

Comunicaciones por Fibra Óptica

Capítulo 5: Receptores Ópticos



Índice

- **5.1 Introducción**
- **5.2 Conceptos Generales**
- **5.3 Tipo de Fotodetectores**
 - 5.3.1 Fotodiodo p-n
 - 5.3.2 Fotodiodo p-i-n
 - 5.3.3 Fotodetector APD
 - 5.3.4 Fotodetector MSM
 - 5.3.5 Cuadro comparativo



Índice

- **5.4 Diseño de Receptores**
 - 5.4.1 Front End
 - 5.4.2 Canal Lineal
 - 5.4.4 Recuperación de Datos

- **5.5 Ruido en Receptores Ópticos**
 - 5.5.1 Fuentes de Ruido
 - 5.5.2 Relación SNR en detectores PIN
 - 5.5.3 Relación SNR en detectores APD
 - 5.5.4 Sensibilidad en Receptores
 - 5.5.5 Degradación de Sensibilidad en Receptores

- **5.6 Desempeño de Receptores**

5.1 Introducción

- La función de los receptores ópticos (Rx) es **convertir las señales ópticas a señales eléctricas** y recuperar la información transmitida a través de los sistemas comunicación óptica.
- El principal componente del Rx es el **FOTODETECTOR**, que convierte la luz en electricidad a través del **EFEECTO FOTOELÉCTRICO**.



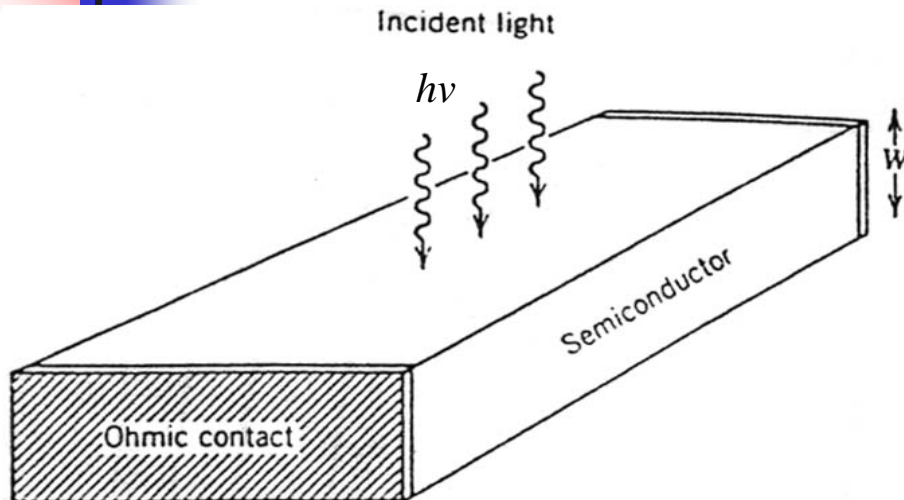


5.1 Introducción

- Entre los principales requerimientos del fotodetector figuran:
 - **Alta sensibilidad**
 - **Respuesta rápida**
 - **Bajo ruido**
 - **Bajo costo**
 - **Tamaño compatible con el del núcleo de la fibra óptica**

Estos requisitos son eficientemente atendidos con fotodetectores basados en materiales **semiconductores**.

5.2 Conceptos Generales



Bloque semiconductor usado como un fotodetector

Fotocorriente:

$$I_p = R P_{in}$$

donde R es la **Responsividad** del fotodetector, en A/W (capacidad de generar electrones)

P_{in}: Potencia óptica incidente

Consideremos el slab de la figura. Si la energía de los fotones incidentes excede el bandgap, es decir, $h\nu > E_g$, se genera un par **electrón-hueco**, cada vez que un fotón es absorbido por el semiconductor. En presencia de un campo eléctrico, los electrones y huecos son arrastrados a través del material, generándose así un flujo de corriente eléctrica



5.2 Conceptos Generales

- La Responsividad puede ser expresada en términos de la **eficiencia cuántica** η , definida como:

$$\eta = \frac{I_p / q}{P_{in} / h\nu} = \frac{h\nu}{q} R$$

η : tasa de electrones generados con relación a la tasa de fotones incidentes. Y por lo tanto, R queda definida como:

$$R = \frac{\eta q}{h\nu} \approx \frac{\eta \lambda}{1.24}$$

- La responsividad es proporcional a la λ , por lo tanto ésta aumenta con λ porque simplemente hay más fotones para la misma potencia óptica. Y cada fotón contribuye a la formación de pares electrón-hueco. Pero esto ocurre hasta el límite en que $h\nu = E_g$



5.2 Conceptos Generales

Ancho de Banda : Está determinado por la velocidad con que el fotodetector responde a las variaciones de la potencia óptica incidente.

Rise Time (T_r) : Tiempo en la cual la corriente en el detector va desde el 10% al 90% de su valor final, cuando la potencia óptica cambia abruptamente. T_r puede escribirse como:

$$T_r = (\ln 9) (\tau_{tr} + \tau_{RC})$$

τ_{tr} : tiempo que tarda un electrón en cruzar la zona de absorción

τ_{RC} : cte de tiempo del circuito RC equivalente

Existe un compromiso entre ancho de banda y la responsividad debido al valor del ancho del semiconductor (W). (rapidez versus sensibilidad)



5.2 Conceptos Generales

El **ancho de banda** del fotodetector se define de manera análoga al de un circuito RC, es decir:

$$\Delta f = [2\pi(\tau_{tr} + \tau_{RC})]^{-1}$$

Por ejemplo, cuando $\tau_{tr} = \tau_{RC} = 100$ ps, el ancho de banda del fotodetector está por debajo de 1 GHz

Claramente, τ_{tr} y τ_{RC} deben reducirse bajo 10 ps para fotodetectores que se ocupan en SCOs que operan a tasas de transmisión de 10 Gb/s o más.



5.2 Conceptos Generales

Corriente de sombra (Dark Current) (I_d) : Se le define como la corriente que genera un fotodetector en ausencia de potencia óptica, y se origina de la luz ambiental, o aquella producida por pares electrón-hueco generados térmicamente.

Junto con la responsividad y el ancho de banda, la corriente de sombra, I_d , es el tercer parámetro de importancia del fotodetector.

Para un buen fotodetector, I_d , debería ser despreciable:

Nivel aceptable : $I_d < 10 \text{ nA}$



5.3 Tipos de Fotodetectores

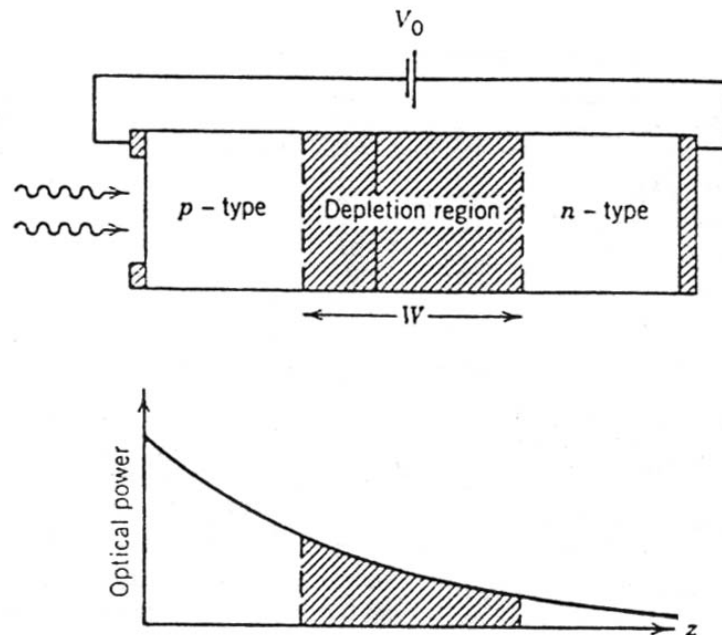
Existen, en general, dos tipos de fotodetectores :

- **Fotoconductivos**: generan flujo de corriente en presencia de luz
- **Fotovoltaicos**: Generan un voltaje en presencia de luz.

En recepción óptica se usan principalmente del tipo fotoconductivos, como por ejemplo paneles solares.

A continuación, se describirán aquellos fotodetectores comúnmente utilizados en receptores ópticos: P-N, P-I-N, APD, y MSN.

5.3.1 Fotodiodo p-n



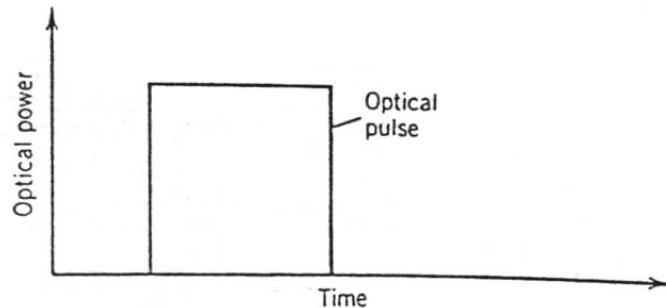
En la juntura de materiales **p-n**, polarizada reversamente, los electrones son atraídos hacia el lado n, de manera que cuando se genera un par hueco-electrón (**por absorción de un fotón**) en la región de vaciamiento (**depletion**), éste es arrastrado hacia ese lado (drift).

Si la absorción ocurre fuera de la región de agotamiento se le llama difusión.

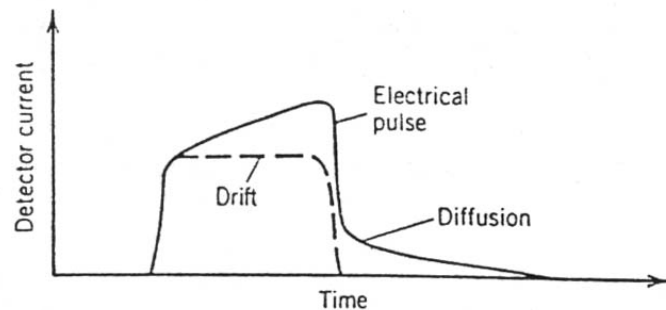
El ancho de banda de un fotodiodo p-n, está limitado por su tiempo de tránsito, τ_{tr} . Si W es el ancho de la región de vaciamiento y v_d es la velocidad de arrastre, τ_{tr} está dado por:

$$\tau_{tr} = W / v_d$$

5.3.1 Fotodiodo p-n



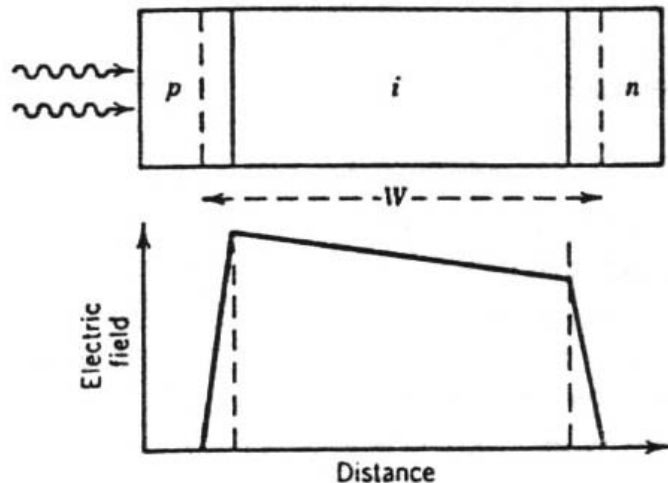
Debido a que el proceso de difusión es más lento que el de arrastre (drift) se produce una distorsión en los pulsos a la salida del fotodetector



Esto se soluciona haciendo la región de vaciamiento (depletion) más grande

En fotodiodos modernos se pueden lograr tasas de transmisión de hasta 40 Gb/s

5.3.2 Fotodiodo p-i-n

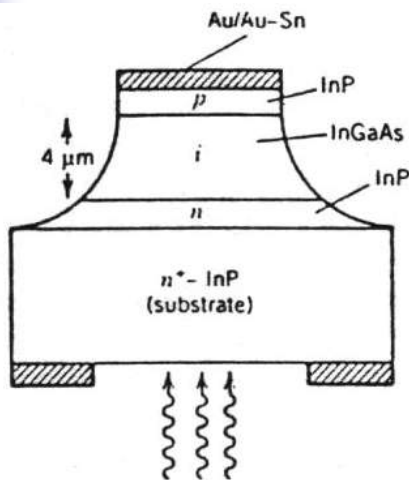


Fotodiodo p-i-n y su distribución del campo eléctrico bajo polarización reversa.

Una manera simple de aumentar el ancho W de la región de vaciamiento, consiste en insertar una capa de material semiconductor no dopado (**intrínseco**), o levemente dopado, entre la juntura p-n del material semiconductor

Hay más arrastre que difusión, pero se genera un compromiso de W entre rapidez y sensibilidad.

5.3.2 Fotodiodo p-i-n



Diseño de una doble heteroestructura, correspondiente al fotodiodo p-i-n de InGaAs

El desempeño de los fotodetectores p-i-n, puede ser considerablemente mejorado usando doble heteroestructuras: la capa intermedia (i) se ubica entre capas tipo-p y tipo-n de diferentes semiconductores, cuyo *bandgap* se escoge de manera que la luz sea absorbida solamente en la capa i.

Así, se puede lograr sólo arrastre usando una capa que absorba las frecuencias de interés, en este caso: 1.3 - 1.65 μm

bit rate > 10 Gb/s



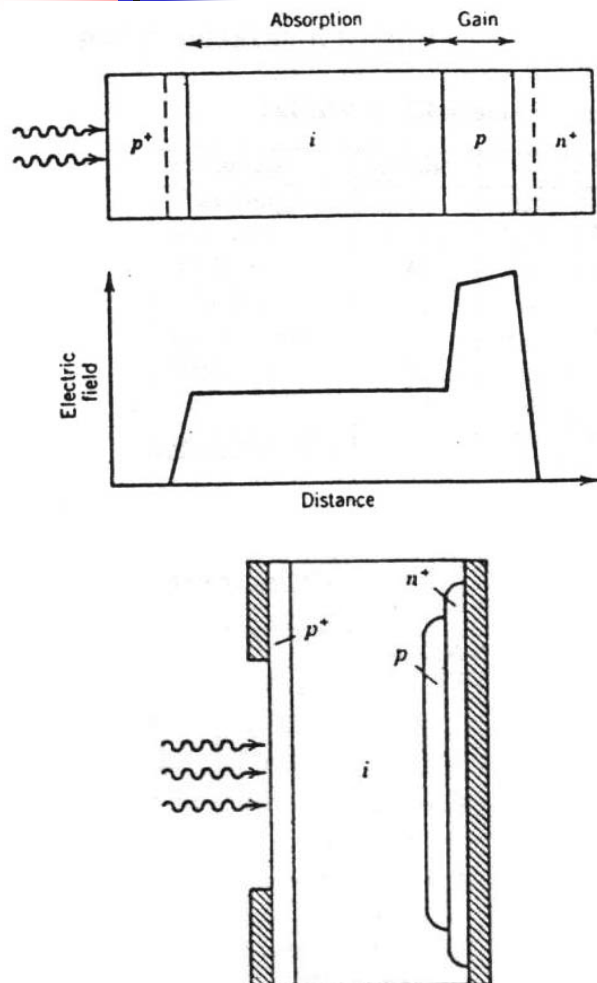
5.3.2. Fotodiodo p-i-n

Características

Table 4.1 Characteristics of common *p-i-n* photodiodes

Parameter	Symbol	Unit	Si	Ge	InGaAs
Wavelength	λ	μm	0.4–1.1	0.8–1.8	1.0–1.7
Responsivity	R	A/W	0.4–0.6	0.5–0.7	0.6–0.9
Quantum efficiency	η	%	75–90	50–55	60–70
Dark current	I_d	nA	1–10	50–500	1–20
Rise time	T_r	ns	0.5–1	0.1–0.5	0.02–0.5
Bandwidth	Δf	GHz	0.3–0.6	0.5–3	1–10
Bias voltage	V_b	V	50–100	6–10	5–6

5.3.3 Fotodetector APD (Avalanche Photodetector)



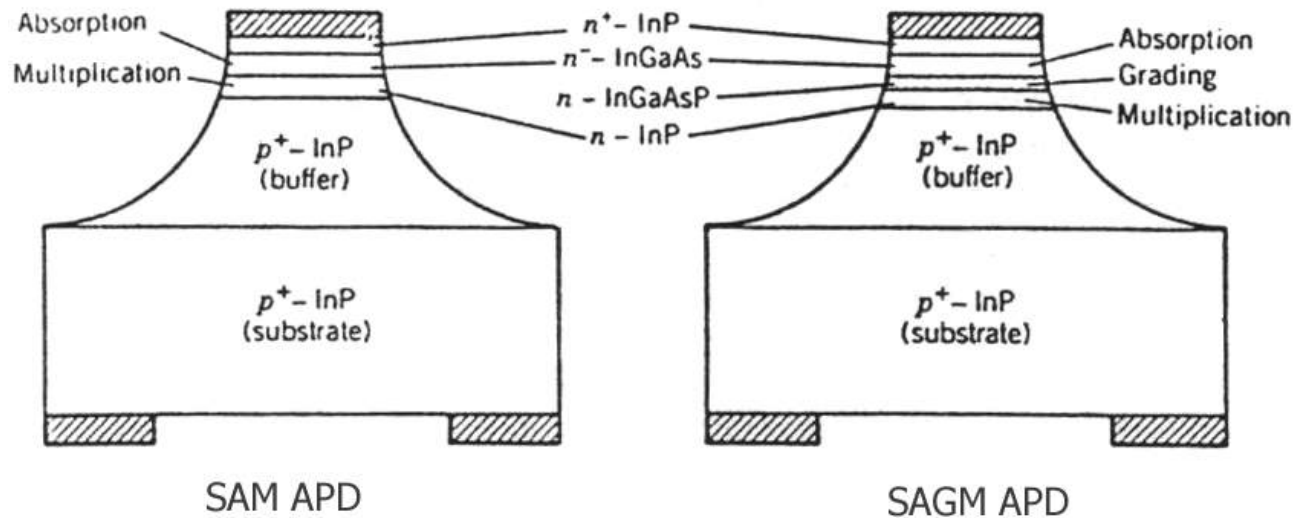
Gracias a la **ionización de impacto** (un electrón acelerado genera un nuevo par electrón-hueco) se pueden generar más electrones que ayuden a la fotodetección; esto se refleja en la mayor responsividad del fotodetector APD

APD requiere menor potencia óptica para funcionar, pero cuatro veces mayor voltaje de alimentación (~100 V).

$$R_{APD} = M R$$

M: Factor multiplicador

5.3.3 Fotodetector APD (Avalanche Photodetector)



Con APD se logra alta ganancia, pero con bajo ancho de banda y mucho ruido, esto se mejora con SAM (*separate absorption and multiplication regions*) APD que logra bajar el ruido, y con SAG(*grading*)M APD que aumenta el ancho de banda.

Se logran tasas de transmisión > 30 Gb/s

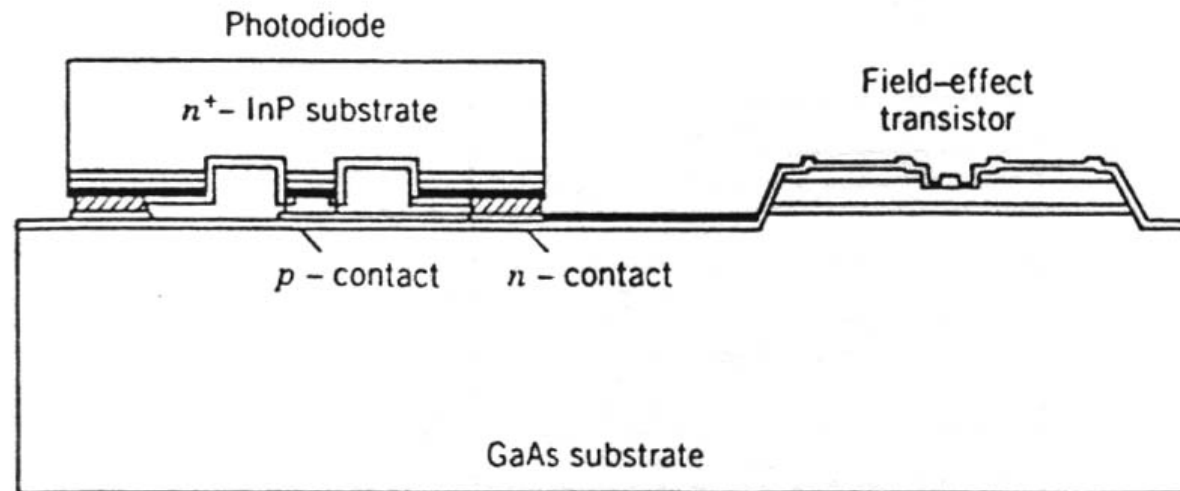
5.3.3 Fotodetector APD (Avalanche Photodetector)

Características

Table 4.2 Characteristics of common APDs

Parameter	Symbol	Unit	Si	Ge	InGaAs
Wavelength	λ	μm	0.4–1.1	0.8–1.8	1.0–1.7
Responsivity	R_{APD}	A/W	80–130	3–30	5–20
APD gain	M	—	100–500	50–200	10–40
k -factor	k_A	—	0.02–0.05	0.7–1.0	0.5–0.7
Dark current	I_d	nA	0.1–1	50–500	1–5
Rise time	T_r	ns	0.1–2	0.5–0.8	0.1–0.5
Bandwidth	Δf	GHz	0.2–1	0.4–0.7	1–10
Bias voltage	V_b	V	200–250	20–40	20–30

5.3.4 Fotodetector MSM (Metal-Semiconductor-Metal)



Tiene iguales características que el p-i-n, pero su diseño es plano, lo que lo hace muy fácil de integrar, esto es deseable para lograr altas tasas de transferencia.

Bit rate > 20 Gb/s

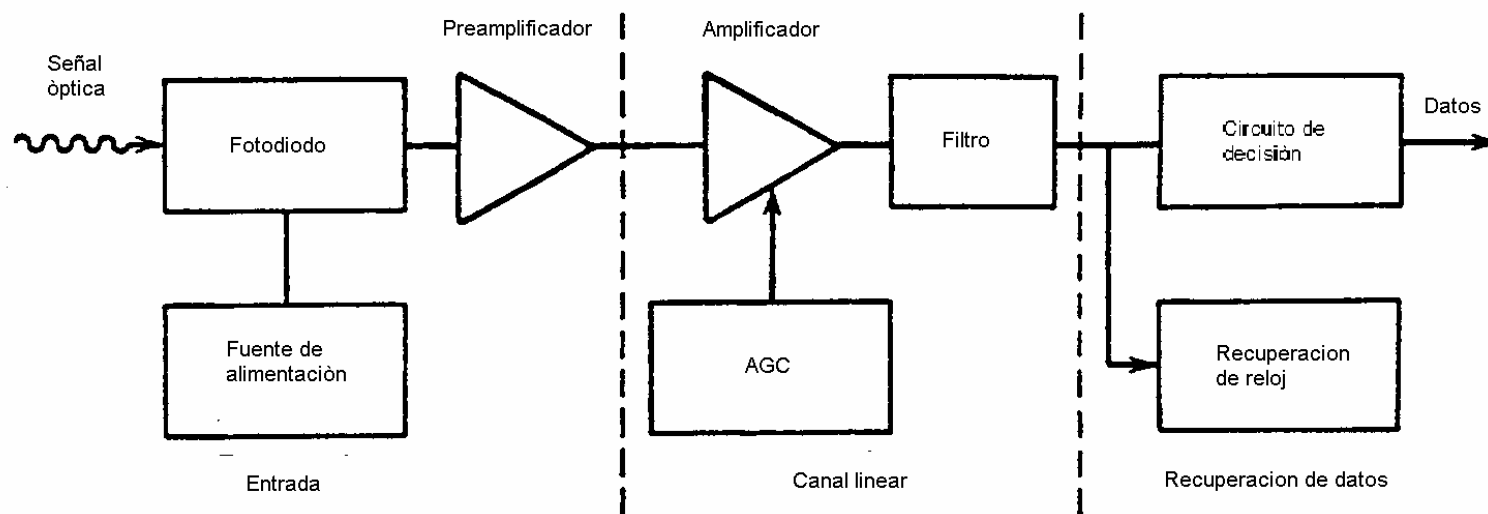


5.3.5 Cuadro Comparativo

- Se comparan los fotodiodos más diferentes, pues los otros son mejoras de éstos

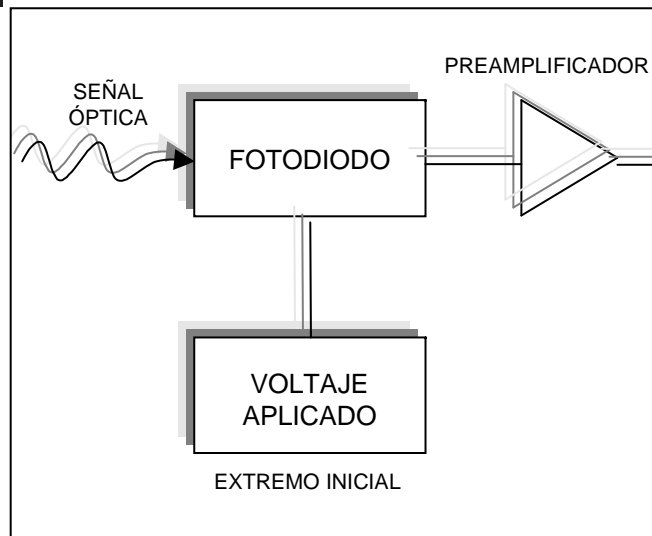
Fotodetector características	P-I-N (Si)	APDs (Si)
long. de Onda	0.4-1.1 (μm)	0.4-1.1 (μm)
Responsividad	0.4-0.6 (A/W)	80-130 (A/W)
Eficiencia cuantica	75-90 (%)	
Corriente de sombra	1-10 (nA)	0.1-1 (nA)
Rise Time	0.5-1 (nSeg)	0.1-2 (nSeg)
Ancho de Banda	0.3-0.6 (GHz)	0.2- 1 (GHz)

5.4 Diseño de Receptores



- El diseño del receptor dependerá del formato usado por el Tx, en especial si es en un formato análogo o digital.
- El dibujo anterior muestra los tres grupos que se diferencian dentro de un receptor digital.

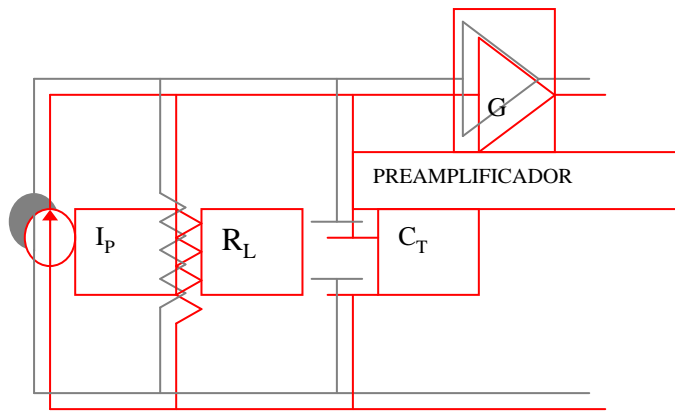
5.4.1 Front End (Entrada)



- La señal óptica es acoplada hacia el fotodiodo, la que es convertida en señal eléctrica.
 - El preamplificador aumenta la señal eléctrica para facilitar el proceso posterior.
-
- El diseño de esta etapa del receptor requiere transar entre velocidad y sensibilidad.
 - Para ello existen dos diseños de circuitos equivalentes para el extremo inicial de receptores ópticos.

5.4.1 Front End (Entrada)

De Alta Impedancia



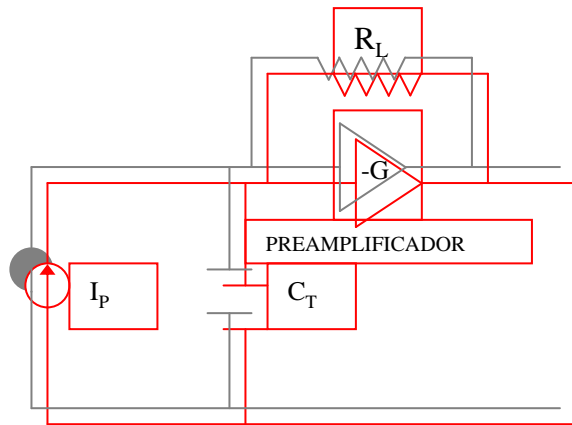
- Una gran R_L , reduce el ruido térmico y mejora la sensibilidad del receptor.
- Problema \Rightarrow bajo ancho de banda, dado por:

$$\Delta f = (2\pi R_L C_T)^{-1}$$

- Esta configuración, no puede ser usada en el caso que $\Delta f \ll \text{bit rate}$.
- Para esto se usa ecualizador para mejorar en forma considerable este problema.
- Si la sensibilidad no es de importancia se puede disminuir R_L y así aumentar el $BW \Rightarrow$ extremo inicial de baja impedancia

5.4.1 Front End (Entrada)

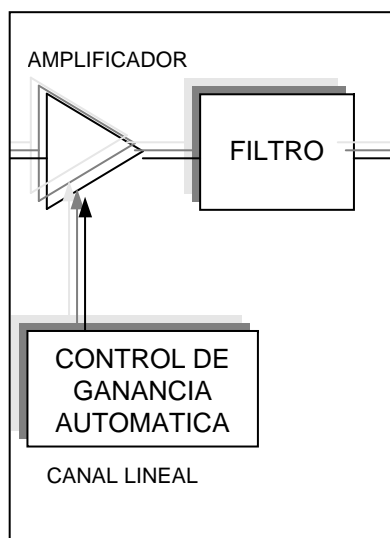
Transimpedancia



- Entrega una alta sensibilidad junto con un gran BW .
- Su rango dinámico es mejorado con respecto al anterior.
- Aunque R_L es grande, el lazo de realimentación negativo reduce la impedancia de entrada por un factor G .

- Por lo tanto se refuerza el BW en un factor G en comparación con el anterior.

5.4.2 Canal Lineal



- Se compone de un amplificador de alta ganancia y un filtro pasabajos.
- La ganancia del amplificador es controlada para entregar un nivel promedio de la señal, independiente de la potencia llegada.
- Ya que el ruido del receptor es proporcional a su BW , se puede reducir usando un filtro de BW menor que el *bit rate*.
- El propósito del filtro pasabajos es reducir el ruido y evitar demasiada interferencia intersimbólica (**ISI**).



5.4.2 Canal Lineal

Interferencia Intersimbólica

- Cuando $\Delta f < B$, el pulso se extiende más allá del *bit slot* asignado, interfiriendo con los bits adyacentes, produciendo el mencionado ISI.
- La combinación preamplificador, amplificador y filtro, actúan como un sistema lineal, con voltaje salida:

$$V_{out}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z_T(t-t') I_P(t') dt'$$

con $I_P(t)$ la fotocorriente. En el dominio de frecuencias:

$$\tilde{V}_{OUT}(w) = Z_T(w) \tilde{I}_P(w)$$

donde Z_T la impedancia total.



5.4.2 Canal Lineal

Interferencia Intersimbólica

- Se pueden normalizar $V_{OUT}(w)$ e $I_P(w)$ con funciones espectrales $H_{OUT}(w)$ y $H_P(w)$, relacionadas con la salida y entrada del pulso, respectivamente, escrita como:

$$H_{out} = H_T(w)H_P(w)$$

con $H_T(w)$ la función de transferencia total del canal lineal, relacionado con la impedancia total $H_T(w) = Z_T(w)/Z_T(0)$.

- El **ISI** es minimizado cuando $H_{OUT}(w)$ corresponde a la función de transferencia de un **filtro coseno alzado**, dado por:

$$H_{OUT}(f) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos \pi \frac{f}{B} \right] & : f < B \\ 0 & : f \geq B \end{cases}$$

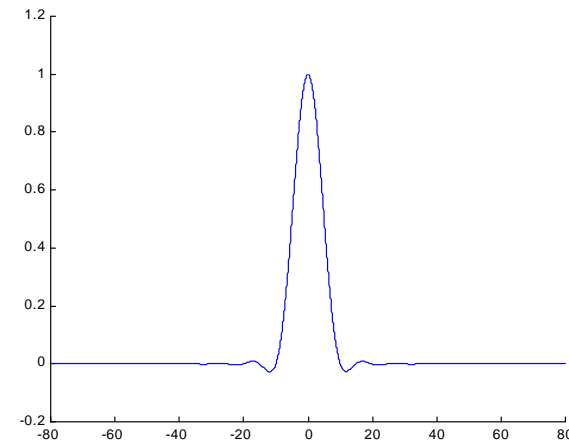
5.4.2 Canal Lineal

Interferencia Intersimbólica

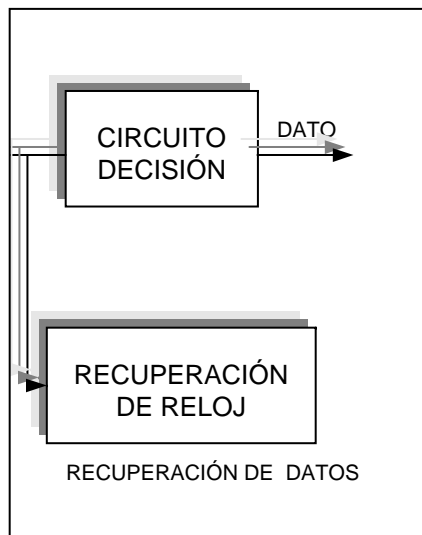
- La respuesta a impulso de $H_{OUT}(f)$ es:

$$h_{OUT}(t) = \frac{\sin(2\pi Bt)}{2\pi Bt} \frac{1}{1 - (2Bt)^2}$$

$h_{out}(t)$, corresponde al voltaje $V_{OUT}(t)$ recibido por el circuito decisión



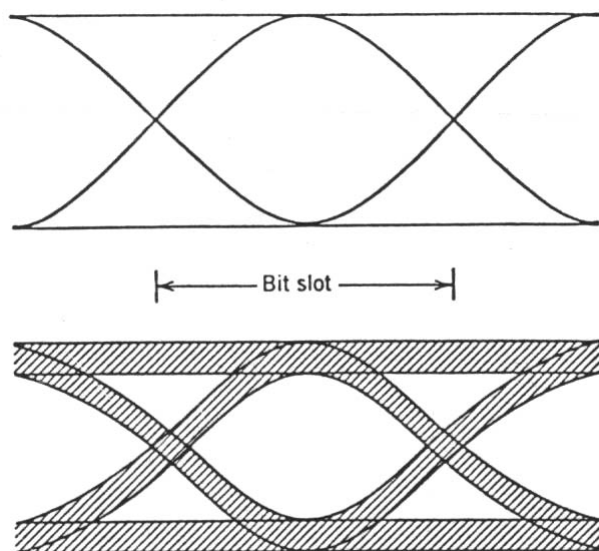
5.4.3 Recuperación de Datos



- Consiste de un circuito de decisión y un circuito de recuperación de reloj.
- La recuperación de reloj, entrega información sobre el tiempo del *bit slot* al circuito decisión ayudando a su sincronización.
- El circuito de decisión compara la salida del canal lineal a un umbral , en un tiempo, $T_{B'}$ entregado por la recuperación de reloj.

- Con esto se decide si es un '1' o un '0'.

5.4.3 Recuperación de Datos



- El ruido está unido a cualquier receptor, existiendo una probabilidad de identificar un bit en forma errada por el circuito de decisión.
 - Receptores digitales son diseñados para tener una probabilidad de error pequeña.
 - Un diagrama de ojo ayuda en forma visual, al desempeño del receptor.
- El segundo caso por ejemplo, el ruido y el timing jitter lo han degradado llevándolo a un cierre parcial del ojo, lo que es un indicador de que el receptor no está funcionando apropiadamente.



5.5 Ruido en Receptores Ópticos

Ruido es algo inherente en los sistemas de Comunicaciones y los Sistemas Ópticos no están libres de ello

Para una misma potencia de señal, la magnitud de la potencia del ruido nos permite medir la calidad de nuestro enlace, en cuanto a la recepción correcta de bits.

A continuación se estudiarán los siguientes tópicos:

- ❑ Fuentes de Ruido;
- ❑ Relación SNR en receptores;
- ❑ Sensibilidad en Receptores.



5.5.1 Fuentes de Ruido

En sistemas ópticos, existen dos fuentes principales de ruido:

- Ruido de Disparo
- Ruido Térmico

Las fluctuaciones producidas por el ruido, obliga complementar la ecuación que relaciona potencia óptica y corriente generada en el receptor, de la siguiente forma:

$$R \cdot P_{in} = I_p$$

$$R \cdot P_{in} = I_p + i(t)$$



5.5.1 Fuentes de Ruido: Ruido de Disparo

Generado por la característica aleatoria del movimiento y generación de portadores en la juntura PN del foto-receptor.

$$I(t) = I_p + i_s(t)$$

Estadísticamente, la llegada de fotones es aleatoria, modelada como un proceso Poisson estacionario, de la forma:

$$p_T(n) = \frac{(\lambda T)^n e^{-\lambda T}}{n!}$$

λ : Tasa media de fotones en período T
 n : Número de fotones

Para $\lambda T \gg 1$ densidad tiende a ser Gaussiana



5.5.1 Fuentes de Ruido: Ruido de Disparo


Cada fotón produce un “impulso” de corriente, por lo tanto la densidad espectral bilateral del ruido de disparo, queda determinada según:

$$S_s(f) = q \cdot I_p \text{ [W / Hz]}$$

Luego la varianza (potencia) del ruido está dada por:

$$\sigma^2 = q \cdot I_p \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \equiv 2q \cdot I_p \cdot \Delta f \text{ [W]}$$

Considerando la “corriente de sombra”, la potencia de ruido es:


$$\sigma_s^2 = q \cdot (I_p + I_d) \cdot \Delta f \text{ [W]}$$

σ_s es el valor RMS de la corriente de ruido inducida por el ruido de disparo.



5.5.1 Fuentes de Ruido: Ruido térmico

Generado por la característica aleatoria del movimiento de los electrones en un conductor, a una cierta temperatura. Es producido en los componentes externos al foto-receptor. Así, incluyéndolo,

$$I(t) = I_p + i_s(t) + i_T(t)$$

Estadísticamente, el ruido térmico es Gaussiano estacionario, y con densidad espectral bilateral:

$$S_T(f) = \frac{2 \cdot k_B T}{R_L} \left[\frac{W}{Hz} \right]$$

Potencia de ruido:



$$\sigma_T^2 = F_n \left(\frac{4k_B T}{R_L} \right) \Delta f \text{ [W]}$$



5.5.1 Fuentes de Ruido

La corriente de ruido total puede ser obtenida **sumando las contribuciones del ruido de disparo y del ruido térmico**. Puesto que $i_s(t)$ e $i_T(t)$ son procesos aleatorios independientes, la varianza total de las fluctuaciones de corriente $\Delta I = I - I_p = i_s(t) + i_T(t)$, puede ser obtenida sumando las varianzas individuales, es decir:

$$\sigma^2 = \langle (\Delta I)^2 \rangle = \sigma_s^2 + \sigma_T^2$$

Por lo tanto, la **potencia de ruido total** es:

$$\sigma^2 = 2q(I_p + I_d)\Delta f + F_n \left(\frac{4k_B T}{R_L} \right) \Delta f \text{ [W]}$$



5.5.1 Fuentes de Ruido

Ruido en Receptores Ópticos

Algunos valores típicos de potencia de ruido para receptores PIN y APD:

Fotodetector	Performance	
Si PIN	Optical Gain	0,06[V/nW]
	Noise	0,7[pW/Hz]
SI APD	Optical Gain	7,7[V/nW]
	Noise	10[fW/Hz]
In-GaAs PIN	Optical Gain	0,09[V/nW]
	Noise	0,5[pW/Hz]

- Ganancia de Transimpedancia de los receptores igual a 100MV/A
- Fuente de datos: "Analog Modules Inc."



5.5.2 Relación SNR en receptores: Detector PIN

El desempeño de un receptor óptico depende de la relación señal a ruido (SNR). Esta relación viene dada por:

$$SNR = \frac{\text{Pot promedio señal}}{\text{potencia ruido}} = \frac{I_p^2}{\sigma^2}$$

Reemplazando adecuadamente en la ecuación anterior, obtenemos la SNR para detector PIN:

$$SNR = \frac{(R \cdot P_{in})^2}{\left[2q(I_p + I_d) + 4 \frac{k_B T}{RL} F_n \right] \Delta f}$$



5.5.2 Relación SNR en receptores: Detector PIN

- Para receptores en donde **domina el ruido térmico** (mayoría de casos prácticos) se tiene que $\sigma_T \gg \sigma_s$:

$$SNR = \frac{R_L (RP_{in})^2}{4K_B T F_n \Delta f}$$

Se observa que la SNR puede ser mejorada aumentando P_{in} y/o R_L

- Para receptores en donde **domina el ruido de disparo** $\sigma_s \gg \sigma_T$ se tiene que:

$$SNR = \frac{RP_{in}}{2q\Delta f} = \frac{\eta P_{in}}{2h\nu\Delta f}$$



5.5.3 Relación SNR en receptores: Detector APD

En Rx que usan APD, la SNR es considerablemente más alta (en relación a Rx-PIN) para la misma P_{in} . Esto se debe a la ganancia interna que incrementa I_p en un factor M, es decir:

$$I_p = MRP_{in} = R_{APD} P_{in}$$

Así, se esperaría que la SNR mejorase en un factor M^2 si es que el ruido permaneciese inalterado por el mecanismo de ganancia interna. Sin embargo, este no es el caso, pues efectivamente la SNR se reduce considerablemente por esta causa.



5.5.3 Relación SNR en receptores: Detector APD

Ruido en Rx-APD

- El **ruido térmico** permanece inalterado, ya que depende de componentes externas al APD.
- El **ruido de disparo**, en cambio, se ve incrementado por causa del proceso, también aleatorio, de generación de pares hueco-electrón secundarios a través de la ionización por impacto. M es en sí, una variable aleatoria. La varianza de este proceso viene dado por:

$$\sigma_s^2 = 2qM^2 F_A (RP_{in} + I_d) \Delta f$$

- Donde F_A es el **factor de ruido en exceso** del APD, y viene dado por:

$$F_A(M) = k_A M + (1 - k_A)(2 - 1/M)$$



5.5.3 Relación SNR en receptores: Detector APD

Así, la SNR para este detector esta dada por:

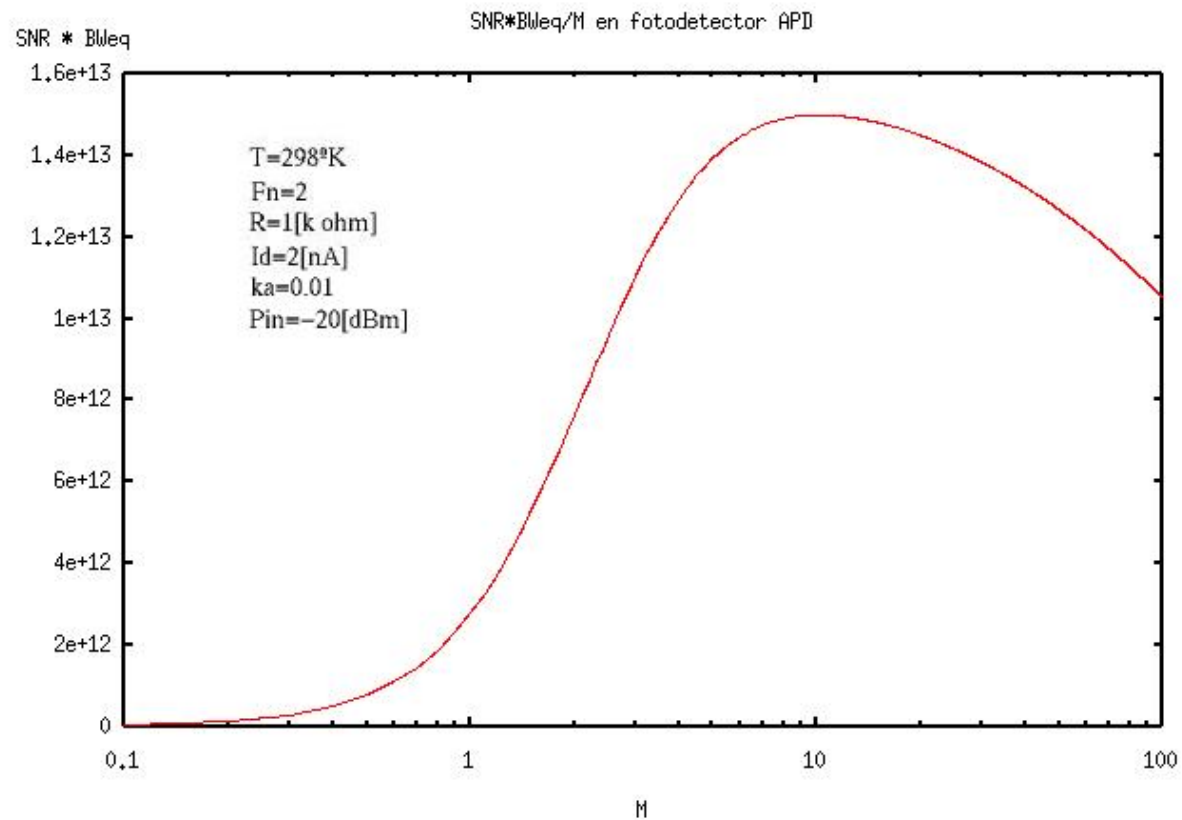
$$SNR = \frac{I_p^2}{\sigma_s^2 + \sigma_T^2} = \frac{(MRP_{in})^2}{\left[2qM^2 \cdot F_A (I_p + I_d) + 4 \frac{k_B T}{R_L} F_n \right] \Delta f} \quad k_A = \frac{\alpha h}{\alpha_e}$$

Si el proceso de avalancha fuese no ruidoso ($F_A=1$) la SNR no se vería afectada por el ruido de disparo, pues tanto la fotocorriente como el ruido se incrementan por el mismo factor M.

En general, la SNR de Rx-APD es peor que las de Rx-PIN cuando el ruido de disparo domina. Su ventaja está en Rx donde domina el ruido térmico.

5.5.3 Relación SNR en receptores: Detector APD

Curva SNR vs M en detector APD





5.5.3 Relación SNR en receptores: Detector APD

- Para receptores en donde **domina el ruido térmico** (mayoría de casos prácticos) tendremos que:

$$SNR = \frac{R_L (RP_{in})^2 M^2}{4K_B T F_n \Delta f}$$

Es decir, hay una mejora en M^2 respecto de SNR_{PIN}

- Por el contrario, cuando **domina el ruido de disparo**:

$$SNR = \frac{RP_{in}}{2qF_A \Delta f} = \frac{\eta P_{in}}{2h\nu F_A \Delta f}$$

La SNR es reducida por el factor F_A .



5.5.3 Relación SNR en receptores: Detector APD

APD con ganancia óptima

- La ecuación general para la SNR muestra que para una determinada P_{in} existe un M_{opt} que maximiza la SNR. Este M_{opt} debe satisfacer la siguiente ecuación:

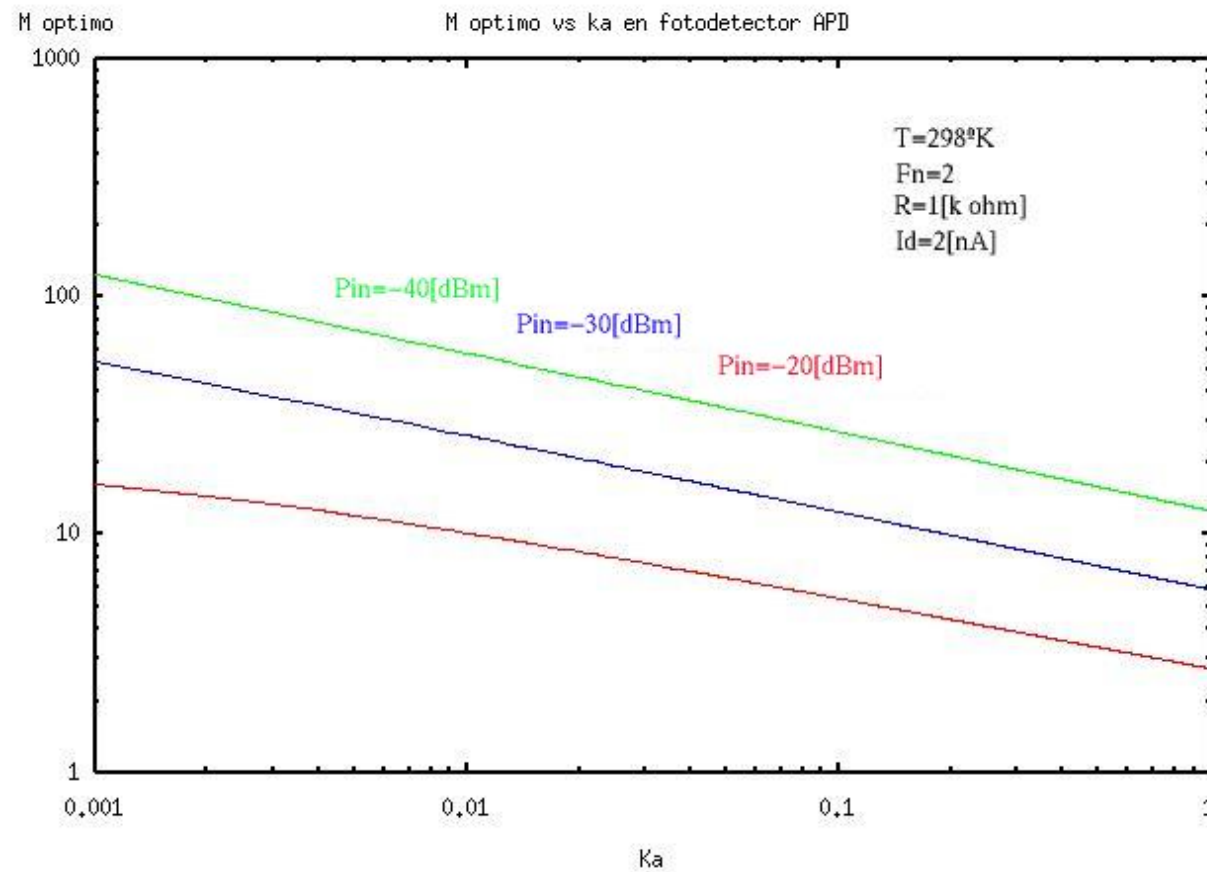
$$k_A M_{opt}^3 + (1 - k_A) M_{opt} = \frac{4k_B T F_n}{q R_L (R P_{in} + I_d)}$$

- M_{opt} es independiente del ancho de banda del Rx, y decrece a medida que aumenta la P_{in} . Una aproximación para M_{opt} viene dada por:

$$M_{opt} \approx \left[\frac{4k_B T F_n}{k_A q R_L (R P_{in} + I_d)} \right]^{1/3}$$

5.5.3 Relación SNR en receptores: Detector APD

Curva M_{opt} v/s k_A en detector APD

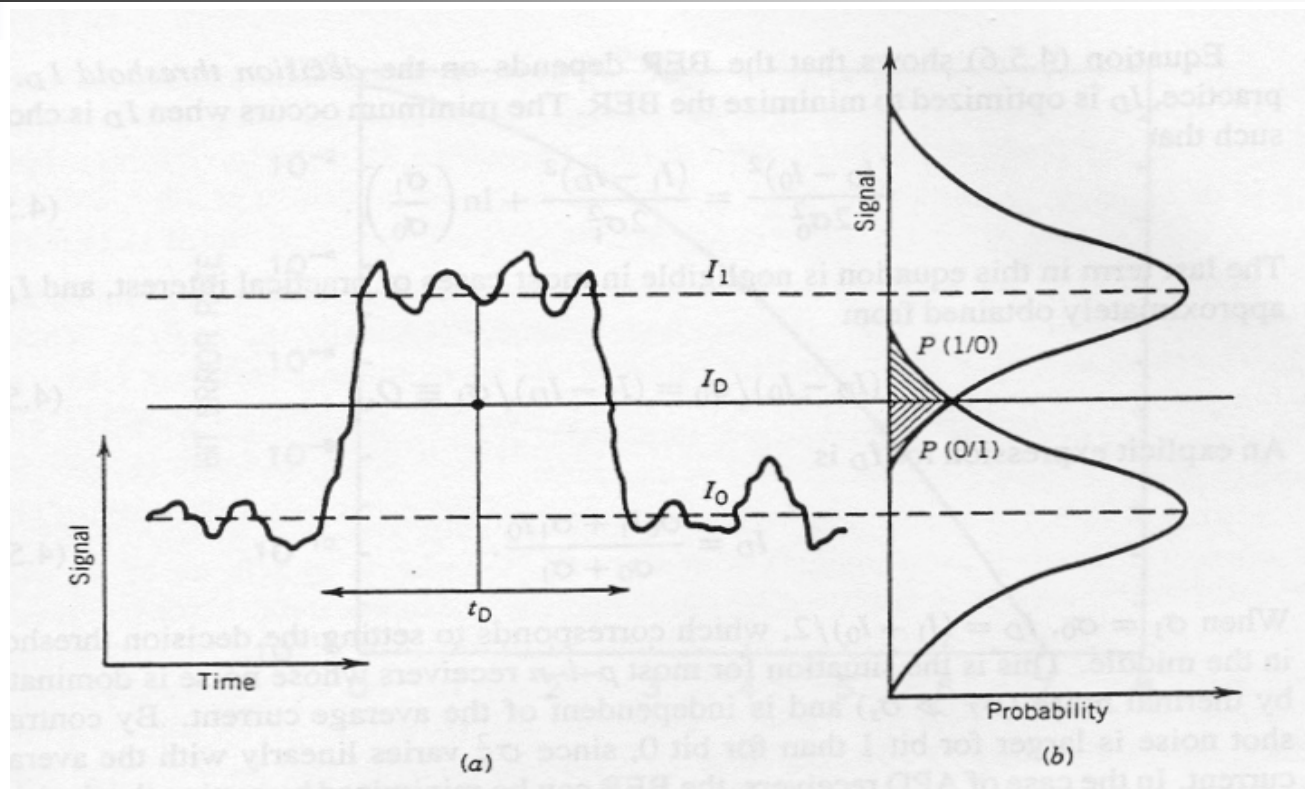




5.5.4 Sensibilidad en Receptores

- Se dice que un **receptor es más sensible** que otro si para un mismo desempeño (BER), necesita de menor potencia recibida.
- Se define el BER como la probabilidad de identificación incorrecta de un bit por el circuito de decisión del Rx.
- La **sensibilidad** de un receptor (digital) se mide como la mínima potencia óptica recibida (P_{rec}) para operar a un BER de 1×10^{-9} .
- La siguiente figura muestra la señal recibida por el circuito de decisión:

5.5.4 Sensibilidad en Receptores



I_D : Umbral

I_1 : <"1">

I_0 : <"0">

- Fluctuaciones de la señal recibida en el receptor y
- Densidades de probabilidad de "1" y "0"



5.5.4 Sensibilidad en Receptores

- Recordando, la **probabilidad de error** para una recepción digital:

$$BER = P(1/0)p(0) + P(0/1)p(1)$$

- Donde $p(1)$ y $p(0)$ son las probabilidades de recibir un "1" y un "0", respectivamente. $P(1/0)$ es la probabilidad de decidir un "1" cuando se recibe un "0", y $P(0/1)$ es la probabilidad de decidir un "0" cuando se recibe un "1".

- Puesto que "1s" y "0s" son igualmente probables de ocurrir **$p(1)=p(0)=1/2$** . Entonces:

$$BER = \frac{1}{2} [P(1/0) + P(0/1)]$$



5.5.4 Sensibilidad en Receptores

Potencia Mínima en el Receptor

$P(1/0)$ y $P(0/1)$ depende de la FDP $p(I)$ del valor muestreado.

- $p(I)$ depende de la estadística del ruido (σ_T y σ_S), *Gaussianas*.
- El valor muestreado tiene también una FDP Gaussiana, con varianza:
 $\sigma^2 = \sigma_T^2 + \sigma_S^2$.
- Así, si σ_1^2 y σ_0^2 son las correspondientes varianzas en torno de I_1 e I_0 , respectivamente, entonces:

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

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



5.5.4 Sensibilidad en Receptores

Potencia Mínima en el Receptor

- Si se substituye $P(1/0)$ y $P(0/1)$ el BER se expresa como:

$$BER = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erf} \left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erf} \left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right]$$

- Esta ecuación demuestra que el BER depende del umbral de decisión I_D . En la práctica I_D es optimizado para minimizar el BER. Un mínimo BER ocurre cuando I_D se escoge tal que:

$$\frac{(I_D - I_0)^2}{2\sigma_0^2} = \frac{(I_1 - I_D)^2}{2\sigma_1^2} + \ln \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_0} \right)$$

- En la mayoría de los casos, el último término a la derecha es despreciable.



5.5.4 Sensibilidad en Receptores

Potencia Mínima en el Receptor

El umbral óptimo (I_D) debe cumplir que: $\frac{I_D - I_0}{\sigma_0} = \frac{I_1 - I_D}{\sigma_1} = Q$

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1}$$

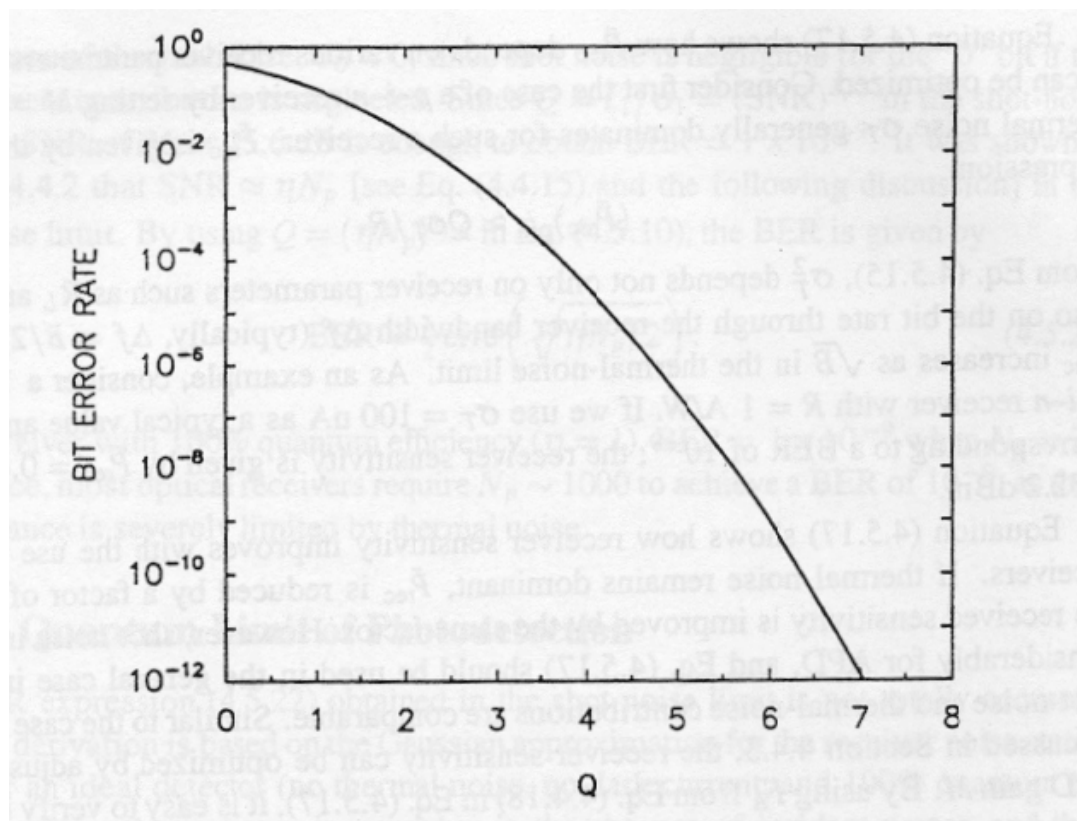
$$\therefore BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}}$$

Por ejemplo para ASK, OOK:

$$Q = \frac{2MR\overline{P}_{in}}{(\sigma_s^2 + \sigma_T^2)^{1/2} + \sigma_T}$$

5.5.4 Sensibilidad en Receptores

Potencia Mínima en el Receptor



La sensibilidad de Rx corresponde a la potencia promedio para la cual $Q=6$, puesto que $BER=10^{-9}$

**BER vs
parámetro Q**



5.5.4 Sensibilidad en Receptores

Límite Cuántico

Potencia mínima requerida por receptores, para obtener un determinado **BER** en condiciones ideales.

Transmisión **ASK** donde un "0" implica ningún fotón en el receptor, un "1" uno o más fotones; y dado que el ruido de disparo tiene **distribución Poisson**, tendremos que:

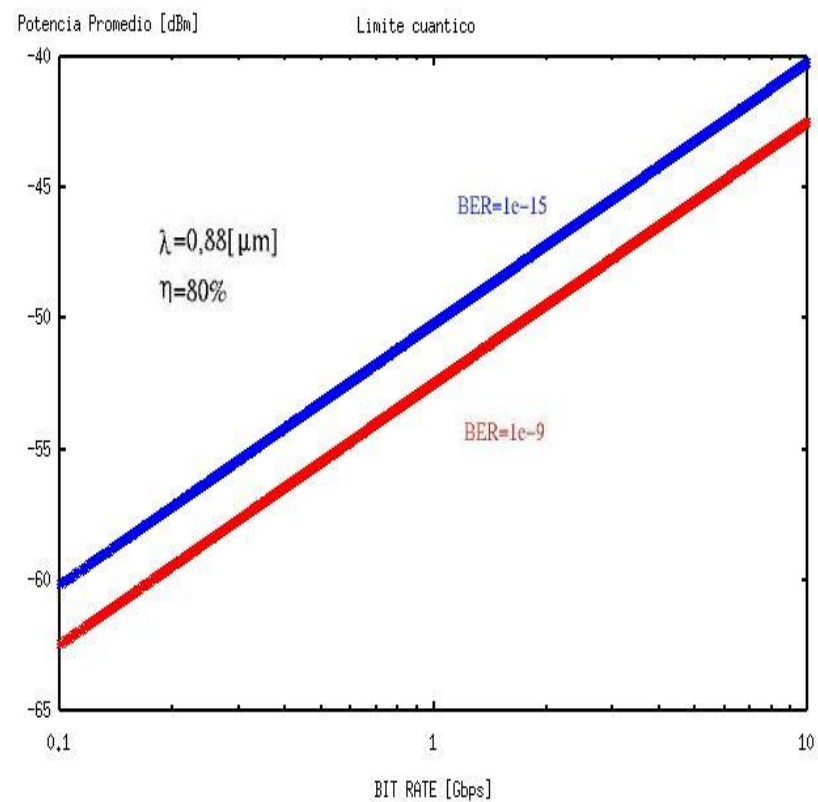
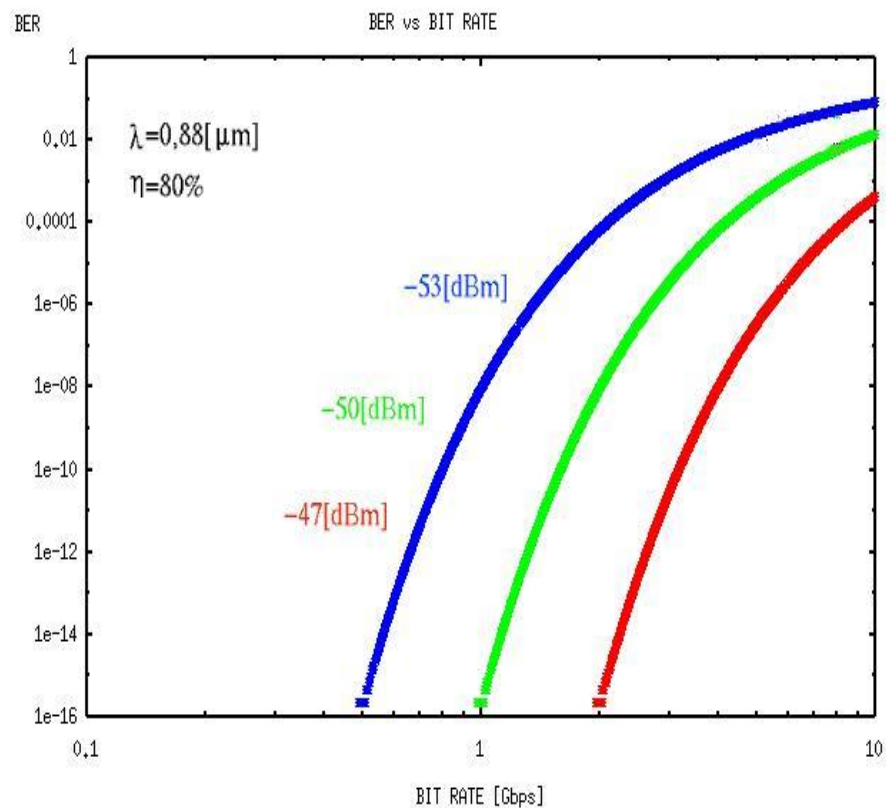
$$BER = \frac{1}{2} e^{-\lambda T} = \frac{1}{2} e^{-\eta \frac{\overline{P}_{in}}{h\nu R_B}}$$

Despejando:

$$\overline{P}_{in} = -\frac{h\nu}{\eta} R_B \ln(2BER)$$

5.5.4 Sensibilidad en Receptores

Límite Cuántico (fotodiodo PIN o APD)





5.5.4 Sensibilidad en Receptores

Algunos ejemplos prácticos de sensibilidad de receptores, para un BER $10 \cdot 10^{-10}$ (pulsos NRZ):

Fabricante	Modelo	fotoreceptor	Bit Rate [Gbps] max	Sensibilidad [dBm]		Limite Quantum [dBm]
				min	max	
NORTEL Networks	PT070	PIN	10	-19	-17,5	-43
	A018 (*)	APD	10	-26,5	-25	-43
WUHAN Telec. Dev.	RXMM942	PIN	2,5	-23	-21	-49
	RXMM944	APD	2,5	-32	-31	-49
	RXMM941-1 (**)	PIN	0,622	-30	-28	-55

(*) Ganancia APD $M = 10$

(**) Este receptor funciona con recuperación de reloj; por lo que se debe aplicar penalización por Time Jitting. (Jitter Gain <math><0,18</math> dB)



5.5.5 Degradación de Sensibilidad en Receptores

El efecto sobre la sensibilidad, hasta ahora está hecha considerando solamente ruido. Prácticamente no se cumple esta condición ideal, y el mínimo de energía necesaria para un determinado BER calculado anteriormente, debe ser incrementado por un “factor de penalidad de potencia”, debido a la presencia de los siguientes factores:

- Razón de extinción;
- Ruido de Intensidad;
- Time Jitting

Los cuales serán revisados brevemente a continuación:

5.5.5 Degradación de Sensibilidad en Receptores

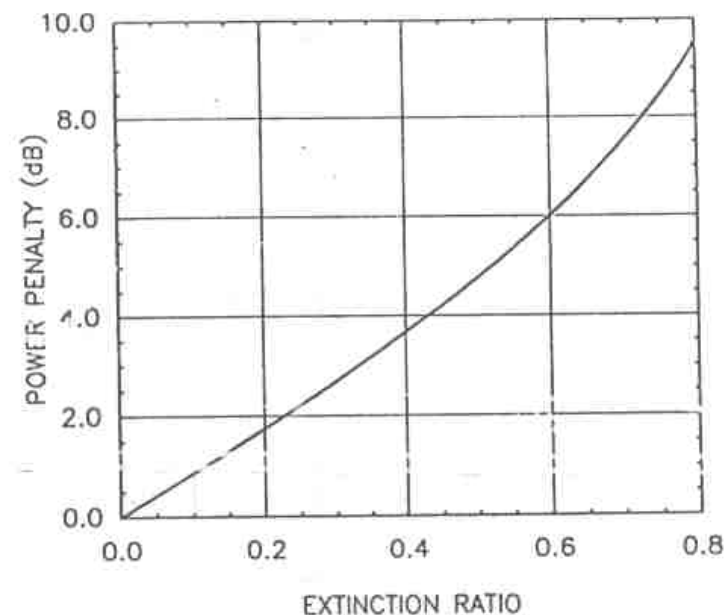
Razón de Extinción

Producido en el transmisor, debido a que el bit "0" posee energía distinta de cero.

Prácticamente existirá una relación entre P_0 y P_1 :

$$r_{ex} = \frac{P_0}{P_1}$$

$$\delta_{ex} = 10 \log \left(\frac{1+r_{ex}}{1-r_{ex}} \right) [dB]$$



5.5.5 Degradación de Sensibilidad en Receptores

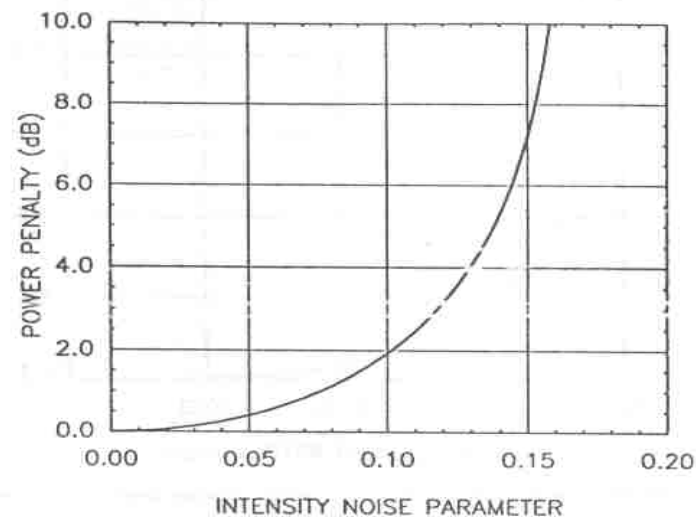
Intensidad de Ruido

Producido por las fluctuaciones de potencia del transmisor. El análisis es complicado, pero una buena aproximación consiste un término a la potencia de ruido de la forma:

$$\sigma = RP_{in}r_i$$

$$r_i = \left\langle \left(\Delta P_{in}^2 \right) \right\rangle^{1/2} / P_{in}$$

$$\delta_I = -10 \log(1 - r_i^2 Q^2) [dB]$$



5.5.5 Degradación de Sensibilidad en Receptores

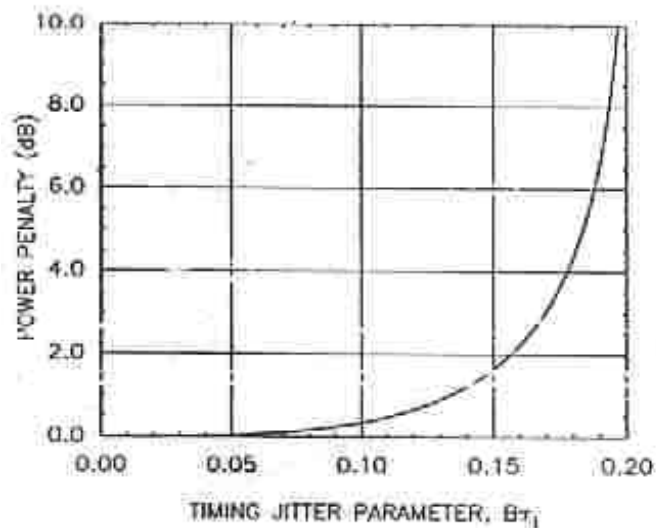
Timing Jitting

Producido por las fluctuaciones en el tiempo de muestreo de la señal en el receptor, debido a corrimiento en el reloj.

$$\delta_j = 10 \log \left(\frac{1 - b/2}{(1 - b/2)^2 - b^2 Q^2 / 2} \right) [dB]$$

$$b = (4\pi^2 / 3 - 8)(R_B \tau_j)^2$$

τ_j valor RMS de la desviación del instante de muestreo.



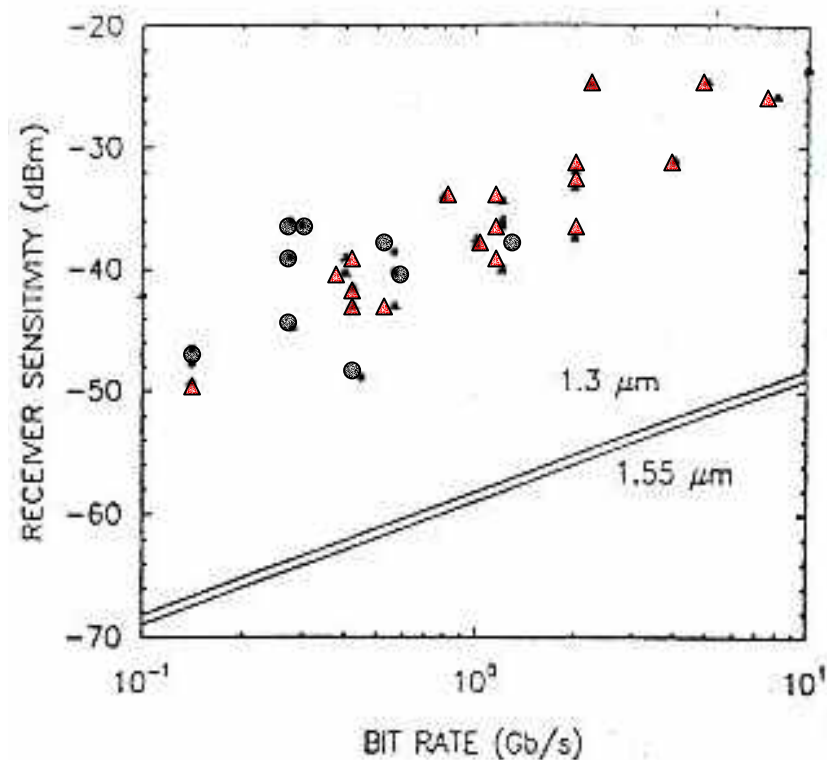


5.6 Desempeño de Receptores

- El desempeño en R_x puede ser caracterizado midiendo su BER en función de la potencia óptica promedio recibida.
- La degradación de sensibilidad es más grande para sistemas operando en *bit rate* altos.
- La mayoría de la degradación es debido al ruido térmico.

5.6 Desempeño de Receptores

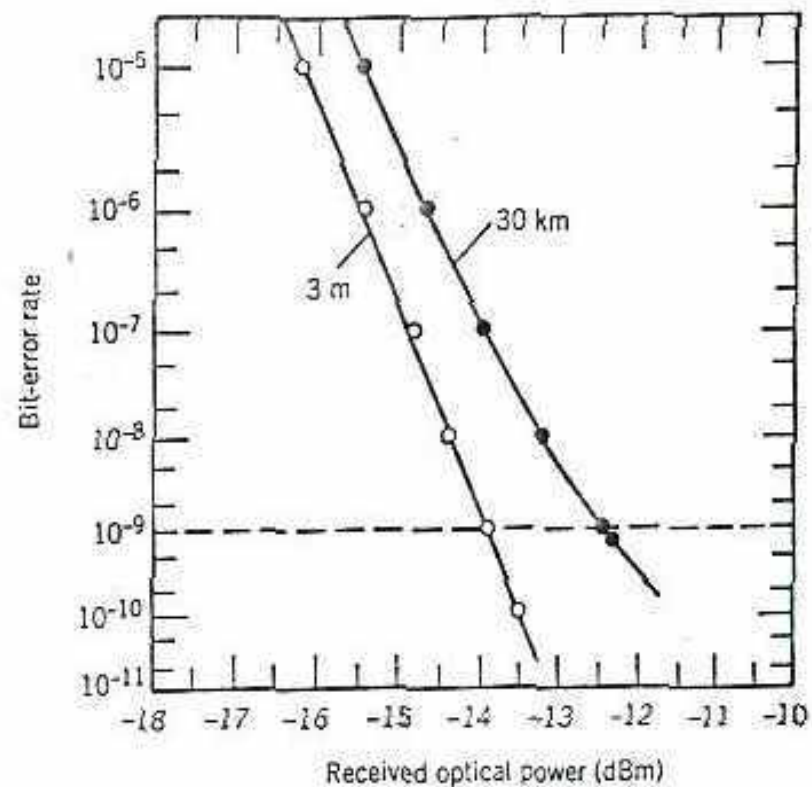
- La figura muestra algunas mediciones de **sensibilidad v/s el bit rate** para Rx PIN (círculos) y Rx APD (triángulos), al transmitir en $\lambda=1.3 \mu\text{m}$ y $\lambda= 1.55 \mu\text{m}$.
- El **límite cuántico** también es mostrado (líneas)



5.6 Desempeño de Receptores

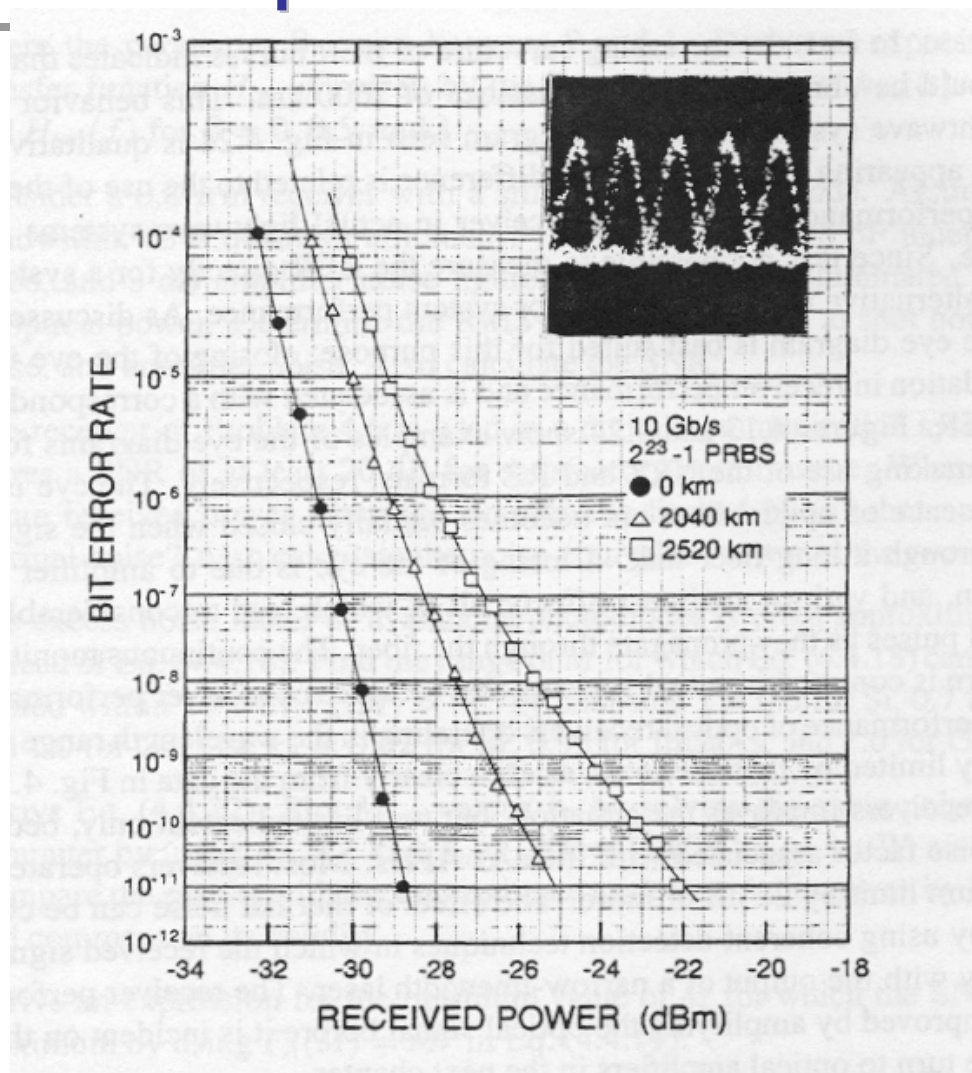
- En la figura se muestran curvas para el **BER** sobre $\lambda=1.3\text{mm}$ y a 8 Gb/s .

La línea horizontal corresponde a un BER de 10^{-9} . La intersección con esta línea determina la sensibilidad del receptor.



5.6 Desempeño de Receptores

**BER vs
Potencia recibida**



5.6 Desempeño de Receptores

- No es posible medir directamente el BER de un sistema operando.
- Un sistema son los diagramas de ojos para ver el desempeño del receptor.
- La figura: $\lambda=1.55 \mu\text{m}$ a 2.5 Gb/s usando APD.
- La superior tiene un ancho de ojo abierto en ausencia de fibra.
- La inferior está parcialmente cerrada cuando la señal es T_x sobre 120 km

