \cdot \frac{\alpha_{es}}{\alpha_c + \alpha_{es}}$

$\frac{dP_{cara}}{dI} = \frac{\hbar \omega}{2e} \left(\frac{\eta_i \alpha_{es}}{\alpha_c + \alpha_{es}} \right) = \frac{\hbar \omega}{2e} \cdot \eta_d$



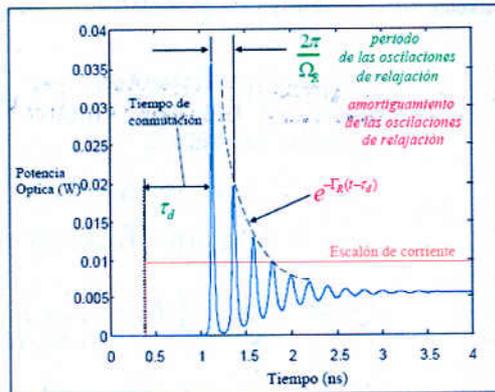
Análisis del láser en régimen transitorio



Tiempo de conmutación

$$T_d = \tau_c \ln\left(\frac{I_m - I_b}{I_m - I_{th}}\right)$$

I_m : corriente de modulación



Pulsación de las oscilaciones de relajación

$$\Omega_R \approx \sqrt{G \cdot G_N \cdot \bar{S}} = \sqrt{\frac{1}{\tau_p} \cdot G_N \bar{S}}$$

$$\Omega_R = \sqrt{\frac{\gamma_i \Gamma_s \nu_g \nu_d}{e \cdot \nu_{act}} (I - I_{th})}$$

$$= \sqrt{\frac{\gamma_i \cdot G_N \cdot (I - I_{th})}{e}}$$

Frecuencia de las oscilaciones

$$f_R = \frac{\Omega_R}{2\pi}$$

Exponente del decaimiento de las oscilaciones

$$e^{-\Gamma_R(t - T_d)} \quad \Gamma_R = \frac{\Gamma_s + \Gamma_N}{2}$$

$$\Gamma_s = \frac{R_{sp}}{S_b} - G_s \bar{S} \quad G_s = -E_{NL} G_L$$

$$\Gamma_N = \frac{1}{\tau_c} + G_N \bar{S} \quad S_b = S(t) \text{ cuando } I(t) = I_b$$

sesale war $\bar{S} = S_b$ (nº fotones de bias)

modulación en pequeña señal

$$I(t) = I_b + I_m \sin(\omega_m t)$$

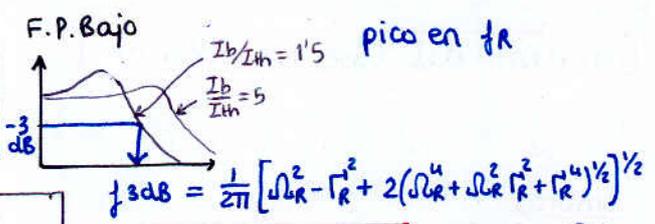
$$s(t) = S_b + |\Delta S_m(\omega_m)| \cdot \sin(\omega_m t + \phi_m(\omega_m))$$

resolviendo ecs. del láser

$$|\Delta S_m| e^{j\phi_m} = \frac{G_N \cdot \bar{S} \cdot I_m / e}{(\Omega_R + \omega_m - j\Gamma_R)(\Omega_R - \omega_m + j\Gamma_R)}$$

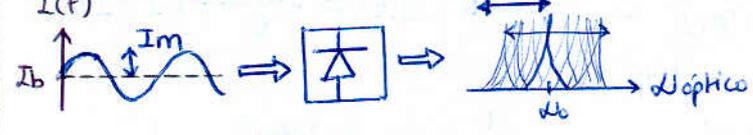
Función de transferencia

$$H(\omega) = \frac{\Delta S_m(\omega)}{\Delta S_m(0)} = \frac{\Omega_R^2 + \Gamma_R^2}{(\Omega_R + \omega - j\Gamma_R)(\Omega_R - \omega + j\Gamma_R)}$$



Modulación en frecuencia en pequeña señal

$$2\pi \Delta \omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \stackrel{\text{def de frec.}}{=} \frac{\alpha}{2} G_N (N(t) - N_{th})$$



$$\Delta \omega_0(t) = |\Delta \omega_0| \cdot \sin(\omega_m t + \theta_c)$$

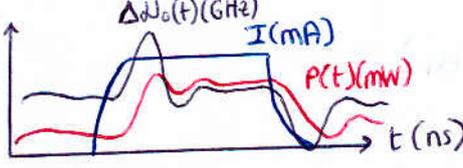
modulación residual

$$\frac{\Delta \omega_0}{I_m} = \frac{C_{th} W_{th}}{W_{th} + j\omega} + \frac{\alpha G_N}{4\pi e} \left(\frac{\Gamma_s + j\omega}{(\Omega_R + \omega - j\Gamma_R)(\Omega_R - \omega + j\Gamma_R)} \right)$$

fenómenos térmicos

resonancia con oscilaciones

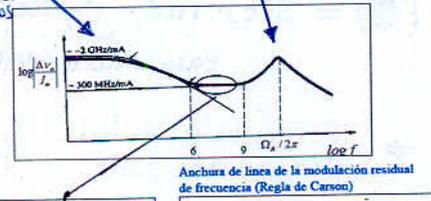
modulación en gran señal



$$G = G_N (N - N_0) \quad N_{th} = N_0 + \frac{1}{G_N \tau_{ph}} \quad G_N (N - N_{th}) = G - \frac{1}{\tau_{ph}}$$

$$(2) \rightarrow \frac{dS}{dt} = S \left[G_N (N - N_{th}) - \frac{E_{NL}}{\tau_{ph}} \right] + R_{sp} \quad (3) \rightarrow \Delta \omega(t) = \frac{\partial \phi}{\partial t} = \frac{\alpha}{2\pi} G_N (N - N_{th})$$

$$\Delta \omega(t) = \frac{\alpha}{2\pi} \left[\underbrace{\frac{d(\ln S(t))}{dt}}_{\text{chirp transitorio}} + \frac{1}{\tau_{ph}} \left[\underbrace{E_{NL} S(t) - \frac{R_{sp}}{S(t)}}_{\text{chirp adiabático (diferencia entre estados 0 y 1)}} \right] \right]$$



$$\Delta \nu_0 = \frac{\alpha G_N I_m \sqrt{\Gamma_s^2 + \omega^2}}{4\pi e \Omega_R^2} \approx \frac{\alpha I_m \sqrt{\Gamma_s^2 + \omega^2}}{4\pi e G S}$$

$$M = \left| \frac{2\pi \Delta \nu_0}{\omega_m} \right| \approx \left(\frac{m\alpha}{2} \right) \sqrt{1 + \left(\frac{\Gamma_s}{\omega_m} \right)^2}$$

$$\Delta \nu = 2(M+1)f_m = \left(m\alpha \sqrt{1 + \left(\frac{\Gamma_s}{\omega_m} \right)^2} + 2 \right) f_m$$

Ruido en láseres de semiconductor

Ruido de intensidad

$I_b \geq I_{th}$
 $\frac{I_b}{I_{th}} \uparrow \Rightarrow RIN \downarrow$

$I \propto S(t) \propto P(t)$
 $S(t) = \bar{S} + \Delta S(t)$

$P_{ot\ eléctrica} \propto I^2 \propto S^2$

$RIN(\omega) = \frac{S_s(\omega)}{\bar{S}^2} \leftarrow \bar{S}^2 \propto pot\ eléctrica$

$RIN [dB/Hz]$
 $\frac{I_b}{I_{th}} \uparrow$
 $P [Hz]$

$d.e.p. S_s(\omega)$

Ruido de fase

ω_0
 $E(t) = \sqrt{P(t)} e^{i\omega_0 t}$

$\Delta\omega$
 $E(t) = \sqrt{P(t)} e^{i(\omega_0 t + \phi(t))}$

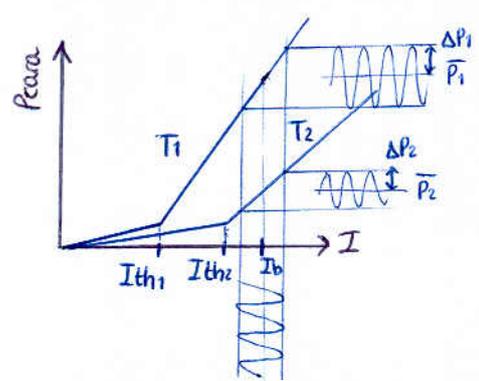
$\Delta\omega = \frac{1}{\pi t_c}$

tiempo de coherencia de la fuente
 $t_c = \frac{4 \cdot \bar{S}}{R_{sp}(1 + \alpha^2)}$

$S_e(\omega) = \frac{2 \cdot \bar{S} \cdot t_c}{1 + [(\omega - \omega_0)t_c]^2}$

factor de ensanchamiento de línea

Circuitos "driver" de control para láseres



• controlar Temp, I_b e I_m
 efecto de la temperatura sobre la intensidad umbral
 $I_{th}(T) = I_0 e^{T/T_0}$

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

1918

Tema 7. Detectores para comunicaciones ópticas

Ondas y fotones

$E(t) = A(t) \cos(\dots)$
 $P(t) = \frac{|A(t)|^2}{2}$
 $Q(t) = \frac{\bar{n} T}{T}$

$P(t) = Q(t) \cdot h\nu$
 flujo fotónico [fot/seg]

Fuente óptica coherente

Prob. uniforme de emitir fotón en intervalo T
 Poisson: n_T : nº fotones emitidos en T
 $p(n_T) = \frac{\bar{N}^{n_T}}{n_T!} e^{-\bar{N}}$

$\bar{n} = \bar{N}$
 $\sigma_n = \sqrt{\bar{N}}$

Detector ideal

$\overline{P(t)} = \frac{n_T}{T} \cdot h\nu$
 $= \frac{Q_T}{T} \cdot h\nu$

¿que T elegimos?
 $T \uparrow \Rightarrow \bar{Q}_T \rightarrow \bar{Q}(t)$
 $T \downarrow \Rightarrow T < 1/\Delta f$ necesario

Caracterización

$Q(t) = \sum h(t-t_k)$ instantes de un fotón resp. temporal recep.
 $= \bar{Q}(t) + \Delta Q(t)$ ruido fotónico

$S_{\Delta Q}(f) = \bar{Q} \cdot |H(f)|^2$
 $P_{\Delta Q} = \bar{Q} \cdot 2\Delta f_{eq}$
 $= \int S_{\Delta Q}(f) df$

si es pasabanda

$i(t) = e \cdot Q(t)$
 $= e \cdot \bar{Q} + \Delta i$

Ruido shot
 $S_{\Delta i}(f) = e \cdot \bar{i} \cdot |H(f)|^2$

Eficiencia cuántica ideal $\eta = 1$

n fotones \rightarrow $\eta \cdot n$ electrones

$\eta = \frac{\text{nº electrones}}{\text{nº fotones}} = \frac{\bar{i}/e}{\bar{Q}}$

$\bar{i}(t) = \eta \cdot e \cdot \bar{Q}(t)$

Responsividad

$\bar{i}(t) = R \cdot P(t)$
 $R = \frac{e}{h\nu} \eta$
 $= 0.8 \lambda \eta$ con λ en $[\mu m]$
 [A/W]

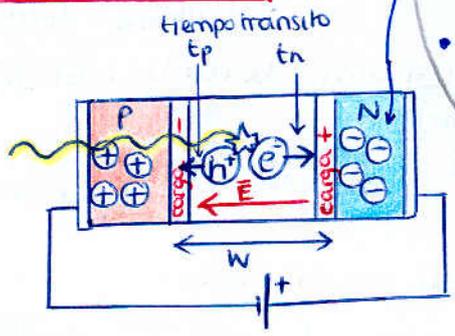
$P(t) = h\nu \cdot Q(t)$

$P_{\Delta i} = \sigma_{\Delta i}^2 = 2e^2 \bar{Q} \Delta f_{eq}$
 $= 2e \bar{i} \Delta f_{eq}$

$(\frac{\Delta i}{\bar{i}})^2 = \frac{\bar{Q}}{2\Delta f}$

Fuentes de ruido adicionales:
 Electromagnética de fondo $(\Delta i_b)^2 = 2e \bar{i}_b \Delta f$

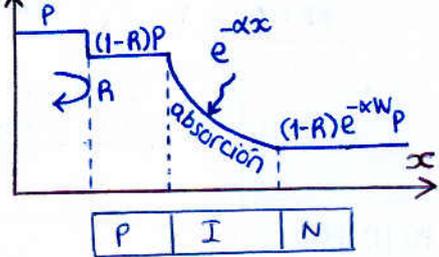
Fotodiodos PIN



- si absorción en N o P \rightarrow si por difusión el minoritario alcanza zona I
- Corrientes de difusión de minoritarios
- h^+ y e^- generados reducen el campo E que les empuja (retarda la respuesta) \Rightarrow equivale a un condensador $\frac{1}{\tau_p, \tau_n} \gg \frac{1}{RC}$
- tiempo tránsito τ_p y τ_n (despreciable)

efectos no deseados

Pot. óptica



$\eta = \frac{\text{fotones absorbidos}}{\text{fotones incidentes}}$

$\eta = (1-R) \cdot (1 - e^{-\alpha w})$

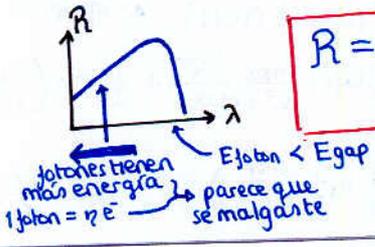
$\eta = (1-R) \cdot \frac{(1 - e^{-\alpha w})}{(1 + \alpha L_p)}$

tiene en cuenta corriente de difusión minoritarios

Respuesta en frecuencia

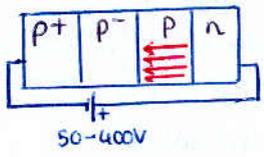
$J_{int}(w) = F(w) \cdot \Phi_0(w)$
 R : resistencia que ven los portadores
 $\Phi_0(w)$: luz incidente (con las ctes adecuadas) modela τ_p y τ_n (suele ser despreciable)

$J^{(i)}(w) = \frac{1}{1 + jwRC} \cdot F(w) \cdot \Phi_0(w)$ [A/Hz]



$R = \frac{e}{hc} \cdot \lambda [\mu m] \cdot \eta$ [A/W]

Diodos APD



Tensión muy elevada
 Zona de multiplicación por avalancha

a partir de un par e^-/h^+ se generan M pares e^-/h^+
 con $M = \bar{M} + \Delta M$
 ganancia \rightarrow nuevo ruido

$R_{APD} = \bar{M} \cdot R$

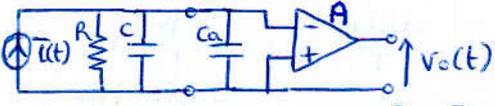
ruido shot: $(\Delta i_s)^2 = \bar{M} \cdot F(\bar{M}) \cdot 2e \bar{i} \Delta f$
 \rightarrow Factor de ruido del APD

si no se da $F(\bar{M}) = \bar{M}^\alpha$
 $\alpha = 0.3 \rightarrow 0.5$ en Si
 $= 0.7 \rightarrow 1$ en Ge

ruido oscuridad: $(\Delta i_d)^2 = \bar{M}^2 \cdot F(\bar{M}) \cdot 2e I_d \Delta f$

Tema 8. Receptores para comunicaciones ópticas

• Configuración alta impedancia

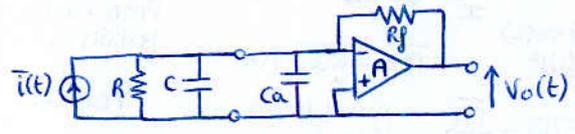


$$\frac{V_o}{I} = \frac{A \cdot R}{1 + j\omega R C_T} \quad V_o = TF[V_o(t)]$$

$$\frac{I}{I} = TF[i(t)]$$

$$f_{3dB} = \frac{A}{2\pi R \cdot C_T} \quad R \uparrow \begin{cases} \text{poco ruido térmico} \\ \text{poco } f_{3dB}!! \end{cases}$$

• Amplificador de transimpedancia



$$\frac{V_o}{I} = -\frac{A \cdot R \cdot R_f}{R_f + AR + j\omega R R_f C_T} \approx -\frac{R_f}{1 - j\omega (R_f/A) C_T} \quad A \gg 1$$

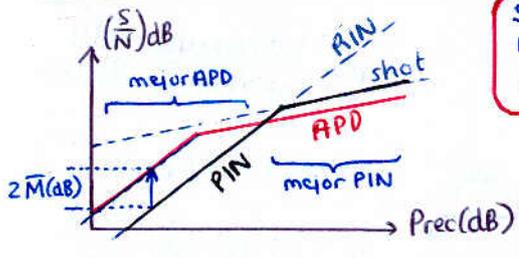
$$f_{3dB} = \frac{A}{2\pi R_f C_T} \quad \begin{cases} \text{indep de R} \\ \text{puedo subir R para reducir} \\ \text{ruido térmico} \end{cases}$$

Relación señal a ruido (instantánea)

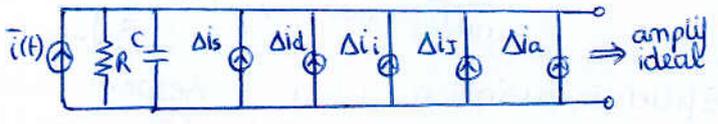
$$\frac{S}{N}(t) = \frac{i^2(t)_{\text{canal}}}{(\Delta i_s)^2 + (\Delta i_d)^2 + (\Delta i_i)^2 + (\Delta i_J)^2}$$

- Ruido shot: $(\Delta i_s)^2 = \bar{M} \cdot F(\bar{M}) \cdot 2e \bar{i}(t) \Delta f$
 - Ruido oscuridad: $(\Delta i_d)^2 = \bar{M}^2 \cdot F(\bar{M}) \cdot 2e I_d \Delta f$
 - Ruido de intensidad: $(\Delta i_i)^2 = RIN \cdot \bar{i}(t)^2 \cdot \Delta f$
 - Ruido Johnson + amplificador: $(\Delta i_J)^2 = (\Delta i_a)^2 + (\Delta i_J)^2 = (\Delta i_a)^2 + \frac{4k_B T \Delta f}{R}$
- F: Factor ruido del amplif.

$$(\Delta i_i)^2 \equiv \sigma_i^2$$



Si no dan Δf
NRZ: $\Delta f \approx V_B/2$
RZ: $\Delta f \approx V_B$



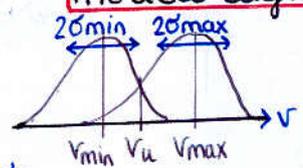
- Δf es el ancho banda equivalente de UN CANAL
- $i^2(t)$ (la pot de señal del numerador) es la corriente de UN CANAL
- $i(t)$ que aparece en ruido shot y RIN es la fotocorriente TOTAL que crea el fotodetector
- normalmente coincide con la de un canal (ej MI-DD y WDM (donde hay filtro optico ANTES del detector))
- puede no coincidir (ej: SCM) $\rightarrow \begin{cases} \bar{i}(t) = (R \cdot P_s) \\ \bar{i}(t)_{\text{canal}} = \frac{1}{2} m^2 (R P_s)^2 \end{cases}$

Potencia equivalente de ruido NEP [W]

$$NEP = \frac{\sqrt{(\Delta i_J)^2}}{R} = \frac{1}{D} \quad \begin{matrix} \uparrow \\ \text{si domina} \\ \text{térmico} \end{matrix} \quad \begin{matrix} \text{Pot óptica} \\ \text{necesaria a la} \\ \text{entrada para} \\ (\%N) = 1 \text{ a la salida} \end{matrix}$$

D: defectividad

Modelo digital simplificado



$$p_i(v) = \frac{1}{\sigma_i \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(v - v_i)^2}{2\sigma_i^2}} \quad i = \begin{cases} \text{max} & 1 \\ \text{min} & 0 \end{cases}$$

prob error $P_e = P(1|0) \cdot P(0) + P(0|1) \cdot P(1)$

$$= \frac{1}{2} P(1|0) + \frac{1}{2} P(0|1) \quad \text{equiprob}$$

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{V_{max} - V_u}{\sqrt{2} \sigma_{max}}\right) + \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{V_u - V_{max}}{\sqrt{2} \sigma_{min}}\right) \right] \quad V_{u, \text{optimo}} = \frac{\sigma_{min} V_{max} + \sigma_{max} V_{min}}{\sigma_{min} + \sigma_{max}}$$

$$P_e = BER = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{q}{\sqrt{2}}\right) \quad q = \frac{V_{max} - V_{min}}{\sigma_{min} + \sigma_{max}} \quad \begin{matrix} q = 6 \leftrightarrow BER = 10^{-9} \\ q = 7 \leftrightarrow BER = 10^{-12} \end{matrix}$$

definido en corrientes $q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_{max} + \sigma_{min}} \Big|_{\text{en corriente}} = \begin{cases} \text{equiprob} & \text{Prec} = P_1/2 \\ \text{potencia nula en cero} & I_0 = 0 \\ & I_1 = \bar{M} \cdot R \cdot P_1 \end{cases} = \frac{2 \bar{M} R \cdot \text{Prec}}{\sigma_{min} + \sigma_{max}}$

Sensibilidad del receptor:

$$\text{Prec} = \frac{q}{R} \left(e \Delta f F_{APD} q + \frac{\sigma_J}{\bar{M}} \right)$$

un APD reduce el ruido térmico
 $F_{APD} = F(\bar{M})$

$$\begin{cases} \sigma_{min} = \sigma_J \text{ (sólo térmico ya que } P_0 = 0) \\ \sigma_{max} = \sqrt{\sigma_J^2 + \sigma_s^2} \text{ (térmico y shot)} \\ \sigma_J^2 = (4k_B T F \Delta f) / R \\ \sigma_s^2 = 2e I_1 M F(\bar{M}) \Delta f \end{cases}$$

Límite cuántico

$$\text{Prec} = (h\nu) \cdot N \cdot \frac{B}{\text{bit}} \cdot \frac{1}{2} \Rightarrow N = \frac{\text{Prec} \cdot 2}{h\nu \cdot B}$$

no fotones durante bit "1"
ya no sirve fdp gaussianas

Bit 1 = recibir al menos UN fotón !!!
 $P_e = BER = \frac{1}{2} P(0|1) = \frac{1}{2} P(0) = \frac{N^0}{0!} e^{-N} = e^{-N}$

$$BER = e^{-N} \Rightarrow \text{límite } \bar{N} \text{ mínimo para criterio BER}$$

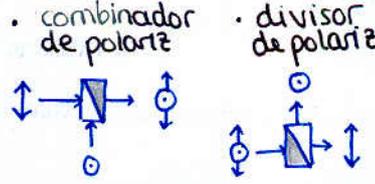
prob de no recibir ningún fotón: Poisson: Fuente coherente

Tema 9. Componentes Ópticos Pasivos

Polarizadores

- atenuador de una polariz. (convierte circular en lineal)
- Relación de extinción = $10 \log \frac{P_{out \parallel}}{P_{out \perp}}$
- Pérdidas de inserción = $10 \log \frac{P_{in}}{P_{out \parallel}}$

retardadores de onda material birrefringente $\bar{n}_x \neq \bar{n}_y \Rightarrow$ Desfase entre estados de polarización



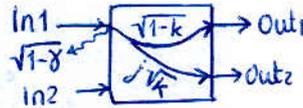
rotadores de polarización campo magnético \rightarrow Efecto Faraday \vec{B}

NO RECIPROCO $\theta = V \cdot B \cdot d$
 de Verdet $V = -\frac{\pi \chi}{\lambda n}$ \leftarrow coef. magnetotóxico

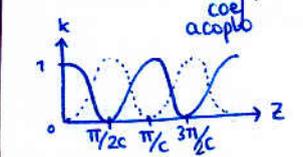
Atenuadores

Pérdidas de inserción $L = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}}$

Acopladores

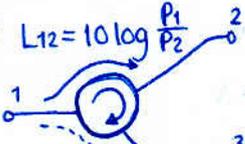


k : cte de acoplo $k = \frac{P_{out2}}{P_{outTOT}} = \text{sen}^2(\kappa L)$



Circuladores

Pérdidas inserción $L_{12} = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$
 Relación de aislamiento $R_{13} = 10 \log \frac{P_1}{P_3}$



Acoplador estrella MxN

$P_{in1} \dots P_{inM} \rightarrow P_{out1} \dots P_{outN}$
 $P_{outTOT} = \sum P_{out}$
 Pérdidas por división = $10 \log \frac{1}{N}$
 Pérdidas de exceso = $10 \log \left(\frac{P_{in}}{P_{outTOT}} \right)$

Filtros

Redes de difracción (Bragg) n_1, n_2
 sólo se suman en fase $\lambda_B = 2\bar{n}L$

siendo $\bar{n} = \frac{n_1+n_2}{2}$
 Respuesta en frec. $R(\omega) = \frac{\omega - \omega_B}{V_g}$
 $R_{max} = \text{th}^2(\kappa \cdot L)$ si $> 1 \rightarrow$ saturación y ensancha
 $\Delta\lambda_{-3dB} \propto \frac{\kappa}{L} \rightarrow$ mayor L \rightarrow mayor AB
 Gráficas normalizadas para todas las Bragg con misma $\kappa \cdot L$

Filtros Fabry Perot $T(\omega) = \left| \frac{E_t}{E_i} \right|^2 = \frac{(1-A_1-R_1)(1-A_2-R_2)G_S}{(1-\sqrt{R_1R_2}G_S)^2 + 4\sqrt{R_1R_2}G_S \text{sen}^2(\frac{\pi L}{FSR})}$
 $R_i + T_i = 1 - A_i$
 $G_S = e^{-\alpha L}$
 Ancho Espectral Libre $FSR = \frac{c}{2nL}$

Finura (selectividad) $F = \frac{FSR}{FWHM} \approx \frac{\pi \sqrt{R}}{1-R}$ si $A=1$

Anchura de banda de las resonancias $FWHM = \frac{c}{2\pi nL} \arcsen\left(\frac{1-R}{2\sqrt{R}}\right)$

Respuesta periódica: para no coger más de un canal, conviene $FSR >$ región espectral

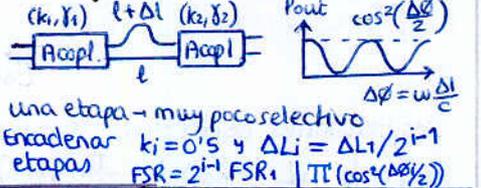
MUX y DEMUX de WDM



Aisladores

Pérdidas de inserción $L = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}}$
 Relación de aislamiento $I = 10 \log \frac{P_{in2}}{P_{out1}}$

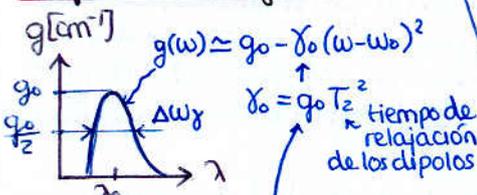
Interferómetro Mach-Zehnder



Tema 10. Amplificadores Ópticos

Conceptos básicos

Coefficiente de ganancia $g [m^{-1}]$



valor máximo: $g_0 = (N_2 - N_1) \cdot \frac{\lambda^2}{2\pi n^2 T_{sp}}$
 ancho banda: $\Delta\omega = \frac{2}{T_2}$

A una frecuencia ω :

$g(\omega) = \frac{(N_2 - N_1)}{\text{diferencia densidad } e} \cdot \frac{\sigma_g(\omega)}{\text{sección cruzada}}$

$I_{\omega}(z) = I_{\omega}(0) \cdot e^{(\Gamma \cdot g(\omega) - \alpha)z}$
 Ganancia $G(\omega)$ si $z=L$

ganancia $I_{out} = G \cdot I_{in}$
 $G(\omega) = e^{(\Gamma \cdot g(\omega) - \alpha)L}$
 factor conjin. \uparrow \downarrow \uparrow \downarrow
 pérd. ópticas

AB de ganancia $\Delta\omega_A = \Delta\omega_g \cdot \sqrt{\frac{\ln 2}{g_0 L - \ln 2}}$
 $\frac{\Delta\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi T_2}$

Ruido ASE

$\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = \frac{\langle n \rangle^2}{\sigma_n^2} \stackrel{\text{Poisson}}{=} 1 \rightarrow \left(\frac{S}{N}\right)_{out}$
 $NF = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}$

$NF = \frac{1 + 2 \cdot G \cdot Neg + M \cdot \left(\frac{Neg}{\langle n \rangle} \right) \cdot (1 + Neg \cdot G)}{G}$
 ancho banda óptico
 $M = m \cdot B_0$ \leftarrow n estados polariz (102)
 $Neg = \frac{G-1}{G} n_{sp} = \frac{N}{G}$
 $n_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1}$ factor inv. pobl.

Saturación de ganancia

(no confundir $g_0(\omega) \equiv g(\omega) |_{\text{sin sat}}$
 con $g_0 = g(\omega) |_{\text{max}}$)

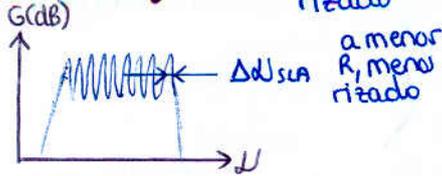
$I_{\omega} \uparrow \rightarrow$ mucha emisión estimul. $\rightarrow N_2 \downarrow \rightarrow g \downarrow$
 sin sat: $g_0(\omega) = (N_2 - N_1) \cdot \sigma_g(\omega)$
 con sat: $g(\omega) = \frac{(N_2 - N_1) \cdot \sigma_g(\omega)}{1 + I_{\omega}/I_s}$
 $g(\omega) = \frac{g_0(\omega)}{1 + I_{\omega}/I_s}$

$G(\omega) = G_0(\omega) \cdot e^{-\left[\frac{G-1}{G} \cdot \frac{I_{out}}{I_s} \right]}$
 $G_0 = \frac{g_0}{\alpha}$
 I_{out}^s : intensidad de saturación de salida (G se reduce a la mitad)
 $I_{out}^s = \left[\frac{G_0 \ln 2}{G_0 - 2} \right] I_s$
 I_s : intensidad entrada a la cual $g(\omega)$ es la mitad

SOA: Semiconductor Optical Amplifier Como el laser pero sin espejos (difícil lograr $R \approx 0$)

SOA Fabry Perot

$R > 0$
ritizado



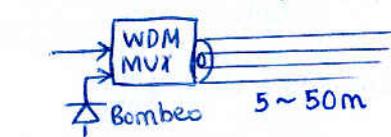
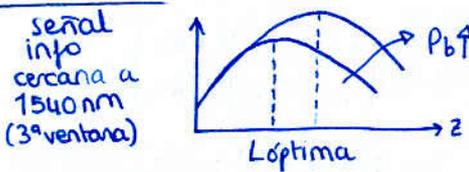
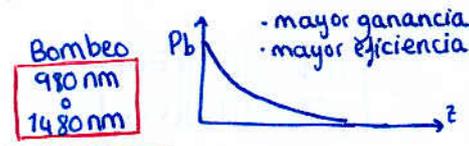
SOA Onda viajera

Técnicas $R \rightarrow 0$
 - recubrim. anti reflectante
 - corte no perpendicular

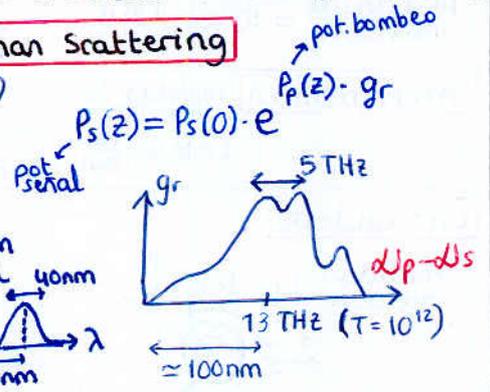
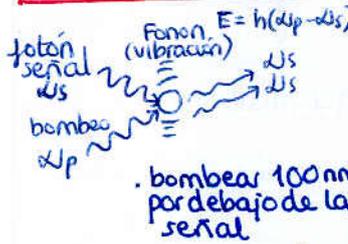


- gran ancho banda (50nm)
- tiempo de respuesta MUY bajo
- aprovechar I_{out} para modular
- mucho cross talk \rightarrow no usar para amplif

EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifier



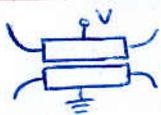
SRS: Stimulated Raman Scattering



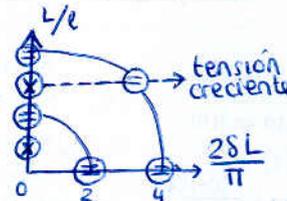
- bombear 100nm por debajo de la señal
- bombear de gran potencia
- ganancia a lo largo de km's
- menor ruido

Tema 12. Dispositivos Ópticos Integrados

Conmutador basado en acoplador



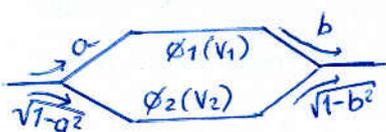
Efecto electrooptico + Acoplo de modos
 $\beta_1 - \beta_2 = \delta \propto V(t)$



$n = n_{real} + j n_{imag}$
 electrooptico \uparrow \uparrow pérdidas electroabsorción

- conmutador \otimes o \ominus bar si variamos $V(t)$ entre 0 y +V
- atenuador variable

Modulador de intensidad Dual-Drive (single drive) ($V_2(t) = 0$)



$$E_{out} = E_{in} [a e^{i\phi_1} + \sqrt{1-a^2} \sqrt{1-b^2} e^{i\phi_2}]$$

$$a^2 = b^2 = 1/2$$

$$\vec{E}_{out} = \frac{1}{2} E_{in} \hat{x} [e^{i\phi_1} + e^{i\phi_2}]$$

Das tensiones controlan n_1 y n_2 y por tanto ϕ_1 y ϕ_2

$$\phi_1 = k_0 n_1 L = k_0 n_0 L - \frac{\pi}{V_{\pi}} V_1(t) = k_0 n_0 L - \Delta\phi_1$$

$$\phi_2 = k_0 n_2 L = k_0 n_0 L - \frac{\pi}{V_{\pi}} V_2(t) = k_0 n_0 L - \Delta\phi_2$$

$$\vec{E}_s = \frac{1}{2} E_e \hat{x} e^{i k_0 n_0 L} [e^{-i\Delta\phi_1} + e^{-i\Delta\phi_2}]$$

multiplicar y dividir por el término semisuma de la fase

Modulador y retardador de fase

crystal con dos ejes principales, la n de uno varía con $V(t)$
 si $E \parallel$ eje princip \rightarrow modula fase
 si $E \Delta 45^\circ$ con eje \rightarrow retardo entre las dos direcciones de polariz

$$\vec{E}_s = \frac{1}{2} E_e \hat{x} e^{i k_0 n_0 L} e^{-i(\frac{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2}{2})} [e^{i(\frac{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2}{2})} (e^{-i\Delta\phi_1} + e^{-i\Delta\phi_2})]$$

$$\vec{E}_s = \frac{1}{2} E_e \hat{x} e^{i k_0 n_0 L} e^{-i(\frac{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2}{2})} \cos(\frac{\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1}{2})$$

modulación de la fase \downarrow la intensidad

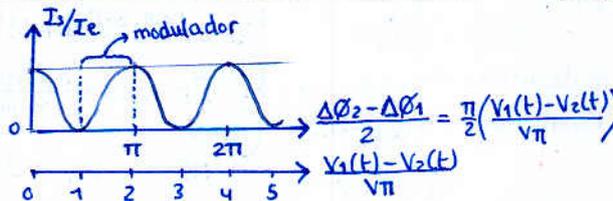
Casos particulares:

- Single Drive: $V_2(t) = 0 \rightarrow$ Chirp Fijo
- Push-Pull: $V_2(t) = -V_1(t) \rightarrow$ Chirp nulo
- Modulador: $V_1(t) = V_2(t) \rightarrow$ solo varía fase

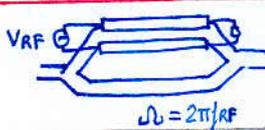
Intensidad de salida

$$I_s = I_e \cdot \cos^2(\frac{\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1}{2})$$

$$\text{chirp } \alpha = \frac{d\phi/dt}{P \text{ dE}}$$



Modulador intensidad onda viajera



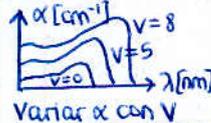
Considerar que $V(t)$ también se propaga
 $V_m(t, z) = \frac{V_0}{2} e^{i(\omega t - \beta z)}$
 $\delta n = \frac{r_{33}}{c} N_m + j N_m$

La señal óptica "ve"
 $V(t, z) = V_m(t, z) \cdot e^{-j \frac{n_0 \omega z}{c}} \Rightarrow \Delta\phi = \frac{\omega}{c} \int V(t, z) dz$

al final se obtiene
 $\beta_{3dB} = \frac{c}{2L(N_m - N_0)}$
 índice señal electr. refracción señal óptica

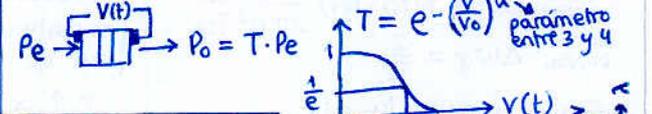
Para maximizar β_{3dB} , $N_m = N_0$ i.e. se propagan a la vez.

Electroabsorción



Variar α con V
 uniones en Y o δ
 modo simétrico solo
 modo se descompone en suma de simétrico y antisimétrico

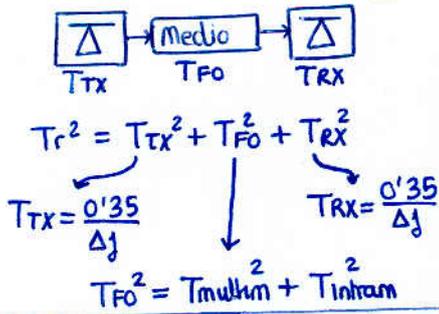
Modulador de intensidad de electroabsorción



Dragone
 Tideal = 1/N
 AWG MUX/DEMUX bidireccional y cíclico en λ
 Relación extinción $R = \frac{P_0(0)}{P_0(V)}$ varía con λ

Sistemas MI-DD (modulación intensidad / Detección directa)

Tiempos de subida



multimodo $T_{mult}^2 = \Delta T^2$ (Tema 2)
 monomodo $T_{intram}^2 = \sigma^2 = \sigma_0^2 + \sigma_0^2$ (Tema 4)

$T_r \leq \frac{0.35}{\Delta f_{sys}} = \begin{cases} 0.7 \text{ B para NRZ} \\ 0.35 \text{ B para RZ} \end{cases}$

Balace de Potencia



ej: bus:

$P_{out} / P_{in} = [(1-\delta)(1-c)]^{N-1} \cdot (1-\delta)C$
 perd exc. ↑ fracción de pot acoplada

ej: estrella

$P_{out} / P_{in} = \frac{1}{N} (1-\delta)^{log_2 N}$

Penaliz (dB) = $10 \log \left[\frac{\text{Pot con degr.}}{\text{Pot sin degr.}} \right]$

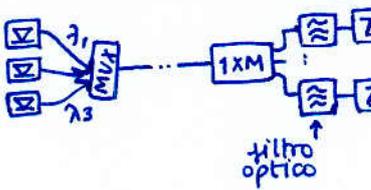
Fuentes de degradación adicionales

- Relación de extinción no nula: $r_e = P_0/P_1$ $P(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{1+r_e}{1-r_e} \right)$ sistema limitado por ruido térmico
 - Penalización por ruido de intensidad: $r_I^2 = \frac{(\Delta P_r)^2}{P_r^2} = \int_{-\infty}^{\infty} R(f) df = RIN \cdot \Delta f_{eq}$ $P(\text{dB}) = -10 \log(1 - r_I^2 q^2)$ $q = 6 \leftrightarrow BER = 10^{-9}$
 - Penalización por dispersión: $P(\text{dB}) = 10 \log(\sigma/\sigma_0)$
 - Penalización por jitter: $b = \frac{4}{3}(\pi^2 - 6) B^2 \sigma_{\Delta T}^2$ PIN limitado por ruido térmico $\rightarrow Q = \frac{I_1 - \Delta I}{\sqrt{\sigma_j^2 + \sigma_j^2 + \sigma_j^2}}$ $P(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{1 - b/2}{(1 - b/2)^2 - b^2 Q^2 / 2} \right)$
 - Penalización por ruido de partición modal: $APM = \frac{k}{12} [1 - e^{-(\pi B L D \sigma_x)^2}]$ $P(\text{dB}) = -5 \log(1 - Q^2 APM^2)$
- B: vel modulación σ_x : anchura espectral
 L: long enlace RPM: ruido relativo de partición modal
 D: param dispersión k: coeficiente de partición modal

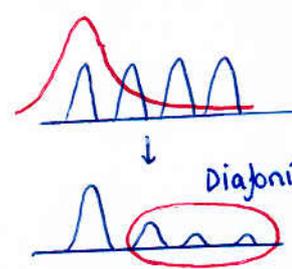
Sistemas multicanal

- Multiplex electrónico
 - ↳ en frecuencia: SCM
 - ↳ en tiempo: ETDM
- Multiplex óptico
 - ↳ en frecuencia: WDM
 - ↳ en tiempo: OTDM

WDM (wavelength division multiplexing)



- mayor B → canales anchos → + dispersión
- más canales juntándolos más: FWM efectos no lineales
- más canales usando mayor espectro: ∴ AO de gran ancho scattering Raman

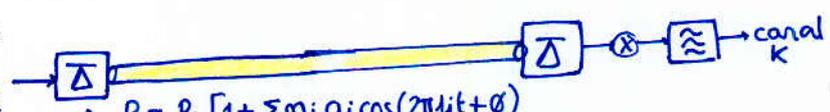
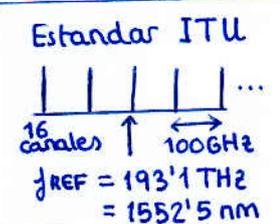


canal deseado $I_{ch} = R \cdot P \cdot T(f_m)$
 diafonía: $I_x = \sum R \cdot P \cdot T(f_m + k)$
 Nueva penalización $P(\text{dB}) = 10 \log \left[1 + \frac{I_x}{I_{ch}} \right]$

SCM (sub carrier multiplexing)

señal eléctrica RF compuesta $\Delta \Delta \Delta \Delta$

Estrictamente para evitar clipping $m \cdot N < 1$ pero rara vez se suman en fase $N > 10 \rightarrow P(t)$ gaussiano



$P = P_0 [1 + \sum m_i a_i \cos(2\pi f_i t + \theta)]$

Aparecen productos de intermodulación

$\uparrow \uparrow \uparrow \rightarrow \uparrow \uparrow \uparrow$ $CSO = -10 \log [N c_{so} (a \cdot m)^2]$
 $CTB = -10 \log [N c_{tb} (\frac{3}{2} b m^2)^2]$ \leftarrow nº de prod. interm.

$CNR = \frac{\bar{I}_{canal}^2}{(\Delta I_{ar})^2 + (\Delta I_{is})^2 + (\Delta I_{id})^2 + (\Delta I_{i})^2 + (\Delta I_{imo})^2}$

Ruido de intermodulación $(\Delta I_{imo})^2 = \bar{I}_{canal}^2 \left[\frac{1}{c_{so}} + \frac{1}{c_{tb}} \right]$

Esta \bar{I}_{canal} y la que aparece en el numerador es la de un canal $\bar{I}_{canal} = \frac{m^2}{2} (R \cdot P_s)^2$
 La \bar{I} que aparece en la expresión del ruido shot sin embargo será la fotocorriente total $\bar{I} = (R \cdot P_s)$

[Faint, mostly illegible handwritten text, likely bleed-through from the reverse side of the page.]

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{2\pi}{\sqrt{g/L}}$$

$$\frac{dT}{dL} = \frac{2\pi}{\sqrt{g}} \cdot \left(-\frac{1}{2}\right) L^{-3/2} = -\frac{\pi}{\sqrt{g}} L^{-3/2}$$

$$\frac{dT}{dL} = -\frac{\pi}{\sqrt{g}} \cdot \frac{1}{L^{3/2}}$$



[Faint handwritten notes, possibly describing the diagram above.]

[Faint handwritten notes, possibly describing a diagram to the right.]



[Faint handwritten notes, possibly describing the diagram above.]

$$W = \frac{1}{2} \rho g h^2$$

$$\frac{dW}{dh} = \rho g h$$

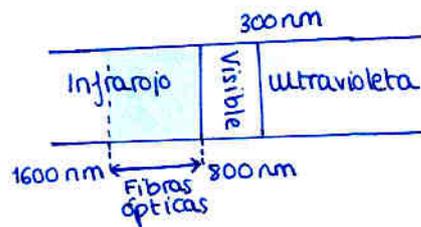
$$W = \frac{1}{2} \rho g h^2$$

Comunicaciones Ópticas

Capítulo 1. Introducción a las comunicaciones por fibra óptica

1. Ubicación espectral

Más allá de RF y microondas, incluso más allá de las ondas milimétricas

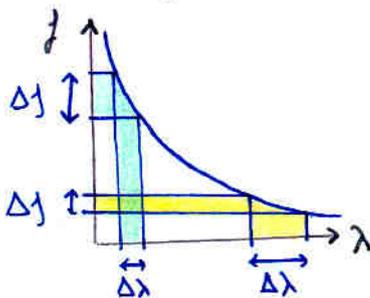


$$800 - 1600 \text{ nm}$$

$$375 - 187.5 \text{ THz } (10^{12} \text{ Hz})$$

$$f_{\text{central}}: 193 \text{ THz}$$

Longitud de onda vs. frecuencia $\lambda \cdot f = c$



Los anchos de banda Δf se relacionan con $\Delta \lambda$

$$\Delta \lambda = \left| \frac{d\lambda}{df} \right| \cdot \Delta f = \frac{c}{f^2} \cdot \Delta f$$

$$\Delta f = \left| \frac{df}{d\lambda} \right| \Delta \lambda = \frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda$$

válido para Δf y $\Delta \lambda$ relativamente pequeños ya que aproximamos la curva mediante una recta

Problema 1.1. Calcular el ancho de banda en unidades de frecuencia correspondiente a una fuente de anchura espectral 1 nm en unidades de longitud de onda para los casos:

$$a) \lambda = 850 \text{ nm} \quad \Delta f = \frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{(850 \cdot 10^{-9})^2} \cdot 1 \cdot 10^{-9} = 415 \text{ GHz/nm}$$

$$b) \lambda = 1300 \text{ nm} \quad \Delta f = 177 \text{ GHz/nm}$$

$$c) \lambda = 1550 \text{ nm} \quad \Delta f = 125 \text{ GHz/nm}$$

Problema 1.2 La anchura de línea de un LED a $\lambda = 850 \text{ nm}$ es de 40 nm, mientras que para un Láser Fabry-Perot es de 2 nm. Determine y compare sus anchos de línea en frecuencia

$$\text{LED: } \Delta f = \frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{(850 \text{ nm})^2} \cdot 40 \text{ nm} = 16.6 \text{ THz} = 16609 \text{ GHz}$$

$$\text{Láser: } \Delta f = \frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{(850 \text{ nm})^2} \cdot 2 \text{ nm} = 830 \text{ GHz}$$

Problema 1.3.

$$\Delta \lambda = \frac{c}{f^2} \Delta f \quad \begin{matrix} \uparrow \\ f = c/\lambda \end{matrix} = \frac{\lambda^2}{c} \Delta f \quad \begin{matrix} \uparrow \\ c = \lambda \cdot f \end{matrix} = \frac{\lambda}{f} \Delta f$$

Problema 1.4

$$\lambda = 1550 \text{ nm} \quad \Delta f = 100 \text{ kHz} \rightarrow \Delta \lambda = \frac{\lambda^2}{c} \Delta f = 0.8 \cdot 10^{-15} \text{ m} = 8 \cdot 10^{-7} \text{ nm} = 0.0008 \text{ pm}$$

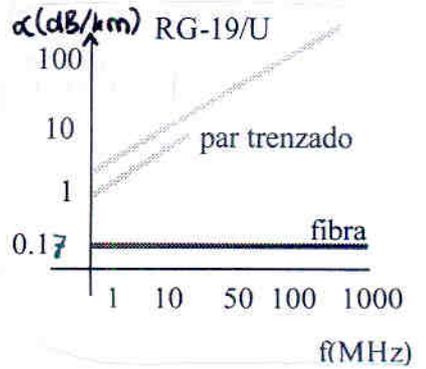
$$\Delta f = 10 \text{ MHz} \rightarrow \Delta \lambda = \frac{\lambda^2}{c} \Delta f = 0.08 \text{ pm}$$

2. Propiedades y ventajas de la fibra óptica

• Pérdidas → muy bajas 0.17 dB/km $\approx 17 \text{ dB en } 100 \text{ km}!!$
 → constantes con la frecuencia

• Gran anchura de banda
 (el AB disminuye proporcionalmente a la distancia)

$32 \text{ THz} \cdot \text{km}$ ej: $100 \text{ km} : \frac{32 \text{ THz} \cdot \text{km}}{100 \text{ km}} = 320 \text{ GHz}!!$

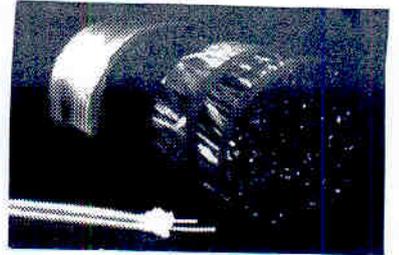


• Tamaño (y peso) MUY reducido

• Inmunes a interferencias EM, tampoco las producen
 → Ni crosstalk ni diafonía

• Seguras (difícilmente pinchables)

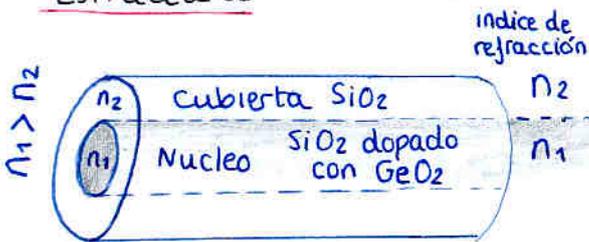
cientos de fibras por cable



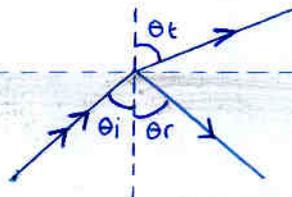
• Óxido de silicio = sílice = SiO_2 → el material más abundante en la corteza terrestre

3. Introducción a dispositivos

Estructura



Ley de Snell



$$n = \sqrt{\epsilon_r} \Rightarrow v = \frac{c}{n}$$

c: velocidad de la luz en el vacío

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t$$

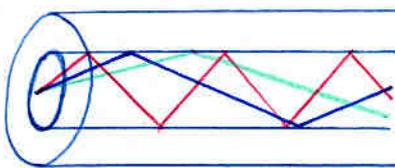
ángulo crítico de incidencia

$$\theta_i = \theta_c \Rightarrow \theta_t = \pi/2$$

$$\theta_c = \sin^{-1}\left(\frac{n_2}{n_1}\right)$$

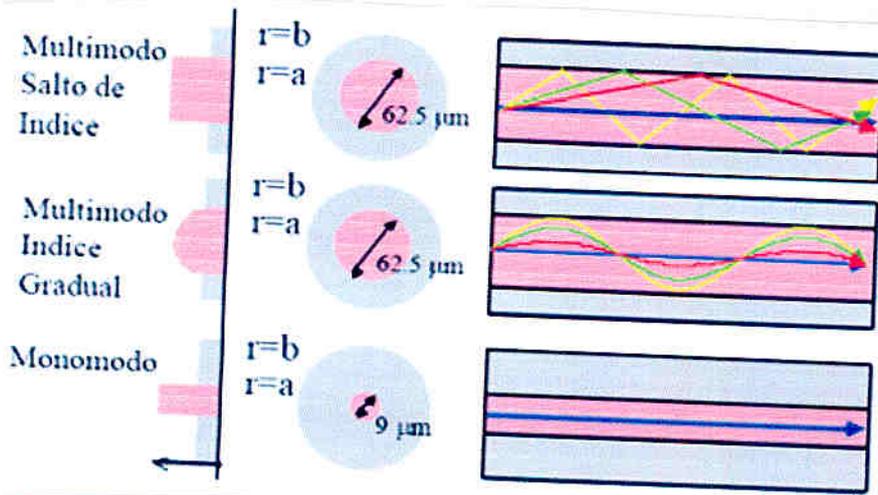
Reflexión total

si $\theta_i > \theta_c$
 ↓
 reflexión total



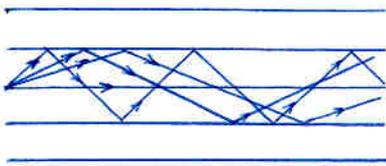
Modos

Cada rayo guiado con un ángulo de inclinación diferente se denomina modo.



Dispersión:

- Dispersión intermodal:

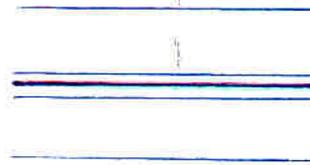


Distintos modos recorren distancias diferentes



- Dispersión cromática:

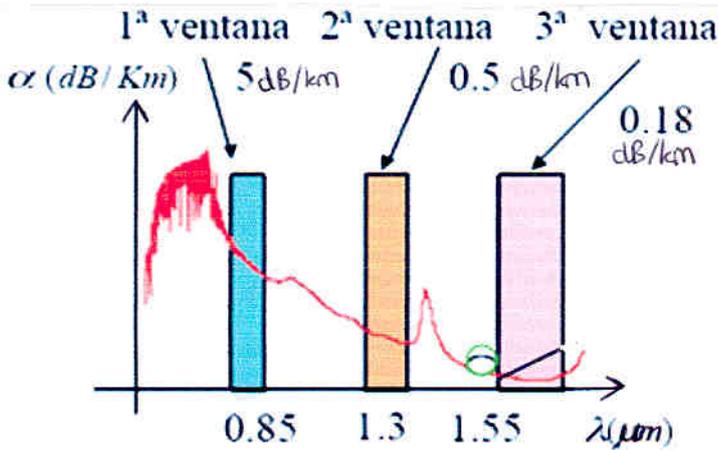
En las fibras monomodo se elimina la dispersión intermodal; pero entonces se hizo patente otra dispersión que antes se despreciaba



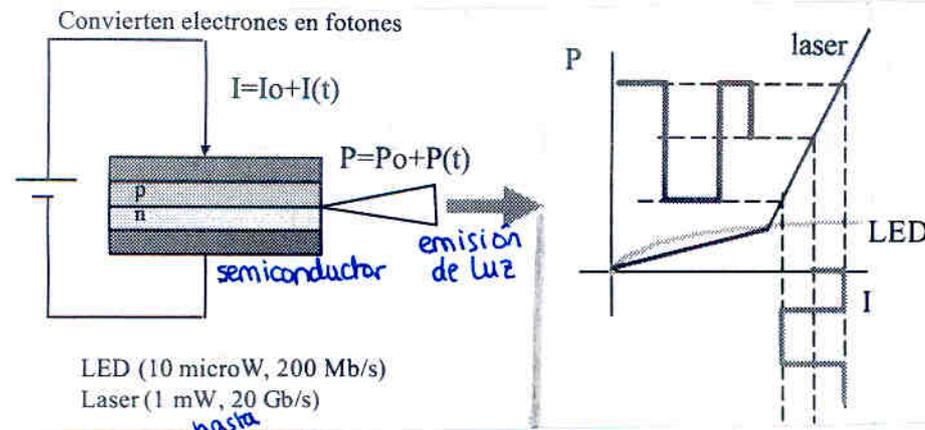
Distintos colores (frecuencias) viajan a velocidades distintas. si la señal tiene cierto AB, se verá dispersada



Ventanas de transmisión

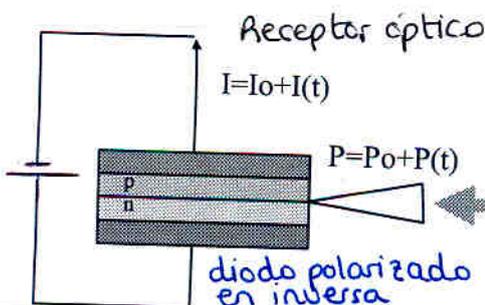


Fuentes ópticas



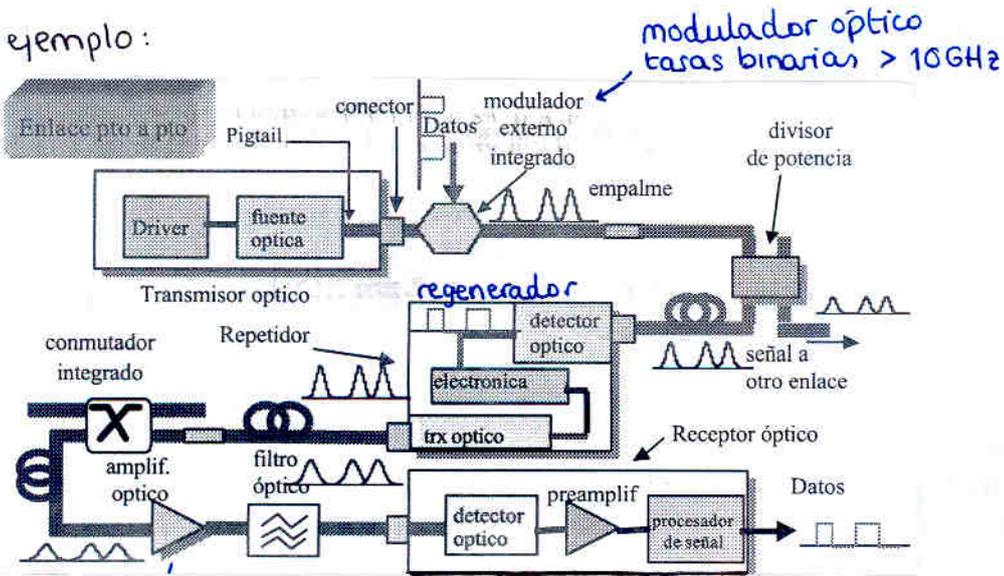
en este ejemplo la modulación es electrónica y luego se convierte en luz.

Puede existir la modulación óptica (mas avanzada)



Introducción a sistemas

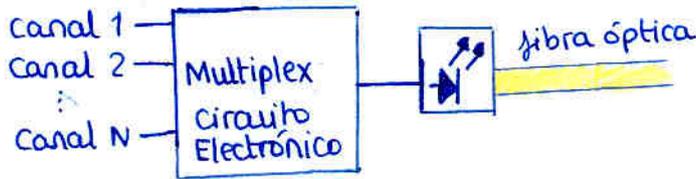
ejemplo:



Técnicas de Multiplexación

Multiplexación: varios canales digitales deben ir por el mismo cable

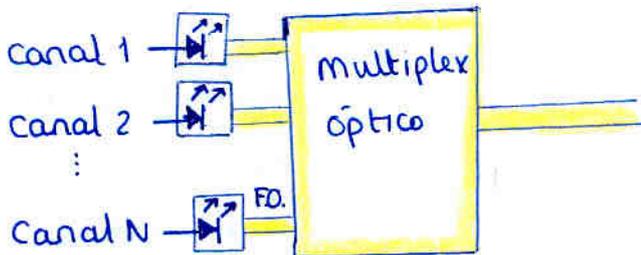
• Multiplex electrónico



En tiempo: **ETDM**: electronic time division multiplexing
↳ tramas $\boxed{1|2|3|4} \rightarrow t$

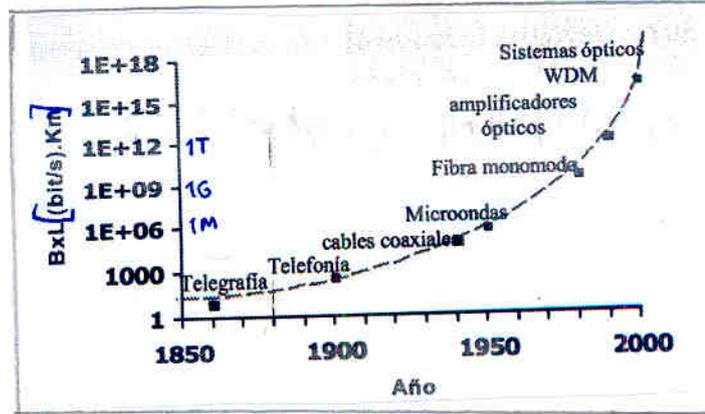
En frecuencia: **SCM**: sub carrier multiplexing
↳ portadoras $\text{~~~~~} \rightarrow f$

• Multiplex óptico



En frecuencia
≡ En longitud de onda: **WDM**: wavelength division multiplexing
↳ en el receptor habrán filtros ópticos
↳ inicialmente $8\lambda @ 25Gb/s$, actualmente $32\lambda @ 10Gb/s \equiv 320Gb/s$

En tiempo: **OTDM**: optical time division multiplexing
↳ actualmente en I+D



Problemas

Capítulo 2: Propagación en fibras ópticas

Problema 2.1

$$AN = 0.2$$

$$n_{\text{cubierta}} = n_2 = 1.59$$

a) α_m en el agua ($n_{\text{agua}} = 1.33$)

$$n_a \sin \alpha_m = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = AN$$

$$\alpha_m = \sin^{-1} \frac{AN}{n_a} = 0.15 \text{ rad}$$

b) ángulo crítico θ_c en interfase núcleo-cubierta

$$n_{\text{núcleo}} = n_1 = \sqrt{AN^2 + n_2^2} = 1.6025$$

$$\theta_c = \sin^{-1} \left(\frac{n_2}{n_1} \right) = 1.45 \text{ rad}$$

Problema 2.2

$$c_{\text{núcleo}} = 2 \times 10^8 \text{ m/s}$$

Hallar AN y α_m

$$\theta_c = 80^\circ = \frac{4\pi}{9}$$

$$c_{\text{núcleo}} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{núcleo}}}} = \frac{c_0}{n_{\text{núcleo}}} \rightarrow n_{\text{núcleo}} = \frac{c_0}{c} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 10^8} = \frac{3}{2} = n_1$$

$$\theta_c = \sin^{-1} \left(\frac{n_2}{n_1} \right) \rightarrow n_{\text{cubierta}} = n_1 \sin \theta_c = 1.477 = n_2$$

$$AN = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_0 \sin \alpha_m \begin{cases} \rightarrow AN = 0.2605 \\ \rightarrow \alpha_m = \sin^{-1} \left(\frac{AN}{n_0} \right) = 0.2635 \text{ rad} \\ = 15.1^\circ \end{cases}$$

10/10/2019

الرياض، 10/10/2019

السيد /
الرياض - 10/10/2019

السيد /
الرياض - 10/10/2019

السيد /

الرياض - 10/10/2019

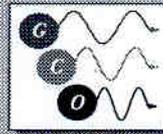
السيد /

الرياض - 10/10/2019

السيد /



DEPARTAMENTO
DE COMUNICACIONES



GRUPO DE
COMUNICACIONES
OPTICAS

CURSO DE COMUNICACIONES OPTICAS

LECCION 2: *PROPAGACION EN FIBRAS OPTICAS*

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



OBJETIVOS



- 1) Introducir el fenómeno de la propagación en fibras y sus técnicas de análisis de menor a mayor complejidad
- 2) Introducción a la teoría de rayos para el análisis simplificado de la propagación en fibras multimodo, sus ventajas y limitaciones. Conceptos de AN y dispersión intermodal
- 3) Estudio electromagnético de la propagación en fibras método exacto, pero complejo. Definición de conceptos fundamentales: modo, etc de propagación, frecuencia normalizada
- 4) Introducción de la aproximación de guiado débil, que simplifica notablemente el análisis electromagnético
- 5) Estudio particular de la fibra monomodo y sus parámetros fundamentales: Frecuencia de corte, birrefringencia, diámetro de campo modal, etc.

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



MATERIAL DOCENTE



TEORIA

J. Capmany, F.J. Fraile Peláez y J. Martí,

Fundamentos de Comunicaciones Ópticas, Capítulo 2, pp. 43-112

Ed Síntesis, Madrid, 1998, ISBN 84-7738-599-8

material fundamental: Secciones 2.1, 2.2, 2.3, 2.4, 2.5

material complementario (no obligatorio): Secciones 2.6 y 2.7

PROBLEMAS

J. Capmany, D. Pastor, B. Ortega y S. Sales

Problemas de Comunicaciones Ópticas, Cap 2 pp. 13-40.

SPUPV, Libro Docente SPUPV2003-596, ISBN 84-9705-381-8



OBJETIVOS



- 1) Introducir el fenómeno de la propagación en fibras y sus técnicas de análisis de menor a mayor complejidad
- 2) **Introducción a la teoría de rayos para el análisis simplificado de la propagación en fibras multimodo, sus ventajas y limitaciones. Conceptos de AN y dispersión intermodal**
- 3) Estudio electromagnético de la propagación en fibras **método exacto, pero complejo. Definición de conceptos fundamentales: modo, etc de propagación, frecuencia normalizada**
- 4) **Introducción de la aproximación de guiado débil, que simplifica notablemente el análisis electromagnético**
- 5) Estudio particular de la fibra monomodo y sus parámetros **fundamentales: Frecuencia de corte, birrefringencia, diámetro de campo modal, etc.**

Ejes y convenio de signos

Geometría de la fibra óptica

Coordenadas cartesianas y polares

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Perfiles de Índice

FIBRA DE SALTO DE ÍNDICE

FIBRA DE ÍNDICE GRADUAL

Salto de índice

$$n(r) = \begin{cases} n_1 & r \leq a \\ n_2 & r \geq a \end{cases}$$

Índice Gradual Ley α

$$n_1(r) = \begin{cases} n_1 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^\alpha \right]^{\frac{1}{2}} \approx n_1 \left[1 - \Delta \left(\frac{r}{a} \right)^\alpha \right] & r \leq a \\ n_1 (1 - 2\Delta)^{\frac{1}{2}} \approx n_1 (1 - \Delta) = n_2 & r \geq a \end{cases}$$

diferencia relativa de índices

$$\Delta = \frac{(n_1^2 - n_2^2)}{2n_1^2}$$

$$\Delta \approx \frac{(n_1 - n_2)}{n_1}$$

Aproximación guiado débil

índice parabólico

$\frac{r}{a}$: radio normalizado

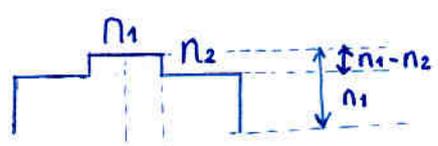
funcionamiento óptimo $\alpha = 2'1$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

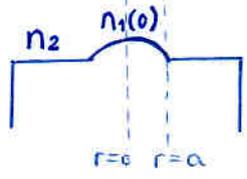
valores típicos $n_1 \approx 1'45$ $n_2 \approx 1'449$
 $\Delta \approx 1$ por mil

Perfiles de índice

Salto de índice



índice gradual



$$n_1 = n_1(r)$$

Diferencia relativa de índices

$$\Delta \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

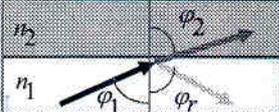
↑
aprox. de guiado débil

exacto:

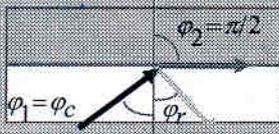
$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2}$$

Vamos a suponer que toda la energía que sale a la cubierta es energía perdida

Principio de propagación



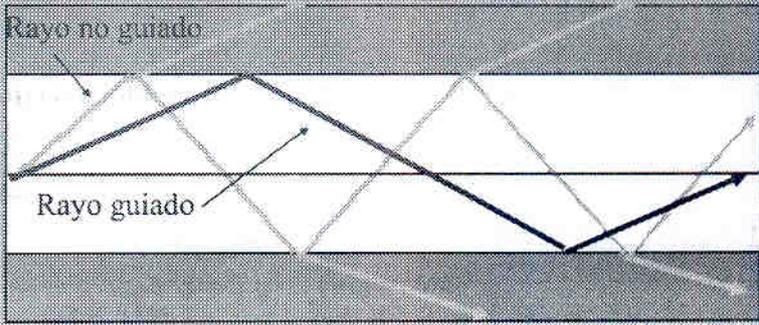
Ley de Snell
 $n_1 \text{ sen } \varphi_1 = n_2 \text{ sen } \varphi_2$
 $n_1 > n_2 \Rightarrow \varphi_2 > \varphi_1$



$\varphi_c = \text{Arcsen} \frac{n_2}{n_1}$ Ángulo crítico
si $\varphi_1 > \varphi_c$ No hay señal transmitida
Toda la señal se refleja hacia el medio original

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Guiado de rayos

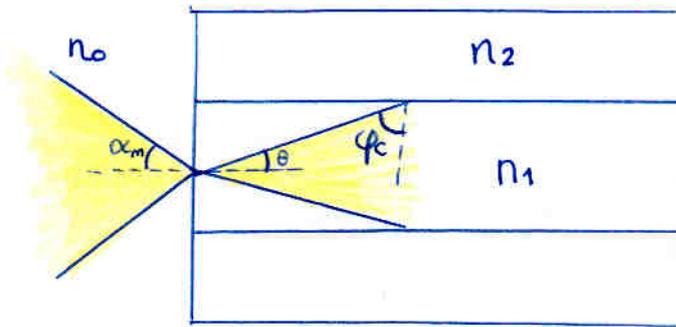


Rayo no guiado

Rayo guiado

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Apertura numérica



ángulo crítico

$$\phi_c = \text{sen}^{-1}\left(\frac{n_2}{n_1}\right)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \phi_c$$

$$n_0 \text{sen} \alpha_m = n_1 \text{sen} \theta = n_1 \cos \phi_c$$

$$\begin{aligned} AN &= n_0 \text{sen} \alpha_m = n_1 \cos \phi_c \\ &= n_1 \sqrt{1 - \text{sen}^2 \phi_c} \\ &= n_1 \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2} \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \phi_c = \text{sen}^{-1}\left(\frac{n_2}{n_1}\right)$$

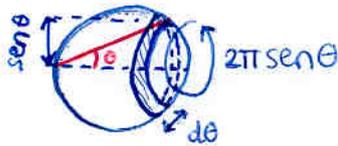
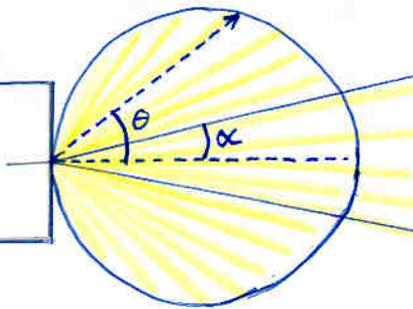
$$AN = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_0 \text{sen} \alpha_m$$

ejemplo: fuente a la entrada de una F.O.

Fuente de tipo lambertiano
radia en 180° $I(\theta) = I_0 \cos \theta$

fuente:
diodo barato
poco
focalizado

$$I(\theta) = I_0 \cos \theta$$



$$ds = 2\pi \text{sen} \theta d\theta$$

$$\begin{aligned} P_{\text{emitida}} &= \iint I(\theta) ds \\ &= \int_0^{\frac{\pi}{2}} I(\theta) 2\pi \text{sen} \theta d\theta = \pi I_0 = P_0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{\text{util}} &= \int_0^{\alpha_m} I(\theta) 2\pi \text{sen} \theta d\theta = \pi I_0 \text{sen}^2 \alpha_m \\ &= \frac{P_0 \cdot AN^2}{n_0^2} \end{aligned}$$

(cumple cono de aceptación)

$$\frac{P_{\text{util}}}{P_{\text{emitida}}} = \frac{AN^2}{n_0^2} \approx 1$$

ej. $AN = 0.5 \rightarrow P = 25\% P_0$

$AN = 0.1 \rightarrow P = 4\% P_0$ ← típico en multimodo

$$P_{\text{util}} \propto AN^2$$

Concepto de Apertura Numérica

Ley de Snell
 $n_0 \text{ sen } \alpha = n_1 \text{ sen } \theta = n_2 \text{ cos } \varphi$

El máximo valor del ángulo de entrada se produce bajo la condición $\alpha = \alpha_m \rightarrow \varphi = \varphi_c = \arcsen(n_2 / n_1)$
 $n_0 \text{ sen } \alpha_m = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = AN$

Problemas relacionados: 2.1, 2.2, 2.3, 2.4

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

$$AN = n_0 \text{ sen } \alpha = n_1 \text{ cos } \varphi = n_1 \sqrt{1 - \text{sen}^2 \varphi} = n_1 \sqrt{1 - \text{sen}^2 \arcsen(n_2/n_1)} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

si es aire $n_0 = 1$

se tiene que $\Delta \uparrow \rightarrow AN \uparrow \rightarrow$ mayor facilidad de uso

Significado Físico del Concepto de Apertura Numérica

Está relacionada con la capacidad de aceptación de energía o potencia luminosa por parte de una fibra

Potencia total emitida por la fuente

$$P_0 = \int_0^{\pi/2} I(\theta) 2\pi \text{ sen } \theta d\theta = \pi I_0$$

Fracción de la potencia total inyectada a la fibra

$$P = \int_0^{\alpha_m} I(\theta) 2\pi \text{ sen } \theta d\theta = \pi I_0 \text{ sen}^2(\alpha_m) = \frac{P_0 AN^2}{n_0^2}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

caso real diodos baratos poco focalizados

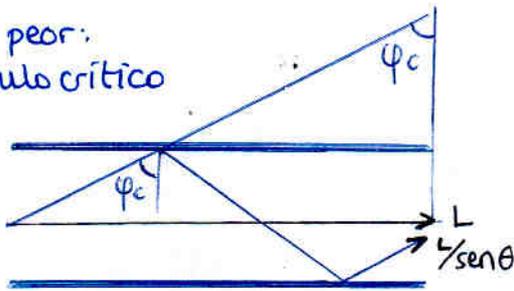
$2\pi \text{ sen } \theta d\theta$: diferencial de superficie de la corona circular

$$P = \frac{P_0 \cdot AN^2}{n_0^2} \rightarrow \approx 1$$

ej: $AN = 0.5 \Rightarrow P = 25\%$ de P_0
 ej: multimodo n_1 y n_2 mucho mas parecidos
 $AN = 0.2 \Rightarrow P = 4\%$ de P_0

Dispersión intermodal

Caso peor:
- ángulo crítico



Fibra de salto de índice

La diferencia de caminos entre rayo directo y rayo en peor caso (ángulo crítico)

$$\Delta L = \frac{L}{\text{sen}\phi_c} - L$$

$$= L \left(\frac{1}{\text{sen}\phi_c} - 1 \right)$$

$$\left. \right\} \text{sen}\phi_c = \frac{n_2}{n_1}$$

$$= L \left(\frac{n_1}{n_2} - 1 \right)$$

$$= L \frac{n_1 - n_2}{n_2}$$

$$\Delta \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

$$= L \frac{n_1}{n_2} \frac{n_1 - n_2}{n_1} = L \frac{n_1}{n_2} \Delta$$

La diferencia de tiempos

$$\Delta T = \frac{\Delta L}{v} = \frac{\Delta L}{c/n_1} = \frac{n_1 \Delta L}{c}$$

$$\Delta T = \frac{L n_1^2 \Delta}{c n_2}$$

substituyendo $\Delta L = L \frac{n_1}{n_2} \Delta$

Interesa $T_{\text{bit}} \geq \Delta T$

$$\frac{1}{B} \geq \Delta T$$

↙ tasa binaria

$$\Rightarrow B \cdot \Delta T \leq 1$$

$$B \cdot \frac{L n_1^2 \Delta}{c n_2} \leq 1$$

$$B \cdot L \leq \frac{n_2}{n_1^2} \frac{c}{\Delta}$$

$$B \cdot L \leq \frac{2 n_2 c}{AN^2}$$

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2 n_1^2}$$

$$\left. \right\} AN^2 = n_1^2 - n_2^2 = 2 n_1^2 \Delta$$

Fibra de índice gradual

$$\Delta T = \frac{L n_1 \Delta^2}{8c}$$

$$BL \leq \frac{8c}{n_1 \Delta^2}$$

se persigue que la diferencia de caminos entre modos se compense con las distintas velocidades de cada modo

Comparación:

salto de índice: $(B \cdot L)_{\text{max}} \propto 1/\Delta$

índice gradual: $(B \cdot L)_{\text{max}} \propto 1/\Delta^2 \leftarrow \text{mejor}$

Apertura numérica

AN grande $\left\{ \begin{array}{l} \text{Bueno porque tiene mayor} \\ \text{cono de aceptación} \\ \text{malo porque hay más} \\ \text{dispersión} \end{array} \right.$

Dispersión intermodal

Criterio

Interesante
 $T_{bit} > \Delta T$



$B \cdot \Delta T < 1$
 $B = \frac{1}{T_{bit}}$ velocidad binaria [bit/s]

↓ sustituyendo ΔT

$B \cdot L \leq 2 \frac{n_2 c}{\Delta n^2}$
 $B \cdot L \leq \frac{n_2 c}{n_1^2 \Delta}$

Limitación de ancho de banda por **Dispersión Intermodal**

Longitud $L / \text{sen } \varphi_c$

$\frac{L}{\text{sen } \varphi_c}$

L

φ_c

diferencia caminos

Diferencia entre tiempos de llegada $\Delta T = \frac{n_2}{c} \left(\frac{L}{\text{sen } \varphi_c} - L \right) = \frac{L n_2^2}{c n_1^2} \Delta$

$B \cdot \Delta T < 1 \rightarrow B \cdot L \leq \frac{n_2 c}{n_1^2 \Delta} = 2 \frac{n_2 c}{\Delta n^2}$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Los dos casos extremos

Vemos que:
 Δ grande \rightarrow Δn grande \rightarrow ΔT grande \rightarrow mas dispersión

Por tanto $\Delta n \uparrow$ \rightarrow bueno porque aceptan más luz
 \rightarrow malo porque hay más dispersión

$\Delta n \downarrow \rightarrow$ capacidad \times distancia ($B \cdot L$) grande

Igual que la curvatura de enlaces de radio por la atmósfera.

Limitación de ancho de banda por **Dispersión Intermodal en fibras de índice gradual**

Ecuación de rayos paraxiales $\frac{d^2 r}{dz^2} = -\frac{1}{n} \frac{dn}{dr}$

Solución para $\alpha=2$
 $r(z) = r_0 \cos(pz) + \frac{r_0'}{p} \text{sen}(pz)$
 $p = \sqrt{2n_1 \Delta} / a$

Limitación de ancho de banda
 $\frac{\Delta T}{L} = \frac{n_1 \Delta^2}{8c}$ $BL \leq \frac{8c}{n_1 \Delta^2}$

parámetro α
 r_0 en función del ángulo de ataque

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

índice gradual: gran ventaja aparece $\Delta^2 < \Delta$

ejemplos:

$$\begin{aligned} AN=0'1 \rightarrow BL &= 2 \cdot \frac{1'45 \cdot 3 \cdot 10^8}{(0'1)^2} = 8'7 \cdot 10^{10} \text{ m/s} \left[\frac{\text{bit} \cdot \text{m}}{\text{s}} \right] \\ &= 8'7 \cdot 10^{10} \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6} \\ &= 87 \frac{\text{MBit}}{\text{s}} \cdot \text{km} \end{aligned}$$

fibra multimodo \Rightarrow 870 $\frac{\text{Mb}}{\text{s}}$ en 100m : típico de red local

$$AN=0'5 \rightarrow BL = \frac{BL_{AN=0'1}}{25} = 3'5 \frac{\text{Mbit}}{\text{s}} \cdot \text{km}$$

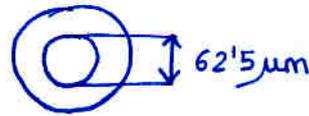
Fibras de índice gradual

Se persigue que la diferencia de caminos entre modos se compense con las distintas velocidades de cada modo debido al índice de refracción promedio que cada modo experimenta

se consigue con $\alpha = 2'1$

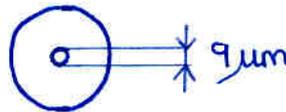
Es muy difícil afinar el α exacto. Si lo consiguiésemos eliminaríamos totalmente la dispersión intermodal.

Multimodo



se puede utilizar la teoría de rayos, aunque en realidad son modos.

Monomodo



la teoría de rayos falla. Hay que hallar los modos

OBJETIVOS

- 1) Introducir el fenómeno de la propagación en fibras y sus técnicas de análisis de menor a mayor complejidad
- 2) Introducción a la teoría de rayos para el análisis simplificado de la propagación en fibras multimodo, sus ventajas y limitaciones. Conceptos de AN y dispersión intermodal
- 3) Estudio electromagnético de la propagación en fibras método exacto, pero complejo. Definición de conceptos fundamentales: modo, etc de propagación, frecuencia normalizada
- 4) Introducción de la aproximación de guiado débil, que simplifica notablemente el análisis electromagnético
- 5) Estudio particular de la fibra monomodo y sus parámetros fundamentales: Frecuencia de corte, birrefringencia, diámetro de campo modal, etc.

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Estudio electromagnético exacto

Análisis electromagnético

Ecuaciones de Maxwell

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad \nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t} \quad \nabla \cdot D = 0 \quad \nabla \cdot B = 0$$

$$D = \epsilon_0 E + P \quad B = \mu_0 H + M$$

Ecuación de Helmholtz

$$\nabla^2 \tilde{E} + \epsilon(\vec{r}, \omega) \frac{\omega^2}{c^2} \tilde{E} = 0$$

Ha de cumplirse tanto en Núcleo ($\epsilon = n_1^2$), como en Cubierta ($\epsilon = n_2^2$)

$$\tilde{E}(r, \theta, z) = \tilde{E}_r(r, \theta, z)\hat{r} + \tilde{E}_\theta(r, \theta, z)\hat{\theta} + \tilde{E}_z(r, \theta, z)\hat{z}$$

Separación de Variables

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_z(r, \theta, z) \\ \tilde{H}_z(r, \theta, z) \end{bmatrix} = \psi(r) e^{\pm j l \theta} e^{-j \beta z}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

pasamos a ecuaciones de onda

suponemos:

$\psi(r) \cdot T(\theta) \cdot Z(z)$

↓ resulta que estas se pueden predecir

$Z(z) = e^{-j\beta z}$
propagación de onda

Estudiamos únicamente E_z y H_z .
A partir de éstas podremos obtener el resto

$T(\theta) = e^{\pm j l \theta}$
Indica como evolucionan los campos con el ángulo. Debe ser exponencial ya que $(\theta=0) \equiv (\theta=2\pi)$ (senos, cosenos, etc...)

Las condiciones de contorno no son tan drásticas como anular los campos en los conductores; aquí no hay conductores.

Nuestras C.C. es exigir la continuidad de los campos tangenciales en $r=a$

$$T(\theta) = e^{\pm j\ell\theta}$$



ℓ debe ser un entero para que $\theta=0 \equiv \theta=2\pi$

Introduciendo E_z y H_z en la ecuación de propagación, y aplicando el operador Nabla en cilíndricas, y resolviendo la ecuación diferencial por separación de variables.

Resulta ser la ecuación de Bessel, con soluciones conocidas

J_p ← índice modal

Núcleo:
 $E_z(\vec{r}, t) = AJ_1(hr)e^{j\theta} e^{j(\omega t - \beta z)}$
 $H_z(\vec{r}, t) = BJ_1(hr)e^{j\theta} e^{j(\omega t - \beta z)}$

Cubierta:
 $E_z(\vec{r}, t) = CK_1(qr)e^{j\theta} e^{j(\omega t - \beta z)}$
 $H_z(\vec{r}, t) = DK_1(qr)e^{j\theta} e^{j(\omega t - \beta z)}$

A, B, C, D y β se determinan aplicando las condiciones de contorno, que exigen la **continuidad de los campos tangenciales en $r=a$** .

núcleo: E_θ
 H_ϕ
 cubierta: E_θ
 H_ϕ } c.c. → 2 ecs.

2 ecs. } 4 ecs

4 incógnitas A, B, C, D

$$\begin{pmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

haciendo que el determinante sea cero, para que A, B, C, D dependan de una amplitud (i.e. rango < 4)

Ecuación de Dispersión:

$$\left[\frac{J_1'(ha)}{hJ_1'(ha)} + \frac{K_1'(qa)}{qK_1'(qa)} \right] \left[\frac{n_1^2 J_1'(ha)}{h J_1'(ha)} + \frac{n_2^2 K_1'(qa)}{q K_1'(qa)} \right] = \left(\frac{l\beta}{k_0} \right)^2 \left[\left(\frac{1}{qa} \right)^2 + \left(\frac{1}{ha} \right)^2 \right]$$

$$q = \sqrt{\beta^2 - \left(\frac{n_2 \omega}{c} \right)^2} \quad h = \sqrt{\left(\frac{n_1 \omega}{c} \right)^2 - \beta^2}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

No tiene solución analítica, se hace numéricamente

Concepto de Frecuencia Normalizada

Las variables ha y qa no son independientes, sino que están ligadas por la Frecuencia normalizada de la forma:

$$V^2 = (ha)^2 + (qa)^2$$

La frecuencia normalizada viene dada por **parámetros constructivos** de la fibra óptica, a , n_1 , n_2 , y por la longitud de onda de la luz aplicada λ

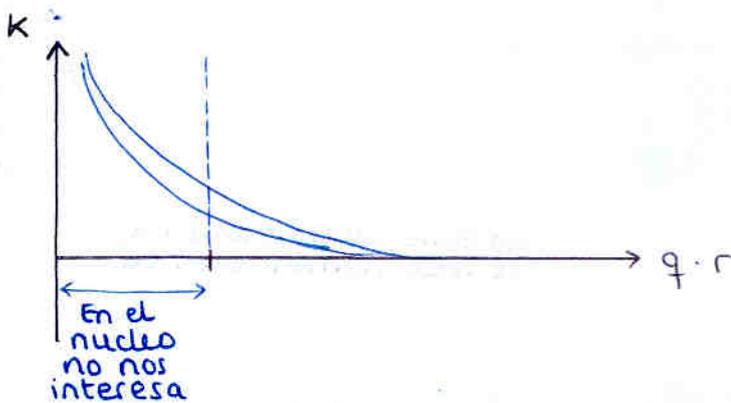
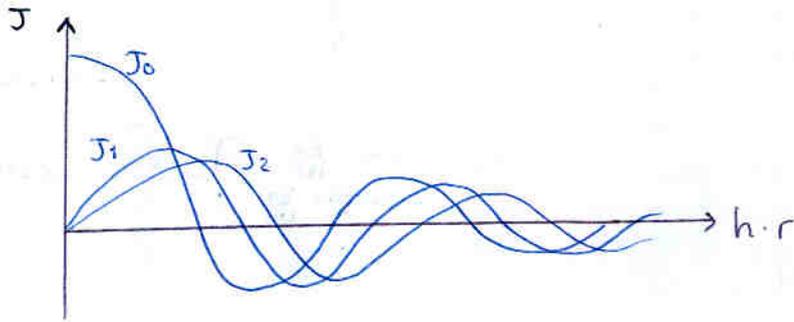
$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = ak_0 \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

Problemas relacionados: 2.5, 2.11

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

V depende de $\left\{ \begin{array}{l} \text{Parámetros constructivos: } a, n_1, n_2 \\ \text{long. de onda aplicada: } \lambda \end{array} \right.$

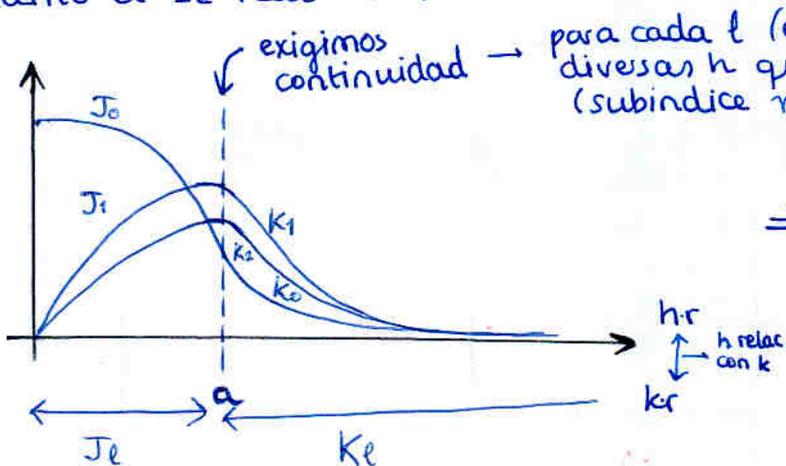
- Tomamos la función **J en el núcleo**, ya que es la que no tiene singularidad en el núcleo
- Tomamos la función **K en la cubierta**, ya que es la función que cae exponencialmente, siendo lógico que haya poca energía en la cubierta.



Para imaginártelo:

recuerda que a esto ahora se le añade
 $J_l(h \cdot r) \cdot e^{i l \theta} \cdot e^{-i \beta z} \cdot e^{i \omega t}$
 acimutal axial temporal
 variación armónica

Por tanto el E_z real será:



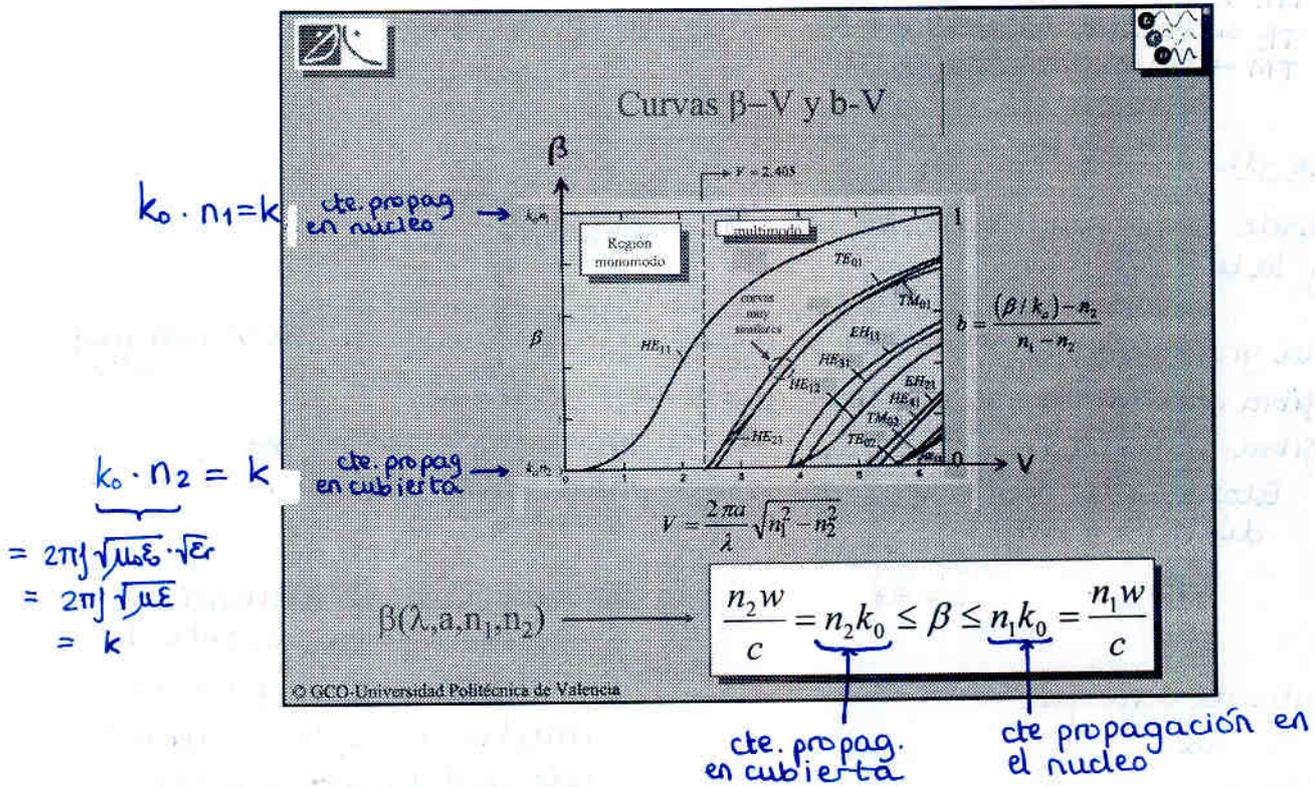
exigimos continuidad → para cada l ($e^{i l \theta} \rightarrow J_0$) aparecen diversas h que logran la continuidad (subíndice n : orden de aparición)

⇒ Modos $l n$

- orden de la función K_0, K_1, K_2, \dots
 J_0, J_1, J_2, \dots
- orden de aparición de los modos en frecuencia (ya que por ej para J_0 y K_0 hay varios valores posibles de q y h)

nota: para $l=0$ resulta parecer mucho una gaussiana

Soluciones a la ecuación de dispersión



Cálculo de las frecuencias normalizadas de corte

Ejercicio recomendado: 2.13

Índice modal	Modo	Ec para el cálculo de la frec. de corte	Frec normaliz. de corte
$l=0$	TE_{0m} TM_{0m}	$J_0(x) = 0$	m-ésimo cero de la ecuación anterior
$l=1$	EH_{1m-1} HE_{1m}	$J_1(x) = 0$	m-ésimo cero de la ecuación anterior
$l>1$	EH_{lm-1}	$J_l(x) = 0$	m-ésimo cero de la ecuación anterior
$l=2$	HE_{2m}	$\frac{x J_0(x)}{J_1(x)} = -\left(\frac{n_1 - n_2}{n_2}\right)$ $\Rightarrow J_0(x) = 0$	m-ésimo cero de la ecuación anterior
$l>2$	HE_{lm-1}	$\frac{x J_{l-2}(x)}{J_{l-1}(x)} = -(l-1) \left(\frac{n_1 - n_2}{n_2}\right)$ $\Rightarrow J_{l-2}(x) = 0$	m-ésimo cero de la ecuación anterior

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Nomenclatura de modos:

- El primer índice es la l .
- El segundo índice es simplemente el orden en que aparecen los modos.

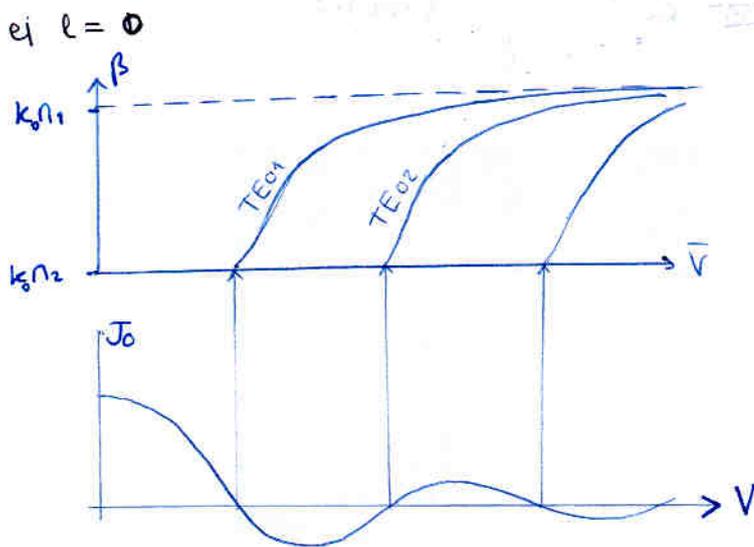
EH } modos híbridos
 HE }
 TE → transversal eléctrico
 TM → transversal magnético

Uso de la gráfica

conociendo una fibra: n_1, n_2, a } obtenemos \bar{V}
 y la luz que usamos λ

- En la gráfica podemos ver qué modos se propagan para esa V y con qué β cada uno.
- En fibra monomodo $\bar{V} < 2.405$ y sólo hay un modo
 - En fibra multimodo, $\bar{V} \uparrow$ y aparecen MUCHOS modos (50, 100, 200...).
- Estos eran los modos que antes interpretábamos como distintos rayos

Puntos de arranque



Ver tabla 1, pag 18, libro problemas

Vemos que en frecuencias cercanas a la de corte, la β (cte. propag) se parece mucho a la de la cubierta, esto se debe a que mucha energía va por la cubierta.

Al ir aumentando la frecuencia normalizada V (ej: aumentar a disminuir λ) entonces la energía va estando cada vez más contenida en el núcleo y la cte de propag. β se aproxima a la del núcleo

ej: (luego veremos de donde salen modos LP)

LP₁₁ cerca del corte



LP₁₁ lejos del corte





OBJETIVOS



- 1) Introducir el fenómeno de la propagación en fibras y sus técnicas de análisis de menor a mayor complejidad
- 2) Introducción a la teoría de rayos para el análisis simplificado de la propagación en fibras multimodo, sus ventajas y limitaciones. Conceptos de AN y dispersión intermodal
- 3) Estudio electromagnético de la propagación en fibras método exacto, pero complejo. Definición de conceptos fundamentales: modo, etc de propagación, frecuencia normalizada
- 4) Introducción de la aproximación de guiado débil, que simplifica notablemente el análisis electromagnético
- 5) Estudio particular de la fibra monomodo y sus parámetros fundamentales: Frecuencia de corte, birrefringencia, diámetro de campo modal, etc.

© GCO Universidad Politécnica de Valencia

Aproximación de guiado débil

↳ modos degenerados (curva muy similares) → combinación lineal → modos LP



Aproximación de Guiado débil



La solución exacta de la propagación en una fibra de salto de índice es en general muy compleja, dando lugar a modos híbridos, donde ninguna de sus componentes vectoriales es nula.

En la práctica sin embargo, los índices de refracción del núcleo y la cubierta son muy similares ($0.1\% < \Delta < 1\%$). En dicha situación (aproximación de guiado débil), hay varios modos exactos que poseen la misma cte de propagación (degenerados). Se propagan combinaciones lineales de dichos modos que sólo poseen una componente de campo eléctrico y otra de campo magnético no nula. Son los modos linealmente polarizados o LP

Por tanto se están sumando en campo eléctrico

© GCO Universidad Politécnica de Valencia

Comparación de Teorías

Guiado Débil

$$\tilde{E}(r, \theta, z) = \tilde{E}_x(r, \theta, z) \hat{x}$$

$$\tilde{E}(r, \theta, z) = \tilde{E}_y(r, \theta, z) \hat{y}$$

Exacta

$$\tilde{E}(r, \theta, z) = \tilde{E}_r(r, \theta, z) \hat{r} + \tilde{E}_\theta(r, \theta, z) \hat{\theta} + \tilde{E}_z(r, \theta, z) \hat{z}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Polarización en x :

Forma del Campo Electromagnético

	NUCLEO		CUBIERTA
Polarización en x :	$E = \begin{cases} E_x = AJ_1(hr) e^{j\theta} e^{j(\omega t - \beta z)} \\ E_y = 0 \\ E_z \approx 0 \end{cases}$		$E = \begin{cases} E_x = BK_1(qr) e^{j\theta} e^{j(\omega t - \beta z)} \\ E_y = 0 \\ E_z \approx 0 \end{cases}$
Polarización en y :	$E = \begin{cases} E_x = 0 \\ E_y = AJ_1(hr) e^{j\theta} e^{j(\omega t - \beta z)} \\ E_z \approx 0 \end{cases}$		$E = \begin{cases} E_x = 0 \\ E_y = BK_1(qr) e^{j\theta} e^{j(\omega t - \beta z)} \\ E_z \approx 0 \end{cases}$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



Cálculo de las constantes de Propagación



Se sigue un procedimiento similar al caso de los modos exactos, pero que da lugar a una ecuación de dispersión mas simple

$$ha \frac{J_{l-1}(ha)}{J_l(ha)} = -qa \frac{K_{l-1}(qa)}{K_l(qa)}$$



Factor de Degeneración



- Cada modo puede variar según acimut en forma de función seno o coseno. El factor de degeneración por acimut es 2 salvo si $l=0$

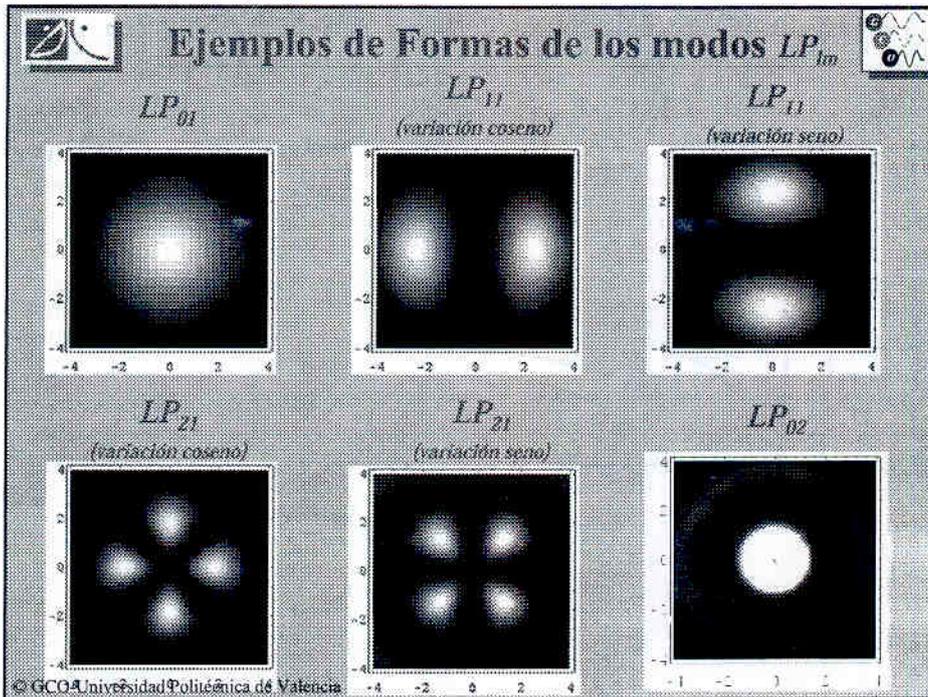
- Para cada modo hay dos polarizaciones lineales posibles. El factor de degeneración por polarización es 2.

Por tanto → El factor de degeneración total es el producto de los dos anteriores

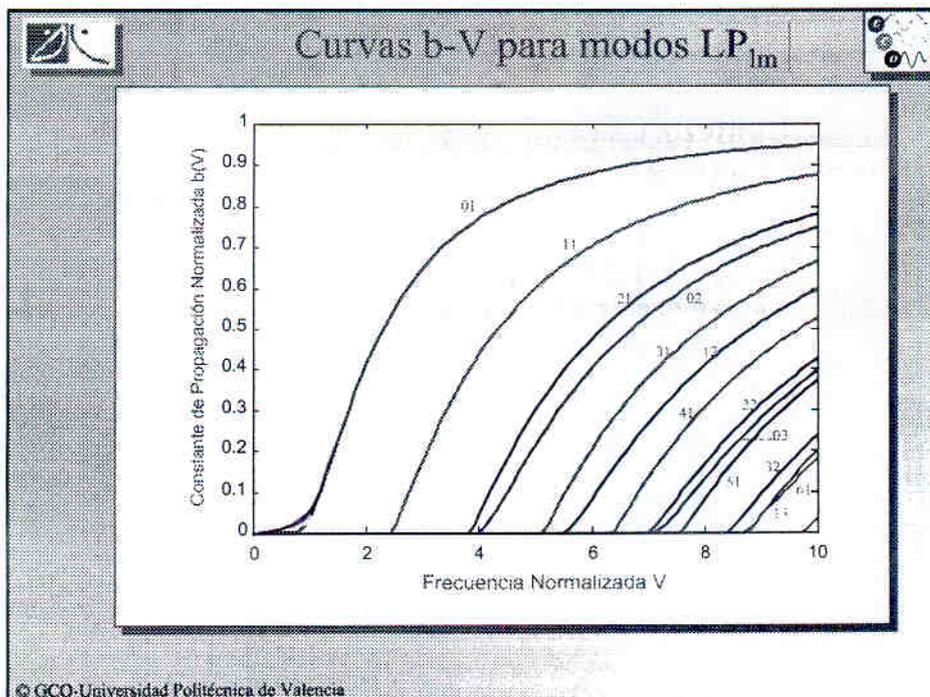
- Para modos sin variación acimutal ($l=0$) será 2

- Para el resto de modos será 4

puede ser coseno o seno, de forma ortogonal \rightarrow funciones independientes
 ($\int \text{sen} \cdot \text{cos} = 0$)
 recuerda $e^{i\theta}$ ej $l=1$ (LP_{11})
 $\theta=0 \rightarrow \cos 0 = 1$
 $\theta=90^\circ \rightarrow \cos 90^\circ = 0$
 $\theta=180^\circ \rightarrow \cos 180^\circ = -1$
 $\theta=270^\circ \rightarrow \cos 270^\circ = 0$



a su vez todos estos modos pueden tener polarización \hat{x} o \hat{y} o combinación de ambos (pol. elíptica)



Recuerda

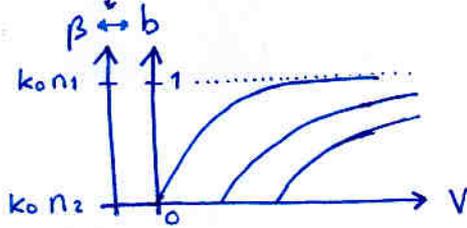
frecuencia normalizada

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda_0} \cdot \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

k_0 AN

cte. propag normalizada

$$b = \frac{(\beta/k) - n_2}{n_1 - n_2}$$



además:

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2 n_2^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

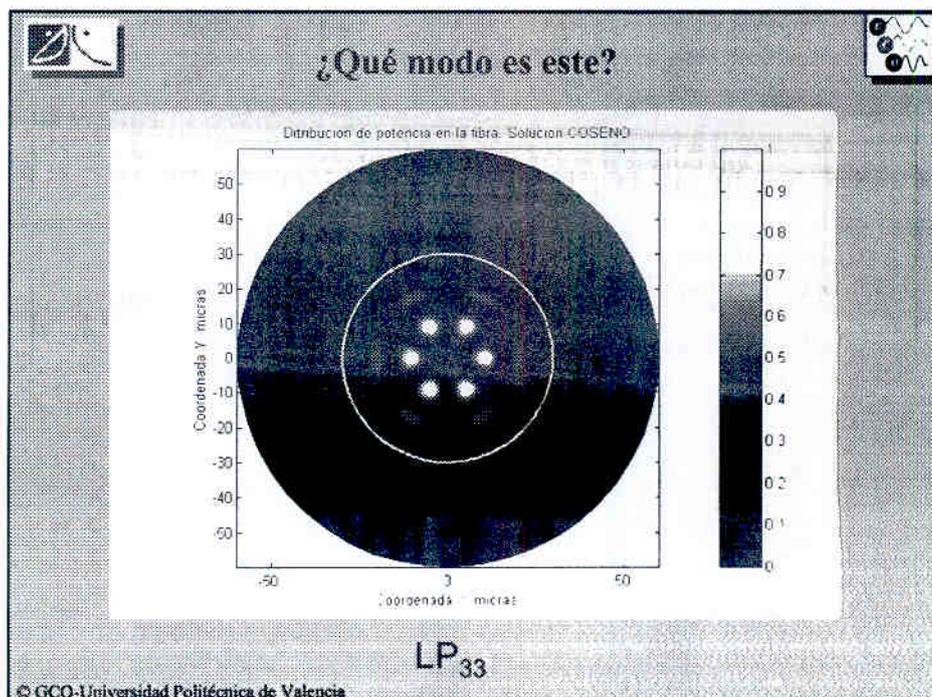
$$AN = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \sqrt{2\Delta} \cdot n_1$$

Resulta que el factor de degeneración de cada modo LP_{11} coincide con el número de modos exactos que lo componen.

Origen de los modos Linealmente polarizados

Designación	modos exactos que lo componen	Factor de degeneración
LP_{01}	$HE_{11} \times 2$	2
LP_{11}	$TE_{01}, TM_{01}, HE_{21} \times 2$	4
LP_{21}	$EH_{11} \times 2, HE_{31} \times 2$	4
LP_{02}	$HE_{12} \times 2$	2
LP_{31}	$EH_{21} \times 2, HE_{41} \times 2$	4
LP_{12}	$TE_{02}, TM_{02}, HE_{22} \times 2$	4

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

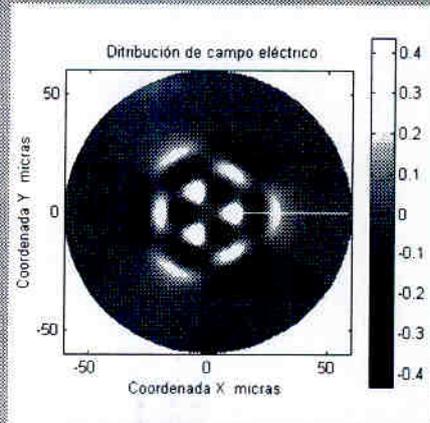
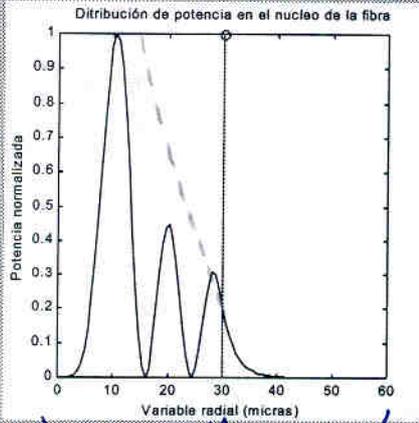




¿Qué representan ambas gráficas del LP₃₃?



Es la *junción 3 de Bessel*



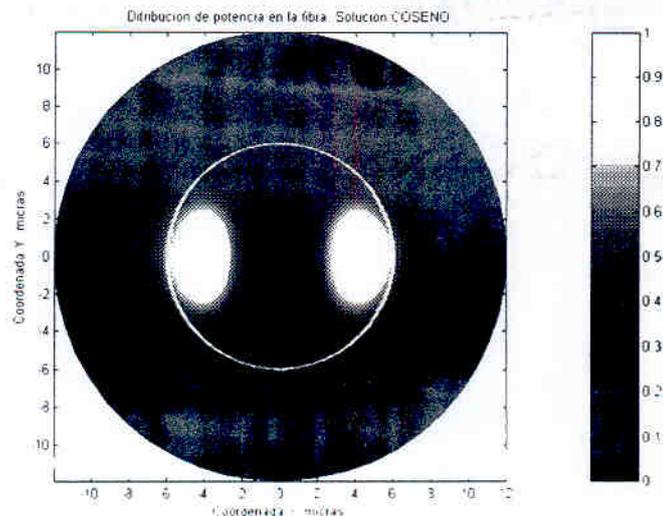
radio

Esta es la distribución en la cubierta (k_2)
Por tanto esta representación no tiene sentido físico en la zona $r < a$

distribución en el núcleo (J_3)

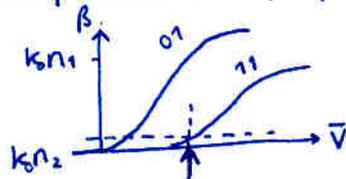


Modo LP₁₁ cerca de la frecuencia normalizada de corte



Tan cerca del corte sería peligroso doblar la fibra

justo empezando a propagarse



la cte de propagación es muy cercana a la de la cubierta (casi se propaga por la cubierta)



Número de modos Propagados por una Fibra Óptica

- Si el valor de la frecuencia normalizada V es bajo ($V < 6$) se cuentan sobre la curva $b-V$ multiplicando cada modo por su factor de degeneración (2 para variación azimutal 0, 4 para el resto)

- Si $V > 6$ se aplica la expresión:

$$M_{SI} \approx \frac{V^2}{2} \quad M_{IG} = \frac{\alpha}{\alpha+2} M_{SI}$$

fibra de índice gradual

Problemas relacionados: 2.6, 2.7, 2.9, 2.12

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



Flujo de Potencia Óptica

NUCLEO

$$P_{nucleo} = \frac{1}{2} \int_0^a \int_0^{2\pi} r (E_x H_y^* - E_y H_x^*) dr d\theta$$

CUBIERTA

$$P_{cubierta} = \frac{1}{2} \int_a^\infty \int_0^{2\pi} r (E_x H_y^* - E_y H_x^*) dr d\theta$$

Expresiones particulares para modos linealmente polarizados

$$\frac{P_{nucleo}}{P} = \left(1 - \frac{h^2}{V^2}\right) \left[1 - \frac{J_1^2(ha)}{J_{l-1}(ha)J_{l+1}(ha)}\right]$$

$$\frac{P_{cubierta}}{P} = 1 - \frac{P_{nucleo}}{P} \quad \frac{P_{cubierta}}{P} = \frac{4}{3\sqrt{M}}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

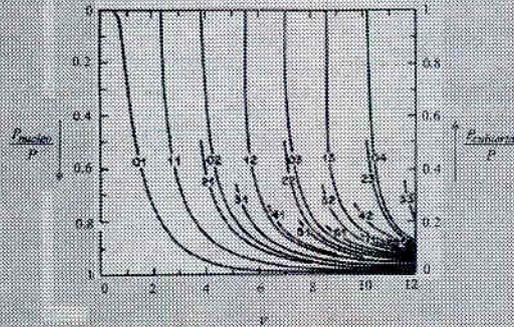
Número de modos

si $V < 6 \Rightarrow$ contar en la gráfica el nº modos LP
multiplicar cada modo por su factor de degeneración

si $V > 6 \Rightarrow$ aproximación: nº modos $M \approx \frac{V^2}{2}$ si es fibra de salto de índice
 $\frac{V^2}{2} \times \frac{\alpha}{\alpha+2}$ si es de índice gradual



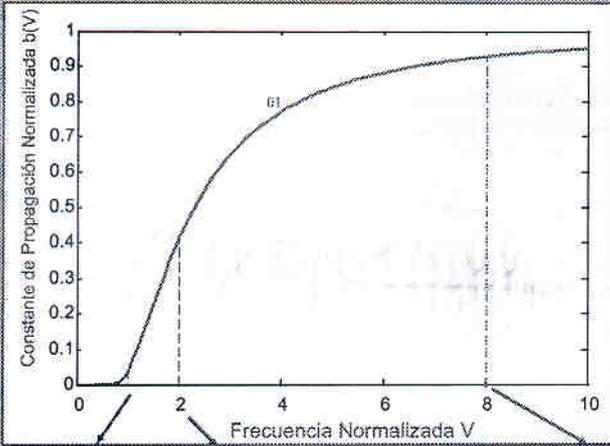
Gráficas de Factores de Confinamiento vs V



- Cuanto mayor es el valor de V más confinado está el modo en el núcleo de la fibra

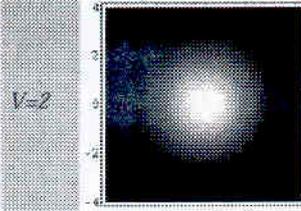
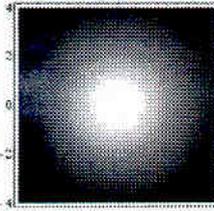
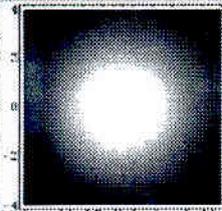
Problemas relacionados: 2.14

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



$V=0.7$

$V=8$



© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

↑
energía en
la cubierta
considerable

⇒ No interesan V pequeña
Intentaremos la mayor V posible
(teniendo en cuenta los modos)



OBJETIVOS



- 1) Introducir el fenómeno de la propagación en fibras y sus técnicas de análisis de menor a mayor complejidad
- 2) Introducción a la teoría de rayos para el análisis simplificado de la propagación en fibras multimodo, sus ventajas y limitaciones. Conceptos de AN y dispersión intermodal
- 3) Estudio electromagnético de la propagación en fibras método exacto, pero complejo. Definición de conceptos fundamentales: modo, etc. de propagación, frecuencia normalizada
- 4) Introducción de la aproximación de guiado débil, que simplifica notablemente el análisis electromagnético
- 5) Estudio particular de la fibra monomodo y sus parámetros fundamentales: Frecuencia de corte, birrefringencia, diámetro de campo modal, etc.

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Fibras monomodo



Fibras Monomodo



En la figura $\beta-V$ se observa que la condición monomodo se da al estar en corte los modos TE_{01} y TM_{01} , propagándose únicamente el modo fundamental HE_{11} . Al aplicar las condiciones de corte:

$$ha \rightarrow V, \quad q \rightarrow 0$$

de la ecuación de dispersión nos queda:

$$J_0(V) = 0$$

El corte por cero más bajo se da para $V = 2.405$

$$V_{0c} = 2.405 \sqrt{1 + \frac{2}{\alpha}}$$

Distribución de Campo Modal

La distribución de campo del modo fundamental LP_{01} para cada una de las polarizaciones en los ejes x (igual para el y) será:

$$E_x = E_0 \begin{cases} \frac{J_0(hr)}{J_0(ha)} e^{j(\omega t - \beta z)} & r \leq a \\ \frac{K_0(qr)}{K_0(qa)} e^{j(\omega t - \beta z)} & r > a \end{cases}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Problemas relacionados: 2.8 y 2.10

constante de propagación de forma aproximada para modo fundamental LP₀₁

Constante de Propagación

La constante de propagación del modo fundamental LP₀₁ se puede expresar de forma aproximada en el rango $1.5 < V < 2.5$ como:

$$b_{01}(V) = \left(1.1428 - \frac{0.996}{V} \right)^2$$

Esta es la constante de prop. normalizada. De ésta, obtenemos el **índice efectivo del modo como:**

$$\bar{n}_{01} = n_2 + b_{01}(n_1 - n_2) \approx n_2(1 + b_{01}\Delta)$$

La expresión aproximada de $b(V)$ permitirá obtener de forma sencilla las relaciones

$$\frac{d(Vb)}{dV} \quad \text{y} \quad \frac{d^2(bV)}{dV^2}$$

las cuales serán necesarias para el cálculo de la dispersión guiada.

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

nos interesa esta zona con V alta (para que el modo esté confinado en el núcleo)

Diámetro de campo modal

Diámetro de Campo Modal

El confinamiento del modo fundamental depende del valor de V . Una forma aproximada de medir dicho confinamiento es mediante el Radio de Campo Modal. Para obtener dicho diámetro, supondremos una variación de tipo Gaussiano para el campo eléctrico:

$$E = A_0(hr)e^{j(\omega t - \beta z)} \approx A e^{-\left(\frac{r}{W}\right)^2} e^{j(\omega t - \beta z)}$$

El Radio de Campo Modal W , se define como el valor para el que la potencia se reduce a $1/e^2$ del máximo. Dentro del margen $1.2 \leq V \leq 2.4$ se puede considerar la expresión anterior con un error $< 1\%$ si se toma un valor de W como:

$$\frac{W}{a} = 0.65 + 1.619V^{-3/2} + 2.879V^{-6}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Problemas relacionados: 2.15, 2.19

- una forma de medir el confinamiento en el núcleo
- Aproximamos variación campo eléctrico como gaussiano (verdebras)

W : el radio en el cual la potencia se reduce a $\frac{1}{e^2}$ del máximo \Rightarrow

$$\frac{W}{a} = 0.65 + 1.619 V^{-3/2} + 2.879 V^{-6}$$

• En caso ideal sin dispersión

$$\beta = cte \cdot f = cte' \cdot V$$

si es una recta:

$$\text{retardo de grupo} = \frac{1}{\partial \beta / \partial \omega} = cte$$

• Vemos que la aproximación para modo LP₀₁

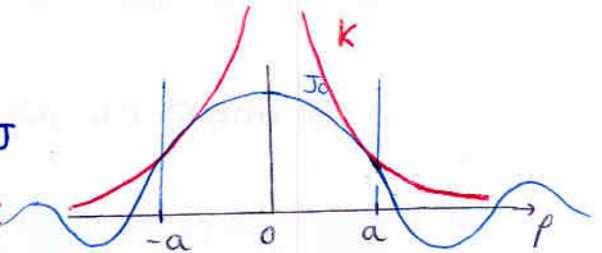
$$\beta(V) = \left(1.1428 - \frac{0.1996}{V^2} \right)^2$$

si que presenta dispersión.

Diámetro del campo modal

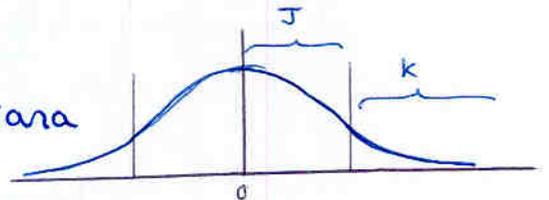
Campo en núcleo: Función J

Campo en cubierta: Función K



El campo es:

se parece a una gaussiana



La ajustamos con la gaussiana

$$E = A e^{-(r/w)^2} e^{i(\omega t - \beta z)}$$

siendo $\frac{W}{a} = 0.65 + 1.619 V^{-3/2} + 2.879 V^{-9}$

para que se aproxime bien

Permite escribir

$$\frac{P_{\text{núcleo}}}{P_{\text{total}}} = \frac{\int_0^a E_z^2 r dr}{\int_0^\infty E_z^2 r dr} = 1 - e^{-2\left(\frac{a}{w}\right)^2}$$

ver problema 2.19



Diámetro de Campo Modal



Tomando la aproximación Gaussiana del campo, podemos escribir el cociente $P_{\text{núcleo}}/P_{\text{total}}$ como:

$$\frac{P_{\text{núcleo}}}{P} = \frac{\int_0^a r E^2 dr}{\int_0^\infty r E^2 dr} = 1 - e^{-2\left(\frac{a}{w}\right)^2}$$

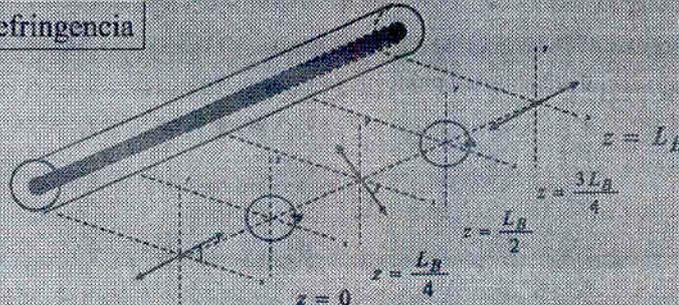
Birefringencia

En general, las fibras ópticas no presentan una geometría perfectamente cilíndrica. Dicha deformación, implica una cierta diferencia entre las constantes de propagación para polarización del modo fundamental. $\beta_{01}^x \neq \beta_{01}^y$

$$B = |\bar{n}_{01}^x - \bar{n}_{01}^y| \quad B = 10^{-6} - 10^{-5}$$

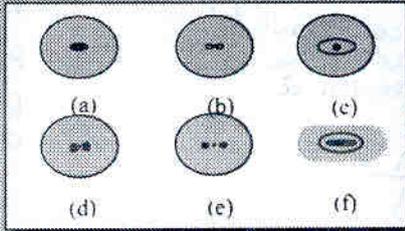


Birefringencia



La longitud que define el periodo de variación del estado de polarización se denomina longitud de batido y viene dado por:

$$L_B = \frac{\lambda}{B}$$



Fibras mantenedoras de polarización (especiales para garantizar la polarización. No se usan en comunicaciones) (sólo para interconectar equipos)

Birefringencia

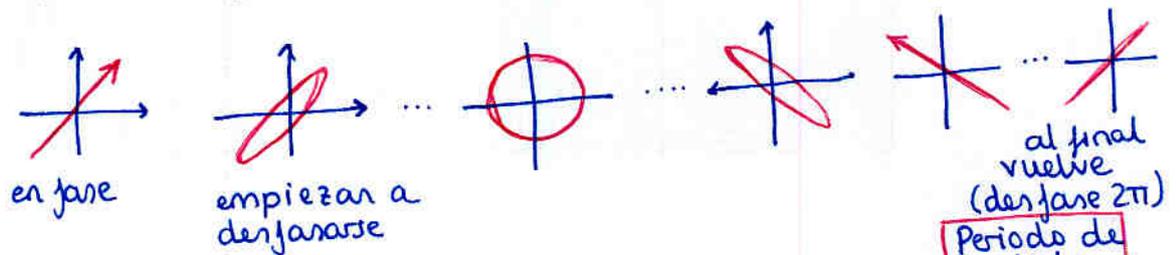
Fibra ideal
circulo perfecto ○

En la práctica
saldrá un
poco ovalada ○

Si tomamos los ejes \hat{x} e \hat{y} como los semiejes de la elipse, resulta que en cada dirección habrá distinto índice de refracción.

Además Tensiones y torsiones de la guía, así como cambios de temperatura, alteran los índices de refracción

Por tanto se altera la polarización, ya que el modo que se propaga en \hat{x} ve distinto índice que el que se propaga en \hat{y} , resultando en un desfase entre ellos



Además, la forma de la fibra irá cambiando!

Por tanto, todos los dispositivos de un sistema de fibra óptica deben ser insensibles a la polarización (ej: que no varíe la ganancia según la polarización!)

Periodo de batido
 L_B

Periodo de batido L_B

$$B = |\bar{n}_{01x} - \bar{n}_{01y}|$$

↑
índice efectivo del modo en la dirección \hat{x}

$$L_B = \frac{\lambda}{B}$$

Nota:

si estuvieramos en polarización lineal en el eje de la elipse, la polarización no cambia.

Pero en general pillamos las dos componentes



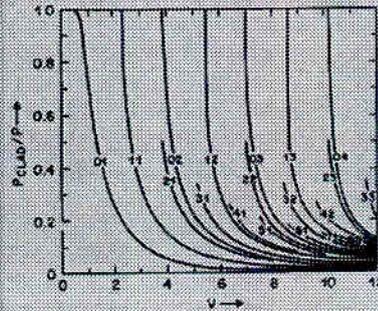
Problema 2.14



Una fibra óptica de salto de índice posee unos índices de refracción en el núcleo y en la cubierta dados por $n_1 = 1.45$ y $n_2 = 1.448$, respectivamente. Se pretende que en la segunda ventana de transmisión ($\lambda = 1.3 \mu\text{m}$) el 70% de la potencia del modo fundamental se propague por el núcleo. Con los datos anteriores determine:

a) El radio del núcleo que se necesita para satisfacer las condiciones de diseño.

De la gráfica:



se observa que para $V=2$ se cumple $P_{\text{núcl}}/P=0.7$ →

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \Rightarrow a = 5.43 \mu\text{m}$$

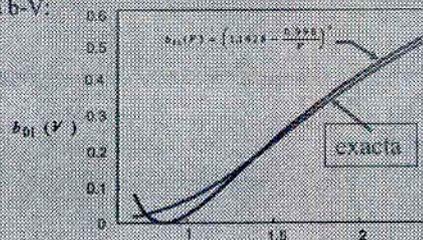


Problema 2.14



b) La constante de propagación del modo fundamental expresada en $\text{rad}/\mu\text{m}$. Confróntese dicho valor con los correspondientes a los materiales de bloque del núcleo y la cubierta, determinando para cada caso el error relativo en que se incurriría al tomar el valor de k_i , $i=1,2$, en lugar de β . Comentar los resultados

De la gráfica b-V:



Se observa que para $V=2$ se obtiene $b=0.38$ →

$$b = \frac{[(\beta/k) - n_2]}{n_1 - n_2} \Rightarrow \beta \approx 7.0022 \text{ rad}/\mu\text{m}$$

$$k_1 = \frac{2\pi}{\lambda} n_1 = 7.0081 \Rightarrow \epsilon = \frac{|\beta - k_1|}{\beta} = 0.00083$$

$$k_2 = \frac{2\pi}{\lambda} n_2 = 6.9985 \Rightarrow \epsilon = \frac{|\beta - k_2|}{\beta} = 0.00053$$



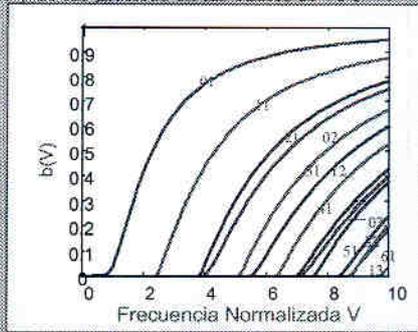
Problema 2.14



c) El número exacto de modos que propagaría la fibra anterior si operase en primera ventana ($\lambda=0.85 \mu\text{m}$)

Si $\lambda=0.85 \mu\text{m}$, se puede deducir fácilmente a partir de la expresión de la frecuencia normalizada que $V=3.0558$.

A partir de este valor v de las gráficas en las cuales se ve b/V :



se observa que los modos que se propagan son los LP_{01} y LP_{11} , con lo cual el número total de modos que se propagan son:

$$M=2+4=6 \text{ modos}$$



Problema 2.14



d) Las constantes de propagación y los porcentajes de potencia que se propagan en el núcleo para los modos transmitidos en las condiciones del apartado c)

Nuevamente de las gráficas $b_{01}=0.6$ y $b_{11}=0.2$, con lo que se obtiene $\beta_{01}=10.712 \text{ rad}/\mu\text{m}$ y $\beta_{11}=10.706 \text{ rad}/\mu\text{m}$

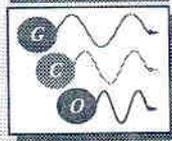
Para finalizar, los porcentajes de potencia también se puede extraer de las gráficas teniendo en cuenta que $V=3.0558$ con lo que:

$$\text{Para el modo } LP_{01}: \frac{P_{\text{núcleo}}}{P} = 0.9$$

$$\text{Para el modo } LP_{11}: \frac{P_{\text{núcleo}}}{P} = 0.65$$



DEPARTAMENTO
DE COMUNICACIONES



GRUPO DE
COMUNICACIONES
OPTICAS

CURSO DE COMUNICACIONES OPTICAS
LECCION 3: ATENUACION EN FIBRAS OPTICAS

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



OBJETIVOS



- 1) Introducir el concepto de atenuación en fibras.
- 2) Presentación de los distintos mecanismos físicos de atenuación que se producen en la fibra óptica por motivos que se derivan de la propia naturaleza (Intrínsecos)
- 3) Presentación de los distintos mecanismos físicos de atenuación que son causados por agentes externos a la fibra (Extrínsecos)
- 3) Suma de todos los fenómenos de atenuación y presentación de las posibles zonas de trabajo en fibras ópticas debido a sus bajas pérdidas.

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



MATERIAL DOCENTE



TEORIA

J. Capmany, F.J. Fraile Peláez y J. Martí,

Fundamentos de Comunicaciones Ópticas, Capítulo 3, pp. 113-144

Ed Síntesis, Madrid, 1998, ISBN 84-7738-599-8

material fundamental: Secciones 3.1, 3.2, 3.3

material complementario (no obligatorio): Secciones 3.4

PROBLEMAS

J. Capmany, D. Pastor, B. Ortega y S. Sales

Problemas de Comunicaciones Ópticas, Cap 3

SPUPV, Libro Docente SPUPV2003-596, ISBN 84-9705-381-8

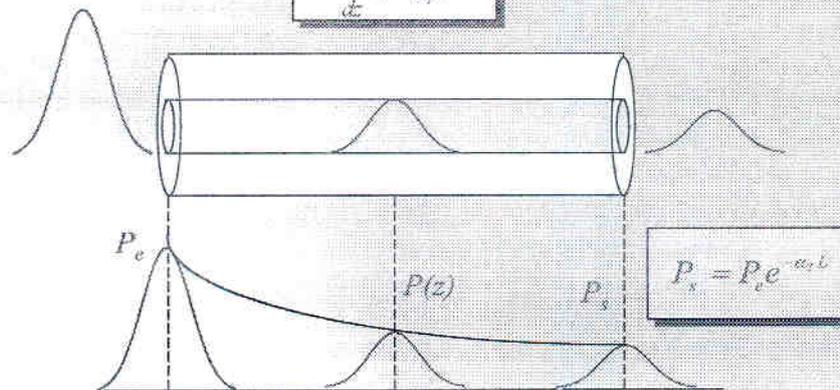
© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



CONCEPTO DE ATENUACION



$$\frac{dP}{dz} = -\alpha_r P$$



$$P_s = P_e e^{-\alpha_r L}$$

$$\alpha \text{ (dB / Km)} = -\frac{10}{L} \text{Log}_{10} \left(\frac{P_s}{P_e} \right) = 4.343 \alpha_r$$

$$\alpha(\lambda=1550 \text{ nm}) \approx 0.18 \text{ dB/km}$$

$$\alpha(\lambda=1330 \text{ nm}) \approx 0.5 \text{ dB/km}$$

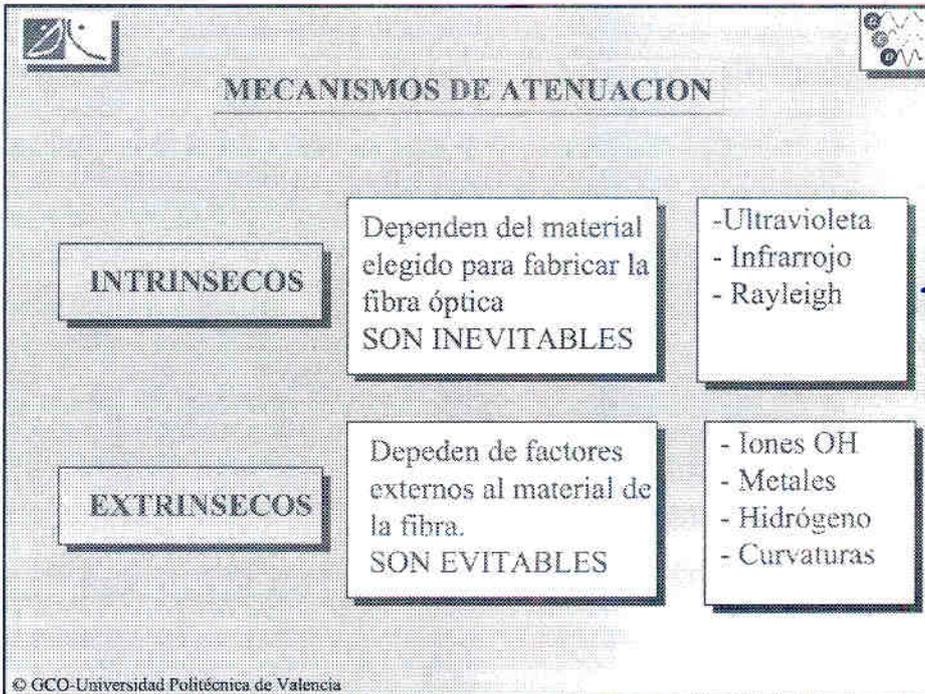
$$\alpha(\lambda=850 \text{ nm}) \approx 3-5 \text{ dB/km}$$

Exponencial
decreciente

Problemas relacionados: 3.1, 3.2, 3.3

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

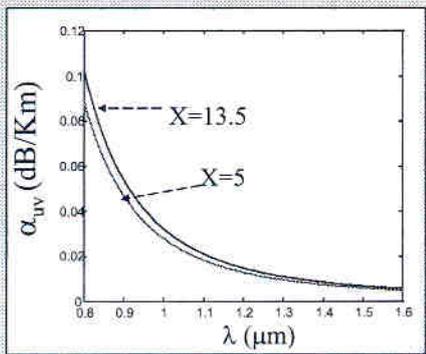
Tener en cuenta que la atenuación es totalmente independiente de la dispersión, se pueden estudiar por separado



- ### OBJETIVOS
- 1) Introducir el concepto de atenuación en fibras.
 - 2) Presentación de los distintos mecanismos físicos de atenuación que se producen en la fibra óptica por motivos que se derivan de la propia naturaleza (Intrínsecos)
 - 3) Presentación de los distintos mecanismos físicos de atenuación que son causados por agentes externos a la fibra (Extrínsecos)
 - 4) Suma de todos los fenómenos de atenuación y presentación de las posibles zonas de trabajo en fibras ópticas debido a sus bajas pérdidas.
- © GCO-Universidad Politécnica de Valencia

ATENUACION ULTRAVIOLETA

Debida a transiciones electrónicas entre la banda de valencia y conducción del material que compone la fibra
 Generan resonancias fuera de la banda de Comunicaciones, pero sus colas entran dentro de ella



Ley de Urbach: $A = Ce^{B/\lambda}$
 $\lambda(\mu m)$

$$\alpha_{uv} (dB / Km) = \left[\frac{1542 X_{GeO_2}}{44.6 X_{GeO_2} + 60} \right] \times 10^{-2} e^{\frac{4.63}{\lambda}}$$

con λ en μm

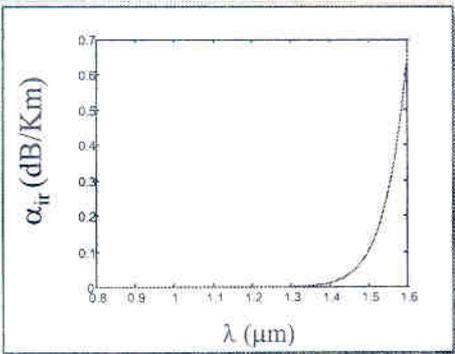
X = fracción molar (en %) de GeO_2 en el núcleo

Problemas relacionados: 3.4, 3.7

$$\alpha_{uv} (dB/km) = \left(\frac{1'542 x(\%)}{44'6x + 60} \cdot 10^{-2} \cdot e^{\frac{4'63}{\lambda(\mu m)}} \right) \frac{dB}{km}$$

ATENUACION INFRARROJA

Es debida a la existencia en el infrarrojo lejano de bandas de absorción muy intensas, originadas por vibraciones y oscilaciones de las unidades estructurales que componen el material de la fibra



O-Si-O 9.2 μm
 O-Ge-O 11 μm

$$\alpha_{ir} (dB / Km) = 7.81 \times 10^{11} e^{-\frac{44.48}{\lambda}}$$

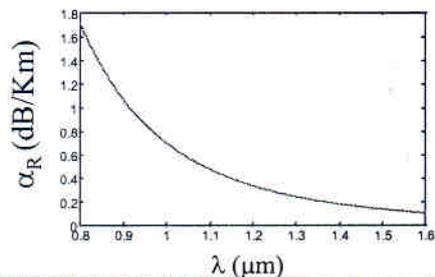
$\lambda(\mu m)$

Problemas relacionados: 3.7

$$\alpha_{ir} (dB/km) = 7'81 \cdot 10^{11} e^{-\frac{44'48}{\lambda(\mu m)}}$$

ATENUACION RAYLEIGH

Viene originada por la existencia de fluctuaciones de orden local y dimensiones mucho menores que la longitud de onda de trabajo, en la constante dieléctrica (índice de refracción) del material que compone la fibra óptica. la energía que transporta la señal se pierde al ser redireccionada fuera del medio de transmisión por ellas



$$\alpha_R(\lambda) = \frac{A}{\lambda^4}$$

$\lambda(\mu\text{m})$

A=0.7-1 monomodo
=1-1.6 multimodo

Problemas relacionados: 3.7

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Scattering Mie irregularidades $\geq \lambda/10$

El sílice no es cristalino, sino amorfo. Al enfriarse tras la fusión las moléculas quedan en posiciones aleatorias

OBJETIVOS

- 1) Introducir el concepto de atenuación en fibras.
- 2) Presentación de los distintos mecanismos físicos de atenuación que se producen en la fibra óptica por motivos que se derivan de la propia naturaleza (Intrínsecos)
- 3) Presentación de los distintos mecanismos físicos de atenuación que son causados por agentes externos a la fibra (Extrínsecos)
- 4) Suma de todos los fenómenos de atenuación y presentación de las posibles zonas de trabajo en fibras ópticas debido a sus bajas pérdidas.

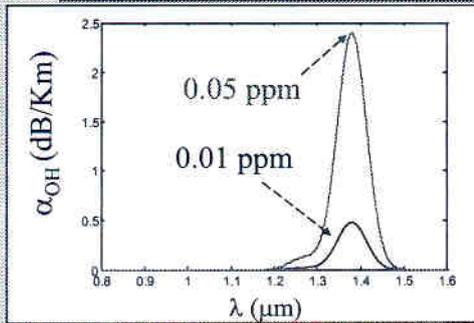
© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

ATENUACION POR IONES OH

El enlace O-H del radical OH presenta una resonancia de absorción a una longitud de onda que se encuentra situada entre 2.7 y 4 μm dependiendo de la posición del grupo hidroxilo en la red vítrea. Esta frecuencia fundamental da lugar a armónicos de absorción situados en 1.38, 0.95 y 0.72 anteriores están relacionadas con la concentración en partes por μm millón (ppm) de iones OH.

iones OH es el resultado de tener agua dentro de la fibra

Reduciendo ppm podemos reducir la atenuación



$$\alpha_{OH1}(\lambda) = \alpha_{MOH1} x [OH^-] e^{-\frac{(\lambda - 1.38)^2}{\sigma^2}}$$

$$\alpha_{OH2}(\lambda) = \alpha_{MOH2} x [OH^-] e^{-\frac{(\lambda - 1.27)^2}{\sigma^2}}$$

$\alpha_{MOH1}(\lambda = 1.38 \mu m) = 48 \text{ (dB / Km. ppm)}$
 $\alpha_{MOH2}(\lambda = 1.27 \mu m) = 2.5 \text{ (dB / Km. ppm)}$
 $\sigma = 0.048$
 $\lambda (\mu m)$

gaussiana centrada en 1'38 μm
gaussiana centrada en 1'27 μm

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

máximo

Problemas relacionados: 3.7

$$\alpha_{OH1}(\lambda) = 48 \left(\frac{\text{dB}}{\text{km} \cdot \text{ppm}} \right) \cdot x_{OH^-} (\text{ppm}) \cdot e^{-\frac{\lambda(\mu m) - 1.38}{\sigma^2}}$$

$$\alpha_{OH2}(\lambda) = 2.5 \left(\frac{\text{dB}}{\text{km} \cdot \text{ppm}} \right) \cdot x_{OH^-} (\text{ppm}) \cdot e^{-\frac{\lambda(\mu m) - 1.27}{\sigma^2}}$$



ATENUACION POR IMPUREZAS METALICAS

Las pérdidas más importantes se originan por la presencia de cationes en forma de metales de transición (Cr, V, Co, Ni, Fe) que poseen en general bandas de absorción muy fuertes y de gran anchura espectral. La concentración de dichas impurezas en el material de la fibra ha de reducirse a valores cercanos o inferiores a una parte por billón (1 ppb) para que su contribución a las pérdidas sea despreciable.

Fue el quebradero de cabeza inicialmente. (inhabilitaban prácticamente la) Hoy día se ha eliminado transmisión

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

ATENUACION POR PRESENCIA DE HIDROGENO

Los vidrios de Sílice son permeables al Hidrógeno, incluso a bajas temperaturas. La penetración de Hidrógeno en la fibra origina fuertes picos de absorción originados fundamentalmente por Hidrógeno molecular, que se traducen en pérdidas que son de naturaleza reversible. (igual que entra, puede salir si el ambiente reduce su concentración de hidrógeno)

Parte del Hidrógeno que penetra en el núcleo de la fibra puede reaccionar sin embargo químicamente con centros de impurezas localizadas e incluso con el Oxígeno presente en el Sílice, para formar radicales OH, dando lugar a cambios de naturaleza permanente o irreversibles en las pérdidas de la fibra, si se permite que el Hidrógeno permanezca el tiempo necesario.

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

presencia de hidrógeno en el aire que rodea a la fibra!

reduce su concentración de hidrógeno)

PERDIDAS POR CURVATURAS

Curvaturas: Macroscópicas
 $R \gg a$ localizadas

TIPOS

Microcurvaturas: Microscópicas
 R comparable a a
 aleatorias

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia **Problemas relacionados: 3.5, 3.6**

Macrocurvaturas:

PERDIDAS POR CURVATURAS

La parte externa ha de recorrer mas distancia en el mismo tiempo para mantener el patrón modal. Ello le obliga a viajar más rápido que la luz, lo que es imposible: En consecuencia se radía al exterior

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Ya que todo el modo debe ir en misma fase

son los utilizados en larga distancia (ahorrando los exteriores)

revestimiento primario

muy resistente

PERDIDAS POR CURVATURAS

Las pérdidas por curvatura se evitan haciendo caso a lo especificado por el fabricante de cables en las especificaciones:

tubo que contiene a la cubierta 250 μ m
 fibras de aramida (aguantante mecánico)
 tubo 90 μ m
 tubo polímero 3mm

Especificaciones / Specifications	
Diámetro (mm)	3.0 3.0 x 6.3
Peso (g/km)	10 20
Tensión máxima de tracción (N)	500 1000
Tensión máxima permanente (N)	200 500
Radio de curvatura (mm)	20 40

radio de curvatura [mm]

Las pérdidas por microcurvaturas se deben también a una mala manipulación (torsión, estiramiento, etc.) o fabricación

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



OBJETIVOS

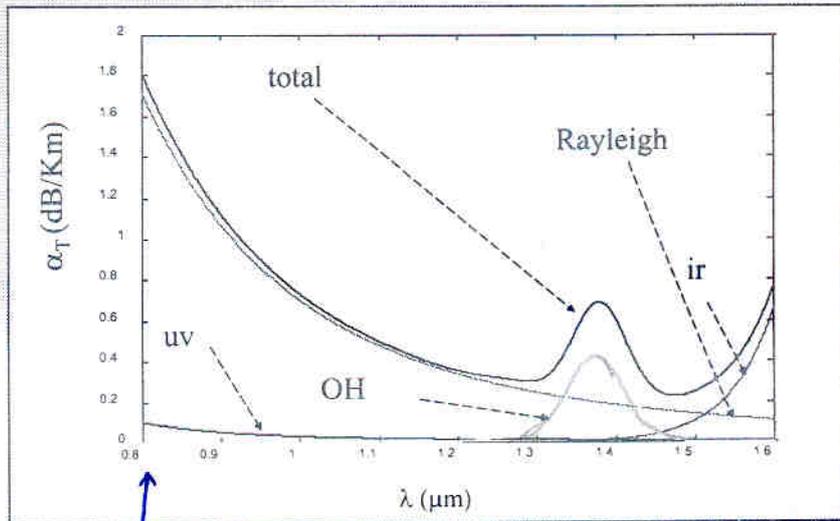


- 1) Introducir el concepto de atenuación en fibras.
- 2) Presentación de los distintos mecanismos físicos de atenuación que se producen en la fibra óptica por motivos que se derivan de la propia naturaleza (Intrínsecos)
- 3) Presentación de los distintos mecanismos físicos de atenuación que son causados por agentes externos a la fibra (Extrínsecos)
- 4) Suma de todos los fenómenos de atenuación y presentación de las posibles zonas de trabajo en fibras ópticas debido a sus bajas pérdidas.

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



ESPECTRO DE LA ATENUACION TOTAL EN UNA FIBRA OPTICA Y SUS COMPONENTES

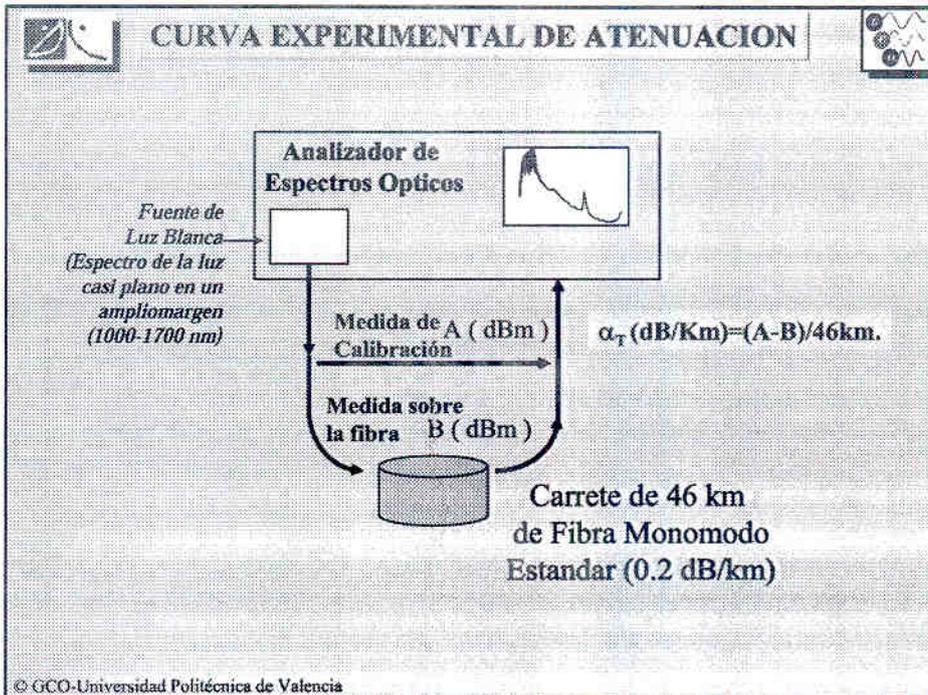


© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

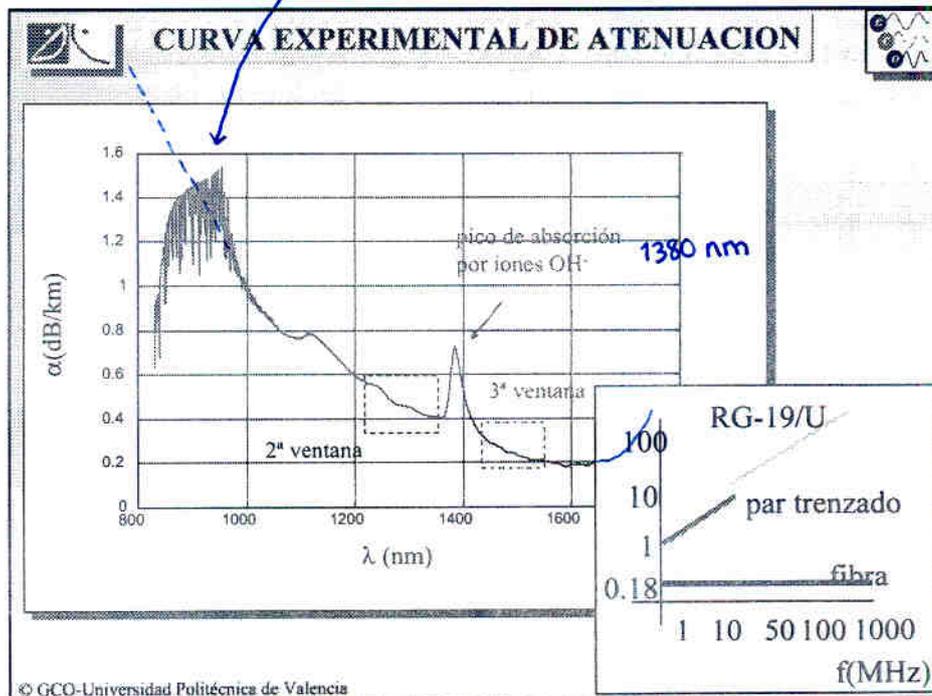
1ª ventana
(por cuestiones
tecnológicas)

2ª ventana

3ª ventana



zona rara porque la fuente de luz blanca emite muy poca luz en esta zona, y por tanto se ve ruido (simplemente por culpa de los aparatos de medida)

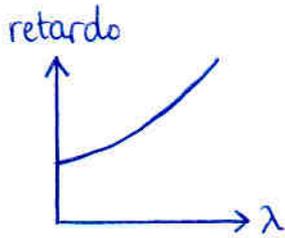


Tema 4. Dispersión en Fibras Ópticas

Distintas componentes de la luz tienen velocidades de propagación diferentes



Dispersión cromática

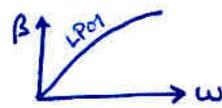


Es despreciable frente a la dispersión multicamino, pero en fibras monomodo se elimina esta última y por tanto la dispersión limitante pasa a ser la cromática

Dos mecanismos de dispersión (totalmente separables)

• Dispersión del material: n_1 y n_2 no constantes con ω

• Dispersión de guía onda:



β no lineal con ω tras el análisis de guiado (aún suponiendo n_1 y n_2 cte)

1 Análisis de dispersión usando β

$$\beta = \beta(\omega)$$

Hacemos el desarrollo de Taylor alrededor del punto de trabajo ω_0

$$\beta(\omega) = \underbrace{\beta(\omega_0) + \underbrace{\frac{d\beta}{d\omega}}_{cte} \Big|_{\omega_0} (\omega - \omega_0)}_{\text{caso ideal: fase lineal}} + \underbrace{\frac{1}{2} \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Big|_{\omega_0} (\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \frac{d^3\beta}{d\omega^3} \Big|_{\omega_0} (\omega - \omega_0)^3 + \dots}_{\text{términos dispersivos}}$$

caso ideal: fase lineal
retardo de grupo por unidad de longitud constante

términos dispersivos

• Retardo de grupo por unidad de longitud:

$$\frac{T_g(\omega)}{L} = \frac{d\beta}{d\omega}$$

$$\frac{T_g(\omega)}{L} = \frac{d\beta}{d\omega} = 0 + \beta_1 + \beta_2(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_3(\omega - \omega_0)^2 + \dots$$

caso ideal
retardo de grupo constante

responsable de una variación rectilínea de T_g respecto a ω

responsable de variación cuadrática de T_g respecto a ω

$$\beta_1 = \frac{d\beta}{d\omega} \Big|_{\omega_0}$$

$$\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Big|_{\omega_0}$$

$$\beta_3 = \frac{d^3\beta}{d\omega^3} \Big|_{\omega_0}$$

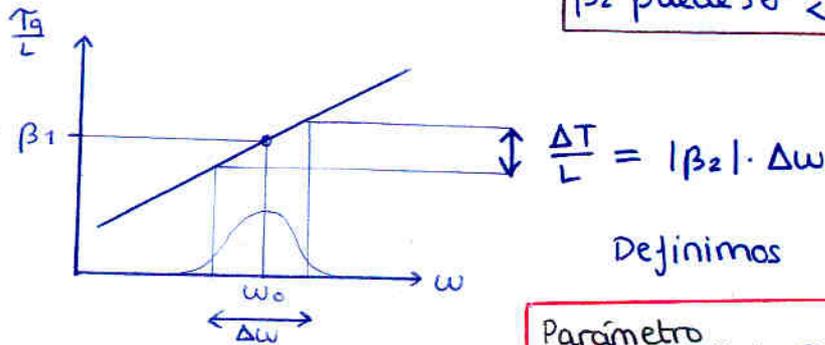
caso ideal tiene sentido

$$\frac{T_g}{L} = \beta_1 = \frac{d\beta}{d\omega} \Big|_{\omega_0} = \frac{n_g}{c}$$

Caso normal: $(\beta_2 \neq 0) \gg \beta_3$ despreciamos β_3

$$\frac{T_g(\omega)}{L} = \beta_1 + \beta_2(\omega - \omega_0)$$

β_2 puede ser ≥ 0



Definimos $\left[\frac{\text{ps}}{\text{km} \cdot \text{nm}} \right]$

Parámetro de dispersión: $D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2$

D signo contrario a β_2

valores típicos
3ª ventana
 $\beta_2 = -21 \text{ ps}^2/\text{km}$
 $D = 17 \text{ ps}/\text{nm} \cdot \text{km}$

Nos permite trabajar con $\Delta\lambda$ en lugar de $\Delta\omega$

$$\Delta T = L \cdot |D| \cdot \Delta\lambda$$

Influencia del siguiente término dispersivo: Punto mínima dispersión

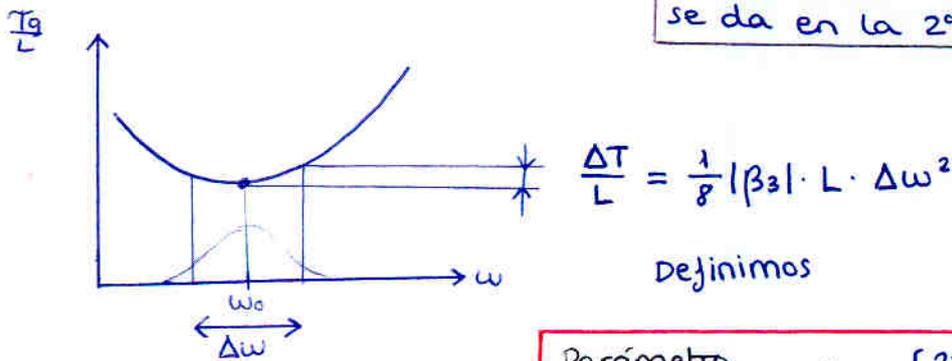
Podemos hallar un ω_0 tal que al desarrollar Taylor, $\beta_2 = 0$.

Entonces según la fórmula $D=0 \rightarrow \Delta T = 0 \rightarrow T_{\text{bit}} \geq \Delta T = 0 \rightarrow B \leq \infty \text{ bit/s}$

Habría que considerar el siguiente término de dispersión

$$\frac{T_g(\omega)}{L} = \beta_1 + \frac{1}{2} \beta_3 (\omega - \omega_0)^2$$

En fibras normales, la ω_0 donde $\beta_2 = 0$ (el punto de mínima dispersión) se da en la 2ª ventana



Definimos

Parámetro de dispersión $S = \left[\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right]^2 \beta_3$

Nos permite trabajar con $\Delta\lambda$ en lugar de $\Delta\omega$

$$\Delta T = \frac{1}{8} |S| \cdot L \cdot \Delta\lambda^2$$

efecto mucho menor que el de D. sólo lo consideramos cuando $D=0$

2 Términos de la dispersión

Dispersión material:

- n_1 y n_2 dependen de ω
- simplificará muchísimo decir que Δ es constante con la pulsación ω , y por tanto tratando con variaciones de n_2 , estarán implícitas las variaciones de $n_1 \rightarrow$ es una buena aproximación.

Dispersión guíaonda:

- β depende de ω (aunque n_1 y n_2 fueran constantes)

Ambos efectos en el parámetro de dispersión:

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \quad \rightarrow \quad \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{1}{v_g}$$

$$= -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d}{d\omega} \left(\frac{1}{v_g} \right)$$

Definimos índice de grupo \bar{n}_g

$$v_g = \frac{c_0}{\bar{n}_g}$$

$$= -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d}{d\omega} \left(\frac{\bar{n}_g}{c} \right)$$

$$\bar{n}_g = \bar{n} + \omega \cdot \frac{d\bar{n}}{d\omega}$$

(ver IV-3)

$$= -\frac{2\pi}{\lambda^2} \left(2 \frac{d\bar{n}}{d\omega} + \omega \frac{d^2\bar{n}}{d\omega^2} \right)$$

recuerda:

índice refracción efectivo: $\bar{n} = \frac{\beta}{k_0}$

$$\bar{n} = n_2 + b(n_1 - n_2) \quad \Delta \approx \frac{n_1 - n_2}{n_2}$$

$$\bar{n} \approx n_2 (1 + b \cdot \Delta)$$

dispersión del material

$b = b(V) \leftrightarrow \beta(\omega)$
dispersión guíaonda

$$D \approx \underbrace{\frac{1}{c} \frac{dn_{2g}}{d\lambda}}_{\text{dispersión material } D_{mat}} - \underbrace{\frac{2\pi \cdot \Delta}{\lambda^2} \left[\frac{n_{2g}^2}{n_2} \cdot v \cdot \frac{d^2(vb)}{dv^2} + \frac{dn_{2g}}{d\omega} \cdot \frac{d}{db}(vb) \right]}_{\text{dispersión guíaonda } D_{wg}}$$



DISPERSION DEL MATERIAL



Se produce porque los medios materiales que componen el núcleo y la cubierta son dispersivos, es decir, su constante dieléctrica (o índice de refracción) dependen del valor de la frecuencia de trabajo.

Esta propiedad es independiente de que los materiales constituyan o no una guíaonda



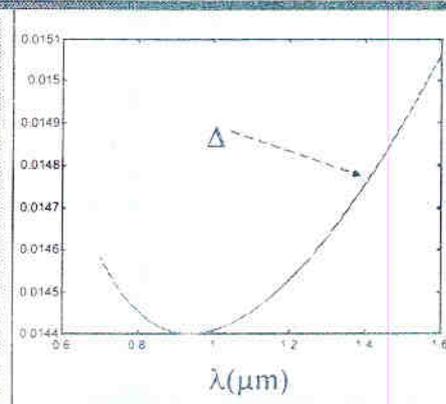
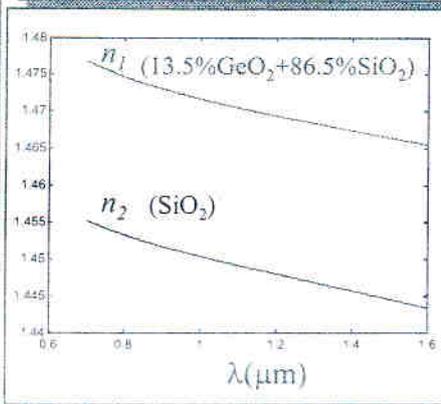
INDICE DE REFRACCION DE UN DIELECTRICO



Se calcula a través de la fórmula de Sellmeier:

$$n^2 = 1 + \sum_{j=1}^3 \frac{A_j \lambda^2}{\lambda^2 - \lambda_j^2}$$

A_j = Coeficientes de Sellmeier
 λ_j = longitudes de onda de las resonancias propias de índice



Vemos que Δn si que varía, pero MUY poco (ver eje y)

Siempre lo consideramos constante

cubierta $\rightarrow n_2 \rightarrow \text{SiO}_2 \rightarrow$ óxido de silicio puro \rightarrow sílice
 núcleo $\rightarrow n_1 \rightarrow$ sílice dopado para aumentar n

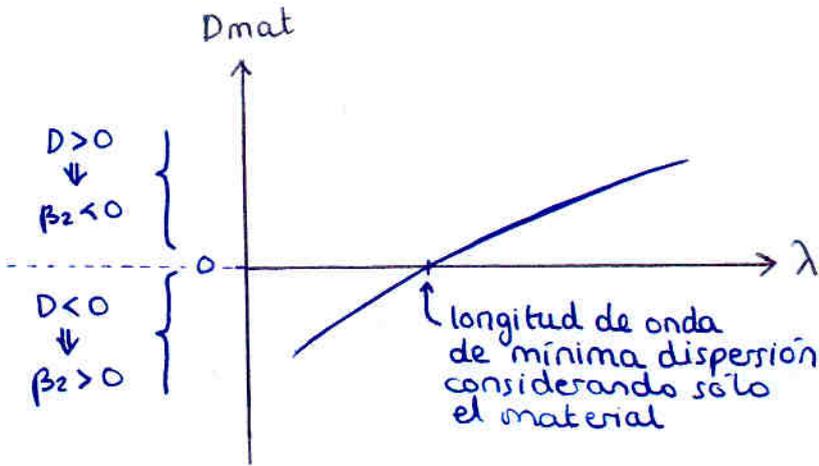
Dispersión material D_{mat}

Conociendo n_1 y n_2 en función de la λ (expresiones obtenidas hace muchos años para el sílice)

- vemos que Δ es prácticamente constante con λ
- n_2 depende de λ
 - ↳ por tanto n_{2g} depende de λ

$$D_{mat} = \frac{1}{c} \frac{dn_{2g}}{d\lambda} \approx \frac{1}{c} \frac{dn_2}{d\lambda}$$

Podemos dibujar la gráfica de D_{mat}



El retardo de grupo en el material

$$T_{2g} = \frac{n_{2g}}{c} L$$

v_g

Vemos que depende de la frecuencia →

Lo mismo ocurre para n_{1g} en el núcleo.

$$n_{2g} = \bar{n}_2 + \omega \frac{d\bar{n}_2}{d\omega}$$

$$= \bar{n}_2 - \lambda \frac{d\bar{n}_2}{d\lambda}$$

se define índice de grupo para que

$$v_g = \frac{c}{n_g}$$

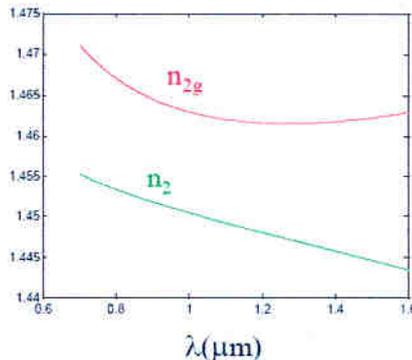
y ya que

$$v_g = \frac{1}{d\beta/d\omega} = \frac{c}{n_g}$$

siendo $\beta = \frac{\omega}{c} \bar{n}$

$$v_g = \frac{c}{\bar{n}} = \frac{\omega}{\beta}$$

índice efectivo



Dispersión de guíaonda

Rescatamos del tema 2 : $b_{01}(V) \simeq \left[1'1428 - \frac{0'996}{V} \right]^2$

Calculamos

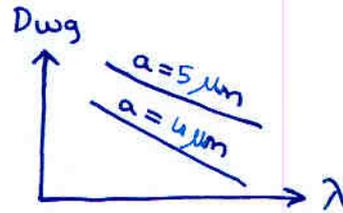
$$D_{wg} = - \frac{2\pi \cdot \Delta}{\lambda^2} \left[\frac{n_{zg}^2}{n_2 \cdot \omega} V \frac{d^2(Vb)}{dV^2} + \frac{dn_{zg}}{d\omega} \cdot \frac{d(Vb)}{db} \right]$$

obtenemos la gráfica



convertimos V en λ (añadiendo en el proceso por tanto parámetros constructivos de la fibra)

en el rango de λ que interesa



Jomullitas

$$V \cdot \frac{d^2(V \cdot b)}{dV^2} = \frac{1'984}{V^2}$$

$$b = \left[1'1428 - \frac{0'996}{V} \right]^2$$

$$D_{wg} = - \frac{n_2 \Delta}{c \lambda} \cdot \frac{1'984}{V^2}$$

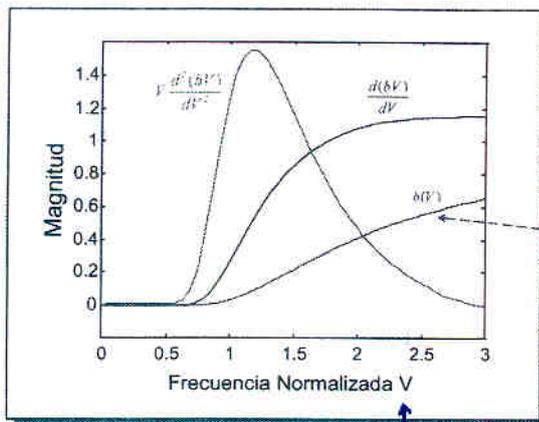


DISPERSION DE GUIAONDA



$$D_{wg} = \frac{2\pi\Delta}{\lambda^2} \left(\frac{n_2^2}{n_2\omega} V d^2(Vb) + \frac{dn_{2g}}{d\omega} \frac{d(Vb)}{dV} \right)$$

Se produce porque aunque los materiales que componen la fibra se supongan no dispersivos, la constante de propagación b es función de V y por lo tanto de ω , por el hecho de formar una guíaonda



en dispersión guíaonda siempre $\beta_2 < 0$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

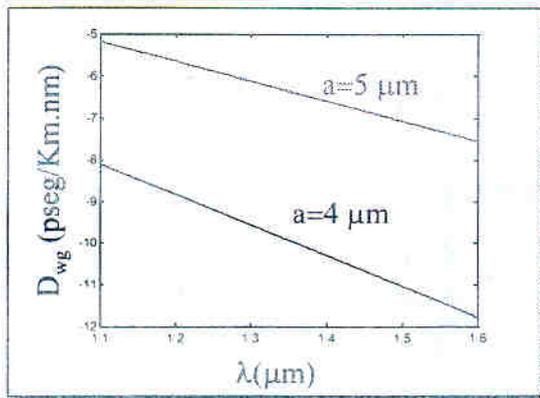
frec de corte de los modos superiores se trabaja cerca para un mayor confinamiento en el núcleo. Haciendo zoom:



DEPENDENCIA ESPECTRAL TIPICA



$n_1 = 1.45$
 $n_2 = 1.448$
 Cubierta de Sílice



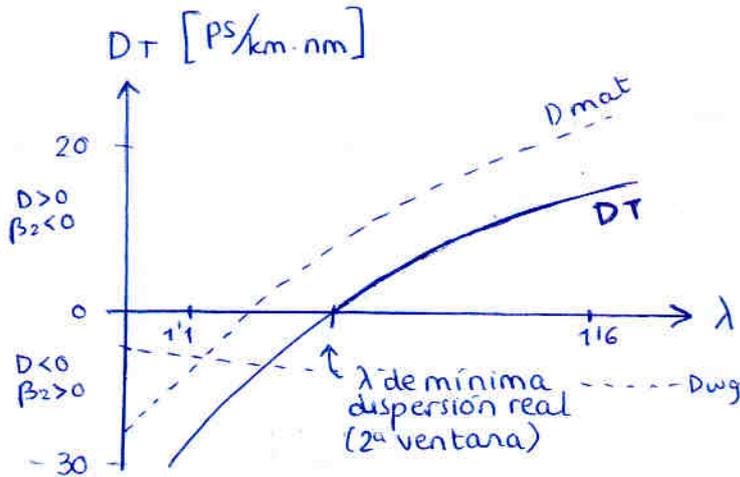
© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Dispersión Total

sumamos las dos gráficas de la dispersión que tenemos

$$D_T = D_{mat} + D_{wg}$$

y se obtiene la gráfica de la dispersión total



Se pensó que era una pena q:

2ª ventana → mínima dispersión

3ª ventana → mínima atenuación

se han diseñado fibras con dispersión especial en las cuales se juega con D_{wg} para que $D_T=0$ caiga en la 3ª ventana

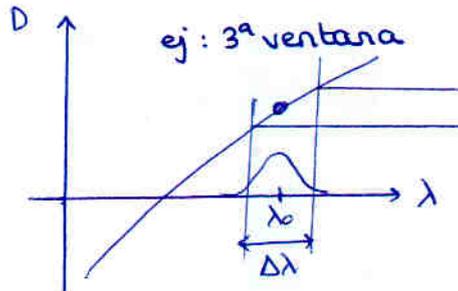
nota:

$$\beta_2 \propto -D$$

$$\beta_3 \propto \frac{dD}{d\lambda}$$

caso típico: $D \neq 0$

se calcula la dispersión despreciando el término β_3 respecto a β_2

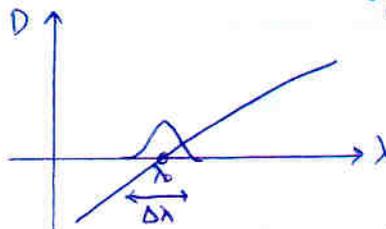


$$\Delta T = |D| \cdot L \cdot \Delta \lambda$$

sabiendo $T_{bit} > \Delta T$ calculamos B_{max} [b/s]

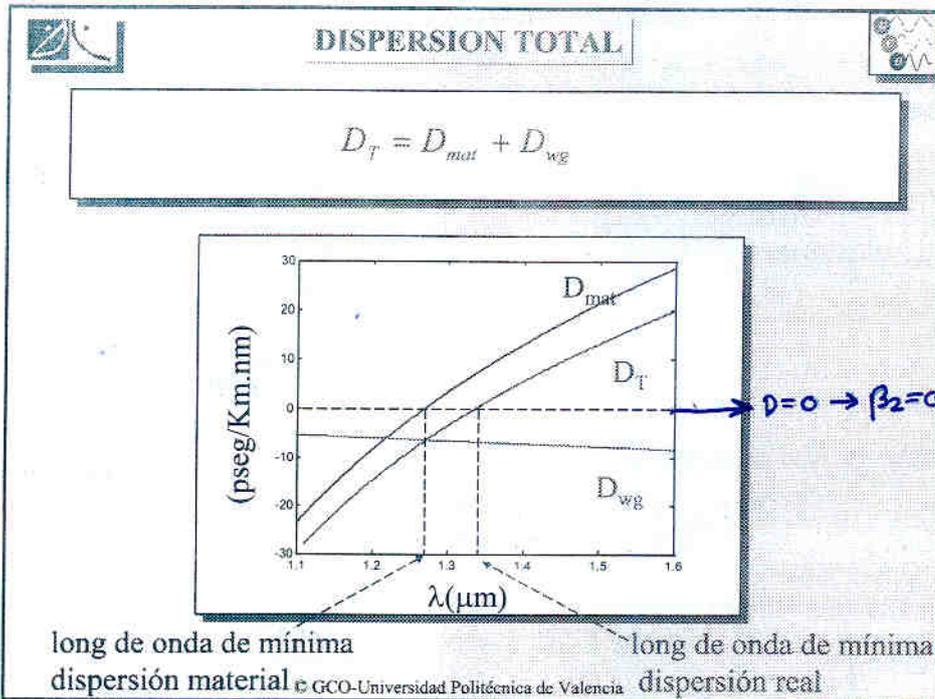
caso mínima dispersión:

- $D=0 \Rightarrow \beta_2=0$
- lo que ahora importa es $\frac{dD}{d\lambda} \Rightarrow \beta_3$ como factor limitante (ya que en el caso típico calcularíamos $B_{max} = \infty$, ya no podemos despreciar β_3)

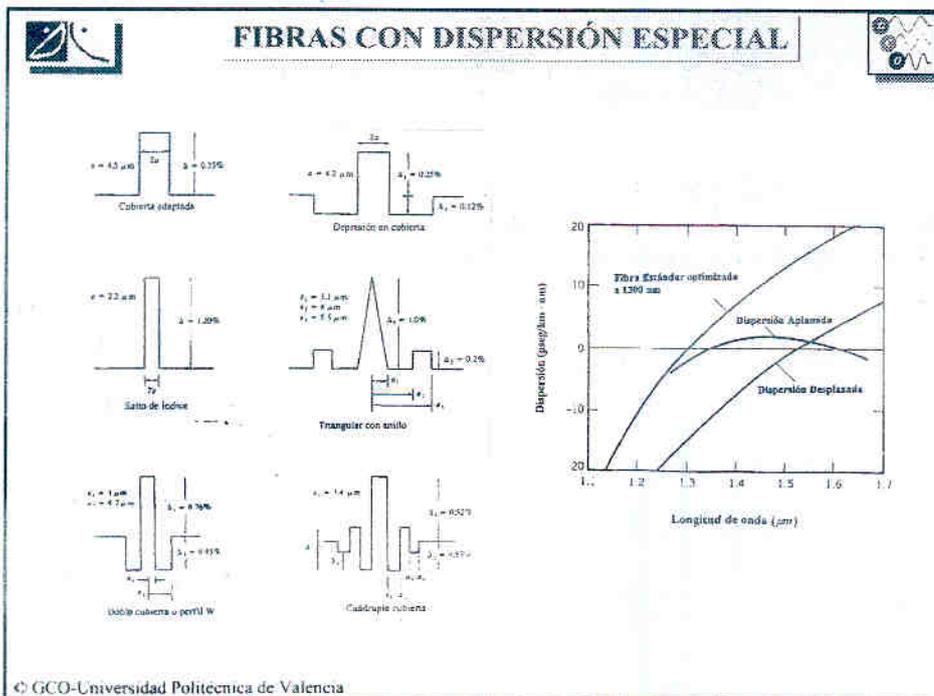


$$\Delta T = \frac{1}{8} |S| \cdot L \cdot \Delta \lambda^2$$

Este caso será mucho más favorable que el caso típico

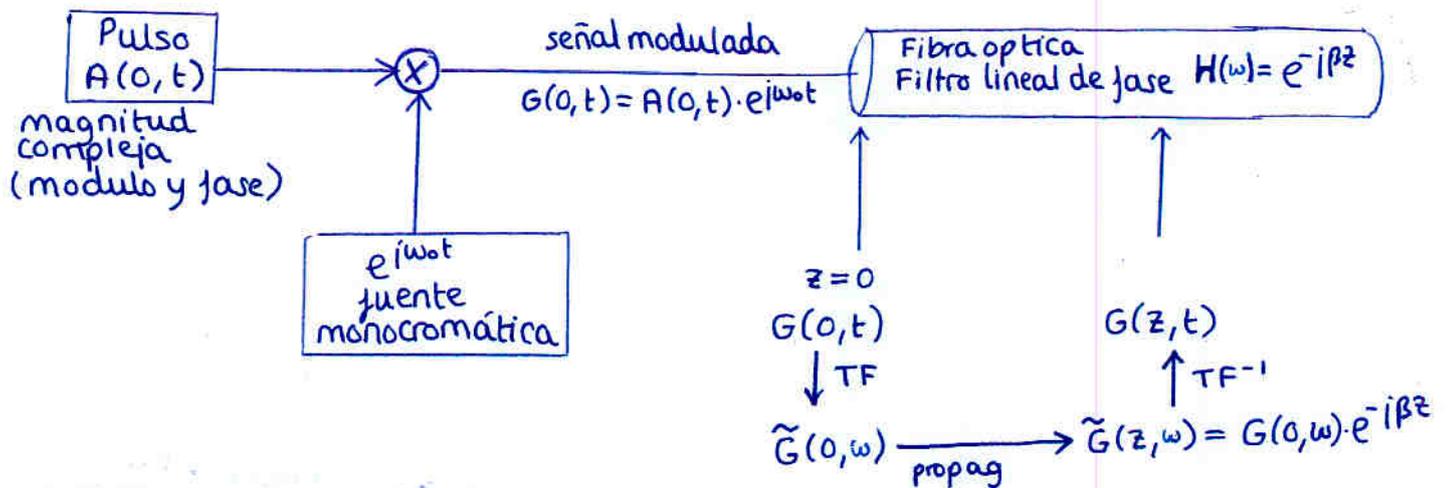


Fibras con dispersión especial



se modifica la estructura de la fibra para modificar D_{wg} de forma que $D_T = D_{mat} + D_{wg}$ se anule (lo cual implica mínima dispersión) a la longitud de onda que queramos.

3 Modelo de propagación de pulsos



Usamos pulsos gaussianos:

$$A(0,t) = A_0 \cdot e^{-\frac{1+iC}{2} \left(\frac{t}{T_0}\right)^2}$$

↙ parte real
↘ parte imag

NOTA: Pulso gaussiano en potencia $P(t) \propto e^{-\frac{t^2}{T^2}}$
 ↓
 en campo $E(t) \propto e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{t}{T}\right)^2}$
 ya que $P \propto E^2$

$$G(0,t) = A_0 \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{t}{T_0}\right)^2} \cdot e^{-j \frac{C}{2} \left(\frac{t}{T_0}\right)^2} \cdot e^{i\omega_0 t}$$

envolvente de la portadora
gaussiano

T_0 : mitad ancho a $1/e^2$
 T_0 : mitad ancho a $1/e$ en potencia
 i.e. $|G(0,t)|^2$

variación cuadrática de la fase

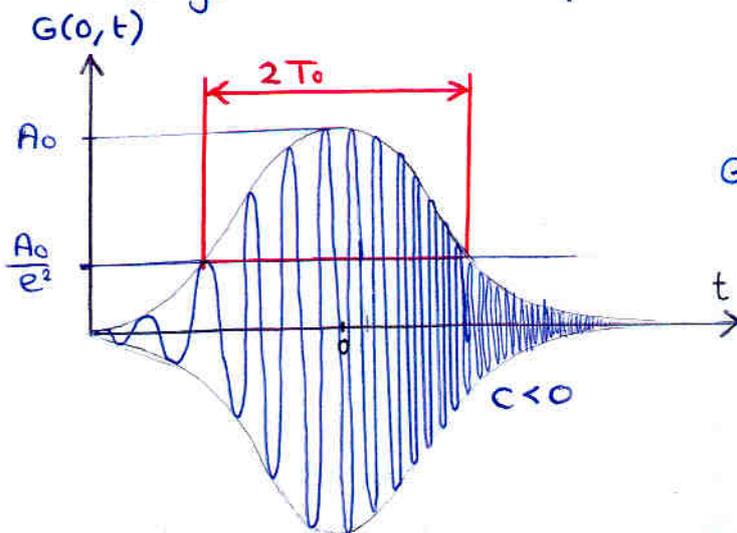
$$\phi(t) = \omega_0 t - \frac{C}{2T_0^2} t^2$$

$$\downarrow \omega(t) = \partial \phi / \partial t$$

variación lineal de la frecuencia instantánea

$$\omega(t) = \omega_0 - \frac{C}{T_0^2} t \quad C \neq 0 \Rightarrow \text{chirp}$$

Pulso gaussiano con chirp



Otras formas de medir el ancho:

• T_{FWHM} : total del ancho (de la pot) a la mitad

$$T_{FWHM} = 2\sqrt{\ln 2} T_0$$

• operador rms

$$\sigma = [\overline{E^2} - \bar{E}^2]^{1/2}$$

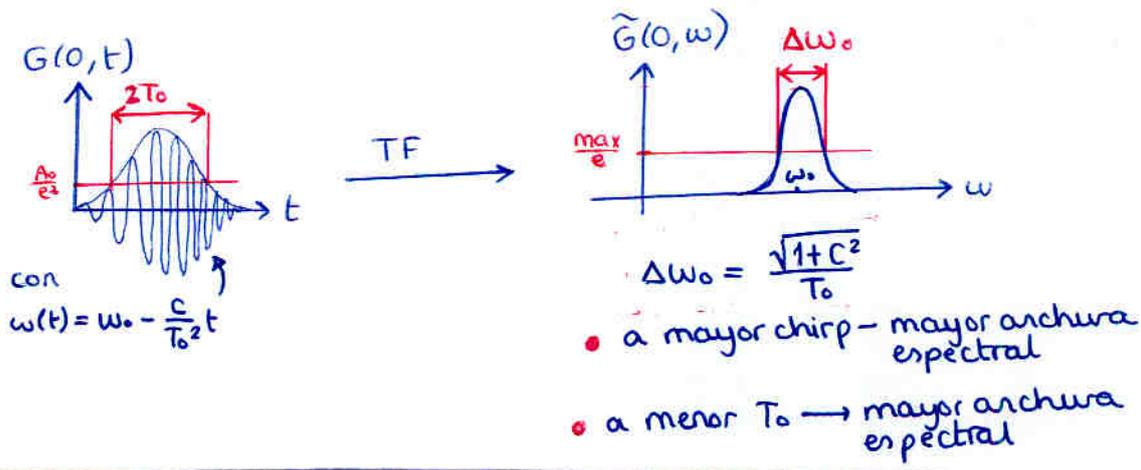
$$\sigma_0 = \frac{T_0}{\sqrt{2}}$$

$$A(0,t) \xrightarrow{TF} \tilde{A}(0,\omega) = A_0 \left(\frac{2\pi T_0^2}{1+jC} \right)^{1/2} e^{-\frac{\omega^2 T_0^2}{2(1+jC)}}$$

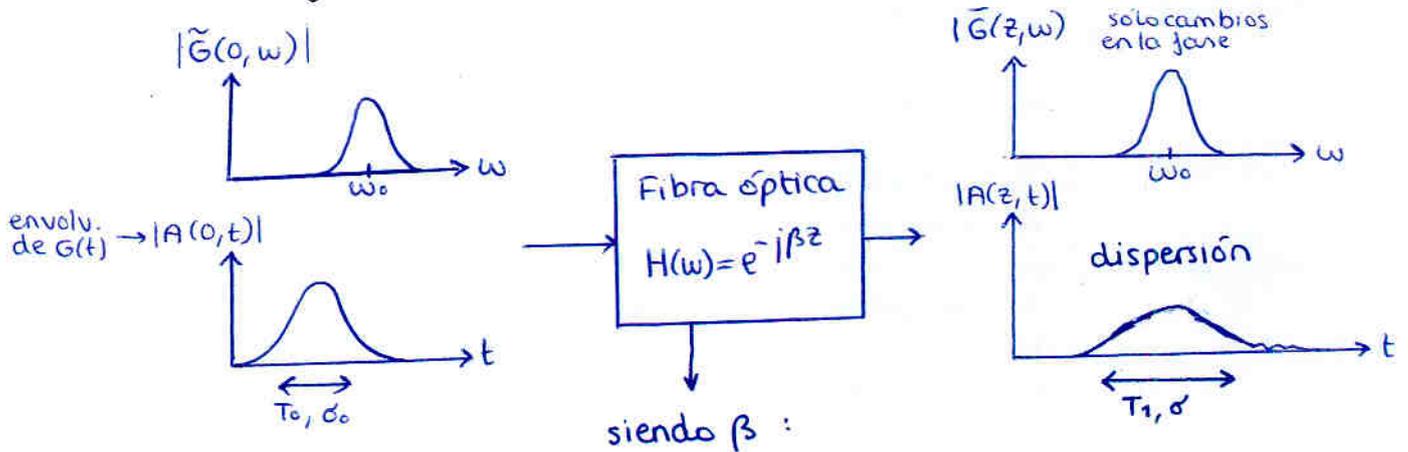
$$G(0,t) \xrightarrow{TF} \tilde{A}(0,\omega-\omega_0) \quad \text{i.e. } \tilde{A} \text{ centrado en } \omega_0$$

Anchura espectral a 1/e $\Delta\omega_0 = \frac{\sqrt{1+C^2}}{T_0}$

La TF del pulso gaussiano anchura T_0 es un espectro gaussiano de anchura $\Delta\omega_0$



Propagación por la fibra óptica



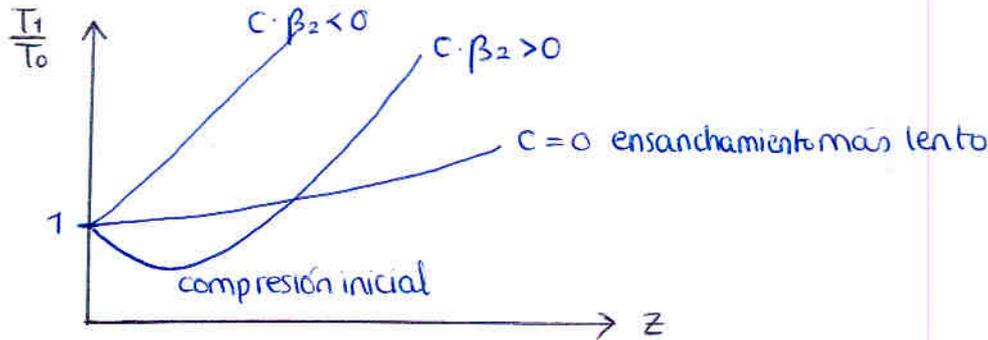
$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_0)^3$$

Caso: Considerando sólo β_2

$$\begin{array}{ccc}
 A(0, t) & & A(z, t) \\
 \downarrow & & \uparrow \\
 G(0, t) & & G(z, t) \\
 \downarrow \text{TF} & & \uparrow \text{TF}^{-1} \\
 \tilde{G}(0, \omega) & \xrightarrow{e^{-i\beta_2 z}} & \tilde{G}(z, \omega) \\
 \beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 & &
 \end{array}$$

compondo los pulsos gaussianos
 $|A(0, t)|$ (anchura T_0)
 $|A(z, t)|$ (anchura T_1)
 resulta que $A(z, t)$ sigue siendo gaussiano. Se obtiene el factor de ensanchamiento:

$$\frac{T_1}{T_0} = \left[\left(1 - \frac{C\beta_2 z}{T_0^2} \right)^2 + \left(\frac{\beta_2 z}{T_0^2} \right)^2 \right]^{1/2}$$



¿A qué se debe la compresión inicial?

ej: $\beta_2 < 0 \Rightarrow$

Las frecuencias bajas tardan más (van más lentas)

si $C > 0 \rightarrow$ las frecuencias que primero salen son las bajas y luego las altas.



Por tanto las altas "pillarán" a las bajas, resultando una compresión del pulso.
 Una vez las adelantan, el pulso se ensancha más rápidamente que con $C=0$

Distancia normalizada:

Es muy común usar $\frac{z}{L_D}$

siendo L_D : Longitud de dispersión $L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|}$

queda:

$$\frac{T_1}{T_0} = \left[\left(1 - C\left(\frac{z}{L_D}\right) \right)^2 + \left(\frac{z}{L_D}\right)^2 \right]^{1/2}$$

Caso:

Consideramos siguiente término limitante β_3

$$\begin{array}{ccc}
 A(0,t) & & A(z,t) \\
 \downarrow & & \uparrow \\
 G(0,t) & & G(z,t) \\
 \downarrow & \xrightarrow{e^{-i\beta z}} & \uparrow \text{TF}^{-1} \\
 \tilde{G}(0,\omega) & & \tilde{G}(z,\omega)
 \end{array}$$

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

En este caso los pulsos que obtenemos no son ya gaussianos.

No sirve T_1 (anchura a $1/e$)
 Usamos el operador rms



$|A(0,t)|$ ancho σ_0

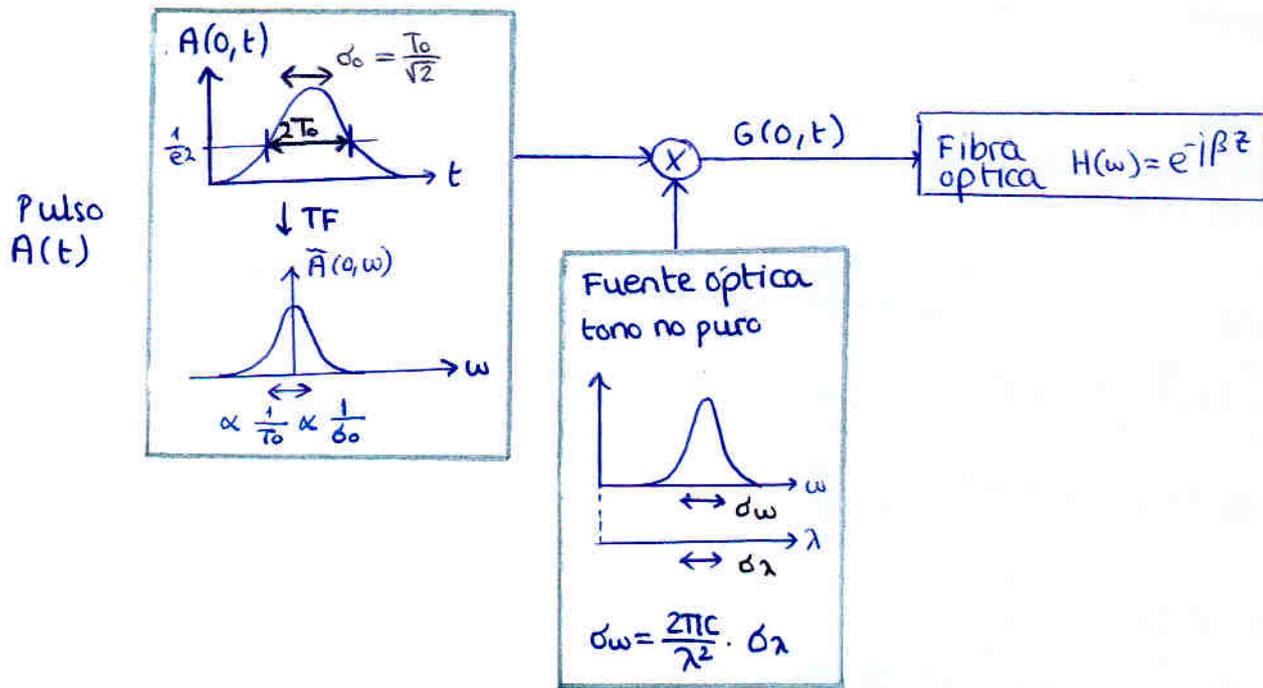
$|A(z,t)|$ ancho σ

Factor de ensanchamiento

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[\left(1 - \frac{C\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1+C^2) \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 z}{4\sigma_0^3}\right)^2 \right]^{1/2}$$

Criterio para el tiempo de bit: $T_B \geq 4 \cdot \sigma$

4. Fuentes ópticas no monocromáticas



Definimos $V = 2\sigma_\omega \sigma_0$ $\left\{ \begin{array}{l} \sigma_\omega: \text{ancho espectral de fuente óptica} \\ \sigma_0: \text{ancho temporal de pulso gaussiano} \\ \sigma_0 = T_0/\sqrt{2} \quad (\text{ancho espectral} \approx 1/\sigma_0) \end{array} \right.$

Casi siempre se da uno de los casos extremos:

$V \ll 1$: Fuente óptica casi monocromática $\uparrow \omega_0$

$V \gg 1$: El ancho espectral de $\tilde{G}(0,\omega)$ se debe a la fuente óptica y no al pulso modulador

Caso general: V como parametro:

Haciendo el análisis de siempre se obtiene

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[\left(1 - \frac{C\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1+V^2)\left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1+C^2+V^2) \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 z}{4\sigma_0^3}\right)^2 \right]^{1/2}$$

Ya tiene en cuenta TODO:

σ : ancho temporal rms del pulso a longitud z de la fibra

σ_0 : ancho temporal rms del pulso gaussiano inicial $\sigma_0 = \frac{T_0}{\sqrt{2}}$

C : chirp

$$\left. \begin{matrix} \beta_2 \\ \beta_3 \end{matrix} \right\} \beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_0)^3$$

V : $V = 2\sigma_\omega\sigma_0$ σ_ω : ancho espectral rms de fuente óptica

nota
$$V^2 \left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 = \left(\beta_2 z \frac{\sigma_\omega}{\sigma_0}\right)^2$$

σ_0 : ancho temporal rms de pulso gaussiano inicial

Casos particulares

con chirp 
 sin chirp 

• Caso 1

- Fuente óptica ancha $V \gg 1$
- $(\beta_2 \neq 0) \gg \beta_3$
- $C = 0$

Se obtiene:

usando D con λ ($\beta_2 \cdot \sigma_\omega = D \cdot \delta\lambda$)

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[1 + \left(\frac{\beta_2 \cdot L \cdot \sigma_\omega}{\sigma_0}\right)^2 \right]^{1/2} \downarrow = \left[1 + \left(\frac{D \cdot L \cdot \delta\lambda}{\sigma_0}\right)^2 \right]^{1/2}$$

$$\sigma = \sigma_0 \left[1 + \left(\frac{D \cdot L \cdot \delta\lambda}{\sigma_0}\right)^2 \right]^{1/2} = \sqrt{\sigma_0^2 + (|D| \cdot L \cdot \delta\lambda)^2}$$

fente estrecha 
 fuente ancha 

con fuente óptica ancha ($V \gg 1$) podemos despreciar el efecto del chirp i.e. $C = 0$

$$\sigma = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_D^2}$$

↑ ancho original ↑ ensanchamiento por dispersión
 $\sigma_D = |D| \cdot L \cdot \delta\lambda$

Cálculo del producto $B \cdot L$

Criterio $T_B \geq 4\sigma$

suponiendo $\sigma_0 \gg \sigma_D$

$$\sigma \approx \sigma_D = |D| \cdot L \cdot \delta\lambda$$

$$T_B \geq 4|D| L \delta\lambda$$

$$B = \frac{1}{T_B}$$

$$B \cdot L \leq \frac{1}{4|D|\delta\lambda}$$

• Caso 2

- Fuente óptica ancha $V \gg 1$
- Punto mínima dispersión $\beta_2 = 0 \rightarrow \beta_3$
- $C = 0$

- mismo procedimiento: (esta vez $\frac{\beta_3 \cdot \sigma_\omega}{S \cdot \sigma_\lambda}$)

$$\sigma = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_D^2} : \sigma_D = \frac{S \cdot |L| \cdot \sigma_\lambda^2}{\sqrt{2}}$$

Mismo criterio:

$$B \cdot L \leq \frac{1}{\sqrt{8} \cdot |S| \cdot \sigma_\lambda^2}$$

• Caso 3

- Fuente óptica monocromática $V \ll 1 \Rightarrow$ Veremos que con fuente monocromática no hay que definir σ_0 , ya que tomaremos un valor óptimo.
- $(\beta_2 \neq 0) \gg \beta_3$
- $C = 0$

mismo procedimiento

$$\sigma = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_D^2}$$

con $\sigma_D = \frac{\beta_2 \cdot L}{2\sigma_0} \Rightarrow$

Resulta que a mayor anchura temporal del pulso gaussiano (menor anchura espectral) menos se ve afectado el pulso por la dispersión cromática (ya q. abarca menor frecuencias)

$$\frac{\partial \sigma}{\partial \sigma_0} = 0 \Rightarrow \sigma_0 \text{ óptimo}$$

Punto óptimo

$$\sigma_0 = \sigma_D = \sqrt{\frac{\beta_2 \cdot L}{2}}$$

Podemos definir σ_0 óptimo para minimizar σ

\Downarrow

$$\sigma = \sqrt{\beta_2 \cdot L}$$

siempre supondremos este valor óptimo, por lo que no necesitaremos darnos el valor de σ_0 si usamos fuente monocromática

Producto $B \cdot L$

Resulta que en este caso lo que se tiene en el producto $B \cdot \sqrt{L}$

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

si hubieremos tenido chirp, el σ_0 óptimo habría sido:

$$\sigma_0 = \sqrt{1+C^2} \cdot \sqrt{\frac{\beta_2 L}{2}}$$

· Caso 4

- Fuente monocromática $V \ll 1$
- Punto de mínima dispersión $\beta_2 = 0 \rightarrow \beta_3$
- $C = 0$

Igual que en el caso anterior hay un σ_0 óptimo

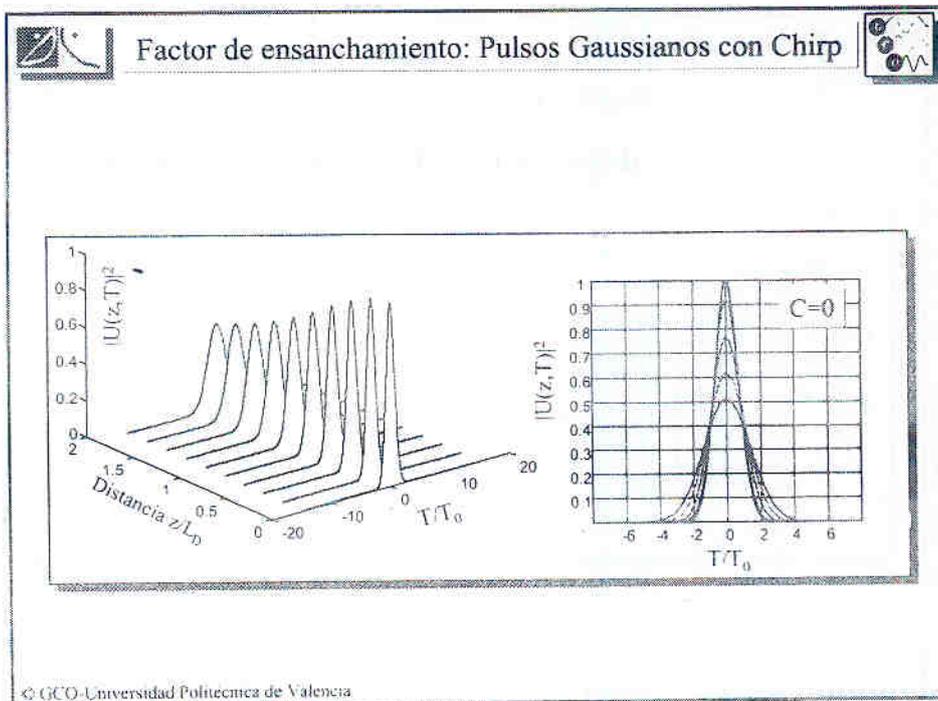
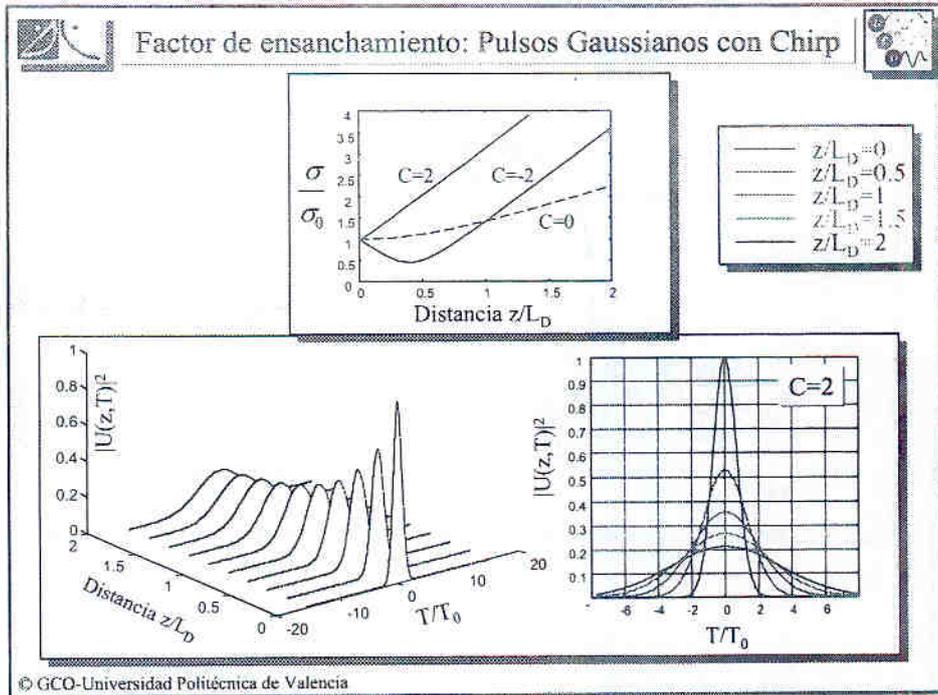
$$\sigma_0 = \left(\frac{|\beta_3| L}{4} \right)^{1/3} \Rightarrow \sigma = \sqrt{\frac{3}{2}} \left(\frac{|\beta_3| L}{4} \right)^{1/3}$$

$$B \cdot L^{1/3} \leq \frac{0.324}{(\beta_3)^{1/3}}$$

ejemplos: aspecto de la dispersión

ejemplos hechos en Matlab:

$$A \xrightarrow{TF} \tilde{A} \rightarrow \tilde{A} e^{-i\beta^2 z} \xrightarrow{TF^{-1}}$$

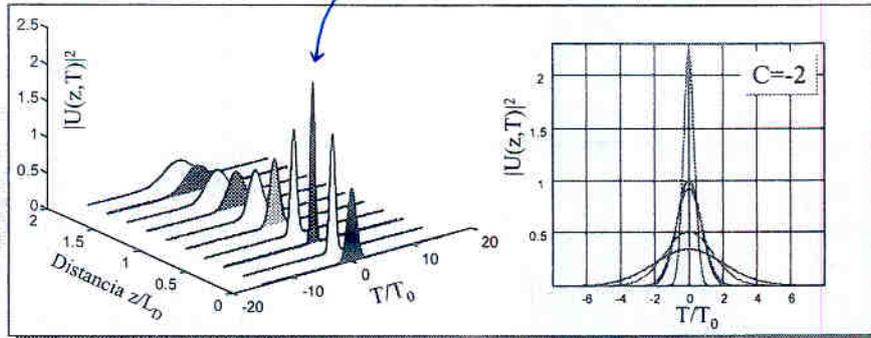




Factor de ensanchamiento: Pulsos Gaussianos con Chirp



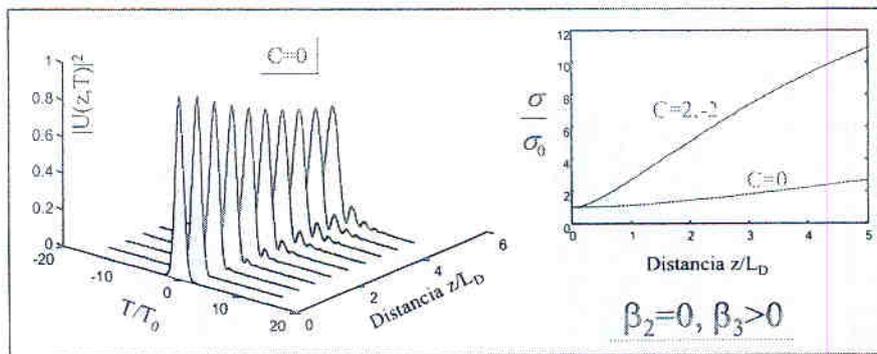
compresión inicial

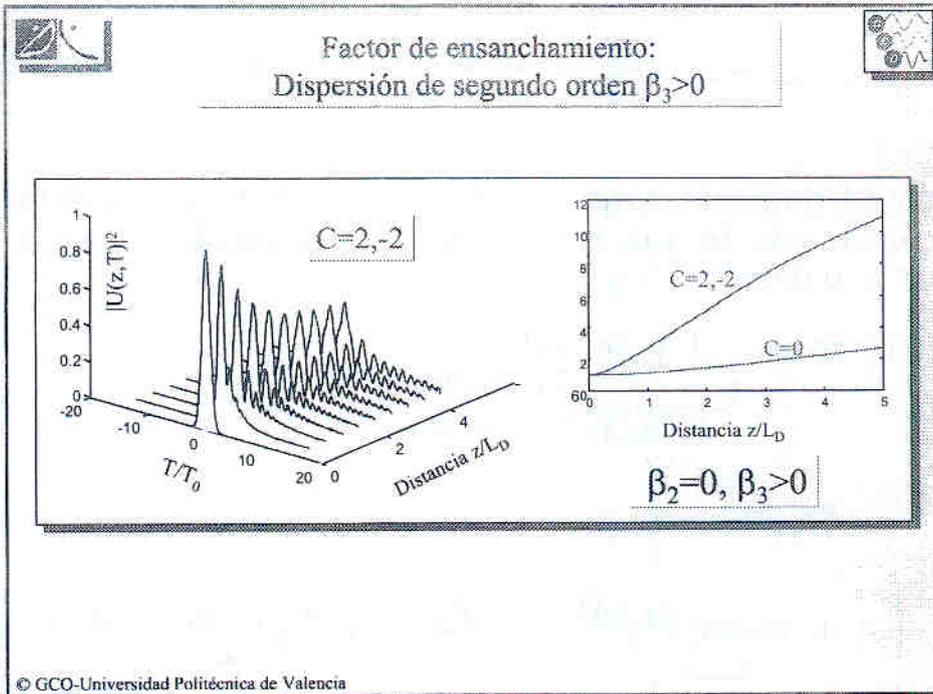


Factor de ensanchamiento: Dispersión de segundo orden $\beta_3 > 0$

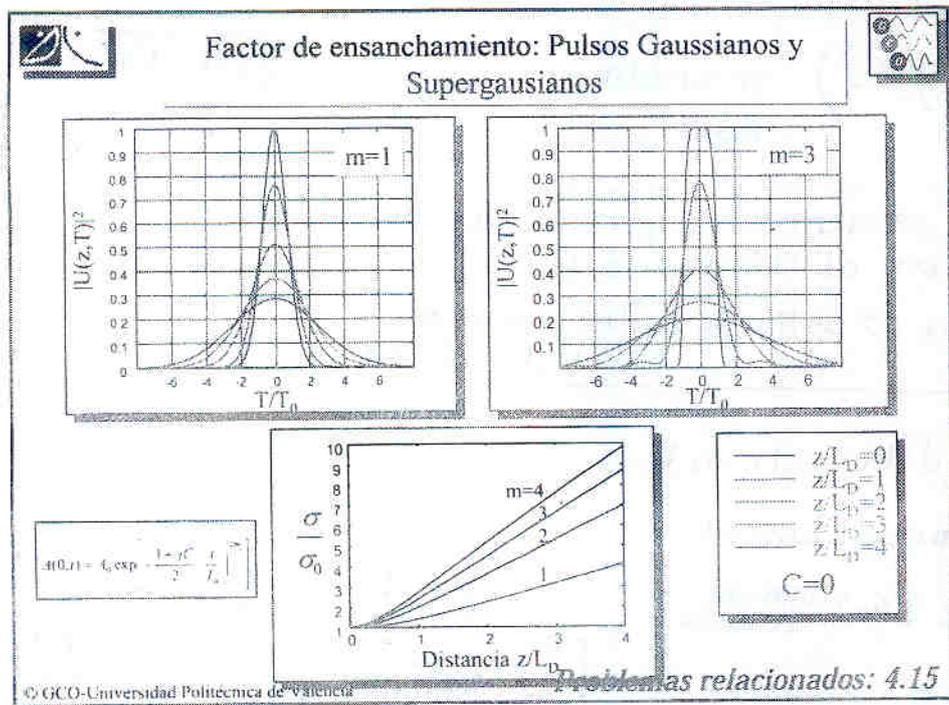


deformación: deja de ser gaussiano





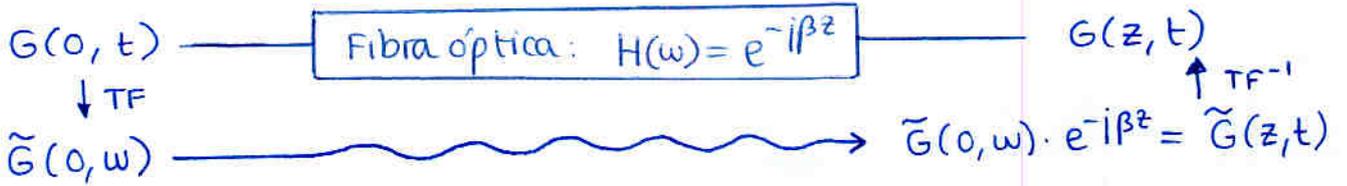
Pulsos supergaussianos



Problemas relacionados: 4.15

Pueden modelar señales más cuadradas (a veces generadas por los transmisores)
 tienen espectro más ancho
 tienen mayor dispersión

5. Efecto de la dispersión en señales analógicas



Simplifiquemos el análisis suponiendo que $G(0, t)$ es sólo la portadora de RF (al fin y al cabo lo que le ocurra a la portadora será casi lo mismo que le ocurrirá a la señal)

$$G(0, t) = [1 + m \cos \Omega t] \sin \omega_0 t$$

\downarrow TF \uparrow portadora de RF \uparrow portadora óptica
 $f_{RF} \ll f_{\text{optica}}$

$$\tilde{G}(0, \omega) \rightarrow \tilde{G}(z, \omega) = \tilde{G}(0, \omega) \cdot e^{-i\beta z}$$

\downarrow TF⁻¹

$$G(z, t) = \left[1 + m \cos\left(\frac{\beta_2 z \Omega^2}{2}\right) \cos(\Omega(t - \beta_1 z)) \right] \cdot \sin(\omega_0 t + \psi(z, t))$$

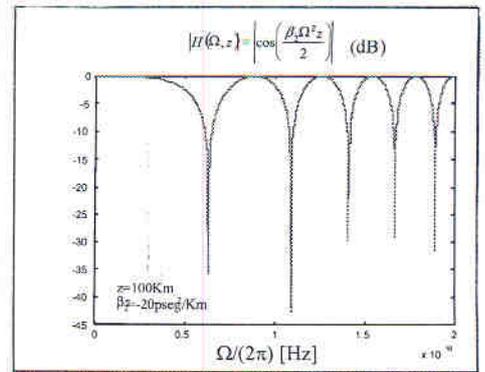
FADING multiplica a la portadora de RF retardo de propagación en portadora RF portadora óptica con cierta fase

Dispersión fading:

$$\cos\left(\frac{\beta_2 z \Omega^2}{2}\right) \text{ se anula para } \Omega = \sqrt{\frac{(2k+1)\pi}{\beta_2 z}}$$

$$\frac{\beta_2 z \Omega^2}{2} = \frac{(2k+1)\pi}{2}$$

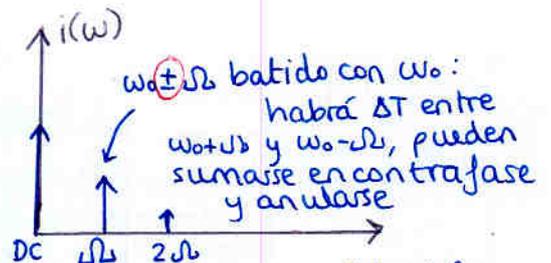
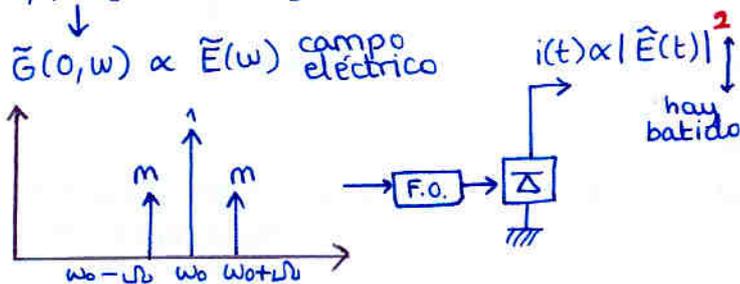
Hay ciertas frecuencias de portadoras de RF que se anulan al recorrer la fibra.
 Pero sólo para $f > 50 \text{ GHz}$ \Rightarrow aplicaciones de alta frecuencia



¿A qué se debe este fading?

$$G(0, t) = [1 + m \cos \Omega t] \sin \omega_0 t$$

$$\tilde{G}(0, \omega) \propto \tilde{E}(\omega) \text{ campo eléctrico}$$



debido a la dispersión, estas dos componentes tendrán retardos diferentes y pueden anularse sumándose en contrafase para ciertos Ω al final de la fibra

Solución:
 Usar modulación BLU

Calcular producto B x L para diferentes enlaces

Se quiere calcular el producto BxL para diferentes enlaces, estos son:

- a) Fuente estrecha. $D=17\text{ps/kmnm}$ $S=0$
- b) Fuente estrecha. $D=0$, $S=0.08\text{ps/kmnm}^2$
- c) Fuente ancha: 0.5 y 1 nm y $D=0$, $S=0.08\text{ps/kmnm}^2$
- d) Fuente ancha: 0.5 y 1 nm y $D=17\text{ps/kmnm}$, $S=0$
- e) Multimodo de salto de índice $\Delta=[0.1\% \text{ y } 1\%]$
- f) Multimodo de índice gradual $\Delta=[1\%]$

Represente todos ellos bajo la misma curva: Longitud(km) vs Velocidad Binaria (Gb/s) (ambos ejes se recomienda que estén en magnitudes logarítmicas). Tome $n_1=1.445$ y trabaje en tercera ventana.

Mire el ejemplo de la página siguiente

e) Multimodo, $\hat{S}\hat{I}$ (salto índice): $\Delta = [0.1\% - 1\%]$

$$B \cdot L \leq \frac{n_2 c}{n_1^2 \Delta} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{1.445 \cdot 0.01}$$

suponiendo $n_1 \approx n_2$
se va el cociente

$$\Delta = 1\% \rightarrow B \cdot L \leq 0.0207 \left[\frac{\text{Gb}}{\text{s}} \cdot \text{km} \right]$$

$$\Delta = 0.1\% \rightarrow B \cdot L \leq 0.2 \left[\frac{\text{Gb}}{\text{s}} \cdot \text{km} \right]$$

f) Multimodo índice gradual

$$B \cdot L \leq \frac{8 \cdot c}{n_1 \cdot \Delta^2}$$

$$\Delta = 1\% \rightarrow B \cdot L \leq 16.6 \left[\frac{\text{Gb/s}}{\text{km}} \right]$$

d) Fuente ancha

$$D = 17 \frac{\text{ps}}{\text{nm} \cdot \text{km}} \quad \leftarrow 3^{\text{ra}} \text{ ventana} \quad BL \leq \frac{1}{4|D|\sigma_\lambda} \quad \text{si } \alpha = \text{optimo}$$

$$S = 0$$

$$\sigma_\lambda = \left. \begin{array}{l} 1 \text{ nm} \\ 0.5 \text{ nm} \end{array} \right\} \text{fuente normal}$$

$$\sigma_\lambda = 1 \text{ nm} \Rightarrow BL \leq 14.7 \left[\frac{\text{Gb}}{\text{s}} \cdot \text{km} \right]$$

$$\sigma_\lambda = 0.5 \text{ nm} \Rightarrow B \cdot L \leq 29.4 \left[\frac{\text{Gb}}{\text{s}} \cdot \text{km} \right]$$

monomodo con tanta dispersión cromática como dispersión multimodo en fibras de índice gradual

- c) Fuente ancha - mínima dispersión
 - o fibra de dispersión modificada

$$D = 0$$

$$S = 0.08 \frac{\text{ps}}{\text{km} \cdot \text{nm}^2}$$

$$B \cdot L \leq \frac{1}{\sqrt{8} |S| \sigma_\lambda^2}$$

$$\sigma_\lambda = 1 \text{ nm} \Rightarrow B \cdot L \leq 4017 \left[\frac{\text{Gb}}{\text{s}} \cdot \text{km} \right]$$

$$\sigma_\lambda = 0.5 \text{ nm} \Rightarrow B \cdot L \text{ cuatro veces más (+6dB)}$$

Nota: En la gráfica B·L sólo tiene sentido:

$B < 10 \text{ GHz}$ → los transmisores no pueden más (recuerda: esto es para un único canal)
 antiguamente $L < 100 \text{ km}$ → la atenuación limitaba la distancia
 desde la aparición de amplificadores ópticos (amplifican, no regeneran)
 ya "no hay límite" a L (miles de km), salvo por el ruido.

- a) Fuente estrecha

$$D = 17 \text{ ps/km} \rightarrow B \sqrt{L} \leq \frac{1}{4} \frac{1}{\sqrt{|\beta_2|}}$$

$$S = 0$$

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2$$

$$\beta_2 = -21.6 \frac{\text{ps}^2}{\text{km}}$$

$$B \sqrt{L} \leq 53.6 \frac{\text{Gb}}{\text{s}} \sqrt{\text{km}}$$

- b) Fuente estrecha

$$D = 0$$

$$S = 0.088 \frac{\text{ps}}{\text{nm}^2 \cdot \text{km}} \rightarrow \beta_3 = 0.1299 \frac{\text{ps}^3}{\text{km}}$$

$$S = \left[\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right]^2 \beta_3$$

$$B^3 \sqrt{L} \leq \frac{0.324}{\sqrt[3]{|\beta_3|}}$$

$$B \sqrt[3]{L} \leq 639 \frac{\text{Gb}}{\text{s}} \sqrt[3]{\text{km}}$$

La tasa cae más fuerte en fuente estrecha ya que para tasas binarias altas, los pulsos deben ser muy estrechos en el tiempo t_0 y por tanto son más anchos en el espectro → más dispersión

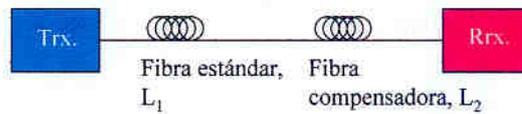
con fuente ancha se supone que el ancho espectral de la fuente es mucho mayor que el de los pulsos (que por tanto se ignoran) lo cual no es cierto para tasas altísimas

Problema 4.11

Los sistemas de comunicaciones ópticas operativos en la actualidad emplean en su mayoría, fibra monomodo estándar cuya dispersión es mínima en segunda ventana ($\lambda=1.3 \mu\text{m}$). Sin embargo, para aprovechar plenamente las ventajas que comporta el uso de amplificadores de fibra dopada con erbio (EDFAs), es deseable transmitir en tercera ventana ($\lambda=1.55 \mu\text{m}$), donde la fibra presenta una considerable dispersión cromática ($D=17 \text{ ps/Km.nm}$).

Para combatir este efecto, se emplean las denominadas técnicas de compensación de la dispersión. Una de estas técnicas se ilustra en la figura siguiente, y va a ser objeto de estudio en el presente ejercicio.

Se trata de añadir, a la salida de un enlace de comunicaciones ópticas de longitud L_1 , un tramo de fibra compensadora, cuya dispersión ha de ser de signo contrario al de la fibra del enlace y , a poder ser, de longitud L_2 lo más pequeña posible.



Suponga que la fibra del enlace viene caracterizada por la siguiente constante de propagación:

$$\beta_e(\omega) = \beta_{e0} + \beta_{e1}(\omega - \omega_0) + \frac{\beta_{e2}}{2}(\omega - \omega_0)^2 + \frac{\beta_{e3}}{6}(\omega - \omega_0)^3$$

y que para la fibra compensadora:

$$\beta_c(\omega) = \beta_{c0} + \beta_{c1}(\omega - \omega_0) + \frac{\beta_{c2}}{2}(\omega - \omega_0)^2 + \frac{\beta_{c3}}{6}(\omega - \omega_0)^3$$

donde ω_0 representa la pulsación central de la fuente óptica empleada.

a) Si el campo eléctrico en cualquier punto de la fibra viene descrito por $B(z,t)$ en el dominio del tiempo y $\tilde{B}(z,\omega)$ en el dominio de la frecuencia, obtenga el valor de $B(L_1+L_2,t)$ en función de $\tilde{B}(0,\omega)$. Expresé el resultado en función de $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ y una transformada inversa de Fourier.

A la salida del enlace de fibra de longitud L_1 , el espectro del campo eléctrico es:

$$\tilde{B}(L_1, \omega) = \tilde{B}(0, \omega) e^{-j \left[\beta_{e0} + \beta_{e1} \Delta\omega + \frac{\beta_{e2}}{2} \Delta\omega^2 + \frac{\beta_{e3}}{6} \Delta\omega^3 \right] L_1}$$

Si suponemos que el tramo de fibra de longitud L_1 se comporta como un sistema lineal su función de transferencia vale:

$$H(L_1, \omega) = e^{-j \left[\beta_{e0} + \beta_{e1} \Delta\omega + \frac{\beta_{e2}}{2} \Delta\omega^2 + \frac{\beta_{e3}}{6} \Delta\omega^3 \right] L_1}$$

Si aplicamos el mismo razonamientos al tramo de fibra compensadora, su función de transferencia será:

$$H(L_2, \omega) = e^{-j \left[\beta_{c0} + \beta_{c1} \Delta \omega + \frac{\beta_{c2}}{2} \Delta \omega^2 + \frac{\beta_{c3}}{6} \Delta \omega^3 \right] L_2}$$

En consecuencia, el espectro del campo a la salida de la fibra compensadora será:

$$\tilde{B}(L_1 + L_2, \omega) = \tilde{B}(0, \omega) e^{-j \left[\beta_{e0} + \beta_{e1} \Delta \omega + \frac{\beta_{e2}}{2} \Delta \omega^2 + \frac{\beta_{e3}}{6} \Delta \omega^3 \right] L_1} e^{-j \left[\beta_{c0} + \beta_{c1} \Delta \omega + \frac{\beta_{c2}}{2} \Delta \omega^2 + \frac{\beta_{c3}}{6} \Delta \omega^3 \right] L_2}$$

y el campo en el dominio del tiempo se obtiene aplicando una transformada de Fourier inversa:

$$\tilde{B}(L_1 + L_2, \omega) = \frac{e^{-j(\beta_{e0} L_1 + \beta_{c0} L_2 - \omega t)}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{B}(0, \Delta \omega) e^{-j \left(\frac{\beta_{e2} L_1 + \beta_{c2} L_2}{2} \right) \Delta \omega^2} e^{-j \left(\frac{\beta_{e3} L_1 + \beta_{c3} L_2}{6} \right) \Delta \omega^3} e^{-j(\beta_{e1} L_1 + \beta_{c1} L_2 - t) \Delta \omega} d\Delta \omega$$

b) Obtenga la relación que debe existir entre los parámetros de dispersión D_e , D_c y las longitudes L_1 y L_2 de las fibras del enlace y compensadora para cancelar el efecto de la dispersión de primer orden.

Para que se consiga la compensación de dispersión de primer orden es necesario que se cumpla: (ver resultado del apartado anterior)

$$\left(\frac{\beta_{e2} L_1 + \beta_{c2} L_2}{2} \right) = 0 \quad \text{es decir:} \quad \beta_{e2} L_1 + \beta_{c2} L_2 = 0$$

$$\text{como:} \quad D_e = -\frac{2\pi c \beta_{e2}}{\lambda^2}$$

$$D_c = -\frac{2\pi c \beta_{c2}}{\lambda^2}$$

Luego, la ecuación que se debe cumplir es:

$$D_e L_1 + D_c L_2 = 0$$

c) Para compensar la dispersión cromática de un enlace a 10 Gb/s en tercera ventana de 100 Km de longitud, se emplea una fibra bimodal de núcleo elíptico caracterizada por $D_c = -770 \text{ pseg}/(\text{Km.nm})$. Si para la fibra del enlace $D_e = 17 \text{ pseg}/(\text{Km.nm})$. Calcule la longitud del tramo necesario de fibra compensadora.

Despejando L_2 de la ecuación obtenida en el apartado anterior:

$$L_2 = -\frac{D_e L_1}{D_c} = \frac{1700}{770} = 2.21 \text{ Km}$$

d) Suponiendo despreciable la dispersión de segundo orden introducida por la fibra compensadora ($\beta_{c3}=0$) obtenga el valor de la máxima capacidad que podría transmitirse por el enlace si la fibra que compone éste viene caracterizada por una pendiente del parámetro de dispersión de valor $S=0.088 \text{ ps}/(\text{Km.nm}^2)$ y que la fuente óptica empleada es un láser DFB de anchura de línea despreciable. ¿Qué ocurriría si no se emplease fibra compensadora?.

Si la dispersión de primer orden total es nula, entonces hay que considerar el efecto de la dispersión de segundo orden. Como podemos despreciar el efecto de la dispersión de segundo orden de la fibra compensadora, únicamente será significativa β_{3c} . Como la fuente es de anchura de línea despreciable, entonces $V \ll 1$, y la máxima capacidad del enlace será:

$$B_{\max} = \frac{0.324}{\sqrt[3]{\beta_{3c} L_1}}$$

donde:

$$\beta_{3c} = \left(\frac{\lambda^2}{2\pi c} \right)^2 S = 0.1439 \text{ ps}^3 / \text{Km}$$

Sustituyendo valores ($L_1=100 \text{ Km}$):

$$B_{\max} = 133 \text{ Gb/s}$$

que es superior a la capacidad (10 Gb/s) requerida por el cliente

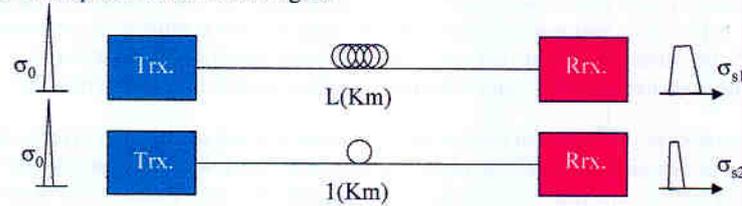
Si no se hubiese empleado compensación de dispersión, entonces la dispersión de primer orden hubiera sido el factor limitante. Al ser $V \ll 1$ y $D_c=17 \text{ ps}/(\text{km.nm})$, es decir $\beta_{2c}=-20 \text{ ps}^2/\text{km}$:

$$B_{\max} = \frac{1}{4\sqrt{|\beta_2|}L} = 5.6 \text{ Gb/s}$$

es decir, no sería posible transmitir a 10 Gb/s a través del enlace de 100 Km.

Problema 4.13

Para la caracterización de enlaces de fibra óptica en tercera ventana se puede emplear la configuración que se muestra en la figura:



Un pulso de entrada de anchura temporal σ_0 se emplea para modular una fuente óptica de anchura espectral despreciable y sin chirp. A la salida del enlace de longitud desconocida L Km que se desea caracterizar se obtiene un pulso ensanchado de anchura temporal σ_{s1} . El proceso se repite con un tramo de fibra de idénticas características al del enlace que hay que caracterizar y cuya longitud es de 1 Km. La anchura temporal del pulso de salida en este caso es σ_{s2} .

Si los pulsos de entrada y salida pueden considerarse gaussianos:

- a) Obtenga la expresión que da el valor de la longitud L del enlace que hay que caracterizar, exclusivamente en función de los cocientes σ_{s1}/σ_0 y σ_{s2}/σ_0 .

Al estar en tercera ventana, despreciamos la contribución de la dispersión de segundo orden, esto es, $\beta_3=0$. Para un enlace de longitud L se tiene:

$$\frac{\sigma_{s1}}{\sigma_0} = \sqrt{1 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0^2}\right)^2} \Rightarrow \frac{\beta_2 L}{2} = \sigma_0^2 \sqrt{\left(\frac{\sigma_{s1}}{\sigma_0}\right)^2 - 1}$$

y para el enlace de 1 Km se tiene:

$$\frac{\sigma_{s2}}{\sigma_0} = \sqrt{1 + \left(\frac{\beta_2}{2\sigma_0^2}\right)^2} \Rightarrow \frac{\beta_2}{2} = \sigma_0^2 \sqrt{\left(\frac{\sigma_{s2}}{\sigma_0}\right)^2 - 1}$$

dividiendo ambas ecuaciones, se obtiene por fin:

$$L = \frac{\sqrt{\left(\frac{\sigma_{s1}}{\sigma_0}\right)^2 - 1}}{\sqrt{\left(\frac{\sigma_{s2}}{\sigma_0}\right)^2 - 1}}$$

- b) Si $\sigma_0 = 2$ ps, $\sigma_{s1} = 500$ ps y $\sigma_{s2} = 5.38$ ps. ¿Cuánto vale L en Km y β_2 en ps²/km?. Nota: de los dos posibles valores de β_2 tómese aquel que posee signo negativo.

Sustituyendo valores en la ecuación anterior, se obtiene:

$$\beta_2 = 2\sigma_0^2 \sqrt{\left(\frac{\sigma_{s2}}{\sigma_0}\right)^2 - 1} = \pm 20 \text{ ps}^2 / \text{Km}$$

Tomando el valor con signo negativo tal y como se solicita en el enunciado se obtiene:

$$\beta_2 = -20 \text{ ps}^2 / \text{Km}$$

por otra parte:

$$L = 100 \text{ Km}$$

- c) Una vez caracterizado el enlace, se retira la fuente óptica y se coloca otra con chirp, que será la empleada finalmente en el enlace. Repitiendo el proceso de caracterización se obtiene con $\sigma_0 = 2$ ps un pulso a la salida de anchura $\sigma_s = 2.55$ ns. Determine el valor del parámetro de chirp C de la fuente óptica. De los dos valores posibles, escoja aquel que posea signo positivo.

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

En este caso, al haber chirp, se tiene:

$$\frac{\sigma_{s1}}{\sigma_0} = \left[\left(1 - \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0^2} \right)^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Despejando de la ecuación, se obtiene:

$$C = -\frac{2\sigma_0^2}{\beta_2 L} \left[\sqrt{\left(\frac{\sigma_{s1}}{\sigma_0}\right)^2 - \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0^2}\right)^2} - 1 \right] = 5$$

- d) Calcule la máxima capacidad que se puede transmitir a través del enlace empleando la fuente del apartado anterior.

En principio se verifica la relación:

$$\sigma_{s1} = \left[\left(\sigma_0 - \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0} \right)^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

para el cálculo de la máxima capacidad, hay que optimizar el valor de la anchura temporal del pulso de entrada

$$\frac{d\sigma_{s1}}{d\sigma_0} = 0 \Rightarrow \sigma_0 (\text{óptimo}) = \sqrt[3]{1 + C^2} \sqrt{\frac{\beta_2 L}{2}} = 71.4 \text{ ps}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Sustituyendo, se obtiene:

$$\sigma_{s1}(\text{óptimo}) = \left[\beta_2 |L\sqrt{1+C^2} - C\beta_2 L| \right]^{\frac{1}{2}} = 142 \text{ ps}$$

por consiguiente. La máxima capacidad que se puede transmitir a través del enlace es:

$$B_{max} = \frac{1}{4\sigma_{s1}(\text{óptimo})} = \frac{1}{4 \left[\beta_2 |L\sqrt{1+C^2} - C\beta_2 L| \right]^{\frac{1}{2}}} = 1.76 \text{ Gb/s}$$

Problema 4.4

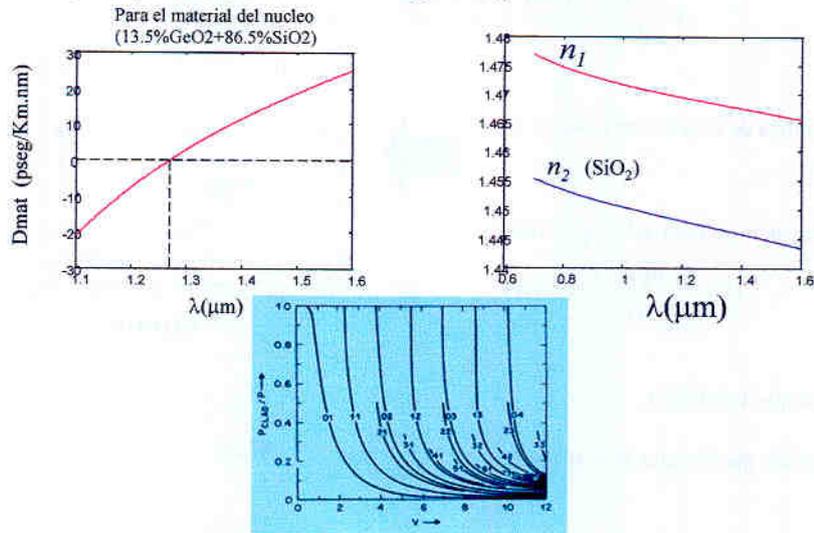
En las fibras ópticas monomodo de salto de índice, no coinciden las longitudes de onda de mínima dispersión y de mínima atenuación. Mientras que la primera se encuentra situada en la segunda ventana (alrededor de $\lambda=1.3\mu\text{m}$), la segunda se encuentra en la tercera ($\lambda=1.55\mu\text{m}$) y por lo tanto la mayoría de los casos no se puede conseguir al mismo tiempo la máxima capacidad de transmisión con las mínimas pérdidas. Una solución al problema anterior son las fibras de dispersión desplazada, donde se aprovecha el hecho de que las dispersiones del material y de guíaonda tienen signos contrarios si $\lambda > \lambda_0$, siendo λ_0 la longitud de mínima dispersión del material, para que se cancelen a $\lambda=1.55\mu\text{m}$, consiguiendo así simultáneamente satisfacer los dos requerimientos anteriores. En el presente ejercicio se pretende diseñar una fibra monomodo de dispersión desplazada a $\lambda=1.55\mu\text{m}$.

- a) Calcule el valor que debe de tener el parámetro de dispersión de guíaonda especificando sus unidades.

Si la constante normalizada de propagación para el modo fundamental puede aproximarse cuando $1.5 < V < 2.4$, por la expresión:

$$b = \left(1.1428 - \frac{0.996}{V} \right)^2$$

A lo largo del problema puede utilizar las siguientes gráficas:



© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

Como la fibra es de dispersión desplazada, deben compensarse a $\lambda=1.55\mu\text{m}$ la dispersión de material y la dispersión de guíaonda:

$$\sigma_{intra} = L\sigma_{\lambda}(D_{mat} + D_{wg}) = 0$$

$$D_{wg} = -D_{mat} \quad (\text{a } \lambda = 1.55\mu\text{m})$$

De la gráfica que da $D_{mat}(\lambda)$, para el material del núcleo, se tiene $D_{mat}=20\text{ps}/(\text{Km.nm})$

$$\text{Entonces, } D_{wg} = -20 \text{ ps/Km.nm}$$

b) Determinése el valor del radio del núcleo que debe de tener la fibra.

$$\text{Sabemos } D_{wg} = -\frac{Vn_2\Delta}{c\lambda} \frac{d^2(Vb)}{dV^2} = -20 \text{ ps}/(\text{Km.nm})$$

Para el modo fundamental y $1.5 < V < 2.4$:

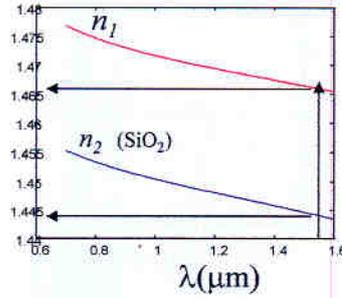
$$b = \left(1.1428 - \frac{0.996}{V} \right)^2$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

De donde:

$$V \frac{d^2(Vb)}{dV^2} = \frac{1.984}{V^2} \Rightarrow \frac{n_2 \Delta}{c \lambda} \frac{1.984}{V^2} = 20 \text{ ps / (Km.nm)}$$

De la gráfica de $n_1(1550\text{nm}) \rightarrow n_2=1.445$
 $n_1=1.465$



La frecuencia normalizada que se obtiene es:

$$V = \sqrt{\frac{1.984 n_2 \Delta}{c \lambda D_{\text{mat}}}} = 2.045$$

Que cumple $1.5 < V < 2.4$.

Obteniendo que el radio de la fibra es: $a = \frac{V \lambda}{2 \pi n_1 \sqrt{2 \Delta}} = 2.087 \mu\text{m}$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

c) Calcúlese el valor del diámetro del campo modal a la longitud de onda óptima, así como el factor de confinamiento de potencia del núcleo.

$$\frac{W_0}{a} = (0.65 + 1.619V^{-1.5} + 2.879V^{-6})$$

$V=2.045 \rightarrow W_0/a=1.242 \rightarrow W_0=2.592 \mu\text{m}$ (radio del campo modal).

El diámetro del campo modal, MDF, es:

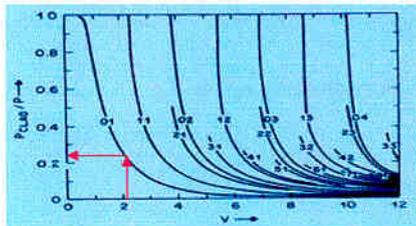
$$\text{MDF} = 2W_0 = 5.18 \mu\text{m} \quad \text{Diametro de la Fibra} = 4.174 \mu\text{m}$$

El factor de confinamiento del núcleo se obtiene de la curva P_{core}/P , para

LP_{01} y $V = 2.045$

$$\Gamma_{\text{Clad}} = 23 \%$$

$$\Gamma_{\text{core}} = 77 \%$$



© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

d) Determinése el valor del producto ancho de banda por distancia en la segunda ventana ($\lambda=1.3\mu\text{m}$) cuando se utiliza como fuente óptica un láser de anchura espectral de 1nm.

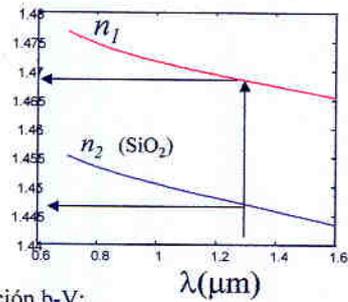
El producto ancho de banda por distancia es:

$$BL = \frac{1}{4\sigma_\lambda(D_{mat} + D_{wg})}$$

De la gráfica $D_{mat}(\lambda)$ para el núcleo,

se tiene a $\lambda=1.3\mu\text{m}$: $D_{mat}=1\text{ps}/(\text{Km}\cdot\text{nm})$

De la gráfica $n(\lambda) \rightarrow n_1=1.467, n_2=1.447$

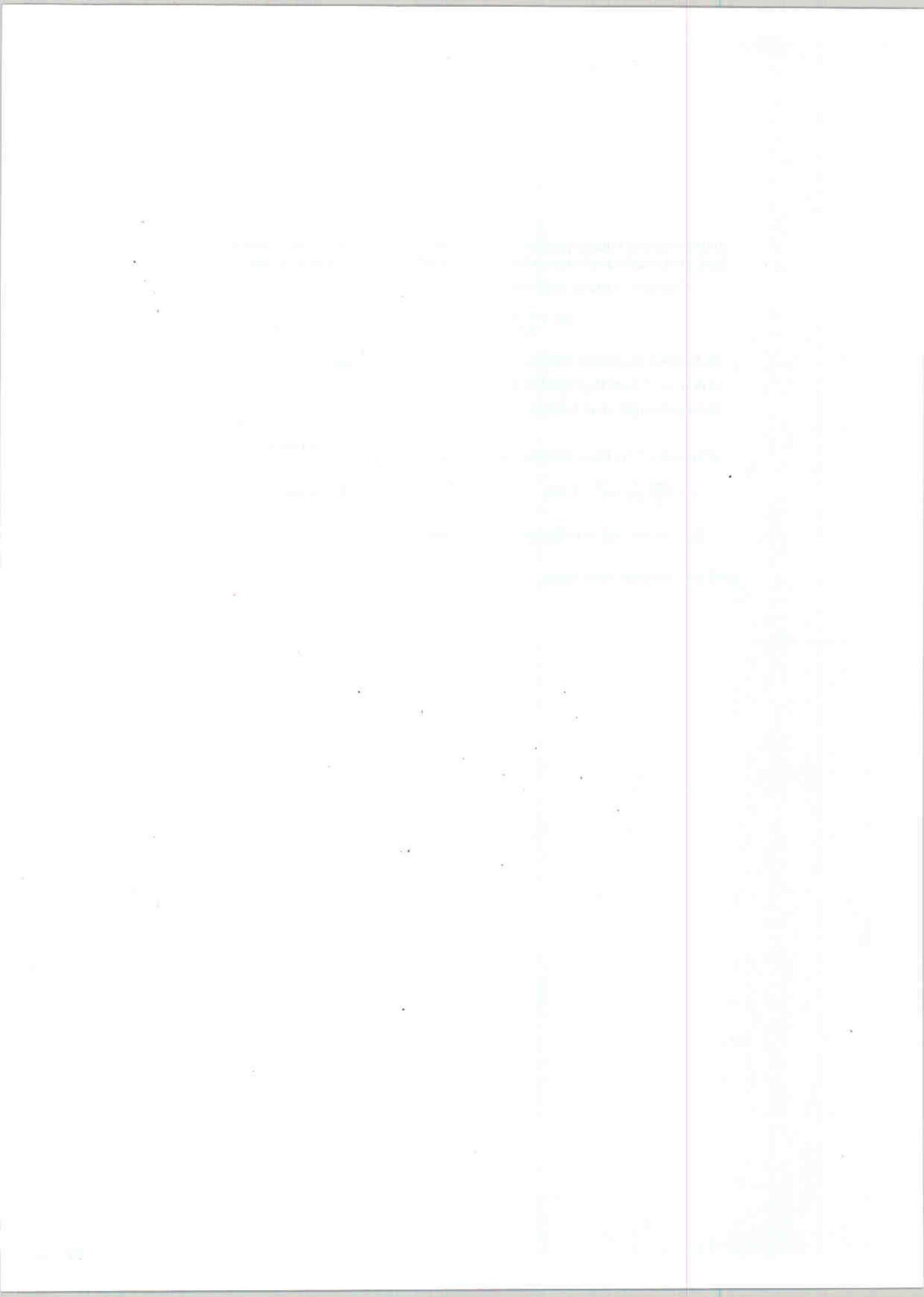


Al cumplir $1.5 < V < 2.4$, se puede emplear la aproximación b-V:

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = 2.386 \quad D_{wg} = -\frac{n_2 \Delta}{c\lambda} \frac{1.984}{V^2} = -16.8 \text{ps}/(\text{Km}\cdot\text{nm})$$

$$D_{mat} + D_{wg} = 1 - 16.8 = -15.8 [\text{ps}/\text{km}\cdot\text{nm}]$$

Resultando, $BL=15.82 \text{GHz}\cdot\text{Km}$



Lección 5. Fuentes ópticas

1. Interacción radiación materia

Niveles energéticos en un material

Energía de los electrones



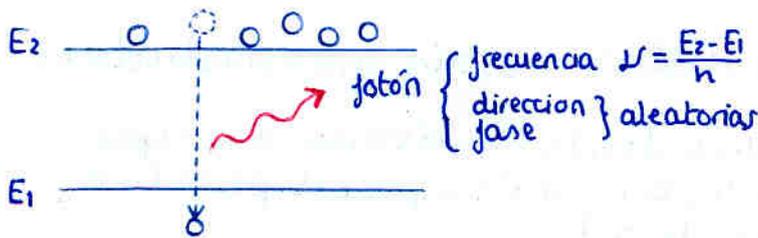
población de electrones

Estadística de Boltzmann en equilibrio térmico

$$N(E) = e^{-\frac{E}{k_B T}}$$

cte Boltzmann temp (K)

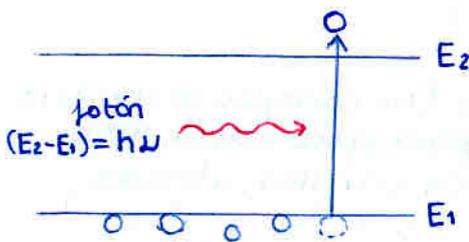
Emisión espontánea



Tasa de emisión espontánea

$$R_{\text{spont}} = \frac{dN_2}{dt} \Big|_{\text{spont}} = A \cdot N_2$$

Absorción



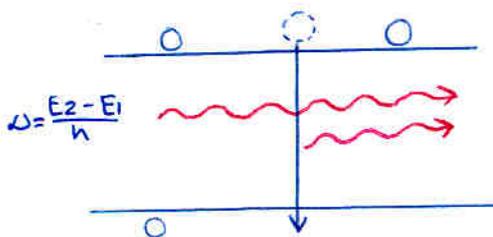
Tasa de absorción:

$$R_{\text{abs}} = \frac{dN_1}{dt} = B_{12} \cdot N_1 \cdot \rho(\nu)$$

presencia espectral de radiación en el medio

Emisión estimulada

un fotón incidente en un electrón de alta energía lo estimula a caer generando un fotón de igual fase y dirección.



- misma energía (frecuencia)
- misma fase (luz coherente)
- misma dirección (confinamiento)

Tasa de emisión estimulada:

$$R_{\text{stim}} = \frac{dN_2}{dt} \Big|_{\text{stim}} = B_{21} N_2 \rho(\nu)$$

Equilibrio termodinámico

$$R_{stim} + R_{spon} = R_{abs}$$

$$A N_2 + B_{21} N_2 \rho(\omega) = B_{12} N_1 \rho(\omega)$$

$$\rho(\omega) = \frac{A/B_{21}}{\frac{B_{12}}{B_{21}} e^{\frac{h\omega}{k_B T}} - 1}$$

$\frac{N_2}{N_1}$ aplicando Boltzmann

Debe verificarse para cualquier campo electromagnético, incluso la radiación de un cuerpo negro, de expresión conocida

$$\rho(\omega) = \frac{8\pi h \omega^3 / c^3}{e^{\frac{h\omega}{k_B T}} - 1}$$

Comparando expresiones

$$B_{12} = B_{21} = B$$

$$A = \frac{8\pi h \omega^3}{c^3} \cdot B$$

$$\frac{R_{spon}}{R_{stim}} = \frac{A}{B \cdot \rho(\omega)} = \frac{A}{B \cdot \frac{8\pi h \omega^3 / c^3}{e^{\frac{h\omega}{k_B T}} - 1}} = e^{\frac{h\omega}{k_B T}} - 1$$

$\frac{N_2}{N_1}$

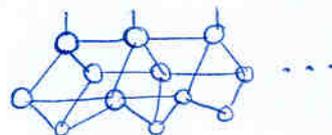
normalmente $R_{spon} \gg R_{stim}$

se puede revertir: $N_2 > N_1 \Rightarrow$ Inversión de población $\Rightarrow R_{stim} \approx R_{spon}$

2. Semiconductores

materiales cuyas propiedades eléctricas están entre conductores y aislantes.

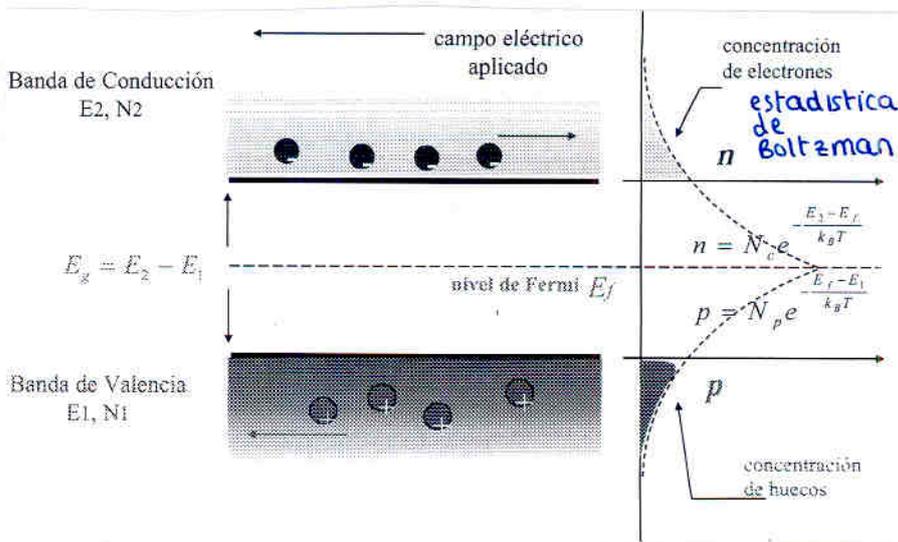
Poseen una estructura cristalina donde los átomos o grupos de átomos se distribuyen según un patrón espacial periódico (red) de periodo a_0 (constante de red)



Semiconductores intrínsecos

semiconductor sin impurezas (sin dopantes)
ejemplo: Silicio

Átomo Si tiene 4 e⁻ en la banda de valencia; los comparte con otros 4 átomos de Si con un enlace covalente para que cada uno tenga 8 e⁻ en la última capa. Por agitación térmica, algunos pocos electrones pueden liberarse (pasan a banda de conducción) dejando tras de sí lo que se llama un hueco. Basta una baja tasa de emisión espontánea para que el e⁻ vuelva a ocupar un hueco (emitiendo fotón). Este proceso mantiene una cierta concentración de electrones libres y de huecos, sin predominar ninguno de ellos.



semiconductor extrínseco

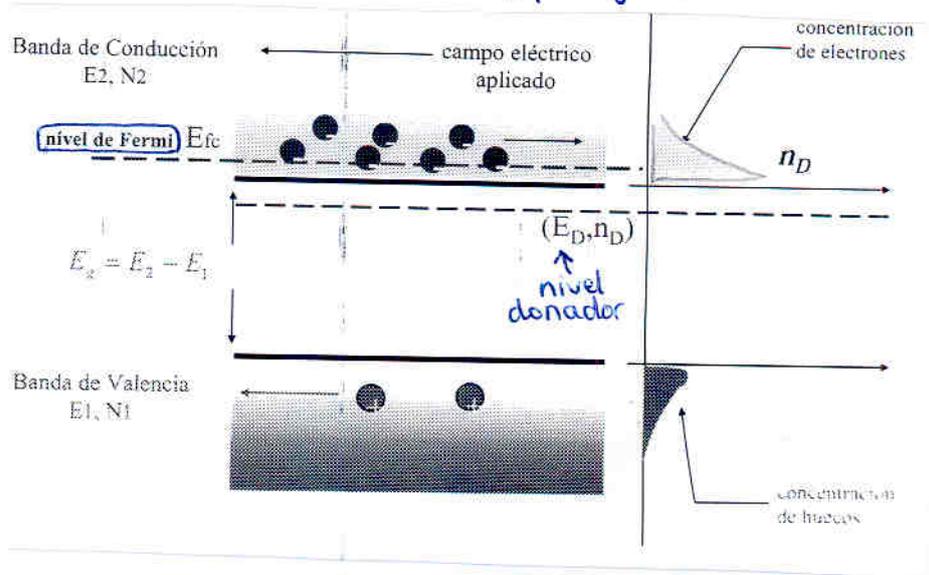
Tipo N

Ejemplo: A un semiconductor de silicio (Si; grupo 4: 4 e⁻ en la banda de valencia → enlace covalente con otros 4 Si) le añadimos dopantes del grupo 5 (5 e⁻ en banda de valencia) que se incluyen a la red cristalina en lugar de un átomo de silicio, el átomo formará por tanto 4 enlaces covalentes con átomos de silicio y tendrá un electrón extra, que estará débilmente unido y puede pasar muy fácilmente a la banda de conducción por agitación térmica.

ej: fósforo, arsénico

A temperaturas normales prácticamente todos los electrones extra están en la banda de conducción; y éstos electrones no dejan huecos tras de sí al excitarse.

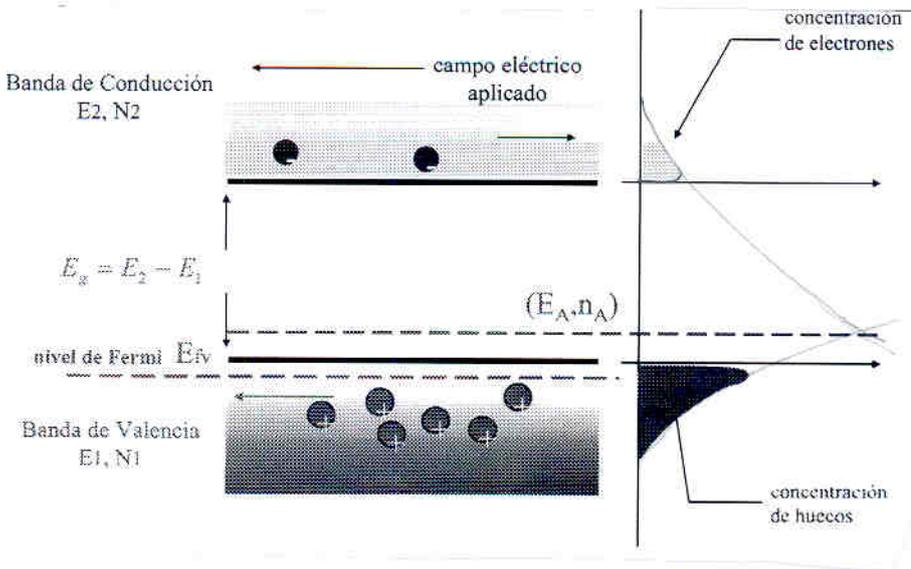
Por eso en el semiconductor tipo N habrán muchos más electrones libres que huecos (se aumenta el nivel de Fermi), y estos electrones pueden formar una corriente eléctrica en presencia de un campo eléctrico. → i.e. conduce la electricidad.



Nota importante: recordar que éste exceso de electrones libres, a pesar de no dejar tras de sí un hueco, sí que dejan tras de sí un átomo dopante convertido en ión positivo (inmóvil), por tanto la carga neta del material es cero. (a pesar de haber más e⁻ que h⁺)

Tipo P

Ejemplo: A un semiconductor de silicio le añadimos dopantes del grupo 3 (ej boro o aluminio) que sustituyen a átomos de silicio en la red cristalina. El resultado es que a uno de los 4 enlaces covalentes que tiene normalmente la red cristalina de silicio le falta un electrón. Esto resulta en la creación de un hueco (h⁺)



Estos huecos no tienen asociados ningún electrón libre, y por tanto habrán más huecos que electrones (libres) (reduciendo el nivel de Fermi)

Ante un campo eléctrico, los electrones pueden ir saltando de huecos en hueco, que a todos los efectos es como si los huecos avanzasen. Por tanto los huecos son los portadores de la corriente eléctrica.

Nota: cada hueco tiene asociado un ion dopante negativo, por tanto la carga neta del material es nula.

Union P-N

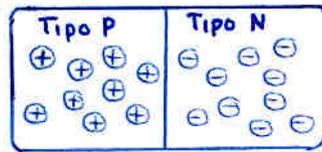
Si juntamos un semiconductor tipo P con uno tipo N

Por simple difusión, los \oplus y \ominus cercanos a la unión se recombinan

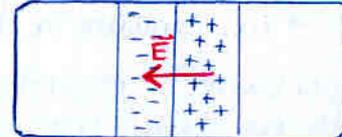
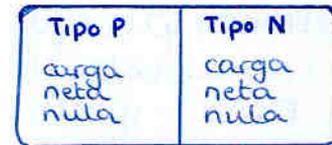
Se crea una zona de deplexión en la que aparecen cargas netas no nulas, lo cual crea un campo eléctrico que actúa en contra de la difusión de portadores y evita que la unión P-N conduzca

La zona de deplexión actúa como una barrera de potencial de una cierta longitud que impide la corriente eléctrica.

visualizando los portadores

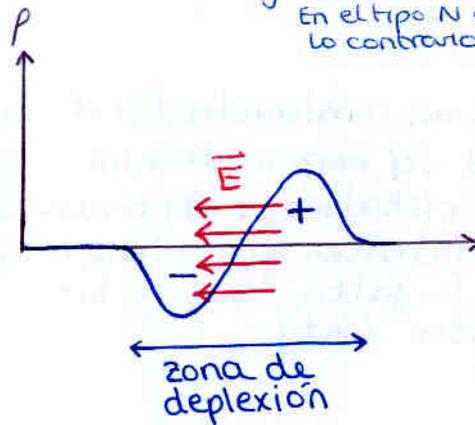


Visualizando la carga neta



en el tipo P ya no hay huecos extra, y por tanto los iones dopantes negativos resultan en carga neta negativa.

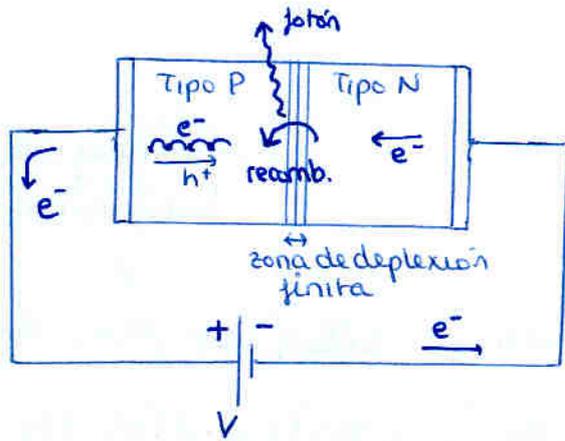
En el tipo N ocurre lo contrario



Polarización de la unión P-N

Aplicando una tensión a los semiconductores P y N se puede controlar la anchura de la zona de deplexión (moviendo portadores con \vec{E})

Polarizando en directa, se puede disminuir la zona de deplexión lo suficiente como para que los electrones puedan saltarla (efecto túnel) (recombinándose con los huecos del otro lado) y por tanto "cerrando" el circuito, permitiendo una corriente eléctrica.



Por tanto la unión P-N actúa como un diodo. Además si la recombinación en la zona de deplexión es radiativa, se generan fotones.

Por ello la zona de recombinación (o zona activa) emite fotones (i.e. brilla). Esto es un LED (light emitting diode)

Tasa de emisión espontánea

Emisión espontánea de un fotón al caer un electrón de la banda de conducción con energía E_2 , para ocupar un hueco en la banda de valencia y quedarse con energía E_1 puede ocurrir sólo si :

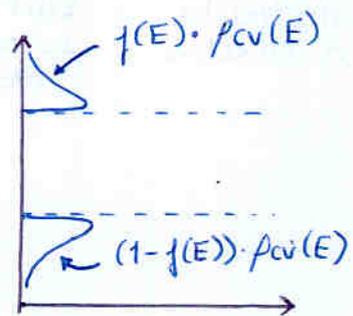
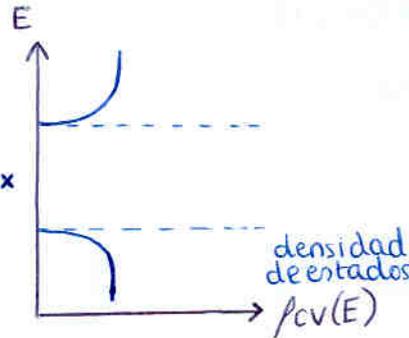
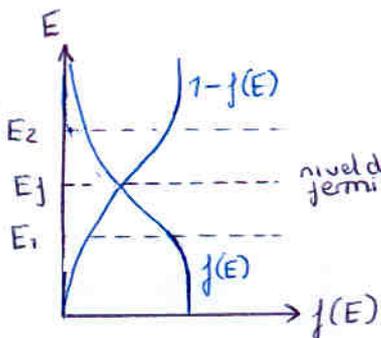
- Existe e^- en la banda de conducción con energía E_2 (en el tipo N)

$$\text{prob} = f_c(E_2) = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_2 - E_{fc}}{k_B T}}}$$

$f(E_i)$: distribuciones de Fermi-Dirac
probabilidad de ocupación de electrón al nivel de energía E_i

- Existe un hueco en la banda de valencia (en el tipo P)

$$\text{prob} = 1 - f_v(E_1) = 1 - \frac{1}{1 + e^{\frac{E_1 - E_{fv}}{k_B T}}}$$

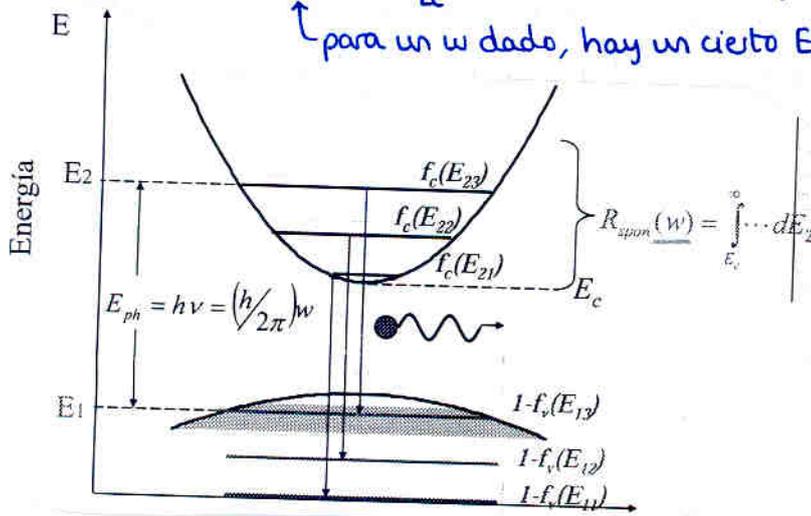


$$R_{\text{spont}}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} A(E_1, E_2) \cdot f_c(E_2) \cdot (1 - f_v(E_1)) \cdot \rho_{cv} dE_2$$

\downarrow \downarrow
 pulsación coeficiente de Einstein

$$R_{\text{spont}}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} A(E_1, E_2) \cdot f_c(E_2) \cdot [1 - f_v(E_1)] \cdot \rho_{cv} dE_2 \quad \left[\frac{\text{electrones}}{\text{cm}^3 \cdot \text{seg}} \right]$$

para un ω dado, hay un cierto E_1 asociado a cada E_2
 i.e. sólo consideramos la caída de energía tal que
 $E_2 - E_1 = h \cdot \nu = \hbar \cdot \omega$



densidad de fotones a pulsación ω

Similarmente:

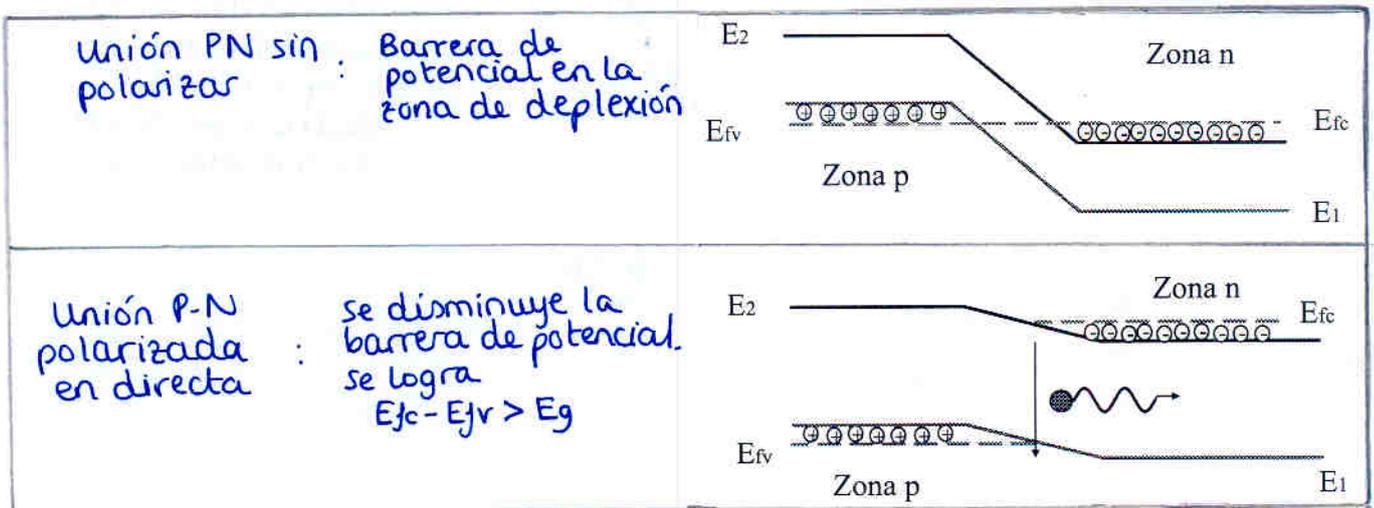
$$R_{\text{abs}}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} B(E_1, E_2) f_v(E_1) [1 - f_c(E_2)] \rho_{cv} \cdot \rho(\omega) dE_2$$

$$R_{\text{stim}}(\omega) = \int_{E_c}^{\infty} B(E_1, E_2) f_c(E_2) [1 - f_v(E_1)] \rho_{cv} \cdot \rho(\omega) dE_2$$

De las expresiones se deduce que

$$R_{\text{stim}} > R_{\text{abs}} \iff E_{fc} - E_{fv} > E_g \quad \begin{matrix} \text{energía de} \\ \text{fermi de conducción} \\ \text{y de valencia} \end{matrix} \quad \begin{matrix} \text{energía} \\ \text{de gap} \end{matrix}$$

Esto se logra en una unión P-N polarizada en directa



Recombinaciones radiativas y no radiativas

No todas las recombinaciones $e^- h^+$ dan lugar a fotones, sólo las radiaciones radiativas (las no radiativas generan 'fonones' que hacen vibrar la red).

Tasa de recombinación radiativa

$$R_{rr} = \frac{n}{\tau_{rr}}$$

tiempo medio desde que un e^- entra en la zona activa hasta que tiene una recombinación radiativa

Tasa de recombinación no radiativa

$$R_{nr} = \frac{n}{\tau_{nr}}$$

n : densidad de electrones

Ambas compiten entre si en un semiconductor

Eficiencia cuántica interna

$$\eta_i = \frac{R_{rr}}{R_{rr} + R_{nr}} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_{rr}}{\tau_{nr}}}$$

La radiativa incluye la espontánea y la estimulada

$$R_{rr} = R_{stim} + R_{spon}$$

(en LEDs $R_{spon} \gg R_{stim}$
en Láser $R_{stim} \gg R_{spon}$)

Tiempo de vida de los portadores

τ_c

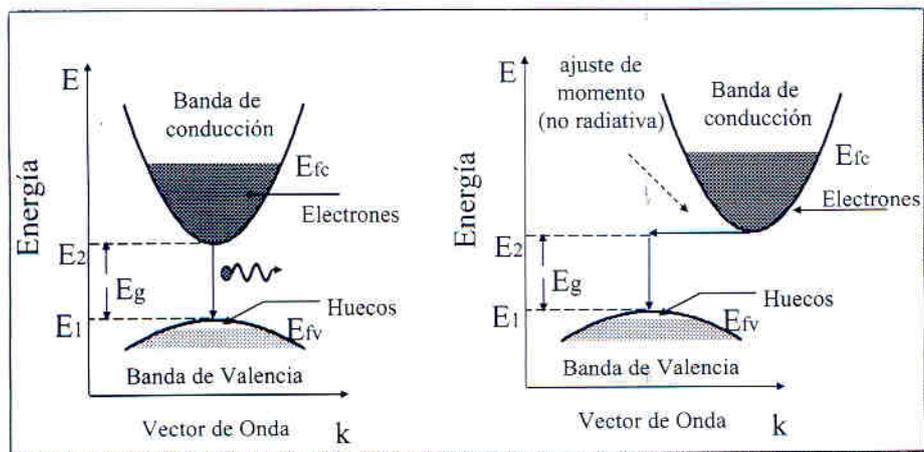
tiempo medio desde que un electrón entra en la zona activa hasta que tiene una recombinación (en ausencia de emisión estimulada)

$$R_{spon} + R_{nr} = \frac{n}{\tau_c} = A_{nr} \cdot n + B \cdot n^2 + Cn^3$$

↑ más realista

Ya se puede imaginar que τ_c tendrá mucho que ver con la máxima capacidad de tx

Semiconductores de banda directa e indirecta



Ejemplos: AsGa, AlGaAs
InP, InGaAsP $\eta_i \approx 0.5$

usados en fuentes ópticas

Ejemplos: Si, Ge

$$\eta_i \approx 10^{-5}$$

usados en electrónica (ej: diodos)

3. Tecnología, materiales y estructuras de fuentes y detectores ópticos

• Materiales

Primera ventana



x : fracción molar de aluminio

Segunda y tercera ventanas

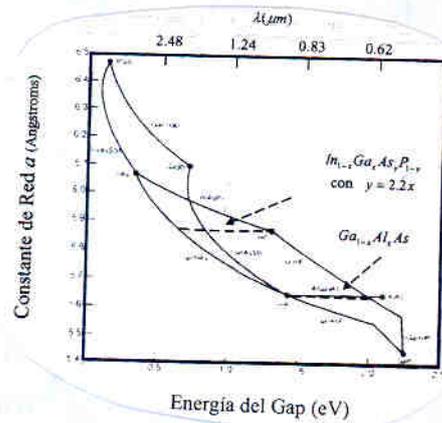
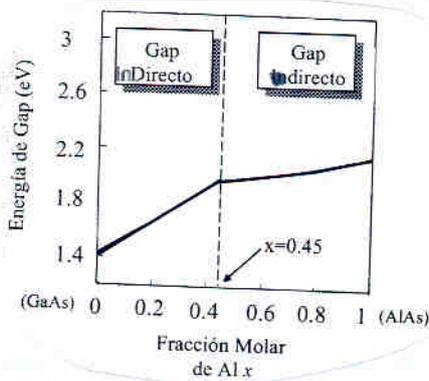


x : fracción molar de galio
 y : fracción molar de aluminio

Variando x e y podemos modificar la energía de gap E_g [eV] y por tanto variar la longitud de onda de los fotones emitidos

$$\lambda(\mu\text{m}) = \frac{1.24}{E_g(\text{eV})}$$

(para mantener la red cristalina (mantener constante de red a_0) se debe cumplir $y = 2.2x$)



• Heteroestructuras

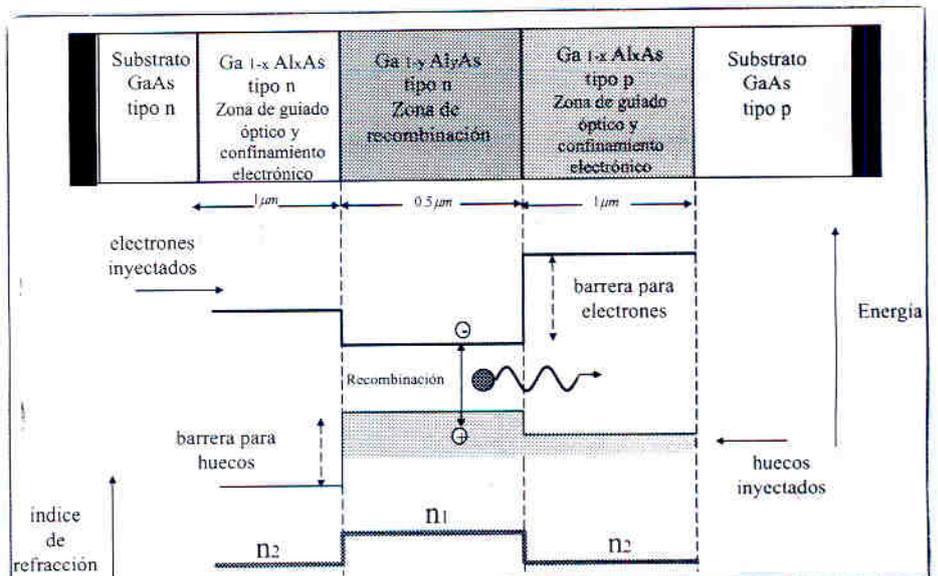
Normalmente la zona activa (zona de recombinación) varía con temperatura y corriente inyectada.

Las heteroestructuras logran delimitar de forma fija la zona activa

Se basa en encadenar varios materiales con misma constante de red a_0 , pero distinta energía de gap.

Además jugamos con el índice de refracción para hacer un guiado óptico de los fotones que se generan en la zona activa en todas direcciones.

Nota: la zona activa resulta estar por completo en tipo n, se logra esto jugando con el dopaje → se mueve la zona activa

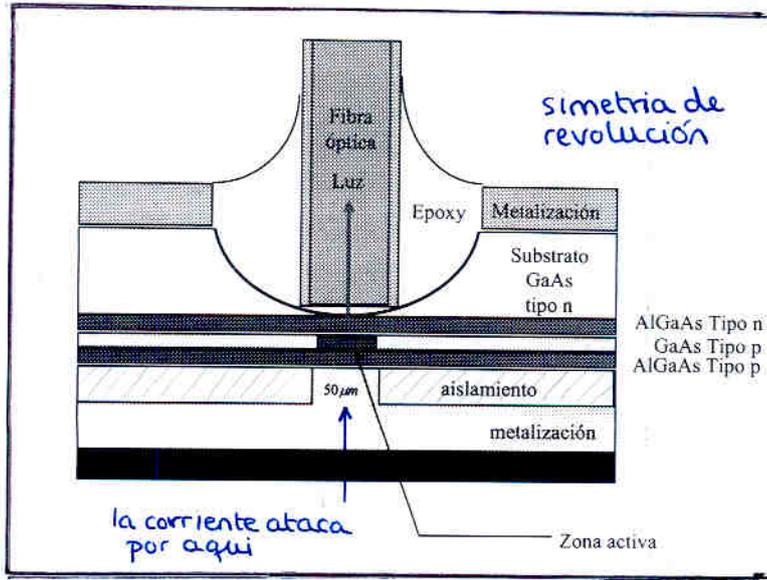


4. Diodo electroluminiscente (LED)

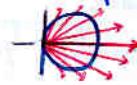
Funcionan por medio de emisión espontánea

- altos η_i
- fácil fabricación y coste bajo (estructura sencilla)
- pueden ser modulados fácilmente hasta velocidades de 100-200 Mb/s

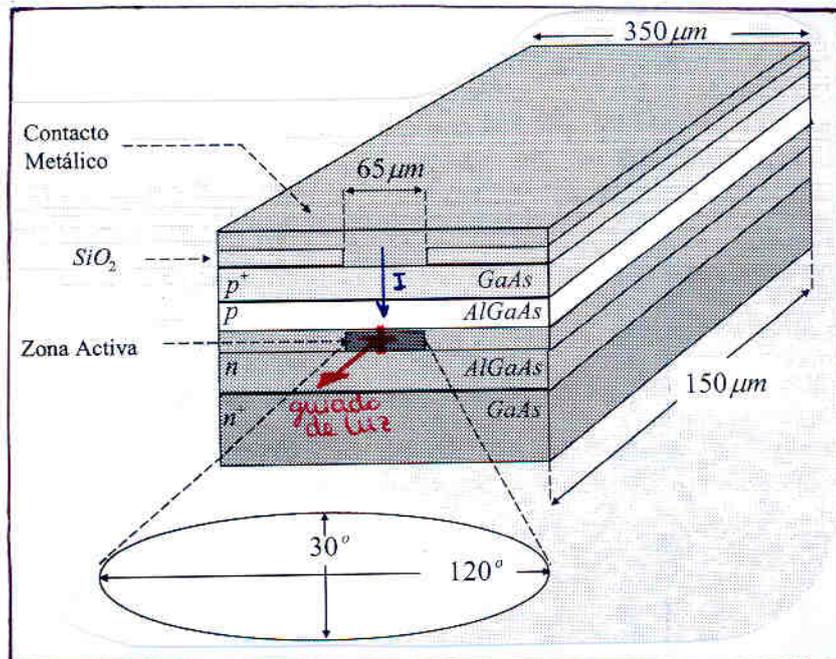
LED tipo Burrus (emisión superficial)



- Emisión de luz perpendicular al plano de la unión pn
- Diagrama de radiación puede considerarse de tipo lambertiano por tanto: la potencia acoplada a una fibra es proporcional a AN^2



LED de emisión lateral

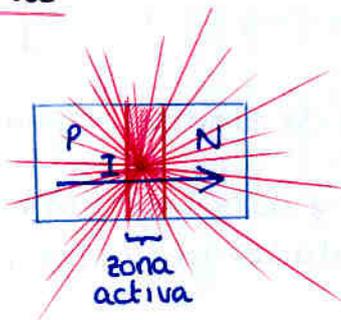


- Las capas que rodean a la zona activa tienen índice refracción inferior a ésta
↓
Zona activa se comporta como guíaonda plana que encamina la luz generada
- Proporciona menos potencia al exterior que el de superficie pero acopla más potencia a una fibra con AN baja

Eficiencia cuántica externa

- Potencia óptica total generada en la unión P-N

$$P_i = \eta_i \left(\frac{h\nu}{e} \right) I$$



nota:

$$\frac{I}{e} = \frac{[C/s]}{[C/e^-]} = [e^-/s]$$

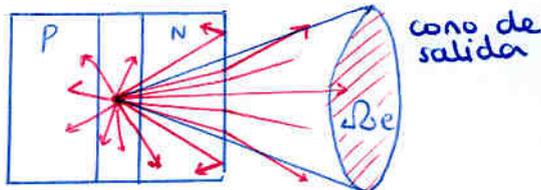
nº electrones por segundo

$h\nu$ = energía de cada fotón

η_i : proporción de e^- que generan fotones

- Potencia óptica que abandona la unión P-N

$$P_e = \eta_e \cdot \eta_i \cdot \left(\frac{h\nu}{e} \right) I$$



$$\eta_e = \frac{\int_0^{\Delta\Omega_e} P_i \cdot T_j(\Delta\Omega) d\Delta\Omega}{\int_0^{4\pi} P_i d\Delta\Omega}$$

siendo

$$T_j(\Delta\Omega) = 1 - R_f \approx T_f(0) = \frac{4 \cdot n \cdot n_e}{(n + n_e)^2}$$

↑
reflectancia

coeficiente de transmisión de pot. de fresnel

$$\eta_e \approx \frac{n_e^3}{n(n + n_e)^2}$$

↑
eficiencia cuántica externa

n : índice de refracción del semiconductor
 n_e : índice de refracción del medio exterior

- Curva P-I de un LED

$$P_e = \eta_i \eta_e \left(\frac{h\nu}{e} \right) I$$

Otras definiciones son:

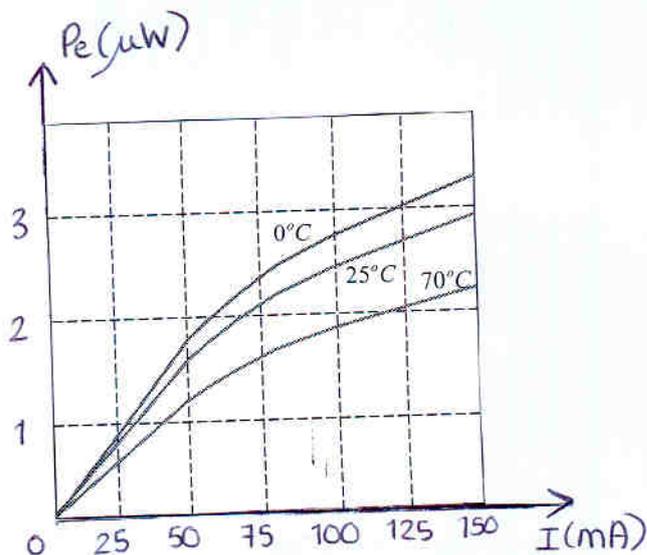
Eficiencia cuántica total:

$$\eta_{tot} = \frac{P_e}{P_{in}} = \frac{P_e}{VI} = \eta_e \eta_i \left(\frac{h\nu}{e \cdot V} \right)$$

Responsividad

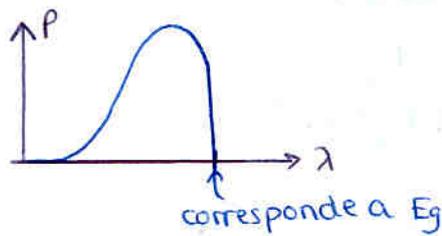
$$R = \frac{P_e}{I} = \eta_e \eta_i \left(\frac{h\nu}{e} \right)$$

$$= \eta_{tot} \cdot V$$



Espectro de un LED

El espectro de un LED es enormemente amplio (ocupa toda la ventana) y depende totalmente de la energía de gap E_g ($\omega_{min} \leftrightarrow \lambda_{max} \leftrightarrow E_g$)



$$P_{spon}(\omega) = A_0 \sqrt{\hbar\omega - E_g} e^{-\frac{\hbar\omega - E_g}{k_B T}}$$

ejemplo $T = 25^\circ\text{C}$

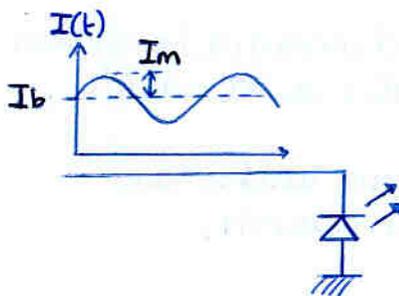
$$\lambda = 850 \text{ nm} \rightarrow \Delta\lambda = 27 \text{ nm}$$

$$\lambda = 1300 \text{ nm} \rightarrow \Delta\lambda = 63 \text{ nm}$$

Ancho espectral: $\Delta\omega = \frac{1.8 k_B T}{\hbar} \rightarrow \Delta\lambda = \Delta\omega \cdot \frac{\lambda^2}{c}$

FWHM \rightarrow Full width at half maximum

Modulación de un LED



I_b : corriente de polarización (bias)

I_m : amplitud de la señal

Ya que $P_e(t) \propto n(t)$ es importante estudiar como depende $n(t)$ de $I(t)$

Demostración: $P_e(t) \propto n(t)$

$n(t)$: densidad de electrones

V_{act} : volumen zona activa

τ_c : vida media de los portadores en la zona activa hasta la recombinación

$$P_e = \eta_i \cdot \eta_e \cdot h \cdot \omega \cdot \left(\frac{I}{e} \right)$$

$$\begin{matrix} \text{n}^\circ \text{ electrones} \\ \text{por unidad} \\ \text{de tiempo} \end{matrix} = \frac{I}{e} = \frac{\text{n}(t) \cdot V_{act}}{\tau_c} \rightarrow \text{vida media}$$

$$P_e = \eta_i \eta_e \cdot h \cdot \omega \cdot \frac{n(t) \cdot V_{act}}{\tau_c}$$

Ecuación de transmisión del LED

$$\frac{dn(t)}{dt} = \underbrace{\frac{I(t)}{e \cdot V_{act}}}_{\text{densidad de electrones que mete la corriente}} - \underbrace{\frac{n(t)}{\tau_c}}_{\text{densidad de electrones que disminuye debido a la recombinación}}$$

Resolviendo la ecuación diferencial

$$n(t) = n_b + n_m(\omega_m) \cdot e^{j\omega_m t}$$

\downarrow densidad de electrones de bias \downarrow $n_m(\omega_m) = \frac{\tau_c I_m}{e \cdot V_{act} (1 + j\omega_m \tau_c)}$

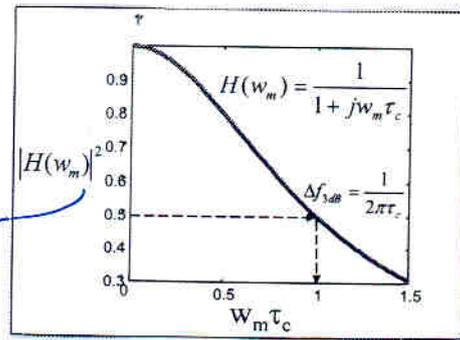
ya que $P_e(t) \propto n(t)$, puedo hacer

$$H(\omega_m) = \frac{P_m(\omega_m)}{P_m(0)} = \frac{n_m(\omega_m)}{n_m(0)}$$

$$H(\omega_m) = \frac{1}{1 + j\omega_m \tau_c}$$

$$\Delta f_{3dB} = \frac{1}{2\pi \tau_c}$$

tomamos el cuadrado porque $P_{elec} \propto P_{optica}$ (ya que $P_{elec} \propto I^2$)



$$P_e(t) = P_b(t) + P_m(\omega_m) e^{j\omega_m t}$$

$$n(t) = n_b(t) + n_m(\omega_m) e^{j\omega_m t}$$

Intuitivamente:

La potencia óptica del dispositivo no puede responder instantáneamente a las variaciones de la corriente (señal) ya que los electrones están cierto tiempo en la zona de recombinación (hay como una especie de retardo, o filtro paso bajo)

Por ello una señal de entrada a frecuencias demasiado altas tendrá cierta atenuación en la potencia óptica a la salida.

A mayor tiempo de vida de los portadores, menor ancho de banda posible de la señal moduladora (información)

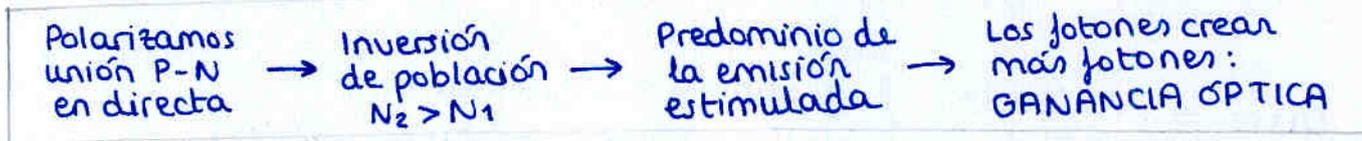
Lección 6. El láser de semiconductor

Características sobresalientes:

1. Eficiencia cuántica interna $\frac{R_{rr}}{R_{rr} + R_{nr}} = \eta_i$ próxima a 1.
2. Velocidades de modulación superiores a los LEDs (hasta 30 Gb/s)
3. Geometría y características permiten acoplamiento eficiente a fibras monomodo
4. Anchura de línea muy inferior a la de los LEDs
5. Pueden modularse en intensidad y en frecuencia

1. Ganancia óptica, realimentación óptica, condiciones de ganancia y de fase, espectro de emisión.

1.1 Ganancia óptica



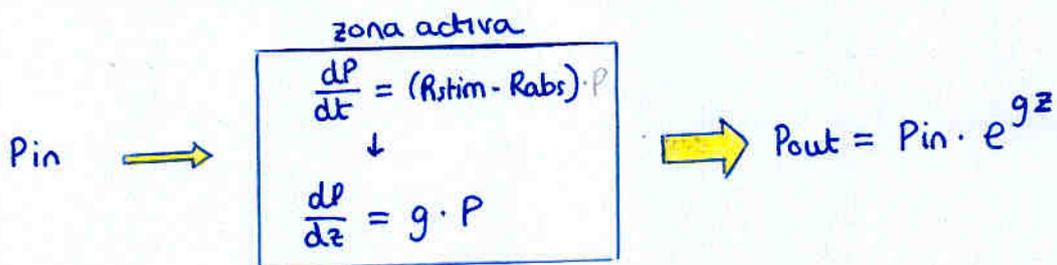
Fotones atraviesan la zona activa

- algunos hacen emisión estimulada tasa R_{stim}
- algunos son absorbidos por un e^- baja energía tasa R_{abs}

Tasa neta de generación de fotones por emisión estimulada

$$G(\omega) = R_{stim}(\omega) - R_{abs}(\omega) \quad \text{un valor para cada pulsación}$$

Esto se traduce en una ganancia óptica



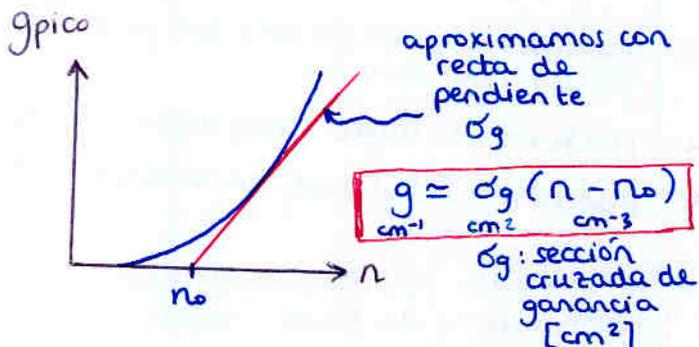
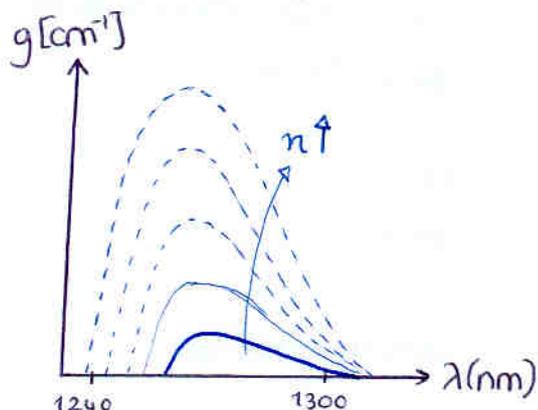
$$g(\omega) = \frac{R_{stim}(\omega) - R_{abs}(\omega)}{v_g} \quad [\text{cm}^{-1}]$$

i.e. $g=0 \Rightarrow R_{stim} - R_{abs}$

Si representamos $g(\omega) \rightarrow g(\lambda)$ vs λ

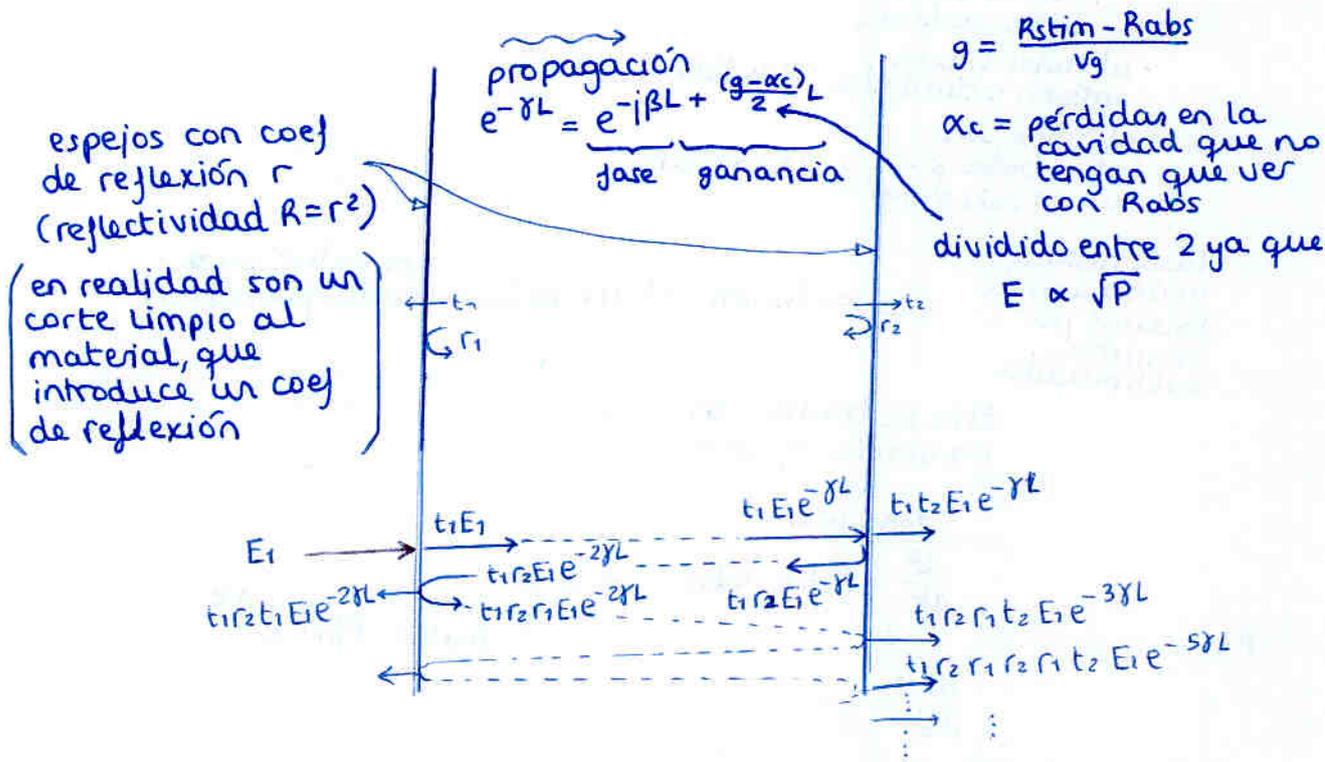
- $g(\lambda)$ abarca un espectro muy amplio
- su valor de pico será mayor cuanto mayor corriente meta

n_T : densidad de transparencia \rightarrow cantidad mínima de e^- inyectados para que aparezca ganancia



1.2. Laser Fabry-Perot

Laser \equiv Oscilador óptico $\left\{ \begin{array}{l} \text{ganancia (semiconductor)} \\ \text{realimentación positiva (espejos)} \end{array} \right.$



si sumamos todos los campos que salen por una de las caras (al no haber nada aleatorio podemos sumar en campo)

$$E_s = t_1 t_2 E_i e^{-\gamma L} \cdot \underbrace{\sum_{i=0}^{\infty} [(r_1 r_2)^i e^{-2i\gamma L}]}_{\text{progresión geométrica}} \Rightarrow E_s = E_i \frac{t_1 t_2 e^{-\gamma L}}{1 - r_1 r_2 e^{-2\gamma L}}$$

Respuesta de un filtro Fabry-Perot

$$E_s = E_i \frac{t_1 t_2 e^{-\gamma L}}{1 - r_1 r_2 e^{-2\gamma L}}$$

Para que se comporte como un oscilador

$$\frac{E_s}{E_i} \rightarrow \infty \iff 1 - r_1 r_2 e^{-2\gamma L} = 0$$

- en módulo
- en fase

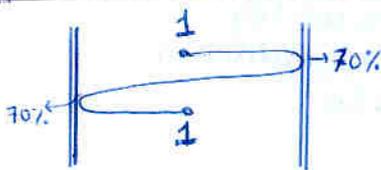


$$\sqrt{R_1 R_2} e^{(-2j\beta L + (g - \alpha_c)L)} = 1$$

1.3 Condición de ganancia

Igualando el módulo de la ecuación

$$\sqrt{R_1 R_2} e^{(g - \alpha_c)L} = 1$$

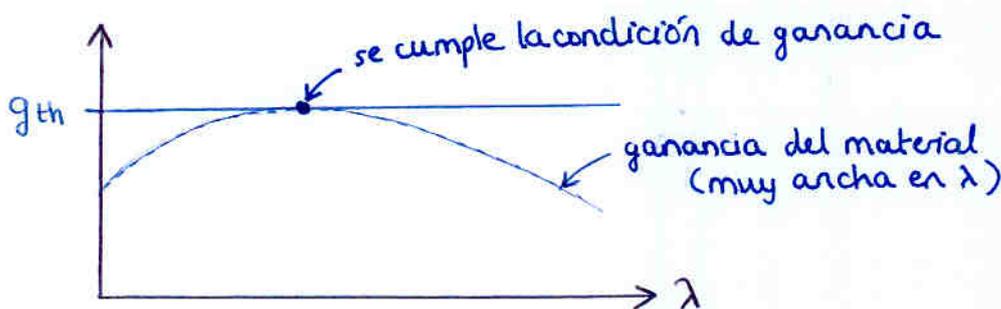


Es la ganancia del material que logra que la señal se quede igual tras cada vuelta completa.

$$g_{th} = \underbrace{\alpha_c}_{\text{pérdidas en la cavidad}} + \underbrace{\frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right)}_{\substack{\text{pérdidas en los} \\ \text{espejos} \\ \alpha_{esp}}}$$

↑
ganancia umbral

como en realidad se hacen ∞ reflexiones,
 una $g < g_{th} \Rightarrow$ la señal tiende a cero (pero las primeras reflexiones si que existen)
 una $g > g_{th} \Rightarrow$ no se puede dar el caso, ya que la señal tendería a infinito (no hay suficientes e^-)



1.4 Condición de fase

Iguando la fase en la ecuación

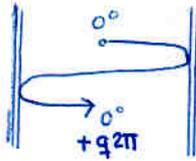
$$-2\beta L = q \cdot 2\pi \quad q=0, 1, 2, \dots$$

$$\beta L = q\pi$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda/n} = \frac{2\pi}{\lambda_0/n'} = 2\pi \cdot \frac{1}{\lambda_0} \cdot n' = 2\pi \cdot \frac{\omega}{c} \cdot n'$$

↑ índice de refracción efectivo

$$2\pi \frac{\omega}{c} \cdot n' L = q\pi$$



$$\omega = q \cdot \frac{c}{2Ln}$$



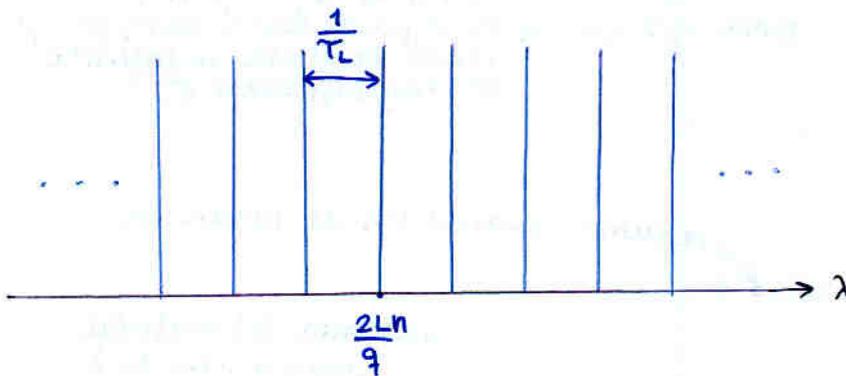
$$2L = q \left(\frac{\lambda}{n} \right) \quad \lambda \text{ en el material}$$

conjunto de frecuencias que cumplen sumarse en fase tras una vuelta completa en ambos espejos.

El resto de frecuencias tiene un ligero desfase en cada vuelta. Tras infinitas vueltas se acaban anulando

La separación entre frecuencias que cumplen esto es de

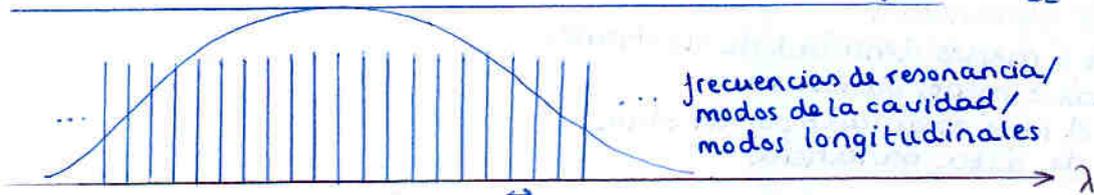
$$\frac{c}{2Ln} = \frac{v_g}{2L} = \frac{1}{T_{2L}} \leftarrow \text{tiempo que tarda el campo en recorrer } 2L \text{ lo llamamos } T_{2L} = T_L$$



1.5 Espectro emitido por el laser Fabry-Perot

si unimos ambas condiciones

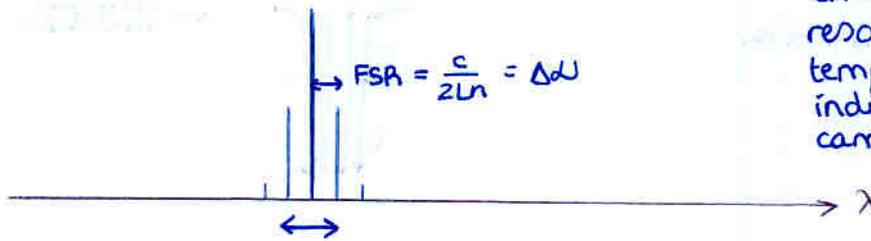
$$g_{th} = \alpha_c + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right)$$



el resultado es:

ej: $\Delta\lambda = 0.8 \text{ nm}$
 $\Delta\nu = 100 \text{ GHz}$

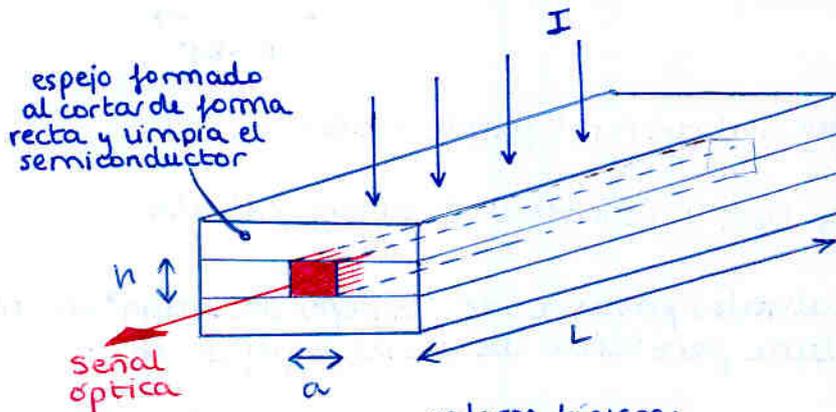
Hay pequeñas fluctuaciones en las frecuencias de resonancia debido a temperatura (cambia índice de refracción y cambia 2L geoméricamente)



ancho espectral
 aprox: $2\Delta\lambda$ ej: 1.6 nm
 el LED tenía 60 nm

aun así, el laser fabry-perot se considera fuente ancha $V \gg 1$

1.6 Estructura del laser Fabry-Perot



valores típicos:
 $L = 100 \text{ a } 500 \mu\text{m}$
 $a = 5 \text{ a } 15 \mu\text{m}$
 $h = 0.1 \text{ a } 0.5 \mu\text{m}$

Fórmula de Fresnel

$$r_1 = r_2 = \frac{\bar{n} - \bar{n}_{ext}}{\bar{n} + \bar{n}_{ext}}$$

típicamente $\bar{n}_{ext} = 1$ (aire)

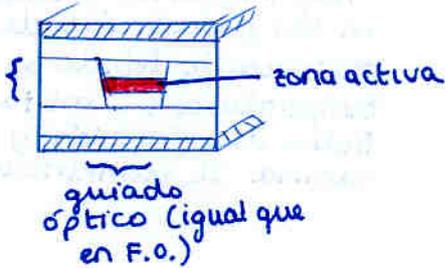
$$\left. \begin{matrix} \bar{n}_{ext} \approx 1 \\ \bar{n} \approx 3.5 \end{matrix} \right\} \rightarrow R = 0.3$$

$$R_1 = R_2 = r^2$$

2. Estructuras en Láseres

2.1 Láseres Fabry-Perot (¿cómo se confina el rayo?)

- Guiado por ganancia:
 - más o menos densidad de electrones
 - ↳ más o menos ganancia
 - ↳ el rayo es guiado por la zona de alta ganancia



- Confinamiento de corriente

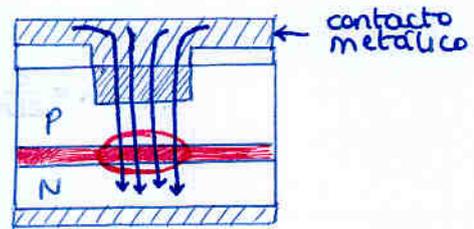
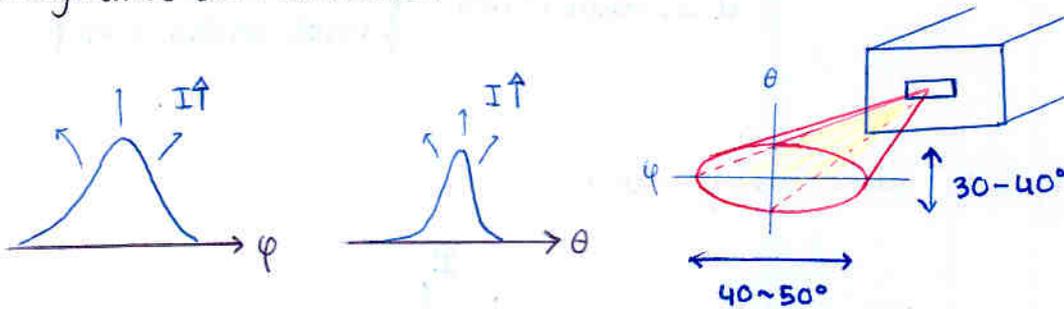


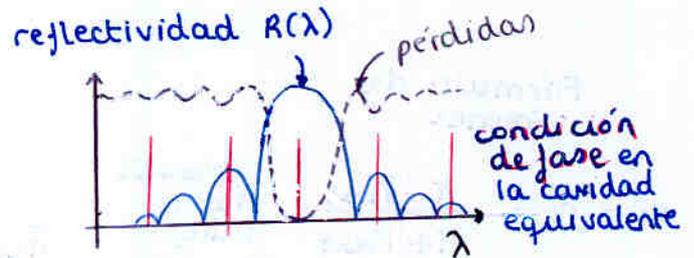
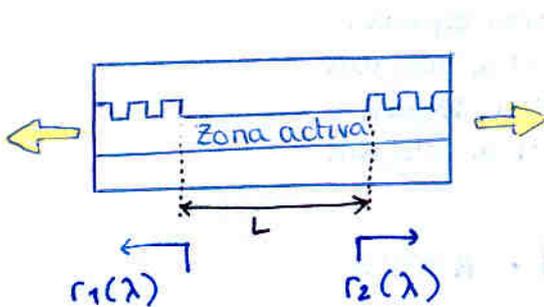
Diagrama de radiación



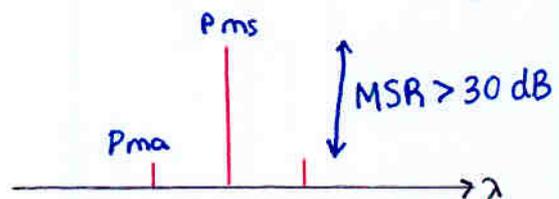
2.2. Láseres Monomodo (fuente estrecha)

- Láseres DBR: (Distributed Bragg Reflector)

Los espejos laterales pasan a ser "Espejos de Bragg" Los cuales son una estructura periódica de varios espejos.



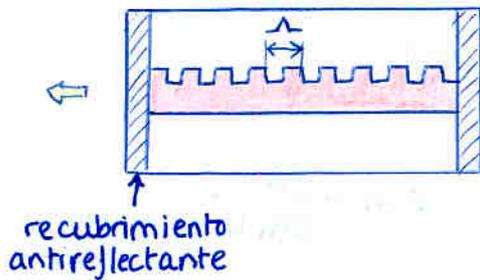
Espectro emitido:



Los reflectores de Bragg introducen pérdidas en los modos que no son el deseado

• Láseres DFB (distributed feedback)

- La propia zona activa con ganancia es toda ella un reflector de Bragg
- La realimentación está distribuida por todo



Longitud de onda de Bragg

$$\lambda_B = 2\pi\Lambda$$

MSR > 30 dB

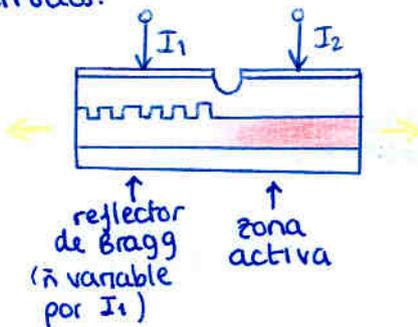
- Son "muy fáciles" de construir
- Son los láseres monomodo más comunes hoy día

2.3 Láseres monomodo sintonizables

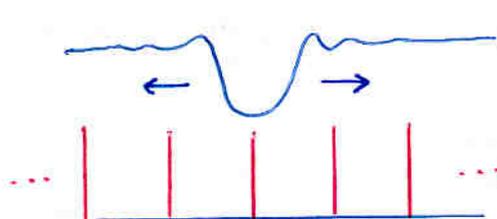
• Láseres multielectrodo

Intensidades de control afectan al índice de refracción medio de cada zona (ya que varía la concentración de e⁻) y se puede controlar así la long. de onda de emisión

2 electrodos:

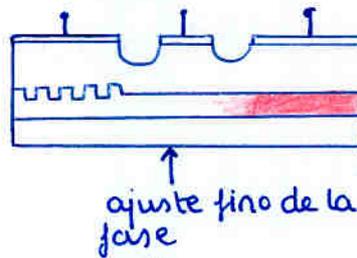


variable la reflectividad
variables las pérdidas



sintonización discontinua

3 electrodos:



permite sintonización continua
(permite desplazar los modos de la cavidad)

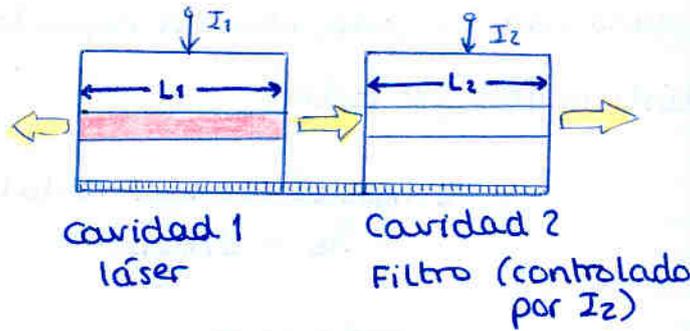
pérdidas del reflector (variable)

modos de la cavidad (fijos)

Logicamente siempre tendremos que estar dentro de la curva de ganancia del material (muy ancha) que viene determinada por E_g (energía de Gap)

• Láseres C³

Dos cavidades acopladas



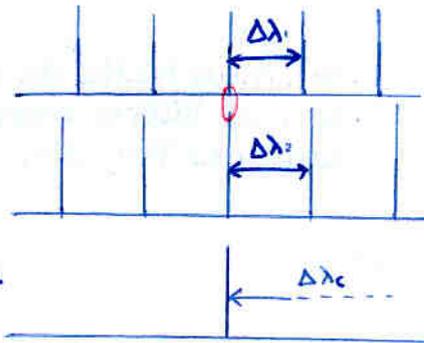
Modos cavidad 1

⊗

Modos cavidad 2

//

Modos estructura completa



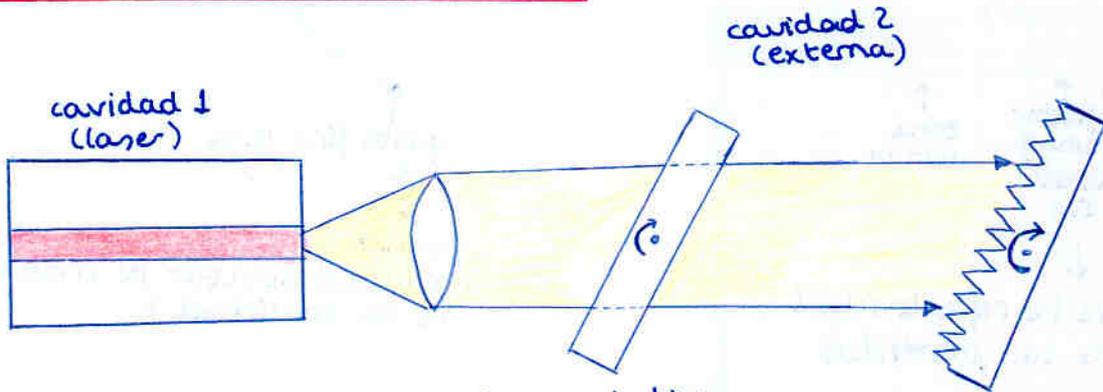
$$\Delta\lambda_1 = \frac{\lambda^2}{2\bar{n}_1 L_1}$$

$$\Delta\lambda_2 = \frac{\lambda^2}{2\bar{n}_2 L_2}$$

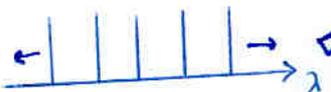
$$\Delta\lambda_c = \frac{\lambda^2}{2|\bar{n}_1 L_1 - \bar{n}_2 L_2|}$$

Efecto Vernier: el producto de dos periodicidades muy grandes puede tener una periodicidad mucho mayor que ambas (incluso caemos fuera de la garantía del material)

• Láseres de cavidad externa



modos cavidad



Función de transferencia de red de difracción

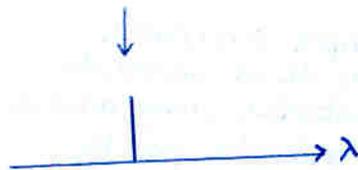
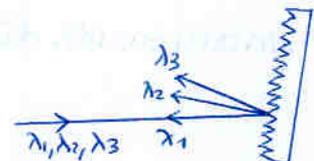
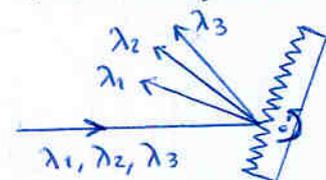


lámina rotativa que permite ajuste fino de la fase (variar modos resonantes) ya que varía la longitud del material que la luz atraviesa

Podemos sintonizar con precisión de 1pm

- caros
- usados en laboratorios

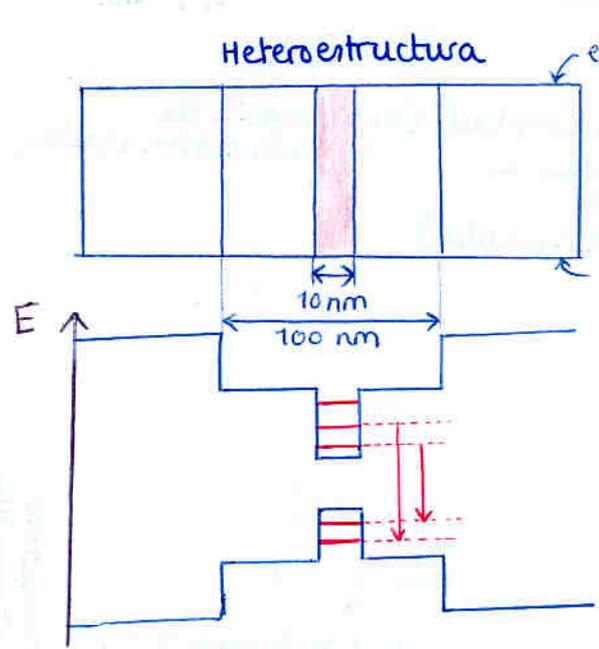
Red de difracción



rotamos para que sólo "devuelva" una cierta λ

2.4. Láseres de pozos cuánticos (MQW)

- Técnica que se puede usar en todos los láseres anteriores ej: DFB de MQW
- longitud de la zona activa en la estructura la hacemos por debajo de 10 nm (en lugar de 100-300 nm que usábamos)
- Aparecen efectos cuánticos de discretización en los niveles de energía



espejos (no te lies con la orientación del dibujo)

- anchura espectral mucho menor
- corriente umbral menor (2'5 mA)
- ancho de banda de modulación mucho mayor
- reducción del chirp

3. Ecuaciones de emisión del laser monomodo

$N(t)$: nº electrones (densidad $n(t) = N(t)/V$)

$S(t)$: nº fotones

$I(t)$: corriente inyectada

$$= \frac{c}{ng} \left(\alpha_c + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right) \right)$$

T_{ph} : tiempo medio de vida del fotón en cavidad (tasa $\frac{1}{T_{ph}} = Vg \cdot g$)
 - incluye absorción en cavidad y luz que atraviesa los espejos
 $\left[\frac{m}{s} \right] \quad \left[\frac{1}{m} \right]$

T_c : tiempo de vida medio del electrón en cavidad (en ausencia de emisión estimulada)
 hasta que - emisión espontánea (radiativa)
 - recombinación no radiativa
 - (no incluye emisión estimulada)

G : coeficiente de emisión estimulada
 $G \equiv R_{stim} - R_{abs} \approx R_{stim}$

(1)
$$\frac{dN(t)}{dt} = \underbrace{\frac{I(t)}{e}}_{\substack{e^- \text{ inyectados} \\ \text{por unidad de} \\ \text{tiempo}}} - \underbrace{\frac{N(t)}{T_c}}_{\substack{e^- \text{ que} \\ \text{desaparecen} \\ \text{por emisión} \\ \text{espontánea y} \\ \text{recomb. no radiat.} \\ \text{(como en LED)}}} - \underbrace{G \cdot S(t)}_{\substack{e^- \text{ que desaparecen} \\ \text{por emisión} \\ \text{estimulada}}}$$

No: nº de electrones necesario para que el semiconductor sea transparente

$$G = G_N (N - N_0)$$

$$G_N = \frac{\sigma_g V_g \Gamma}{V_{act}} \quad \left\{ \begin{array}{l} \Gamma \\ \text{factor de} \\ \text{confinamiento} \end{array} \right.$$

V_{act} : volumen zona activa
 V_g : velocidad de grupo
 σ_g : sección cruzada de ganancia

(2)
$$\frac{dS(t)}{dt} = \underbrace{G \cdot S(t)}_{\substack{\text{fotones que} \\ \text{se generan} \\ \text{por emisión} \\ \text{espontánea}}} - \underbrace{\frac{S(t)}{T_{ph}}}_{\substack{\text{fotones que} \\ \text{desaparecen} \\ \text{por u. de tiempo por:}}} + \underbrace{R_{sp}}_{\substack{\text{fotones generados por emisión} \\ \text{espontánea}}}$$

- absorción en material
- luz que sale por las dos caras del laser

$$\frac{1}{T_{ph}} = \frac{V_g}{ng} \cdot g \quad \left[\frac{m}{s} \right] \quad \left[\frac{1}{m} \right]$$

$$= \frac{c}{ng} \cdot \left(\alpha_c + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right) \right)$$

$$\frac{1}{T_{ph}} = \frac{c}{ng} \cdot (\alpha_c + \alpha_{esp}) \Rightarrow \boxed{\frac{1}{T_{ph}} = V_g \cdot (\alpha_c + \alpha_{esp})}$$

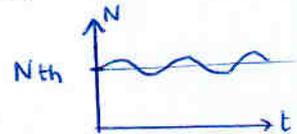
Eso han sido 2 ecuaciones acopladas; además hay una tercera ecuación:

$$(3) \quad \frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{\alpha}{2} \cdot G_N \cdot (N(t) - N_{th})$$

Variación temporal de la fase de la luz emitida por el laser
 //
 frecuencia instantánea

La cantidad de electrones por encima de un cierto umbral cambia el coeficiente de refracción lo cual inevitablemente genera una variación de fase

Se llegó a aprovechar esto para modular en FM, ya que $f(t) \propto (N(t) - N_{th})$



α : factor de ensanchamiento de línea

relaciona variación de e⁻ con variac. $f(t)$

campo eléctrico a la salida del laser (sabiendo que la pot. óptica es proporcional a $s(t)$)

$$E(t) = (\sqrt{A \cdot s(t)}) \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi(t))}$$

$$P(t) = A \cdot s(t)$$

frec central de emisión del laser

$$= (\sqrt{A \cdot s(t)} e^{j\phi(t)}) \cdot e^{j\omega_0 t}$$

envolvente compleja

Análisis del laser en continua

$$(2) \quad \frac{ds(t)}{dt} = s(t) \cdot \left[G - \frac{1}{T_{ph}} \right] + P_{sp} = 0$$

umbral para funcionamiento como laser (i.e. no sólo P_{sp})

en continua

nota

$$\begin{cases} G = P_{stim} - P_{abs} \\ \quad = P_{stim} \\ P_{sp} = n_{sp} \cdot P_{stim} \end{cases}$$

en continua $\frac{ds(t)}{dt} = 0$

$$s(t) = \frac{n_{sp}}{G \cdot T_{ph} - 1}$$

$G \approx \frac{1}{T_{ph}}$

tasa de emisión estimulada de fotones tasa de desaparición de fotones

Nota: en realidad esta es la condición de ganancia del laser ya vista

$$G = \frac{1}{T_{ph}}$$

$$G_N(N - N_0) = \frac{c}{n_g} \left(\alpha_c + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right) \right)$$

$$\frac{\sigma_g V_g \Gamma}{V_{act}} (N - N_0) = V_g (\alpha_c + \alpha_{exp})$$

$n = \frac{N}{V_{act}}$
 ↑
 densidad

$$V_g \cdot \Gamma \cdot \underbrace{\sigma_g (n - n_0)}_{\Gamma \cdot g} = V_g \cdot (\alpha_c + \alpha_{exp})$$

$$\Gamma \cdot g = \alpha_c + \alpha_{exp}$$

$$G = \frac{1}{T_{ph}}$$

$$G_N(N - N_0) = \frac{1}{T_{ph}}$$

Se obtiene el número de electrones umbral

$$N_{th} = N_0 + \frac{1}{G_N T_{ph}}$$

$$I_{th} = e \cdot \frac{N_{th}}{\tau_c}$$

\leftarrow no e⁻
 \leftarrow tiempo vida en cavidad
 \leftarrow no e⁻ que se recombinan por unidad de tiempo

Se obtiene la corriente umbral

$$I_{th} = \frac{e}{\tau_c} \left(N_0 + \frac{1}{G_N T_{ph}} \right)$$



Ahora en la obra

$$(1) \frac{dN(t)}{dt} = \frac{I(t)}{e} - \frac{N(t)}{\tau_c} - G \cdot S(t)$$

$$\frac{dN(t)}{dt} = 0 \text{ (onda continua)}$$

$$N(t) = N_{th}$$

despejo S(t)

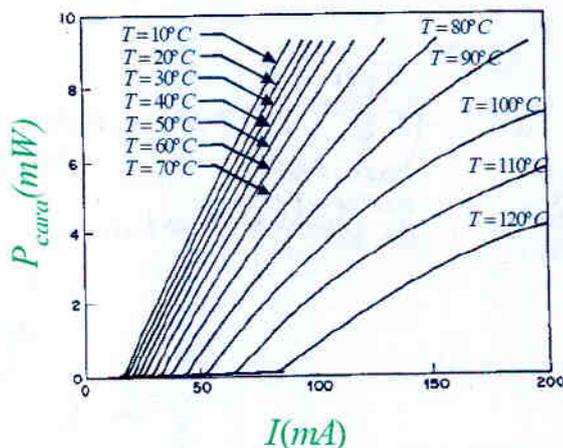
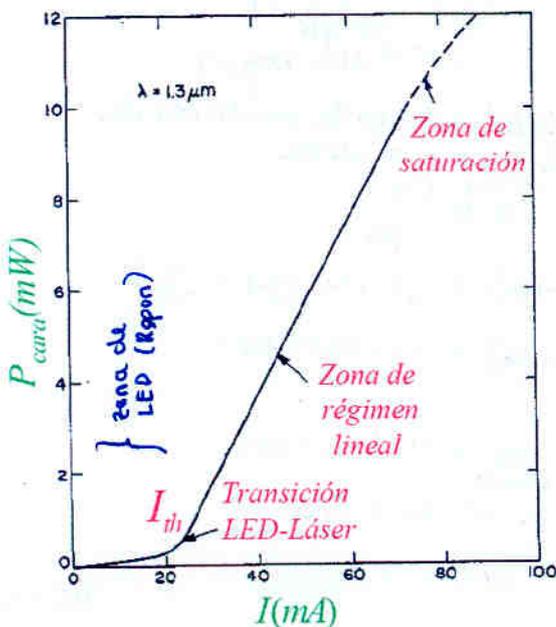
$$S = \frac{T_{ph} \cdot \eta_i}{e} (I - I_{th})$$

La potencia que sale por las dos caras del laser:

$$P = \underbrace{v_g \cdot \alpha_{es}}_{\substack{\text{recuerda} \\ v_g \cdot \text{ganancia} \\ = \text{tasa}}} \cdot h\nu \cdot S(t) = \frac{v_g \cdot \alpha_{es} h\nu T_{ph} \eta_i}{e} (I - I_{th})$$

y como: $\frac{1}{T_{ph}} = v_g \cdot (\alpha_c + \alpha_{es})$

$$P = \frac{\alpha_{es} \cdot h\nu \cdot \eta_i}{e (\alpha_c + \alpha_{es})} (I - I_{th})$$



Como vemos la temperatura afecta mucho a la pendiente y a I_{th}
Algunos laser usan refrigeración

Otras expresiones típicas en problemas:

$$P = \frac{\alpha_{es} \hbar \omega \eta_i}{e (\alpha_c + \alpha_{es})} (I - I_{th}) \quad [W] \quad \text{Potencia saliente por las dos caras}$$

<p>Eficiencia cuántica externa</p>	$\eta_{ext} = \frac{\text{nº fotones salientes}}{\text{nº electrones entrantes}} = \frac{P/\hbar\omega}{I/e} = \frac{\alpha_{es} \cdot \eta_i}{\alpha_c + \alpha_{es}} \left(1 - \frac{I_{th}}{I}\right) = \eta_d \left(1 - \frac{I_{th}}{I}\right)$
<p>Eficiencia cuántica total</p>	$\eta_{tot} = \frac{\text{potencia saliente}}{\text{potencia entrante}} = \frac{P}{IV} = \frac{\hbar\omega}{eV} \cdot \eta_{ext}$
<p>Eficiencia cuántica diferencial</p>	$\frac{dP_{\text{cara}}}{dI} = \frac{\hbar\omega}{2e} \left(\frac{\eta_i \alpha_{es}}{\alpha_c + \alpha_{es}} \right) = \frac{\hbar\omega}{2e} \eta_d$

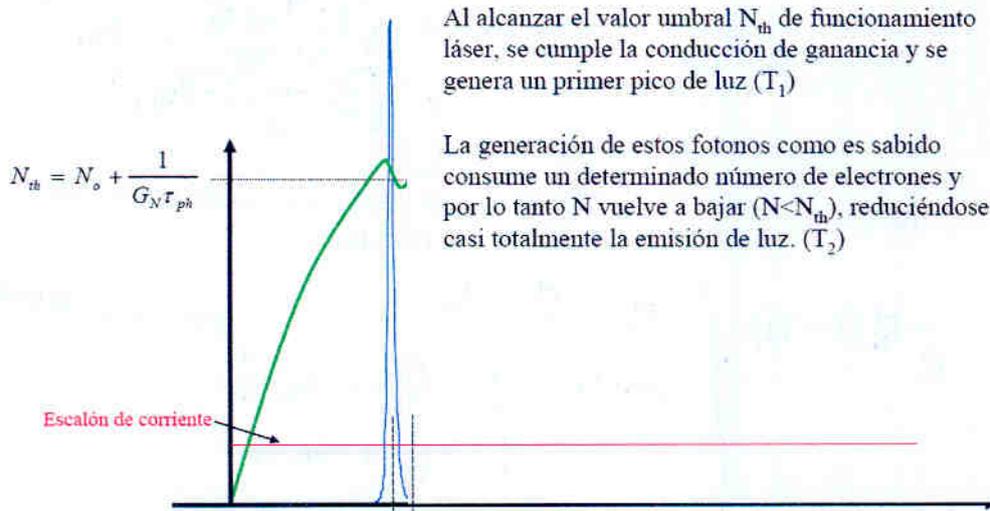
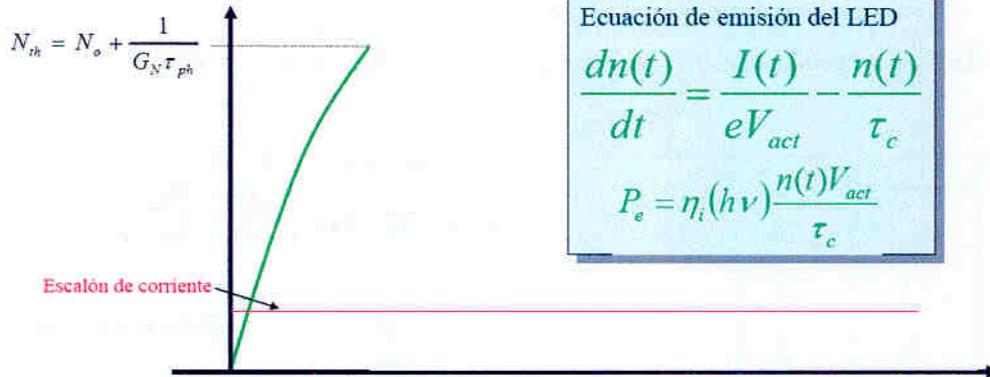
• Análisis del laser en régimen transitorio

Solución numérica a las ecuaciones del laser:

Crecimiento exponencial del nº de electrones N

en la unión pn. El proceso viene determinado por las ecuaciones del diodo pn.

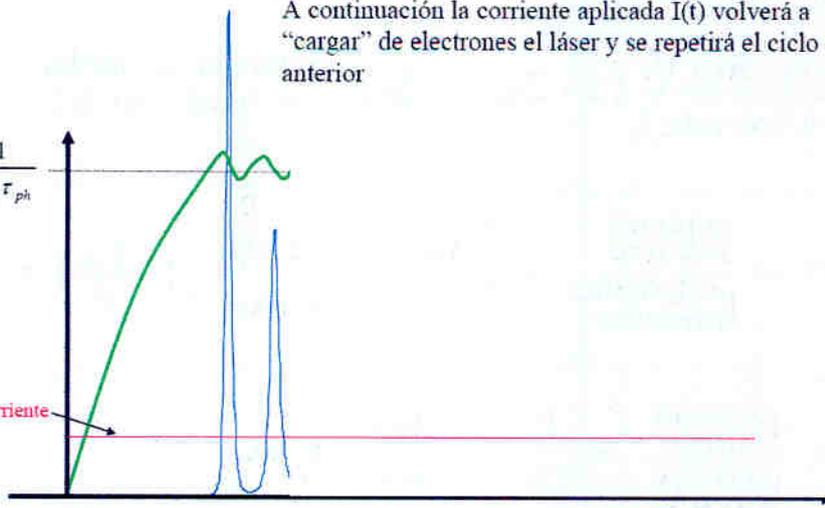
No existen todavía términos de emisión estimulada. El dispositivo es como un LED.



A continuación la corriente aplicada $I(t)$ volverá a "cargar" de electrones el láser y se repetirá el ciclo anterior

$$N_{th} = N_0 + \frac{1}{G_N \tau_{ph}}$$

Escalón de corriente

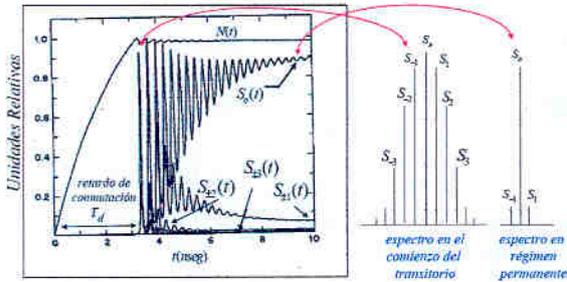
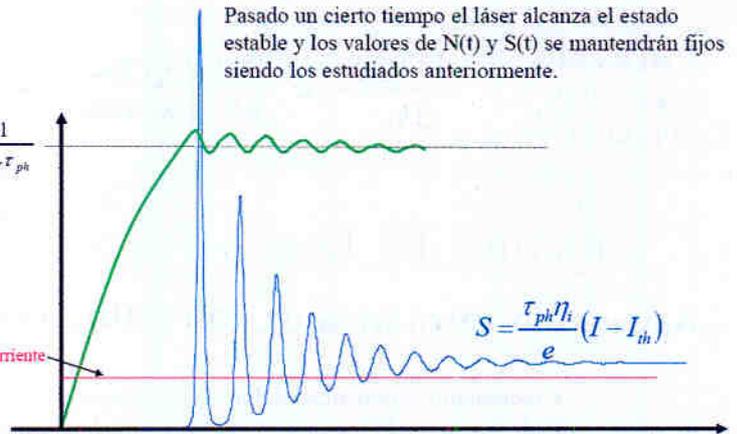


Esto implica que durante el transitorio aumenta el ancho de banda del espectro

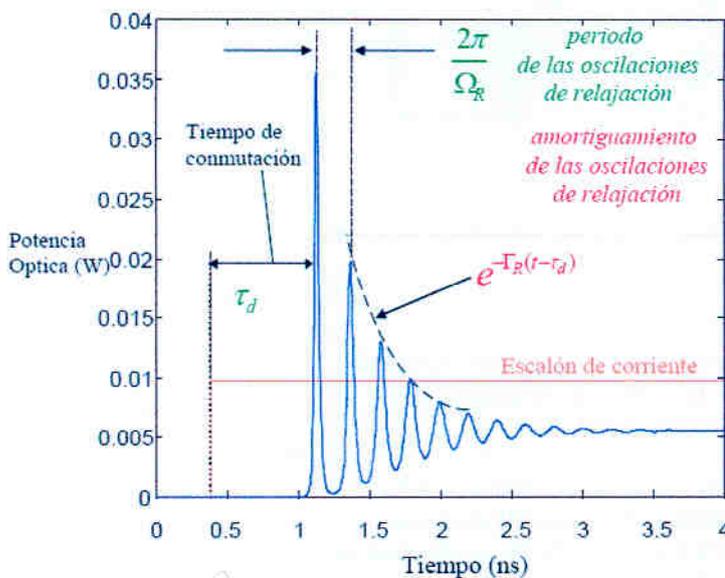
Pasado un cierto tiempo el láser alcanza el estado estable y los valores de $N(t)$ y $S(t)$ se mantendrán fijos siendo los estudiados anteriormente.

$$N_{th} = N_0 + \frac{1}{G_N \tau_{ph}}$$

Escalón de corriente



Retardo de conmutación y oscilaciones de relajación



Tiempo de conmutación

$$\tau_d = \tau_c \ln \left(\frac{I_m - I_b}{I_m - I_{th}} \right)$$

Pulsación de las oscilaciones de relajación:

$$\Omega_R \approx \sqrt{G \cdot G_N \cdot S_b}$$

$$\Omega_R = \sqrt{\frac{\eta_i \Gamma V g_0 g (I - I_{th})}{e \cdot V_{act}}}$$

$$= \sqrt{\frac{\eta_i G_N (I - I_{th})}{e}}$$

Exponente del decaimiento de las oscilaciones

$$\Delta \omega = \frac{\Omega_R}{2\pi}$$

$$\Delta \omega = \frac{\sqrt{3} \Omega_R}{2\pi}$$

$$e^{-\Gamma_R(t - \tau_d)}$$

$$\Gamma_R = \frac{\Gamma_S + \Gamma_N}{2}$$

siendo $\Gamma_S = \frac{R_{sp}}{S_b} - G_S S_b$

$$\Gamma_N = \frac{1}{\tau_c} + G_N S_b$$

siendo $G_S = -E_N L G$

nº fotones de bias

Ruido en láseres de semiconductor

En realidad:

$$N(t) = \bar{N} + \Delta N(t)$$

$$S(t) = \bar{S} + \Delta S(t)$$

$$\phi(t) = \bar{\phi} + \Delta \phi(t)$$

Ruido de intensidad

- Variación de la potencia óptica de la señal
- se modela con fuente de ruido en el receptor

Ruido de fase

- Variación de la fase del campo eléctrico de la señal óptica
- Es el origen de ensanchamiento espectral

Matemáticamente

$$\frac{dN(t)}{dt} = \frac{I(t)}{e} - \frac{N(t)}{\tau_c} - GS(t) + F_N(t)$$

$$\frac{dS(t)}{dt} = S(t) \left[G - \frac{1}{\tau_{ph}} \right] + R_{sp} + F_S(t)$$

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{\alpha}{2} G_N (N - N_{th}) + F_\phi(t)$$

siendo F_i las llamadas Funciones de Langevin que cumplen:

$$\langle F_i(t) \rangle = 0$$

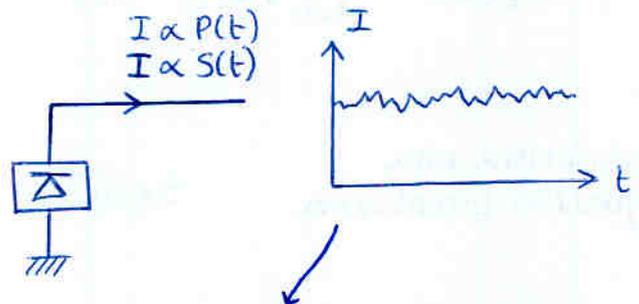
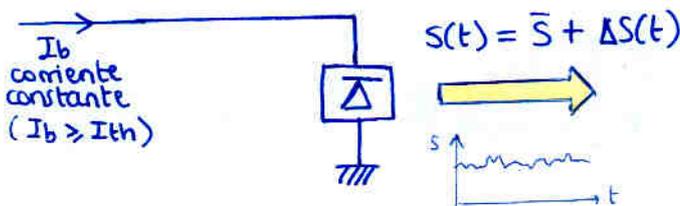
$$\langle F_i(t) \cdot F_j(t - \tau) \rangle = 2 \cdot D_{ij} \cdot \delta(\tau)$$

deltas de altura $2 \cdot D_{ij}$ siendo:

$$D_{SS} = R_{sp} \bar{S} \quad D_{\phi\phi} = \frac{R_{sp}}{4\bar{S}} \quad D_{S\phi} = 0$$

$$D_{NN} = R_{sp} \bar{S} + \frac{\bar{N}}{\tau_c} \quad D_{SN} = -R_{sp} \bar{S} \quad D_{N\phi} = 0$$

→ Ruido de intensidad



Cuanto mayor sea I_b sobre I_{th} , más predomina R_{stim} sobre R_{sp} , y puesto que R_{sp} es aleatoria y es la que más ruido genera, menor ruido relativo tendremos.

Analizamos la densidad espectral de potencia de ruido $S_S(\omega)$

(por ej con un analizador de espectros)

Relative Intensity Noise

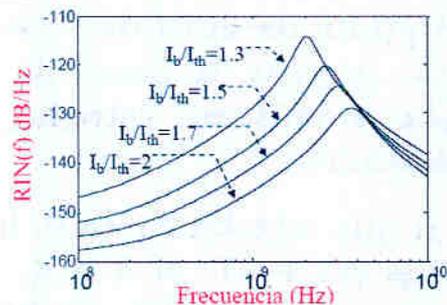
$$RIN(\omega) = \frac{S_S(\omega)}{\bar{S}^2}$$

densidad espectral de potencia de ruido
potencia media (eléctrica)

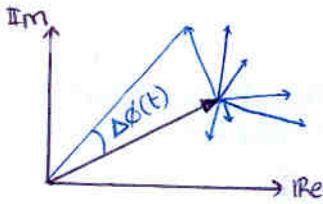
Por eso $\frac{I_b}{I_{th}} \uparrow \Rightarrow RIN \downarrow$

Vemos que hay un pico de ruido de intensidad entre 1 y 10 GHz.

Si modulamos a f_c cercana a 1-10GHz, o usamos una modulación con mucho ancho de banda que llegue a esa zona, nos comeremos mucho ruido.

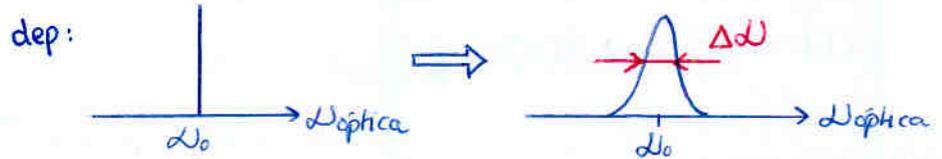


→ Ruido de fase

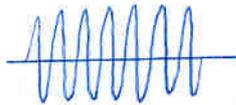


Supone que la anchura espectral de la salida de un láser no sea nula

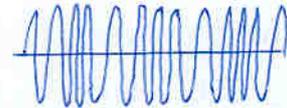
i.e. no es pureza espectral infinita



$$E(t) = \sqrt{P(t)} e^{i\omega_0 t}$$



$$E(t) = \sqrt{P(t)} \cdot e^{i[\omega_0 t + \phi(t)]}$$



Supone que:

En estado estacionario, sin modulación alguna, la fase emitida por el láser fluctúa con el tiempo, lo cual implica desplazamientos en la frecuencia instantánea

En realidad, "instantáneamente" la frecuencia es un tono puro que se va desplazando
 $f(t) \propto N(t) - N_{th}$ (donde $N(t)$ tiene ruido $\Delta N(t)$)
 Pero al observar un tiempo, lo que vemos es la d.e.p. con anchura $\Delta\omega$

La d.e.p. será la TF de la autocorrelación:

$$S_E(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \langle E^*(t+T), E(t) \rangle \cdot e^{-i(\omega-\omega_0)T} dT$$

TF centrada en ω_0

se obtiene una función Lorentziana

$$S_E(\omega) = \frac{2 \cdot \bar{S} \cdot t_c}{1 + [(\omega - \omega_0)t_c]^2}$$



Tiempo de coherencia, intuitivamente

T_c es el máximo tiempo que cumple $\phi(t+T_c) = \phi(t) + \omega T_c$

$$\Delta\omega = \frac{1}{\pi t_c}$$

típico: 100kHz a 100MHz

tiempo de coherencia de la fuente:

$$t_c = \frac{4 \cdot \bar{S}}{R_{sp} (1 + \alpha^2)}$$

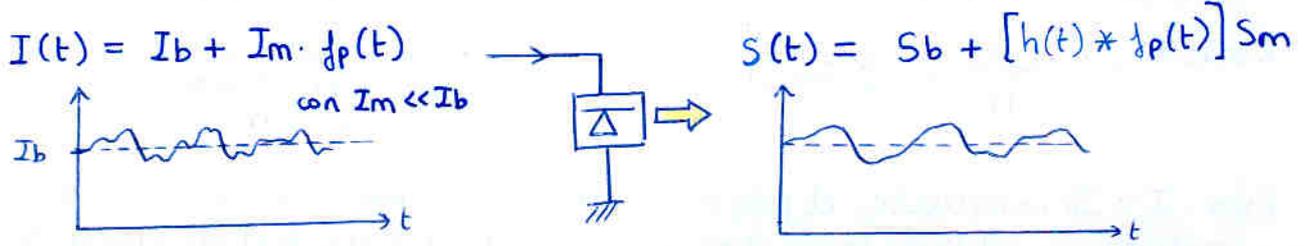
α : factor de ensanchamiento de línea, ya visto

Idealmente $T_c \rightarrow \infty$ (tono puro)

- Desde el punto de vista de la comunicación este ruido de fase importa muy poco, ya que a pesar de tener cierto $\Delta\omega$, la fuente se sigue pudiendo considerar estrecha comparada con el ancho de banda de modulación
- Donde sí que afecta es en el interferómetro Fabry-Perot, ya que $\phi(t+T) \neq \phi(t) + \omega T$ si $T > T_c$, por tanto tras un cierto número de reflexiones entre espejos, ya no podemos sumar el campo en fase.

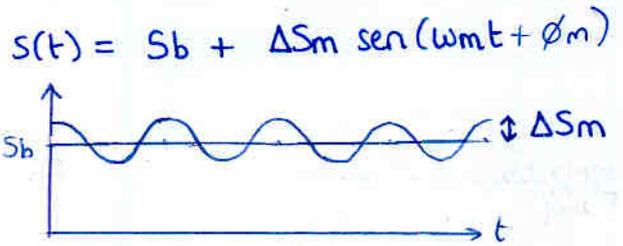
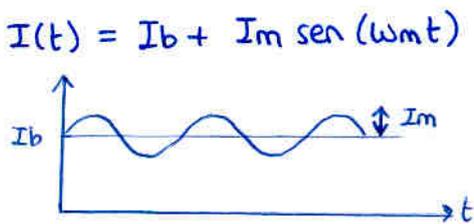
• Modulación de láseres de semiconductor

→ Modulación en pequeña señal (modulación de intensidad)



La luz emitida no sigue exactamente la forma de la señal de corriente, sino que tendrá una cierta **función de transferencia en pequeña señal**

Para hallar la f. de transj. suponemos señales senoidales y solucionamos las ecuaciones del láser:



def de función de transferencia para un sistema lineal

solucionando las ecuaciones del láser; tendrá misma frecuencia pero distinta amplitud y fase, según sea ω_m :

Resolviendo las ecuaciones del láser se obtiene:

$S(t) = S_b + |\Delta S_m(\omega_m)| \cdot \text{sen}(\omega_m t + \phi_m(\omega_m))$

$$|\Delta S_m| e^{i\phi_m} = \frac{G_N \cdot \bar{S} \cdot I_m e}{(\omega_{DR} + \omega_m - j\Gamma_R)(\omega_{DR} - \omega_m + j\Gamma_R)}$$

Función de transferencia modulación de corriente pequeña señal

$$H(\omega) = \frac{\Delta S_m(\omega)}{\Delta S_m(0)} = \frac{\omega_{DR}^2 + \Gamma_R^2}{(\omega_{DR} + \omega - j\Gamma_R)(\omega_{DR} - \omega + j\Gamma_R)}$$

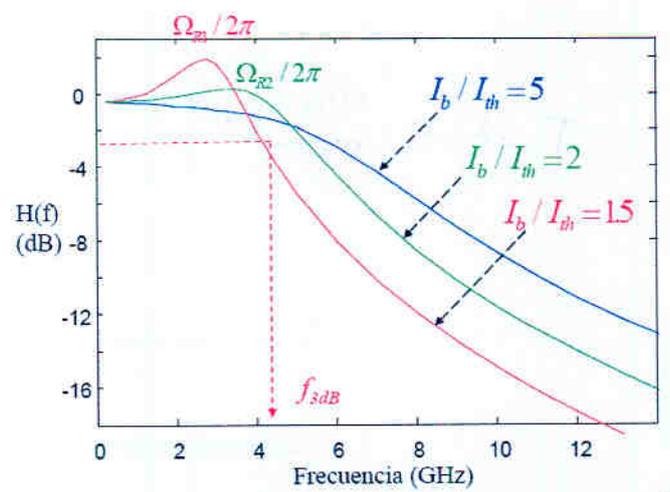
resulta ser un F. P. Bajo

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi} \left[\omega_{DR}^2 - \Gamma_R^2 + 2(\omega_{DR}^4 + \omega_{DR}^2 \Gamma_R^2 + \Gamma_R^4)^{1/2} \right]^{1/2}$$

$$f_{3dB} \approx \frac{\sqrt{3} \cdot \omega_{DR}}{2\pi}$$

siendo como ya vimos $\omega_{DR} = \sqrt{\frac{q I G_N (I - I_{th})}{e}}$ usar $I = I_b$

$G_N = \frac{\Gamma V_g \sigma_g}{V_{act}}$



vemos que crece el ancho de banda cuanto mayor sea I_b frente a I_{th}

→ Modulación en frecuencia en pequeña señal

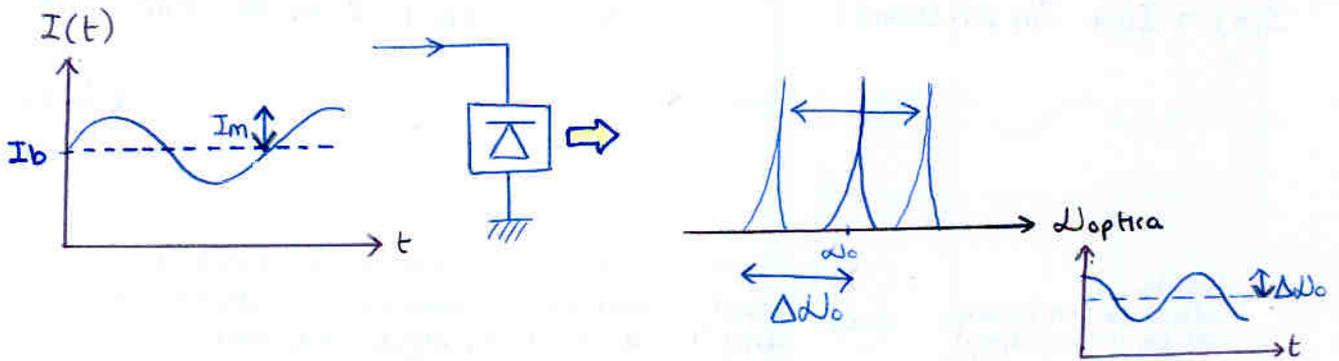
Ya no se usa, ahora se estudia simplemente como algo que estorba

Recuerda: $\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{\alpha}{2} G_N (N(t) - N_{th}) = 2\pi \cdot \Delta f(t)$ desviación en la frecuencia instantánea

Para $I = I_b$ constante, el pequeño ruido que había en $N(t) = \bar{N} + \text{ruido}$ implica que el laser tiene una cierta anchura espectral distinta de cero.

Si encima $I = I_b + I_m \cos(\omega_m t)$, ello implicará que la frecuencia instantánea se irá moviendo según $f_m(t) \approx \frac{h(t)}{h}$ una cierta función de transferencia

Para hallar la función de transferencia consideramos señal senoidal



Resultará en una variación de frecuencia de misma frecuencia de variación pero distinta amplitud y fase

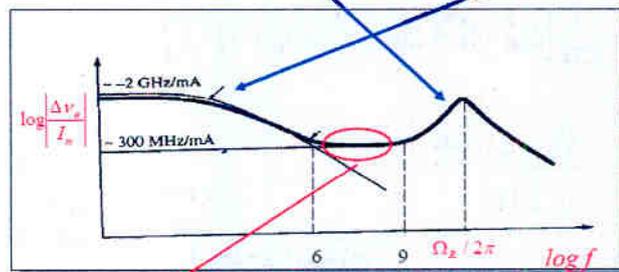
$$\Delta \omega_0(t) = |\Delta \omega_0| \cdot \sin(\omega_m t + \theta_c)$$

Solucionando las ecuaciones del laser (1º Fermi, el 2º es experimental)

$$\frac{\Delta \omega_0(\omega)}{I_m} = \frac{\alpha G_N}{4\pi e} \left(\frac{\Gamma_s + j\omega}{(\omega_R + \omega - i\Gamma_k)(\omega_R - \omega + i\Gamma_k)} \right) + \frac{C h W_{th}}{W_{th} + j\omega}$$

se ve el efecto de la resonancia con las oscilaciones de relajación

fenómenos térmicos a bajas frecuencias



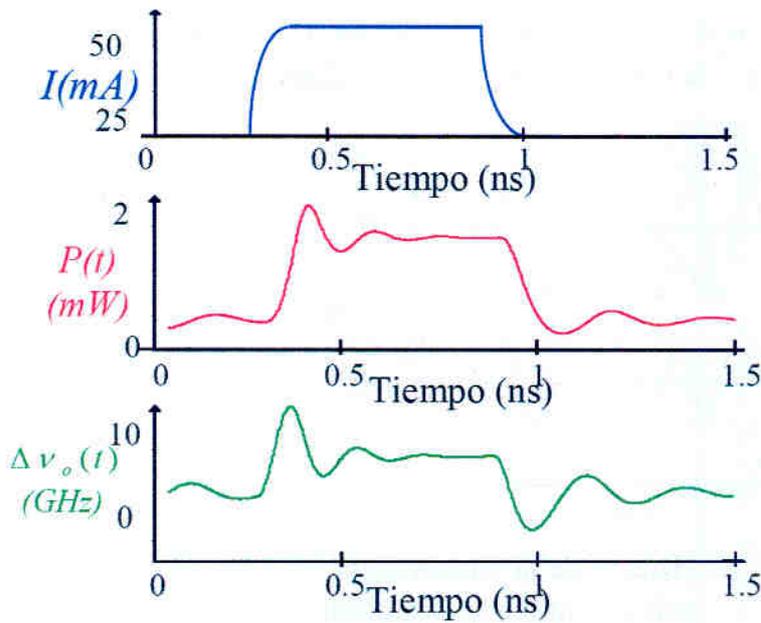
Anchura de línea de la modulación residual de frecuencia (Regla de Carson)

$$\Delta v_0 = \frac{\alpha G_N I_m \sqrt{\Gamma_s^2 + \omega^2}}{4\pi e \Omega_z^2} \approx \frac{\alpha I_m \sqrt{\Gamma_s^2 + \omega^2}}{4\pi e G_S}$$

$$M = \frac{2\pi \Delta v_0}{\omega_m} \approx \left(\frac{m\alpha}{2} \right) \sqrt{1 + \left(\frac{\Gamma_s}{\omega_m} \right)^2}$$

$$\Delta v = 2(M+1)f_m = \left(m\alpha \sqrt{1 + \left(\frac{\Gamma_s}{\omega_m} \right)^2} + 2 \right) f_m$$

• modulación en gran señal (ejemplo: tx digital)



de las ecuaciones de tasa:

$$\Delta \omega(t) = \frac{\partial \phi(t) / \partial t}{2\pi} = \frac{\alpha}{4\pi} G_N (N - N_{th})$$

variación de la frec. instantánea

se puede poner en función de $S(t)$ usando (2)

nota, recuerda

$$G = G_N (N - N_0)$$

y además

$$N_{th} = N_0 + \frac{1}{G_N \cdot \tau_{ph}}$$

por tanto

$$G_N (N - N_{th}) = G - \frac{1}{\tau_{ph}}$$

$$\Delta \omega(t) = \frac{\alpha}{4\pi} \left(\frac{d(\ln S(t))}{dt} + \frac{1}{\tau_{ph}} \left[\epsilon_{NL} S(t) - \frac{n_{sp}}{S(t)} \right] \right)$$

chirp transitorio

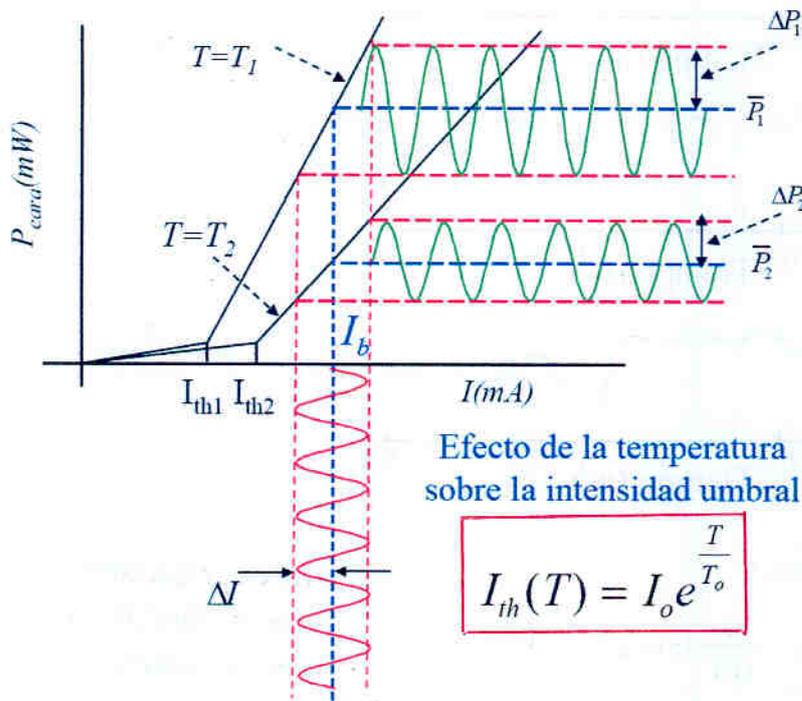
Responsable de la variación de frec en las transiciones de la señal (flancos)

chirp adiabático

Responsable de la diferencia de frecuencia entre los dos estados de la señal 0 y 1

4. Circuitos "driver" de control para láseres

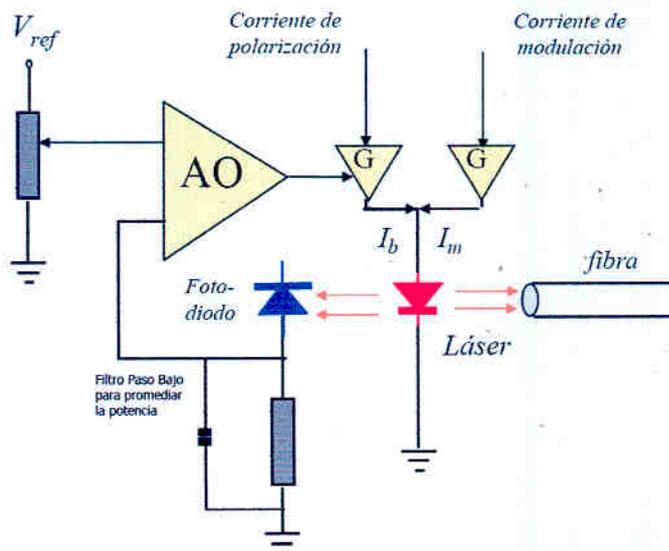
Las variaciones de la T^a afectan mucho a la pendiente P vs. I y a la corriente umbral I_{th} .



Por tanto si la aplicación debe soportar variaciones de temperatura, \rightarrow o bien hay que incluir un circuito de control con un termistor y cerámica para enfriar o calentar el dispositivo i.e. circuito de refrigeración

\rightarrow o bien hay que ir ajustando la corriente de polarización I_b para estar siempre por encima I_{th} y con un margen para que la señal module en tona lineal.

Para ello se aprovecha que por ambas caras del laser sale también potencia, por tanto en la que no da a la fibra podemos colocar un sensor de potencia óptica que ajuste I_b :



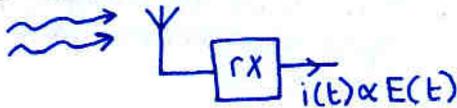
Tema 7. Detectores para comunicaciones ópticas

1. Introducción

1.1 Diferencias entre RF y com. ópticas.

en RF

$$E(t) = A(t) \cos(\omega t)$$



en com ópticas

$$E(t) = A(t) \cos(\omega t)$$



Tipos de detectores ópticos

- Térmicos: energía óptica \rightarrow temperatura
 \downarrow
 altera propiedad medible externamente

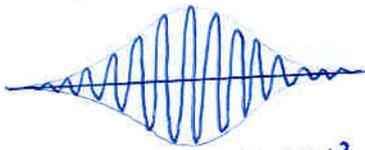
ej: bolómetro
 mat. piroeléctrico
 son lentos, no aptos en comunicaciones

- Fotodetectores
 fotones \rightarrow fotocorriente

2. Detección óptica y ruido de cuantificación

Ondas y fotones (mecánica cuántica)

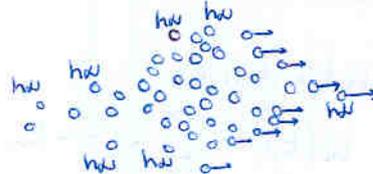
$$E(t) = A(t) \cos(2\pi \omega t)$$



$$\overline{P(t)} = \frac{|A(t)|^2}{2}$$



$Q(t)$: flujo de fotones
 : no fotones que atraviesan cierta superficie por unidad de tiempo



$$\overline{P(t)} = \overline{Q(t)} \cdot (hw)$$

Estadística de generación de fotones

Fuente coherente \rightarrow la probabilidad de que un fotón sea emitido en un intervalo T es uniforme dentro de dicho intervalo

El número de fotones emitidos durante un tiempo T no será un valor determinista \bar{N} , sino que sigue una distribución de Poisson de media \bar{N} .

$$p(n) = \frac{\bar{N}^n}{n!} e^{-\bar{N}}$$

Flujo medio: $\bar{N} = \bar{n}$

Auido: $\sigma_n = \sqrt{\bar{N}}$

desviación estándar en nº fotones

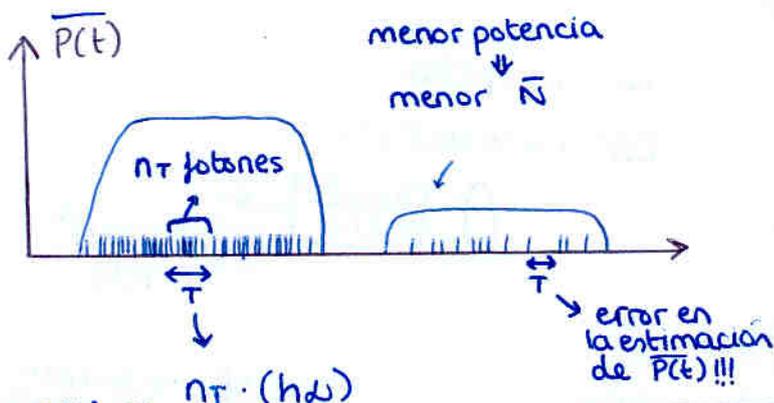
por ser Poisson (media = varianza)

Ruido relativo $\frac{\sigma_n}{\bar{N}} = \frac{1}{\sqrt{\bar{N}}}$

menor ruido relativo a mayor \bar{N} (i.e. mayor \bar{P})

mayor número medio de fotones \Rightarrow menor ruido relativo

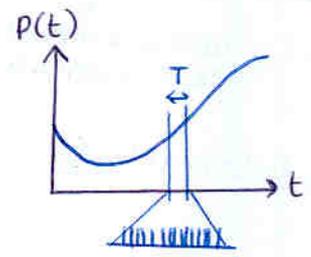
Ruido en detector ideal



$$P(t) \approx \frac{n_T \cdot (h\nu)}{T}$$

$$= (h\nu) \cdot \bar{Q}_T$$

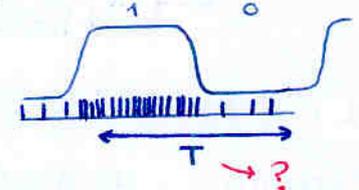
↓
media de \bar{Q} en intervalo T



Intervalo de integración

• Interesa T grande para ser más inmunes al ruido de cuantificación

• T no debe ser mayor que el tiempo de bit



Ya que durante T la potencia no debe variar apreciablemente lo cual significa que

a mayor T
↓
menor ancho de banda de detección Δf
$$\Delta f < \frac{1}{T}$$

Caracterización del ruido de cuantificación

Flujo fotónico instantáneo:

ideal: $Q(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_k)$ con t_k una V. A.

real: $Q(t) = \sum h(t - t_k)$ siendo $h(t)$ la respuesta impulsiva

Flujo fotónico medio:

$$\bar{Q} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} Q(t) dt$$

Ruido (= variación en Q)

$$\Delta Q = Q(t) - \bar{Q}$$

Densidad espectral de potencia de ruido de cuantificación

$\Delta Q \rightarrow$ calculamos la autocorrelación sabiendo que t_k sigue la distribución de Poisson. \rightarrow calculamos la TF de la autocorrelación = $S_{\Delta Q}(f)$

dep:
$$S_{\Delta Q}(f) = \bar{Q} \cdot |H(f)|^2$$

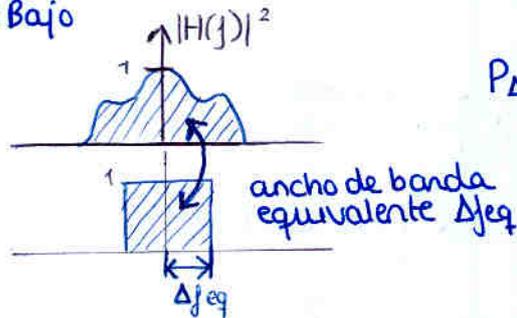
d.e.p. ruido de cuantificación $S_{\Delta Q}(f) = \bar{Q} \cdot |H(f)|^2$

- proporcional al valor medio del flujo fotónico (i.e. a más fotones mayor ruido)
(aunque luego veremos que a más fotones, mejor relación señal a ruido)

Potencia de ruido:

$$P_{\Delta Q} = \sigma_Q^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\Delta Q}(f) df$$

Para $H(f)$ F.P. Bajo arbitrario:



$$P_{\Delta Q} = \sigma_Q^2 = 2\bar{Q} \cdot \Delta f_{eq}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{\bar{Q}^2}{\sigma_Q^2} = \frac{\bar{Q}}{2\Delta f_{eq}}$$

aumenta con \bar{Q}

Efecto sobre la corriente:

En detector ideal, cada fotón se convierte en electrón (carga e)

$$\begin{aligned} i(t) &= e \cdot Q(t) \\ \bar{i} &= e \cdot \bar{Q} \end{aligned} \quad \left. \begin{aligned} Q(t) &= \bar{Q} + \Delta Q \\ i(t) &= \bar{i} + \Delta i \end{aligned} \right\}$$

sobre este valor, habrá un ruido causado por ΔQ
Ahora lo llamamos ruido shot

d.e.p. de ruido shot

$$\begin{aligned} S_{\Delta i}(f) &= e^2 \cdot S_{\Delta Q}(f) \\ &= e^2 \cdot \bar{Q} \cdot |H(f)|^2 \\ &= e \cdot \bar{i} \cdot |H(f)|^2 \end{aligned}$$

Potencia de ruido

$$P_{\Delta i} = \sigma_{\Delta i}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\Delta i}(f) df$$

$$P_{\Delta i} = \sigma_{\Delta i}^2 = 2 \cdot e \cdot \bar{i} \cdot \Delta f_{eq} = 2e^2 \cdot \bar{Q} \Delta f \quad \text{ruido shot}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{\bar{i}^2}{\sigma_i^2} = \frac{e^2 \cdot \bar{Q}^2}{2e^2 \bar{Q} \Delta f}$$

$\bar{i} = e \cdot \bar{Q}$

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{\bar{Q}}{2 \Delta f}$$

La relación S/N aumenta linealmente con \bar{Q} y con \bar{i}

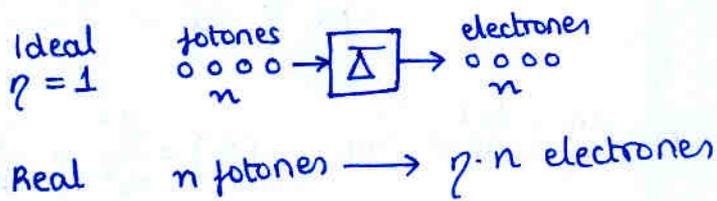
Fuentes de ruido adicionales

· Radiación electromagnética de fondo: $i_B(t) = \bar{i}_B + \Delta i_B(t) = \eta e Q_B(t)$
 potencia $\overline{\Delta i_B^2} = 2e \bar{i}_B \Delta f$

· Ruido Johnson (de la resistencia R equivalente del circuito de polarización y amplificadores posteriores)
 $i_*(t)$ con $\overline{\Delta i_*^2}$

3. Eficiencia cuántica y responsividad

· Eficiencia cuántica



$$\eta = \frac{\text{nº electrones generados}}{\text{nº fotones incidentes}} = \frac{\bar{i}/e}{\bar{Q}}$$

$$\bar{i}(t) = \eta \cdot e \cdot \bar{Q}(t)$$

· Responsividad

Relaciona directamente la potencia óptica recibida con la corriente que se generaría

$$\bar{i}(t) = \mathcal{R} \cdot P(t)$$

como $P(t) = h\nu \cdot Q(t)$

$$\mathcal{R} = \frac{e\eta}{h\nu} \quad \mathcal{R} \leftrightarrow \eta$$

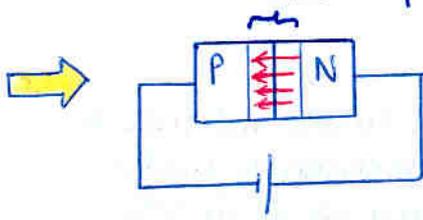
puesto que e y h son constantes y además $\nu = \frac{c}{\lambda}$

$$\mathcal{R} = 0.8 \cdot \lambda \cdot \eta$$

u. Fotodiodos pin

Unión PN polarizada en inversa: ensanchamos la zona de deplexión

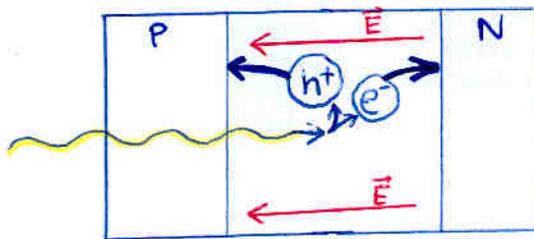
zona de deplexión: sin cargas libres, pero con una densidad de cargas que genera un campo eléctrico



corriente de arrastre →

Entran los fotones (con $E = hf > E_g$) y pueden ser absorbidos en la zona de deplexión, generando un par electrón/hueco de portadores libres que a causa del campo eléctrico se aceleran hacia las zonas N y P respectivamente, cerrando el circuito (ya que una vez allí todo el camino hasta la pila es en material que conduce)

$E = hf$: fotón



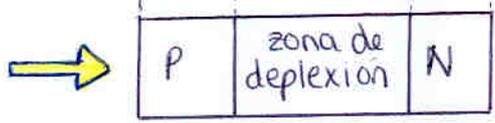
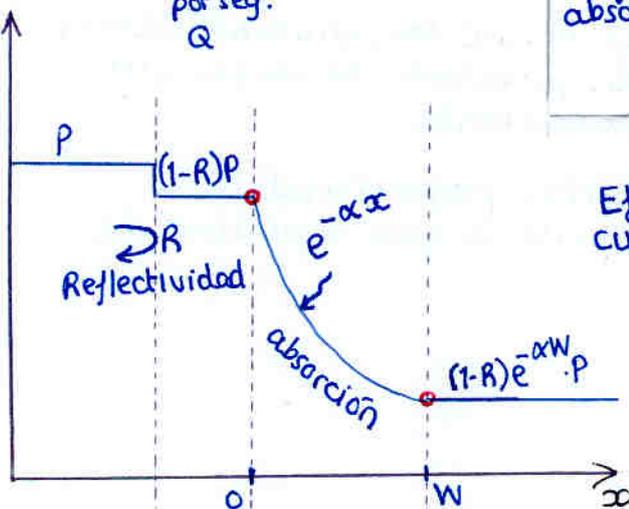
Notas:

→ También puede absorberse fotón en zonas P y N generando par h^+/e^- , pero dada la gran cantidad de cargas libres (ej: e^- en zona N) se anulará enseguida (un e^- ocupará el hueco). Hay alguna excepción: corriente de difusión por minoritarios (luego la veremos)

→ Al generarse par e^-/h^+ en la zona de deplexión, se modifica el campo eléctrico (tiende a anularlo) por tanto excesiva cantidad de fotones de golpe puede hacer que la respuesta de la corriente no se corresponda instantáneamente con la potencia óptica. Esto se modela perfectamente poniendo el detector como un condensador (hacá F.P. Bj)

→ En ausencia de fotones incidentes también hay una cierta corriente inversa (que supondrá un pequeño nivel de continuo) que se llama muy apropiadamente corriente de oscuridad

Potencia = $\frac{n^\circ \text{ fotones}}{\text{por seg.}} \times h\nu$



$$\begin{aligned} \text{n}^\circ \text{ fotones absorbidos} &= \text{n}^\circ \text{ fotones en } x=0 - \text{n}^\circ \text{ fotones en } x=W \\ &= \frac{P}{h\nu} (1-R) - \frac{P}{h\nu} (1-R) \cdot e^{-\alpha W} \end{aligned}$$

Eficiencia cuántica = $\frac{\text{n}^\circ \text{ fotones absorbidos}}{\text{n}^\circ \text{ fotones incidentes}}$

$$\eta = \frac{\frac{P}{h\nu} [(1-R) - (1-R)e^{-\alpha W}]}{P/h\nu}$$

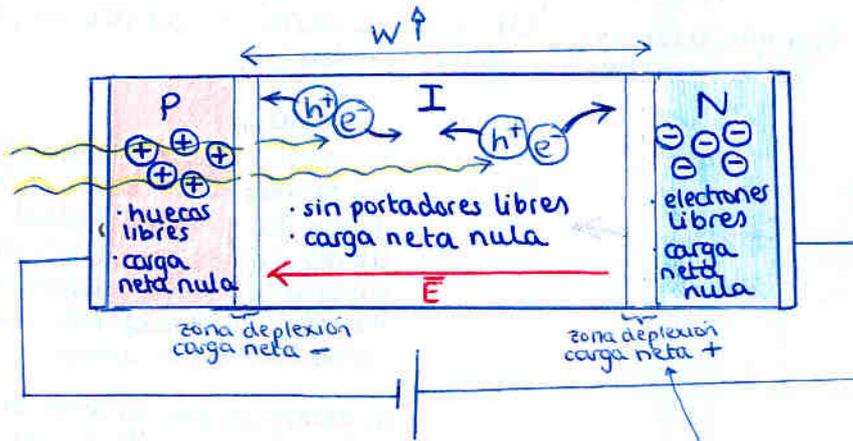
$$\eta = (1-R) \cdot (1 - e^{-\alpha W})$$

Interesa η alto $\left\{ \begin{array}{l} R \downarrow \rightarrow \text{capa antireflectante} \\ \alpha W \uparrow \left\{ \begin{array}{l} a \text{ en tipo del material} \\ W \text{ (anchura de la zona de depleción, a pesar de estar polarizada en inversa, en de fracciones de micra: } \underline{\text{no es suficiente}} \end{array} \right. \end{array} \right.$

Solución:

Diodos PIN

Añadimos un semiconductor intrínseco (sin dopantes) suficientemente ancho entre P y N para que sea en él donde se de lugar la absorción de fotones



En el diodo PIN, seguiremos teniendo una zona de depleción donde P y N tocan a I. La zona de absorción será esas dos pequeñas zonas de depleción y todo el bloque de semiconductor I, por lo que podemos considerar (comparándolo con el caso PN) como si tuviéramos una zona de depleción de anchura prácticamente constante (variación despreciable con tensión inversa) y de suficiente anchura $w \uparrow \rightarrow \eta \uparrow$

En toda esta zona se absorberán los fotones incidentes, generando un par electrón/hueco, que por la existencia del campo eléctrico se acelerarán (corriente de arrastre) hacia los semiconductores N y P respectivamente, donde ya serán portadores de carga que cierran el circuito y aparece una fotocorriente

Tenemos por tanto una corriente eléctrica proporcional a la potencia óptica incidente, que es justo lo que esperamos de un detector óptico.

- Corrientes de difusión de minoritarios

¿No ocurre también absorción de fotones en las zonas P y N?

Pongámonos como ejemplo la zona N (en la zona P ocurrirá lo mismo pero al revés). Si un fotón se absorbe en la zona N, generará un electrón libre y un hueco; sin embargo en la zona N no hay campo eléctrico, y por tanto e^- y h^+ no se moverán por arrastre, únicamente se moverán lentamente por difusión. Además, el semiconductor N está lleno de electrones libres, por tanto cualquier h^+ que se genere por absorción de un fotón será llenado enseguida por un electrón libre (y más siendo que el hueco está pululando lentamente por difusión) y por tanto se deshará el efecto de ese fotón \rightarrow (i.e. no se reflejará en la corriente del diodo PIN)

Únicamente si el par e^-/h^+ es generado muy cerca del semiconductor I, hay alguna posibilidad de que el h^+ llegue por azarosa difusión hasta el material I antes de que un e^- le anule. (h^+ se llama portador minoritario (en el N))

Esa es la corriente por difusión de minoritarios, generalmente despreciable. Su efecto es lento (difusión), por tanto aparece al final de los pulsos. (en el P es al revés)

Además, se puede hacer que el material P y N en la heteroestructura PIN tenga una energía de gap mayor a la energía de los fotones incidentes; En ese caso no puede producirse la absorción y el material será transparente. No habrá corriente de difusión de minoritarios.

- Diodo PIN en inversa \equiv condensador

Cuando un fotón se absorbe en el semiconductor I, genera un par e^-/h^+ que se aceleran en presencia del campo eléctrico hasta llegar a semiconductor N y P respectivamente, cerrando el circuito. Parece entonces obvio que la corriente eléctrica generada será directamente proporcional al flujo de fotones $Q(t)$; pero no hemos tenido en cuenta que el e^- y h^+ generados crearán ellos mismos un campo eléctrico que tiende a anular el campo ya existente.

Esto puede ser significativo en el caso de una llegada brusca de fotones: los e^-/h^+ generados pueden disminuir notablemente el campo y por tanto reducir la aceleración en su camino hacia los semiconductores N y P, entorpeciendo la respuesta. Esto es un filtro pasobajo; actúa exactamente como un condensador.

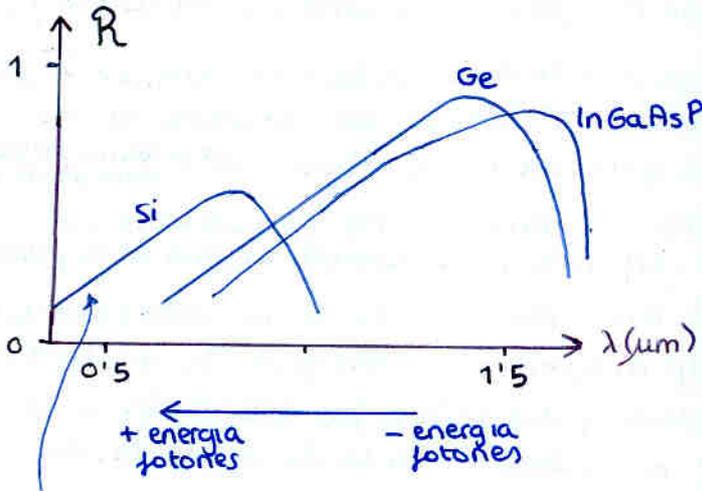
- Tiempo de tránsito: Aunque ignoremos el efecto anterior, igualmente según el lugar dentro del I donde ocurra la recombinación, los huecos generados tendrán un tiempo de tránsito t_p hasta la zona P, y los electrones un tiempo de tránsito t_n hasta la zona N. Esto limita la respuesta en frecuencia.

• Responsividad en fotodiodo pin

$$R = \frac{e}{h\nu} \cdot \eta \quad \left. \begin{array}{l} c = \nu \cdot \lambda \\ \eta = (1-R)(1 - e^{-\alpha W}) \end{array} \right\} \rightarrow \eta = (1-R) \frac{1 - e^{-\alpha W}}{1 + \alpha L_p}$$

término que modela la difusión de minoritarios

$$R = \frac{e\lambda}{hc} \underbrace{(1-R)(1 - \frac{e^{-\alpha W}}{1 + \alpha L_p})}_{\eta}$$



Curiosamente sirven diodos PIN de silicio y germanio (como en electrónica normal)

R cae según λ baja, ya que de un flujo de $Q(t)$ fotones por segundo se obtiene una corriente de $i(t) = \eta \cdot e \cdot Q(t)$ culombios por segundos, independientemente de la energía que lleven los fotones

ej: $\eta = 1$
Llegan 10 fotones/s \rightarrow corriente de 10 electrones/s
Dicha corriente tiene una potencia fija; si los 10 fotones eran de alta energía (baja λ) parece que se pierda potencia comparándolo con que fueran fotones de baja energía, ya que la potencia de la corriente es la misma.

Por eso $R \propto \lambda$ para η fijo

Si aumentamos mucho λ , puede ocurrir que la energía de los fotones baje por debajo de la energía de gap del material I , y deje de funcionar la absorción. Esto se traduce en que baja la eficiencia η y por tanto baja la responsividad R (a pesar de que aumente λ)

Como vemos los detectores PIN responden ante todo un rango de longitudes de onda, (no son selectivos), por lo que si quisieramos multiplexar en λ , habría que filtrar antes del receptor.

5. Respuesta en frecuencia de fotodiodos PIN

dos efectos limitadores:

a) Filtrado paso bajo debido al comportamiento del PIN como condensador

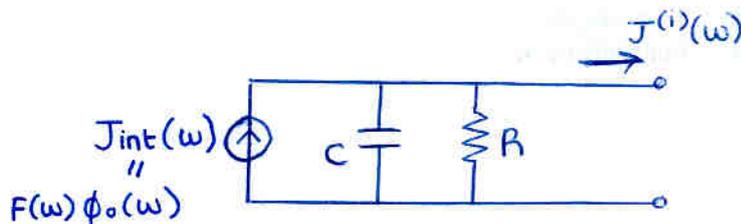
b) Tiempo que tardan los portadores en abandonar la zona intrínseca (t_p, t_n). Se modela con $F(\omega)$

$$J^{(i)}(\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC} \cdot F(\omega) \cdot \Phi_0(\omega) \quad [A/Hz]$$

$$J_{int}(\omega) = F(\omega) \cdot \Phi_0(\omega)$$

luz incidente
(con las ctes adecuadas para pasar de fotones a amperios/Hz)

modelo circuital:



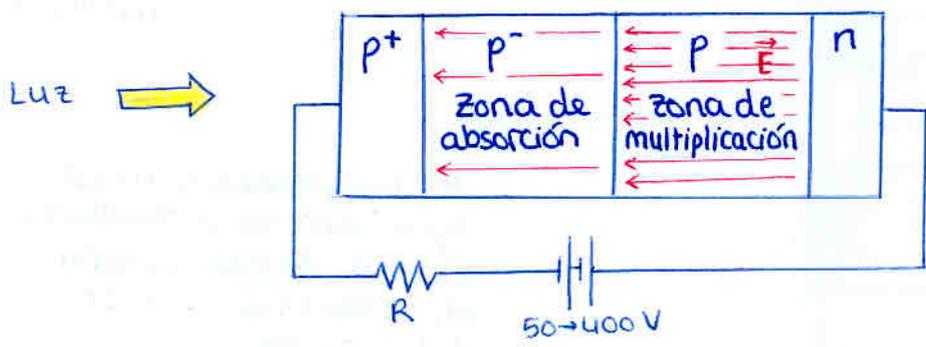
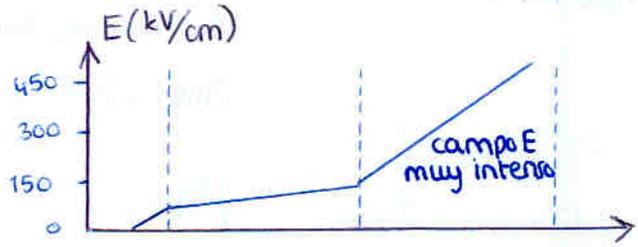
R: resistencia equivalente que "ven" los portadores al abandonar la zona I al atravesar el resto del circuito

El ancho de $F(\omega)$ suele ser mucho mayor que el filtro RC, por tanto el efecto puede ser despreciable

$$\frac{1}{RC} \ll \frac{1}{t_p}, \frac{1}{t_n}$$

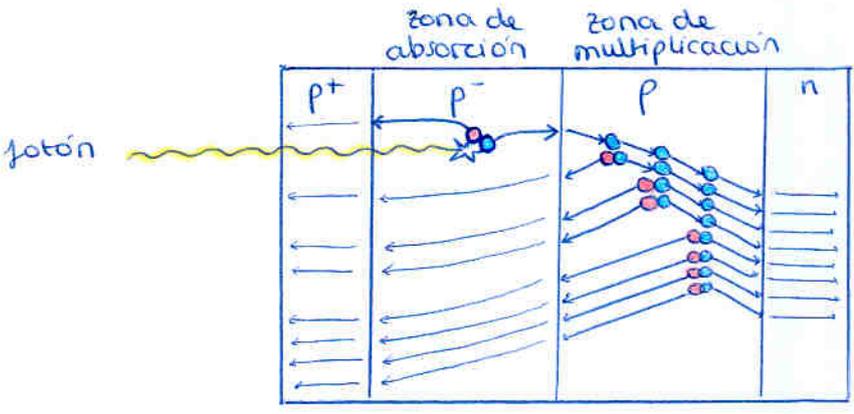
6. Diodos APD

Aplicando una tensión muy elevada (50-400V) y "jugando" con la concentración de dopantes, podemos lograr un campo eléctrico muy intenso en la llamada zona de multiplicación.



Tras la absorción de un fotón en la zona de absorción, el hueco generado se ve arrastrado a la izquierda; el electrón libre se ve arrastrado hacia la derecha y llega a la zona de multiplicación. En esta zona adquiere una aceleración tan enorme que puede producir ionización por impacto (el e⁻ adquiere enorme velocidad y impacta con otro electrón, liberándolo, estos dos e⁻ libres ahora a su vez repetirán el proceso)

Ocurre multiplicación por avalancha



A partir de 1 fotón se ha producido una corriente de M electrones/huecos. El detector tendrá cierta ganancia y por tanto más sensibilidad

El problema es que M no es determinista, sino una V. A, ya que el mecanismo de generación de electrones es aleatorio

$$M = \underbrace{\bar{M}}_{\text{ganancia interna}} + \underbrace{\Delta M}_{\text{ruido nuevo}}$$

tip: 20-60

La fotocorriente generada por un APD es \bar{M} veces superior a la del PIN cuyos parámetros fuesen equivalentes

$$\mathcal{R}_{APD} = \bar{M} \mathcal{R}$$

En un sistema en el cual usando un diodo PIN la potencia de la señal no era suficiente comparada con el ruido térmico, la solución es usar un diodo APD.

Por contra, si todo funciona bien con el PIN, usar un APD no mejora nada.

Es más: será más caro e introducirá un ruido adicional debido a ΔM , además de incrementar el ruido shot y el de oscuridad

$$\begin{aligned} \text{ruido shot: } \overline{(\Delta i)_{APD}^2} &= \bar{M} \cdot F(\bar{M}) \cdot \overline{(\Delta i)^2} \\ &= \bar{M} \cdot F(\bar{M}) \cdot 2e\bar{i} \Delta f \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{ruido de oscuridad: } \overline{(\Delta i_d)_{APD}^2} &= \bar{M}^2 \cdot F(\bar{M}) \cdot \overline{(\Delta i_d)^2} \\ &= \bar{M}^2 \cdot F(\bar{M}) \cdot 2eI_d \Delta f \end{aligned}$$

Siendo $F(\bar{M})$ el factor de ruido del APD, se suele dar; y si no se usa la aproximación

$$F(\bar{M}) \simeq \bar{M}^x$$

$$\begin{aligned} x &= 0.3 - 0.5 \text{ en Si} \\ &= 0.7 - 1 \text{ en Ge} \end{aligned}$$

Handwritten section header or title, centered on the page.

Handwritten text block, likely the beginning of a paragraph or section.

Handwritten text block, continuing the narrative or list.

Handwritten table with multiple columns and rows, containing numerical or categorical data.

Handwritten text block, possibly a summary or conclusion.

Handwritten section header or title, located in the lower middle part of the page.

Handwritten text block, likely the end of a section or paragraph.

Small handwritten text or mark at the bottom of the page.

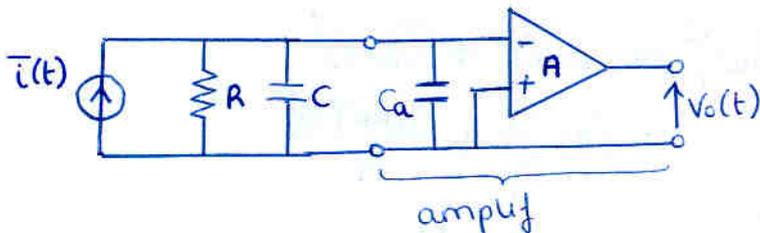
Handwritten text at the very bottom of the page, possibly a signature or date.

Tema 8. Receptores para comunicaciones ópticas

1. Amplificación y ruido electrónico

Estructuras de amplificación de fotocorriente

- configuración de alta impedancia



ancho de banda

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi R C_T}$$

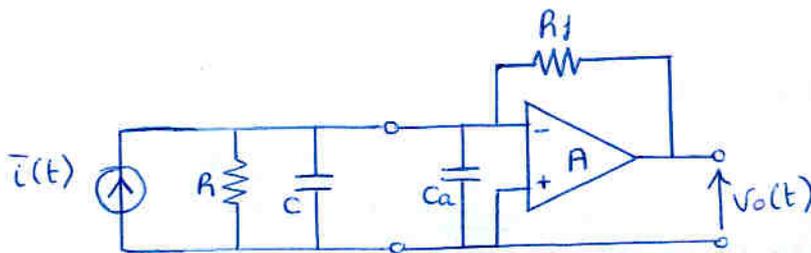
$$\frac{V_o}{\bar{I}} = \frac{A \cdot R}{1 + j\omega R C_T}$$

$$\text{con } V_o = TF[V_o(t)]$$

$$\bar{I} = TF[\bar{i}(t)]$$

$$C_T = C + C_a$$

- Amplificador de transimpedancia



ancho de banda

$$f_{3dB} = \frac{A}{2\pi R_f C_T}$$

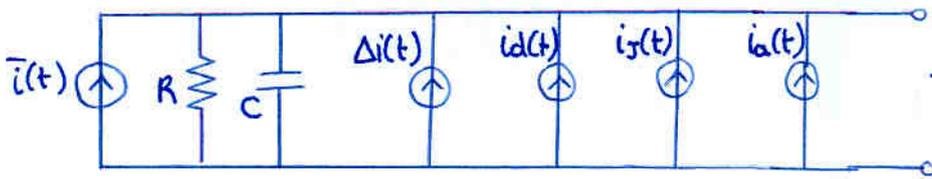
$$\frac{V_o}{\bar{I}} = - \frac{A \cdot R \cdot R_f}{R_f + A \cdot R + j\omega R R_f C_T}$$

$$A \gg 1 \rightarrow \frac{R_f}{1 - j\omega \left(\frac{R_f}{A}\right) C_T}$$

Hemos logrado independencia con A , lo que nos permitirá escoger R grande para minimizar el ruido Johnson sin alterar el ancho de banda

Contribuciones de ruido

- Ruido Johnson debido a resistencia equivalente R $i_r(t)$ potencia: $\overline{(\Delta i_J)^2} = \frac{4k_B T \Delta f}{R}$
- Ruido shot de la señal (debido a cuantificación) $\Delta i(t)$ potencia: $\overline{(\Delta i(t))^2} = \bar{M} \cdot F(\bar{M}) \cdot 2e \bar{i}(t) \Delta f$
- Ruido shot de la corriente de oscuridad $i_d(t)$ potencia: $\overline{(\Delta i_d(t))^2} = \bar{M}^2 F(\bar{M}) \cdot 2e I_d \Delta f$
- Ruido equivalente del amplificador a su entrada $i_a(t)$



→ al amplificador que podemos ahora considerar ideal

ruido shot de señal

ruido shot de oscuridad

agrupamos ruido Johnson de R con ruido equiv. del amplificador

$$\begin{aligned} \overline{(\Delta i_{aT})^2} &= \overline{(\Delta i_a)^2} + \overline{(\Delta i_J)^2} \\ &= \overline{(\Delta i_a)^2} + \frac{4k_B T \Delta f}{R} \end{aligned}$$

ruido shot señal:

$$\overline{(\Delta i(t))^2} = \bar{M} \cdot F(\bar{M}) \cdot 2e \bar{i}(t) \Delta f$$

ruido shot oscuridad

$$\overline{(\Delta i_d(t))^2} = \bar{M}^2 F(\bar{M}) \cdot 2e I_d \Delta f$$

↑
Diodo APD empeora el ruido shot a causa de \bar{M}

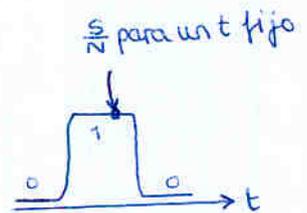
ruido térmico

$$\overline{(\Delta i_{aT})^2} \equiv \frac{4k_B T F \Delta f}{R}$$

Representamos el efecto del ruido del amplificador como un incremento del ruido Johnson de la resistencia R, haciendo uso del factor de ruido F.

• Relación señal a ruido (instantánea)

$$\frac{S}{N}(t) = \frac{\bar{i}^2(t)}{\bar{M} F(\bar{M}) \cdot 2e \bar{i}(t) \Delta f + \bar{M}^2 F(\bar{M}) \cdot 2e I_d \Delta f + \overline{(\Delta i_{aT})^2}}$$



Potencia equivalente de ruido (NEP)

NEP \equiv Potencia óptica a la entrada necesaria para tener $\frac{S}{N} = 1$ en salida

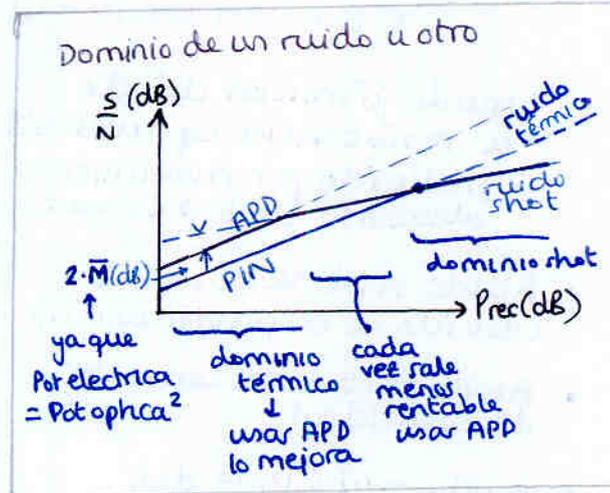
$$\frac{S}{N} = 1$$

si domina el ruido térmico: $\overline{(\Delta i_{aT})^2}$
entonces:

$$\frac{\bar{i}^2}{\overline{(\Delta i_{aT})^2}} = \frac{(NEP \cdot R)^2}{\overline{(\Delta i_{aT})^2}} = 1$$

$$NEP = \frac{\sqrt{\overline{(\Delta i_{aT})^2}}}{R} = \frac{1}{D}$$

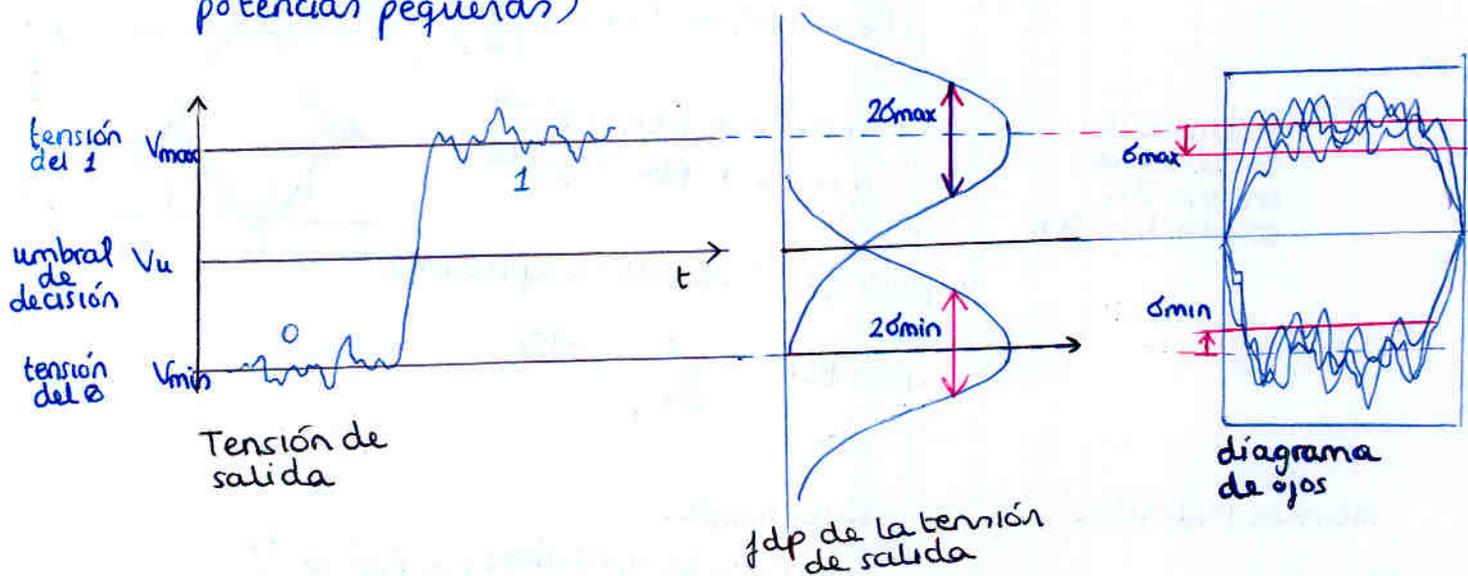
DETECTIVIDAD



2. Modelo digital simplificado

Hipótesis del modelo:

- No hay interferencia entre símbolos (ejemplo: tren de pulsos rectangulares: )
- El receptor tiene ancho de banda suficiente para que la tensión de salida sea la réplica exacta de la potencia óptica a la entrada, salvo por el ruido.
- La función de densidad de probabilidad de todas las funciones de ruido es gaussiana (esta suposición no falla salvo en potencias pequeñas)

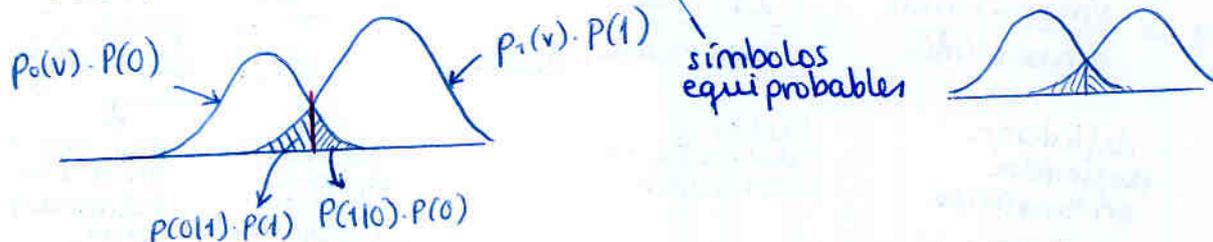


$$p_i(v) = \frac{1}{\sigma_i \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(v-v_i)^2}{2\sigma_i^2}}$$

$i = \max$ para el "1"
 $i = \min$ para el "0"

La probabilidad de error es

$$P_e = P(1|0) \cdot P(0) + P(0|1) \cdot P(1) = \frac{1}{2} P(1|0) + \frac{1}{2} P(0|1)$$



siendo $P(1|0) = \int_{V_u}^{+\infty} p_{\min}(v) dv$, $P(0|1) = \int_{-\infty}^{V_u} p_{\max}(v) dv$

si definimos: $\operatorname{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_z^{\infty} e^{-t^2} dz$

entonces queda:

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_{\max} - V_u}{\sqrt{2} \cdot \sigma_{\max}}\right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_u - V_{\min}}{\sqrt{2} \cdot \sigma_{\min}}\right) \right]$$

minimizar P_e

$$V_u \text{ óptima} \iff \frac{V_{\max} - V_u}{\sigma_{\max}} = \frac{V_u - V_{\min}}{\sigma_{\min}} \equiv q \quad \text{Parámetro de calidad}$$

$$V_u \text{ óptima} = \frac{\sigma_{\min} V_{\max} + \sigma_{\max} V_{\min}}{\sigma_{\min} + \sigma_{\max}}$$

la semisuma ponderada

si sustituimos el umbral óptimo en la definición de q :

$$q = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{\sigma_{\min} + \sigma_{\max}}$$

y entonces

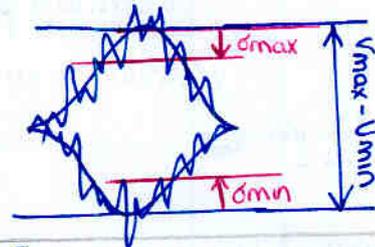
$$P_e = \text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{q}{\sqrt{2}}\right)$$

$$q = 6 \leftrightarrow \text{BER} = 10^{-9}$$

$$q = 7 \leftrightarrow \text{BER} = 10^{-12}$$

siempre se toma como criterio de calidad $q \geq 6$

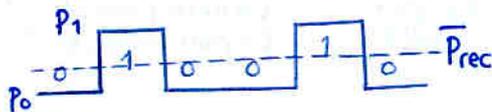
interesa q lo más alto posible



y para $q > 10$ se puede aproximar

$$P_e = \text{BER} \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi} q} e^{-q^2/2}$$

Potencia recibida



si se cumple:

- símbolos equiprobables $\Rightarrow \overline{P_{rec}} = \frac{P_1}{2}$
- $P_0 = 0$

$$\hookrightarrow \begin{cases} I_0 = 0 \\ I_1 = M \cdot R \cdot P_1 = M \cdot R \cdot 2 \cdot \overline{P_{rec}} \end{cases}$$

El factor de calidad:

$$q = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{\sigma_{\max} + \sigma_{\min}} = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_{\min} + \sigma_{\max}} \Big|_{\text{en corriente}}$$

factor q definido en tensiones

factor q definido en corrientes

$$= \frac{2 M R \cdot \overline{P_{rec}}}{\sigma_T + \sqrt{\sigma_T^2 + \sigma_s^2}}$$

desviación típica en el cero (sólo térmica ya que $P_0 = 0$)

dev. típica en el uno (térmica y shot)

$$\text{siendo } \begin{cases} \sigma_T^2 = (\Delta I_{ar})^2 = \frac{4 k_B T F \Delta I}{R} \\ \sigma_s^2 = 2 e I_1 M F A \Delta I \end{cases}$$

queda sensibilidad del receptor \equiv

$$\overline{P_{rec}} = \frac{q}{R} \left(e \Delta I F A q + \frac{\sigma_T}{M} \right)$$

Disco APP mejora la sensibilidad cuando el ruido térmico es fuerte

Nota: si no nos dan ancho de banda equivalente usamos

$$\text{NRZ: } \Delta f_{eq} \approx V_B/2$$

$$\text{RZ: } \Delta f_{eq} \approx V_B$$

Límite cuántico

¿cuántos fotones inciden durante un bit 1 en el receptor?

$$\overline{P_{rec}} = \underbrace{(h \cdot \omega)}_{\text{energía de fotón}} \cdot \underbrace{N \cdot B}_{\text{fotones por segundos durante bit 1}} \cdot \underbrace{\frac{1}{2}}_{\text{prob bit 1}}$$

N : fotones/bit uno
 B : bits/segundos

$$N = \frac{\overline{P_{rec}} \cdot 2}{h \omega \cdot B}$$

Para $B = 622 \text{ mbit/s}$

si $\overline{P_{rec}} = -26.9 \text{ dBm} \Rightarrow N = 42\,254 \text{ fotones}$

$\overline{P_{rec}} = -45.6 \text{ dBm} \Rightarrow N = 576 \text{ fotones}$

⋮

¡ Para $\overline{P_{rec}}$ bajas hay muy pocos fotones!

Ya no podemos suponer fdp gaussiana

Hay que utilizar una fuente que de media saque \bar{N} fotones \Rightarrow Distribución de Poisson

ii Bit '1' \equiv recibir al menos 1 fotón!!

$$\hookrightarrow P_e = \frac{1}{2} P(0|1) = \frac{1}{2} p(0) \stackrel{\text{prob de que la fuente tire 0 fotones siendo su media } \bar{N}}{=} \frac{\bar{N}^0}{0!} e^{-\bar{N}} = e^{-\bar{N}}$$

con el criterio $q \geq 6 \leftrightarrow \text{BER} = P_e \leq 10^{-9}$

se obtiene un mínimo de $\bar{N} \cong 20 \text{ fotones} \leftrightarrow$ Límite cuántico

Es decir:

si consideramos la situación límite: Bit '1' \equiv recibir al menos un fotón

entonces $\text{BER} = \text{Prob recibir 0 fotones} = e^{-\bar{N}}$

\uparrow Poisson (Fuente óptica estocástica)

$\text{BER} = e^{-\bar{N}} \Rightarrow$ se obtiene un \bar{N} mínimo para mantener un criterio

Handwritten notes on the left side of the page, including some numbers and symbols.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} m v^2 \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} m \dot{r}^2 \right) = m \dot{r} \ddot{r}$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} m \dot{r}^2 \right) = m \dot{r} \ddot{r}$$

Handwritten text below the first equation, possibly a derivation step.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} m \dot{r}^2 \right) = m \dot{r} \ddot{r}$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} m \dot{r}^2 \right) = m \dot{r} \ddot{r}$$

Handwritten text on the right side of the page, possibly a conclusion or further derivation.

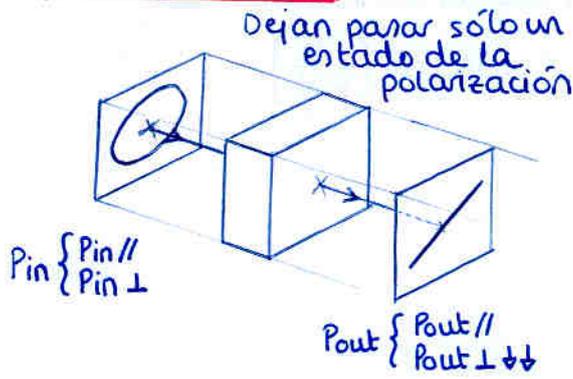
$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} m \dot{r}^2 \right) = m \dot{r} \ddot{r}$$

Handwritten notes at the bottom left of the page.

Handwritten notes at the bottom right of the page.

Capítulo 9. Componentes ópticos pasivos

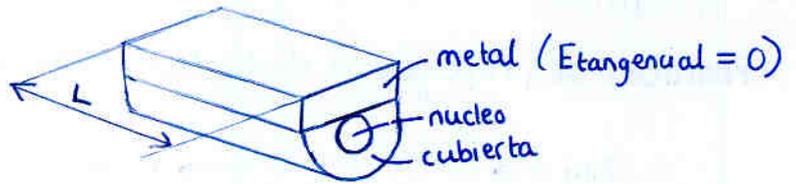
1. Polarizadores



$$\text{Relación de extinción} = 10 \log \frac{P_{out //}}{P_{out \perp}}$$

$$\text{Pérdidas de inserción} = 10 \log \frac{P_{in //}}{P_{out //}}$$

Implementación:



Otros dispositivos que afectan a la polarización:

Retardadores de onda

material birrefringente \rightarrow Diferente índice de refracción para las dos polarizaciones \rightarrow Introducen un desfase entre los estados ortogonales de polarización

Rotadores de polarización

Giran la dirección de polarización de un campo linealmente polarizado usan el efecto Faraday en presencia de un campo magnético estático B

Lo giran un ángulo

$$\theta = V \cdot B \cdot d$$

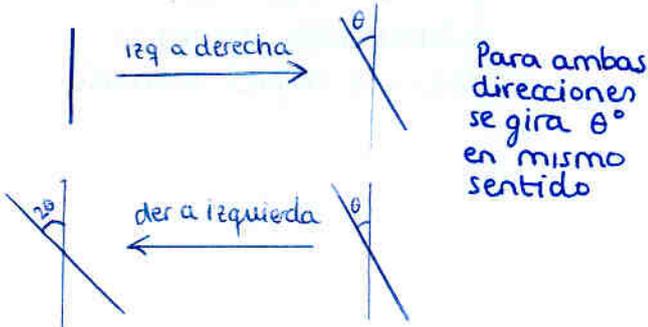
campo magnético estático

cte. de Verdet

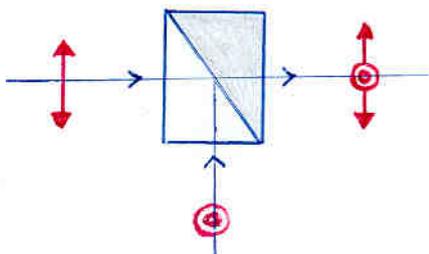
$$V = -\frac{\pi \chi}{\lambda n}$$

χ : coef. magnetogiro

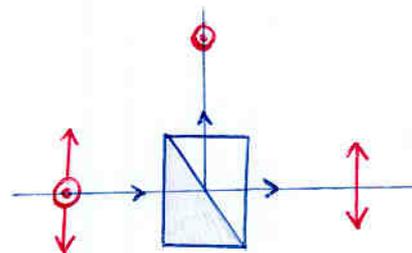
No son recíprocos:
i.e.



Combinadores de polarización

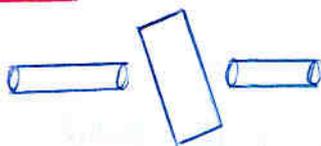


Divisores de polarización

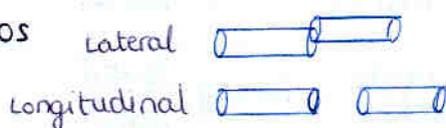


2. Atenuadores

materiales absorbentes



Desalineamientos

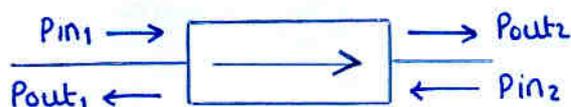


Pérdidas de inserción

$$I = 10 \log \left(\frac{P_{in}}{P_{out}} \right)$$

3. Aisladores

Permiten la propagación de la luz en un unico sentido

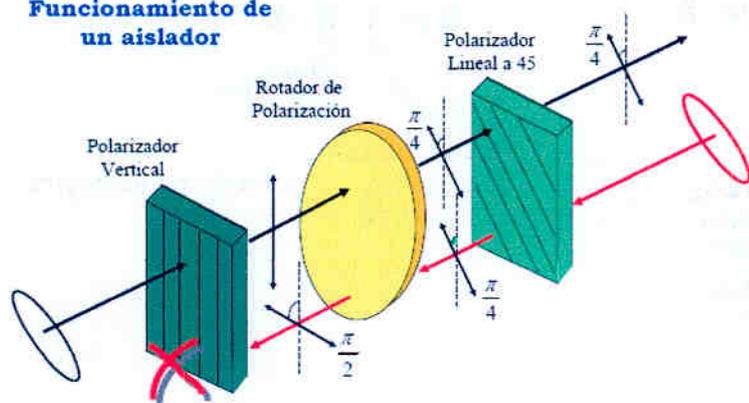


Pérdidas de inserción $L = 10 \log \frac{P_{in1}}{P_{out2}}$

Relación de aislamiento $I = 10 \log \frac{P_{in2}}{P_{out1}}$

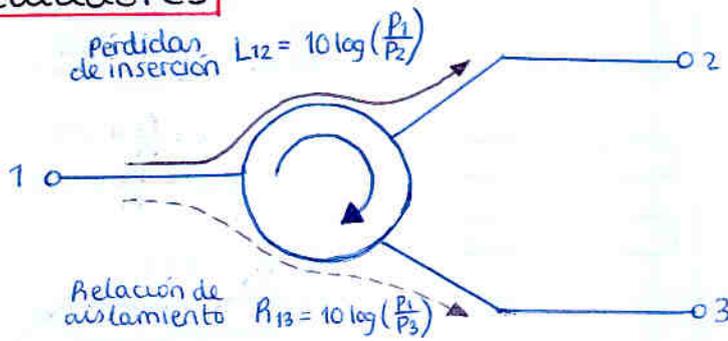
Funcionamiento:

Funcionamiento de un aislador

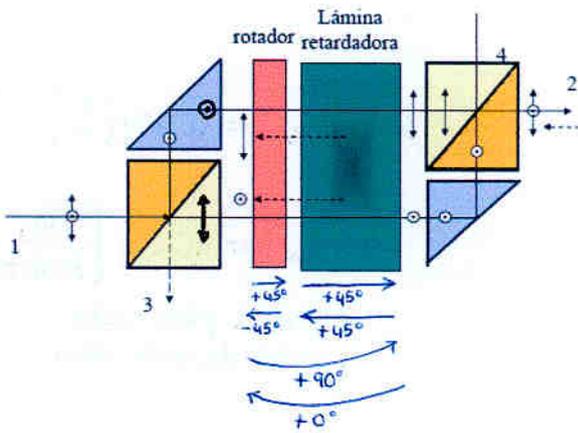


Este esquema sirve para una polarización. Habría que replicarlo para la otra, y usar un divisor y combinador de polarización antes y despues respectivamente

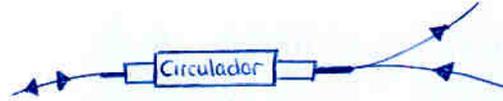
4. Circuladores



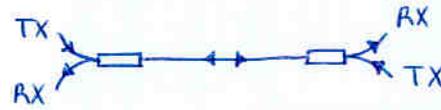
Ejemplo de funcionamiento



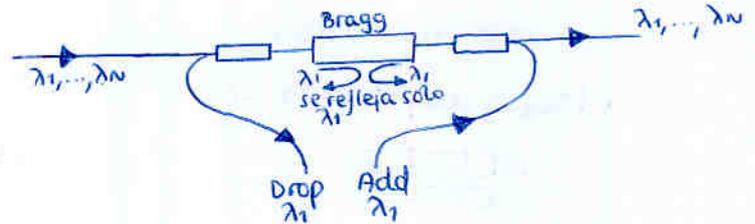
Uso típico



- sistema bidireccional



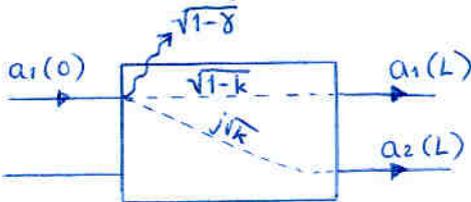
- módulo add/drop



5. Acopladores

Distribuye energía de M guías de entrada a N guías de salida

Modelo campo eléctrico



$$\begin{pmatrix} a_1(L) \\ a_2(L) \end{pmatrix} = \underbrace{\sqrt{1-\gamma}}_{\text{pérdidas de exceso}} \begin{bmatrix} \sqrt{1-k} & j\sqrt{k} \\ j\sqrt{k} & \sqrt{1-k} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_1(0) \\ a_2(0) \end{pmatrix}$$

en potencia:

$$\begin{pmatrix} P_{out1} \\ P_{out2} \end{pmatrix} = (1-\gamma) \begin{bmatrix} 1-k & k \\ k & 1-k \end{bmatrix} \begin{pmatrix} P_{in1} \\ P_{in2} \end{pmatrix}$$

Directividad: $D = 10 \log \frac{P_{in1}}{P_{out2}(z=0)}$ ← lo que sale por donde no toca

Pérdidas de inserción: $L_i = 10 \log \frac{P_{in1}}{P_{out1}}$ ← incluye $(1-\gamma)$ y $(1-k)$

Pérdidas de exceso: $\Gamma = 10 \log(1-\gamma) = \frac{P_{in1}}{P_{out\ tot}}$

Constante de acoplo k

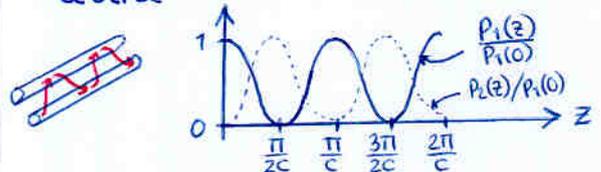
$$k = \frac{P_{out2}}{P_{out\ tot}}$$

proporción de potencia que se cede

$$k = \text{sen}^2(cL)$$

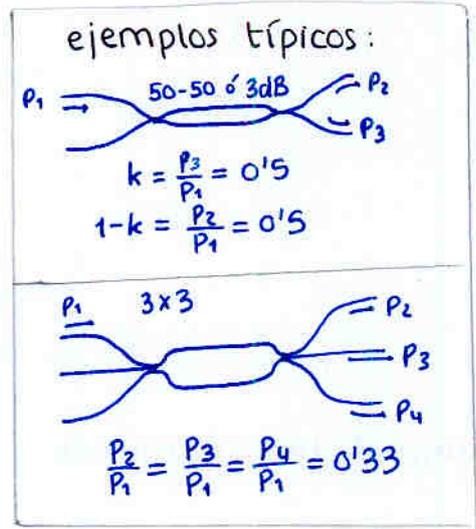
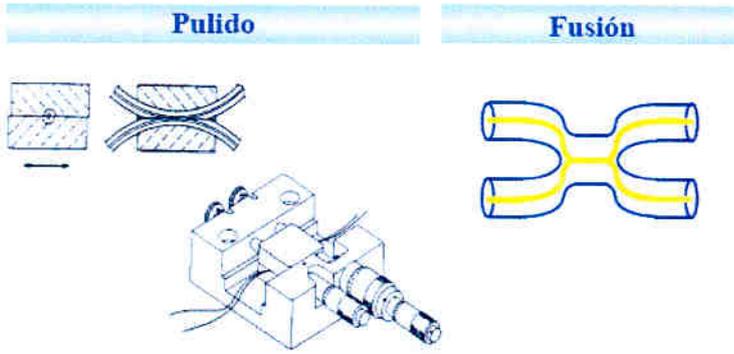
↑ coef. acoplo

a lo largo de la propagación se transfiere la potencia de una guía a otra

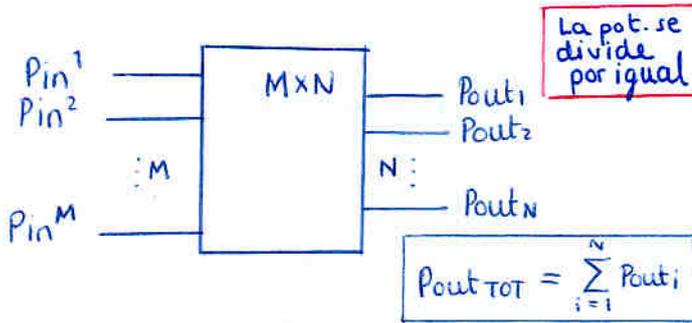


CUIDADO: Ésta vez NO SON lo mismo

Tipos de acopladores



• Acoplador en estrella MxN



Pérdidas por división

$$L_{div} = 10 \log\left(\frac{1}{N}\right)$$

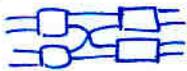
Pérdidas de exceso

$$L_{exc} = 10 \log\left(\frac{P_{in_j}}{P_{out\ TOT}}\right)$$

definirla para cada puerto de entrada

Implementación:

• $\log_2 N$ acopladores 2x2

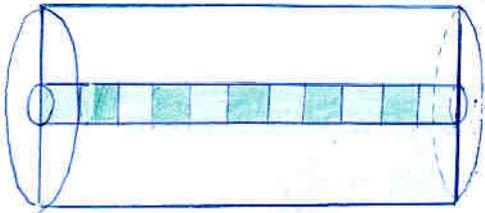


• Enrollando y fundiendo fibras



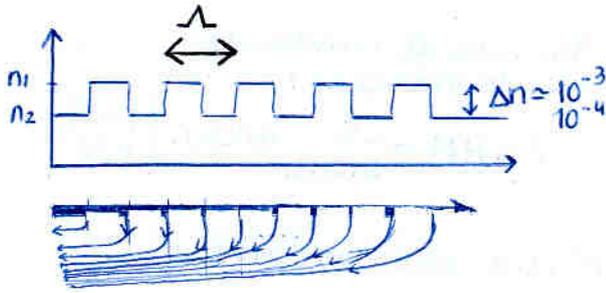
6. Filtros

6.1. Redes de Difracción (Bragg) (fiber gratings)

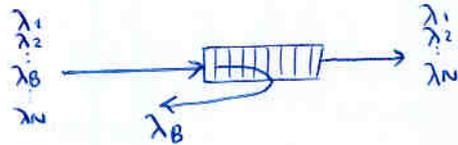


Existe una reflexión distribuida (varias reflexiones de orden pequeño pero de manera continuada)

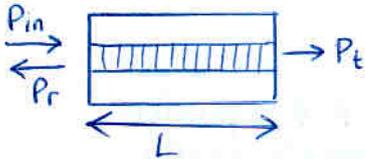
Las ondas reflejadas sólo se suman en fase para cierta frecuencia que cumple la condición de Bragg.



$$\lambda_B = 2 \bar{n} \Lambda \quad \bar{n} = \frac{n_1 + n_2}{2}$$



Respuesta en frecuencia

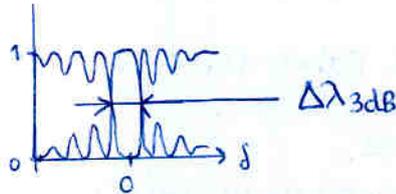


$$\delta = \frac{\omega - \omega_B}{\omega_B}$$

parámetro de desintonía (lo lejos que estamos de una long. de onda de Bragg)

$$T(\delta) = \frac{P_t}{P_{in}}$$

$$R(\delta) = \frac{P_r}{P_{in}}$$

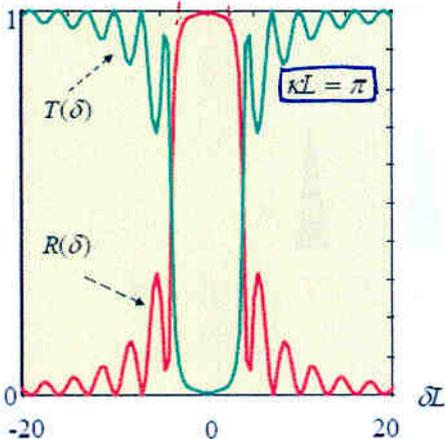


$\Delta \lambda_{3dB} \propto \kappa$ (kappa) relacionada con la fuerza de las perturbaciones (Δn)
 $\Delta \lambda_{3dB} \propto \frac{1}{L}$ (mayor L \rightarrow mayor AB)
 Existen graficas normalizados para TODAS las redes de difracción con misma $\kappa \cdot L$

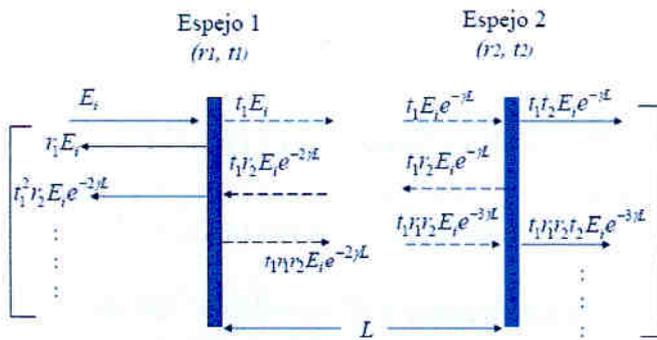
ejemplo:

máxima reflectividad $R_{max} = \tanh^2(\kappa \cdot L)$

si supera 1, entonces "se satura" y se va ensanchando



6.2 Filtros ópticos Fabry-Perot

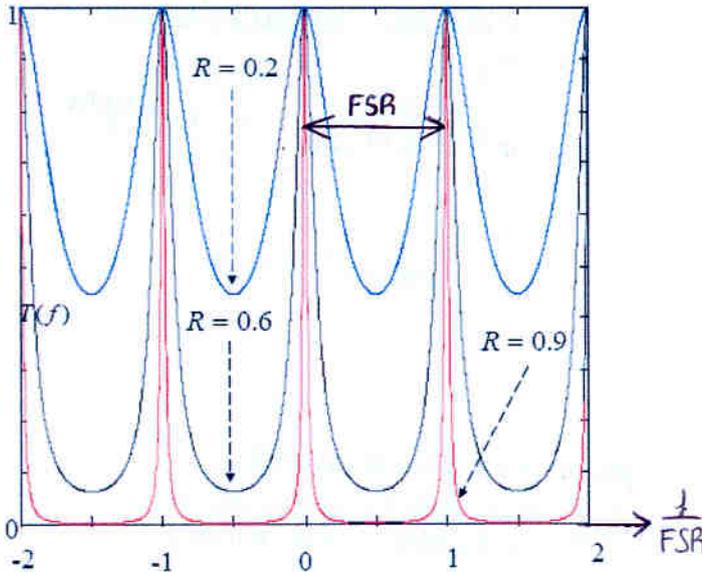


$$T(f) = \left| \frac{E_t}{E_i} \right|^2 = \frac{(1 - A_1 - R_1)(1 - A_2 - R_2)G_2}{(1 - \sqrt{R_1 R_2} G_2)^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} G_2 \sin^2\left(\frac{\pi f L}{FSR}\right)}$$

suma = campo transmitido

Rango Espectral Libre

$$FSR = \frac{c}{2nL}$$



Anchura de banda de las resonancias:

$$FWHM = \frac{c}{2\pi nL} \arcsen\left(\frac{1-R}{2\sqrt{R}}\right)$$

Finura (selectividad)

$$F = \frac{FSR}{FWHM} \approx \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R} \Big|_{si R \approx 1}$$

a mayor reflectividad, la resonancia es más estrecha

- La respuesta del Fabry-Perot es periódica y podría coger varios canales a la vez.
- Conviene FSR mayor que la región espectral.

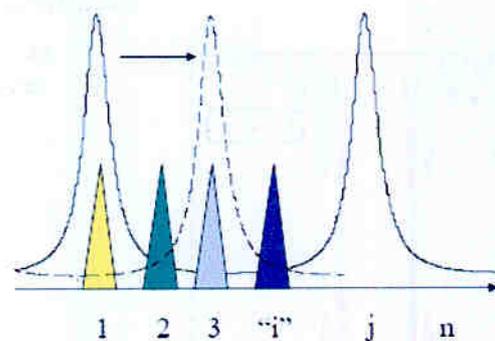
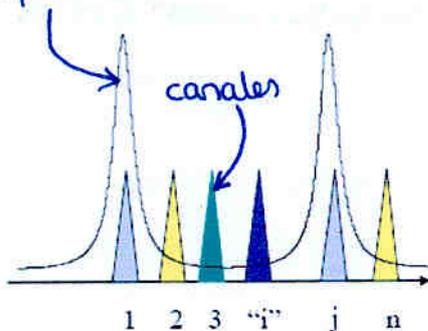
- La respuesta del F-P se puede sintonizar fácilmente sin más que modificar L muy poco (del orden de λ 's)

Esto se puede conseguir con un material piezoeléctrico que chafe o estire la fibra

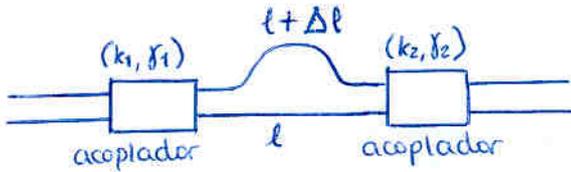


Fabry-Perot sintonizable

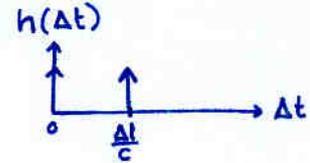
Respuesta del filtro periódica



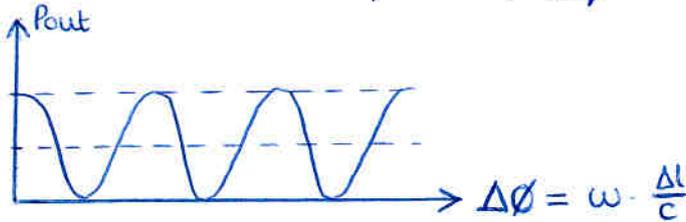
6.3 Interferómetro Mach-Zehnder



A la llegada del segundo acoplador llegan dos campos con un desfase $\Delta\phi = \omega \Delta t = \omega \cdot \frac{\Delta l}{c}$ debido a haber viajado distancias distintas.



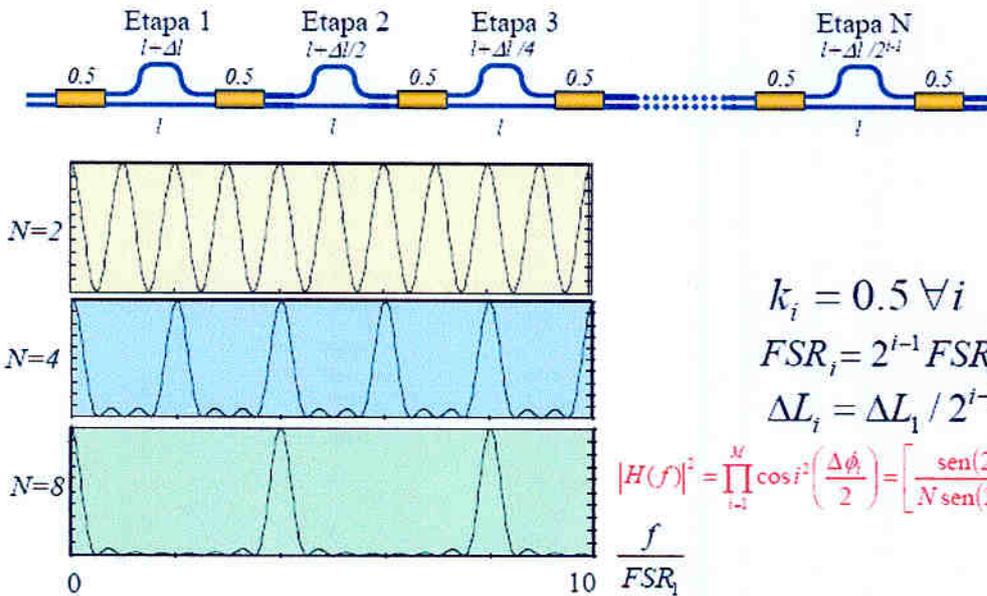
La respuesta en frecuencia de la potencia será de tipo $\cos^2(\Delta\phi/2)$



hemos logrado un filtro

No sirve implementarlo con fibra, ya que la fase de la fibra es "arbitraria"; se hace con óptica integrada

usando varias etapas con ingeniosos Δl podemos mejorar la respuesta:



$$k_i = 0.5 \forall i$$

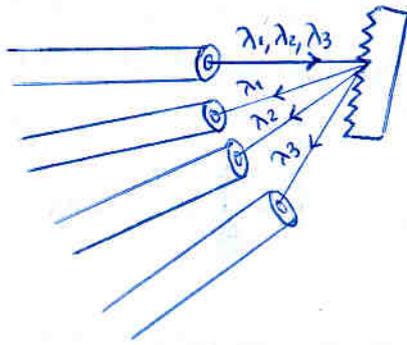
$$FSR_i = 2^{i-1} FSR_1$$

$$\Delta L_i = \Delta L_1 / 2^{i-1}$$

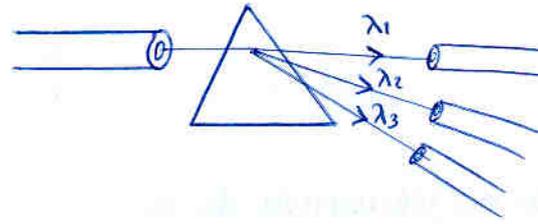
$$|H(f)|^2 = \prod_{i=1}^N \cos^2\left(\frac{\Delta\phi_i}{2}\right) = \left[\frac{\text{sen}(2\pi f / FSR_1)}{N \text{sen}(2\pi f / N FSR_1)} \right]^2$$

6.4. Multiplexación y demultiplexación de WDM

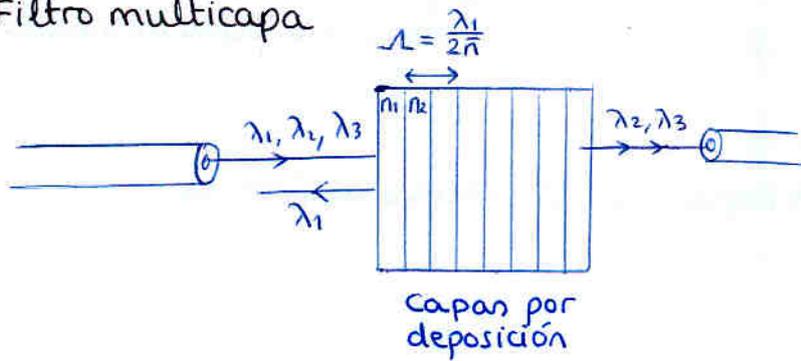
• Red de difracción:



• Prisma

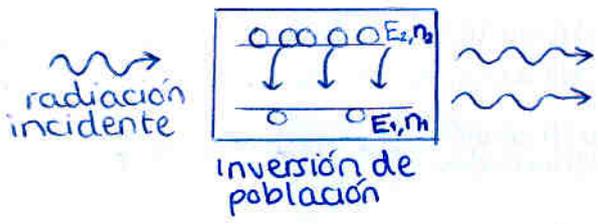


• Filtro multicapa

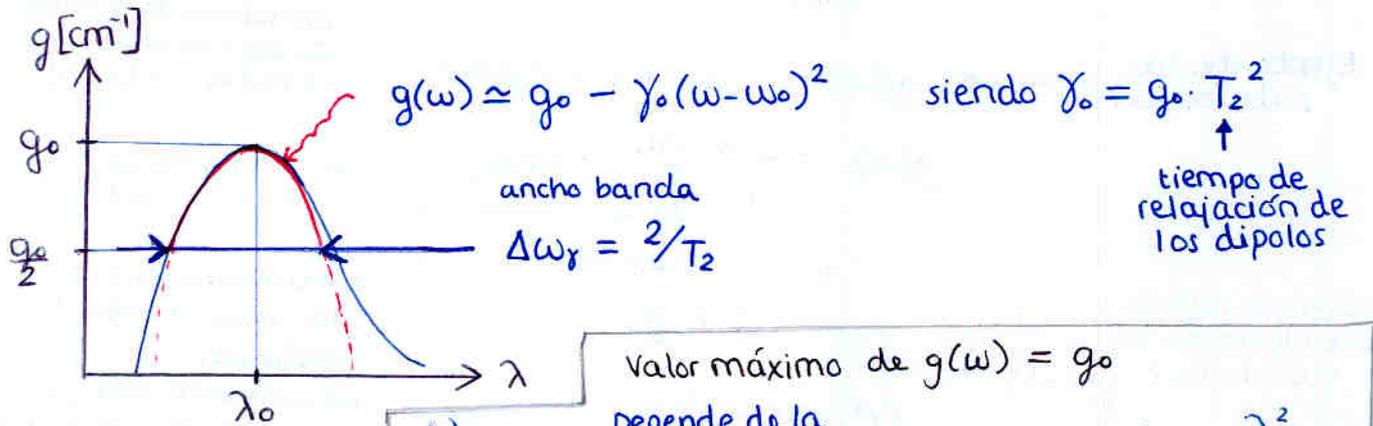


Capítulo 10. Amplificadores Ópticos

1. Conceptos básicos



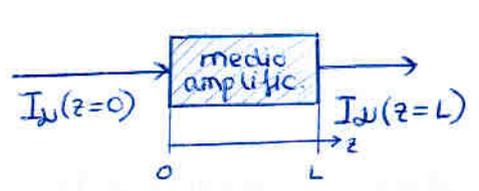
1.1 Coeficiente de ganancia



Valor máximo de $g(\omega) = g_0$
 Depende de la inversión de población

$$g_0 = \underbrace{(N_2 - N_1)}_{\text{diferencia número de electrones}} \cdot \frac{\lambda^2}{2\pi n^2 T_{sp}}$$

A una frecuencia determinada ω



$$g(\omega) = \underbrace{(n_2 - n_1)}_{\substack{\text{diferencia} \\ \text{densidad} \\ \text{de electrones} \\ [\text{cm}^3]}} \cdot \underbrace{\sigma_g(\omega)}_{\substack{\text{sección} \\ \text{cruzada} \\ [\text{cm}^2]}}$$

$$I_\omega(z) = I_\omega(0) \cdot e^{(\Gamma \cdot g(\omega) - \alpha)z}$$

Γ : factor de confinamiento
 α : pérdidas ópticas del medio

Ganancia $G(\omega)$ si $z=L$

Ancho de banda de ganancia

$$\Delta\omega_A = \Delta\omega_g \cdot \sqrt{\frac{\ln 2}{g_0 L - \ln 2}}$$

\uparrow
 $\frac{\Delta\omega_g}{2\pi}$

1.2 Saturación de ganancia

El coeficiente de ganancia se reduce al aumentar la intensidad de entrada, debido a la reducción en la inversión de población

$$I_{\omega} \uparrow \rightarrow \text{mucha emisión estimulada} \rightarrow n_2 \downarrow \rightarrow g \downarrow$$

Para I_{ω} bajas (valor sin saturación) $\rightarrow g(\omega)|_{\text{sin sat}} = (n_2 - n_1)_0 \cdot \sigma_g(\omega)$

Efecto de la saturación $\rightarrow g(\omega) = (n_2 - n_1) \cdot \sigma_g(\omega)$

$$g(\omega) = \frac{(n_2 - n_1)_0 \cdot \sigma_g(\omega)}{1 + \frac{I_{\omega}}{I_s}}$$

$$= \frac{g_0(\omega)}{1 + \frac{I_{\omega}}{I_s}}$$

intensidad de entrada I_{ω} para la cual $g(\omega)$ se reduce a la mitad

I_s : intensidad de saturación

¿cómo se refleja este efecto en la ganancia?

Nota: muchas veces se usa $g_0(\omega)$ en lugar de $g(\omega)|_{\text{sin sat}}$. No confundir con g_0 que es el $g(\omega)$ máximo

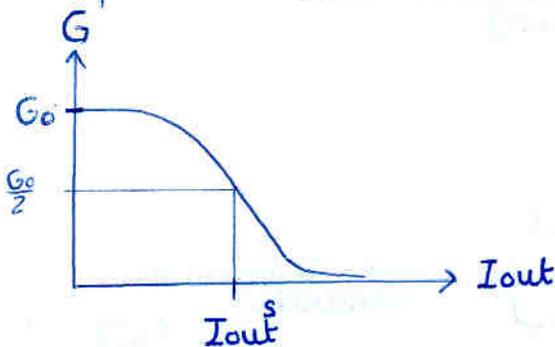
Ganancia $G(\omega) = e^{(\Gamma \cdot g(\omega) - \alpha)L}$

$$= e^{\left(\Gamma \cdot \frac{g_0(\omega)}{1 + \frac{I_{\omega}}{I_s}} - \alpha\right)L}$$

$$= e^{(\Gamma \cdot g_0(\omega) - \alpha)L} \cdot e^{-\left(\frac{\Gamma - 1}{G} \cdot \frac{I_{\omega}}{I_s}\right)}$$

$$G(\omega) = G_0(\omega) \cdot e^{-\left(\frac{\Gamma - 1}{G} \cdot \frac{I_{\omega}}{I_s}\right)}$$

ecuación trascendente que se resuelve numéricamente

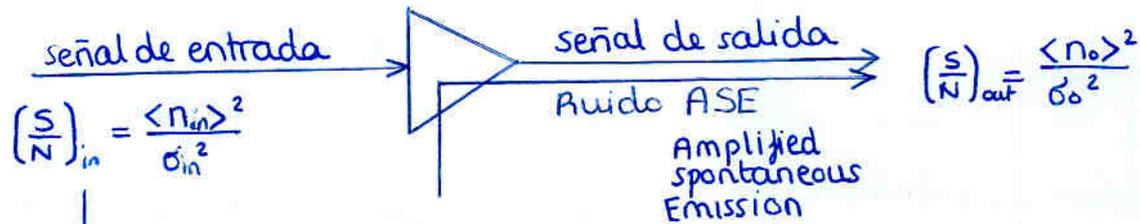


Definimos intensidad de saturación de salida I_{out}^s como el valor al cual $G(\omega)$ cae a la mitad de su valor sin saturación

$$I_{out}^s = \left[\frac{G_0 \ln 2}{G_0 - 2} \right] I_s$$

¡ Este comportamiento que parece malo lo usaremos a nuestro favor para modular señal! (ver SOAs)

1.3 Ruido



suponiendo que el ruido a la entrada es sólo de cuantificación, utilizamos la estadística de Poisson para modelar sus fluctuaciones fotónicas: $\frac{\langle n_{in} \rangle^2}{\sigma_{in}^2} = 1$

entonces:

Figura de ruido $NF = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}$ (..) \Rightarrow cálculo complicado

$$NF = \frac{1 + 2 \cdot G \cdot n_{eq}}{G} + M \cdot \left[\frac{n_{eq}}{\langle n_{in} \rangle} \right] \cdot \left[\frac{1 + n_{eq} G}{G} \right]$$

siendo

$M = m_t \cdot B_o$ \leftarrow ancho de banda óptico
 \uparrow
 nº estados de polarización (1 ó 2) (típicamente 2)

$n_{eq} = \frac{(G-1) \cdot n_{sp}}{G} = \frac{N}{G}$

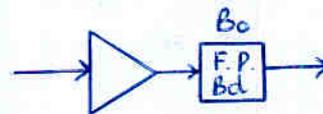
$n_{sp} = \frac{n_2}{n_2 - n_1}$ Factor de inversión de población

Simplificándolo para alta ganancia

$G > 15 \text{ dB}$

$$NF = 2n_{sp} + \frac{n_{sp}^2 \cdot m_t \cdot B_o}{\langle n_{in} \rangle}$$

Si además colocamos un filtro óptico detrás que reduzca B_o (ancho de banda óptico) el segundo término se hace despreciable



$$NF = 2 \cdot n_{sp}$$

y, como $n_{sp} = \frac{n_2}{n_2 - n_1} > 1$

$NF > 2$

$NF(\text{dB}) > 3 \text{ dB}$

1.4 Aplicaciones de los amplificadores ópticos

• Preamplificador:



Repetidor:



• Amplificador de potencia:



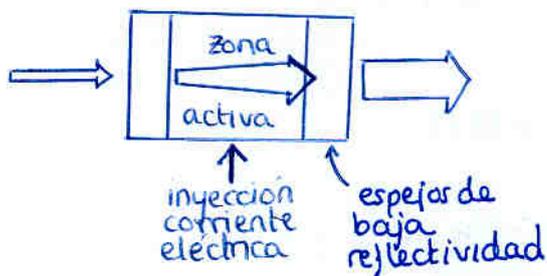
compensar pérdidas de distribución:



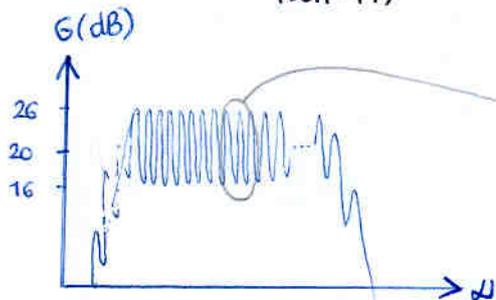
- Como ya sabemos (Friis), desde el punto de vista del ruido es mejor hacer toda la amplificación al principio, pero la F.O. tiene un límite de potencia máximo (donde empiezan a aparecer no linealidades) y por eso no se puede utilizar un único amplificador al principio.
- Es fácil añadir nuevos canales ya que los amplificadores amplifican en una banda enorme.

2. Amplificadores ópticos de semiconductor. SOA's

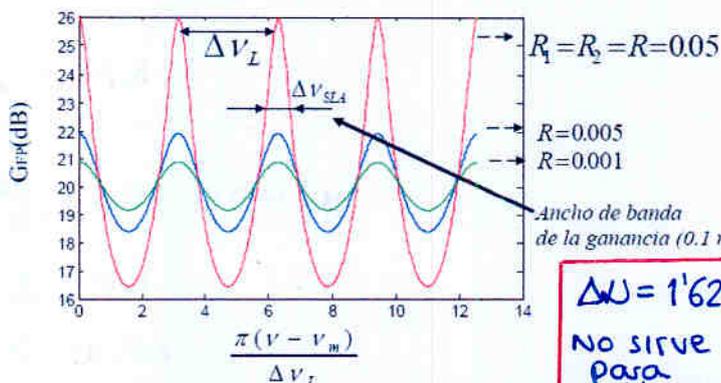
Estructuralmente iguales que un laser pero eliminando los espejos
En la practica no se consigue reflectividad nula



• SOA - Fabry - Perot $R > 0$
(SOA - FP)



Aparece un rizado muy fuerte debido a la realimentación (condición de fase)
A menor reflectividad, menor rizado



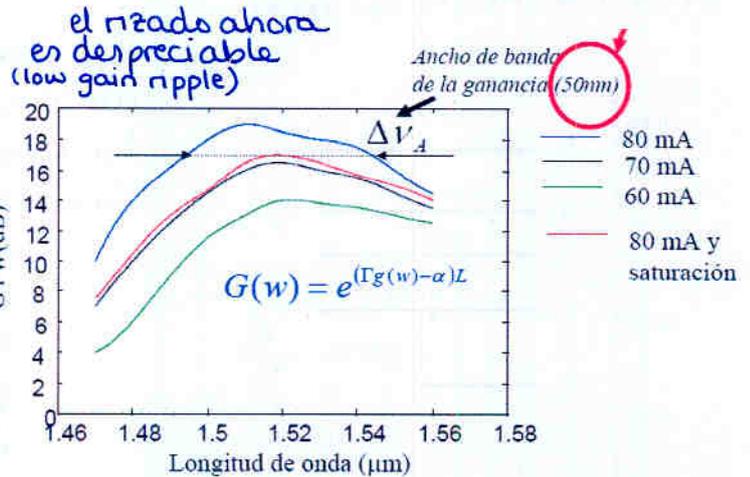
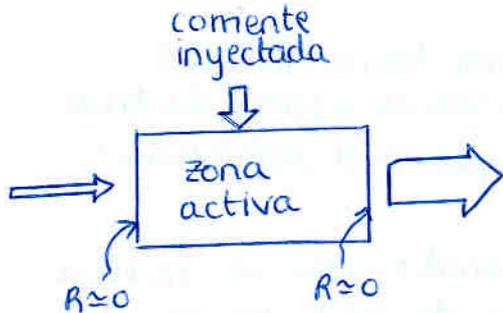
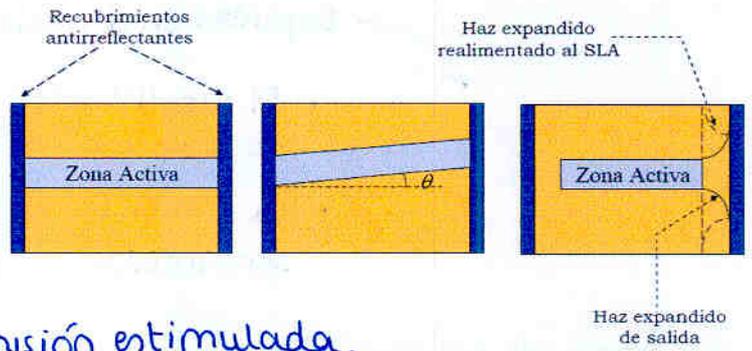
El rizado es tan grande que para una ganancia constante hay que limitarse a anchos de banda que "quepan" en cada condición de fase.

$\Delta\omega = 1.62 \text{ GHz}$
No sirve para multicanal

• SOA - onda - viajera $R \rightarrow 0$
(SOA-TW)

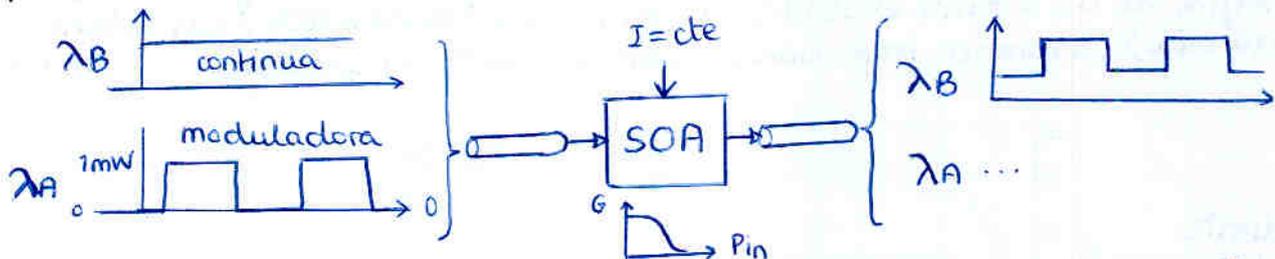
Se utilizan nuevos materiales y técnicas para lograr reducir la reflectividad:

se elimina por tanto la realimentación y simplemente la luz entra al semiconductor (zona activa), se amplifica por emisión estimulada, y sale amplificada por la otra cara.



- ¡Es bidireccional!
 - Obtiene buenas características de saturación y ruido
 - Tiene un ancho de banda enorme (50nm)
 - Podemos sintonizar en qué ventana estar escogiendo uno u otro semiconductor (variar energía de gap)
 - El tiempo de respuesta desde que cambias la potencia óptica de entrada hasta que cambia la ganancia a causa de ello es muy poco (low switching time $\sim 1ns$)
- ii sirve para modular, conmutar paquetes, ...!!

ejemplo:

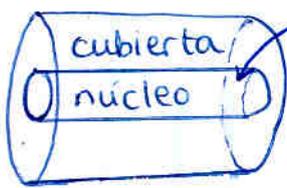


A causa de la señal a long. de onda óptica λ_A se varía la potencia de entrada y por tanto la ganancia (la ganancia a todas las λ 's, incluyendo a λ_B). Por tanto λ_A varía la ganancia que se hace sobre λ_B

→ Modulación óptica

→ se puede interpretar como crosstalk → El SOA no se suele utilizar para amplificar señal

3. Amplificadores de fibra óptica dopada con Erblio, EDFA's

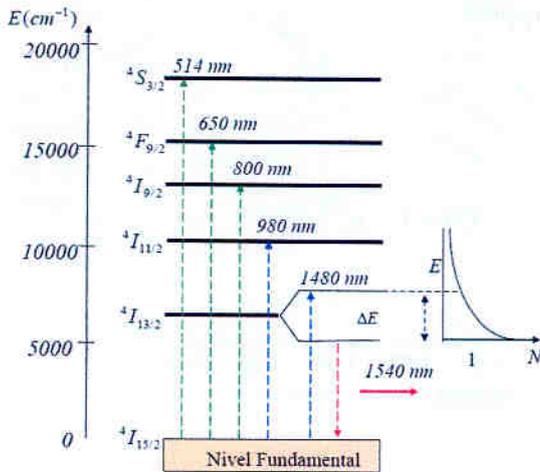


Dopantes en el núcleo de la fibra (Erblio)

- El amplificador es la propia fibra, por lo que el acoplo a la red es mejor
- La simetría cilíndrica implica que los EDFA son insensibles a la polarización

se dopa el núcleo de la fibra con Erblio.

Niveles de energía del Erblio



Los átomos de Erblio tienen niveles de energía, y ésta vez los átomos de Erblio harán el papel que en el SOA hacían los electrones.

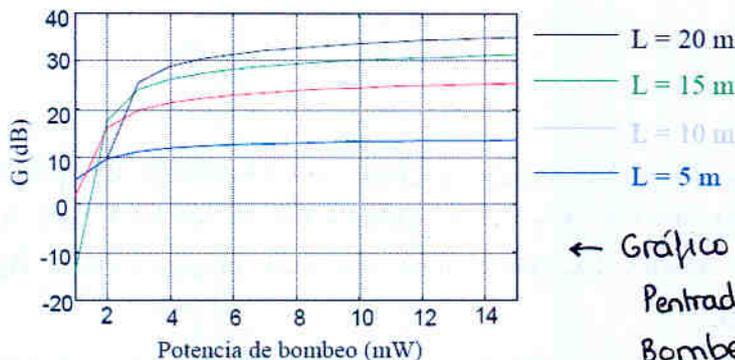
- Con una señal óptica se 'excitan' los átomos de Erblio hasta el nivel $4I_{13/2}$. Ésta señal óptica se llama "bombeo óptico", y es de $\lambda_B = 1480 \text{ nm}$ ó 980 nm
- La señal óptica de información, cercana a los 1540 nm

⚠ (i.e. el EDFA sólo sirve para la 3ª ventana)

interactúa con los átomos de Erblio excitados haciendo que caigan de nivel liberando un fotón de la misma frecuencia y fase (muy similar a la emisión estimulada)

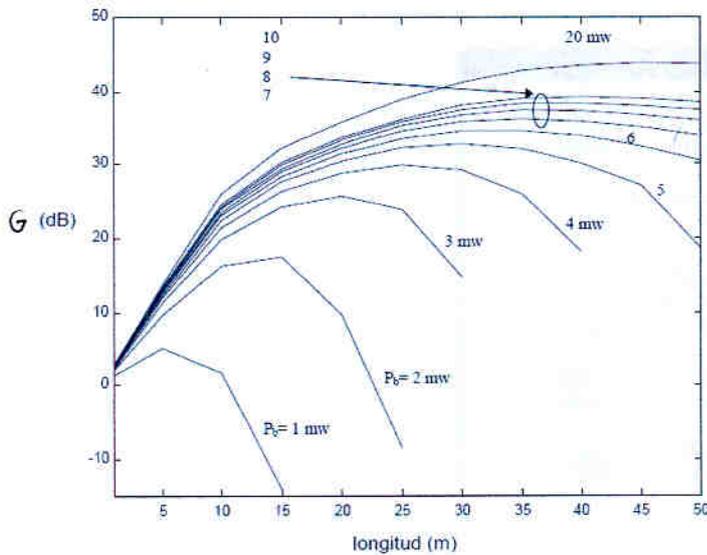
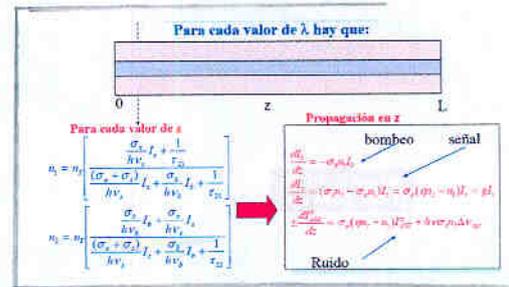
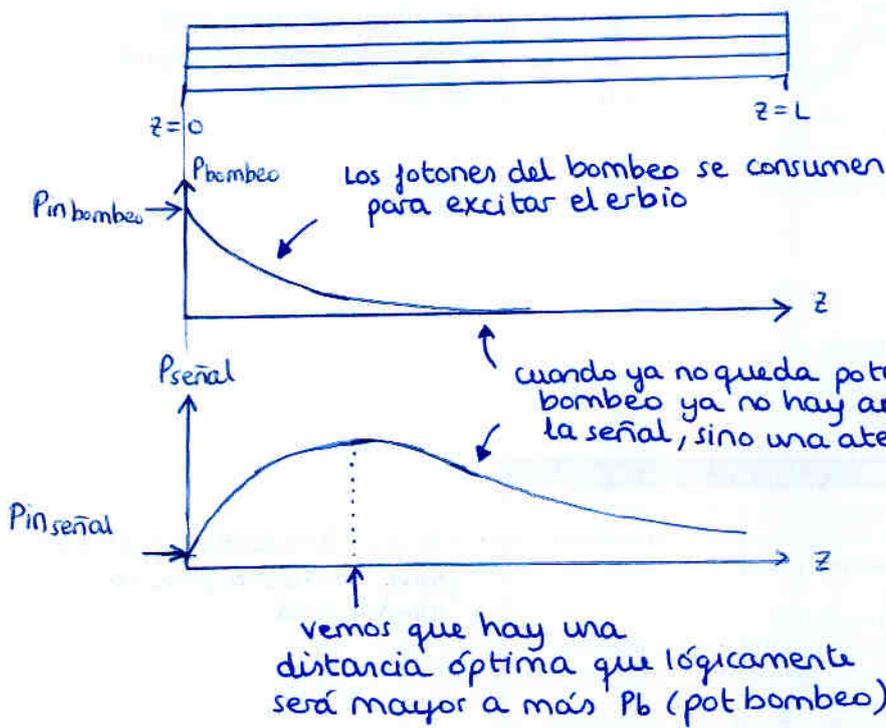
- Por tanto en la fibra óptica 'conviven' dos señales ópticas.
- El bombeo (a 1480 nm) cuyos fotones se van consumiendo para subir de energía al erblio
- La señal de información (en 3ª ventana) que consume la energía de los átomos excitados de Erblio para "multiplicar" sus fotones (ganancia) (el bombeo proporciona la energía para amplificar la información)

La pendiente inicial define la "eficiencia de bombeo"



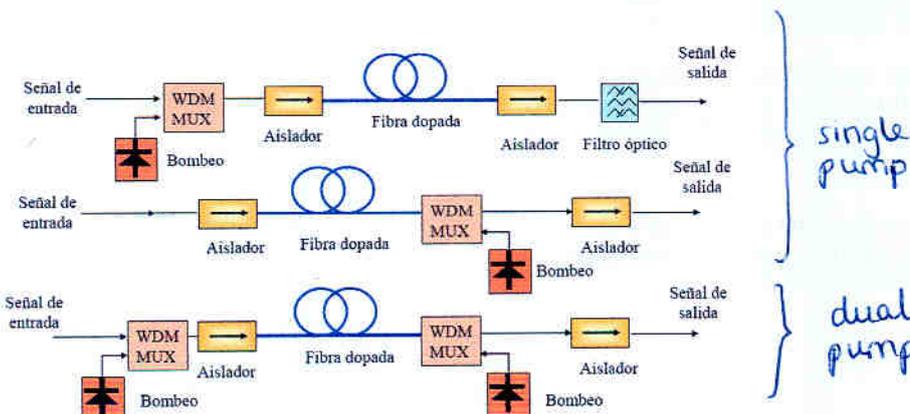
← Gráfico para
Entrada = -40 dBm @ 1555 nm
Bombeo @ 1480 nm

- La señal de bombeo se va consumiendo al avanzar por la fibra
- Por tanto, la ganancia, está distribuida por toda la fibra allí donde hay bombeo

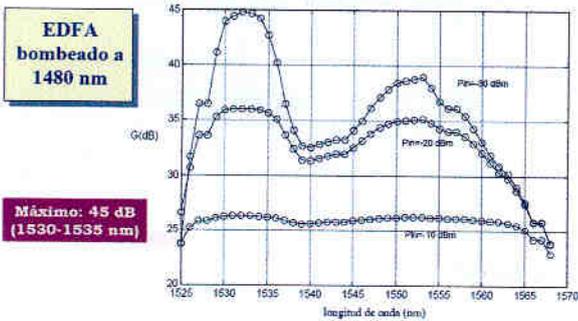


ejemplo:
 se desea $G = 25 \text{ dB}$
 $P_{\text{bombeo}} = 4 \text{ mW}$
 $L = 25 \text{ m}$

Configuraciones posibles:



Antes había que tener en cuenta grandes variaciones de la ganancia:



Hoy día la tecnología permite que la ganancia sea practicamente plana en toda la tercera ventana

Algunos catálogos de EDFAs reales:

ALCATEL



CARACTERÍSTICAS

- Direct signal amplification at 1550 nm
- Optimized for AM-VSB analog transmission
- High optical output power (+17 dBm) single pump design
- Low-noise figure (6 dB)
- Output (optional at input) optical isolator minimizes system susceptibility to reflections
- Compact, rugged low profile package

(i.e. sólo funciona para un canal)
forma de decirlo para no quedar mal

ALCATEL



CARACTERÍSTICAS

- Optimized for D-WDM transmission
- Dual-stage 14 dBm basic unit can be equipped with external pump modules to offer 17 or 20 dBm
- Low-noise figure for optimal SNR
- Flat gain across wide bandwidth range (1530-1560nm)
- Integrated 9 dB mid-amplifier loss port allows ADM functional customization
- Polarization independent & bit-rate transparent
- Optical isolators at input, monitor taps, and outputs minimize system susceptibility to reflection
- Compact, rugged low profile package

photonics



FIBERAMP-BT 1.3 is a praseodymium-doped fiber amplifier operating around 1.3 μm .



FIBERAMP-BT single and dual pump versions are available in the bench-top format, offering respectively +17 and +20 dBm saturated output power.

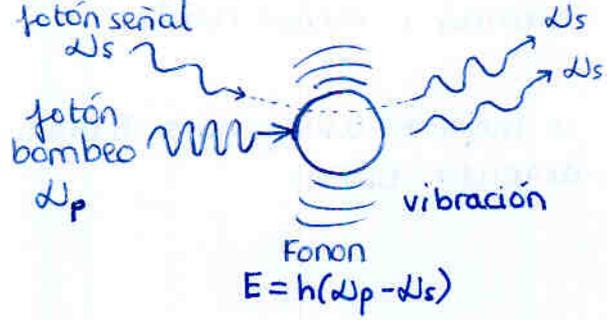


FIBERAMP-SM is a compact single-pump gain module. It offers +17 dBm saturated output power

4. Scattering estimulado Raman SRS

El fenómeno de SRS se produce en la fibra óptica normal (sin nada añadido). El medio (F.O.) tiene unos modos vibrantes.

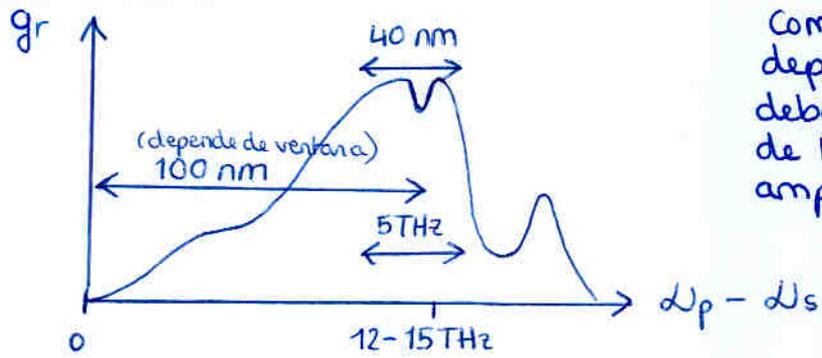
Un fotón de gran energía (bombeo de mucha potencia) puede llevar a las moléculas de F.O. a un estado de vibración de alta energía (llamada: energía del FONÓN) y además generar un fotón de menor energía.



Para que esto ocurra, debe incidir un fotón de dicha menor energía junto al de bombeo.

El fenómeno se traduce en una ganancia óptica en el medio

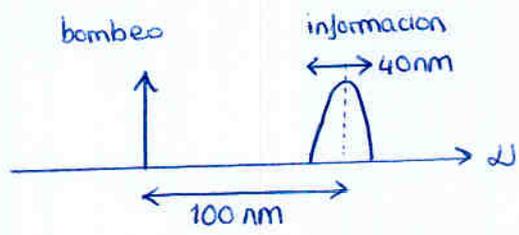
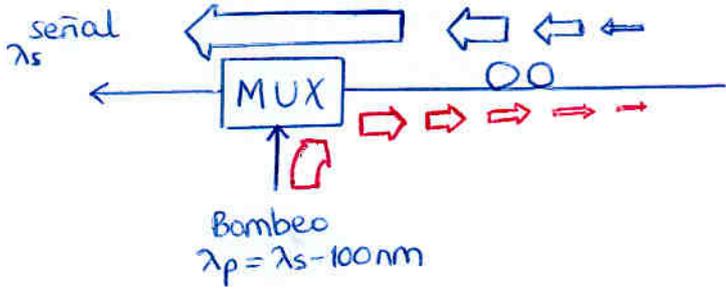
Coefficiente de ganancia Raman \equiv sección cruzada de ganancia Raman



Como ver, la ganancia depende de cuan por debajo de la frecuencia de bombeo queremos amplificar
 i.e. depende de la diferencia de frecuencia de las señales implicadas

Por tanto, se pueden implementar amplificadores ópticos en cualquier posición de longitud de onda sin más que utilizar una fuente de bombeo desplazada 100 nm por debajo

(i.e. 15 THz más)



$$\frac{dP_s}{dz} = P_p \cdot P_s \cdot g_r$$

$$P_s(z) = P_s(0) e^{P_p(z) \cdot g_r}$$

- Configuración contradi-reccional: reduce ruido y xtalk
- se tiene ganancia distribuida a lo largo de decenas de kilómetros de fibra

Comparación:

EDFA :: mayor eficiencia (60%)
· mayor ganancia
· sólo funciona en tercera ventana

Raman : menor ruido

Lo mejor es usar primero Raman como preamplificador de bajo ruido y después EDFAs

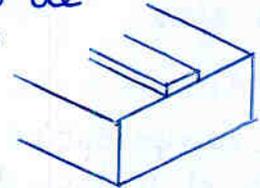
Capítulo 12. Dispositivos Ópticos Integrados

1. Efecto electroóptico y electroabsorción

Aplicando un campo eléctrico (señal de control) modifico el índice de refracción del medio $n = n_{real} + j \cdot n_{imag}$

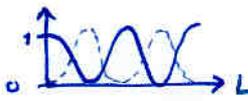
Efecto electroóptico: cambia la parte real } moduladores
 Electroabsorción: cambia la parte imaginaria }

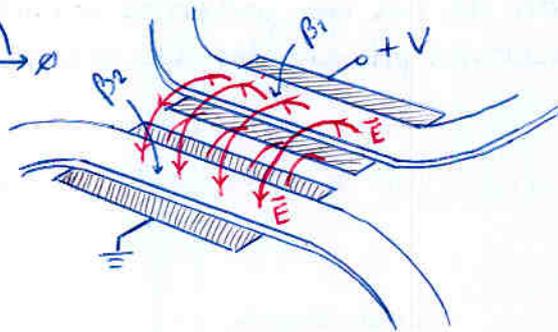
En este tema ya no se habla de fibras ópticas, sino de guías ópticas; construidas con sílice sobre silicio o semiconductor para componentes activos



2. Dispositivos activos

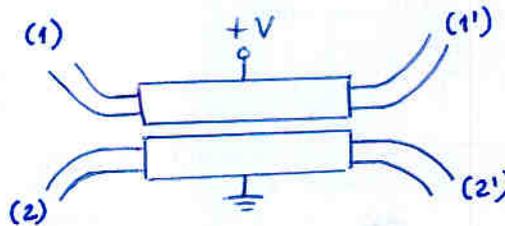
2.1 Conmutador basado en un acoplador direccional

Efecto electroóptico ($\beta_1 - \beta_2 \propto V$) 
 +
 Acoplo de modos 

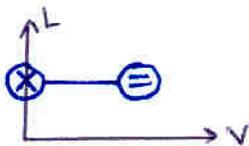


$$\delta = \beta_1 - \beta_2 \propto V$$

Estado cruce \otimes (1) \rightarrow (2)
 Estado paso \ominus (1) \rightarrow (1')

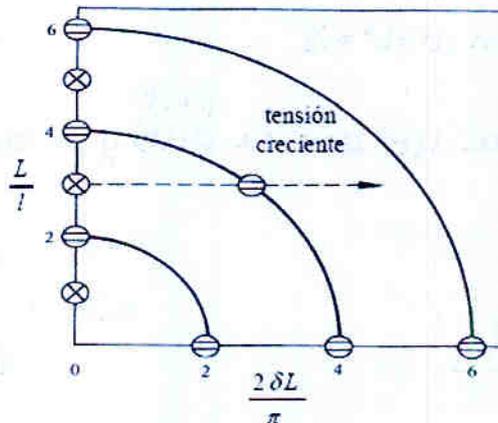


ejemplo: para L constante

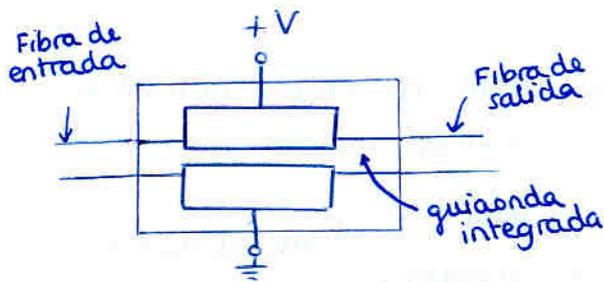


- Es un conmutador si variamos V entre 0 y +V
- Es un atenuador variable variando V de forma continua

Variando L y V se obtiene un diagrama de conmutación



2.2 Modulador y retardador de fase integrados



En materiales cristalinos se definen dos ejes principales (como si fueran sus autovectores)

Cada una de las componentes del campo eléctrico óptico incidente sobre cada uno de los ejes ve un índice de refracción distinto

Con la tensión aplicada variamos el índice de refracción en uno de los ejes.

Modulación de fase:

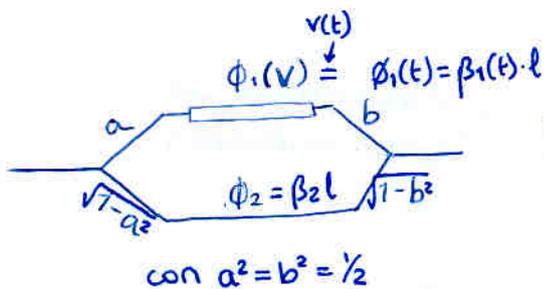
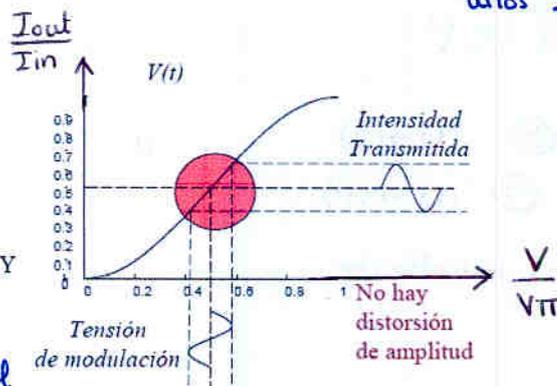
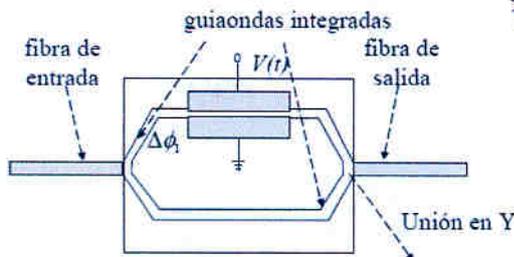
si el campo óptico incidente es lineal en la dirección en la cual podemos variar el índice de refracción con V , entonces podemos modular la fase con V .

Retardador de fase:

Polarización lineal a 45° de los dos ejes; al poder variar el índice de refracción de un eje, podemos controlar el retardo de fase entre las dos direcciones principales de polarización

2.3 Modulador de intensidad single drive

actualmente cuesta unos 2000 €

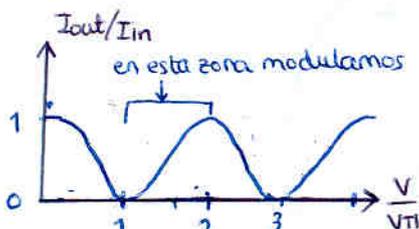


Campo a la salida:

$$E_{out} = E_{in} \left[a b e^{i \phi_1(t)} + \sqrt{1-a^2} \sqrt{1-b^2} e^{i \phi_2} \right]$$

$$= \frac{1}{2} E_{in} \left[e^{i \phi_1(t)} + e^{i \phi_2} \right]$$

Con una señal $V(t)$ se varía $\beta_1(t)$ y por tanto se modula la intensidad de E_{out}

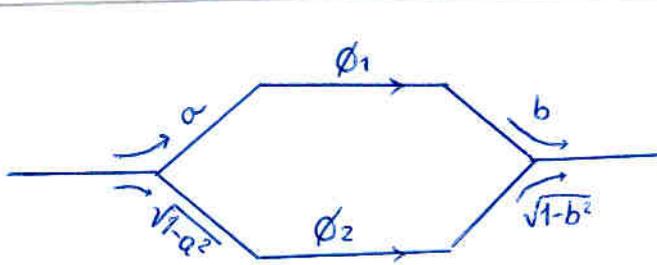
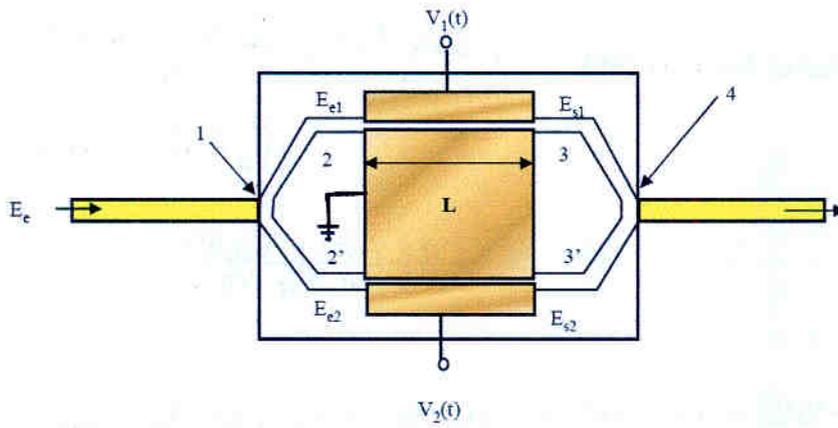


Chirp

$$\alpha(t) = \frac{d\phi/dt}{2l \frac{dI}{di}}$$

Chirp Fijo e Inevitable

2.4 moduladores de intensidad dual drive



$$\begin{aligned} E_{e1} &= a E_e \hat{x} \\ E_{e2} &= \sqrt{1-a^2} E_e \hat{x} \\ E_{s1} &= E_{e1} \cdot e^{i\phi_1} \\ E_{s2} &= E_{e2} \cdot e^{i\phi_2} \\ E_s &= E_{s1} \cdot b + E_{s2} \cdot \sqrt{1-b^2} \end{aligned}$$

si $a^2 = b^2 = \frac{1}{2}$ se tiene:

$$\vec{E}_s = \frac{1}{2} E_e \hat{x} [e^{i\phi_1} + e^{i\phi_2}]$$

Tenemos dos tensiones para controlar n_1 y n_2 (y por tanto $\Delta\phi_1$ y $\Delta\phi_2$)

$$\phi_1 = k_1 n_1 L = k_0 n_0 L - \frac{\pi}{V\pi} \cdot V_1(t) = k_0 n_0 L - \Delta\phi_1$$

\uparrow n'onda en vacio \uparrow indice de refracción ($\sqrt{\epsilon_r}$)

$$\phi_2 = k_2 n_2 L = \underbrace{k_0 n_0 L}_{\text{propag. de la onda con } v(t)=0} - \underbrace{\frac{\pi}{V\pi} \cdot V_2(t)}_{\text{variación de fase causada por } V(t)} = k_0 n_0 L - \Delta\phi_2$$

$$\begin{aligned} \vec{E}_s &= \frac{1}{2} E_e \hat{x} e^{ik_0 n_0 L} [e^{-j\Delta\phi_1} + e^{-j\Delta\phi_2}] \\ &= \frac{1}{2} E_e \hat{x} e^{ik_0 n_0 L} e^{-j\left(\frac{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2}{2}\right)} \left[e^{j\left(\frac{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2}{2}\right)} (e^{-j\Delta\phi_1} + e^{-j\Delta\phi_2}) \right] \end{aligned}$$

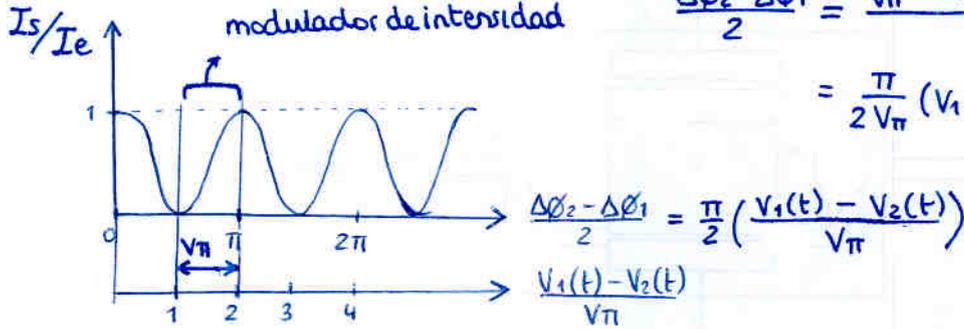
truco: multiplicar y dividir por el término semisuma de la fase

$$\vec{E}_s = \frac{1}{2} E_e \hat{x} e^{ik_0 n_0 L} \underbrace{e^{-j\left(\frac{\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2}{2}\right)}}_{\text{modulación de la fase de la luz}} \cdot \underbrace{\cos\left(\frac{\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1}{2}\right)}_{\text{modulación de la intensidad de la luz}}$$

La intensidad de salida

$$I_s = |E_s|^2 = \cos^2\left(\frac{\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1}{2}\right) \cdot I_e$$

modulador de intensidad



siendo

$$\frac{\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1}{2} = \frac{\frac{\pi}{V_\pi} V_1(t) - \frac{\pi}{V_\pi} V_2(t)}{2}$$

$$= \frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t))$$

↑ si $V_1(t) - V_2(t) = V_\pi$ significa que se suman en des fase y por tanto $I_s = 0$

Chirp de salida

se define chirp $\alpha = \frac{d\phi/dt}{\frac{1}{P} \frac{dP}{dt}}$

Casos particulares

• Modulador Single Drive: $\Delta\phi_2 = 0$

$$I_s = I_e \cos^2\left(\frac{\Delta\phi_2}{2}\right) = I_e \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{V_2(t)}{V_\pi}\right)$$

→ $\alpha = 1$ (chirp constante y no muy bueno)

• Modulador Dual Drive trabajando en push pull

$\Delta\phi_1 \neq 0$ hacemos $V_2(t) = -V_1(t)$
 $\Delta\phi_2 \neq 0$ $\Delta\phi_2(t) = -\Delta\phi_1(t)$

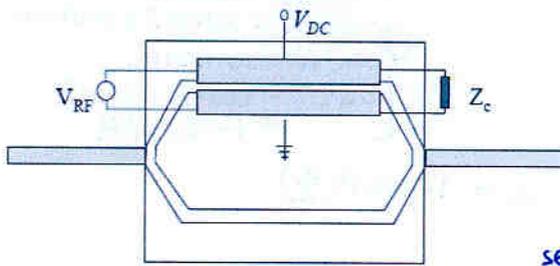
$$I_s = I_e \cos^2\left(\frac{\pi}{V_\pi} V_1(t)\right)$$

→ $\alpha = 0$ eliminamos el chirp

• Dual Drive como modulador de fase

$V_1 = V_2 \neq 0$ → $I_s = I_e$ → hay modulación de fase
 $\Delta\phi_1 = \Delta\phi_2$ no hay modulación de intensidad

2.5 Moduladores de intensidad de onda viajera



Cuando la señal eléctrica que modula es de muy alta frecuencia hay que hacer el análisis de microondas, ya que $V(t)$ no será constante en todo z (se propaga)

señal microondas $V_m(t, z) = \frac{V_0}{2} e^{j(\gamma_e z - \omega t)}$

$$\gamma_e = \frac{\omega}{c} \cdot n_m + j\alpha_m$$

ω RF α_m atenuación
 \uparrow \uparrow
 $\sqrt{\epsilon_r}$

La señal óptica sin embargo se propaga en z con cte. de propagación $\beta = \frac{\omega}{c} n_0$

La tensión eléctrica que "ve" esta señal óptica durante su propagación es por tanto

$$V(t, z) = \frac{V_0}{2} e^{j(\gamma_e z - \frac{n_0 \omega}{c} z - \omega t)} = V(t) \cdot e^{j(\gamma_e z - \frac{n_0 \omega}{c} z)}$$

El desfase óptico total debido a la aplicación de la tensión de RF será la suma del desfase que va sufriendo según se propaga y según la $V(t, z)$ que ve en cada lugar

$$\Delta\phi(t) = \text{cte.} \cdot \frac{1}{L} \cdot \int_0^L V(t, z) dz$$

haciendo la integral

$$\Delta\phi(t) = \text{cte.} \cdot \frac{1}{L} \int_0^L V(t) e^{j(\gamma_e - \frac{n_0 \omega}{c})z} dz = -j \cdot \text{cte.} \cdot V(t) \cdot \frac{e^{j(\gamma_e - \frac{n_0 \omega}{c})L} - 1}{(\gamma_e - \frac{n_0 \omega}{c})L}$$

$$\Delta\phi(t) = \underbrace{H(\omega)}_{\text{función de transferencia}} \cdot \text{cte.} \cdot V(t)$$

$$H(\omega) = \frac{\Delta\phi(t)}{\text{cte.} \cdot V(t)} = -j \frac{e^{j(\gamma_e - \frac{n_0 \omega}{c})L} - 1}{(\gamma_e - \frac{n_0 \omega}{c})L}$$

en el caso sin pérdidas $\gamma_e = \frac{\omega}{c} n_m$

$$H(\omega) = -j \frac{e^{j(n_m - n_0) \frac{\omega}{c} L} - 1}{(n_m - n_0) \frac{\omega}{c} L}$$

si calculamos su módulo al cuadrado

$$|H(\omega)|^2 = \frac{(e^{i(nm-n_0)\frac{\omega_0 L}{c}} - 1)(e^{i(nm-n_0)\frac{\omega_0 L}{c}} - 1)^*}{\left(\frac{\omega_0 L}{c}(nm-n_0)\right)^2}$$

$$= \frac{2 - 2 \cos\left(\frac{\omega_0 L}{c}(nm-n_0)\right)}{\left[\frac{\omega_0 L}{c}(nm-n_0)\right]^2}$$

$$= \frac{\sin^2\left(\frac{\omega_0 L}{2c}(nm-n_0)\right)}{\left(\frac{\omega_0 L}{2c}(nm-n_0)\right)^2}$$

Recuerda:

$$\begin{cases} \sin(A+B) = \sin A \cos B \pm \cos A \sin B \\ \cos(A+B) = \cos A \cos B \mp \sin A \sin B \\ \sin(2A) = 2 \sin A \cos A \\ \cos(2A) = \cos^2 A - \sin^2 A \\ \quad = 1 - 2 \sin^2 A \end{cases}$$

$$\cos 2x = 1 - 2 \sin^2(x)$$

nota: si consideramos
 $\gamma = \frac{\omega_0}{c} nm + j\alpha m$
 se obtendría

$$|H(\omega)|^2 = \frac{\frac{1}{4}(e^{-\alpha mL} - 1)^2 + e^{-\alpha mL} \sin^2\left(\frac{\omega_0 L}{2c}(nm-n_0)\right)}{\left(\frac{\omega_0 L}{2c}(nm-n_0)\right)^2 + \left(\frac{\alpha mL}{2}\right)^2}$$

sustituyendo $f_{RF} = \frac{\omega_0}{2\pi}$

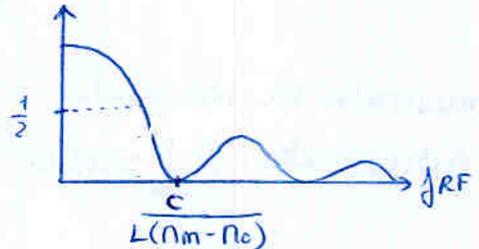
$$|H(f)|^2 = \frac{\sin^2\left(\pi \frac{L}{c} f_{RF} (nm-n_0)\right)}{\left(\pi \frac{L}{c} f_{RF} (nm-n_0)\right)^2}$$

$$|H(f)|^2 = \text{sinc}^2\left(\frac{L}{c} f_{RF} (nm-n_0)\right)$$

El ancho de banda a -3dB es aprox.
 la mitad del lóbulo principal

$$f_{3dB} = \frac{c}{2L(nm-n_0)}$$

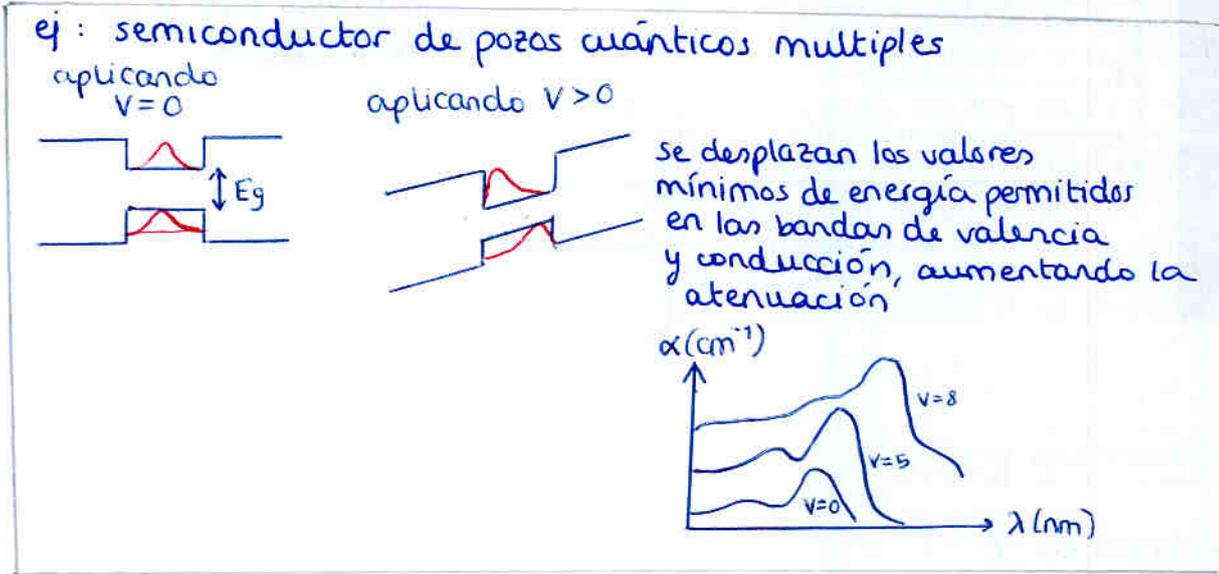
Vemos que para maximizar el ancho
 de banda debe cumplirse $nm = n_0$



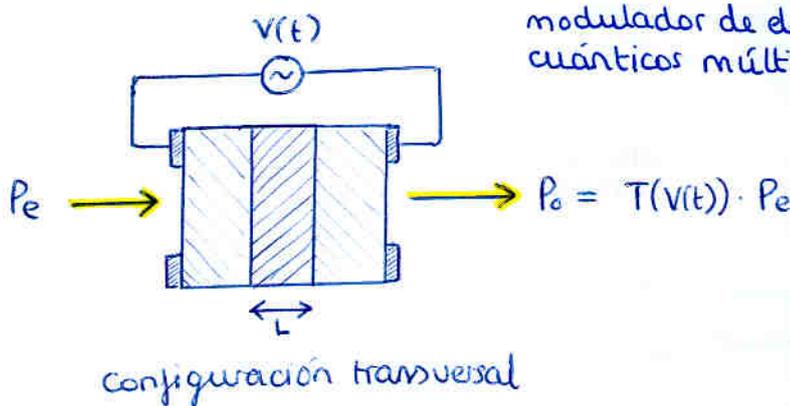
Hay que intentar que la señal eléctrica y
 la señal óptica viajen a la vez, con la
 misma cte de propagación
 (i.e. mismo índice de refracción)

2.6 Electroabsorción

La aplicación de un campo eléctrico sobre un material pasivo hace que se varía su absorción de la luz (i.e. atenuación)



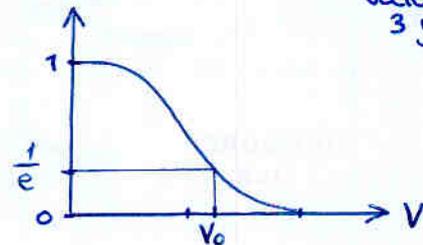
2.7 Modulador de intensidad de electroabsorción



modulador de electroabsorción de pozos cuánticos múltiples MQW

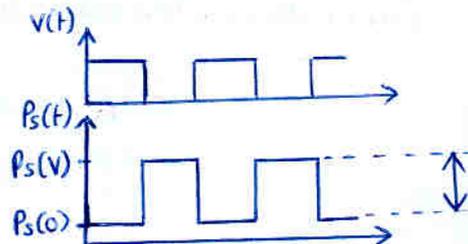
$$T(V) = e^{-\left(\frac{V}{V_0}\right)^\alpha}$$

parámetro que toma valores entre 3 y 4



Por tanto podemos modular con V
(se modula "la inversa" de V)

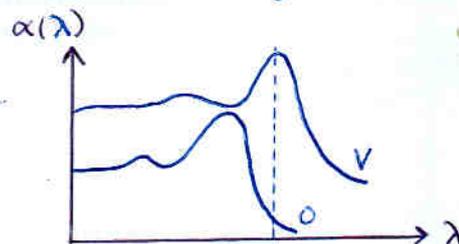
Aplicando a la entrada una fuente óptica continua



Relación de extinción

$$R = \frac{P_s(0)}{P_s(V)}$$

Para cada λ hay distinta relación de extinción



Tipicamente se logran unos 10 dB
(en el modulador single drive se logran hasta 30 dB)



CARACTERÍSTICAS

- Integrated electroabsorptive modulator
- 1.5 mm wavelength
- Characterized for 10 Gbits/s operation
- For use up to 80 km at 10 Gbits/s
- Low modulation voltage
- Temperature stabilized
- Available with and without integral driver IC
- Wavelength selectable to ITU-T standards
- Ultrastable wavelength aging for DWDM

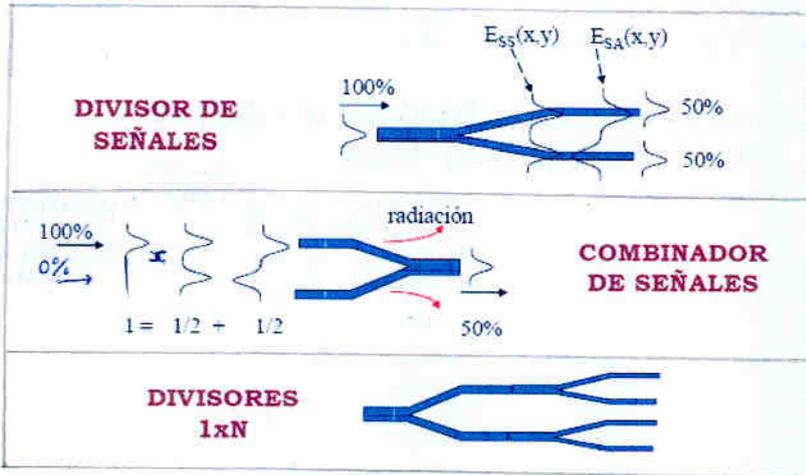
APLICACIONES

- SONET/SDH applications
- Ultrahigh capacity WDM system application
- High-speed data communication
- Digitized video

Suele venir dentro del mismo dispositivo la fuente láser y el modulador

3. Dispositivos pasivos

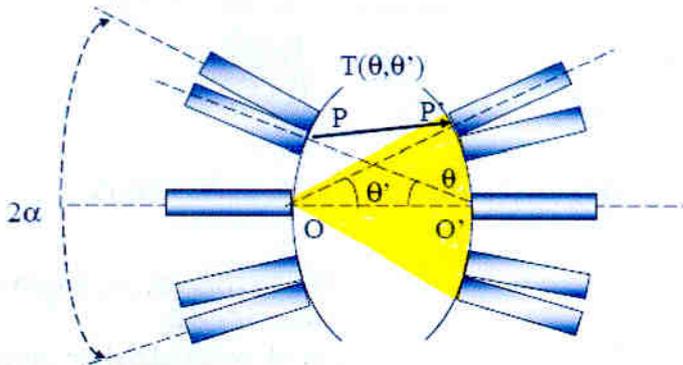
3.1 Uniones en Y



3.2 Acoplador planar

Idealmente: la luz que entra por una guía ilumina por igual a todas las guías de salida, saliendo por ellas.

Acoplador de Dragone



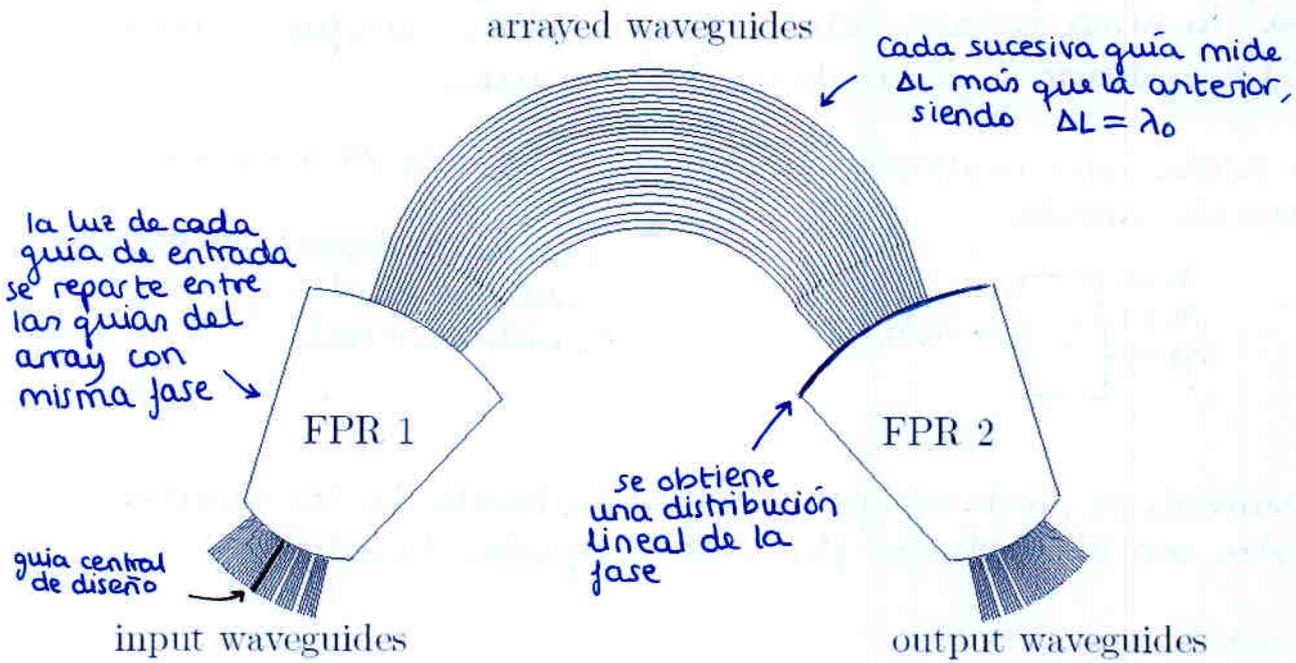
Acoplador Ideal

$$T(\theta, \theta') = \frac{1}{N}$$

Eficiencia de transferencia para cada canal de entrada

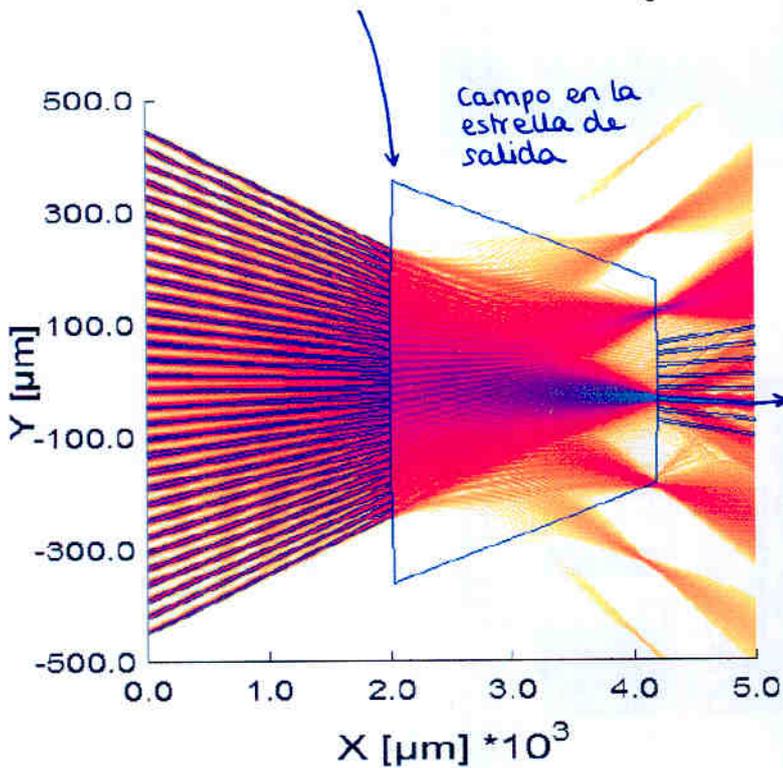
$$\epsilon_p = \frac{\sum_{i=1}^N P_i^2}{P}$$

3.3 MUX/DEMUX Planar: Array Waveguide Grating (AWG)



ejemplo:

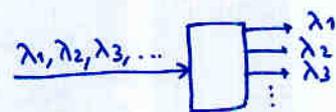
- meto λ_0 por la guía central
- llega al array de guías
- Al atravesar el array, se obtiene a la salida todas las guías en fase y su interferencia se suma constructivamente en la guía central de salida
- Si por la guía central también metía $\lambda_1 = \lambda_0 + \Delta\lambda$
- Al atravesar esa long de onda el array de guías, llegan al final con una distribución lineal de fase



Esto hace que la suma en fase ocurra ahora en la guía adyacente a la central

(hay otras sumas en fase que caen fuera de las guías de salida)

Por tanto para cada $\Delta\lambda$ salgo por una guía distinta i.e. demux



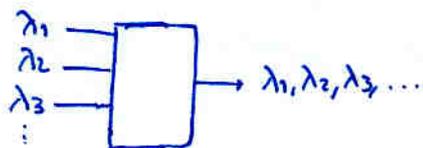
Compartimentos cíclicos:

1- si meto λ_0 por una guía que no sea la central, sale por la equivalente al otro lado

también es multiplexor

Comportamiento cíclico 2-si sigo aumentando λ la suma en fase se va desplazando hasta que, en el momento que cae fuera de las guías de salida, la suma en fase adyacente que antes caía fuera llega por el lado contrario y ya cae dentro de una guía.

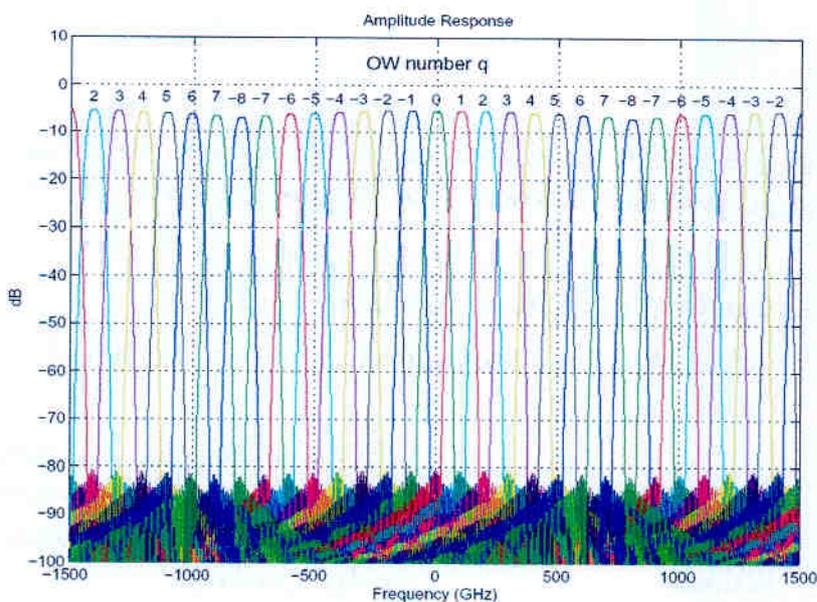
- También actúa como multiplexor si meto distinta long. de onda en cada guía de entrada



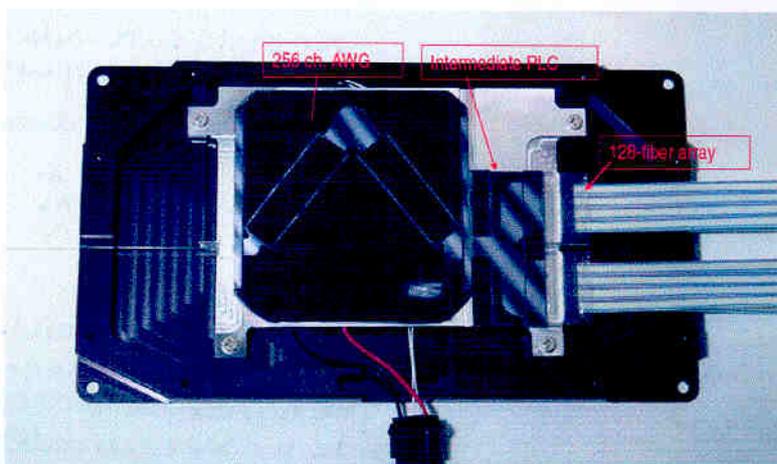
- Es un multiplexor/demultiplexor simultáneamente, y además es bidireccional

- Intuitivamente se puede ver que el ancho de banda de los canales se controla con la anchura física de las guías de salida.

Función de transferencia:

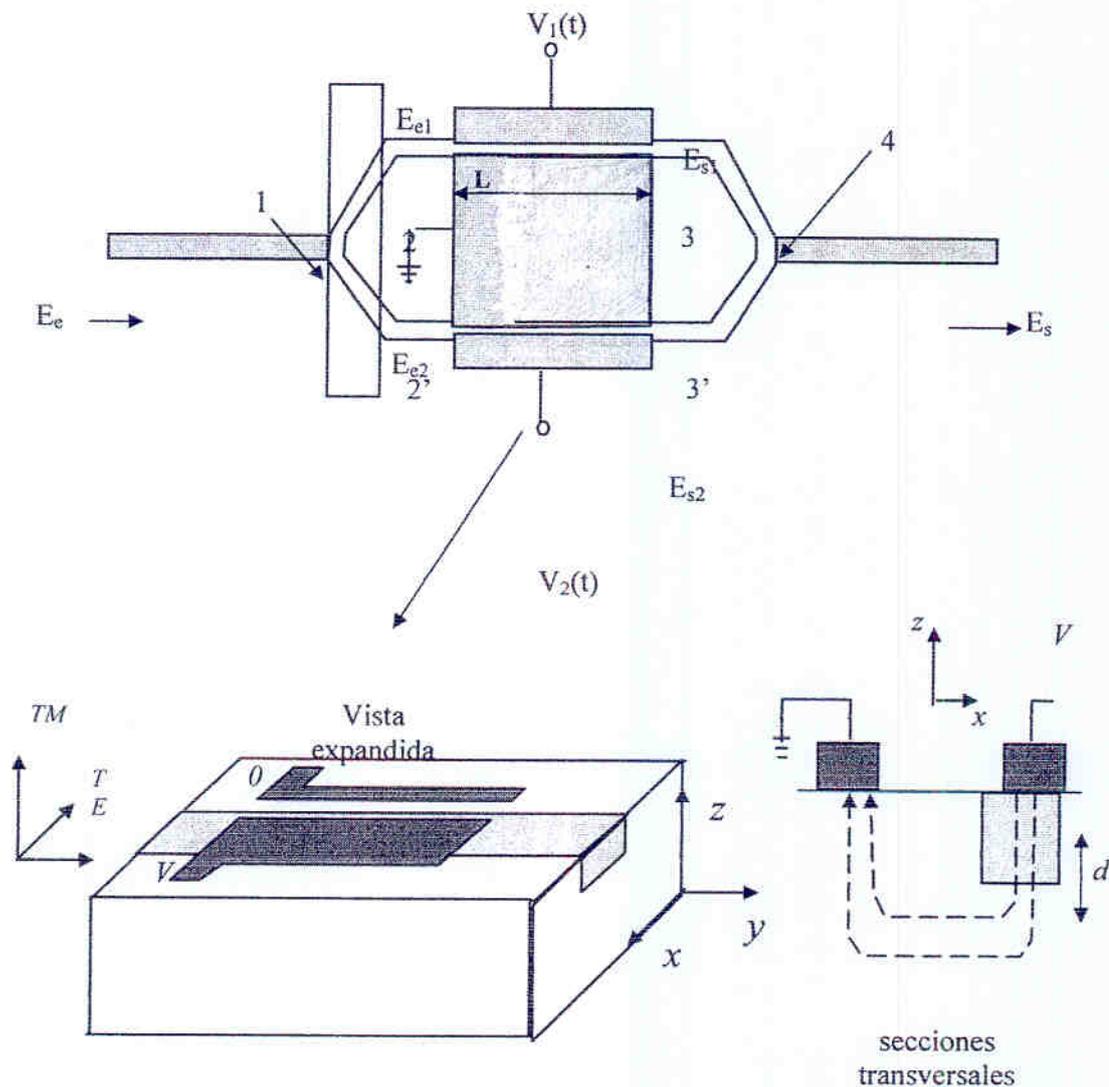


Fotografía de un AWG real:



Problema 1 Los moduladores electroópticos externos son componentes fundamentales en los sistemas de comunicaciones ópticas actuales. Su rango de aplicación comprende los sistemas digitales de alta velocidad, así como los sistemas de CATV.

Una de las ventajas fundamentales de este componente en su aplicación a sistemas digitales de alta velocidad, estriba en la posibilidad de controlar el chirp de los pulsos ópticos que genera a través de algunos parámetros de la señal de modulación. Concretamente, el diseño más versátil corresponde al modulador en configuración dual-drive (doble entrada) cuyo esquema se muestra en la figura adjunta.



El objeto de este ejercicio es estudiar las características de su señal de salida en función de la señal de entrada aplicada (un campo E_e de

1. The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. It emphasizes that this is crucial for ensuring transparency and accountability in the organization's operations.

2. The second part of the document outlines the various methods and tools used to collect and analyze data. It highlights the need for consistent and reliable data collection processes to ensure the validity of the findings.

3. The third part of the document describes the results of the data analysis. It shows that there is a significant correlation between the variables studied, indicating that the factors being investigated are indeed related.

4. The fourth part of the document discusses the implications of the findings. It suggests that the results can be used to inform decision-making and to develop strategies to address the issues identified in the study.

5. The fifth part of the document concludes the study and provides a summary of the key findings. It reiterates the importance of the research and the need for further investigation in this area.

6. The sixth part of the document includes a list of references to the sources used in the study. This provides a clear path for readers who wish to explore the topic further.

7. The seventh part of the document contains a list of appendices, which provide additional information and data related to the study. These appendices are essential for a complete understanding of the research.

8. The eighth part of the document is a list of figures and tables, which are used to present the data in a clear and concise manner. These visual aids are crucial for interpreting the results of the study.

9. The ninth part of the document is a list of footnotes, which provide additional information and clarification for the text. These footnotes are important for ensuring the accuracy and reliability of the document.

10. The tenth part of the document is a list of page numbers, which are used to identify the location of specific sections and subsections within the document. This is a standard feature of most academic and professional documents.

continua proveniente de un láser) y de las señales de modulación (tensiones $V_1(t)$ y $V_2(t)$). Para el resto del problema, suponga que los campos eléctricos están siempre polarizados linealmente según el eje x.

- a) Suponga que la unión en Y a la entrada del dispositivo (punto 1 del dibujo) actúa como un divisor de potencia desequilibrado pero sin pérdidas, encaminando una fracción de potencia a^2 de la potencia de entrada a la guía superior y una fracción de $1-a^2$ a la guía inferior. Calcule los campos E_{e1} y E_{e2} en los puntos 2 y 2' del dibujo.
- b) Tanto en el brazo superior como en el inferior del modulador existen dos moduladores de fase LiNbO_3 de longitud L , donde el cambio de fase que experimenta la señal viene dado por:

$$\phi_i(t) = \phi_{oi} + \Delta\phi_i = k_o n_o L - 0.5 k_o n_o^3 r_{13} E_{mi} L \quad i = 1, 2$$

ϕ_o y $\Delta\phi_o$ representan respectivamente la parte independiente y dependiente del cambio de fase con respecto a la señal de tensión aplicada. k_o es la constante de propagación en el vacío, n_o es el índice de refracción ordinario del LiNbO_3 , r_{13} es el coeficiente electroóptico de interés para este material y E_{mi} representa el campo eléctrico debido a la tensión aplicada por las señales de modulación en los electrodos.

Con los datos anteriores, y teniendo en cuenta que la caída de tensión en los electrodos es $E_{mi} = V_i/d$, siendo d la profundidad de las guías (ver zoom en la figura anterior), se pide que exprese la ecuación anterior en la forma:

$$\phi_i(t) = \phi_{oi} + \Delta\phi_i = k_o n_o L - \pi V_i / V_\pi \quad i = 1, 2$$

donde V_π representa la tensión que hay que aplicar para producir un desfase de π radianes. Calcule dicho valor (0.5 puntos)

- c) A partir de los resultados del apartado anterior obtenga los valores de E_{s1} y E_{s2} .
- d) Si la unión en Y a la salida del modulador combina una fracción b^2 de la potencia de la señal de la guía superior con una fracción $1-b^2$ de la potencia de la señal de la guía inferior demuestre que el campo a la salida del dispositivo obedece a la expresión:

$$E_s = E_e e^{jA} \left[B e^{-j\Delta\Phi_1(t)} + C e^{-j\Delta\Phi_2(t)} \right]$$

determinando los valores de A, B, C, $\Delta\Phi_1$ y $\Delta\Phi_2$

- e) Demuestre que si $a^2=b^2=1/2$ la relación entre la intensidad a la salida del modulador I_s y la intensidad a la entrada I_e puede establecerse a partir de una expresión del tipo:

$$I_s = I_e \cos^2(f(t))$$

calculando el valor de $f(t)$.

- f) La modulación de intensidad lleva aparejada una modulación residual de fase, suponiendo correcta la expresión obtenida en e) , la relación de campos a la salida y entrada del modulador determinada en d) ha de poderse expresar como:

$$E_s = E_e e^{jA} e^{j\Phi(t)} \cos(f(t))$$

se pide, comparando la expresión anterior y haciendo uso de los resultados de d) y e), obtener el valor de $\Phi(t)$.

Problema 2 La función de transmisión de un modulador de electroabsorción de pozos cuánticos múltiples (MQW) puede aproximarse a través de la expresión:

$$T(V) = \exp\left[-\left(\frac{V}{V_0}\right)^a\right].$$

donde V_0 es la tensión aplicada cuando la potencia de salida es 1/e del valor máximo y a es un parámetro que toma valores comprendidos entre 2 y 4.

Suponga un modulador con $a=3.2$ y $V_0=1.19$. Dibuje su curva de transferencia en función de la tensión aplicada. Calcule el valor de la tensión máxima que se le debe aplicar si se desea que el modulador posea una relación de extinción de 10 dB. Repita los cálculos para el caso de que la relación de extinción sea de 20 dB.

Problema 3 Se desea utilizar multiplexación WDM para aprovechar al máximo la capacidad de del enlace. Para realizar la multiplexación se emplean tantos acopladores de tipo 2X1 de 50% como sean necesarios. Para realizar la demultiplexación se dispone de filtros de tipo Fabry-Perot (FP) Las características de todos los componentes se detallan en la tabla adjunta.

- a) Construya un multiplexor de 16 canales WDM en base a acopladores 2X1

- b) Calcule la potencia media óptica que tendría cada canal del WDM justo a la salida del demultiplexor (es decir justo a la entrada del enlace de fibra) si se utilizan fuentes láser con 4 mW de potencia óptica media.
- c) Construya un demultiplexor basado en filtros Fabry-Perot de forma que se puedan extraer los 16 canales, y calcule sus pérdidas de Inserción (exceso+división)

Filtro FP	Pérdidas de inserción	2 dB
Acopladores 2x1 50%	Constante de acoplo	0.5
	Pérdidas de exceso	1 dB

1. *...*
 2. *...*
 3. *...*
 4. *...*
 5. *...*
 6. *...*
 7. *...*
 8. *...*
 9. *...*
 10. *...*

Problema 1

a) De la figura y las consideraciones anteriores sobre la división en potencia de la unión en Y se tiene:

$$E_{e1} = aE_e \hat{x}$$

$$E_{e2} = \sqrt{1-a^2} E_e \hat{x}$$

Obsérvese que las relaciones entre campos de entrada y salida se obtienen al tomar la raíz cuadrada sobre las relaciones de potencia.

b) Partimos de la ecuación $\phi_i(t) = \phi_{oi} + \Delta\phi_i = k_o n_o L - 0.5k_o n_o^3 r_{13} E_{mi} L$ $i=1,2$.
Sustituyendo $E_{mi} = V_i/d$ se tiene:

$$\phi_i(t) = \phi_{oi} + \Delta\phi_i = k_o n_o L - 0.5k_o n_o^3 r_{13} (V_i L / d) \quad i=1,2.$$

Llamando $V_\pi = \lambda d / n_o^3 r_{13} L$, entonces:

$$\phi_i(t) = \phi_{oi} + \Delta\phi_i = k_o n_o L - \pi V_i / V_\pi \quad i=1,2$$

c)

$$E_{s1} = E_{e1} e^{j\phi_1(t)} = aE_e \hat{x} \exp j[k_o n_o L - \pi V_1(t) / V_\pi]$$

$$E_{s2} = E_{e2} e^{j\phi_2(t)} = \sqrt{1-a^2} E_e \hat{x} \exp j[k_o n_o L - \pi V_2(t) / V_\pi]$$

d) Según lo expuesto, el campo a la salida del dispositivo será:

$$E_s = bE_{s1} + \sqrt{1-b^2} E_{s2}$$

sustituyendo los valores obtenidos en el apartado anterior se tiene:

$$E_s = \hat{x} E_e \exp(jk_o n_o L) \left[ab \exp(-j\pi V_1(t) / V_\pi) + \sqrt{(1-a^2)(1-b^2)} \exp(-j\pi V_2(t) / V_\pi) \right]$$

identificando expresiones:

$$A = k_o n_o L, \quad B = ab, \quad C = \sqrt{(1-a^2)(1-b^2)}, \quad \Delta\phi_i = \pi V_i(t) / V_\pi \quad i=1,2$$

e) Si tomamos el módulo al cuadrado del campo de salida determinado en el apartado anterior haciendo $a^2=b^2=1/2$ se llega fácilmente a:

$$I_s = \frac{I_e}{2} \left[1 + \cos(\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)) \right] = I_e \cos^2 \left(\frac{\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)}{2} \right)$$

de donde:

$$f(t) = \left(\frac{\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)}{2} \right)$$

f) de los resultados de los apartados d) y e) se tiene:

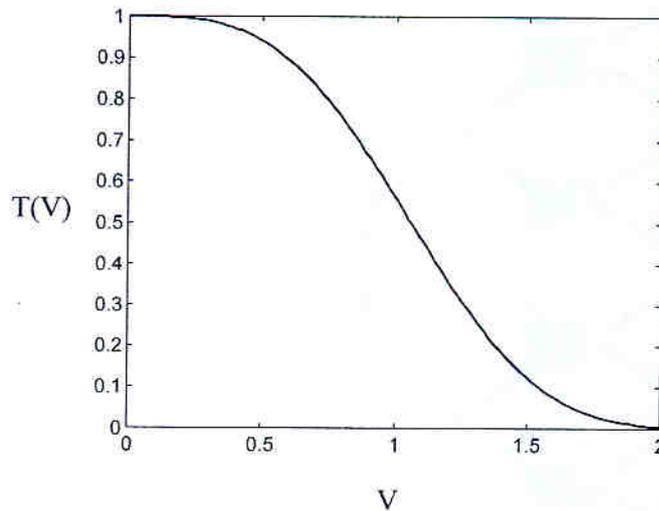
$$\begin{aligned} E_s &= \hat{x} \frac{1}{2} E_c \exp(jA) \exp[-j(\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2)/2] [\exp(-j(\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2)/2) + \exp(j(\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2)/2)] = \\ &= \hat{x} \frac{1}{2} E_c \exp(jA) \exp[-j(\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2)/2] \cos\left[\frac{\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2}{2}\right] = \hat{x} \frac{1}{2} E_c \exp(jA) \exp[-j\Phi(t)] \cos[f(t)] \end{aligned}$$

de donde:

$$\Phi(t) = \frac{\Delta\phi_1(t) + \Delta\phi_2(t)}{2}$$

Si $V_2(t) = -V_1(t)$, entonces $\Delta\phi_1(t) = -\Delta\phi_2(t)$ y $\Phi(t) = 0$. Por tanto no hay modulación residual de fase.

Problema 2 Representamos gráficamente la ecuación del modulador de electroabsorción en función de la tensión aplicada para $a= 3.2$ y $V_0=1.19$. El resultado se muestra en la siguiente figura:



Para obtener el valor de tensión que nos da una determinada relación de extinción, tomamos la expresión logarítmica de $T(V)$ y despejamos V .

$$10 \log(T(V)) = T(V)(dB) = -10 \left(\frac{V}{V_0} \right)^a \log e \rightarrow V = V_0 \left(-\frac{T(V)(dB)}{10 \log e} \right)^{1/a}$$

así, una relación de extinción de 10 dB implica que $T(V)(dB)=10$ que sustituida en la ecuación anterior nos da:

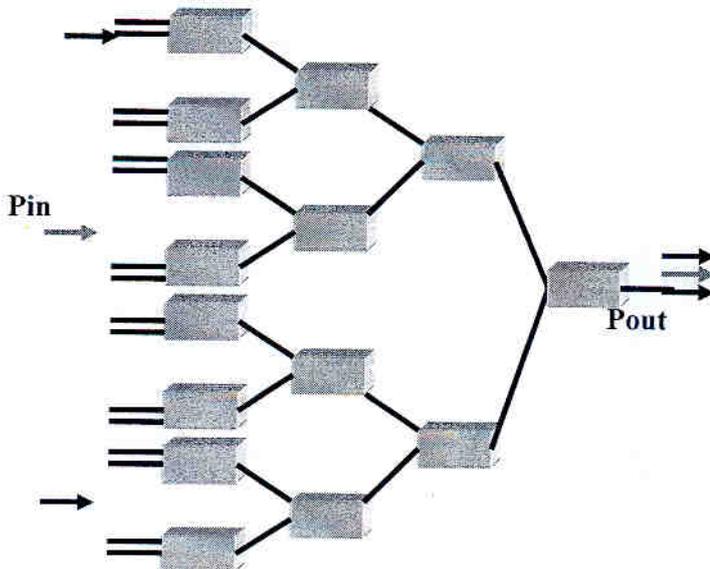
$$V = V_0 \left(-\frac{1}{\log e} \right)^{1/a} = 1.54 \text{ volt}$$

mientras que para una relación de extinción de 20 dB se tiene:

$$V = V_0 \left(-\frac{2}{\log e} \right)^{1/a} = 1.92 \text{ volt}$$

Problema 3

a)



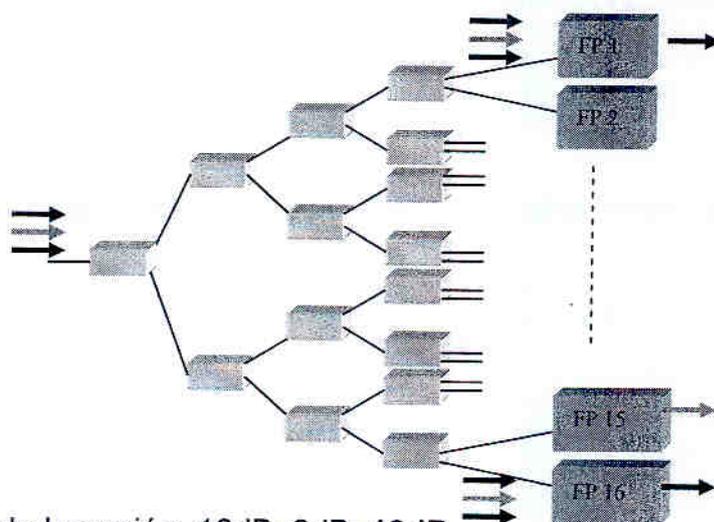
$$b) P_{out}(dBm) = P_{in}(dBm) - (\text{Perdidas de inserción})(dB)$$

$$\text{Perdidas de Inserción}(dB) = P.\text{Distribución}(dB) + P.\text{Exceso}(dB) =$$

$$= (3dB/etapa \times 4 \text{ etapas}) + (1dB/etapa \times 4 \text{ etapas}) = \mathbf{16dB.}$$

$$P_{out} = 6 \text{ dBm} - 16dB = \mathbf{-10dBm.}$$

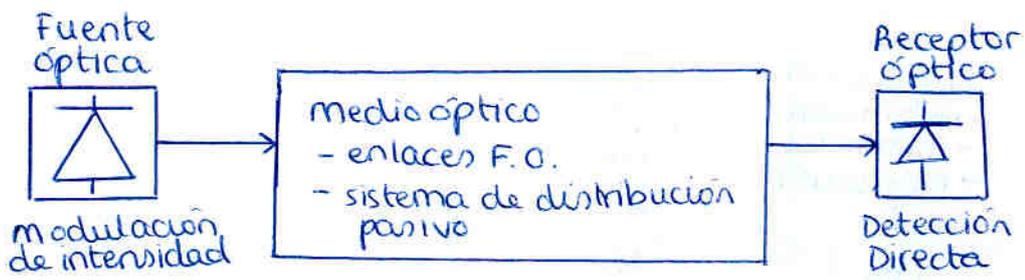
c)



$$\text{Perdidas de Inserción} = 16dB + 2dB = \mathbf{18dB.}$$

Tema 13. Introducción a los sistemas de comunicaciones ópticas

1. Sistemas ópticos MI-DD (modulación intensidad, detección directa)



Problemas que no van para examen
 8.8 → 8.12
 8.23 → 8.25
 9.28 → 9.33

La potencia óptica a la entrada del receptor debe ser superior a la sensibilidad (para mantener el criterio de calidad) } Balance de Potencias

La velocidad de modulación no podrá exceder la rapidez de respuesta temporal del conjunto Fuente + Medio + Receptor } Balance de tiempos de subida

1.1 Balance de potencia

$$P_r \leq P_t - L_c - M_s$$

↑
Potencia óptica media mínima en el receptor (sensibilidad)

↑
Potencia óptica media de la fuente

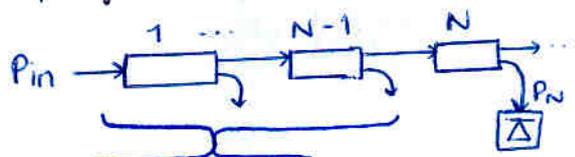
↑
margen de seguridad

↑
Pérdidas totales del medio óptico

- fibra óptica $\alpha(\text{dB/km}) \times L(\text{km})$
- conectores y empalmes (típico 0.05 → 0.5 dB)
- elementos intermedios de distribución
- Penalizaciones de potencia (las veremos en punto 3)

ejemplos:

topología en bus:



$$\frac{P_N}{P_{in}} = \left[\underbrace{(1-\delta)}_{\text{pérdidas de exceso}} \underbrace{(1-C)}_{\text{fracción de potencia acoplada}} \right]^{N-1} \cdot (1-\delta)C$$

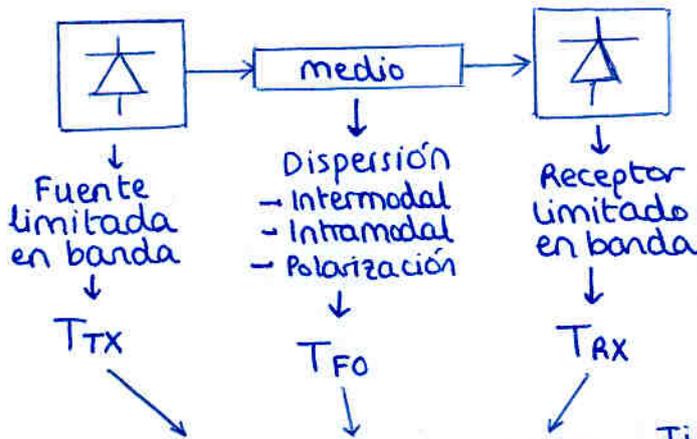
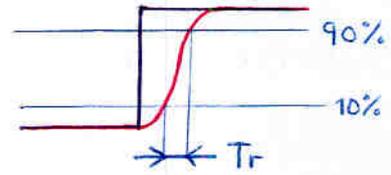
topología en estrella



$$\frac{P_N}{P_{in}} = \frac{1}{N} (1-\delta)^{\log_2 N}$$

1.2 Balance de tiempos de subida

Definición T_r



$$T_r^2 = T_{TX}^2 + T_{FO}^2 + T_{RX}^2$$

Tiempo de subida del sistema completo

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

ancho banda del transmisor

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

ancho banda receptor

Criterio del balance de tiempos

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

Se supone comportamiento de filtro RC

$$\Delta f = \begin{cases} B/2 & \text{para NRZ} \\ B & \text{para RZ} \end{cases}$$

The diagram shows two digital signals. The first is NRZ (Non-Return-to-Zero) with a bit sequence 0 1 0 1 1 0. The second is RZ (Return-to-Zero) with the same bit sequence, where each bit is followed by a zero level.

por tanto:

$$T_r \leq \begin{cases} 0.7/B & \text{para NRZ} \\ 0.35/B & \text{para RZ} \end{cases}$$

$$T_{FO}^2 = T_{multim}^2 + T_{intra}^2$$

Dispersión multimodal (fibra multimodo)

Dispersión cromática/intramodal (fibra monomodo)

Dispersión multimodal

$$T_{multim}^2 = \Delta T^2 \text{ visto en tema 2}$$

$$\begin{cases} \Delta T = \frac{n_1 \cdot \Delta \cdot L}{c} & \text{salto de índice} \\ \Delta T = \frac{n_1 \cdot \Delta^2 \cdot L}{8c} & \text{índice gradual} \end{cases}$$

Dispersión cromática

(todo lo del tema 4)

según los datos que tengamos:

$$T_{intra}^2 = \Delta T^2 \text{ que aparece en las primeras páginas}$$

$$T_{intra}^2 = \sigma^2 = \sigma_0^2 + \sigma_p^2$$

análisis de pulsos gaussianos del final (con casos particulares)
 $v \gg 1$
 $v \ll 1$ etc...

1.3 Fuentes de degradación adicionales

Uno de los términos de L_c en el balance de potencias es el de "fuentes de degradación adicionales" que tiene en cuenta cualquier efecto no contemplado

Se define el concepto

Penalización de potencia

El incremento de potencia que debe producirse a la entrada del receptor para mantener el criterio de calidad en presencia de la degradación considerada, y por lo tanto compensar su efecto

$$\text{Penalización (dB)} = 10 \log \left(\frac{\text{Potencia con degradación}}{\text{Potencia sin degradación}} \right)$$

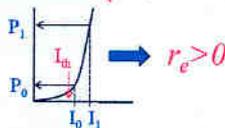
Penalización por RELACIÓN DE EXTINCIÓN NO NULA:

Se define la relación de extinción como:

$$r_e = \frac{P_0}{P_1}$$

De manera que, en el caso ideal, que sirvió como hipótesis de partida al Modelo de Receptor Digital Simplificado $r_e = 0$

En un caso más general:



Para un sistema limitado por ruido térmico ($\sigma_1 \approx \sigma_0 \approx \sigma_T$):

$$\text{Penaliz (} r_e \text{)} = 10 \log \left(\frac{1+r_e}{1-r_e} \right)$$

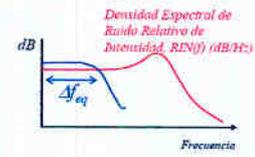
Penalización por RUIDO DE INTENSIDAD:

El ruido de intensidad generado en la fuente supone un deterioro en la calidad del sistema. Esta fuente de ruido no se incluyó en el modelo del receptor. La potencia de ruido de intensidad en el receptor es:

$$\sigma_{RN}^2 = (\Re P_r)^2 r_i^2$$

$$r_i^2 = \frac{\langle \Delta P_r^2 \rangle}{P_r^2} = \int_{-\infty}^{\infty} RIN(f) df$$

$$r_i^2 = RIN \Delta f_{eq}$$



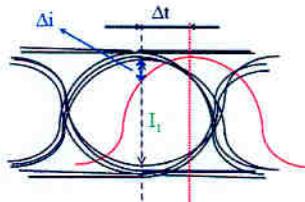
Incluyendo el nuevo término de ruido en la expresión de q y recalculando a partir de Q la nueva Sensibilidad, obtenemos la penalización por ruido RIN como:

$$\text{Penaliz (} r_i \text{)} = -10 \log(1 - r_i^2 q^2)$$

*q depende de lo exigentes que seamos.
La penalización es mayor para un mismo RIN si exigimos menos BER*

Penalización por JITTER:

Δt y Δi son variables aleatorias con media $\langle \Delta t \rangle$, $\langle \Delta i \rangle$ y desviación típica $\sigma_{\Delta t}$ y σ_i



Suponiendo un PIN limitado por ruido térmico:

$$Q = \frac{I_1 - \langle \Delta i \rangle}{(\sigma_i^2 + \sigma_{\Delta t}^2)^{1/2} + \sigma_i}$$

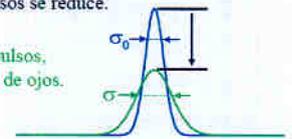
$$b = 4/3 (\pi^2 - 6) B^2 \sigma_{\Delta t}^2$$

$$\text{Penaliz (} b \text{)} = 10 \log \left(\frac{1 - b/2}{(1 - b/2)^2 - b^2 Q^2 / 2} \right)$$

Penalización por DISPERSIÓN:

Como consecuencia del ensanchamiento temporal de los pulsos, y sin considerar las pérdidas en la fibra, la amplitud de dichos pulsos se reduce.

Reducción de la potencia máxima de los pulsos, que introduce una reducción del diagrama de ojos. Deterioro del parámetro de calidad BER

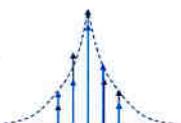


De forma general se obtiene la penalización de potencia a través del factor de ensanchamiento de los pulsos como:

$$\text{Penaliz} = 10 \log \left(\frac{\sigma}{\sigma_0} \right)$$

tema 4

Penalización por RUIDO DE PARTICIÓN MODAL:



- En fuentes Fabry-Perot, los distintos modos longitudinales sufren variaciones de potencia en un fenómeno de anticorrelación de forma que la potencia total se mantiene constante.
- El problema surge al propagarse la señal a través de la fibra, la cual introduce retardos diferentes para cada modo, generándose ruido en la potencia óptica de llegada (ya no se mantiene constante)

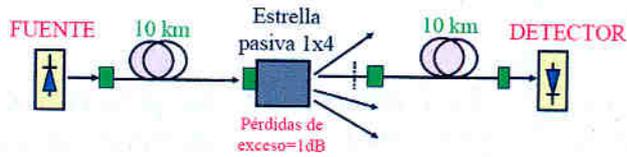
$$\text{Penaliz}_{RPM} = -5 \log(1 - Q^2 \text{RPM}^2)$$

$$\text{RPM} = \frac{k}{\sqrt{2}} \left\{ 1 - e^{-(\pi B L D \sigma_s)^2} \right\}$$

RPM: Ruido relativo de partición modal.
k: Coeficiente de Partición Modal (relacionado con la correlación estadística entre los distintos modos)

B: Velocidad de modulación
L: Longitud del enlace
D: Parámetro de dispersión
 σ_s : Anchura espectral

ejemplo completo



Laser Fabry-Perot
 Ancho a 3 dB= 1GHz
 Potencia Media=0.1 mW
 Ancho de Línea=1 nm

Detector PIN (limitado por ruido térmico)
 Ancho a 3 dB= 600 MHz
 $\sigma_T=0.1 \mu A$, $R=1A/W$

PARÁMETROS GENERALES DEL SISTEMA:
 Margen de Seguridad=6 dB
 $BER < 1e-9$
 $B=655 \text{ Mb/s (NRZ)}$

FIBRA:
 $D=20 \text{ ps/nmkm}$
 $\alpha=0.25 \text{ dB/km}$
 (instalada con carretes de 2 km
 0.2 dB de pérdidas en cada empalme)

BALANCE DE POTENCIA:

- 1) Fibra Óptica: $(20 \text{ km} * 0.25 \text{ dB/km}) = 5 \text{ dB}$
 - 2) Empalmes y Conectores: $(8 * 0.2 \text{ dB}) + (4 * 0.2 \text{ dB}) = 2.4 \text{ dB}$
 - 3) Distribución y Pérdidas en Estralla: $(10 \log(4) + 1 \text{ dB}) = 7 \text{ dB}$
- Total: 14.4 dB

Balace de Potencia:

$$P_r = P_t - L_c - M_s, \quad P_r = -10 \text{ dBm} - 14.4 \text{ dB} - 6 \text{ dB} = -30.4 \text{ dBm}$$

$$\text{Sensibilidad} = P_{rec} = (Q \sigma_T) / R, \quad P_{rec} = -32 \text{ dBm}$$

Cumple el Balance de Potencia

BALANCE DE TIEMPOS:

$$T_{TX} = 0.35 / \Delta f = 0.35 / 1 \text{ GHz} = 0.35 \text{ ns}$$

$$T_{RX} = 0.35 / \Delta f = 0.35 / 600 \text{ MHz} = 0.583 \text{ ns}$$

$$T_{FO} = DL \Delta \lambda = 20 \text{ ps/nmkm} * 20 \text{ km} * 1 \text{ nm} = 0.4 \text{ ns}$$

$$T_r^2 = T_{TX}^2 + T_{FO}^2 + T_{RX}^2$$

$$T_r = 0.788 \text{ ns}$$

$$T_r \leq \begin{cases} 0.35 / B : RZ \\ 0.7 / B : NRZ \end{cases} \rightarrow T_r \leq 0.7 / 655 \text{ Mb/s}$$

$$T_r \leq 1.068 \text{ ns}$$

Con lo cual se cumple el balance de tiempos para NRZ
 No se cumple para RZ.

CÁLCULO DE PENALIZACIONES:

Penalización por Dispersión:

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[1 + \left(\frac{DL \sigma_\lambda}{\sigma_0} \right)^2 \right]^{1/2} \rightarrow \text{Penaliz (dB)} = 10 \log \left(\frac{\sigma}{\sigma_0} \right) \approx 1.5 \text{ dB}$$

$$\sigma_0 = 0.4 \text{ ns} \rightarrow \sigma = 0.565 \text{ ns}$$

Penalización por Relación de Extinción:

$$P_0 = 0.02 \text{ mW}$$

$$\bar{P} = (P_0 + P_1) / 2 \rightarrow P_1 = 2\bar{P} - P_0$$

$$P_1 = 2 * 0.1 \text{ mW} - 0.02 \text{ mW} = 0.18 \text{ mW}$$

$$r_e = \frac{P_0}{P_1} = 0.111$$

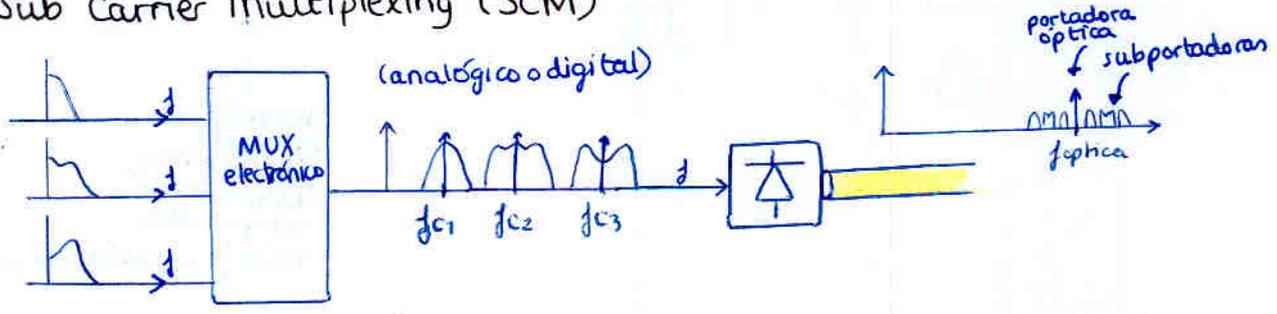
$$\text{Penaliz (dB)} = 10 \log \left(\frac{1+r_e}{1-r_e} \right) \approx 0.97 \text{ dB}$$

2. Sistemas multicanal

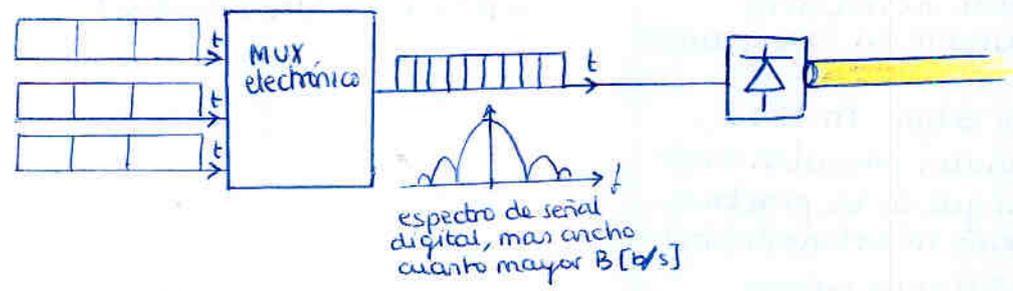
Tipos:

• Multiplex electrónico

- Sub Carrier Multiplexing (SCM)

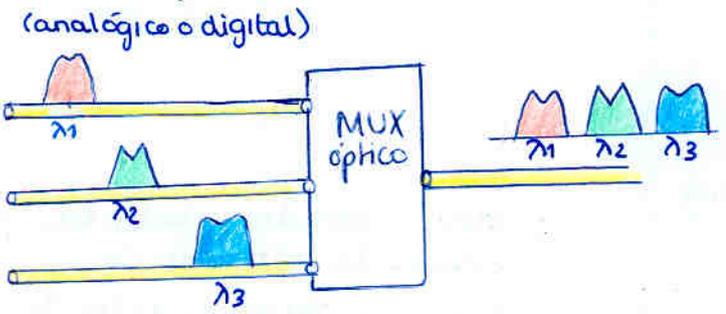


- Electronic Time Division multiplexing (ETDM)

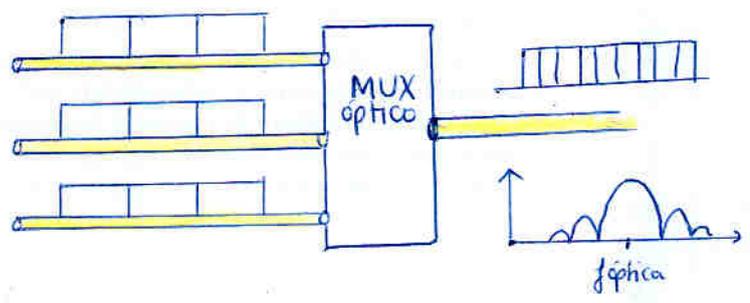


• Multiplex óptico

- Wavelength division multiplexing (WDM)

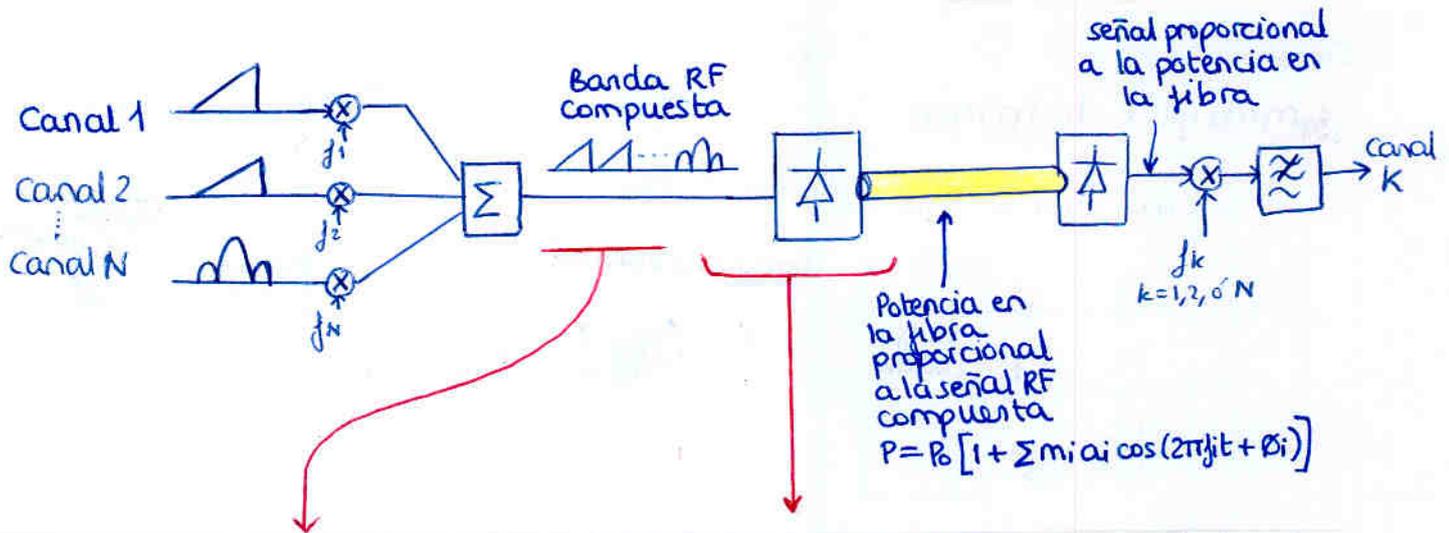


- Optical Time Division Multiplexing (OTDM)



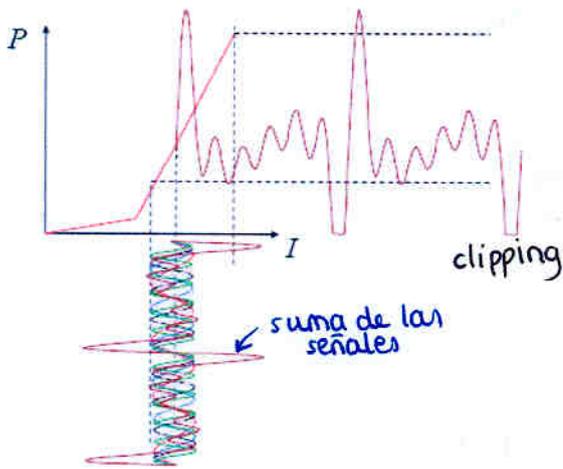
- Llenamos el gran ancho de banda usando una modulación digital enormemente rápida (tiempo bit ~ femto segundos)
- Cuidado con la dispersión

2.1 multiplexación por división de subportadora (SCM)

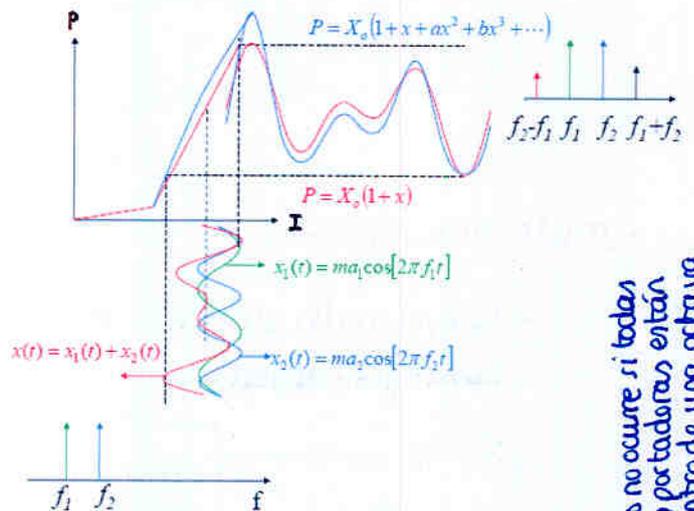


Aunque cada una de las señales que sumamos tengan $m < 1$ (normalizado al máximo) podrían sumarse en fase y causar clipping.

Habría que exigir $m \cdot N < 1$, pero las señales no suelen estar en fase, así que en la práctica la limitación no es tan estricta; para $N > 10$, $P(t)$ es un proceso gaussiano.



Aparecen productos de intermodulación a causa de que la curva $P-I$ del láser no es una recta:



esto no ocurre si todas las portadoras están dentro de una octava i.e. $[f, 2f]$

Los tonos generados pueden caer justo en canales de información.

Los más importantes son los de 2º y 3º orden, que contribuyen al CNR

$$CNR_{m2} = CSO = -10 \log [N_{CSO} (am)^2]$$

$$CNR_{m3} = CTB = -10 \log [N_{CTB} ((3/2)bm^2)^2]$$

N_{CSO} representa en número de productos de intermodulación de segundo orden que caen en la banda del canal considerado

N_{CTB} representa el número de productos de intermodulación de tercer orden que caen en la banda del canal considerado

$CSO > 52$ dB, $CTB > 52$ dB típicamente

El CNR al final

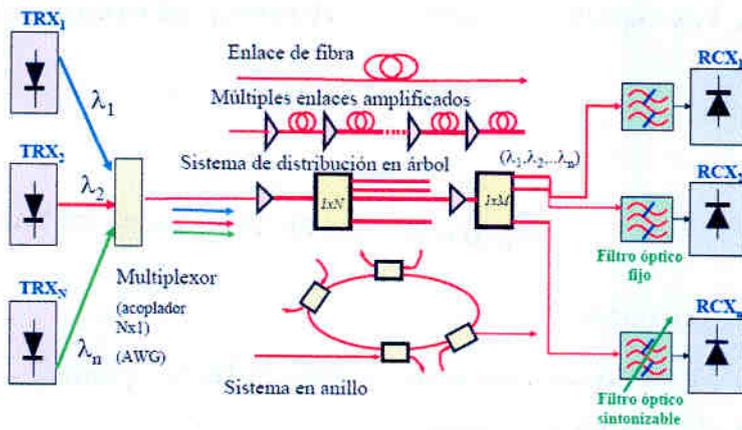
$$CNR = \frac{I^2 \det}{\sum \sigma_j^2} = \left(\sum_j \left[\frac{\sigma_j^2}{I \det} \right] \right)^{-1} = \left(\sum_j \left(\frac{C}{N} \right)_j \right)^{-1}$$

$$CNR = \frac{\bar{I}^2}{(\Delta I_{a\sigma})^2 + (\Delta I_s)^2 + (\Delta I_d)^2 + (\Delta I_i)^2 + (\Delta I_{IMO})^2}$$

$\bar{I}^2 = \frac{m^2}{2} (P \cdot P_s)^2$
 ruido johnson ruido shot ruido oscuridad ruido intensidad ruido de intermodulación

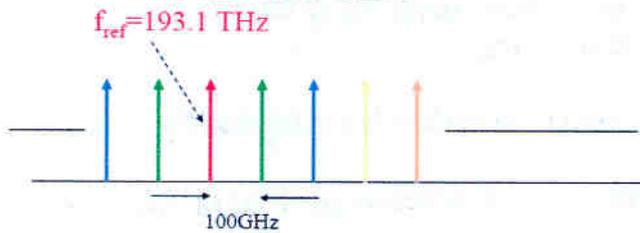
$$(\Delta I_{IMO})^2 = \bar{I}^2 \left(\frac{1}{CSO} + \frac{1}{CTB} \right)$$

2.2 Multiplexación por división en longitud de onda



A cada receptor sólo llega un canal (por tanto el ruido shot sólo considera \bar{i} de un canal)

Plan de frecuencias para WDM normalizado por ITU ITU Rec G.mcs

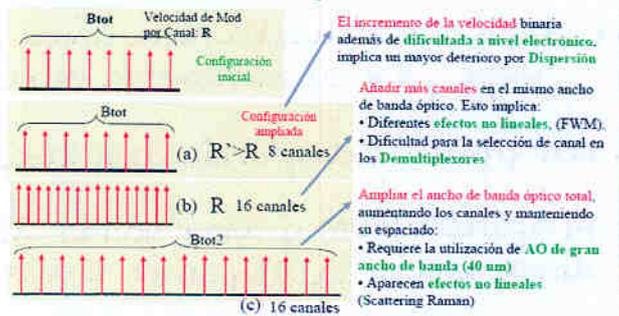


$$f = f_{ref} \pm m \times 0.1 \text{ THz}$$

$$f_{ref} = 193.1 \text{ THz} \rightarrow 1552.5 \text{ nm}$$

$M = -10, -9, \dots, 5 \rightarrow$ Para 16 canales

Estrategias para el aumento de capacidad



El incremento de la velocidad binaria además de dificultada a nivel electrónico, implica un mayor deterioro por Dispersión

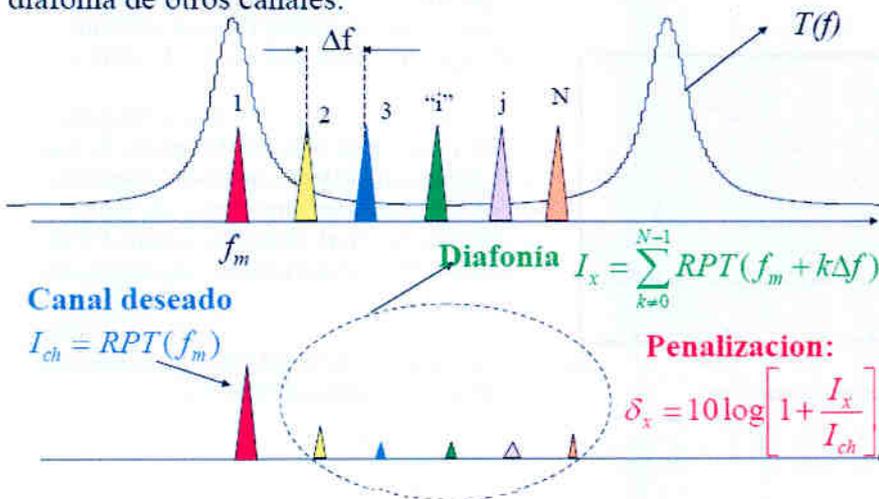
Añadir más canales en el mismo ancho de banda óptico. Esto implica:

- Diferentes efectos no lineales, (FWM).
- Dificultad para la selección de canal en los Demultiplexores

Ampliar el ancho de banda óptico total, aumentando los canales y manteniendo su espaciado:

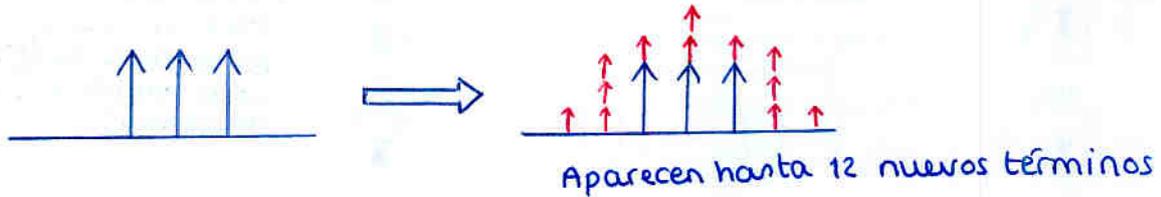
- Requiere la utilización de AO de gran ancho de banda (40 nm)
- Aparecen efectos no lineales (Scattering Raman)

El diseño de sistemas WDM con filtros sintonizables es similar al de sistemas MI-DD. Solo hay que añadir la penalización por diafonía de otros canales.



FWM (Four Wave Mix)

Es un gran problema que ha aparecido con las nuevas técnicas WDM



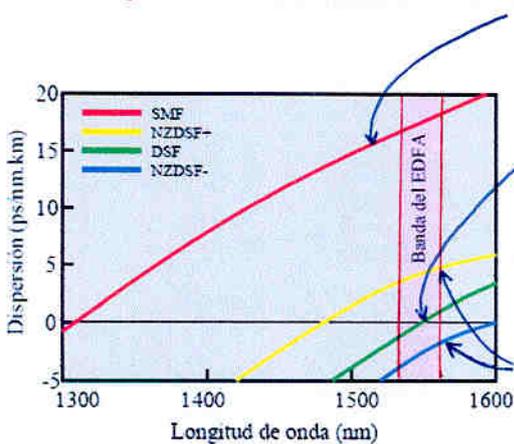
Aparece cuando:

1. La potencia de cada canal supera los 3 dBm (2mW)
2. Longitudes de onda cercanas
3. La dispersión de la fibra es pequeña

- Cuando sólo se usaba una única λ hacía falta una dispersión baja para aumentar la velocidad binaria
- con fibra de dispersión desplazada se logró anular la dispersión
- Al aparecer WDM y usar varias λ 's, se vio que el problema FWM se disparaba si la dispersión era cero
- Se inventaron las NZDSF (non zero dispersion shifted fiber) en la cual la dispersión no era cero.

Tipos de Fibra

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, pero aparecen otros efectos no lineales **SPM/XPM**

Problema 2. Julio 2006. COCOS.

Un enlace de comunicaciones por fibra óptica esta constituido por dos tramos de fibra de las siguientes características: Primer tramo de Fibra estándar SSMF de 80km y un tramo (una bobina) de fibra compensadora de dispersión (DCF) en el nodo receptor de 10km de longitud. Se están probando dos tipos de transmisores, T1 y T2 abajo especificados, y un receptor óptico basado en detector PIN (abajo especificado). Se pretende transmitir un sistema Coarse-WDM de 4 canales ocupando la banda C separados 8 nm. Uno de los canales WDM transportará un sistemas SCM y el resto señales SDH (NRZ) a 2.5Gb/s. El sistema SCM esta compuesto por 10 subportadoras extendidas entre 800 y 900 MHz, con un ancho de canal de 8MHz, que transportan información digital con modulación 16QAM (canales de TDT por ejemplo).

Calcule:

- 1) Sensibilidad del receptor (0.5 puntos)
- 2) Balance de potencia. (0.5 puntos)
- 3) Dispersión cromática total de los dos tramos de fibra, tanto de primer orden [ps/nm] como de segundo orden [ps/nm^2] (0.5 puntos). (datos de dispersión válidos para todos los canales)
- 4) Anchura (r.m.s) final de los pulsos para las dos fuentes. ¿Cumplen el requisito de $\sigma \leq 1/4B$? (0.75 puntos).
- 5) Penalización por dispersión, Penalización por ruido de intensidad y por relación de extinción no nula. (0.5 puntos)
- 6) CNR para los canales TDT del sistema SCM teniendo en cuenta ruido térmico y ruido de intensidad (0.75 puntos)

Tabla de datos de componentes:

Receptor-PIN		Fibra SSMF	
Responsividad	1.1 A/W	Dispersión 1º orden	17 ps/nmkm
NEP	$1pW/\sqrt{Hz}$	Dispersión 2º orden	0.1 ps/nm ² km
Transmisor T1: Láser DFB modulado directamente. $\sigma_0 = 80ps$		Atenuación (incluidos empalmes)	$\alpha = 0.2dB/km$
Potencia Media	5 mW	Fibra DCF	
Potencia del "0"	0.5 mW	Dispersión 1º orden	-100 ps/nmkm
Ancho de línea	200MHz	Dispersión 2º orden	0.3 ps/nm ² km
Parámetro de Chirp "C"	6	Atenuación (incluidos empalmes)	$\alpha = 0.7dB/km$
Densidad espectral de ruido relativo de intensidad	-120 dB/Hz	Filtro MUX/DEMUX de tipo "Thin Film" con 4 bandas pasantes separadas 8nm	
Transmisor T2: Láser DFB modulado externamente $\sigma_0 = 80ps$		Pérdidas de inserción de λ_i en su banda de paso	1dB
Potencia Media	5 mW	Pérdidas de inserción de λ_j en la banda de paso de λ_j para cualquiera de los 4 canales	13 dB
Potencia del "0"	0.5 mW	CALIDAD DE LOS CANALES DIGITALES.	
Parámetro de Chirp "C"	Modulación Push-Pull perfecta.	$q=7 \rightarrow BER < 1e-12$	
Ancho de línea	100MHz	Sistema SCM:	
Densidad espectral de ruido relativo de intensidad	-120 dB/Hz	Índice de modulación de intensidad para cada canal SCM $m=0.05$;	

Solución.

1) Sensibilidad del receptor

$$\Delta f = B/2$$

$$NEP \cdot \mathfrak{R} \sqrt{\Delta f} = \sigma_T$$

$$\sigma_T = 1e-12 \text{ W} / \sqrt{\text{Hz}} * 1.1 \text{ A/W} * \sqrt{1.25e9 \text{ Hz}} = 0.0386 \mu\text{A}$$

$$\overline{P_{rec}} = \frac{q}{\mathfrak{R}} (e \Delta f F_A q + \frac{\sigma_T}{M}) = \frac{7}{1.1 \text{ A/W}} (1.6e-19 * 1.25e9 * 7 + 0.0386e-6) = 0.2545 \mu\text{W} \Rightarrow -35.94 \text{ dBm}$$

2) Balance de potencia.

- 1) Multiplexor => 1dB
- 2) Fibra SSMF => 80km * 0.2dB/km = 16 dB
- 3) Fibra DCF => 10km * 0.7dB/km = 7dB
- 4) Demultiplexor => 1dB

Atenuación total = 25 dB

Potencia media = 5mW => 7dBm

7dBm - 25dB = -18dBm > -35.94 dBm Cumple el balance de potencia con 3.3dB de diferencia.

3) Dispersión cromática total

Dispersión de primer orden total acumulada:

$$(80\text{km} * 17\text{ps/nmkm}) + (10\text{km} * -100\text{ps/nmkm}) = 360\text{ps/nm}$$

Dispersión de segundo orden total acumulada:

$$(80\text{km} * 0.1\text{ps/nm}^2\text{km}) + (10\text{km} * 0.3\text{ps/nm}^2\text{km}) = 11\text{ps/nm}^2$$

4) Anchura final de los pulsos para las dos fuentes. ¿Cumplen el requisito de $\sigma \leq 1/4B$?

$$\beta_2 L = DL \frac{\Delta\lambda}{\Delta\omega} = 360 \text{ ps/nm} * (-1.274 \text{ ps} * \text{nm}) = -458.6 \text{ ps}^2$$

$$\beta_3 L = SL \left(\frac{\Delta\lambda}{\Delta\omega} \right)^2 = 11 \text{ ps/nm}^2 = (-1.274 \text{ ps} * \text{nm})^2 = 17.85 \text{ ps}^3$$

$$\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0^2} = \frac{-458.6}{2 * 80 * 80} = 0.0358$$

$$\frac{\beta_3 L}{4\sigma_0^3} = \frac{17.85}{4 * 80 * 80 * 80} = 8.7e-006$$

Transmisor 1: C=6

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[\left(1 - \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0^2} \right)^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0^2} \right)^2 + (1 + C^2)^2 \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 L}{4\sigma_0^3} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \approx \left(1 - \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0^2} \right) = 1.215$$

$$\sigma = 97.2 \text{ ps}$$

Transmisor 2:

C=0

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[1 + \left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 z}{4\sigma_0^3} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \approx 1$$

$$\sigma = 80 \text{ ps}$$

el criterio de velocidad $\sigma \leq 1/4B$ marca un límite de $400\text{ps}/4=100 \text{ ps}$ para el ancho final del pulso por lo tanto se cumple el criterio para ambos transmisores

5) Penalización por dispersión, Penalización por ruido de intensidad y por relación de extinción no nula.

$$\text{Penalización por dispersión solo para el transmisor 1: } \delta_D = 10 \log \left(\frac{\sigma}{\sigma_0} \right) = 0.846 \text{ dB}$$

Penalización por ruido de intensidad:

$$r_i^2 = RIN A_{eq}^2 = 10^{-120/10} (1/\text{Hz}) * 1.25e9 \text{ Hz} = 0.0013$$

$$\text{Penaliz}(r_i^2) = -10 \log(1 - r_i^2 q^2) = 0.275$$

Penalización por relación de extinción no nula (igual par los dos transmisores):

$$P_0 = 0.5 \text{ mW}$$

$$\bar{P} = (P_0 + P_1)/2 \rightarrow P_1 = 2\bar{P} - P_0$$

$$P_1 = 2 \times 5 \text{ mW} - 0.5 \text{ mW} = 9.5 \text{ mW} \quad \text{Penaliz(dB)} = 10 \log \left(\frac{1 + r_e}{1 - r_e} \right) \approx 0.457 \text{ dB}$$

$$r_e = \frac{P_0}{P_1} = \frac{0.5}{9.5} = 0.0526$$

6) CNR para los canales TDT del sistema SCM teniendo en cuenta ruido térmico y ruido de intensidad

$$CNR = \frac{\bar{i}^2}{(\Delta i_{ad})^2 + (\Delta i_i)^2}$$

$$\bar{i}^2 = \frac{m^2}{2} (\mathcal{R}P_s)^2$$

$$\bar{i}^2 = \frac{m^2}{2} (\mathcal{R}P_s)^2 = 3.77e-13 \text{ A}^2$$

$$\sigma_T = 1e-12 \text{ w} / \sqrt{\text{Hz}} * 1.1 \text{ A/W} * \sqrt{8e6 \text{ Hz}} = 3.11e-9 \text{ A}$$

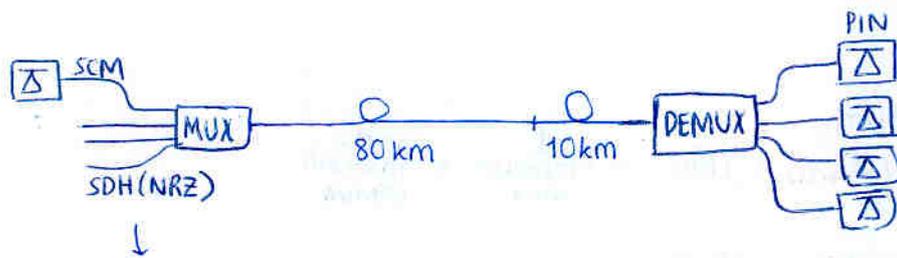
$$\sigma_T^2 = 9.67e-18 A^2$$

$$r_l^2 = RIN \mathcal{A}_{eq} = 10^{-120/10} (1/Hz) * 8e9 Hz = 8e-6$$

$$\sigma_{RIN}^2 = (RP_S)^2 r_l^2 = 2.41e-15 A^2$$

$$CNR = \frac{3.77e-13 A^2}{9.67e-18 A^2 + 2.41e-15 A^2} = 156 \Rightarrow 22 dB$$

Julio 2006. Problema 2



SCM: 10 subportadoras $m=0.05$
 800 → 900 MHz
 ancho 8 MHz con 16 QAM

3 SDH: NRZ a 2.5 Gb/s

a) Sensibilidad del receptor

Datos $R = 1.1 \text{ A/W}$
 $NEP = 1 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$

sabiendo:

$$NEP[W] = \frac{\sqrt{(\Delta I_{\text{os}})^2}}{R}$$

↑
 en W!!!

$$NEP[W] = NEP[W/\sqrt{\text{Hz}}] \cdot \sqrt{\Delta f}$$

$$\begin{aligned} (\Delta I_{\text{os}})^2 &= (R \cdot NEP[W/\sqrt{\text{Hz}}] \cdot \sqrt{\Delta f})^2 \\ &= (R \cdot NEP)^2 \cdot \Delta f \\ &= (1.1 \cdot 1 \times 10^{-12})^2 \cdot 8 \cdot 10^6 \\ &= 9.68 \times 10^{-18} \text{ X} \end{aligned}$$

$$\sigma_{\text{os}}^2 \equiv (\Delta I_{\text{os}})^2$$

$$\sigma_{\text{os}} = \sqrt{(\Delta I_{\text{os}})^2} = \sqrt{9.68 \times 10^{-18}} = 3.11 \text{ nA X}$$

Sensibilidad

$$\bar{P}_{\text{rec}} = \frac{q}{R} (e \Delta f q + \sigma_J)$$

siendo $q = 7 \leftrightarrow \text{BER} = 1 \cdot 10^{-12}$

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\text{rec}} &= \frac{7}{1.1} \cdot [16 \cdot 10^{-19} \cdot 8 \cdot 10^6 \cdot 7 + 3.11 \cdot 10^{-9}] \\ &= 19.85 \text{ nW X} \end{aligned}$$

! mal. He utilizado $\Delta f = 8 \text{ MHz}$, pero la sensibilidad se calcula para modelo digital (i.e. tramas SDH) (no tramas SCM)

$$\Delta f = B/2 \text{ (NRZ)}$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{os}}^2 &= (R \cdot NEP[W/\sqrt{\text{Hz}}] \cdot \sqrt{\Delta f})^2 \\ \sigma_{\text{os}} &= 1.1 \cdot 1 \times 10^{-12} \cdot \sqrt{2.5 \cdot 10^9 / 2} = 38.9 \text{ nA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\text{rec}} &= \frac{q}{R} \cdot (e \Delta f q + \sigma_J) \\ &= \frac{7}{1.1} \cdot [16 \cdot 10^{-19} \cdot \frac{2.5 \cdot 10^9}{2} \cdot 7 + 38.9 \cdot 10^{-9}] = 256 \text{ nW} \rightarrow 10 \log(256 \cdot 10^{-6} \text{ mW}) = -35.9 \text{ dBm} \end{aligned}$$

b) Balance de potencia

$$P_r \leq P_t - L_c - M_s$$

$$P_t = 5 \text{ mW} \rightarrow P_t = 6.99 \text{ dBm}$$

$$L_c = \alpha_1 (\text{dB/km}) L_1 (\text{km}) + \alpha_2 (\text{dB/km}) L_2 (\text{km}) + \text{perd. insercion MUX} + \text{perd. insercion DEMUX}$$

$$\cdot \text{Fibra 1: } \alpha_1 (\text{dB/km}) L_1 (\text{km}) = 0.2 \times 80 = 16 \text{ dB}$$

$$\cdot \text{Fibra 2: } \alpha_2 (\text{dB/km}) L_2 (\text{km}) = 0.7 \times 10 = 7 \text{ dB}$$

$$\cdot \text{MUX: } 1 \text{ dB}$$

$$\cdot \text{DEMUX: } 1 \text{ dB}$$

$$L_c = 25 \text{ dB}$$

Por tanto:

$$-35.9 \text{ dBm} \leq 6.99 \text{ dBm} - 25 \text{ dB} - M_s$$

Logramos un margen de seguridad $M_s = 6.99 - 25 + 35.9 = 17.9 \text{ dB}$

c) Dispersión cromática total

$$\text{Primer orden: Fibra 1: } 17 \frac{\text{ps}}{\text{nm} \cdot \text{km}} \cdot 80 \text{ km} = +1360 \text{ ps/nm}$$

$$\text{Fibra 2: } -100 \frac{\text{ps}}{\text{nm} \cdot \text{km}} \cdot 10 \text{ km} = -1000 \text{ ps/nm}$$

$$\text{Dispersión total de primer orden} \quad 360 \text{ ps/nm}$$

$$\text{Segundo orden: Fibra 1: } 0.1 \frac{\text{ps}}{\text{km} \cdot \text{nm}^2} \cdot 80 \text{ km} = 8 \text{ ps/nm}^2$$

$$\text{Fibra 2: } 0.3 \frac{\text{ps}}{\text{km} \cdot \text{nm}^2} \cdot 10 \text{ km} = 3 \text{ ps/nm}^2$$

$$\text{Dispersión total de segundo orden} \quad 11 \text{ ps/nm}^2$$

d) Anchura rms final de los pulsos para las dos fuentes

- Ambos transmisores son DFB \rightarrow monomodo $\rightarrow V \ll 1$ (fuente estrecha)
- Consideramos despreciable β_3 frente a β_2

Entonces la expresión es:

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

$$\sigma = \sqrt{\left(\sigma_0 - \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2}$$

Habría una anchura temporal del pulso σ_0 óptima

$$\frac{d\sigma}{d\sigma_0} = 0 \Rightarrow \sigma_{0\text{óptimo}} = \frac{1}{\sqrt{1+C^2}} \sqrt{\frac{\beta_2 L}{2}}$$

sustituyendo en la expresión:

$$\sigma = \sqrt{|\beta_2 L| \sqrt{1+C^2} - C\beta_2 L}$$

¿que β_2 usamos?

$$\beta_2 \sigma_\omega = -D \sigma_\lambda \quad \sigma_\omega = \frac{2\pi c}{\lambda^2} \sigma_\lambda$$

$$\beta_2 L = -DL \frac{\sigma_\lambda}{\sigma_\omega} = -DL \frac{\lambda^2}{2\pi c}$$

dispersión total [ps/nm]

en 3ª ventana

$$\lambda = 1550 \text{ nm}$$

$$\lambda^2 = 2402500 \text{ nm}^2$$

$$C = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \cdot 10^{-12} \text{ s/ps} \cdot 10^9 \text{ nm/m} = 3 \cdot 10^5 \text{ nm/ps}$$

$$\frac{\lambda^2}{2\pi c} = \frac{1550^2}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^8} = 1.27 \text{ nm} \cdot \text{ps}$$

$$\beta_2 L = -360 \text{ [ps/nm]} \cdot 1.27 \text{ [nm} \cdot \text{ps]}$$

$$\beta_2 L = -459 \text{ [ps}^2] \quad |\beta_2 L| = 459 \text{ ps}^2$$

por tanto

$$\sigma = \sqrt{459 \text{ ps}^2 \cdot \sqrt{1+C^2} + 459 \text{ ps}^2 \cdot C}$$

Para el transmisor T1:

$$C=6 \quad \sigma = 74.5 \text{ ps}$$

~~Resulta que $C \cdot \beta_2 > 0$ y por tanto hemos aprovechado una compresión inicial~~

Para el transmisor T2:

$$C=0 \quad \sigma = 21.4 \text{ ps}$$

X En el enunciado se dice que los pulsos iniciales tienen una anchura diferente a la óptima $\sigma_0 = 80 \text{ ps}$, volvamos pues a calcular ese caso.

$$\sigma = \sqrt{\left(\sigma_0 - \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2}$$

Para T1; $C=6$

$$\sigma = \sqrt{\left(80 - \frac{6 \times (-459)}{2 \times 80}\right)^2 + \left(\frac{(-459)}{2 \times 80}\right)^2} = 97.2 \text{ ps}$$

Nota: en la solución del examen desprecia este término, lo cual es totalmente apropiado

Para T2; $C=0$

$$\sigma = \sqrt{(80 - 0)^2 + \left(\frac{(-459)}{2 \times 80}\right)^2} = 80.0 \text{ ps}$$

$$\sigma \leq \frac{1}{40} = \frac{1}{4} \cdot 2.5 \text{ Gb/s} = 100 \text{ ps}$$

e) Penalización por dispersión $P(\text{dB}) = 10 \log\left(\frac{\sigma}{\sigma_0}\right) = \begin{cases} 10 \log\left(\frac{97.2}{80}\right) = 0.846 \text{ dB} & \text{T1} \\ 10 \log 1 = 0 \text{ dB} & \text{T2} \end{cases}$

Penalización por ruido de intensidad

⚠ $r_I^2 = RIN \cdot \Delta f_{\text{eq}} \rightarrow \Delta f = \nu_{0.2} \text{ en NRZ}$
 $= 10^{-120} [\text{Hz}^{-1}] \cdot \frac{\nu_B}{2} [\text{Hz}] = 10^{-12} \cdot \frac{2.5}{2} \times 10^9 = 1.25 \cdot 10^{-3}$

$$P(\text{dB}) = -10 \log(1 - r_I^2 q^2) = -10 \log(1 - (1.25 \cdot 10^{-3}) \cdot (7)^2) = 0.275 \text{ dB}$$

Penalización por relación de extinción no nula

$$r_e = \frac{P_0}{P_1} = \frac{0.5 \text{ mW}}{2 \cdot 5 \text{ mW} - 0.5 \text{ mW}} = 0.0526$$

$$\bar{P} = \frac{1}{2}(P_0 + P_1)$$

$$P_1 = 2\bar{P} - P_0$$

$$P(\text{dB}) = 10 \log\left(\frac{1+r_e}{1-r_e}\right) = 0.458 \text{ dB}$$

f) CNR para los canales TDT del sistema SCM teniendo en cuenta ruido térmico y ruido de intensidad

Esta vez sigue usamos $\Delta f = 8 \text{ MHz}$ (anchura espectral de una subportadora en el canal SCM)

→ Ruidos:

• térmico $\overline{(\Delta i_T)^2} \equiv \sigma_T^2$ lo obtenemos a partir de $\text{NEP} = 1 \text{ pW/Hz}$

$$\sigma_T^2 = \left(R \cdot \text{NEP} \left[\frac{\text{W}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \cdot \sqrt{\Delta f} \left[\sqrt{\text{Hz}} \right] \right)^2 \quad \text{NEP} \left[\text{W} \right] = \frac{\sqrt{\sigma_T^2}}{R}$$

$$= \left(11 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{8 \cdot 10^6} \right)^2 = 9.68 \cdot 10^{-18} \text{ A}^2$$

• intensidad $\overline{(\Delta i_i)^2} = \sigma_i^2$

$$\sigma_i^2 = \underbrace{\text{RIN} \left[\text{Hz}^{-1} \right] \cdot \Delta f \left[\text{Hz} \right]}_{\substack{\text{R}_I^2 \text{ calculada} \\ \text{en e)}} \cdot \overline{i(t)^2} \left[\text{A}^2 \right]$$

$$= \text{R}_I^2 \cdot \underbrace{\left(R \cdot P_r \right)^2}_{\substack{\text{e} \\ \text{eso era para un} \\ \text{canal SDH}}}$$

$$= \text{R}_I^2 \cdot \left(R \cdot P_r \right)^2 \cdot \overline{i} \quad \text{TODA la fotocorriente de todo el canal (con las 8 subportadoras) que le llega al detector} \quad \textcircled{i}$$

$$R = 1.1 \text{ A/W}$$

$$\text{R}_I^2 = \text{RIN} \left[\text{Hz}^{-1} \right] \cdot \Delta f \left[\text{Hz} \right]$$

$$= 10^{-120/10} \cdot 8 \cdot 10^6 = 8 \cdot 10^{-6}$$

¿Qué P_r tomamos? la peor ($\frac{C}{N}$) se dará para la menor pot. recibida, así que usamos la P_s (pot. sensibilidad calculada en (a))
 (NOTA: Pero esa P_s estaba calculada para un sistema digital, y no para el canal SCM)
 $P_r = 10^{-35/10} \cdot 10^{-3} = 2.57 \cdot 10^{-7} \text{ W}$

Usamos la potencia recibida en el receptor calculada en (b)

$$P_r = P_t - L_c = 6.99 \text{ dBm} - 25 \text{ dB} = -18.01 \text{ dBm}$$

$$P_r = 0.0158 \text{ mW} = 1.58 \cdot 10^{-5} \text{ W}$$

$$\sigma_I^2 = 8 \cdot 10^{-6} \cdot \left(1.1 \cdot 1.58 \cdot 10^{-5} \right)^2 = 2.41 \cdot 10^{-15} \text{ A}^2$$

→ Señal: \textcircled{i} consideramos sólo la fotocorriente de UN canal

$$\overline{i}^2 = \frac{1}{2} m^2 (R \cdot P_r)^2 = \frac{1}{2} \cdot 0.05^2 \cdot \left(1.1 \cdot 1.58 \cdot 10^{-5} \right)^2 = 3.78 \cdot 10^{-13} \text{ A}^2$$

$$\rightarrow \left(\frac{C}{N} \right)_{\text{cada subportadora}} = \frac{\overline{i}^2}{\sigma_T^2 + \sigma_i^2} = \frac{3.78 \cdot 10^{-13}}{9.68 \cdot 10^{-18} + 2.41 \cdot 10^{-15}} = 156 \rightarrow 22 \text{ dB}$$

1) Let $f(x) = x^2 + 2x + 1$. Find $f'(x)$ using the power rule.

Given $f(x) = x^2 + 2x + 1$. To find $f'(x)$, we differentiate each term with respect to x .

→ Solution:

$$f'(x) = \frac{d}{dx}(x^2 + 2x + 1) = 2x + 2 + 0 = 2x + 2$$

• Therefore, $f'(x) = 2x + 2$.

$$f'(x) = 2x + 2$$

$$f'(x) = 2(x + 1)$$

2) Let $f(x) = x^3 - 3x^2 + 2x - 5$. Find $f'(x)$ using the power rule.

$$f'(x) = \frac{d}{dx}(x^3 - 3x^2 + 2x - 5) = 3x^2 - 6x + 2 - 0 = 3x^2 - 6x + 2$$

$$f'(x) = 3x^2 - 6x + 2$$

3) Let $f(x) = \frac{1}{2}x^2 + 3x - 7$. Find $f'(x)$ using the power rule.

$$f'(x) = \frac{d}{dx}\left(\frac{1}{2}x^2 + 3x - 7\right) = \frac{1}{2} \cdot 2x + 3 - 0 = x + 3$$

$$f'(x) = x + 3$$

INSTRUCCIONES

Esta parte del examen consta de dos problemas. El valor total de la prueba es de 7p, siendo el valor de cada uno de los dos problemas de 3.5 p. En el enunciado de cada uno de ellos podrá ver el valor que se asigna a cada cuestión o apartado. Se recomienda encarecidamente que lea completamente el enunciado de cada problema antes de tratar de resolverlo. **La duración total de esta parte es de 2:30 horas.**

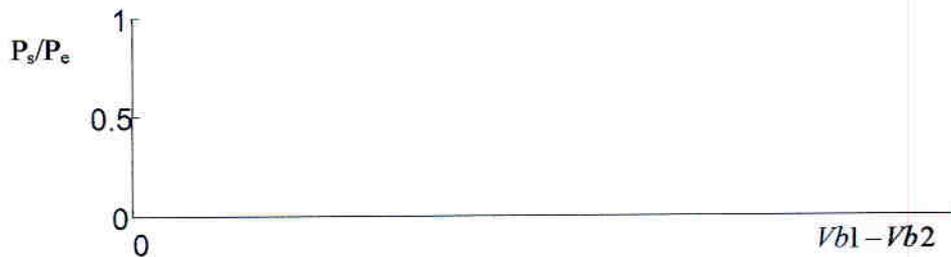
Problema 1 (3.5 puntos)

Los moduladores electro-ópticos de intensidad (EOM) basados en estructuras Mach-Zehnder (MZ) en guías ópticas de Niobato de Litio son ampliamente utilizados en comunicaciones ópticas tanto digitales como analógicas. Tal y como se ha visto en clase, la respuesta del dispositivo o función de transferencia desde la entrada a la salida en términos de campo eléctrico se puede escribir como:

$$E_s = (\sqrt{1-\gamma})E_e \exp(j\Phi) \exp\left(j\pi \frac{(V_1(t)+V_2(t))}{2V_\pi}\right) \cos\left(\pi \frac{(V_1(t)-V_2(t))}{2V_\pi}\right) \quad (1)$$

Donde V_1 y V_2 son las tensiones aplicadas a los electrodos en los dos brazos del MZ, incluyendo tanto la tensión constante de "bias" como la "pequeña señal" de RF, es decir: $V_i(t) = Vb_i + \Delta V_i(t)$. V_π es un parámetro del modulador (ya conocido por vosotros), $\sqrt{1-\gamma}$ es el término que incluye las pérdidas de exceso del dispositivo completo y Φ es un término de fase constante.

- 1) (0.5 puntos). Obtenga la expresión que relaciona potencia óptica a la entrada (P_e) con la potencia óptica a la salida (P_s).
- 2) (0.5 puntos). Represente el valor de potencia media óptica a la salida del EOM-MZ descrito en (1), respecto del valor de potencia óptica a su entrada, en función de la diferencia de tensiones de "bias" $Vb_1 - Vb_2$. (suponer $\Delta V_i(t) = 0$)



- 3) (0.25 puntos). A la vista de la representación anterior, determine los puntos de polarización (bias) que proporcionan los valores máximos y mínimos de transferencia de potencia media óptica.
- 4) (0.25 puntos). De igual manera, a la vista de la representación anterior, determine los puntos de polarización de "bias" que proporcionarán la máxima amplitud de modulación de la "pequeña señal" ($\Delta V_i(t)$), sobre la señal óptica aplicada al EOM.

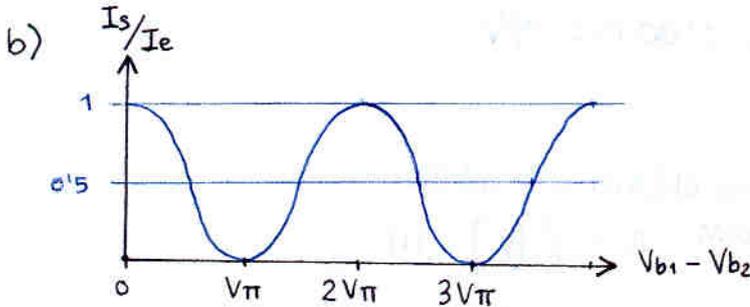
- 5) **(1 punto)** Demuestre que para uno de estos puntos de máxima modulación de pequeña señal, podemos definir una “eficiencia de modulación” (\mathfrak{R}_{EOM}), es decir $dP/d\Delta V$, o amplitud de la variación de potencia óptica dP (Wattios) de la señal modulada óptica, respecto de la variación de tensión aplicada de señal dV (Voltios). Como: $\mathfrak{R}_{EOM} = \pm P_e (1 - \gamma) \frac{\pi}{V_\pi}$. Recuerde que puede aplicar las consideraciones de pequeña señal es decir $Vb_i \gg |\Delta V_i(t)|$. También puede suponer que las señales de tensión de “pequeña señal” se aplican según un esquema PUSH-PULL, es decir: $\Delta V = \Delta V_1 = -\Delta V_2$
- 6) **(0.5 puntos)** Calcule la “eficiencia de modulación” (\mathfrak{R}_{EOM}) para un caso típico de EOM con: $V_\pi = 6$ voltios, Pérdidas de exceso típicas de 5dB, Potencia óptica aplicada al EOM de 10mW.
- 7) **(0.5 puntos)** Si el EOM calculado en 6) se aplica directamente a un fotodetector PIN con responsividad $\mathfrak{R}_{PIN} = I(A/W)$. Obtenga la expresión de potencia de RF a la salida del PIN en función de la potencia de RF aplicada al EOM (tomar una impedancia de 50 ohmios en los dos planos eléctricos). Calcule la ganancia o pérdidas (dBs) entre el plano eléctrico de entrada al EOM y el de salida del PIN para los datos del apartado 6).

Enero 2006. Problema 1

$$E_s = \sqrt{1-\gamma} \cdot E_e \cdot e^{j\theta} e^{j \frac{\pi}{2} \left(\frac{V_1(t)+V_2(t)}{V_\pi} \right)} \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2} \left(\frac{V_1(t)-V_2(t)}{V_\pi} \right) \right)$$

a) $P \propto |E|^2$

$$P_s = (1-\gamma) \cdot P_e \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \left(\frac{V_1(t)-V_2(t)}{V_\pi} \right) \right)$$



sin más que dibujar la expresión (despreciando $1-\gamma$) tomando

$$V_1(t) = V_{b1} + \Delta V_1(t)$$

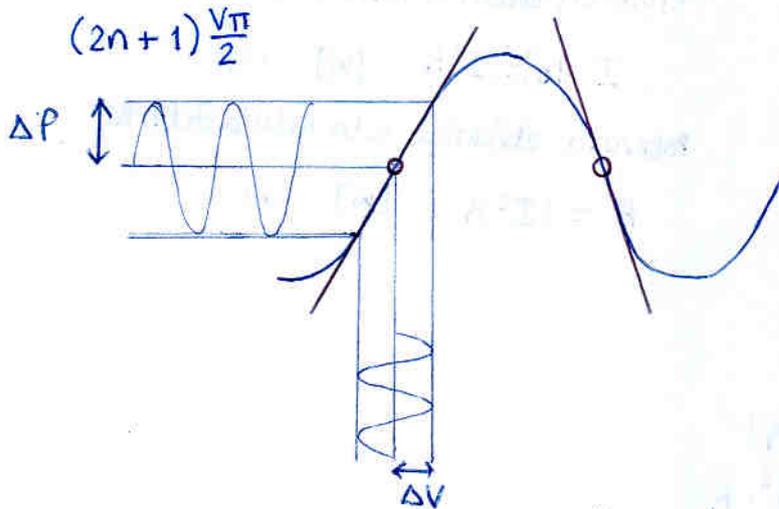
$$V_2(t) = V_{b2} + \Delta V_2(t)$$

o

sabiendo $\cos^2(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2x)$

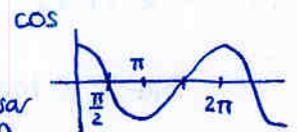
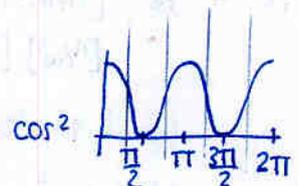
c) máximos: $2nV_\pi$ mínimos $(2n+1)V_\pi$

d) Lo que se está pidiendo son los puntos de máxima (en módulo) pendiente, que corresponden con los cruces por 0.5



e) $\frac{dP}{d\Delta V}$

$$\begin{aligned} P_s &= (1-\gamma) P_e \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \left(\frac{V_{b1} - V_{b2}}{V_\pi} + \frac{\Delta V_1 - \Delta V_2}{V_\pi} \right) \right) \\ &= (1-\gamma) P_e \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \left(\frac{2n+1}{2} + \frac{\Delta V_1 - \Delta V_2}{V_\pi} \right) \right) \\ &= (1-\gamma) P_e \cos^2 \left(\left(n + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \left(\frac{\Delta V_1 - \Delta V_2}{V_\pi} \right) \right) \\ &= (1-\gamma) P_e \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left(\left(n + \frac{1}{2} \right) \pi + \frac{\pi}{V_\pi} (\Delta V_1 - \Delta V_2) \right) \right] \\ &= (1-\gamma) P_e \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \left(\mp \frac{\pi}{V_\pi} (\Delta V_1 - \Delta V_2) \right) \right] \\ &= \frac{1}{2} P_e (1-\gamma) + \frac{1}{2} P_e (1-\gamma) \sin \left(\mp \frac{\pi}{V_\pi} (\Delta V_1 - \Delta V_2) \right) \\ &\approx \frac{1}{2} P_e (1-\gamma) + \frac{1}{2} P_e (1-\gamma) \cdot \left(\mp \frac{\pi}{V_\pi} 2\Delta V \right) \end{aligned}$$



pensar con lógica

$$\begin{aligned} \text{sen } x &\approx x \\ \uparrow \\ x &\downarrow \end{aligned}$$

entonces:

$$\frac{dP}{dV} = \mp P_e(1-\gamma) \frac{\pi}{V\pi} = R_{EOM} \left[\frac{W}{V} \right]$$

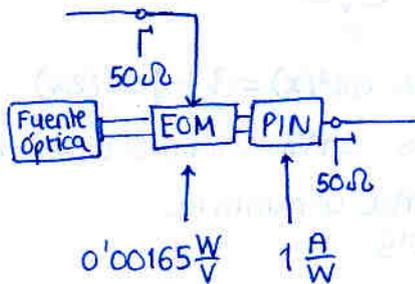
f) $P_{\text{Perd. exceso}} = -10 \log(1-\gamma) = 5 \text{ dB} \rightarrow (1-\gamma) = 0'316$

$$V_{\pi} = 6 \text{ V}$$

$$P_e = 10 \text{ mW} = 0'01 \text{ W}$$

$$R_{EOM} = \mp 0'01 [W] \times 0'316 \times \frac{\pi}{6 [V]} = 0'00165 \text{ W/V}$$

g)



Potencia eléctrica a la entrada del EOM $P_e = \frac{1V^2}{2R} [W]$ (1)

Pot óptica generada

$$P_{op} = R_{EOM} \cdot V [W] \quad (2)$$

Corriente eléctrica a la salida del PIN

$$I = R_{PIN} \cdot P_{op} [A] \quad (3)$$

Potencia eléctrica a la salida del PIN

$$P_o = \frac{1}{2} I^2 R [W] \quad (4)$$

Sustituyendo

(1) en (2) en (3) en (4)

$$\begin{aligned} P_o &= I^2 R \frac{1}{2} \\ &= (R_{PIN} \cdot P_{op})^2 \cdot R \frac{1}{2} \\ &= (R_{PIN} \cdot R_{EOM} \cdot V)^2 \cdot R \frac{1}{2} \\ &= (R_{PIN} \cdot R_{EOM} \cdot \sqrt{R \cdot P_e})^2 \cdot R \frac{1}{2} \end{aligned}$$

$$P_o = P_e \cdot [R_{PIN} \cdot R_{EOM} \cdot R]^2$$

[A/W] [W/V] [Ω]

$$= P_e \cdot [1 \cdot 0'00165 \cdot 50]^2$$

$$P_o = 6'81 \cdot 10^{-3} \cdot P_e$$

$$G_{RF} = 10 \log\left(\frac{P_o}{P_e}\right) = -21'7 \text{ dB}$$

Problema 2 (3.5 puntos)

Una compañía de distribución de señales de vídeo y datos que tiene sede en Valencia, logra la concesión para la distribución de las mismas señales en Gandía, que dista 65 Km. de Valencia. La empresa se plantea transportar las señales a Gandía a través de la fibra óptica que tiene instalada la compañía ferroviaria. Se pretende estudiar el grado de calidad del sistema que une Valencia y Gandía por medio de la fibra óptica que se va a alquilar.

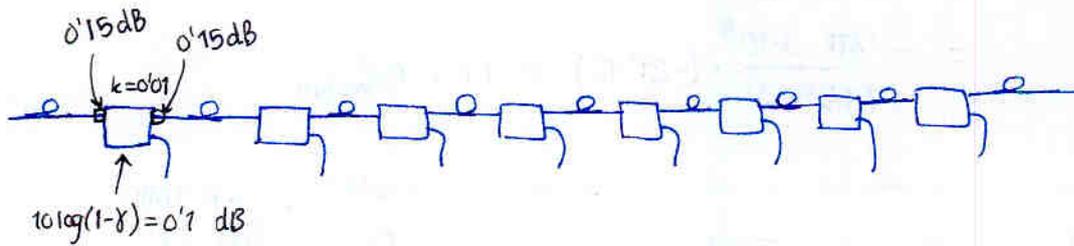
Entre Valencia y Gandía existen 8 estaciones y en cada estación existe un acoplador 2x2 con una constante de acoplo igual a 0.01 y unas pérdidas de exceso de 0.1 dB. El acoplador se utiliza para desviar una pequeña parte de la señal a la estación para poder monitorizar la calidad de las señales.

- a) **(0.5 puntos)**. Con el fin de determinar las pérdidas por kilómetro de la fibra óptica alquilada. Se miden las pérdidas totales entre Valencia y Gandía y se determinan que son de 16 dB. Sabiendo que cada acoplador 2x2 tendrá un par de conectores de entrada-salida, siendo las pérdidas de cada uno de 0.15 dB, calcule los dB/Km de pérdidas de la fibra óptica.
- b) **(1 punto)**. Lo que se pretende hallar ahora es el parámetro de Dispersión de la fibra óptica alquilada. Para ello se utiliza un láser DFB ($\lambda=1550$ nm) que se modula en amplitud (doble banda lateral) mediante un tono hasta localizar la frecuencia en la que dicho tono se suprime en recepción. La frecuencia obtenida es de 7.5 GHz, a partir de dicho valor calcule D en unidades de ps/(km.nm). NOTA: Para el signo de D tenga en cuenta que se está utilizando una fibra monomodo normalizada.
- c) **(0.75 puntos)**. Se quiere transmitir 72 canales repartidos en el espectro radio eléctrico desde la frecuencia de 48.25 MHz hasta la frecuencia de 855.25 MHz. Cada canal ocupa un ancho de banda de 7 MHz y no están repartidos uniformemente en las citadas frecuencias. Se dispone de un láser DFB con las siguientes características: RIN = -150 dB/Hz, CSO = 55 dB, CTB = 55 dB, Potencia transmitida de 10 mW. Mientras que el receptor tiene un amplificador eléctrico con un factor de ruido de 3 dB, resistencia de carga de $1 \cdot 10^3 \Omega$ y Responsividad de 1 A/W. Calcular la CNR de cada canal, utilizando el máximo índice de modulación para que no exista clipping. NOTA: Temperatura 300 K, $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ C, $K_B = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K.
- d) **(0.75 puntos)**. Si la potencia que emite el transmisor puede ser incrementada de manera indefinida cual será el valor que podrá alcanzar la CNR.
- e) **(0.5 puntos)**. Razone ¿cuál puede ser el límite máximo hasta el que se puede incrementar la potencia del láser del transmisor?

References

- Agazzi, E. (1997) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2000) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2001) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2002) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2003) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2004) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2005) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2006) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2007) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2008) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2009) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2010) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2011) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2012) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2013) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2014) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2015) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2016) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2017) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2018) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2019) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2020) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2021) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2022) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2023) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2024) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.
- Agazzi, E. (2025) *La biologia e la storia della vita*. Roma: Laterza.

Enero 2006. Problema 2



a) Las pérdidas en cada acoplador son:

conector entrada:	0.15 dB
Pérdidas exceso:	0.1 dB
Pérdidas por división:	$= -10 \log(1-k) = -10 \log(0.99) = 0.0436 \text{ dB}$
conector salida:	0.15 dB

Pérdidas totales (pérdidas de inserción): 0.444 dB

Por tanto las pérdidas en las 8 estaciones: 3.55 dB

Las pérdidas en la fibra óptica serán: $16 \text{ dB} - 3.55 \text{ dB} = 12.5 \text{ dB}$

$\alpha (\text{dB/km}) = \frac{12.5 \text{ dB}}{65 \text{ km}} = 0.19 \text{ dB/km}$

b) El primer nulo se presenta en

$\Omega = \sqrt{\frac{(2k+1)\pi}{\beta_2 z}} \Big|_{k=0} = \sqrt{\frac{\pi}{\beta_2 z}} = 7.5 \text{ GHz} = 7.5 \text{ ns}^{-1} \times$

⚠ CUIDADO $\Omega = 2\pi f$!!!

$$\beta_2 = \frac{\pi}{(7.5 \text{ GHz})^2 \cdot L} = \frac{\pi}{(0.0075 \text{ THz})^2 \cdot 65 \text{ km}} = 6.44 \text{ ps}^2/\text{km}$$

$$= \frac{\pi}{(7.5 \times 10^9)^2 \cdot 65 \cdot 10^3} = 8.59 \cdot 10^{-25} \text{ s}^2/\text{m}$$

$$8.59 \cdot 10^{-25} \text{ s}^2/\text{m} \cdot 1000 \text{ m/km} \cdot 1 \cdot 10^{12} \text{ P/s} \cdot 1 \cdot 10^{12} \text{ P/s}$$

$$= 859 \text{ ps}^2/\text{km}$$

repite: $\Omega = \sqrt{\frac{(2k+1)\pi}{\beta_2 z}} \Big|_{k=0} = \sqrt{\frac{\pi}{\beta_2 z}} = 2\pi \cdot 7.5 \text{ GHz} = 15\pi \text{ ns}^{-1} = 0.015\pi \text{ ps}^{-1}$

$\beta_2 = \frac{\pi}{\Omega^2 \cdot L} = \frac{\pi}{(\Omega [\text{ps}^{-1}])^2 \cdot L(\text{km})} = 21.76 [\text{ps}^2/\text{km}]$

Y como se usa fibra estándar $\beta_2 < 0$

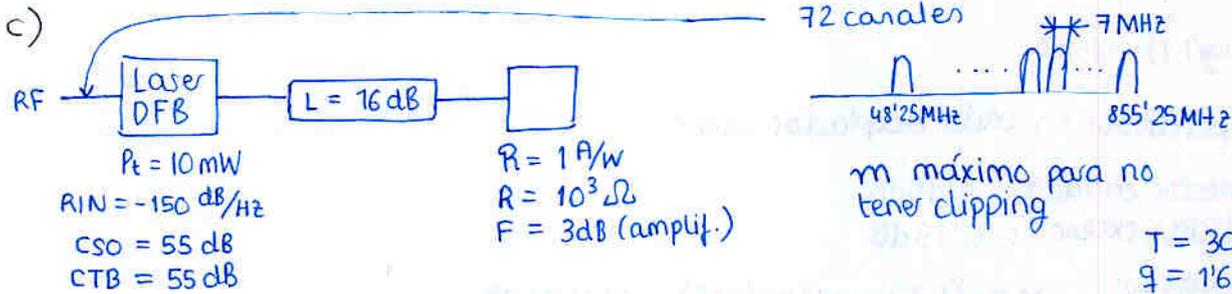
$\beta_2 = -21.76 \text{ ps}^2/\text{km}$

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

$$= - \frac{2\pi \cdot 3 \cdot 10^5}{(1550)^2} \cdot (-21'76) = 17'1 \text{ ps/kmnm}$$

$$c \left[\frac{\text{nm}}{\text{ps}} \right] = c \left[\frac{\text{m}}{\text{s}} \right] \cdot 10^9 \frac{\text{nm}}{\text{m}} \cdot 10^{-12} \frac{\text{s}}{\text{ps}}$$

$$= 3 \cdot 10^5 \frac{\text{nm}}{\text{ps}}$$



$$T = 300 \text{ K}$$

$$q = 1'6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$$

$$k_B = 1'38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

CNR de cada canal:

$$CNR = \frac{\bar{i}^2}{(\Delta i_T)^2 + (\Delta i_i)^2 + (\Delta i_s)^2 + (\Delta i_{ms})^2}$$

• Señal:

$$\bar{i}^2 = \frac{1}{2} m^2 (R \cdot P_r)^2 = \frac{1}{2} m^2 \left(R \cdot 10^{\frac{P_t(\text{dBW}) - L(\text{dB})}{10}} \right)^2$$

para evitar clipping $m \cdot N < 1$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{N} \right)^2 (R \cdot P_t(\text{W}) \cdot 10^{-\frac{L(\text{dB})}{10}})^2$$

① sólo la de un canal

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{72} \right)^2 \left(1 \cdot 0'01 \cdot 10^{-\frac{16}{10}} \right)^2 = 6'09 \cdot 10^{-12} \text{ A}^2$$

• Ruido térmico

$$(\Delta i_T)^2 = \sigma_T^2 = \frac{4 k_B T F \Delta f}{R} = \frac{4 \cdot 1'38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 10^{\frac{3}{10}} \cdot 7 \cdot 10^6}{1000} = 2'31 \cdot 10^{-16} \text{ A}^2$$

← un canal

• Ruido de intensidad:

$$(\Delta i_i)^2 = \sigma_I^2 = RIN \cdot \bar{i}^2 \cdot \Delta f = RIN \cdot (R \cdot P_r)^2 \cdot \Delta f$$

① fotocorriente TOTAL (todos los canales)

$$= 10^{-\frac{150}{10}} \cdot \left(1 \cdot 0'01 \cdot 10^{-\frac{16}{10}} \right)^2 \cdot 7 \cdot 10^6 = 4'42 \cdot 10^{-16} \text{ A}^2$$

• Ruido shot

$$(\Delta i_s)^2 = \sigma_s^2 = 2 e \bar{i} \cdot \Delta f = 2 \cdot 1'6 \cdot 10^{-19} \cdot \left(1 \cdot 0'01 \cdot 10^{-\frac{16}{10}} \right)^2 \cdot 7 \cdot 10^6 = 5'63 \cdot 10^{-16} \text{ A}^2$$

← siempre es de un canal

← no elevar al cuadrado

① fotocorriente total

• Ruido de intermodulación

$$\overline{(\Delta I_{\text{IMD}})^2} = \sigma_{\text{IMD}}^2 = \bar{i}^2 \left[\frac{1}{\text{CSO}} + \frac{1}{\text{CTB}} \right] = \frac{1}{2} m^2 (R \cdot P_r)^2 \left[\frac{1}{\text{CSO}} + \frac{1}{\text{CTB}} \right]$$

↑
La de UN CANAL
⚠ (adiferencia del shot y RIN)

$$= \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{N}\right)^2 \cdot (R \cdot P_r)^2 \left[\frac{1}{\text{CSO}} + \frac{1}{\text{CTB}} \right]$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{72}\right)^2 \cdot (1 \cdot 0'07 \cdot 10^{-16})^2 \left[\frac{1}{10^{55/10}} + \frac{1}{10^{57/10}} \right]$$

$$= 3'85 \cdot 10^{-17} \text{ A}^2$$

• CNR

$$\text{CNR} = \frac{\bar{i}^2}{\sigma_J^2 + \sigma_i^2 + \sigma_s^2 + \sigma_{\text{IMD}}^2}$$

$$= \frac{6'08 \cdot 10^{-12}}{2'31 \cdot 10^{-16} + 4'42 \cdot 10^{-16} + 5'63 \cdot 10^{-16} + 3'85 \cdot 10^{-17}} = 4770 \rightarrow 36'8 \text{ dB}$$

d) Si $\bar{i}^2 \rightarrow \infty$ queda $\nearrow \lim_{\bar{i} \rightarrow \infty}$

$$\text{CNR} = \frac{1}{\text{RIN} \cdot \Delta f + \left[\frac{1}{\text{CSO}} + \frac{1}{\text{CTB}} \right]}$$

$$\frac{\bar{i}_{\text{canal}}^2}{\frac{4k_B T F}{R} + \bar{i}^2 \cdot \text{RIN} \cdot \Delta f + \bar{i} \cdot 2e \Delta f + \bar{i}_{\text{canal}}^2 \left(\frac{1}{\text{CSO}} + \frac{1}{\text{CTB}} \right)} =$$

X la \bar{i}^2 que tienen la señal y ruido es la de un canal, y la de RIN es de todos los canales, por lo que no pueden "cancelarse"

$$= \frac{\frac{1}{2} m^2}{\text{RIN} \cdot \Delta f + \frac{1}{2} m^2 \left[\frac{1}{\text{CSO}} + \frac{1}{\text{CTB}} \right]} = \left\{ \begin{array}{l} m^2 = \left(\frac{1}{72}\right)^2 \\ \text{RIN} = 10^{-150/10} = 10^{-15} \\ \Delta f = 7 \cdot 10^6 \\ \text{CSO} = \text{CTB} = 10^{55/10} = 10^{5.5} \end{array} \right\}$$

$$= 12674 \rightarrow 41'0 \text{ dB}$$

e) En la práctica la máxima potencia de la fuente está limitada por:

- Efectos no lineales en la fibra cuando la potencia se incrementa (ejemplo: FWM)
- Limitaciones en el transmisor

Partial fraction decomposition

$$\frac{1}{x^2 + 1} = \frac{A}{x + i} + \frac{B}{x - i} = \frac{A(x - i) + B(x + i)}{(x + i)(x - i)}$$

Equating numerators:
 $1 = A(x - i) + B(x + i)$
 $1 = Ax - Ai + Bx + Bi$
 $1 = (A + B)x + (-A + B)i$

$$\begin{cases} A + B = 0 \\ -A + B = -i \end{cases}$$

$$\begin{aligned} A + B &= 0 \\ -A + B &= -i \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 2B &= -i \\ B &= -\frac{i}{2} \\ A &= \frac{i}{2} \end{aligned}$$

$$\frac{1}{x^2 + 1} = \frac{\frac{i}{2}}{x + i} + \frac{-\frac{i}{2}}{x - i}$$

$$\frac{1}{x^2 + 1} = \frac{i}{2} \left(\frac{1}{x + i} - \frac{1}{x - i} \right)$$

partial fraction decomposition

$$\frac{1}{x^2 + 1} = \frac{i}{2} \left(\frac{1}{x + i} - \frac{1}{x - i} \right)$$

$$\frac{1}{x^2 + 1} = \frac{i}{2} \left(\frac{1}{x + i} - \frac{1}{x - i} \right)$$

$$\frac{1}{x^2 + 1} = \frac{i}{2} \left(\frac{1}{x + i} - \frac{1}{x - i} \right)$$

$$\begin{cases} A + B = 0 \\ -A + B = -i \end{cases}$$

$$\frac{1}{x^2 + 1} = \frac{i}{2} \left(\frac{1}{x + i} - \frac{1}{x - i} \right)$$

$$\frac{1}{x^2 + 1} = \frac{i}{2} \left(\frac{1}{x + i} - \frac{1}{x - i} \right)$$

partial fraction decomposition

partial fraction decomposition

partial fraction decomposition

INSTRUCCIONES

Esta parte del examen consta de dos problemas. El valor total de la prueba es de 7p, siendo el valor de cada uno de los dos problemas de 3.5 p. En el enunciado de cada uno de ellos podrá ver el valor que se asigna a cada cuestión o apartado. Se recomienda encarecidamente que lea completamente el enunciado de cada problema antes de tratar de resolverlo. **La duración total de esta parte es de 2 horas.**

Problema 1 (3.5 puntos)

Se desea establecer un enlace entre dos centrales telefónicas. Para ello, se elige la fibra óptica como medio de transmisión. Vamos a evaluar la máxima distancia de transmisión teniendo en cuenta la dispersión cromática que se produce en una fibra óptica estándar ITU-T G.652. A la frecuencia de 193.1 THz el valor del parámetro de Dispersión es de 17 ps/nm·km y la pendiente de dispersión es de 0.2 ps/nm²·km. Si se utiliza un láser DFB, cuya anchura de línea es de 10 MHz, modulado externamente mediante un modulador externo que posee un chirp de 1.

1. Dar una expresión para calcular el ancho de pulso final en función del ancho de pulso inicial y de la longitud del enlace L, suponiendo que los pulsos inyectados en el enlace son gaussianos (0.5p).
2. Calcule la máxima distancia de transmisión cuando se quiere transmitir a B = 10Gbs teniendo en cuenta que la anchura inicial de los pulsos es de 10 ps y que se cumple el criterio de que $B \leq 1/4\sigma$ (0.5p).
3. Para aumentar la máxima distancia de transmisión se utiliza un dispositivo compensador de la dispersión cromática de primer orden, de manera que se puede suponer que β_2 es despreciable. Calcule ahora la máxima distancia de transmisión. (0.75p).
4. Se quiere mejorar la capacidad de utilización del enlace multiplexando para ello varios canales utilizando la técnica de multiplexación de WDM. Se piensa utilizar en recepción filtros Fabry-Perot para demultiplexar los canales. Suponiendo despreciables las pérdidas en el filtro Fabry-Perot y que el FSR del filtro Fabry-Perot se puede variar un 0.1% entorno a 200 GHz calcule el valor exacto de la longitud de la cavidad Fabry-Perot para que una de las resonancias tenga su valor máximo a 193.1 THz. Suponga que el índice de refracción de la cavidad Fabry-Perot es uno. (1p).
5. Suponiendo que la reflectividad de ambas caras del filtro es igual, calcule el valor de la reflectividad si se quiere que el filtro tenga una finura igual a 20. (0.75p). **Nota:** Calcule el valor de la reflectividad con tan sólo dos decimales.

SOLUCIÓN.

1. En una fibra estándar en el centro de la tercera ventana, aproximadamente, como es el caso del ejercicio, el valor de $\beta_2 \gg \beta_3$. Además, teniendo en cuenta que es una fuente muy estrecha $V \ll 1$ y con un valor de chirp igual a 1 la expresión resultante que calcula la anchura del pulso final es igual a:

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[\left(1 - \frac{C\beta_2 z}{2\sigma_0^2} \right)^2 + \left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Sustituyendo los valores que nos proporciona el enunciado nos queda

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \Rightarrow \beta_2 = -21.77 \text{ ps}^2 / \text{km}$$

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[\left(1 - \frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2} \right)^2 + \left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$B \leq \frac{1}{4\sigma} \rightarrow \sigma \geq \frac{1}{4B} = \frac{1}{4 \cdot 10 \cdot 10^9} = 25 \cdot 10^{-12}$$

2. Según el enunciado conocemos que el pulso inicial es de 10 ps y el pulso final de 25 ps, con lo que sustituyendo valores en las expresiones obtenidas anteriormente, nos queda:

$$2.5 = \left[\left(1 + \frac{21.77z}{200} \right)^2 + \left(\frac{21.77z}{200} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Despejando z nos queda que $z = 10.98 \text{ km}$.

3. En este caso la expresión que relaciona la máxima distancia de transmisión con la anchura inicial y final del pulso transmitido es:

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[1 + 4 \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 z}{4\sigma_0^3} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad * \text{ mirar - nota - abajo}$$

Teniendo que:

$$S = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right)^2 \beta_3 \Rightarrow \beta_3 = 0.327 \text{ ps}^3 / \text{km}$$

Nos queda que $z = 19818.77 \text{ km}$

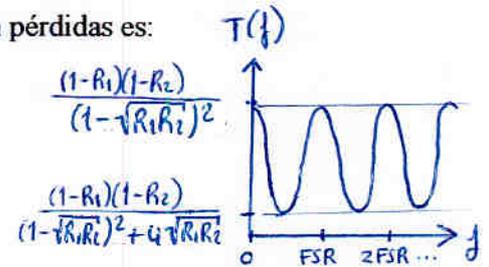
NOTA: Dada una ambigüedad en los apuntes también se ha considerado correcta la solución:

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \left[1 + 2 \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 z}{4\sigma_0^3} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Que da lugar a la solución: $z = 28027.98 \text{ km}$

4. Se sabe que la función de transferencia del filtro Fabry-Perot sin pérdidas es:

$$T(f) = \left| \frac{E_s}{E_i} \right|^2 = \frac{(1-R_1)(1-R_2)}{(1-\sqrt{R_1 R_2})^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} \sin^2\left(\frac{\pi f}{FSR}\right)}$$



El máximo de la función de transferencia se produce a las frecuencias que son múltiplos enteros de FSR. Por lo que si queremos que haya un máximo a la frecuencia de 193.1 THz, vemos que el FSR más cercano a 200 GHz para que esto se produzca tiene un valor de 200.1 GHz.

Sabiendo que:

$$FSR = \frac{c}{2nL}$$

Nos queda que el valor exacto de la longitud de la cavidad es igual a:

$$L = 749.62 \mu\text{m}$$

5. Se sabe que la Finura de la cavidad Fabry-Perot es:

$$F = \frac{FSR}{FWHM} \approx \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R} \Big|_{si R \approx 1}$$

Mediante un sencillo proceso iterativo se puede llegar a que $R = 0.85$.

1. The number of...
 2. The number of...
 3. The number of...

4. The number of...
 5. The number of...
 6. The number of...

FIGURE 1. Properties of γ (continued)

The number of...
 The number of...
 The number of...

The number of...
 The number of...
 The number of...

The number of...

The number of...
 The number of...

The number of...

INSTRUCCIONES

Esta parte del examen consta de dos problemas. El valor total de la prueba es de 6p, siendo el valor de cada uno de los dos problemas de 2 p. En el enunciado de cada uno de ellos podrá ver el valor que se asigna a cada cuestión o apartado. Se recomienda encarecidamente que lea completamente el enunciado de cada problema antes de tratar de resolverlo. El problema número 3 se resolverá en los huecos que se ha dejado para tal fin en el enunciado. **La duración total de esta parte es de 2:15 horas.**

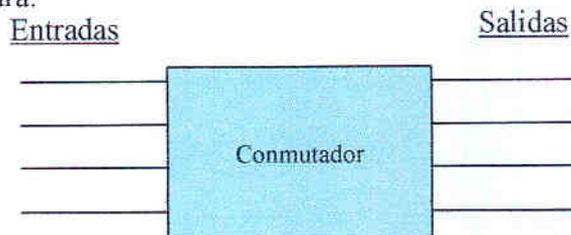
Problema 1 (2 puntos)

La fibra TrueWave XL, empleada en aplicaciones submarinas, tiene dispersión cromática desplazada no nula negativa (NZDSF) de forma que, en ella, el efecto no lineal de mezclado de cuatro ondas es mínimo y por tanto permite la transmisión de canales DWDM en sistemas de alta capacidad. A la longitud de onda de 1550 nm, su Dispersión es $-2.5 \text{ ps/nm}\cdot\text{Km}$ y su pendiente de dispersión es $0.112 \text{ ps/nm}^2\cdot\text{Km}$.

1. Dar una expresión para calcular el ancho de pulso inicial que permite obtener la máxima capacidad en función de la longitud del enlace L y de los parámetros de la fibra β_2 y β_3 **(0.5p)**.
2. Obtener la máxima velocidad binaria en un enlace de 100 Km de longitud **(0.75p)**.
3. Comparar los resultados obtenidos con los que se obtendrían si despreciamos el efecto de la pendiente de dispersión y comentar los resultados **(0.75p)**.

Problema 2 (2 puntos)

Se quiere diseñar un conmutador óptico de 4 entradas y 4 salidas, como el que se muestra en la figura.



Se desea que cualquier puerto de entrada se pueda conectar con cualquier puerto de salida. La señal óptica sólo está presente en uno de los puertos de entrada. Para diseñar el conmutador se tiene acopladores 2×2 en el laboratorio cuya constante de acoplo se puede variar en función de la tensión eléctrica que les apliquemos.

- a) **(0.5 p.)** Suponiendo que los acopladores tienen unas pérdidas de exceso de 0.5 dB, diseñe el conmutador y calcule las pérdidas de la señal óptica cuando atraviese el conmutador.
- b) **(0.75 p.)** Se quiere calcular el máximo número de conmutadores que puede atravesar una señal que vaya desde un centro emisor hasta un centro receptor, sabiendo que:
 - Cada 20 Km situaremos un conmutador.
 - La fibra utilizada tiene unas pérdidas de 0.2 dB/Km.
 - El transmisor emite una potencia de 1mW

- La fuente de ruido dominante es el ruido térmico, cuyo valor es $\sigma_i=1\mu\text{A}$.
 - La Responsividad del Fotodiodo p-i-n es de 1 A/W
 - Se quiere que el $\text{BER}<1\text{e-}9$
- c) **(0.75 p.)** Si logramos hacer despreciable el ruido térmico y teniendo en cuenta el mismo número de conmutadores calculado en el apartado anterior, ¿Cuál será el máximo ancho de banda de las señales que podamos transmitir?



Julio 2005. Problema 1

$$\lambda = 1550 \text{ nm}$$

$$D = -2.5 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$$

$$S = 0.112 \text{ ps}^2/\text{nm}^2 \cdot \text{km}$$

1. Puesto que se trata de un sistema de alta capacidad, suponemos fuente óptica estrecha ($V \ll 1$) y modulada externamente sin chirp ($C=0$)

Se tiene:

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = \sqrt{\left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{\beta_3 z}{4\sigma_0^3}\right)^2 + 1}$$

$$\begin{aligned}\sigma &= \sqrt{\left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0}\right)^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{\beta_3 z}{4\sigma_0^2}\right)^2 + \sigma_0^2} \\ &= \sqrt{\left(\frac{\beta_2 z}{2}\right)^2 \sigma_0^{-2} + \frac{1}{2}\left(\frac{\beta_3 z}{4}\right)^2 \sigma_0^{-4} + \sigma_0^2}\end{aligned}$$

Para hallar el σ_0 óptimo hacemos

$$\frac{d\sigma}{d\sigma_0} = 0 \rightarrow \frac{d\sigma}{d\sigma_0} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \left(-2 \cdot \left(\frac{\beta_2 z}{2}\right)^2 \sigma_0^{-3} + -4 \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\beta_3 z}{4}\right)^2 \sigma_0^{-5} + 2\sigma_0\right)}{\sqrt{\left(\frac{\beta_2 z}{2}\right)^2 \sigma_0^{-2} + \frac{1}{2}\left(\frac{\beta_3 z}{4}\right)^2 \sigma_0^{-4} + \sigma_0^2}} = 0$$

igualando el numerador a cero:

$$-\left(\frac{\beta_2 z}{2}\right)^2 \sigma_0^{-3} - \left(\frac{\beta_3 z}{4}\right)^2 \sigma_0^{-5} + \sigma_0 = 0$$

$$\sigma_0 = \sigma_0^{-3} \cdot \left[\left(\frac{\beta_2 z}{2}\right)^2 + \left(\frac{\beta_3 z}{4}\right)^2 \sigma_0^{-2}\right]$$

$$\sigma_0^4 = \left(\frac{\beta_2 z}{2}\right)^2 + \left(\frac{\beta_3 z}{4}\right)^2 \sigma_0^{-2}$$

$$\sigma_0^6 - \left(\frac{\beta_2 z}{2}\right)^2 \sigma_0^2 - \left(\frac{\beta_3 z}{4}\right)^2 = 0$$

$$\text{para } z=L \quad \sigma_0^6 - \frac{1}{4}(\beta_2 L)^2 \sigma_0^2 - \frac{1}{16}(\beta_3 L)^2 = 0$$

$$16\sigma_0^6 - 4\sigma_0^2(\beta_2 L)^2 - (\beta_3 L)^2 = 0$$

no podemos despejar esta ecuación

2. $L = 100$ km
necesitamos β_2 y β_3

$$D = -\frac{2\pi c [\text{nm/ps}]}{(\lambda[\text{nm}])^2} \cdot \beta_2 \rightarrow \beta_2 = -\frac{\lambda^2}{2\pi c} \cdot D$$
$$= -\frac{1550^2}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^5} \cdot (-2'5) = 3'19 \text{ ps}^2/\text{km}$$

$$S = \left[\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right]^2 \beta_3 \rightarrow \beta_3 = \left[\frac{\lambda^2}{2\pi c}\right]^2 S$$
$$= \left[\frac{1550^2}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^5}\right]^2 \cdot 0'112 = 0'182 \text{ ps}^3/\text{km}$$

$$\beta_2 \cdot L = 3'19 \cdot 100 = 319 \text{ ps}^2$$

$$\beta_3 \cdot L = 0'182 \cdot 100 = 18'2 \text{ ps}^2$$

entonces do óptimo:

$$16\sigma_0^6 - 4\sigma_0^2(\beta_2 L)^2 - (\beta_3 L)^2 = 0 \quad x = \sigma_0^2$$

$$16x^3 - 4x(\beta_2 L)^2 - (\beta_3 L)^2 = 0$$

La única solución real es $x = 759'321137$

$$\sigma_0 = \sqrt{x} = 12'6222477 \text{ ps}$$

(usando toda la precisión que obtuve en la calculadora para $\beta_2 L$ y $\beta_3 L$)

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

$$= 17'9 \text{ ps}$$

$$Y \text{ utilizando el criterio } B \leq \frac{1}{4\sigma} = 0'0140 \text{ Tbit/s}$$
$$= 14'0 \text{ Gbit/s}$$

3. Despreciando $\beta_3 \ll \beta_2$

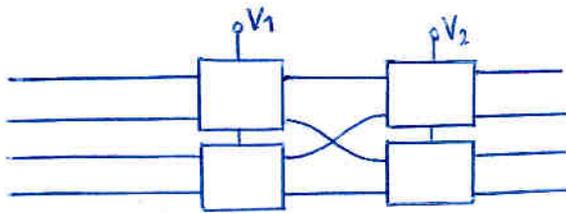
$$\sigma_{\text{óptimo}} = \sqrt{\frac{\beta_2 L}{2}} = 12'6 \text{ ps}$$

$$\sigma = \sqrt{\beta_2 \cdot L} = 17'9 \text{ ps}$$

$B \leq 14 \text{ Gbit/s}$ el mismo resultado

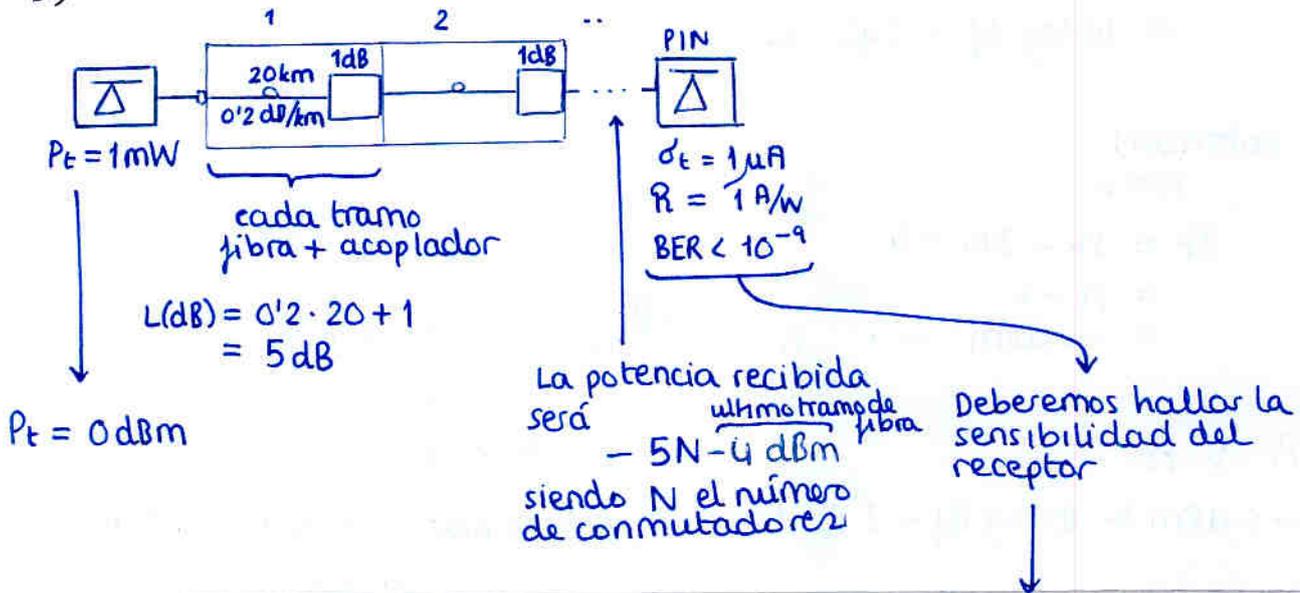
Julio 2005. Problema 2

a)



Las pérdidas de la señal óptica $L(\text{dB}) = 0.5 \text{ dB} + 0.5 \text{ dB} = 1 \text{ dB}$
suponiendo que siempre ajustamos la constante de acoplo a 1 o a 0

b)



$$\begin{aligned}
 P_s &= \frac{q}{R} \left[e \Delta f \cdot F_{\text{APD}} \cdot q + \frac{\sigma_J}{M} \right] \quad \text{como es un PIN } \frac{F_{\text{APD}}}{M} = 1 \\
 &= \frac{q}{R} \left[e \Delta f q + \sigma_J \right] \quad \left. \begin{array}{l} \text{despreciando el} \\ \text{ruido shot} \end{array} \right\} \\
 &= \frac{q}{R} \cdot \sigma_J \quad \begin{array}{l} \text{BER} < 10^{-9} \rightarrow q = 6 \\ R = 1 \text{ A/W} \\ \sigma_J = 1 \cdot 10^{-6} \text{ A} \end{array} \\
 &= 6 \cdot 10^{-6} \text{ W} = 6 \times 10^{-3} \text{ mW} = -22.22 \text{ dBm}
 \end{aligned}$$

Entonces buscamos el máximo N que cumpla

$$-5N - 4 > -22.22 \text{ dBm}$$

$$N < \frac{18.22}{5}$$

$$N \leq 3$$

c) si logramos hacer el ruido térmico despreciable

$$P_s = \frac{g}{R} [e\Delta f q + \sigma_T]$$

$$= \frac{g^2 e}{R} \Delta f$$

$$= \frac{6^2 \cdot 1'6 \cdot 10^{-19}}{1} \cdot \Delta f = 5'76 \cdot 10^{-18} \Delta f \text{ W} = 5'76 \cdot 10^{-15} \Delta f \text{ mW}$$

en dBm

$$10 \log (5'76 \cdot 10^{-15} \cdot \Delta f) = 10 \log (5'76 \cdot 10^{-15}) + 10 \log \Delta f$$

$$= 10 \log \Delta f - 142 \text{ dBm}$$

entonces:

$$N=3$$

$$P_r = P_t - 5N - 4$$

$$= P_t - 6$$

$$= -19 \text{ dBm} \longrightarrow P_r = 10^{-\frac{19}{10}} \text{ mW} = 0'0126 \text{ mW}$$

$$P_r > P_s$$

$$-19 \text{ dBm} > 10 \log \Delta f - 142 \text{ dBm}$$

$$10 \log \Delta f < 123$$

$$\Delta f < 10^{\frac{123}{10}}$$

$$\Delta f < 2 \cdot 10^{12} \text{ Hz} = 2 \text{ THz}$$

$$P_r > P_s$$

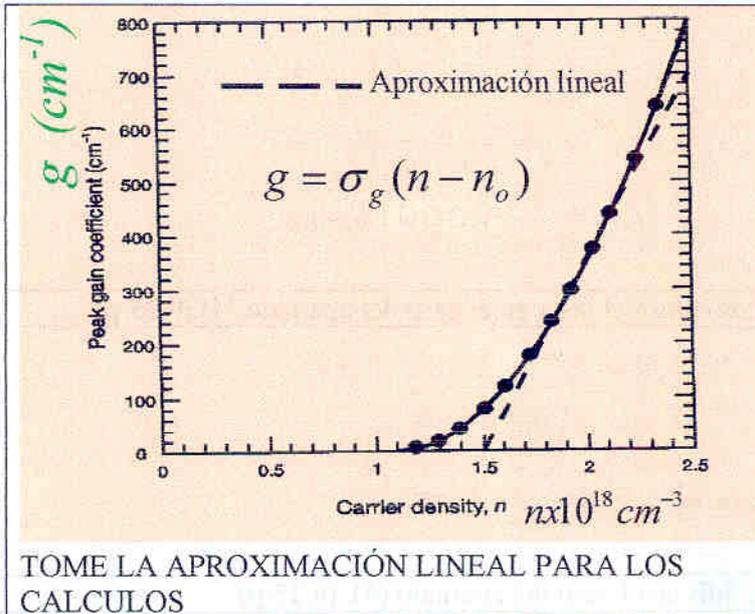
$$0'0126 \text{ mW} > 5'76 \cdot 10^{-15} \cdot \Delta f \text{ mW}$$

$$\Delta f < \frac{0'0126}{5'76 \cdot 10^{-15}}$$

$$\Delta f < 2'19 \cdot 10^{12} \text{ Hz}$$

$$\Delta f < 2'19 \text{ THz}$$

Problema 3 (2 puntos)



Otros datos del láser:

- Indice de refracción del semiconductor = 3.5 (medio exterior aire)
- Dimensiones: (Longitud de la cavidad 350 micras) x (ancho: 0.1 micras) x (alto: 10 micras)
- Perdidas en el semiconductor:
 $\alpha_c = 30 \text{ cm}^{-1}$
- Tiempo de vida de los electrones: 4 ns
- Eficiencia cuántica interna = 1

Con la información facilitada calcule: (resuelva el problema en los huecos que se han dejado en el enunciado). Nota: (Los resultados sin unidades se considerarán incorrectos)

1) Tiempo de vida medio de los fotones en la cavidad. (0.25 p)

$$\frac{1}{\tau_{ph}} = v_g \cdot g = \frac{c}{n_g} \left(\alpha_c + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right) \right)$$

$$R_1 = R_2 = \left(\frac{n - n_{ext}}{n + n_{ext}} \right)^2 = \left(\frac{3.5 - 1}{3.5 + 1} \right)^2 = 25/81$$

$$L = 350 \mu\text{m} = 350 \mu\text{m} \cdot 10^{-6} \text{ m}/\mu\text{m} \cdot 10^2 \text{ cm}/\text{m}$$

$$= \frac{3 \cdot 10^2 (\text{cm}/\text{ps})}{3.5} \left(\frac{30 (\text{cm}^{-1})}{\alpha_c} + \frac{1}{2 \cdot (350 \cdot 10^{-4})} \ln\left(\frac{1}{(25/81)^2}\right) \right) = 0.545 \text{ ps}^{-1}$$

$$\tau_{ph} = 1.83 \text{ ps}$$

2) Sección cruzada de ganancia del material semiconductor (σ_g) (0.25 p)

corresponde a la pendiente de la gráfica

$$n_0 = 1.5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

$$\sigma_g = \frac{700 \text{ cm}^{-1}}{1 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}} = 7 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$$

3) Corriente umbral del láser. (0.5 p)

suponiendo $\Gamma = 1$

$$V_{act} = 350 \cdot 10^{-4} \cdot 0.1 \cdot 10^{-4} \cdot 10 \cdot 10^{-4}$$

$$= 3.5 \cdot 10^{-10} \text{ cm}^3$$

$$\sigma_g = 7 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$$

$$v_g = \frac{c}{n} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{3.5} = \frac{3}{350} \text{ cm}/\text{ps}$$

$$N_0 = n_0 \cdot V_{act} = 1.5 \cdot 10^{18} \cdot 3.5 \cdot 10^{-10} = 525 \cdot 10^6$$

$$G_N = \frac{\sigma_g \cdot v_g}{V_{act}} = \frac{7 \cdot 10^{-16} \cdot \frac{3}{350}}{3.5 \cdot 10^{-10}} = 1.71 \cdot 10^{-8} \text{ ps}^{-1} = 17143 \text{ s}^{-1}$$

$$e = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C} \quad \tau_c = 4 \text{ ns} = 4 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

finalmente:

$$I_{th} = \frac{e}{\tau_c} \left(N_0 + \frac{1}{G_N \cdot \tau_{ph}} \right) = \frac{1.6 \cdot 10^{-19} (\text{C})}{4 \cdot 10^{-9} (\text{s})} \left(525 \cdot 10^6 + \frac{1}{1.71 \cdot 10^{-8} \cdot 1.83} \right)$$

$$= 0.0223 \text{ A}$$

$$I_{th} = 22.3 \text{ mA}$$

! no dividido

4) Cuantos fotones permanecen dentro del láser en todo momento en media cuando se le aplica una corriente 20 mA por encima del umbral (0.25p).

$$(I - I_{th}) = 20 \text{ mA} = 20 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

$$T_{ph} = 1.83 \text{ ps} = 1.83 \cdot 10^{-12} \text{ s}$$

$$e = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$$

$$\eta_i = 1$$

$$S = \frac{T_{ph} \cdot \eta_i}{e} (I - I_{th})$$

$$= \frac{1.83 \cdot 10^{-12} \cdot 1}{1.6 \cdot 10^{-19}} \cdot 20 \cdot 10^{-3}$$

$$S = 228.750 \text{ fotones}$$

5) Potencia óptica que sale por las dos caras del láser en el caso del apartado (4) (0.25 p)

$$\alpha_{es} = 33.6 \text{ cm}^{-1}$$

$$v_g = \frac{3}{350} \text{ cm/ps} = \frac{3 \cdot 10^{11}}{3.5} \text{ cm/s}$$

$$h = 6.626 \cdot 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$$

$$\omega = \frac{c}{\lambda} = 1.935 \cdot 10^{14} \text{ Hz} \leftarrow \text{rec fuera del láser}$$

supongo 3ª ventana

$$P = S \cdot h \omega \cdot v_g \cdot \alpha_{es}$$

$$= 0.0845 \text{ W}$$

$$P = 84.5 \text{ mW}$$

6) Ancho de banda de modulación a 3dB en el caso del apartado (4). (0.25 p)

$$\Omega_R \approx \sqrt{\frac{\eta_i \cdot G_N \cdot (I - I_{th})}{e}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 17143 \text{ (s}^{-1}) \cdot 20 \cdot 10^{-3} \text{ (A)}}{1.6 \cdot 10^{-19} \text{ (C)}}} = 4.63 \cdot 10^{10} \text{ s}^{-1}$$

$$f_{3dB} \approx \frac{\sqrt{3} \cdot \Omega_R}{2\pi} = 1.28 \cdot 10^{10} \text{ Hz} = 12.8 \text{ GHz}$$

$$f_{3dB} = 12.8 \text{ GHz}$$

7) Numero de electrones en la cavidad en el caso del apartado (4) (0.25p)

superado el umbral $I > I_{th}$, el número de electrones se mantiene en N_{th}

$$N_{th} = N_0 + \frac{1}{G_N \cdot T_{ph}} = I_{th} \cdot \frac{T_c}{e} + \frac{1}{G_N \cdot T_{ph}} = 22.3 \cdot 10^3 \cdot \frac{4 \cdot 10^{-9}}{1.6 \cdot 10^{-19}} + \frac{1}{17143 \cdot 1.83 \cdot 10^{-12}}$$

$$I_{th} = \frac{e}{T_c} N_{th}$$

$$N_{th} = 558 \cdot 10^6 \text{ electrones (libres)}$$

Nota: (Los resultados sin unidades se considerarán incorrectos)

INSTRUCCIONES

Esta parte del examen consta de 2 problemas. El valor total de esta parte es de 7p.
La duración total de esta parte es de 1h 30 minutos.

NOMBRE	
APELLIDOS	

PROBLEMA 1

En la actualidad y con objeto de minimizar el efecto de la dispersión cromática en enlaces de fibra óptica de alta velocidad es costumbre emplear fibras de dispersión desplazada no nula (NZDSF). Estas fibras se caracterizan porque sus parámetros de dispersión de primer β_2 (D) y segundo orden β_3 (S) son comparables, no pudiéndose despreciar uno frente a otro.

Suponga un enlace que emplea una fuente monocromática pura sin chirp para transmitir señales digitales en forma de pulsos gaussianos cuya anchura temporal a la entrada viene dada por σ_0 .

- Obtenga la expresión de la anchura temporal RMS del pulso a la salida del enlace en función de los parámetros de dispersión relevantes y de la longitud del enlace L. (0.5 puntos)
- Obtenga la expresión de la anchura del pulso a la entrada para la cual la contribución al ensanchamiento producido por la dispersión de primer y segundo orden a la salida del enlace son iguales (1 punto).
- En el caso anterior exprese dicho ensanchamiento en función exclusivamente de β_2 y β_3 (0.5 puntos).
- Obtenga la expresión (en forma de ecuación algebraica en σ_0) de la anchura de entrada óptima que produce a la salida el menor ensanchamiento posible. Verifique que para los casos en que una dispersión es despreciable frente a la otra la solución de dicha ecuación es inmediata y da como resultado las expresiones ya conocidas (1.5 puntos).

SOLUCION

- a) $V=0$ (fuente monocromática), $C=0$ (sin chirp)

Entonces:

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

- b) de la ecuación anterior

$$\sigma^2 = \sigma_0^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 L}{4\sigma_0^2}\right)^2$$

El ensanchamiento del pulso a la salida con respecto a su valor de entrada se produce por el segundo y tercer sumando (que corresponden respectivamente al efecto de la dispersión de primer y segundo orden). Para que el efecto de ambos sea igual ha de cumplirse por tanto que:

$$\left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 L}{4\sigma_0^2}\right)^2 \Rightarrow \sigma_0 = \frac{\beta_3}{2\sqrt{2}\beta_2}$$

- c) Sustituyendo la ecuación anterior en la expresión del ensanchamiento:

$$\sigma = \sqrt{\left(\frac{\beta_3}{2\sqrt{2}\beta_2}\right)^2 + \left(\frac{2\beta_2^2 L}{\beta_3}\right)^2}$$

- e) Derivando con respecto a σ_0 la primera ecuación del apartado b) e igualando a cero

$$\frac{d\sigma^2}{d\sigma_0} = 0 \Rightarrow \sigma_0^6 - \left(\frac{\beta_2 L}{2}\right)^2 \sigma_0^2 - \left(\frac{\beta_3 L}{4}\right)^2 = 0$$

si $\beta_2 \gg \beta_3$ entonces $\sigma_0 = \sqrt{(\beta_2 L / 2)}$. Si $\beta_3 \gg \beta_2$ entonces $\sigma_0 = \sqrt[3]{(\beta_3 L / 4)}$

Julio 2004. Problema 1

a) $v \ll 1$
 $c = 0$

Se obtiene $\frac{\sigma}{\sigma_0} = \sqrt{1 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0^2}\right)^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{\beta_3 L}{4\sigma_0^3}\right)^2}$

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

b) $\left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0}\right)^2 = \frac{1}{2}\left(\frac{\beta_3 L}{4\sigma_0^2}\right)^2$

$$2 \left(\frac{\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0}}{\frac{\beta_3 L}{4\sigma_0^2}} \right)^2 = 1 \Rightarrow \frac{\beta_2 L / 2\sigma_0}{\beta_3 L / 4\sigma_0^2} = \sqrt{\frac{1}{2}}$$

$$\frac{4\beta_2 \sigma_0}{2\beta_3} = \sqrt{\frac{1}{2}}$$

$$\sigma_0 = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot \frac{2\beta_3}{4\beta_2} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot \frac{1}{2} \frac{\beta_3}{\beta_2}$$

$$\boxed{\sigma_0 = \frac{\beta_3}{2\sqrt{2}\beta_2}}$$

c)

$$\sigma = \sqrt{\left(\frac{\beta_3}{2\sqrt{2}\beta_2}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2\left(\frac{\beta_3}{2\sqrt{2}\beta_2}\right)^2}\right)^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{\beta_3 L}{4\left(\frac{\beta_3}{2\sqrt{2}\beta_2}\right)^3}\right)^2}$$

$$= \sqrt{\left(\frac{\beta_3}{2\sqrt{2}\beta_2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}\beta_2^2 L}{\beta_3}\right)^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{2\beta_2^2 L}{\beta_3}\right)^2}$$

) como cabría esperar, son iguales

$$= \sqrt{\left(\frac{\beta_3}{2\sqrt{2}\beta_2}\right)^2 + 2 \cdot \left(\frac{\sqrt{2}\beta_2^2 L}{\beta_3}\right)^2}$$

$$\sigma = \sqrt{\left(\frac{\beta_3}{2\sqrt{2}\beta_2}\right)^2 + \left(\frac{2\beta_2^2 L}{\beta_3}\right)^2}$$

$$d) \quad \sigma = \left(\sigma_0^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2} \right)^2 \sigma_0^{-2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 L}{4} \right)^2 \sigma_0^{-4} \right)^{1/2}$$

Para obtener el máximo, derivamos:

$$\frac{d\sigma}{d\sigma_0} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \left[2\sigma_0 + (-2) \left(\frac{\beta_2 L}{2} \right)^2 \sigma_0^{-3} + (-4) \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 L}{4} \right)^2 \sigma_0^{-5} \right]}{\left(\sigma_0^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{2} \right)^2 \sigma_0^{-2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_3 L}{4} \right)^2 \sigma_0^{-4} \right)^{3/2}} = 0$$

Iguando el numerador a cero

$$2\sigma_0 - \left(\frac{\beta_2 L}{2} \right)^2 \sigma_0^{-3} - \frac{1}{8} (\beta_3 L)^2 \sigma_0^{-5} = 0$$

$$2\sigma_0 - \frac{1}{2} (\beta_2 L)^2 \sigma_0^{-3} - \frac{1}{8} (\beta_3 L)^2 \sigma_0^{-5} = 0$$

$$16\sigma_0 - 4(\beta_2 L)^2 \sigma_0^{-3} - (\beta_3 L)^2 \sigma_0^{-5} = 0$$

$$\boxed{16\sigma_0^6 - 4(\beta_2 L)^2 \sigma_0^2 - (\beta_3 L)^2 = 0}$$

si $\beta_3 \ll \beta_2$ se tiene:

$$16\sigma_0^6 - 4(\beta_2 L)^2 \sigma_0^2 = 0$$

$$16\sigma_0^4 - 4(\beta_2 L)^2 = 0$$

$$\sigma_0^4 = \frac{4(\beta_2 L)^2}{16}$$

$$\sigma_0^4 = \frac{(\beta_2 L)^2}{4}$$

$$\sigma_0^4 = \left(\frac{\beta_2 L}{2} \right)^2$$

$$\boxed{\sigma_0 = \sqrt{\frac{\beta_2 L}{2}}}$$

si $\beta_2 \ll \beta_3$ se tiene:

$$16\sigma_0^6 - (\beta_3 L)^2 = 0$$

$$\sigma_0^6 = \frac{(\beta_3 L)^2}{16}$$

$$\sigma_0^6 = \left(\frac{\beta_3 L}{4} \right)^2$$

$$\boxed{\sigma_0 = \sqrt[3]{\frac{\beta_3 L}{4}}}$$

INSTRUCCIONES

Esta parte del examen consta de 2 problemas. El valor total de esta parte es de 7p.
 La duración total de esta parte es de 1h 30 minutos.

NOMBRE	
APELLIDOS	

PROBLEMA 2. Se dispone de los componentes enumerados en la tabla, de los cuales se conocen los parámetros detallados en ella. Responder a las siguientes preguntas:

- Diseñar un dispositivo de adición/extracción de dos canales por separado basado en redes de difracción de Bragg. Calcular las pérdidas sufridas por cada canal añadido y cada canal extraído (0.5).
- Calcular (en mW) la potencia de entrada en el puerto 1 del acoplador, y la potencia que sale por los puertos 2 y 4 sabiendo que en el puerto 3 la potencia es de $100 \mu\text{W}$ (0.5).
- Escribir la matriz del acoplador que relaciona las amplitudes de los campos en los puertos de entrada y salida del mismo (0.5).
- Diseñar una red de distribución de 1 a 8 usuarios donde cada usuario pueda seleccionar un canal del sistema empleando acopladores y redes de Bragg. Calcular sus pérdidas de inserción (0.5).
- Calcular la constante de acoplamiento y el número de períodos que contiene la red de difracción de Bragg centrada en 1550 nm (0.5).
- Calcular la reflectividad y la longitud máxima de la cavidad de un filtro Fabry-Perot para emplearlo en un sistema WDM de 8 canales espaciados por 100 GHz con una anchura de canal de 2.5 GHz (0.25).
- Calcular la relación de rechazo (dB) entre las bandas de paso y eliminadas del filtro descrito en el apartado anterior (0.5).
- Calcular la potencia en la entrada del amplificador para que a la salida haya una potencia de 15 mW (0.25).

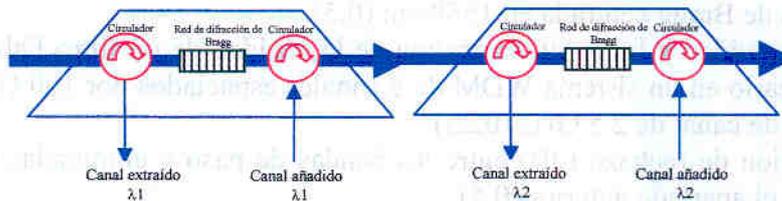
CIRCULADORES	
Aislamiento	30 dB
Pérdidas de inserción	0.5dB
ACOPLADORES	
Pérdidas de exceso	0.5 dB
Constante del acoplador	0.5
Directividad	40 dB
REDES DE DIFRACCIÓN DE BRAGG	
Pérdidas en transmisión (λ_B)	-10 dB
Pérdidas en transmisión (resto λ)	-0.5 dB (se deben a los conectores de entrada y salida)

Anchura FWHM	1 nm
Índice de refracción medio	1,5
λ_B (i=0, 1, 2, 3...7) Se dispone de 8 redes, cada una centrada en:	1550 + i*0.8 nm
FILTRO FABRY-PEROT DE FIBRA	
Índice de refracción	1.5
AMPLIFICADOR ÓPTICO	
Potencia de saturación de salida	10.4 mW
Ganancia máxima	30 dB

NOTA: La anchura de banda de una red de difracción de Bragg: $\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{\pi n} \sqrt{k^2 + \frac{\pi^2}{L^2}}$

SOLUCIÓN

a)



En las redes de difracción de Bragg:

La señal transmitida se calcula a partir de los 9.5 dB que se deben a la propia red (los 0.5 dB restantes son pérdidas de exceso debidas a la presencia de conectores)

$$10 \log \frac{P_t}{P_e} = -9.5 \quad P_t = 0.11 P_e$$

$$P_t + P_r = 1; \quad P_r = 0.89 P_e$$

$$10 \log \frac{P_r}{P_e} = -0.51 \text{ dB}$$

$$P_r|_{\text{dB}} + P_{\text{exceso}} = -0.51 - 0.5 = -1.01 \text{ dB}$$

$$\lambda_1 \text{ (añadido): } 0.5 + 1.01 + 0.5 + 0.5 + 0.5 + 0.5 = 3.51 \text{ dB}$$

$$\lambda_1 \text{ (extraído): } 0.5 + 1.01 + 0.5 = 2.01 \text{ dB}$$

$$\lambda_2 \text{ (añadido): } 0.5 + 1.01 + 0.5 = 2.01 \text{ dB}$$

$$\lambda_2 \text{ (extraído): } 0.5 + 0.5 + 0.5 + 0.5 + 1.01 + 0.5 = 3.51 \text{ dB}$$

b) De la constante de acoplamiento $k = 0.5 = \frac{P_4}{P_3 + P_4}$ $P_4 = 0.1m$

De las pérdidas de exceso: $0.5 = 10 \log \frac{P_1}{P_3 + P_4}$ $P_1 = 0.22mW$

De la directividad: $10 \log \frac{P_2}{P_1} = -40dB$ $P_2 = 22nW$

c)

$$10 \log \frac{P_3 + P_4}{P_1} = -0.5$$

$$-0.5 = 10 \log(1 - \gamma)$$

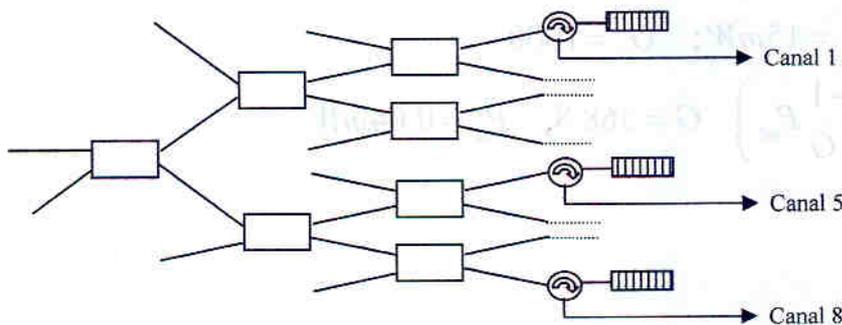
$$\gamma = 0.11$$

$$\begin{pmatrix} a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} = \sqrt{1-\gamma} \begin{pmatrix} \sqrt{1-k} & j\sqrt{k} \\ j\sqrt{k} & \sqrt{1-k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} = 0.66 \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

d) Se requieren $\log_2 N = 3$ etapas, o sea, un total de 7 acopladores.

Las pérdidas de inserción para cada canal vienen dadas por las de la estrella más el circulador y una red de difracción:

$$L_{ins} = 10 \log 8 + 3 * 0.5 + 0.5 + 1.01 + 0.5 = 12.51dB$$



e)

$$\left. \begin{aligned} \Delta\lambda &= \frac{\lambda^2}{\pi n} \sqrt{k^2 + \frac{\pi^2}{L^2}} = 1nm \\ R_{max} &= \tanh^2(kL) = 0.89 \end{aligned} \right\} k = 960m^{-1} \quad L = 1.8mm$$

$$\lambda_B = 2n\Lambda = 1550nm \quad N = \frac{L}{\Lambda} = 3484 \text{ periodos}$$

$$\Lambda = 516.7nm$$

f) El rango espectral libre del FFP debe cumplir: $FSR = 8\Delta f = 800GHz$

$$\text{luego: } 800GHz = \frac{c}{2nL}; \quad L = 125\mu m$$

$$\text{Y la finura: } F = \frac{FSR}{FWHM} = 320$$

$$F = \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R} = 320 \quad R = 0.9902$$

g)

$$T(f) = \frac{(1-R_1)(1-R_2)e^{-\alpha L}}{(1-\sqrt{R_1 R_2} e^{-\alpha L})^2 + 4 * \sqrt{R_1 R_2} e^{-\alpha L} \sin^2\left(\frac{\pi f 2nL}{c}\right)} =$$

$$= \frac{0.000096}{0.000096 + 3.9608 \sin^2(3.93 f (THz))}$$

$$R_{rechazo} = 10 \log\left(\frac{T_{max}}{T_{min}}\right) = 46dB$$

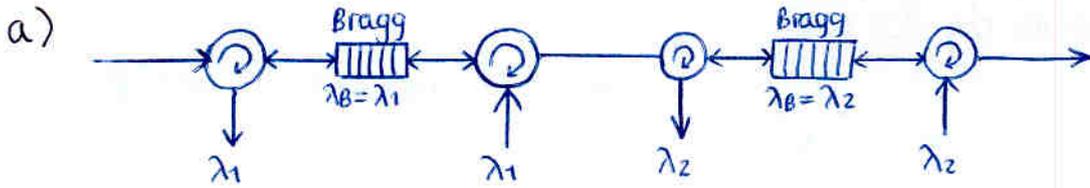
h)

$$P_{sal}^s = \left(\frac{G_0 \ln 2}{G_0 - 2}\right) P_s = 0.695 P_s = 10.4mW$$

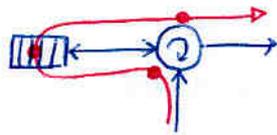
$$P_s = 15mW; \quad P_{sal} = 15mW; \quad G_0 = 1000$$

$$G = G_0 \exp\left(-\frac{G-1}{15 \cdot G} P_{sal}\right) \quad G = 368.8; \quad P_{in} = 0.04mW$$

Julio 2004. Problema 2

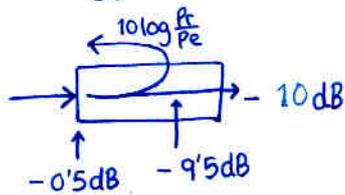


Pérdidas



$$L(\text{dB}) = \text{Pérdidas inserción circulator} + 10 \log \frac{P_r}{P_e} + \text{Pérdidas inserción circulator} + \text{pérdidas exceso Bragg}$$

cálculo Bragg: para la λ_B :



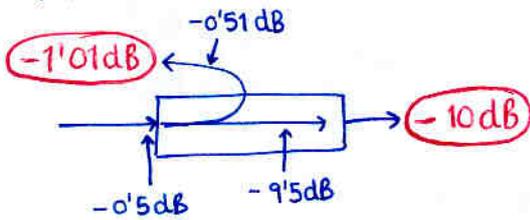
$$10 \log \frac{P_t}{P_e} = -9.5 \rightarrow P_t = P_e \cdot 0.1122$$

Por tanto

$$\frac{P_r}{P_e} = 1 - 0.1122 = 0.8878$$

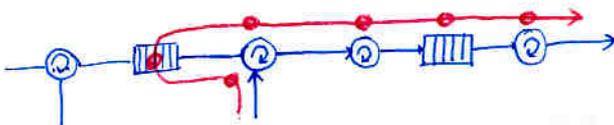
$$10 \log \frac{P_r}{P_e} = -0.51 \text{ dB}$$

Por tanto



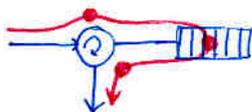
$$L(\text{dB}) = -0.5 - 1.01 - 0.5 = -2.01 \text{ dB}$$

Por tanto, Pérdidas por canal añadido λ_1



$$-0.5 - 1.01 - 0.5 - 0.5 - 0.5 - 0.5 = -3.51 \text{ dB}$$

pérdidas por canal extraído λ_1



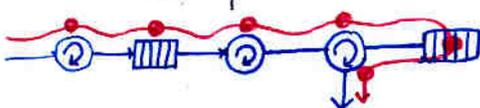
$$-0.5 - 1.01 - 0.5 = -2.01 \text{ dB}$$

pérdidas por canal añadido λ_2



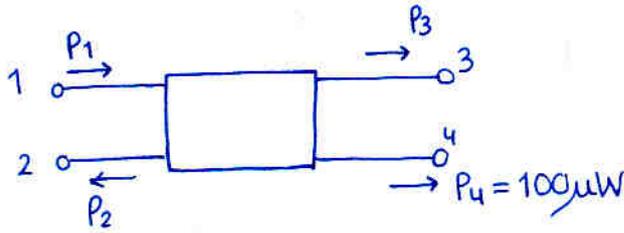
$$-0.5 - 1.01 - 0.5 = -2.01 \text{ dB}$$

Pérdidas por canal extraído λ_2



$$-0.5 - 0.5 - 0.5 - 0.5 - 1.01 - 0.5 = -3.51 \text{ dB}$$

b) calcular en mW la potencia de entrada en el puerto 1 del acoplador, y la potencia que sale por los puertos 2 y 4 sabiendo que en el puerto 3 la potencia es de 100 μW



$$\text{Pérdidas exceso} = 10 \log(1-\gamma) = 0.5 \text{ dB}$$

$$(1-\gamma) = 0.891$$

$$k = 0.5$$

$$\text{Directividad} = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = 40 \text{ dB}$$

$$k = 0.5 \Rightarrow P_3 = P_4 = 100 \mu\text{W}$$

$$(1-\gamma) = 0.891 \Rightarrow \frac{P_3 + P_4}{P_1} = 0.891$$

$$P_1 = \frac{200 \mu\text{W}}{0.891} = 224.5 \mu\text{W} = 0.22 \text{ mW}$$

$$\frac{P_2}{P_1} = 1 \times 10^{-4} \Rightarrow P_2 = 22.4 \text{ nW}$$

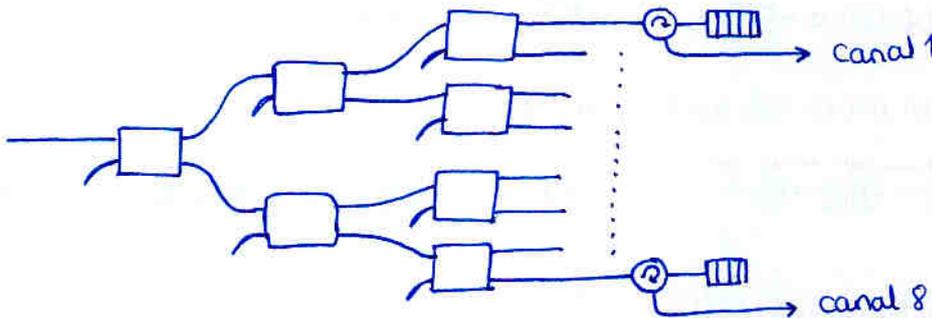
$$\frac{P_1}{P_2} = 10000$$

$$\frac{P_2}{P_1} = 1 \times 10^{-4}$$

c) Escribir la matriz del acoplador (en campo)

$$\begin{pmatrix} E_3 \\ E_4 \end{pmatrix} = \sqrt{1-\gamma} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{1-k} & j\sqrt{k} \\ j\sqrt{k} & \sqrt{1-k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = 0.667 \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix}$$

d)
 • Primero dividimos la señal con acopladores
 • luego cada usuario elige su canal con circulador y Bragg



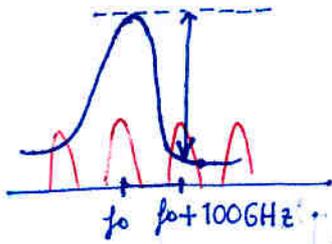
Pérdidas de inserción

$$I(\text{dB}) = 3 \cdot \underbrace{\text{Pérdidas inserción acopladores}} + 0.5 + 1.01 + 0.5$$

$$-10 \log[(1-\gamma)k] = -10 \log(1-\gamma) - 10 \log k = +0.5 - 10 \log(1/2) = 3.51 \text{ dB}$$

$$I(\text{dB}) = 12.54 \text{ dB}$$

g)



$$T(f) = \frac{(1-R_1)(1-R_2)G_s}{(1-\sqrt{R_1 R_2} G_s)^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} G_s \sin^2\left(\frac{\pi f 2nL}{c}\right)}$$

$$R_1 = R_2 = 0.9902$$

$$G_s = 10 \log \text{ ??? } \leftarrow \text{¿de donde saco } G = e^{-\alpha L}?$$

Supongo que no hay pérdidas $\alpha=0 \rightarrow G_s = e^{-\alpha L} = 1$

$$T(f) = \frac{(1-R)^2}{(1-R)^2 + 4R \sin^2\left(\frac{\pi f 2nL}{c}\right)}$$

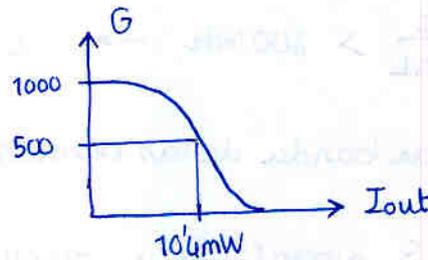
$\rightarrow \text{max: } \frac{(1-R)^2}{(1-R)^2} = 1$
 $\rightarrow \text{min: } \frac{(1-R)^2}{(1-R)^2 + 4R} = 2.425 \cdot 10^{-5}$
 $R = 0.9902$

Relación de rechazo

$$10 \log \frac{2.425 \cdot 10^{-5}}{1} = -46.2 \text{ dB}$$

h) Calcular potencia a la entrada del amplificador para que a la salida hayan 15 mW

Dato: $I_s^{\text{out}} = 10.4 \text{ mW}$
 $G_0 = 30 \text{ dB} = 1000$



Si $I_{\text{out}} = 15 \text{ mW}$, $G = G_0 \cdot e^{-\left[\frac{G-1}{G} \cdot \frac{I_{\text{out}}}{I_s}\right]}$ siendo $I_s = \frac{I_{\text{out}}^s}{\left[\frac{G_0 \ln 2}{G_0 - 2}\right]} = 14.974 \text{ mW}$

$$G = 1000 e^{-\left[\frac{G-1}{G} \cdot \frac{15}{14.974}\right]} \xrightarrow{\text{iterativamente}} G = 368.2$$

Por tanto

$$I_{\text{out}} = I_{\text{in}} \cdot G \rightarrow I_{\text{in}} = \frac{I_{\text{out}}}{G} = \frac{15 \text{ mW}}{368.2} = 0.0407 \text{ mW}$$

e) Como dice el enunciado

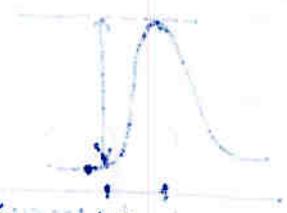
$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{\pi \cdot n} \sqrt{k^2 + \frac{\pi^2}{L^2}} = 1 \text{ nm}$$

se puede despejar k:

$$k^2 + \frac{\pi^2}{L^2} = \left(\frac{\Delta\lambda \cdot \pi \cdot n}{\lambda^2} \right)^2 \rightarrow k = \left[\left(\frac{\Delta\lambda \cdot \pi \cdot n}{\lambda^2} \right)^2 - \frac{\pi^2}{L^2} \right]^{1/2}$$

necesitamos L

$$R_{\max} = \text{th}^2(kL) = 0.89 \rightarrow L = \frac{\text{th}^{-1}(\sqrt{0.89})}{k}$$



sistema de ecuaciones

$$\begin{aligned} \Delta\lambda &= 1 \text{ nm} \\ n &= 1.5 \\ \lambda &= 1550 \text{ nm} \end{aligned}$$

resolviendo (usando nm) (usando SOLVE en la calculadora)

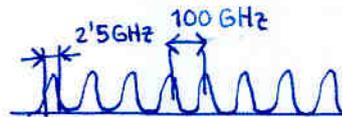
$$k = 9.62 \times 10^{-7} \text{ nm}^{-1} = 962 \text{ m}^{-1}$$

$$L = 1.837.916 \text{ nm} = 1.838 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 1.8 \text{ mm}$$

Y ya que $\lambda_B = 2nL \rightarrow L = \frac{\lambda_B}{2n} = \frac{1550 \text{ nm}}{2 \cdot 1.5} = 516.6 \text{ nm}$

Número de periodos: $\frac{L}{\lambda} = 3557$ periodos

f) Filtro Fabry Perot para usarlo en



Por tener el FP una respuesta periódica, el FSR debe ser mayor al espectro utilizado

$$\text{FSR} = \frac{c}{2nL} > 800 \text{ GHz} \rightarrow L < \frac{c}{2n \cdot 800 \text{ GHz}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 1.5 \times 800 \times 10^9} = 0.125 \text{ mm}$$

La anchura de banda de las resonancias debe ser mayor a la anchura de un canal

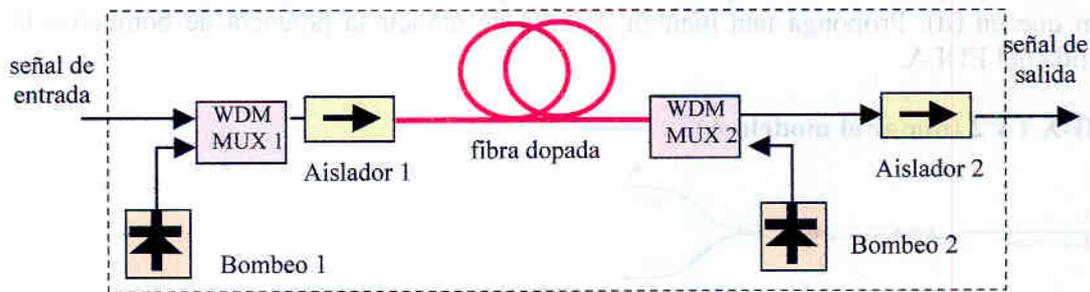
$$\text{FWHM} = \frac{c}{2\pi nL} \arcsen\left(\frac{1-R}{2\sqrt{R}}\right) > 2.5 \text{ GHz}$$

o mejor aún

$$\text{Finura} = \frac{\text{FSR}}{\text{FWHM}} \approx \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R} \Big|_{R \approx 1} < \frac{100}{2.5} \rightarrow R < 0.9902$$

PROBLEMA 1.

Se dispone de un amplificador de fibra dopada (EDFA) con la estructura que se muestra en la figura. Se pretenden caracterizar algunos de sus parámetros más importantes como ganancia y figura de ruido.



En general la modelización del EDFA puede ser muy compleja y por lo tanto nos limitaremos a un caso de estudio muy particular en el que las ecuaciones implicadas se simplifican notablemente. Para este caso simplificado supondremos:

1. Las señales que se desean amplificar son de potencia baja por lo que no hay saturación de ganancia.
2. Además como se bombea por ambos lados, podemos suponer como principal simplificación que la inversión de población a lo largo del medio de ganancia es constante, es decir: $n_{sp}(z) = cte = 1.1$ y que también es constante el valor de la densidad de iones de erbio en estado excitado (n_2) y en estado fundamental o no excitado (n_1).

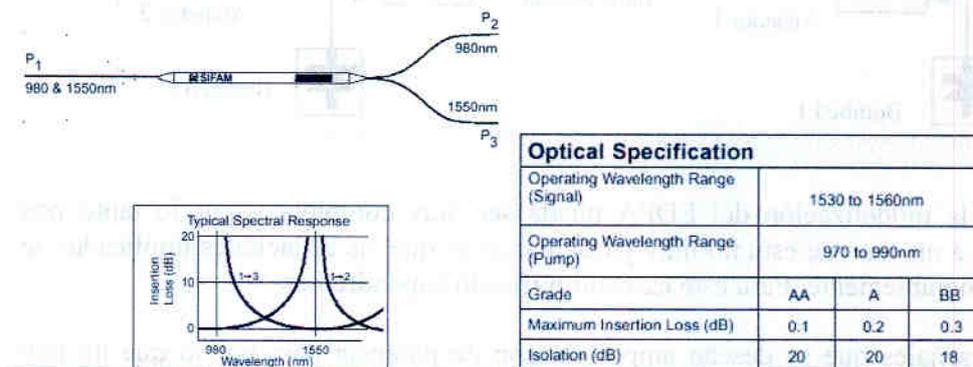
Calcular:

- a) (0.5p) Calcular la densidad de iones de erbio en estado excitado (n_2) y en estado fundamental o no excitado (n_1) en función de la densidad total de iones N_T . Particularizar para el valor del enunciado $n_{sp}(z) = cte = 1.1$
- b) (1 p) Con el resultado de (a), calcular la ganancia óptica de la fibra dopada de erbio en dBs a la frecuencia óptica de $f_s = 193.1\text{THz}$, sabiendo que mide 20 metros, que tiene una densidad total de iones $N_T = 8.2 \cdot 10^{23} \text{m}^{-3}$, y que la sección cruzada de ganancia de señal (σ_s) y de absorción (σ_a) a dicha frecuencia son iguales y de valor típico $\sigma_a = \sigma_s = 3.5 \cdot 10^{-25} \text{m}^2$.
- c) (0.5p) Calcular la ganancia total del módulo EDFA incluyendo los componentes pasivos (datos de los pasivos en las tablas adjuntas). Los dispositivos están interconectados mediante empalmes de fibra de 0.05 dB, y suponga 0.2 dB por cada conector de entrada/salida del dispositivo global.

d) (1p) Calcular la potencia residual de bombeo que sale del amplificador por el terminal de entrada procedente de la fuente de bombeo numero 2. La sección cruzada de absorción para el bombeo es de $\sigma_b = 1 \cdot 10^{-24} m^2$ y la potencia emitida por la fuente 2 es de 150 mW a una longitud de onda de 980 nm.

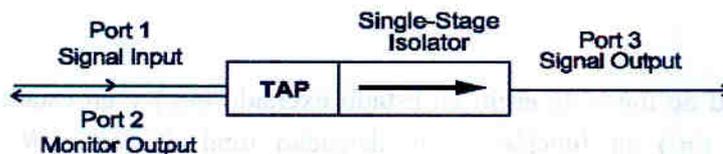
e) (0.5p) Calcular la potencia residual de bombeo que sale del amplificador por el terminal de salida procedente de la fuente de bombeo numero 1. Misma sección cruzada de absorción para el bombeo que en (d), misma potencia emitida por la fuente 1 de 980 nm que en (d). Proponga una manera sencilla de reducir la potencia de bombeo a la salida del EDFA.

MUX 1 y 2 (tomar el modelo A)



AISLADOR 1 y 2 (puerto 2 de monitorización no usado). Especificaciones validas para 3ª ventana y para 980nm

Configuration



Specifications

Parameter	Premium Grade		
Model			ACIS1+1P
Signal wavelength	λ		1530 to 1563 nm
Insertion loss ¹	1→3 over λ	typical maximum	0.5 dB 0.8 dB
Isolation	1→2 over λ 3→1 over λ and 23 °C	typical minimum	17.8 ± 1.0 dB 40 dB (peak) 30 dB
Directivity ²	2→3 over λ 3→2 over λ	minimum	60 dB 60 dB
Return loss	all ports	minimum	55 dB

Tabla de ecuaciones por si son necesaria:

$$\frac{dI_b}{dz} = -\sigma_b n_1 I_b \quad N_T = n_2 + n_1$$

$$\frac{dI_s}{dz} = (\sigma_s n_2 - \sigma_a n_1) I_s \quad n_{sp} = n_2 / (n_2 - n_1)$$

Enero 2004. Problema 1

$$a) \left. \begin{aligned} N_T &= n_2 + n_1 \longrightarrow n_2 = N_T - n_1 \\ n_{sp} &= \frac{n_2}{n_2 - n_1} \longrightarrow n_2 - n_1 = \frac{n_2}{n_{sp}} \longrightarrow n_1 = n_2 \left(1 - \frac{1}{n_{sp}}\right) \end{aligned} \right\}$$

$$n_1 = (N_T - n_1) \left(1 - \frac{1}{n_{sp}}\right)$$

$$n_1 = -n_1 \left(1 - \frac{1}{n_{sp}}\right) + N_T \left(1 - \frac{1}{n_{sp}}\right)$$

$$n_1 \left[1 + \left(1 - \frac{1}{n_{sp}}\right)\right] = N_T \left(1 - \frac{1}{n_{sp}}\right)$$

$$n_1 = N_T \frac{1 - \frac{1}{n_{sp}}}{2 - \frac{1}{n_{sp}}} = N_T \frac{n_{sp} - 1}{2n_{sp} - 1} //$$

$$n_2 = N_T - n_1 = N_T \left(1 - \frac{n_{sp} - 1}{2n_{sp} - 1}\right) = N_T \cdot \frac{n_{sp}}{2n_{sp} - 1}$$

$$\left[\begin{array}{l} n_1 = N_T \cdot \frac{n_{sp} - 1}{2n_{sp} - 1} \\ n_2 = N_T \cdot \frac{n_{sp}}{2n_{sp} - 1} \end{array} \right] \xrightarrow{n_{sp} = 1.1} \left[\begin{array}{l} n_1 = \frac{1}{12} N_T \\ n_2 = \frac{11}{12} N_T \end{array} \right]$$

$$b) f_s = 193.1 \text{ THz} \longrightarrow \lambda_s = \frac{c}{f_s} = 1553 \text{ nm}$$

$$L = 20 \text{ m}$$

$$N_T = 8.2 \cdot 10^{23} \text{ m}^{-3} \longrightarrow \left[\begin{array}{l} n_1 = \frac{41}{60} \cdot 10^{23} \text{ m}^{-3} \\ n_2 = \frac{451}{60} \cdot 10^{23} \text{ m}^{-3} \end{array} \right]$$

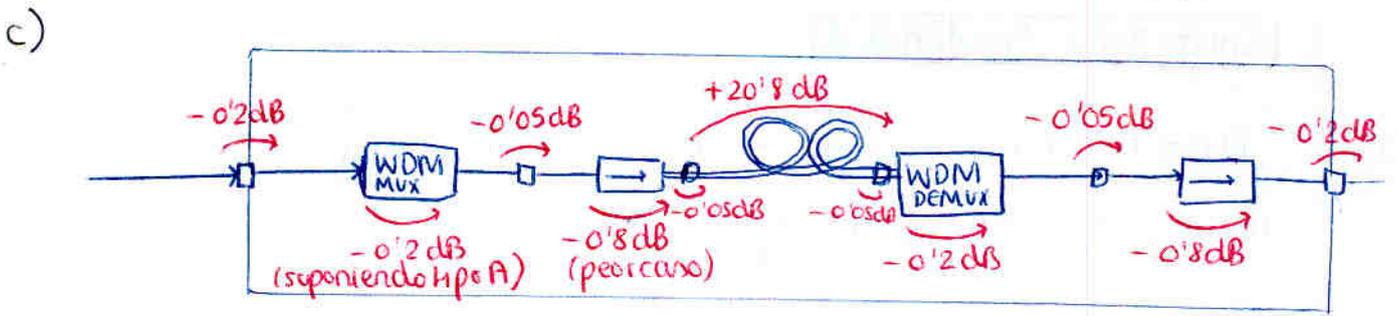
$$\sigma_s = \sigma_a = 3.5 \cdot 10^{-25} \text{ m}^2$$

$$\frac{dI_s}{dz} = (\sigma_s n_2 - \sigma_a n_1) I_s \xrightarrow{\sigma_s = \sigma_a} \frac{dI_s}{dz} = \sigma_s (n_2 - n_1) I_s$$

$$\Rightarrow I_s(z) = I_s(0) \cdot e^{\underbrace{\sigma_s (n_2 - n_1) z}_{g}} \quad \begin{array}{l} g = \sigma_s n_2 - \sigma_a n_1 = 0.239 \text{ m}^{-1} \\ \text{suponiendo } \Gamma = 1 \\ \alpha = 0 \end{array}$$

$$\text{en } z = L \\ I_s(L) = I_s(0) \cdot \underbrace{e^{\sigma_s (n_2 - n_1) L}}_{\text{Ganancia}}$$

$$G = e^{\sigma_s (n_2 - n_1) L} = e^{3.5 \cdot 10^{-25} \cdot \frac{410}{60} \cdot 10^{23} \cdot 20} = 119.5 \longrightarrow G(\text{dB}) = 20.8 \text{ dB}$$



Ganancia neta = 18.2 dB

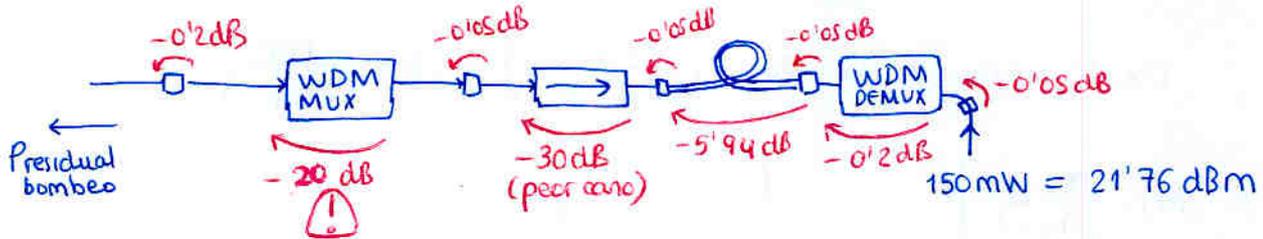
d)

Para el bombeo $\frac{dI_b}{dz} = -\sigma_b n_1 I_b$

$$I_b(L) = I_b(0) \cdot e^{-\sigma_b n_1 L}$$

$$e^{-1 \cdot 10^{-24} \cdot \frac{1}{60} \cdot 10^{23} \cdot 20} = e^{-\frac{41}{30}}$$

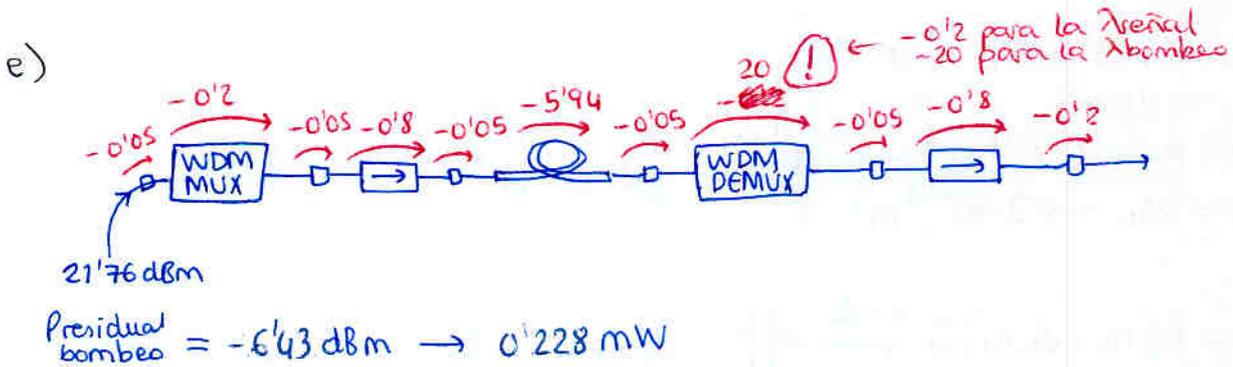
$$= 0.255 \rightarrow -5.94 \text{ dB}$$



Residual bombeo (dBm) = $21.76 - 0.05 - 0.2 - 0.05 - 5.94 - 0.05 - 30 - 0.05 - 20 - 0.2$

$$= -34.78 \text{ dBm} \rightarrow P(\text{mW}) = 10^{\frac{-34.78}{10}} = 0.000333 \text{ mW}$$

$$= 0.333 \mu\text{W}$$



Para reducirlo sugiero utilizar una red de difracción de Bragg que refleje la longitud de onda de bombeo a la salida



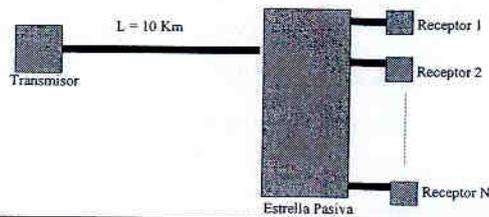
PROBLEMA 9.24 (modificado)



Una red de distribución de señales de televisión utiliza un sistema multicanal SCM para transmitir 10 canales de televisión a un conjunto N de centros de distribución correspondientes a distintas zonas de una ciudad, como se puede ver en la figura. La señal eléctrica a la salida del detector se distribuirá por medios eléctricos hasta los abonados.

Los canales de televisión estarán modulados en AM dentro de la banda de subportadoras, de forma que el ancho de cada canal sea de 5 MHz.

Suponiendo una estrella pasiva sin pérdidas de inserción, despreciables las pérdidas de la fibra entre la estrella y los detectores, y considerando solamente las fuentes de Ruido Shot, Ruido de Intensidad y Ruido de Intermodulación debido únicamente a CTB, se pide



PROBLEMA 9.24



a) Si la potencia de salida de la fuente óptica viene dada por:

$$P(t) = P_0 \left[1 + m \sum_{j=1}^{10} \cos(2\pi f_j t + \phi_j) \right]$$

Deducir una expresión que nos relacione la relación Portadora a Ruido (CNR) a la salida del detector, en un centro de distribución cualquiera.

$$CNR = \frac{\left(\frac{P_e}{N} m \mathcal{R} \right)^2}{2e \left(\frac{\mathcal{R} P_e}{N} \right) \Delta f + RIN \left(\frac{\mathcal{R} P_e}{N} \right)^2 \Delta f + \frac{\left(\frac{P_e}{N} m \mathcal{R} \right)^2}{2CTB}}$$

ruido shot linealmente con potencia (domina a P↓)
de UN canal (NO LA BANDA ENTERA) (a veces dan datos para despistar)
ruido RIN y CTB dependen con P² (dominan a P↑)



PROBLEMA 9.24



b) ¿Qué fuente de ruido domina si aumenta el número de centros (N)?

Multiplicando el numerador y denominador por N²

$$CNR = \frac{(mP_e\mathcal{R})^2}{RIN(\mathcal{R}P_e)^2\Delta f + 2e\mathcal{R}P_eN\Delta f + \frac{(mP_e\mathcal{R})^2}{2CTB}}$$

Se observa que en este caso domina el ruido shot

c) ¿Cuál debe ser el máximo valor de m (índice de modulación) para que no se produzca "clipping"?

$$mM \leq 1 \Rightarrow m = 0.1$$

siendo M número canales



PROBLEMA 9.24



d) ¿Cuál es el máximo número de centros de distribución, si se tiene que garantizar una relación CNR ≥ 55dB? Se conocen los siguientes datos: RIN = -160 dB/Hz, CTB = 60 dB, Responsividad = 1, α = 1 dB/Km, P_e = 10mW

Despejando N de la expresión del CNR tenemos:

$$N = \frac{\frac{(mP_e\mathcal{R})^2}{2CNR} - RIN(\mathcal{R}P_e)^2\Delta f - \frac{(mP_e\mathcal{R})^2}{2CTB}}{2e\mathcal{R}P_e\Delta f}$$

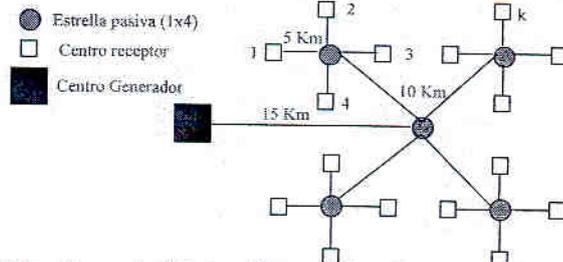
Y sustituyendo los datos del enunciado: N = 6



PROBLEMA 9.25



En la figura se muestra un sistema de distribución de señales ópticas en forma de árbol. Desde el centro de generación de señales sale un enlace de 15 Km de fibra estándar monomodo hasta la primera estrella pasiva de distribución de tipo 1x4 y fabricada mediante tres acopladores 2x2 (es decir, formada por dos etapas). La salida de cada brazo se aplica a un enlace de 10 Km de fibra hasta llegar a la segunda estrella 1x4 idéntica a la anterior. Finalmente, un enlace de 5 Km del mismo tipo de fibra que une la segunda estrella con cada uno de los receptores.



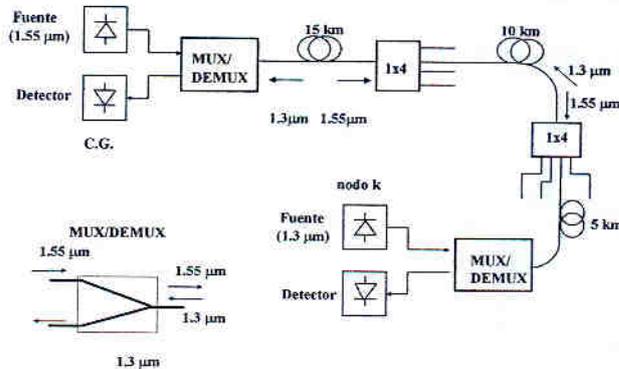
Este sistema de distribución se utiliza para transmitir señales en sentido descendente a 1550 nm y en sentido ascendente a 1300 nm. Para tal fin, tanto en el centro generador como en los receptores se dispone de un MUX/DEMUX pasivo y bidireccional



PROBLEMA 9.25



a) Dibuje el esquema de bloques por el que va pasando la señal óptica de enlace descendente y ascendente (por ejemplo C.G. \leftrightarrow nodo k), donde quede claramente indicada la posición e interconexión de todos los elementos anteriormente descritos, (sin olvidar que tanto en el nodo generador como en los receptores existe fuente y detector). Indicar además la longitud de onda y la dirección de propagación de las señales en todos los puntos.





PROBLEMA 9.25



b) Teniendo en cuenta las características de los componentes del sistema, calcular las pérdidas totales del enlace descendente (1550nm) y ascendente (1300nm). Suponer nulas las pérdidas en conectores y empalmes y no tomar margen de seguridad. $\alpha_f(1550nm)=0.25dB/km$; $\alpha_f(1300nm)=0.5dB/km$;
 $P_{tr}(1550nm)=-16dBm$; $P_{tr}(1300nm)=3dBm$;
 $\alpha_{m\text{ux}/d\text{emux}}=1dB$, $\alpha_{m\text{iscopladores}2 \times 2 \text{estrella}}=1dB$.

	Enlace descendente	Enlace ascendente
Primer Mux/Demux	1 dB	1 dB
15 Km de fibra	3.75 dB	7.5 dB
Estrella 1x4	5 dB	8 dB
10 Km de fibra	2.5 dB	5 dB
Estrella 1x4	8 dB	8 dB
5 Km de fibra	1.25 dB	2.5 dB
Mux/Demux final	1 dB	1 dB
Total:	25.5 dB	33 dB



PROBLEMA 9.25



c) Suponiendo que el enlace descendente está limitado por ruido shot:
 c1) Suponiendo además una relación de extinción de $r_{ex}=0$, calcular el máximo ancho de banda del filtro eléctrico de post-detección para mantener un valor de $BER < 10^{-9}$

$$P_{rec} = \frac{q^2}{\mathfrak{R}} e \Delta f \rightarrow \Delta f = \frac{P_{rec}}{h \nu q^2} \rightarrow \Delta f = 15.3 GHz$$

c2) ¿Cómo afecta al ancho de banda anterior una relación de extinción distinta de cero?

Afecta tanto a la señal como al ruido: $I_0 = r_{ex} I_1$

$$\sigma_0 = \sigma_{shot=0} = \sqrt{2eI_0 \Delta f}$$

$$\sigma_1 = \sigma_{shot=1} = \sqrt{2eI_1 \Delta f}$$

$$\text{Luego: } q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_0 - \sigma_1} \rightarrow q^2 = \frac{I_1^2 (1 - r_{ex})^2}{2e \Delta f (I_0 + I_1 + 2\sqrt{I_0 I_1})} = \frac{I_1 (1 - r_{ex})^2}{2e \Delta f (r_{ex} + 1 + 2\sqrt{r_{ex}})}$$

$$\mathfrak{R} P_{rec} = \mathfrak{R} \frac{P_0 + P_1}{2} = \frac{I_0 + I_1}{2} = \frac{I_1 (1 + r_{ex})}{2}$$

$$\text{Quedando: } \Delta f = \Delta f_{antes} \frac{(1 - r_{ex})^2}{(1 + r_{ex}) (r_{ex} + 1 + 2\sqrt{r_{ex}})}$$



PROBLEMA 9.25



d) A partir de la definición de NEP del receptor, obtenga una expresión para Q , donde aparezca este y la potencia media recibida en el receptor. Supóngase el sistema limitado por ruido térmico y $r_{ex}=0$.

Calcule el valor del NEP en el receptor del enlace ascendente suponiendo éste en las condiciones anteriores y sabiendo que el máximo ancho de banda del receptor para mantener un $BER < 10^{-9}$ es de 1 GHz.

$$NEP = \frac{P_{in}}{\sqrt{\Delta f}} \quad \text{siendo } P_{in} \text{ tal que } SNR = 1$$

$$NEP = \sqrt{\frac{4F_n k_b T}{\Re^2 R_L}} \quad NEP^2 = \frac{\sigma_i^2}{\Re^2 \Delta f}$$

Como el sistema está limitado por ruido térmico y $r_{ex}=0$ $q = \frac{\Re P_{rec}}{\sigma_i}$

Combinando las expresiones anteriores $q = \frac{P_{rec}}{NEP \sqrt{\Delta f}}$

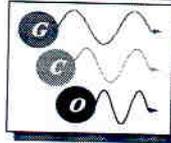
Aplicando los datos del problema: $NEP = 5.27 \text{ pW}/(\text{Hz})^{1/2}$

Handwritten notes in a column, possibly bleed-through from the reverse side of the page. The text is illegible due to blurriness.

Handwritten notes in a column, possibly bleed-through from the reverse side of the page. The text is illegible due to blurriness.



DEPARTAMENTO
DE COMUNICACIONES



GRUPO DE
COMUNICACIONES
OPTICAS

CURSO DE COMUNICACIONES OPTICAS
Problemas del bloque temático II:
Lecciones 5, 6, 7 y 8



Lección 5: Fundamentos y LED



Problema 5.5

Determine la composición de los compuestos cuaternarios que deben de emplearse para implementar fuentes ópticas de semiconductor que emitan a 1300 y 1550 nm respectivamente.

Para ambos casos hay que emplear las siguientes ecuaciones de cálculo para compuestos de tipo: $In_{1-x}Ga_xAs_yP_{1-y}$

$$E_g (eV) = \frac{1.24}{\lambda(\mu m)}$$

$$E_g (eV) = 1.35 - 0.72y + 0.12y^2$$

$$y = 2.2x$$

Para el caso de segunda ventana (1300nm):

$$In_{0.7216}Ga_{0.2784}As_{0.6125}P_{0.3875} \quad \leftarrow \quad \begin{aligned} y^2 - 6y + 3.3 &= 0 \rightarrow y = \frac{6 - \sqrt{36 - 13.2}}{2} = 0.6125 \\ x &= \frac{y}{2.2} = 0.2784 \end{aligned}$$

Para el caso de segunda ventana (1550nm):

$$In_{0.7976}Ga_{0.2024}As_{0.8984}P_{0.1016} \quad \leftarrow \quad \begin{aligned} y^2 - 6y + 4.58 &= 0 \rightarrow y = \frac{6 - \sqrt{36 - 18.33}}{2} = 0.8984 \\ x &= \frac{y}{2.2} = 0.4084 \end{aligned}$$



Lección 5: Fundamentos y LED



Problema 5.6

El índice de refracción de los compuestos cuaternarios $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ puede calcularse en función de la fracción molar y de As empleando la fórmula de *Nahory-Pollack*:

$$n(y) = 3.4 + 0.256y - 0.095y^2$$

determinese por medio de dicha expresión el valor de los **índices de refracción para los materiales del Problema (5.5)**. Obténgase para cada uno de ellos el valor aproximado de **eficiencia cuántica externa** que se obtendría para un LED fabricado a partir de dichos materiales. Suponga que el medio externo a la fuente es una fibra cuyo núcleo posee un índice de refracción de 1.45.

Segunda ventana (1300nm): $y = 0.6125$
 $n(y) = 3.5212 \rightarrow \eta_{ext}(1300nm) = 0.0242$

Tercera ventana (1550nm): $y = 0.8984$ $n_e = 1.45$ **$\eta \approx 2.5\%$**
 $n(y) = 3.55533 \rightarrow \eta_{ext}(1550nm) = 0.0236$

$$\eta_{ext} \approx \frac{n_c^2}{n(n + n_e)^2}$$



Lección 5: Fundamentos y LED



(ampliación de prob 5.6)

Para un enlace de comunicaciones ópticas multimodo se desea emplear un LED como los presentados anteriormente. Calcule su anchura espectral en términos de longitud de onda y de frecuencia. (suponga 25°C)

El ancho de línea (a mitad de máximo o FWHM) del LED, viene dado por la expresión:

$$\Delta\nu = 1.8k_B T / h \rightarrow \Delta\nu = 1.117 \cdot 10^{13} \text{ Hz} = 11.17 \text{ THz}$$

$$\Delta\lambda = 1.8k_B T \left(\frac{\lambda^2}{ch} \right) \begin{cases} \Delta\lambda(1300nm) = 62.9nm \\ \Delta\lambda(1550nm) = 89.4nm \end{cases}$$

$$k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \left[\frac{J}{K} \right]$$

$$h = 6.626 \cdot 10^{-34} [J \cdot s]$$



Lección 5: Fundamentos y LED



(ampliación de prob 5.6)

Calcular también para los LEDs anteriores la potencia óptica generada en el semiconductor y la que finalmente sale al exterior, cuando se aplica una corriente de 40 mA. Suponga que la tasa de recombinación radiativa es igual a la de recombinación no radiativa.

La potencia generada en el semiconductor es:
Nos falta el dato de *eficiencia cuántica interna* $P_i = \eta_i \left(\frac{\hbar \omega}{e} \right) I$

Sabemos por el enunciado que:

$$R_{rr} = R_{nr} \rightarrow \eta_i = \frac{R_{rr}}{R_{rr} + R_{nr}} = 0.5 \quad \text{Es un semiconductor de gap directo}$$

$$P_i(1300 \text{ nm}) = 19 \text{ mW} \rightarrow P_e = \eta_e P_i = 0.46 \text{ mW}$$

$$P_i(1550 \text{ nm}) = 16.4 \text{ mW} \rightarrow P_e = \eta_e P_i = 0.38 \text{ mW}$$

$$k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \left[\frac{\text{J}}{\text{K}} \right]$$

$$h = 6.626 \cdot 10^{-34} [\text{J} \cdot \text{s}]$$

$$e = 1.6 \cdot 10^{-19} [\text{C}]$$

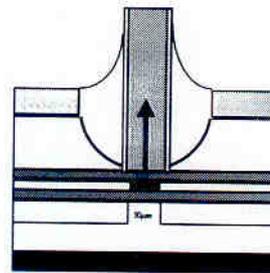
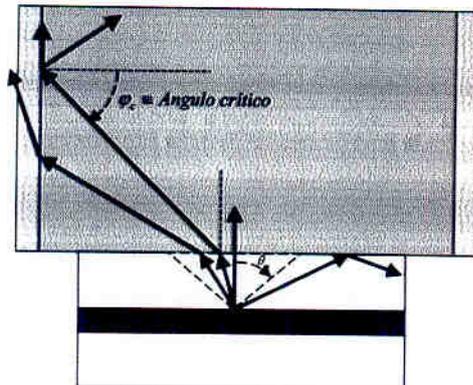


Lección 5: Fundamentos y LED



(ampliación de prob 5.6)

En el caso anterior no se han considerado posibles pérdidas de *acoplo de potencia a la fibra multimodo*. ¿Cual será la potencia acoplada a una fibra multimodo de apertura numérica AN=0.2?





Lección 5: Fundamentos y LED



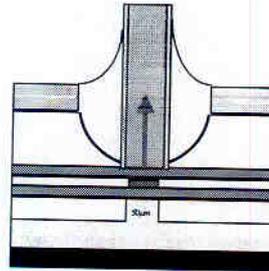
(ampliación de prob 5.6)

En el caso anterior no se han considerado posibles pérdidas de *acoplo de potencia a la fibra multimodo*. ¿Cual será el factor de desacoplo de potencia si se utiliza una fibra multimodo de apertura numérica $AN=0,2$?

$$P = \int_0^{\alpha_m} I(\theta) 2\pi \sin \theta d\theta = \pi I_0 \sin^2(\alpha_m) = \frac{P_0 AN^2}{n_0^2}$$

Ahora n_0 es el índice de refracción del semiconductor $n=3.5$ (aprox) al estar "pegado" el semiconductor a la fibra.

$$C = \frac{P}{P_0} = \frac{AN^2}{n_0^2} = 0.00326$$



Lección 6: Láser de semiconductor



Problema 6.1

Un láser de InGaAsP, funcionando a $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$ viene definido por los siguientes parámetros: $L = 250 \mu\text{m}$; $\alpha = 40 \text{ cm}^{-1}$; $n = 3.3$; $n_g = 3.4$; $\tau_c = 2 \text{ nseg}$; $G_N = 610^3 \text{ seg}^{-1}$; $N_0 = 10^8$. Calcular:

a) El tiempo de vida medio del fotón en la cavidad τ_p .

$$\tau_p^{-1} = v_g \cdot \left(\alpha + \frac{1}{2 \cdot L} \ln \left(\frac{1}{R_1 \cdot R_2} \right) \right) \rightarrow \tau_p = \frac{\bar{n}_g}{c} \frac{1}{\alpha + \frac{1}{2 \cdot L} \ln \left(\frac{1}{R_1 \cdot R_2} \right)}$$

$$R_1 = R_2 = \left(\frac{n-1}{n+1} \right)^2 = 0.286$$

$$\tau_p = \frac{3.4}{3 \cdot 10^8 \text{ m/seg}} \frac{1}{\underbrace{40 \text{ cm}^{-1}}_{\text{pérdidas material}} + \underbrace{50 \text{ cm}^{-1}}_{\text{pérdidas espejos}}} = 1.26 \text{ pseg}$$



Lección 6: Láser de semiconductor



Problema 6.1

Un láser de InGaAsP, funcionando a $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$ viene definido por los siguientes parámetros: $L = 250 \mu\text{m}$; $\alpha = 40 \text{ cm}^{-1}$; $n = 3.3$; $n_g = 3.4$; $\tau_c = 2 \text{ nseg}$; $G_N = 610^3$; $N_0 = 10^8$. Calcular:

b) El valor umbral de la población de electrones N_{th} .

$$N_{th} = N_0 + \frac{1}{G_N \cdot \tau_p} = 10^8 + \frac{1}{6 \times 10^3 \text{ s}^{-1} \cdot 1.26 \times 10^{-12} \text{ s}} = 2.32 \times 10^8$$

hay que conseguir más e⁻ por encima de la ganancia transparente para lograr ganancia

c) El valor de la corriente umbral y la potencia óptica emitida por una de sus caras si el láser se polariza al doble del valor de la corriente umbral.

$$I_{th} = \frac{e \cdot N_{th}}{\tau_c} = \frac{1.6 \times 10^{-19} \text{ C} \cdot 2.32 \times 10^8}{2 \times 10^{-9} \text{ s}} = 18.56 \text{ mA}$$

$$P_e = \frac{\tau_p}{2 \cdot e} \cdot (I - I_{th}) \cdot (\hbar \cdot \omega) \cdot (v_g \cdot \alpha_{mirr}) \rightarrow P_e = 4.8 \text{ mW}$$

$$I = 2I_{th}$$

$$\alpha_{mir} = \alpha_e = \frac{1}{2 \cdot L} \ln \left(\frac{1}{R_1 \cdot R_2} \right) = 50 \text{ cm}^{-1}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



Lección 6: Láser de semiconductor



Problema 6.1

Un láser de InGaAsP, funcionando a $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$ viene definido por los siguientes parámetros: $L = 250 \mu\text{m}$; $\alpha = 40 \text{ cm}^{-1}$; $n = 3.3$; $n_g = 3.4$; $\tau_c = 2 \text{ nseg}$; $G_N = 610^3$; $N_0 = 10^8$. Calcular:

d) Si $\eta_i = 0.9$, calcular la eficiencia cuántica diferencial y la eficiencia cuántica externa cuando el láser se polariza al doble del valor de la corriente umbral.

$$\eta_{ext} = \eta_d \left(1 - \frac{I_{th}}{I} \right) = \frac{\eta_d}{2}$$

$$I = 2I_{th}$$

$$\eta_d = \frac{\eta_{im} \cdot \alpha_{mir}}{\alpha + \alpha_{mir}} = 0.9 \cdot \frac{50 \text{ cm}^{-1}}{90 \text{ cm}^{-1}} = 0.5 \rightarrow \eta_{ext} = 0.25$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



Lección 6: Láser de semiconductor



Problema 6.1

Un láser de InGaAsP, funcionando a $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$ viene definido por los siguientes parámetros: $L = 250 \mu\text{m}$; $\alpha = 40 \text{ cm}^{-1}$; $n = 3.3$; $n_g = 3.4$; $\tau_c = 2 \text{ nseg}$; $G_N = 610^3$; $N_0 = 10^8$. Calcular:

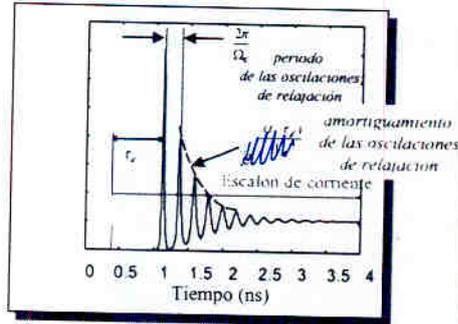
e) Si $R_{sp} = 2 / \tau_p$ y el láser se polariza al doble del valor de la corriente umbral, determinar la frecuencia de las oscilaciones de relajación, la anchura de banda de modulación a 3dB, así como la tasa de amortiguamiento de dichas oscilaciones. Tomar $\epsilon_{NL} = 0$.

Expresión más general

$$\Omega_R = \left(G \cdot G_N \cdot S_b - \frac{(\Gamma_S - \Gamma_V)^2}{4} \right)^{1/2}$$

donde $\Gamma_V = \frac{1}{\tau_c} + G_N S_b$ $\Gamma_R = \frac{\Gamma_S + \Gamma_V}{2}$

$$\Gamma_S = \frac{R_{sp}}{S_b} + \epsilon_{NL} \cdot G \cdot S_b$$



$$e^{-(t - T_d) \cdot \Gamma_R}$$



Lección 6: Láser de semiconductor



e) Si $R_{sp} = 2 / \tau_p$ y el láser se polariza al doble del valor de la corriente umbral, determinar la frecuencia de las oscilaciones de relajación, la anchura de banda de modulación a 3dB, así como la tasa de amortiguamiento de dichas oscilaciones. Tomar $\epsilon_{NL} = 0$.

Expresión más general

$$\Omega_R = \left(G \cdot G_N \cdot S_b - \frac{(\Gamma_S - \Gamma_V)^2}{4} \right)^{1/2} \rightarrow \Omega_R = \sqrt{G \cdot G_N \cdot S_b} = \sqrt{G_N \cdot \frac{I_{th}}{e} \eta_i}$$

donde $\Gamma_V = \frac{1}{\tau_c} + G_N S_b$

$$\Gamma_S = \frac{R_{sp}}{S_b} + \epsilon_{NL} \cdot G \cdot S_b$$

$$S = \frac{\tau_{ph} \eta_i}{e} (I - I_{th}) \Rightarrow S_b = \frac{\tau_{ph} \eta_i}{e} I_{th}$$

$$G = \frac{1}{\tau_{ph}}$$

Aplicando los datos tenemos: $f_R = \frac{\Omega_R}{2\pi} = 4.18 \text{ GHz} \rightarrow f_{3dB} = \frac{\sqrt{3} \Omega_R}{2\pi} = 7.25 \text{ GHz}$

¡ojo! En el libro no se ha aplicado la eficiencia cuántica de 0.9 por lo que salen resultados ligeramente distintos



Lección 6: Láser de semiconductor

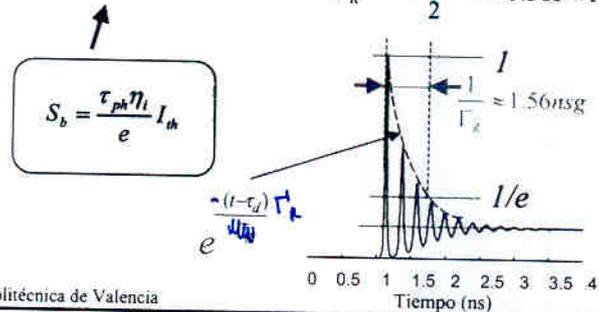


c) Si $R_{sp} = 2 / \tau_p$ y el láser se polariza al doble del valor de la corriente umbral, determinar la frecuencia de las oscilaciones de relajación, la anchura de banda de modulación a 3dB, así como la tasa de amortiguamiento de dichas oscilaciones. Tomar $\epsilon_{NL} = 0$.

$$\Gamma_N = \frac{1}{\tau_c} + G_N S_b = \frac{1}{\tau_c} + G_N \frac{\tau_p I_{th} \eta_i}{e} = 1.265 \times 10^9 \text{ sg}^{-1}$$

$$\Gamma_S = \frac{R_{sp}}{S_b} + \epsilon_{NL} \cdot G \cdot S_b = \frac{2}{(\tau_p)^2} \frac{e}{I_{th} \eta_i} = 1.2 \times 10^7 \text{ sg}^{-1}$$

$$\Gamma_R = \frac{\Gamma_S + \Gamma_N}{2} = 6.385 \times 10^8 \text{ sg}^{-1}$$



© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



Lección 6: Láser de semiconductor



Problema 6.3

Un diodo láser de GaAlAs ($n = 3.6$) tiene una cavidad de $500 \mu\text{m}$ de longitud, siendo su coeficiente de absorción del material de 10 cm^{-1} .

a) Calcular el valor de la ganancia umbral del dispositivo.

$$g_{th} = \alpha + \frac{1}{2 \cdot L} \ln \left(\frac{1}{R_1 \cdot R_2} \right) \quad R_1 = R_2 = \left(\frac{n_1 - 1}{n_1 + 1} \right)^2 = \left(\frac{3.6 - 1}{3.6 + 1} \right)^2 = 0.32$$

$$g_{th} = 10 + \frac{1}{2 \cdot 500 \times 10^{-4}} \ln \left(\frac{1}{0.32 \cdot 0.32} \right) = 32.78 \text{ cm}^{-1}$$

b) Si una de las superficies de salida del láser se reviste con un reflectante dieléctrico de forma que su reflectividad total es del 90 %, ¿cuánto vale ahora su ganancia umbral?

$$g_{th} = 10 + \frac{1}{2 \cdot 500 \times 10^{-4}} \ln \left(\frac{1}{0.32 \cdot 0.9} \right) = 22.4 \text{ cm}^{-1}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



Lección 6: Láser de semiconductor



Problema 6.3

Un diodo láser de GaAlAs ($n = 3.6$) tiene una cavidad de $500 \mu\text{m}$ de longitud, siendo su coeficiente de absorción de 10 cm^{-1} .

c) Si la eficiencia cuántica interna es de 0.65, ¿cuánto vale la eficiencia cuántica diferencial para los dos casos anteriores?

$$\eta_i = 0.65$$

$$\frac{dP_{\text{cava}}}{dI} = \frac{\hbar\omega}{2e} \left(\frac{\eta_i \alpha_{\text{es}}}{(\alpha_c + \alpha_{\text{es}})} \right) = \frac{\hbar\omega}{2e} \eta_d \quad \text{Expresión de clase}$$

$$\eta_d = \left(\frac{\eta_i \alpha_{\text{es}}}{(\alpha_c + \alpha_{\text{es}})} \right)$$

$$\eta_d = \eta_i \cdot \frac{\frac{1}{2 \cdot L} \cdot \ln\left(\frac{1}{R_1 \cdot R_2}\right)}{\alpha + \frac{1}{2 \cdot L} \cdot \ln\left(\frac{1}{R_1 \cdot R_2}\right)} = \begin{cases} 0.45 \text{ para el caso a} \\ 0.36 \text{ para el caso b} \end{cases}$$



Lección 6: Láser de semiconductor



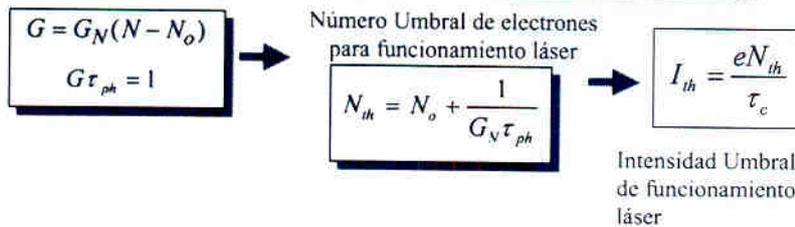
Problema 6.3 (ampliación)

Un diodo láser de GaAlAs ($n = 3.6$) tiene una cavidad de $500 \mu\text{m}$ de longitud, siendo su coeficiente de absorción del material de 10 cm^{-1} .

d) ¿Cómo se traducen los resultados anteriores a dos de las características de utilidad práctica del láser, como son *intensidad umbral* (I_{th}) y *pendiente de potencia óptica frente a corriente* (dP/dI)?

Corriente umbral:

$$\frac{1}{\tau_{ph}} = \frac{c}{n_g} \left(\alpha_c + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right) \right) = \nu_g (\alpha_c + \alpha_{\text{es}}) = \nu_g g_{th}$$





Lección 6: Láser de semiconductor



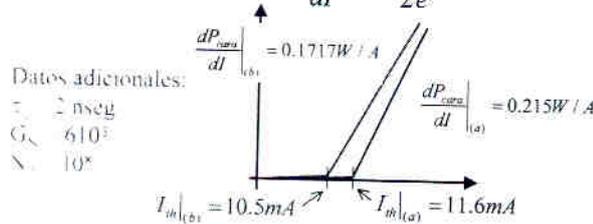
Problema 6.3 (ampliación)

Un diodo láser de GaAlAs ($n = 3.6$) tiene una cavidad de $500 \mu\text{m}$ de longitud, siendo su coeficiente de absorción del material de 10 cm^{-1} .

d) ¿Como se traducen los resultados anteriores a dos de las características de utilidad práctica del láser, como son *intensidad umbral* (I_{th}) y *pendiente de potencia óptica frente a corriente* (dP/dI)?

$$\text{Corriente umbral: } R \uparrow \Rightarrow g_{th} \downarrow \Rightarrow \tau_{ph} \uparrow \Rightarrow I_{th} \downarrow$$

$$\text{Pendiente potencia v.s corriente: } \frac{dP_{cara}}{dI} = \frac{\hbar\omega}{2e} \eta_d \quad R \uparrow \Rightarrow \eta_d \downarrow \Rightarrow \frac{dP_e}{dI} \downarrow$$



© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



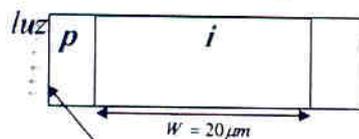
Lección 7: Detectores



Problema

Considere un fotodiodo PIN con una longitud de zona intrínseca de $20 \mu\text{m}$ como se muestra en el esquema. Suponga que la luz incide lateralmente y que el índice de refracción del semiconductor es de 3.5 siendo el medio exterior el aire. Calcular:

- 1) Reflectividad en la superficie del semiconductor (suponga aplicable la reflectividad de Fresnel)
- 2) La eficiencia cuántica interna sabiendo que a la longitud de onda de trabajo, la Tasa de absorción de fotones es de $R_{abs} = 8.57 \cdot 10^{12} \text{ fotones/segundo}$.



1) Reflectividad

$$R = \left(\frac{n - n_a}{n + n_a} \right)^2 = \left(\frac{1 - 3.5}{1 + 3.5} \right)^2 = 0.3$$

2) Eficiencia cuántica

$$\eta = \eta_i (1 - R) \left(1 - \frac{e^{-\alpha W}}{1 + \alpha L_p} \right)$$

$$\eta \approx (1 - R) (1 - e^{-\alpha W})$$

$$\alpha [m^{-1}] \cdot v_g [m/s] = R_{abs} [1/s]$$

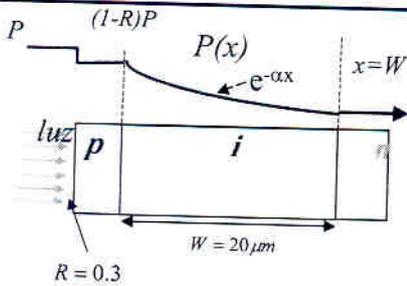
$$\alpha [m^{-1}] = \frac{R_{abs} [1/s]}{v_g [m/s]} = \frac{8.57 \cdot 10^{12}}{3 \cdot 10^8 / 3.5} \approx 100000 m^{-1}$$

$$\alpha [m^{-1}] = 0.1 \mu m^{-1}$$

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



Lección 7: Detectores



2) Eficiencia cuántica $\eta = \eta_0(1-R) \left(1 - \frac{e^{-\alpha W}}{1 + \alpha L_p} \right)$
 $\eta \approx (1-R)(1 - e^{-\alpha W})$
 $\eta \approx (1-0.3)(1 - e^{-0.1 \cdot 20})$
 $= 0.7(1 - 0.135) = 0.6$

3) Calcular la Responsividad del fotodiodo en 2ª y 3ª ventana tomando como dato válido para ambas ventanas, la eficiencia cuántica del apartado 2). ¿Qué se ha dado por supuesto en ese caso?.

$$\mathcal{R} = \frac{e \eta}{h \nu} = \frac{e}{hc} \eta \lambda = \frac{1.6 \cdot 10^{-19} C}{6.626 \cdot 10^{-34} [J \cdot s] \cdot 3 \cdot 10^8 [\mu m / s]} \lambda [\mu m] \eta =$$

$\mathcal{R} = 0.8 \left[\frac{C}{J} \right] \eta$
caso 1º julio

$\mathcal{R} = 0.8 \left[\frac{A}{W} \right] \lambda \eta$
 $\mathcal{R}(1.3 \mu m) = 0.624 A/W$
 $\mathcal{R}(\lambda = 1.55 \mu m) = 0.744 A/W$

SUPOSICIÓN DE QUE $\alpha(\lambda) = cte$
 $R_{abs}(\omega) = cte$

$h = 6.626 \cdot 10^{-34} [J \cdot s]$
 $e = 1.6 \cdot 10^{-19} [C]$

*añadir a los apuntes
 forma rápida de calcular R*



Lección 8: Receptores



Problema 7.6 (modificado)

Un receptor óptico opera en 2ª ventana a 622 Mb/s y tiene un ancho de banda efectivo de ruido de 300 MHz. Consta de un fotodiodo PIN, de corriente de oscuridad despreciable y eficiencia cuántica del 90%. La resistencia de carga es de 100Ω y la figura de ruido del amplificador es de 3 dB.

Calcúlese la sensibilidad del receptor correspondiente a una BER de 10^{-9} .
 ¿Cuánto vale la sensibilidad si se desea mantener una BER de 10^{-20} ?

Sensibilidad: $P_{rec} = \frac{q}{\mathcal{R}} (e \Delta f F_A q + \sigma_T / M)$

PIN: ($M=1, F_A=1$)

$BER = 10^{-9} \rightarrow q=6$
 $BER = 10^{-20} \rightarrow q=7$ *de memoria*

$\Delta f = 300 MHz$
 $i \sigma_T? \quad i \sigma_T?$

$$\mathcal{R} = \frac{\eta \cdot e}{h \nu} = \frac{0.9 \cdot 1.6 \cdot 10^{-19} C}{6.626 \cdot 10^{-34} Js \cdot \frac{3 \cdot 10^8 m/s}{1.3 \cdot 10^{-6} m}} = 0.943 A/W$$

$k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K}$
 $h = 6.626 \cdot 10^{-34} J \cdot s$
 $e = 1.6 \cdot 10^{-19} C$

si nos dan ancho equivalente pasamos de la velocidad binaria

si no nos dan ancho equiv, hay que suponerlo con la velocidad binaria

$NRZ: \Delta f_{eq} = \frac{VB}{2}$

$RZ: \Delta f_{eq} = VB$



Lección 8: Receptores



Sensibilidad: $P_{rec} = \frac{q}{\mathfrak{R}} (e\Delta f F_d q + \sigma_T / M)$

$\mathfrak{R} = \frac{\eta \cdot e}{h\nu} = 0,943 A/W$

ruido térmico

$\sigma_T^2 = (\Delta i_{ar})^2 = \frac{4k_B T F \Delta f}{R} = \frac{4 \cdot 1,38e-23 [J/K] \cdot 300 [K] \cdot 2 \cdot 300e6 [Hz]}{100 \Omega} = 9,93 \cdot 10^{-14} A^2$

$\sigma_T = 3,15 \cdot 10^{-7} A$ (potencia referida a corriente)

$BER = 10^{-9} \rightarrow q = 6$ $P_{rec} = \frac{6}{0,94} (1,6e-19 C \cdot 300e6 Hz \cdot 6 + 3,15e-7 A) = 2,01 \mu W \rightarrow P_{rec} = -26,9 dBm$ wow

$BER = 10^{-20} \rightarrow P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{q}{\sqrt{2}}\right)$ Aproximación $q > 9 \rightarrow P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}q} \exp\left(-\frac{q^2}{2}\right)$

$q \approx \sqrt{-2 \ln(\sqrt{2\pi} P_e)} = 9,5 \rightarrow BER = 10^{-20}$

$P_{rec} = \frac{9,5}{0,94} (1,6e-19 C \cdot 300e6 Hz \cdot 9,5 + 3,15e-7 A) = 3,18 \mu W \rightarrow P_{rec} = -24,9 dBm$

2dB de diferencia solamente



Lección 8: Receptores



Problema 7.6 (ampliación)

En el caso anterior el ruido térmico es claramente dominante frente al ruido shot. Suponga ahora que se utiliza un fotodiodo APD con ganancia $M=100$ y factor de ruido del APD de $F_d=4$.

Calcule la sensibilidad necesaria para $BER=10^{-9}$.

$\mathfrak{R} = \frac{\eta \cdot e}{h\nu} = 0,943 A/W$ $\sigma_T = 3,15 \cdot 10^{-7} A$ Sensibilidad: $P_{rec} = \frac{q}{\mathfrak{R}} (e\Delta f F_d q + \sigma_T / M)$

$BER = 10^{-9} \rightarrow q = 6$ $P_{rec} = \frac{6}{0,94} \left(1,6e-19 C \cdot 300e6 Hz \cdot 4 \cdot 6 + \frac{3,15e-7 A}{100} \right) = 0,0274 \mu W \rightarrow P_{rec} = -45,6 dBm$

Hay una diferencia de casi 9 dB con respecto al caso anterior (dominancia térmica)

el ruido térmico casi por causa de M, y deja de ser dominante sobre el ruido shot

(el ruido shot no se disminuye por el APD. Al contrario, se aumenta por culpa de la variación en M)



Lección 8: Receptores



¿Cuántos fotones inciden durante un bit "1" en ambos casos? ¿Cuántos fotones inciden en el caso de *limite cuántico*?

$$P_{rec} = -26.9 \text{ dBm}$$

$$N = \frac{\bar{P}_{rec} \cdot 2}{h \cdot \nu \cdot B}$$

$$\bar{P}_{rec} = N \cdot h \cdot \nu \cdot B / 2 \rightarrow N = \frac{\bar{P}_{rec} \cdot 2}{h \cdot \nu \cdot B} = \frac{2 \cdot 2.01e-6 \text{ W}}{6.626e-34 \text{ Js} \cdot \frac{3e8 \text{ m/s}}{1.3e-6 \text{ m}} \cdot 622e6 \text{ s}^{-1}} = 42254 \text{ fotones}$$

$$P_{rec} = -45.6 \text{ dBm}$$

$$N = \frac{\bar{P}_{rec} \cdot 2}{h \cdot \nu \cdot B} = \frac{2 \cdot 2.74e-8 \text{ W}}{6.626e-34 \text{ Js} \cdot \frac{3e8 \text{ m/s}}{1.3e-6 \text{ m}} \cdot 622e6 \text{ s}^{-1}} = 576 \text{ fotones}$$

Límite cuántico:

$$P_e = \frac{1}{2} P(0/1) = \frac{1}{2} p(0) = \frac{\bar{N}^0 e^{-\bar{N}}}{0!} = e^{-\bar{N}}$$

$$q = 6 \rightarrow P_e = BER = 10^{-9} \quad \bar{N} \cong 20 \text{ fotones}$$

añadir a apuntes

$N = \text{fotones por bit } 1$
 $B = \text{bits por segundo}$
 $P_{rec} = (h\nu) \cdot NB \cdot \frac{1}{2}$ prob del 1
energía de fotón fotones por segundo en el 1

ejem; 20dBm menos serían 5 fotones → estamos a merced del límite cuántico

prob de que una fuente de luz con media \bar{N} fotones/s emita 0 (recuerda: era Poisson)

nota: cuando \bar{N} es grande, es válido usar gauss (como habíamos hecho)



Lección 8: Receptores



Problema 7.13

De un tipo de receptores ópticos se conocen los siguientes datos según estén basados en detectores PIN o APD:

$$\text{PIN: } NEP_{PIN} = 0.375 \mu\text{W}$$
$$\mathcal{R}_{PIN} = 0.8 \text{ A/W}$$
$$\Delta f = 500 \text{ MHz}$$

$$\text{APD: } NEP_{APD} = 0.00375 \mu\text{W}$$
$$\mathcal{R}_{PIN} = 0.8 \text{ A/W} \quad \Delta f = 500 \text{ MHz}$$
$$\bar{M} = 100 \quad F_A = 4$$

A) Obtenga la expresión de la SNR para el APD (caso más general), en los casos de dominio del ruido térmico y dominio del ruido shot.

$$\frac{S}{N} = \frac{\bar{i}^2}{2e\bar{M}F(\bar{M})\Delta f + 2eI_d\bar{M}F(\bar{M})\Delta f + (\Delta i_{sd})^2}$$

Dominio de ruido térmico $\frac{S}{N} = \frac{\bar{i}^2}{(\Delta i_{sd})^2} \rightarrow \frac{S}{N} = \frac{\bar{i}^2}{(\Delta i_{sd})^2} = \frac{(2\mathcal{R}_{APD}\bar{P}_{rec})^2}{\mathcal{R}_{APD}^2 NEP^2} = \frac{4(\bar{P}_{rec})^2}{NEP^2}$
 $NEP = \frac{\sqrt{(\Delta i_{sd})^2} \cdot N}{\mathcal{R}}$

potencia eléctrica $\propto I^2$
 $\propto (\text{pot. óptica})^2$

Dependencia cuadrática con la potencia óptica

En los dos casos se tomará $P_0 = 0$ $\bar{P}_{rec} = \frac{P_s + P_i}{2} = \frac{P_s}{2}$



Lección 8: Receptores



Dominio de ruido shot $\frac{S}{N} = \frac{\bar{i}^2}{2e\bar{M}F(\bar{M})\Delta f} = \frac{\bar{i}}{2e\bar{M}F(\bar{M})\Delta f} = \frac{2\mathfrak{R}_{APD}\bar{P}_{rec}}{2e\bar{M}F(\bar{M})\Delta f} = \frac{\mathfrak{R}_{PIN}\bar{P}_{rec}}{eF_A\Delta f}$

(se ha despreciado la contribución de ruido de la corriente de oscuridad)

Dependencia lineal con la potencia óptica

B) Utilizando los datos del enunciado, represente en escala logarítmica la SNR (dB) frente a la potencia óptica media incidente en el receptor \bar{P}_{rec} en dBm para el PIN y el APD.

Dominio de ruido térmico $\frac{S}{N} = \frac{4(\bar{P}_{rec})^2}{NEP^2}$

$$\frac{S}{N} (dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{4}{NEP^2} \right) + 2 \cdot 10 \log_{10} (\bar{P}_{rec}) =$$

$$= 10 \log_{10} \left(\frac{4}{NEP^2} \right) + 2 \cdot \bar{P}_{rec} (dBm)$$

PIN $\rightarrow \frac{S}{N} (dB) = 74.5 + (2 \cdot \bar{P}_{rec} (dBm))$

APD $\rightarrow \frac{S}{N} (dB) = 114.5 + (2 \cdot \bar{P}_{rec} (dBm))$



Lección 8: Receptores



B) Utilizando los datos del enunciado, represente en escala logarítmica la SNR (dB) frente a la potencia óptica media incidente en el receptor \bar{P}_{rec} en dBm para el PIN y el APD.

Dominio de ruido shot $\frac{S}{N} = \frac{\mathfrak{R}_{PIN}\bar{P}_{rec}}{eF_A\Delta f}$

$$\frac{S}{N} (dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\mathfrak{R}_{PIN}}{eF_A\Delta f} \right) + 10 \log_{10} (\bar{P}_{rec}) =$$

$$= 10 \log_{10} \left(\frac{\mathfrak{R}_{PIN}}{eF_A\Delta f} \right) + \bar{P}_{rec} (dBm)$$

PIN $\rightarrow \frac{S}{N} (dB) = 100 + (\bar{P}_{rec} (dBm))$

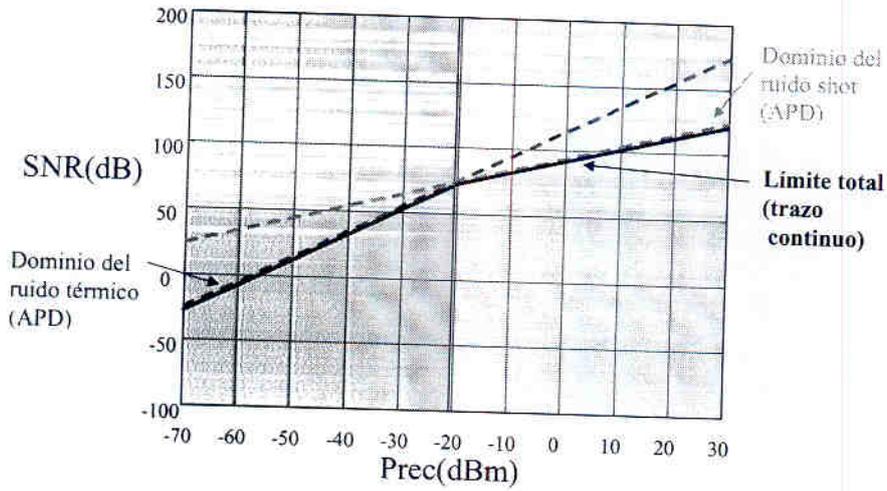
APD $\rightarrow \frac{S}{N} (dB) = 94 + (\bar{P}_{rec} (dBm))$



Lección 8: Receptores



APD



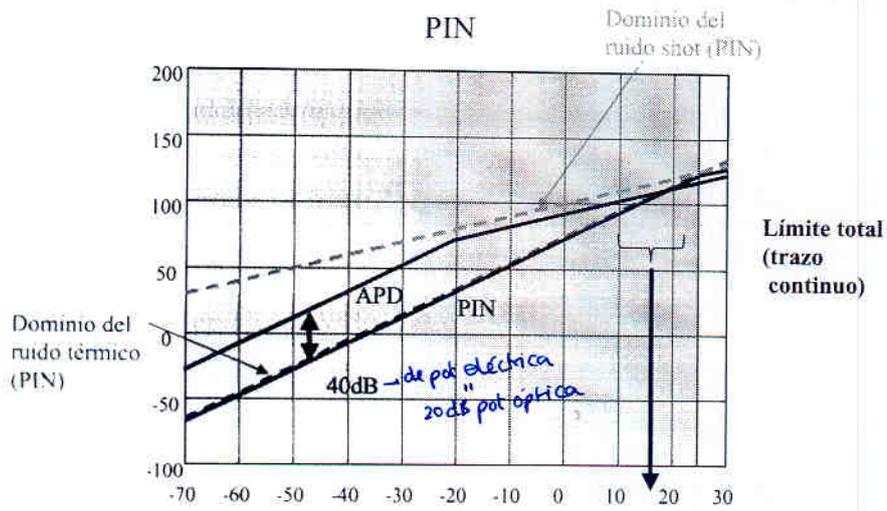
© GCO-Universidad Politécnica de Valencia



Lección 8: Receptores



PIN



A partir de ciertos valores de potencia óptica incidente la diferencia entre PIN y APD se acorta

(ya no conviene usar APD en lugar de PIN)

© GCO-Universidad Politécnica de Valencia

INSTRUCCIONES

Esta parte del examen consta de 20 preguntas de test. El valor total de esta parte es de 3p. Cada pregunta respondida correctamente puntúa positivamente 3/20. Las preguntas respondidas incorrectamente puntúan negativamente una cantidad 1/20. Las preguntas sin respuesta no puntúan ni positiva ni negativamente.

La duración total de esta parte es de 30 minutos.

Rellenar los datos del alumno (nombre, DNI, firma y tipo de examen) en la hoja de respuestas.

EXAMEN TIPO A

1. De los siguientes factores de atenuación, seleccione la opción que ordena de mayor a menor los factores que causan mayor atenuación: atenuación infrarroja, atenuación Rayleigh, atenuación ultravioleta. Suponga que se trabaja a $\lambda = 1.5 \mu\text{m}$.

- 1° Atenuación infrarroja - 2° Atenuación ultravioleta - 3° Atenuación Rayleigh.
- 1° Atenuación Rayleigh - 2° Atenuación infrarroja - 3° Atenuación ultravioleta.
- 1° Atenuación ultravioleta - 2° Atenuación Rayleigh - 3° Atenuación infrarroja.
- 1° Atenuación ultravioleta - 2° Atenuación infrarroja - 3° Atenuación Rayleigh.

2. Al aumentar la corriente media de modulación del láser:

- Aumenta el parámetro RIN.
- Aumenta la anchura espectral del láser provocado por el ruido de fase.
- Aumenta el ancho de banda de modulación del láser.
- Ninguna de las anteriores es correcta.

3. En una fibra se propagan los 4 primeros modos linealmente polarizados LP01, LP11, LP21, LP02. ¿Cuántos modos exactos se propagan, teniendo en cuenta los factores de degeneración?

- 16
- 14
- 12
- 8

4. En una fibra con Birefringencia

$$B = |\bar{n}^x - \bar{n}^y| = 10^{-6} \text{ se aplica una señal óptica de}$$

longitud de onda $\lambda = 1550 \text{ nm}$ con polarización lineal. La polarización lineal ataca a la fibra con 45 grados según uno de los ejes de la elipse que forma el núcleo birefringente ¿A que distancia cambiará su polarización a circular?

- 77.5 cm
- 38.75 cm
- 155 cm
- 1 μm

5. El grado de confinamiento de un modo:

- Es menor para longitudes de onda menores.
- Es mayor cuando su índice efectivo es más alto.
- No depende del parámetro V.
- Ninguna de las anteriores es correcta.

6. El retardo de conmutación:

- Aparece en un láser cuando pasamos de transmitir un "0" a transmitir un "1", independientemente del valor de la corriente media inyectada.
- Aparece en $t=0$ cuando aplicamos la corriente

$$I = \begin{cases} I_{th}/2 & t < 0; \\ 3I_{th}/2 & t > 0 \end{cases}$$

- Aparece en el instante en que aplicamos al láser un escalón de corriente.
- Depende linealmente del tiempo de vida del fotón.

7. ¿De que orden de magnitud es la anchura de línea de un láser DFB?

- 10 nm.
- 1 nm.
- 0.1 nm.
- 0.0001 nm.

8. Suponga que transmitimos pulsos gaussianos y con chirp a través una fibra óptica en la que $\beta_2 = 0$ y $\beta_3 \neq 0$:

- Los pulsos con chirp positivo y negativo se ensanchan por igual.
- Los pulsos con chirp positivo primero se comprimen y posteriormente se ensanchan.
- No existe ensanchamiento de los pulsos.
- Ninguna de las anteriores es correcta.

9. Selecciona la respuesta verdadera:

- El láser de pozos cuánticos tiene un valor de corriente umbral inferior al resto.
- El láser de cavidades cortadas y acopladas permite la sintonización continua de la longitud de onda.
- Los láseres DFB emiten varios modos longitudinales.
- Ninguna de las anteriores es verdadera.

10. El chirp adiabático:
- Es responsable de la variación de frecuencia en las transiciones de la señal.
 - Puede utilizarse para compensar los efectos de la dispersión cromática.
 - Es responsable de la variación de frecuencia al variar el nivel de la señal.
 - Produce la aparición de oscilaciones en el nivel de la señal.
11. En un acoplador 1x2 se aplica 1 mW en el puerto del lado se un solo puerto. En los otros dos puertos se mide 0.1mW y 0.1mW, se puede tratar de un acoplador con las siguientes características:
- $k=0.1$
 - $k=0.5$
 - $k=0.9$
 - Ninguna es posible
12. En un láser, la modulación de frecuencia residual que aparece al modularlo en intensidad:
- Es constante con la frecuencia
 - Se debe a efectos térmicos, que son significativos a altas frecuencias
 - Presenta un mínimo para la frecuencia de las oscilaciones de relajación
 - Su función de transferencia se mide en MHz/mA.
13. En el proceso de detección de la luz en el detector PIN:
- Los fotones se aceleran el campo eléctrico interno y llegan hasta la zona P y N
 - La corriente generada se debe a las corrientes de difusión de minoritarios en las zonas P y N
 - Es determinante el espesor de la zona P para una mayor eficiencia
 - Ninguna es correcta.
14. En un diodo APD
- Existe ganancia óptica que mejora la sensibilidad del mismo frente a los PIN.
 - Cada fotón incidente produce M electrones y 1 hueco donde M es la ganancia.
 - Las tensiones directas aplicadas son mayores a las del PIN
 - Ninguna es correcta.
15. En el Modelo Digital simplificado que se propone para el cálculo de la probabilidad de error de bit se toman como hipótesis las siguientes:
- No hay interferencia entre símbolos y todos los ruidos son de tipo Poisson.
 - Se supone que las funciones de distribución de probabilidad de todas las fuentes de ruido son de tipo Gaussiano.
 - Se estima despreciable el efecto del ruido en el "0"
 - Ninguna es correcta
16. Los rotadores de polarización se basan en
- el efecto Verdet
 - el efecto Electro-Optico
 - el efecto Faraday
 - el efecto Acusto-Optico.
17. En un amplificador de fibra dopada de Erblio las longitudes de onda de bombeo son:
- 980 y 1380.
 - 960 y 1480
 - 850 y 1320
 - 980 y 1480.
18. El factor de ruido en amplificadores ópticos es:
- Proporcional al factor de inversión de población si la ganancia es baja.
 - Menor cuanto mayor es el ancho de banda óptico.
 - Si el ancho de banda óptico es muy reducido, y la ganancia es alta, el factor de ruido puede reducirse a 0 dB.
 - Ninguna es correcta.
19. ¿Que tipo de amplificador puede ser el que tiene las siguientes características?: 1550 nm window, Low switching time (1 ns), Compact 14-pin Butterfly package. Low gain ripple (0.2 dB at G= 20 dB)
- EDFA
 - PDFA
 - SOA-FP
 - SOA-TW
20. Un multiplexor-demultiplexor planar AWG esta compuesto por:
- un acoplador 1XN + un acoplador Dragone + un acoplador Nx1
 - 2 acopladores Dragone
 - un acoplador Dragone + un array de guiar de onda + un acoplador Dragone
 - un acoplador de fibra + un array de redes de difracción de fibra.

INSTRUCCIONES

Esta parte del examen consta de 20 preguntas de test. El valor total de esta parte es de 3p. Cada pregunta respondida correctamente puntúa positivamente 3/20. Las preguntas respondidas incorrectamente puntúan negativamente una cantidad 1/20. Las preguntas sin respuesta no puntúan ni positiva ni negativamente. **La duración total de esta parte es de 30 minutos.**

Rellenar los datos del alumno (nombre, DNI, firma y tipo de examen) en la hoja de respuestas.

EXAMEN TIPO A

1. Señale la frase correcta sobre las fibras multimodo.

- a) Cuanto mayor es la apertura numérica mayor es la dispersión intermodal en las fibras multimodo de salto de índice.
- b) Las fibras multimodo de índice gradual propagan más modos que las fibras multimodo de salto de índice.
- c) La apertura numérica de una fibra multimodo depende de si la luz procede del vacío o del agua.
- d) Ninguna de las anteriores es la correcta.

2. El número de modos que se propaga por una fibra óptica dependerá de:

- a) Solamente del diámetro de la fibra óptica.
- b) Solamente de la longitud de onda del láser empleado.
- c) Solamente de los índices de refracción de la propia FO.
- d) Todos los anteriores.

3. De los siguientes factores de atenuación, seleccione la opción que ordena de mayor a menor los factores que causan mayor atenuación: atenuación infrarroja, atenuación Rayleigh, atenuación ultravioleta. Suponga que se trabaja con $\lambda = 1.5 \mu\text{m}$.

- a) 1º Atenuación infrarroja - 2º Atenuación ultravioleta - 3º Atenuación Rayleigh.
- b) 1º Atenuación Rayleigh - 2º Atenuación infrarroja - 3º Atenuación ultravioleta.
- c) 1º Atenuación ultravioleta - 2º Atenuación Rayleigh - 3º Atenuación infrarroja.
- d) 1º Atenuación ultravioleta - 2º Atenuación infrarroja - 3º Atenuación Rayleigh.

4. El efecto CHIRP de la señal modulada e introducida en el canal de comunicaciones consiste en un desplazamiento con el tiempo de la frecuencia instantánea de la portadora. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es verdadera?.

- a.) Es un fenómeno a tener en cuenta en el cálculo de la dispersión intermodal.
- b.) Dicho efecto puede servir para compensar el efecto de la dispersión.
- c.) Dicho efecto es aleatorio y por tanto siempre se buscarán láseres con efecto chirp mínimo.
- d.) Ninguna de las anteriores es correcta.

5. Respecto al parámetro de atenuación total en una fibra óptica:

- a) Se suele calcular de manera individual la atenuación particular para cada uno de los modos específicos que se propagan y después se integran todas ellas.
- b) Debido a los avances en los procesos de fabricación de la FO, se ha conseguido reducir la atenuación total debida a la contribución de los factores intrínsecos mientras que la contribución de los factores extrínsecos se mantienen inmunes a estos avances.
- c) El factor de atenuación total tiene una dependencia con la longitud de onda de trabajo.
- d) La atenuación total es directamente proporcional a la longitud de onda de trabajo.

6. El efecto de supresión de portadora:

- a) Es debida a la birrefringencia de las fibras.
- b) No se produciría si el láser se modulase en banda lateral única.
- c) Influye más sobre las frecuencias bajas que las altas.
- d) Ninguna de las anteriores es correcta.

7. En los LEDs usados en comunicaciones ópticas, se produce una radiación en forma de luz.

- a) Esta radiación es debida principalmente a radiación estimulada.
- b) Realmente se producen los dos fenómenos, radiación espontánea y radiación estimulada y ambos contribuyen en el mismo orden de magnitud.
- c) En este tipo de dispositivos la radiación es únicamente del tipo radiativo y las recombinaciones no radiativas son despreciables.
- d) Ninguna de las anteriores es correcta.

8. Al aumentar la corriente media de modulación del láser:

- a) Aumenta el parámetro RIN.
- b) Aumenta la anchura espectral del láser provocado por el ruido de fase.
- c) Aumenta la velocidad de modulación del láser.
- d) Ninguna de las anteriores es correcta.

9. Para conseguir un fotodetector con eficiencia cuántica elevada, se requiere:
- Reflectividades bajas y anchura de la zona de absorción amplia.
 - Tiempo de tránsito de los electrones y huecos pequeño.
 - Configuración de transimpedancia en el receptor.
 - Que la constante de red de los materiales que lo forme sea similar, formando una heteroestructura.
10. El índice de refracción efectivo que experimenta un modo en una fibra óptica puede tomar valores entre:
- 0 y n_1
 - n_2 y n_1
 - 1 y n_1
 - 0 y V (frecuencia normalizada).
11. Elija la secuencia que ordena los amplificadores ópticos de más grande a más pequeño:
- SOA – EDFA – RAMAN.
 - EDFA – RAMAN – SOA.
 - RAMAN – EDFA – SOA.
 - Ninguna de las anteriores.
12. Con objeto de minimizar el efecto de modulación residual de frecuencia (chirp) que se produce al modular directamente en intensidad un láser de semiconductor es conveniente:
- Trabajar bastante por encima de la frecuencia de las oscilaciones de relajación.
 - Utilizar un modulador externo.
 - Utilizar un filtro Mach-Zehnder para eliminar la modulación residual.
 - Mantener constante la temperatura del láser.
13. En una red de difracción de Bragg centrada a una longitud de onda de 1550 nm, con una anchura espectral de 1 nm y con un valor de índice de refracción medio de $n=1.445$:
- $L_{\text{FBG}}=10.2$ cm.
 - $L_{\text{FBG}}=5.02$ cm.
 - $\Lambda=536.33$ nm.
 - $\Lambda=1.445$ nm.
14. El espectro óptico de una señal emitida por un LED presenta una anchura FWHM que:
- Depende de la reflectividad de los espejos.
 - Depende del tiempo de vida del fotón en la cavidad.
 - Se debe a las características de la emisión espontánea.
 - Depende del tiempo de vida de los portadores en la cavidad.
15. En un amplificador de fibra dopada de Erbio las longitudes de onda de bombeo son:
- 980 y 1380.
 - 960 y 1480.
 - 980 y 1480.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
16. Suponga que posee un sistema WDM de 32 canales y quiere pasar a un sistema que transporte el doble de capacidad, señale la expresión correcta.
- Si dobla la velocidad de los transmisores tendrá problemas debido al efecto Raman.
 - Si coloca el doble de canales utilizando la misma porción de espectro de longitudes de onda tendrá más problemas debido al efecto del Four Wave Mixing.
 - Si dobla la velocidad de los transmisores y utiliza una fibra de dispersión desplazada se reducirá el efecto de la dispersión y los otros efectos no lineales.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
17. Cual de los siguientes parámetros no pertenece a un acoplador:
- Pérdidas de exceso.
 - Relación de aislamiento.
 - Constante de acoplo.
 - Pérdidas de inserción.
18. El efecto de electroabsorción
- Produce una variación de la parte real del índice de refracción.
 - Produce una variación de la parte imaginaria del índice de refracción.
 - Produce una variación en la polarización de la señal óptica de entrada.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
19. Un amplificador láser de semiconductor:
- Presenta siempre una ganancia absolutamente independiente del estado de polarización de la señal.
 - Se obtiene al dopar un semiconductor con iones de Erbio.
 - No posee saturación de ganancia.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
20. Un láser polarizado por encima del umbral:
- Posee un tiempo de conmutación superior al caso de estar polarizado por debajo del umbral.
 - Posee una penalización por jitter considerable.
 - Posee una penalización por relación de extinción será no nula.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.

INSTRUCCIONES

Esta parte del examen consta de 20 preguntas de test. El valor total de esta parte es de 4p. Cada pregunta respondida correctamente puntúa positivamente 3/20. Las preguntas respondidas incorrectamente puntúan negativamente una cantidad 1/20. Las preguntas sin respuesta no puntúan ni positiva ni negativamente. **La duración total de esta parte es de 35 minutos.**

Rellenar los datos del alumno (nombre, DNI, firma y tipo de examen) en la hoja de respuestas.

EXAMEN TIPO A

1. La dispersión cromática se produce porque:
 - a) El retardo de grupo del modo fundamental no es constante con la frecuencia.
 - b) El retardo de grupo del modo fundamental depende de la frecuencia de forma no lineal.
 - c) El retardo de grupo depende de la distancia del enlace.
 - d) Ninguna de las anteriores.

2. La dispersión de guíaonda:
 - a) Es nula a 1550 nm en fibras de dispersión desplazada.
 - b) Depende del radio del núcleo de la fibra óptica
 - c) Se produce porque el índice de refracción de la fibra satisface la relación de Sellmeier.
 - d) Ninguna de las anteriores

3. La dispersión cromática de la fibra óptica limita la capacidad máxima de un sistema...:
 - a) ...siendo dicha capacidad máxima para pulsos con una anchura óptima cuando se emplean fuentes ópticas anchas.
 - b)...y dicha capacidad es independiente del factor de chirp de los pulsos.
 - c) ...y dicha capacidad es independiente del signo del factor de chirp de los pulsos.
 - d) Ninguna de las anteriores.

4. Las contribución a la atenuación total de una fibra óptica por atenuación Rayleigh en 2ª ventana es 0.3 dB/Km. En tercera ventana, dicha contribución es aproximadamente:
 - a) 0.15 dB/Km
 - b) 0.60 dB/Km
 - c) Tiene un valor despreciable
 - d) Ninguno de los anteriores.

5. Son mecanismos intrínsecos de atenuación en las fibras ópticas:
 - a) Las pérdidas irreversibles causadas por radicales OH.
 - b) Las curvaturas microscópicas.
 - c) Las transiciones electrónicas entre las bandas de valencia y conducción del material de la fibra.
 - d) Las bandas de absorción propias de cationes metálicos presentes en el material de la fibra.

6. La longitud de batido en una fibra óptica:
 - a) Es aquella tras la cual una señal propagada alcanza un estado de polarización ortogonal respecto al inicial.
 - b) Se calcula como : $L_B = |n_{0x} - n_{0y}| / \lambda$
 - c) Se define únicamente en las fibras multimodo.
 - d) Ninguna de las anteriores es correcta.

7. La constante de propagación del modo fundamental en una fibra óptica:
 - a) Es independiente de la longitud de onda.
 - b) Tiene un valor entre 0 y 1.
 - c) Da información de la velocidad a la que se propaga dicho modo.
 - d) Es menor cuanto mayor es el confinamiento del modo en la fibra.

- 8) En fuentes ópticas de semiconductor la dependencia de la temperatura se debe fundamentalmente a:
- Que aumenta la resistencia del dispositivo.
 - Que se pierden fotones por los laterales al aumentar la temperatura.
 - Que se reduce la eficiencia cuántica interna.
 - Que un fotón necesita más de un electrón para generarse.
- 9) La anchura espectral de un LED en términos de frecuencia:
- Es constante y solo depende de la temperatura.
 - Es variable con la temperatura y la longitud de onda de emisión.
 - Es dependiente únicamente de la concentración de los materiales del semiconductor
 - Ninguna es correcta
- 10) Un LED tiene un ancho de banda de modulación que cae a 3dB cuando la pulsación es $\omega = 100 \times 10^6 \text{ rad/s}$, por lo que podemos pensar que
- Un fotón tarda 10 ns aprox en atravesar el LED
 - Un electrón tarda en media 10 ns en abandonar la zona de recombinación del LED desde que se inyecta.
 - Un electrón tarda en media $(10/2\pi)$ ns en abandonar la zona de depleción del LED desde que se inyecta
 - Un electrón tarda en media $(2\pi/10)$ ns en abandonar la zona de depleción del LED desde que se inyecta
- 11) En un detector PIN la eficiencia cuántica viene determinada exclusivamente por:
- La longitud de la zona intrínseca
 - La longitud de la zona P y N
 - La longitud y ganancia de la zona intrínseca
 - La longitud y absorción de la zona intrínseca.
- 12) Un fotodiodo APD se caracteriza por su ganancia y por su factor de ruido, éste último se deba a:
- Variaciones aleatorias en el flujo fotónico incidente.
 - Variaciones aleatorias en el número de electrones generados por cada fotón absorbido
 - Variaciones aleatoria en el número de electrones generados por avalancha.
 - Variaciones en el índice de refracción del semiconductor por la avalancha
- 13) Respecto del modelo del receptor óptico utilizado para el cálculo de la Sensibilidad en sistemas digitales, podemos decir que:
- Incluye el ruido RIN
 - Incluye el ruido térmico, shot, RIN y la interferencia entre símbolos.
 - No incluye el ruido shot
 - Ninguna es correcta.
- 14) Los dos tipos clásicos de receptores ópticos son: 1) de alta impedancia y 2) de trans-impedancia.
- En el tipo 1 el ancho de banda no depende de la resistencia de carga del detector
 - En el tipo 2 el ancho de banda no depende de la Capacidad del detector.
 - En el tipo 1 la ganancia máxima (Voltios/Amperios) depende de la resistencia de carga del detector y de la ganancia del amplificador.
 - Ninguna es correcta.

15. Si tenemos un filtro Fabry-Perot y variamos la Reflectividad de los espejos que sucede con su respuesta:
- Cambia su FSR.
 - Cambia la anchura de las resonancias.
 - Es más sensible a la polarización de la señal de entrada.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
16. En un amplificador de Fibra Dopada con Erbio señale la frase correcta:
- Dada una potencia de bombeo fija, a medida que aumentamos la longitud del EDFA siempre aumenta la ganancia.
 - Dada una longitud de la fibra dopada del EDFA, la ganancia aumenta linealmente a medida que aumentamos la potencia de bombeo.
 - La Ganancia del EDFA siempre aumenta de manera inversamente proporcional a la potencia óptica que tenemos a la entrada.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
17. Señale la frase correcta:
- El Four Wave Mixing en sistemas DWDM provoca el que aparezcan señales indeseadas a diferentes longitudes de onda.
 - El Four Wave Mixing produce un ensanchamiento de los pulsos.
 - El Four Wave Mixing produce la compresión de los pulsos.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
18. El efecto de electroabsorción
- Produce una variación de la parte real del índice de refracción.
 - Produce una variación de la parte imaginaria del índice de refracción.
 - Produce una variación en la polarización de la señal óptica de entrada.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
19. ¿Dónde se produce el efecto del clipping?
- Aislador
 - Detector
 - Amplificador
 - Ninguno de los anteriores
20. Los moduladores de intensidad vistos en clase tienen como señal de control a una:
- Señal óptica
 - Señal eléctrica
 - Señal acústica
 - Ninguna de las anteriores

1. The first part of the document discusses the importance of maintaining accurate records of all transactions and activities. It emphasizes the need for transparency and accountability in financial reporting.

2. The second part of the document outlines the various methods and techniques used to collect and analyze data. It highlights the importance of using reliable sources and ensuring the accuracy of the information gathered.

3. The third part of the document focuses on the analysis and interpretation of the collected data. It discusses the various statistical and analytical tools used to identify trends and patterns in the data.

4. The fourth part of the document discusses the importance of presenting the findings in a clear and concise manner. It emphasizes the need for effective communication and the use of appropriate visual aids to support the analysis.

5. The fifth part of the document discusses the importance of drawing conclusions and making recommendations based on the analysis. It emphasizes the need for a logical and evidence-based approach to decision-making.

6. The sixth part of the document discusses the importance of monitoring and evaluating the results of the analysis. It emphasizes the need for ongoing communication and feedback to ensure the effectiveness of the process.

7. The seventh part of the document discusses the importance of maintaining the integrity and confidentiality of the data. It emphasizes the need for strict security measures and the use of appropriate access controls.

8. The eighth part of the document discusses the importance of staying up-to-date on the latest developments in the field. It emphasizes the need for continuous learning and professional development.

9. The ninth part of the document discusses the importance of collaborating with other professionals in the field. It emphasizes the need for sharing knowledge and resources to advance the field as a whole.

10. The tenth part of the document discusses the importance of maintaining a strong ethical foundation. It emphasizes the need for honesty, integrity, and a commitment to the public good.

11. The eleventh part of the document discusses the importance of being open to new ideas and perspectives. It emphasizes the need for a growth mindset and a willingness to learn from others.

12. The twelfth part of the document discusses the importance of being resilient in the face of challenges. It emphasizes the need for a positive attitude and the ability to persevere through difficult times.

13. The thirteenth part of the document discusses the importance of being a team player. It emphasizes the need for effective communication and collaboration with colleagues.

14. The fourteenth part of the document discusses the importance of being a leader. It emphasizes the need for vision, inspiration, and the ability to guide others towards a common goal.

15. The fifteenth part of the document discusses the importance of being a role model. It emphasizes the need for high standards of conduct and the ability to inspire others through one's actions.

16. The sixteenth part of the document discusses the importance of being a lifelong learner. It emphasizes the need for a commitment to continuous education and the pursuit of knowledge.

17. The seventeenth part of the document discusses the importance of being a community member. It emphasizes the need for active participation in professional organizations and the broader community.

18. The eighteenth part of the document discusses the importance of being a mentor. It emphasizes the need for sharing one's own experiences and knowledge with others to help them succeed.

19. The nineteenth part of the document discusses the importance of being a role model. It emphasizes the need for high standards of conduct and the ability to inspire others through one's actions.

20. The twentieth part of the document discusses the importance of being a lifelong learner. It emphasizes the need for a commitment to continuous education and the pursuit of knowledge.

INSTRUCCIONES

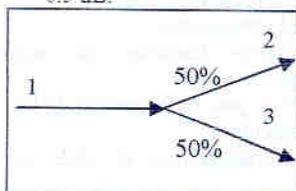
Esta parte del examen consta de 20 preguntas de test. El valor total de esta parte es de 3p. Cada pregunta respondida correctamente puntúa positivamente 3/20. Las preguntas respondidas incorrectamente puntúan negativamente una cantidad 1/20. Las preguntas sin respuesta no puntúan ni positiva ni negativamente. La **duración total de esta parte es de 35 minutos.**

Rellenar los datos del alumno (nombre, DNI, firma y tipo de examen) en la hoja de respuestas.

EXAMEN TIPO A

1. La anchura de banda espectral de un fuente óptica (@1550nm) de 0.2 nm equivale aproximadamente a:
 - a) 193.5 THz
 - b) 25 GHz
 - c) 125 GHz
 - d) Ninguna de las anteriores
2. El grado de confinamiento de un modo:
 - a) Es mayor cuando su índice efectivo es más alto.
 - b) Es menor para longitudes de onda menores.
 - c) No depende del parámetro V.
 - d) Ninguna de las anteriores es correcta.
3. La principal contribución a la atenuación en fibra óptica se debe al scattering Rayleigh que se produce debido a :
 - a) Redireccionamientos de la luz provocados por colisiones con los iones OH.
 - b) Banda de absorción provocada por vibraciones y oscilaciones estructurales del material.
 - c) Pérdidas por dispersión cromática.
 - d) La existencia de no uniformidades en la constante dieléctrica del material de la fibra mucho menores que λ .
4. La dispersión cromática en la fibra óptica provoca uno de los siguientes efectos:
 - a) En una fibra estándar en tercera ventana, las frecuencias más altas de un pulso se adelantan respecto a las más bajas.
 - b) El parámetro de dispersión β_2 provoca que los pulsos pierdan la simetría temporal respecto al centro conforme se propagan por la fibra.
 - c) En un sistema WDM que emplea fibra estándar, pulsos transmitidos por distintos canales sufrirán el mismo ensanchamiento temporal.
 - d) Ninguna de las anteriores es correcta.
5. El efecto de la supresión de la portadora:
 - a) Es provocado por la dispersión intermodal.
 - b) Provoca que no se transmita una determinada frecuencia, que depende de la distancia de propagación, el vector de onda y el parámetro de dispersión.
 - c) Provoca la distorsión de una señal analógica cuyo espectro se extienda más allá del primer nulo en la función de transferencia de la fibra
 - d) Ninguna de las anteriores es correcta.
6. En un LED:
 - a) La unión p-n se polariza para reducir la barrera de potencial y facilitar la recombinación de electrones y huecos.
 - b) El nivel de Fermi se mantiene constante a lo largo de la unión pn polarizada.
 - c) Se añade una zona intrínseca en la unión p-n para incrementar la eficiencia.
 - d) Ninguna de las anteriores es correcta.
7. El ancho de banda de modulación de un LED viene dado por:
 - a) La energía del gap y la temperatura.
 - b) La frecuencia de las oscilaciones de relajación.
 - c) El tiempo de vida de los portadores en la cavidad en ausencia de emisión estimulada.
 - d) Ninguna de las anteriores es correcta.
8. El retardo de conmutación:
 - a) Aparece en un láser cuando pasamos de transmitir un "0" a transmitir un "1".
 - b) Aparece en el instante en que aplicamos al láser un escalón de corriente.
 - c) Aparece en $t=0$ cuando aplicamos la corriente
$$I = \begin{cases} I_{th}/2 & t < 0 \\ 3I_{th}/2 & t > 0 \end{cases}$$
 - d) Depende linealmente del tiempo de vida del fotón.
9. El láser sintonizable de cavidad externa basa su funcionamiento en una red de difracción de bloque que tiene la función de:
 - a) Dejar pasar la luz a la longitud de onda deseada según su ángulo de incidencia.
 - b) Realimentar hacia el semiconductor una determinada longitud de onda, reflejándola en función de ángulo de incidencia de la misma.
 - c) Alargar o acortar la longitud total de la cavidad externa.
 - d) No tiene función alguna en este tipo de láseres
10. En un láser, la modulación de frecuencia residual que aparece al modularlo en intensidad:
 - a) Es constante con la frecuencia
 - b) Se debe a efectos térmicos, que son significativos a altas frecuencias
 - c) Presenta un mínimo para la frecuencia de las oscilaciones de relajación
 - d) Su función de transferencia se mide en MHz/mA.

11. La potencia de ruido de cuantificación de la luz o del flujo fotónico:
- Crece al reducirse la potencia óptica media.
 - Crece al aumentar la potencia óptica media.
 - Solo depende del ancho de banda del receptor.
 - Ninguna es correcta.
12. Para conseguir un fotodetector con eficiencia cuántica elevada, se requiere:
- Reflectividades bajas y anchura de la zona de absorción amplia.
 - Tiempo de tránsito de los electrones y huecos pequeño.
 - Configuración de transimpedancia en el receptor.
 - Responsividad próxima a la unidad.
13. En un fotodetector real, la responsividad:
- Es menor que en uno ideal para longitudes de onda grandes, debido al efecto de absorción de la luz, que se produce antes de llegar la luz a la zona intrínseca.
 - Es menor que en uno ideal para longitudes de onda pequeñas, debido al ruido shot.
 - Es una función monótona de la longitud de onda.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
14. La configuración de transimpedancia en un receptor:
- Presenta menor ancho de banda que la configuración de alta impedancia.
 - Permite conseguir mayores anchos de banda sin incrementar sensiblemente el ruido térmico.
 - Permite unificar el ruido térmico y el introducido por el preamplificador electrónico en un término de ruido electrónico.
 - Ninguna de las anteriores.
15. Los filtros ópticos son componentes ópticos pasivos muy importantes en los sistemas ópticos. Seleccionar la afirmación verdadera:
- Algunos como los Fabry-Perot, gratings o Mach-Zehnders presentan una respuesta periódica en frecuencia.
 - Los Fabry-Perot con bajas reflectividades presentan alta selectividad.
 - Los Mach-Zehnder de una sólo etapa son adecuados para trabajar con sistemas WDM.
 - Los gratings o redes de difracción muy largos presentan alta selectividad.
16. En la unión en Y de la figura, calcular qué señal inyectamos en el puerto 1 cuando tenemos -3.5 dBm en el puerto 3, si sus pérdidas de exceso son 0.5 dB.



- 4 dBm, aprox.
- 1 mW, aprox.
- 3 dBm, aprox.
- Se requieren más datos para realizar el cálculo.

INSTRUCCIONES

Esta parte del examen consta de 20 preguntas de test. El valor total de esta parte es de 3p .. Cada pregunta respondida correctamente puntúa positivamente 3/20. Las preguntas respondidas incorrectamente puntúan negativamente una cantidad 1/20. Las preguntas sin respuesta no puntúan ni positiva ni negativamente. **La duración total de esta parte es de 30 minutos.**

NOMBRE	1d 2c 3c 4d 5c 6d 7d 8d 9c 10b 11d 12c 13b 14d 15a 16a 17c 18b 19b 20b
APELLIDOS	

- 1) En una fibra óptica la Birrefringencia (B) es:
 - a) La suma de las constantes de propagación de los modos polarizados verticalmente y horizontalmente.
 - b) La resta de los diámetros de campo modal de las dos posibles polarizaciones.
 - c) El retardo de propagación entre las polarizaciones ortogonales.
 - d) Ninguna es correcta.
- 2) Señale la afirmación incorrecta con relación a una fibra de dispersión desplazada:
 - a) Se fabrica para que tenga menos dispersión en 3ª ventana que en 2ª
 - b) Tiene una dispersión de Guía Onda que se compensa exactamente con la dispersión Material en un punto de la 3ª ventana.
 - c) En 2ª ventana, la dispersión Guía Onda de este tipo de fibras es menor en términos absolutos que la dispersión Guía Onda de una fibra estándar en términos absolutos.
 - d) La dispersión Material se hace cero en 2ª ventana.
- 3) Señale la afirmación incorrecta relativa a fuentes LED.
 - a) Emiten menos potencia que los láseres
 - b) En general presentan más dificultad en el acoplo de luz a la fibra monomodo que las fuentes láser
 - c) No presentan dependencias de respuesta con la temperatura.
 - d) No tienen corriente umbral.
- 4) La respuesta temporal de un LED
 - a) Viene determinada por el tamaño de la cavidad del semiconductor y por la capacidad parásita de la zona de recombinación.
 - b) Por la corriente de polarización.
 - c) Por el tiempo de vida de los fotones en la cavidad
 - d) Por el tiempo de vida de los electrones en la cavidad
- 5) En una fuente láser sintonizable de 3 electrodos, al inyectar corriente por el electrodo central (situado entre el reflector de Bragg y la cavidad activa):
 - a) Los modos emitidos se sintonizan a saltos.
 - b) Los modos emitidos se pueden ajustar en potencia
 - c) Los modos emitidos se sintonizan de manera continua
 - d) Cambia la separación entre los modos longitudinales del láser.
- 6) La zona intrínseca de un fotodetector PIN tiene la función de:
 - a) Recoger la corriente generada por emisión estimulada.
 - b) Reducir el tiempo de tránsito a través del detector.
 - c) Aumentar al máximo posible la ganancia del material semiconductor.
 - d) Aumentar al máximo la longitud de material semiconductor absorbente de la luz que se trata de detectar.

- 7) La zona de ganancia de un detector APD:
- Se fabrica dopando con Erblio el semiconductor
 - Se utiliza un material semiconductor con alta conductividad
 - Se le aplica alta corriente para que los electrones absorbidos se vean amplificados por la gran avalancha de corriente externa aplicada.
 - Ninguna es correcta.
- 8) En la expresión general de sensibilidad del receptor para sistemas digitales que se derivó del *Modelo Digital Simplificado*, se incluyen los siguientes fenómenos.
- Ruido Térmico, Ruido Shot, Ruido de Intensidad, Ruido de Fase.
 - Ruido Térmico, Ruido Shot, Relación de extinción no nula, Ruido de Intensidad.
 - Ruido Térmico, Ruido Shot, Interferencia entre Símbolos, Relación de extinción no nula.
 - Ninguna es correcta.
- 9) Señale la respuesta incorrecta con relación a una Red de Difracción de Bragg sobre fibra:
- Es un dispositivo que se fabrica en el interior de la fibra óptica.
 - Tiene una respuesta pasobanda en longitud de onda si nos fijamos en su reflectividad.
 - Son dispositivos de gran atractivo práctico por su fácil sintonizabilidad.
 - Se utilizan habitualmente junto con circuladores ópticos.
- 10) Un modulador de intensidad integrado de LiNbO_3 (Niobato de Litio) basa su funcionamiento en:
- El efecto interferométrico de una cavidad de tipo Fabry-Perot.
 - El efecto Electro-óptico lineal
 - El efecto Termo-óptico
 - El efecto Magnetogiro
- 11) Elija la expresión correcta sobre las características de un LED
- El ancho de banda de un LED aumenta al aumentar la temperatura
 - El ancho de banda aumenta al disminuir la longitud de onda
 - Tiene usualmente un ancho de banda mayor que el de un láser
 - Ninguna de las anteriores es correcta
- 12) Si se quiere tener una fuente óptica con las mejores características frente a la dispersión cromática, ¿cuál de las siguientes elegiría?
- LED
 - Láser Fabry-Perot
 - Láser DFB
 - Un SLED
- 13) Si tenemos un sistema en el que la fuente dominante de ruido es el de origen térmico y queremos mejorar la relación señal-ruido, que tipo de detector elegiría
- p-i-n
 - APD
 - Es indiferente uno u otro
 - El que tuviese una corriente de oscuridad menor
- 14) Elija la frase correcta sobre un acoplador 2x2
- Si está construido mediante 2 fibras fusionadas, la constante de acoplo (K) se puede variar fácilmente
 - Las pérdidas de exceso son iguales a las pérdidas de inserción más las pérdidas de división
 - Cuanto más largo es un acoplador más grande es su constante de acoplo (K)
 - Ninguna de las anteriores es correcta

15) Elija la frase correcta

- a) Un EDFA posee mejores características que un SOA/SLA cuando se quiere utilizar para amplificar un sistema DWDM
- b) Un EDFA puede amplificar cualquier canal de información que se transmita en segunda o tercera ventana
- c) Un SOA/SLA es un dispositivo que tiene un tamaño aproximado de 30 metros
- d) Dentro de un EDFA se suele colocar un circulador para evitar reflexiones

16) Elija la frase correcta

- a) En un medio anisótropo la susceptibilidad depende de la dirección del campo
- b) En un medio lineal se generan armónicos de la señal de entrada
- c) Los ejes principales se definen como aquellos en los que al propagarse la señal esta no sufre dispersión cromática
- d) Ninguna de las anteriores es correcta

17) Elija la frase correcta

- a) Al variar la parte real del índice de refracción de un guía, la luz que se transmite a través de ella varía su amplitud
- b) Al variar la parte imaginaria del índice de refracción de un guía, la luz que se transmite a través de ella varía su fase
- c) Si tenemos una señal con polarización lineal a 45° , respecto a los ejes principales de un material anisótropo, puede cambiar su polarización de salida
- d) Ninguna de las anteriores es correcta

18) Elija la expresión correcta

- a) La penalización por relación de extinción no nula se debe al ruido de fase de los láseres
- b) No existe penalización debida al ruido de partición modal del láser DFB
- c) La penalización debida al jitter se debe a la falta de sincronismo de los amplificadores ópticos
- d) Ninguna de las anteriores es correcta

19) Selecciona la afirmación falsa sobre el ruido generado por un amplificador óptico:

- a) Es debido a la emisión espontánea amplificada.
- b) La figura de ruido de un amplificador óptico siempre es superior a 3 dB.
- c) Puede reducirse colocando a su salida un filtro óptico de anchura de banda adecuada.
- d) La figura de ruido depende del factor de inversión de población.

20) Con objeto de minimizar el efecto de modulación residual de frecuencia que se produce al modular directamente en intensidad un láser de semiconductor es conveniente:

- a) Trabajar bastante por encima de la frecuencia de las oscilaciones de relajación.
- b) Utilizar un modulador externo
- c) Utilizar un filtro Mach-Zehnder para eliminar la modulación residual.
- d) Utilizar un circulador para eliminar la modulación residual.

- 10) The following are the names of the authors of the following works. Write the name of the author next to the title of the work.
- 1) The Great Gatsby - F. Scott Fitzgerald
 - 2) The Catcher in the Rye - J. D. Salinger
 - 3) The Sound and the Fury - William Faulkner
 - 4) The Grapes of Wrath - John Steinbeck
 - 5) The Sun Also Rises - Ernest Hemingway
 - 6) The Old Man and the Sea - Ernest Hemingway
 - 7) The Scarlet Letter - Nathaniel Hawthorne
 - 8) The House of Mirth - Edith Wharton
 - 9) The Age of Innocence - Edith Wharton
 - 10) The Portrait of a Lady - Henry James
 - 11) The Wings of the Dove - Henry James
 - 12) The Ambassadors - Henry James
 - 13) The Golden Rule - Henry James
 - 14) The American Notebooks - Henry James
 - 15) The American Journal - Henry James
 - 16) The American Diary - Henry James
 - 17) The American Letters - Henry James
 - 18) The American Speeches - Henry James
 - 19) The American Writings - Henry James
 - 20) The American Works - Henry James



1d 2b 3c 4d 5b 6d 7a 8b 9c 10? 11c 12b 13d 14c 15d 16d 17b 18d 19b 20c

COMUNICACIONES ÓPTICAS

CONVOCATORIA EXTRAORDINARIA, 1 DE JULIO DE 2002

El alumno dispone de 30 min. para realizar esta prueba. Las respuestas incorrectas restan un tercio de su valor.

1) En un EDFA:

- a) Cuanto mayor sea la longitud de la fibra, mayor ganancia presenta.
- b) La ganancia depende linealmente de la potencia de bombeo.
- c) El bombeo se realiza mediante una corriente eléctrica.
- d) Ninguna de las anteriores es correcta.

2) Un aumento de temperatura afecta a las fuentes ópticas láser de semiconductor:

- a) Reduciendo su intensidad umbral.
- b) Aumentando su intensidad umbral.
- c) Aumentando su eficiencia cuántica.
- d) Aumentando su eficiencia cuántica y reduciendo su intensidad umbral.

3) Selecciona la afirmación falsa sobre los LEDs:

- a) Su geometría y patrón de radiación es apto para el acoplo de luz a la fibra óptica multimodo.
- b) Pueden ser modulados sin dificultad hasta velocidades de 100-200 Mb/s.
- c) Su anchura de línea en ausencia de modulación es de 3 a 5 nm.
- d) Su anchura de línea se ensancha conforme aumenta la temperatura.

4) Los láseres DFB:

- a) Son sintonizables de forma discreta.
- b) Presentan reflectores de Bragg como espejos en los laterales de la cavidad.
- c) Emiten varios modos separados por la FSR.
- d) Presentan una relación de supresión modal superior a 30 dB.

5) En un fotodetector:

- a) La responsividad es constante con la longitud de onda.
- b) La eficiencia cuántica es mayor cuanto menor sea la reflectividad de sus caras.

- c) La eficiencia cuántica es menor cuanto mayor sea la longitud de la zona activa.
- d) Ninguna de las anteriores es correcta.

6) Selecciona la respuesta verdadera:

- a) Cuanto menor es λ , menos confinado está el modo.
- b) Una fibra será o no monomodo dependiendo del número de λ 's que transporta.
- c) El número de modos disminuye conforme aumenta V .
- d) El diámetro modal disminuye conforme aumenta V .

7) Una fibra monomodo estándar:

- a) Tiene un mínimo de atenuación en 3ª ventana y una dispersión típica de 17 ps/nm km en 3ª ventana.
- b) Tiene un mínimo de dispersión en 3ª ventana y atenuación de 0.2 dB/km en 3ª ventana.
- c) Tiene mínima atenuación y mínima dispersión en tercera ventan.
- d) Ninguna de las anteriores es correcta.

8) El efecto de la dispersión en fibra óptica:

- a) Provoca el ensanchamiento espectral de señales analógicas.
- b) Provoca la distorsión de señales analógicas puesto que ciertas subportadoras se suprimen.
- c) Afecta únicamente a las señales digitales, en forma de ensanchamiento de pulsos.
- d) Provoca que señales digitales con determinados valores de velocidad binaria no se transmitan.

9) Un láser sintonizable es básicamente:

- a) Un banco de láseres de distinta frecuencia de emisión.
- b) Una fuente de luz blanca y un filtro monocromador.
- c) Un láser cuya cavidad tiene una longitud variable.
- d) Un diodo con cavidad externa.

10) Los modos que se propagan por una fibra óptica y que están cercanos al corte tienen una constante de propagación cercana a:

- a) $2\pi n_2 / \lambda$
- b) $2\pi n_1 / \lambda$
- c) 0
- d) n_2

11) En una fibra óptica monomodo estándar las pérdidas a una longitud de onda de 1380 nm son debidas a:

- a) Absorción infrarroja.
- b) El scattering Rayleigh
- c) Absorción por iones OH^- y scattering Rayleigh
- d) Absorción Ultravioleta

12) Cuando se inyecta una señal a una fibra óptica en un enlace de larga distancia mediante un láser polarizado linealmente se puede decir:

- La señal de salida del enlace tendrá la misma polarización que la señal de entrada
- a) La señal tendrá polarización elíptica
 - b) La polarización por dispersión puede limitar la velocidad máxima de transmisión
 - c) Ninguna de las anteriores es correcta

13. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones referentes a la apertura numérica es cierta?

- a) Si el índice de la cubierta es mucho mayor que el índice del núcleo la apertura numérica se hace muy grande
- b) La apertura numérica está relacionada con la dispersión cromática
- c) Las fibras de índice gradual tienen mayor apertura numérica que las fibras de salto de índice
- d) Ninguna de las anteriores es correcta

14. En un filtro Fabry-Perot al variar la reflectividad de los espejos se modifica

- a) El FSR
- b) El coeficiente de pérdidas
- c) La finura
- d) Ninguna de ellas

15. En un amplificador de fibra dopada de Erblio (EDFA)

- a) Para una potencia de bombeo dada, la ganancia aumenta conforme aumenta la longitud de fibra dopada
- b) La ganancia depende únicamente de la longitud de fibra dopada
- c) Para una longitud de fibra dada, la ganancia aumenta linealmente con la potencia de bombeo
- d) Ninguna de las anteriores es correcta

16. Seleccione la afirmación falsa

- a) El modo LP_{21} presenta 4 zonas de luz
- b) El modo LP_{31} tiene un grado de degeneración igual a 4
- c) El modo LP_{11} tiene 2 zonas de luz
- d) Los modos están más confinados en el núcleo cuanto mayor es la longitud de onda

17. El tiempo de conmutación del láser es:

- a) El tiempo que tarda el láser en pasar del 10% al 90% de la potencia que es capaz de suministrar.
- b) Si $I_{on} > I_{th}$ es siempre cero
- c) Está directamente relacionado con la inversa de la constante de amortiguamiento de las oscilaciones de relajación
- d) Decrece al aumentar el valor de tiempo de vida medio de los fotones en la cavidad

18. En un fotodetector ideal, la responsividad en función de la longitud de onda:

- a) Es constante e igual a la unidad
- b) Es una recta de pendiente unidad
- c) Es constante
- d) Ninguna es correcta

19. Un fotodiodo de avalancha

- a) Proporciona menores corrientes de ruido shot que un detector p-i-n.
- b) Mejora la sensibilidad del receptor cuando el ruido electrónico es dominante
- c) Presenta mayores anchos de banda que los detectores p-i-n
- d) Ninguna de las anteriores es correcta

20. En un enlace que emplee un láser polarizado por encima del umbral

- a) Posee un tiempo de conmutación superior al caso de estar polarizado por debajo del umbral
- b) Poseerá una penalización por jitter considerable
- c) La relación de extinción será un valor finito
- d) Ninguna de las anteriores es correcta

- 11) El tiempo de conmutación del láser es:
- Si $I_{off} \ll I_{th}$ entonces siempre es cero.
 - El tiempo que tarda el láser en pasar del 10% al 90% de la potencia capaz de suministrar
 - Está directamente relacionado con la inversa de la constante de amortiguamiento de las oscilaciones de relajación.
 - Decrece al aumentar el valor de tiempo de vida medio de los electrones en la cavidad
- 12) Las fluctuaciones en la intensidad del láser vienen descritas por el ruido de intensidad relativo, RIN. Selecciona la respuesta verdadera:
- Fijado el valor de la frecuencia, el RIN aumenta al aumentar la corriente de polarización.
 - Fijado el valor de la frecuencia, el RIN disminuye al aumentar la corriente de polarización.
 - El RIN es relativamente bajo para frecuencias próximas a la frecuencia de las oscilaciones de relajación.
 - El RIN aumenta conforme aumenta la frecuencia
- 13) En un fotodetector ideal, la responsividad en función de la longitud de onda:
- Es constante e igual a la unidad.
 - Es una recta de pendiente unidad.
 - Es constante.
 - Ninguna de las respuestas anteriores es correcta.
- 14) La anchura de banda de modulación de un LED, depende del:
- Tiempo de vida medio del fotón.
 - Tiempo de tránsito de los huecos.
 - Capacidad parásita de los terminales.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
- 15) Selecciona la afirmación falsa sobre las redes de difracción en fibra óptica:
- Tienen una respuesta paso banda en reflexión.
 - Su ancho de banda, en longitud de onda, es mayor para redes más largas.
 - La longitud de onda reflejada viene dado por la condición de Bragg: $\lambda = 2n\Lambda$.
 - El máximo de reflectividad aumenta conforme aumenta la longitud de la red.
- 16) Selecciona la afirmación falsa sobre el ruido generado por un amplificador óptico:
- Es debido a la emisión espontánea amplificada.
 - La figura de ruido de un amplificador óptico siempre es superior a 3 dB.
 - Puede reducirse intercalando un filtro óptico de anchura de banda adecuada.
 - La figura de ruido depende del factor de inversión de población.
- 17) Selecciona la respuesta falsa. La dispersión en la fibra óptica:
- Provoca un ensanchamiento de los pulsos transmitidos que depende de la distancia de propagación.
 - Provoca la supresión de la portadora a determinadas frecuencias cuando se transmite una señal analógica.
 - No provoca ensanchamiento de los pulsos cuando $\beta_2 = 0$.
 - Impone un límite al producto BL en una fibra monomodo.
- 18) Selecciona la respuesta verdadera:
- El láser de pozos cuánticos tiene un valor de corriente umbral inferior al resto.
 - El láser de cavidades cortadas y acopladas permite la sintonización continua de la longitud de onda.
 - Los láseres DFB emiten varios modos longitudinales.
 - Ninguna de las anteriores es verdadera.
- 19) La modulación de frecuencia implícita en la modulación de intensidad presenta una función de transferencia (desviación de frecuencia frente a corriente aplicada):
- Está dominada a altas frecuencias (> 10 MHz) por efectos térmicos.
 - Decrece con la frecuencia de forma monótona.
 - Presenta un mínimo para la frecuencia de relajación del láser.
 - Puede considerarse plana en la región donde dominan los efectos térmicos.
- 20) Un fotodiodo de avalancha:
- Proporciona menores corrientes de ruido shot que un detector p-i-n.
 - Mejora la sensibilidad del receptor cuando el ruido electrónico es dominante.
 - Presentan mayores anchos de banda que los detectores p-i-n.
 - Ninguna de las anteriores es correcta.
- 1d 2b 3d 4a 5d 6b 7d 8b 9b 10b 11a 12b
13d 14d 15b 16b 17c 18a 19d 20b

- 1) En un filtro Fabry-Perot, al aumentar la reflectividad de los espejos:
 - a) Las resonancias están más separadas.
 - b) La separación de las resonancias y la anchura de las mismas se mantienen constantes.
 - c) La relación de contraste entre máximos y mínimos del filtro disminuye.
 - d) La finura del filtro aumenta.
- 2) Para conseguir filtros muy selectivos a partir de un interferómetro Mach-Zehnder:
 - a) Se colocan en cascada un número N de interferómetros idénticos.
 - b) Se colocan en cascada de forma que el interferómetro i-ésimo posee un período espectral $FSR_i = 2FSR_{i-1}$.
 - c) Un interferómetro Mach-Zehnder es, de por sí, altamente selectivo.
 - d) Ninguna de las anteriores es correcta.
- 3) En un amplificador de fibra dopada de Erbio (EDFA)
 - a) Para una potencia de bombeo dada, la ganancia aumenta conforme aumenta la longitud de fibra dopada.
 - b) La ganancia depende únicamente de la longitud de fibra dopada.
 - c) Para una longitud de fibra dada, la ganancia aumenta linealmente con la potencia de bombeo.
 - d) Ninguna de las anteriores es correcta.
- 4) Si a una fibra multimodo con $AN=0.2$ se le aplica un frente de onda que presenta un ángulo de 20° con el eje de la misma:
 - a) No se propagará luz por la fibra.
 - b) Se propagarán solo los 4 primeros modos
 - c) El acoplamiento de luz será correcto al estar dentro del cono de aceptación de la fibra.
 - d) Una fibra multimodo no puede tener tal valor de AN.
- 5) Los principales mecanismos intrínsecos causantes de las pérdidas en una fibra óptica son los siguientes:
 - a) La absorción ultravioleta, absorción infrarroja y absorción por impurezas.
 - b) Los empalmes, las curvaturas y posibles roturas.
 - c) El scattering Rayleigh, las pérdidas por impurezas y la presencia de curvaturas.
 - d) El scattering Rayleigh, la absorción ultravioleta y la absorción infrarroja.
- 6) Cual de los siguientes parámetros no pertenece a un acoplador:
 - a) Pérdidas de exceso
 - b) Relación de aislamiento
 - c) Constante de acoplo
 - d) Pérdidas de inserción
- 7) Un MUX / DEMUX:
 - a) Sirve para combinar señales de igual longitud de onda.
 - b) Sirve para separar señales de la misma longitud de onda
 - c) Se aplica en sistemas TDM
 - d) Sirve para discriminar canales en sistemas WDM
- 8) La curva P-I del láser de semiconductor:
 - a) Se obtiene modulando la intensidad del láser por debajo de la frecuencia de las oscilaciones de relajación.
 - b) Se obtiene sin modular la corriente aplicada
 - c) Se obtiene al medir la potencia eléctrica aplicada al láser para generar una potencia óptica fija.
 - d) Es independiente de la temperatura.
- 9) Decir cuál es verdadera:
 - a) Las pérdidas debidas a la presencia de cationes metálicos constituyen un mecanismo intrínseco de atenuación en la fibra óptica.
 - b) El scattering Rayleigh se debe a fluctuaciones en el índice de refracción de tamaño mucho menor que λ .
 - c) La absorción infrarroja se debe a transiciones electrónicas.
 - d) La absorción ultravioleta se debe a oscilaciones estructurales.
- 10) Selecciona la afirmación falsa:
 - a) El modo LP_{21} presenta 4 zonas de luz en la sección transversal de la fibra óptica.
 - b) Los modos están más confinados en el núcleo cuanto mayor es la longitud de onda.
 - c) El modo LP_{31} presenta un grado de degeneración de 4.
 - d) El modo LP_{11} presenta 2 zonas de luz en la sección transversal de la fibra óptica.

Nombre: _____

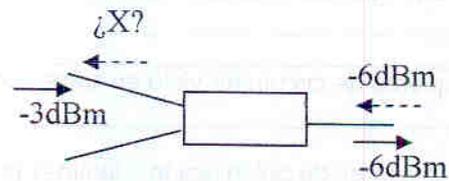
COMUNICACIONES ÓPTICAS

CONVOCATORIA EXTRAORDINARIA, 1 DE JULIO DE 2003

El alumno dispone de 30 min. para realizar esta prueba. Las respuestas incorrectas restan un tercio de su valor.

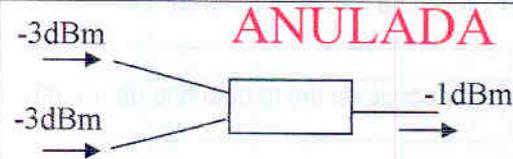
1) Con relación a la Unión en "Y" de la figura podemos decir que:

- a) $X = -3\text{dBm}$
- b) $X = -6\text{dBm}$
- c) $X = -9\text{dBm}$
- d) X no se puede precisar con la información facilitada



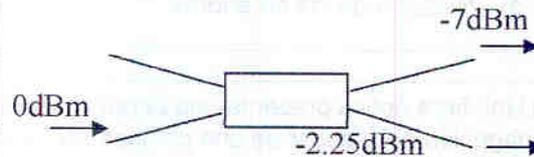
2) Con relación a la Unión en "Y" de la figura, podemos decir que:

- a) Pérdidas de inserción= 3dB
- b) Pérdidas de inserción= 1dB
- c) Constante de acoplamiento=0.5
- d) Constante de acoplamiento=0.1



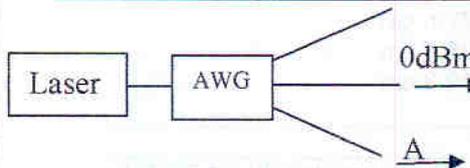
3) Con relación al acoplador 2x2 con constante de acoplo k:

- a) $k = 50\%$
- b) $k = 10\%$
- c) $k = 25\%$
- d) no se puede precisar con la información facilitada



4) En el esquema se muestra un filtro AWG de N salidas al que está conectada una fuente monocromática

- a) $A > -5\text{dBm}$
- b) $A = (1\text{mW}/N)$
- c) $A < -15\text{dBm}$
- d) $A = (1\text{mW}/N) \cdot \eta - \gamma$

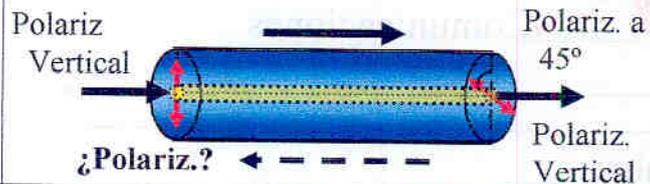


5) En una red de difracción de Bragg centrada centrada a una longitud de onda de 1550 nm, con una anchura espectral de 1 nm y con un valor de índice de refracción medio de $n=1.445$:

- a) $L_{\text{FBG}} = 10.2 \text{ cm}$
- b) $L_{\text{FBG}} = 1.02 \text{ cm}$
- c) $\Delta = 536.33 \text{ nm}$
- d) $\Delta = 1.445 \text{ nm m}$

6) En un rotador de polarización como se muestra en la figura la polarización de salida por la izquierda procedente de la derecha (línea de trazos) es:

- a) Horizontal
- b) a 45°
- c) a -45°
- d) Ninguna de las anteriores



7) El esquema de aislador visto en clase estaba compuesto de:

- a) Dos láminas polarizadoras y un retardador de onda
- b) Dos retardadores de onda y un rotador de polarización
- c) Dos rotadores de polarización y una lámina polarizadora
- d) Dos láminas polarizadoras y un rotador de polarización.

8) El esquema de circulador visto en clase contenía al menos los siguientes componentes:

- a) Divisores de polarización y láminas polarizadoras.
- b) Divisores de polarización, rotador de polarización y retardador de onda
- c) Espejos reflectores y polarizadores circulares.
- d) Ninguna de las anteriores

9) En la hipótesis de límite cuántico de un detector ¿Que ruidos se tienen en consideración?

- a) Térmico.
- b) Ruido RIN
- c) Ruido de Cuantificación Fotónica
- d) Ninguno de los anteriores.

10) Una fibra óptica presenta una birrefringencia de $B = 10^{-6}$. ¿Cuan es la distancia de propagación para pasar de una polarización circular a una lineal, cuando de utiliza una longitud de onda de 1550 nm?

- a) 155 cm
- b) 77.5 cm
- c) 38.7 cm
- d) 19.3 cm

11) Una frecuencia de 229 ± 1.75 THz...

- a) Equivale a una longitud de onda de 1552 ± 1 nm.
- b) Equivale a una longitud de onda de 1310 ± 10 nm.
- c) Equivale a una longitud de onda de 40 ± 10 nm.
- d) Equivale a una longitud de onda de 1.31 ± 171 μm .

12) En una fibra óptica con radio de núcleo a :

- a) Los modos están más confinados para longitudes de onda largas.
- b) Hay un mayor número de modos para longitudes de onda largas.
- c) El radio modal del modo fundamental es menor para longitudes de onda cortas.
- d) Hay menor número de modos que una fibra con radio del núcleo $a/2$.

13) El chirp adiabático:

- a) Es responsable de la variación de frecuencia en las transiciones de la señal.
- b) Puede utilizarse para compensar los efectos de la dispersión cromática.
- c) Es responsable de la variación de frecuencia al variar el nivel de la señal.
- d) Produce la aparición de oscilaciones en el nivel de la señal.

14) En el receptor óptico:

- a) La configuración de alta impedancia presenta anchos de banda mayores para niveles de ruido bajos.
- b) La configuración de transimpedancia permite aumentar el ancho de banda independientemente del ruido introducido por el circuito.
- c) El ruido shot incluye el ruido introducido por el preamplificador.
- d) El ruido térmico es proporcional a la resistencia equivalente del circuito.

15) La responsividad de un fotodetector:

- a) Varía linealmente con la longitud de onda, sólo si $\eta < 1$.
- b) Varía linealmente con la longitud de onda.
- c) Es independiente de la longitud de onda.
- d) Es 1 si la anchura de la zona de recombinación, W , es muy grande.

16) El ancho de banda de modulación de un láser depende de:

- a) Es fijo para un material de semiconductor dado.
- b) Aumenta con la corriente de polarización.
- c) Es inversamente proporcional a la frecuencia de las oscilaciones de relajación.
- d) Ninguna de las anteriores es correcta.

17) El efecto de la dispersión...

- a) ...a primer orden (β_2) provoca un ensanchamiento de los pulsos independiente del signo del chirp.
- b) ...a segundo orden (β_3) provoca un ensanchamiento de los pulsos independiente del signo del chirp.
- c) ...provoca siempre un ensanchamiento de los pulsos transmitidos por fibra óptica.
- d) No cumple ninguna de las afirmaciones anteriores.

18) El efecto de la dispersión a primer orden (β_2) sobre pulsos transmitidos en una fibra óptica estándar (@1550 nm):

- a) Provoca que las frecuencias altas contenidas en el pulso se adelanten.
- b) Provoca que las frecuencias altas contenidas en el pulso se retrasen.
- c) Provoca que distintos modos viajen a velocidades distintas.
- d) Puede minimizarse empleando fibras de índice gradual.

19) En un láser Fabry-Pérot:

- a) Puede conseguirse la emisión de un solo modo longitudinal acoplado la salida del láser a fibra monomodo.
- b) Con reflectores de Bragg distribuidos (DBR), la ganancia umbral no es la misma para todos los modos longitudinales.
- c) La posición de las resonancias vienen dadas por la reflectividad de los espejos.
- d) No es correcta ninguna de las anteriores.

20) Señalar la afirmación correcta sobre los amplificadores ópticos:

- a) En un SOA, la potencia de saturación de salida es mayor para longitudes de onda mayores.
- b) La ganancia de un amplificador óptico es independiente de la potencia óptica de entrada.
- c) Los EDFAs ofrecen mayor ganancia cuanto mayor sea su longitud, para una potencia de bombeo fija.
- d) No hay ninguna afirmación correcta.