

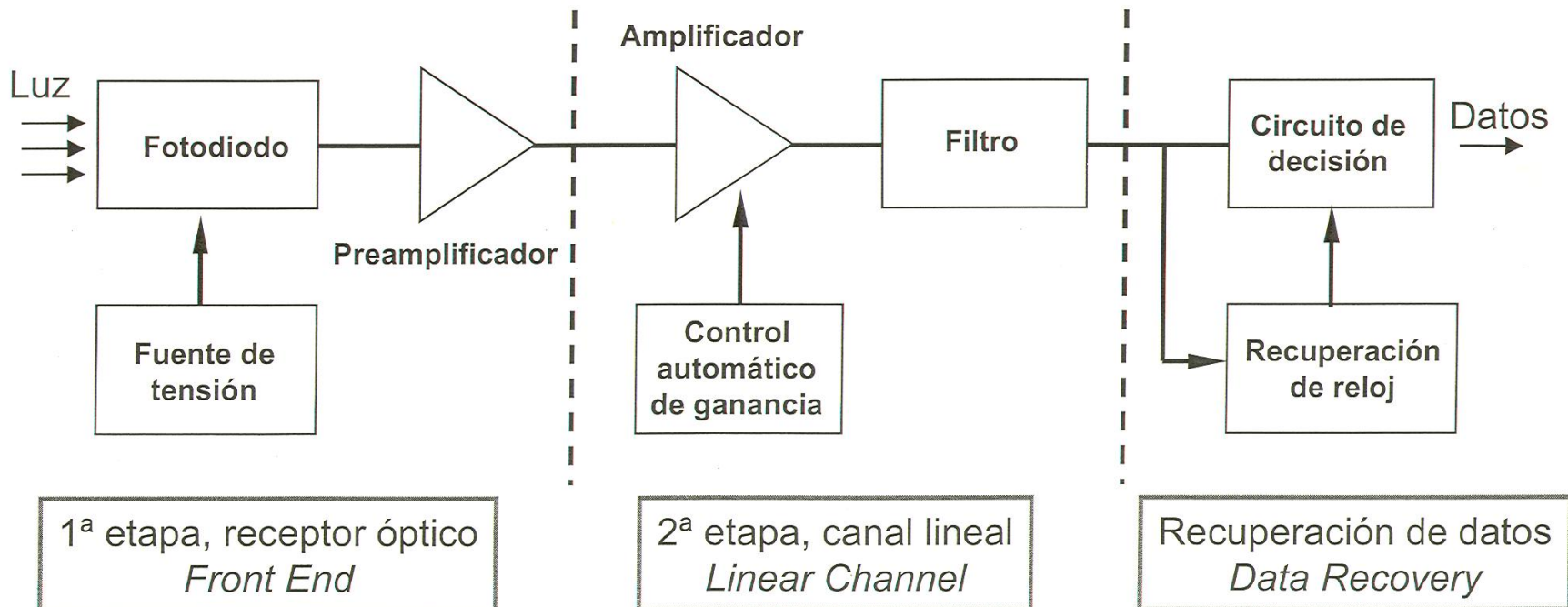
COMUNICACIONES ÓPTICAS

RECEPTORES ÓPTICOS

- DISEÑO DEL RECEPTOR ÓPTICO

El receptor de un sistema de comunicaciones ópticas se diseña de acuerdo al tipo de señal: digital, analógica, detección directa o coherente.

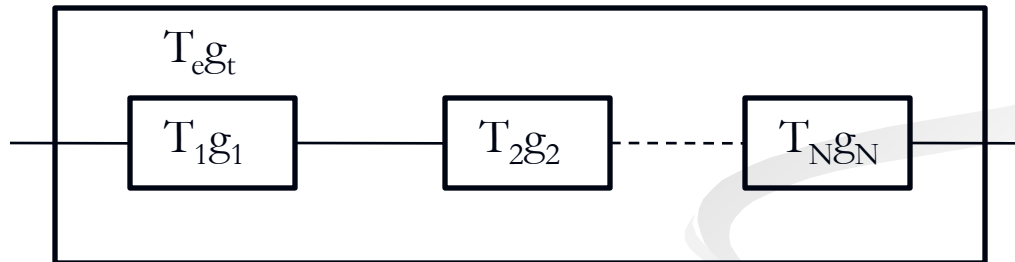
En la figura se muestra un sistema digital de detección directa.



- 1ª ETAPA (FRONT END)

La 1ª etapa (receptor óptico) consta de un fotodiodo y un preamplificador, que amplifica la señal generada por el fotodiodo para su posterior tratamiento. La 1ª etapa necesita un diseño adecuado 1) porque el ruido que introduzca el preamplificador representa la mayor contribución de todos los amplificadores que haya en cascada, y 2) porque se necesita una gran amplificación sin que se limite el ancho de banda.

Figura de Ruido:
$$f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{f_N - 1}{g_1 g_2 \dots g_{N-1}}$$



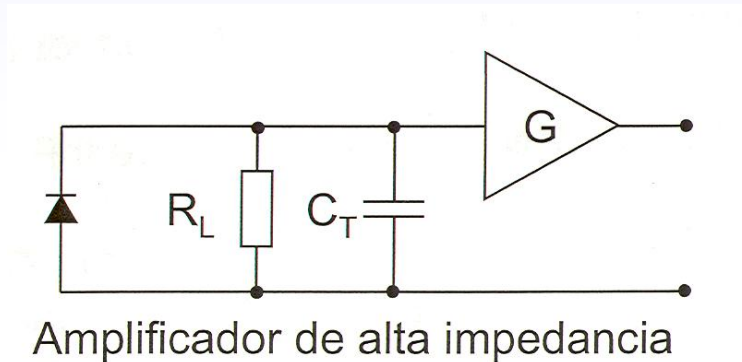
Ecuación de Friis

Temperatura equivalente de ruido:

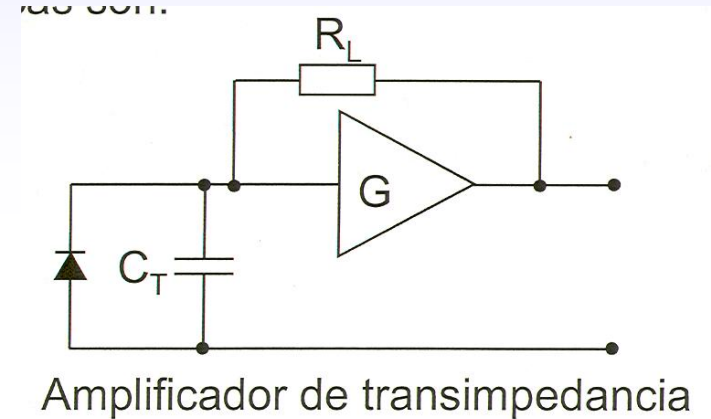
$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{g_1} + \frac{T_3}{g_1 g_2} + \dots + \frac{T_N}{g_1 g_2 \dots g_{N-1}}$$

- 1ª ETAPA (FRONT END)

Los dos circuitos fundamentales usados en comunicaciones ópticas son:



R_L debe ser grande para minimizar el efecto del ruido térmico. Sin embargo, el ancho de banda de este esquema está limitado por la constante de tiempos del circuito RC (C_T es la capacidad parásita del diodo y del amplificador). Se utiliza cuando el ancho de banda no es muy importante.



Presenta mejor ancho de banda. La ganancia está dada por R_L y la constante de tiempo se reduce en un factor G .

Este esquema es el más utilizado aunque se debe considerar la retroalimentación del circuito.

- AMPLIFICADORES PARA LA 1ª ETAPA

En la primera etapa, los amplificadores deben ser de alta impedancia de entrada y bajo ruido.

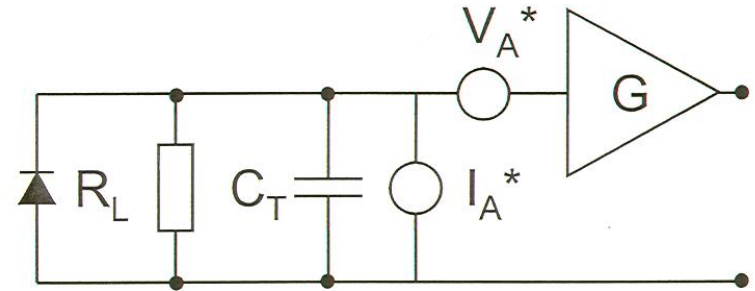
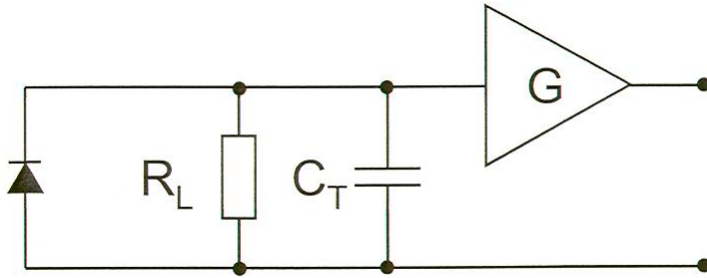
Existen varias posibilidades, basadas en diversos tipos de transistores:

- Amplificadores FET de alta impedancia: GaAs-> MESFETs y Si-> MOSFETs o JFETs
- Amplificadores de transistor bipolar de alta impedancia (BJT): De Si.
- Amplificadores de transistor FET con tecnología híbrida, HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) o MODFET: son de GaAs
- Amplificadores de transistor bipolar de tecnología híbrida (HBT): normalmente de InP

Los amplificadores basados en tecnología de silicio no se usan prácticamente hoy en día por su bajo ancho de banda y a principio de los 80 fueron sustituidos para aplicaciones de comunicaciones ópticas por los MESFET de tecnología de GaAs que presentan mejores anchos de banda.

Debido a la necesidad de contar con mayores anchos de banda se fueron desarrollando los otros tipos de transistores, que son los que se utilizan actualmente para aplicaciones de alta velocidad: HEMTs, MODFETs (ambos son FETs con propiedades especiales) y HBTs.

- AMPLIFICADOR DE ALTA IMPEDANCIA



V_A^* e I_A^* corresponden al voltaje e intensidad de ruido del amplificador.

La relación señal a ruido del amplificador de alta impedancia es (R_L puede incluir a la impedancia de entrada del amplificador):

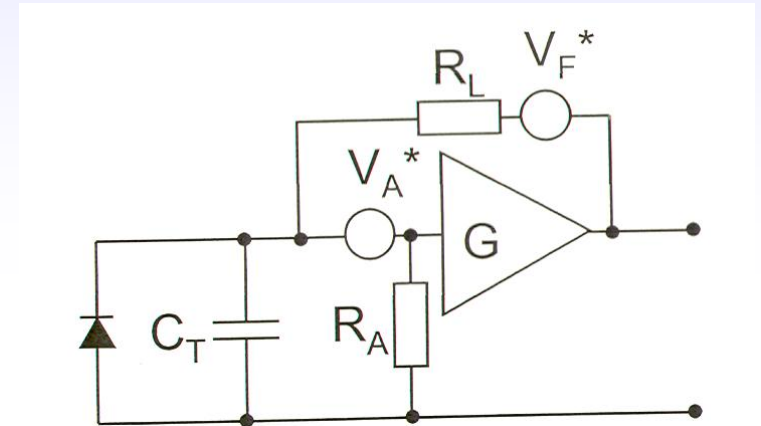
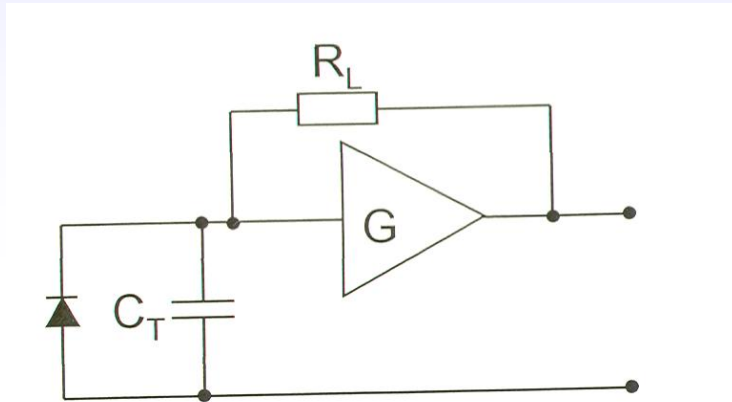
$$SNR = \frac{V_{out}^2}{V_{ruido}^2} = \frac{(RP_{in})^2}{2eF_A(RP_{in} + I_d)\Delta f + \frac{4k_B T}{M^2 R_L} \Delta f + \frac{(V_A^*)^2 \Delta f}{M^2} \left(\frac{1}{R_L^2} + \frac{4\pi^2}{3} C_T^2 \Delta f^2 \right) + \frac{(I_A^*)^2 \Delta f}{M^2}}$$

Debido al fotodetector (más la resistencia de carga)

Debido al amplificador

El segundo término se incluyó en un factor F_n anteriormente, aunque ahora se ve que no es tan sencillo. R_L y C_T son importantes para minimizar el ruido pero además deben ser pequeños para anchos de banda considerables.

-AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA



En este caso, el valor de V_F^* puede convertirse en un mismo valor de I_A^* a través de la resistencia R_L , por lo que la relación queda exactamente igual:

$$SNR = \frac{V_{out}^2}{V_{ruido}^2} = \frac{(RP_{in})^2}{2eF_A(RP_{in} + I_d)\Delta f + \frac{4k_B T}{M^2 R_T} \Delta f + \frac{(V_A^*)^2 \Delta f}{M^2} \left(\frac{1}{R_T^2} + \frac{4\pi^2}{3} C_T^2 \Delta f^2 \right) + \frac{(I_A^*)^2 \Delta f}{M^2}}$$

Debido al fotodetector (más la resistencia de carga)
Debido al amplificador
 $\frac{1}{R_T} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_A}$

La diferencia con el amplificador de alta ganancia es que ahora se puede aumentar más el valor de R_L sin que el ancho de banda quede tan limitado. Además no necesitan ecualización.

-CANAL LINEAL

Después de que la señal ha sido detectada y preamplificada se pasa al canal lineal, donde hay un amplificador con control automático de ganancia y un filtro paso bajo.

El control automático de ganancia es necesario para que el sistema de decisión reciba un mismo valor de potencia medio independientemente del valor de potencia incidente en el detector.

El filtro paso bajo es útil para reducir el ruido al máximo (el ruido depende del ancho de banda), por lo que modificará la forma del pulso y creará algo de ISI (*intersymbol interference*) (el valor de Δf que deja pasar el filtro es incluso menor que la tasa de transmisión, siendo el límite último que limita el ancho de banda del sistema).

Para minimizar la ISI, la función de transferencia del sistema completo amplificador-filtro y forma inicial del pulso debe ser [Agrawal]:

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

El valor de la función impulso es la TF de $H(\omega)$:

$$h_{out}(t) = \frac{\text{sen}(2\pi Bt)}{2\pi Bt} \frac{1}{1 - (2Bt)^2}$$

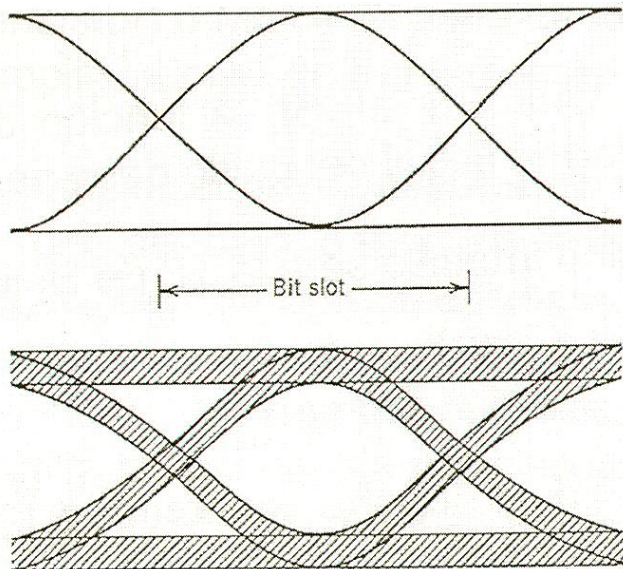
Idealmente la forma de salida del pulso del canal lineal debe ser como $h(t)$ para minimizar el ISI. Eso no se puede conseguir y siempre va a existir algo de ISI.

- RECUPERACIÓN DE DATOS

El sistema de decisión recupera el reloj de la comunicación tratando de aislar la componente de frecuencia $f = B$ de la señal recibida, lo que aporta información sobre el tiempo de bit o *bit slot* ($T_B = 1/B$).

La recuperación de reloj no es sencilla de realizar, sobre todo en modulación NRZ. La RZ es bastante más sencilla porque la componente en B está siempre que hay un '1'.

Se suelen modificar los datos antes de transmitirse para que haya suficientes transiciones y el reloj se pueda recuperar de forma satisfactoria.



El circuito de decisión compara la salida del canal lineal con un valor umbral y decide si hay un bit '1' ó '0' en un intervalo T_B . Es importante, dentro de este valor de tiempo de bit saber en qué tiempo es mejor realizar la comparación. Una manera de saberlo es a través del diagrama de ojo, formado al superponer secuencias de 2-3 bits en las cuales queda una región de máxima separación entre señales. Ese momento es el mejor para realizar la comparación. El diagrama de ojo también da una idea gráfica y rápida de si la comunicación se está comportando adecuadamente.

- RECEPTORES INTEGRADOS

Debido al desarrollo de la tecnología de fabricación de semiconductores se puede realizar la 1ª etapa de amplificación integrada en el mismo chip en que se construye el fotodiodo.

Para detectores de silicio la tecnología de circuitería está muy desarrollada, pero no lo es tanto para InP o GaAs. En cualquier caso a estos circuitos receptores se les denomina Circuitos Integrados Optoelectrónicos (OEIC), minimizando el ruido en la 1ª etapa al tener todos los componentes bajo control.

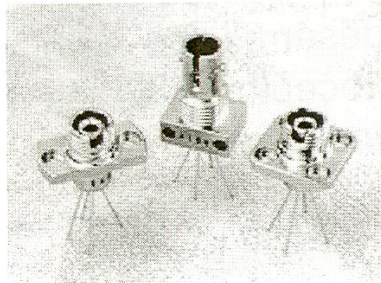
Se ha trabajado mucho con el dispositivo pin -FET que actúa como amplificador de bajo ruido. En detectores de 2ª y 3ª ventana (InGaAsP) el desarrollo de estos detectores no es tan sencillo ya que están contruidos sobre InP y los FET con mejores anchos de banda (MESFET) no se pueden realizar sobre este substrato (sí sobre GaAs).

Recientemente se ha desarrollado la tecnología denominada híbrida o *flip-chip*, esto es, realizar el fotodiodo en una tecnología (InP) y los FET en otra (GaAs) y unir los diferentes materiales a nivel de circuito. Así, se han obtenido receptores ópticos con sensibilidades mayores que las obtenidas al integrar un APD en un circuito. Los últimos avances en estas tecnologías son las híbridas InGaAs para el detector y HBTs para amplificación en tecnología de InP.

- RECEPTORES INTEGRADOS COMERCIALES

EPITAXX
OPTOELECTRONIC COMPONENTS

Intermediate Reach Sonet OC-12 PIN-Transimpedance Amplifier Optical Receiver Modules



Applications

- 622 Mbps Sonet receivers
- Add/Drop Multiplexers
- Digital Loop Carriers
- Digital Crossconnects
- Optical Network Units

Specifications

AC/Optical Electrical Characteristics

($V_{DD} = 5.0V$, $T_A = 25^\circ C$, $R_L = 50\Omega$, $V_{PD} = -5V$)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Gain ¹	1.6	2.0		kV/W
Bandwidth	415	450		MHz
Sensitivity ²		-32.0	-30.5	dBm
Overload	-3	0		dBm
AGC Threshold Power		100		μW
AGC Time Constant		40		μs
Output Impedance	30	50	60	Ω
Output Voltage ³		1.0	1.5	V_{DD}

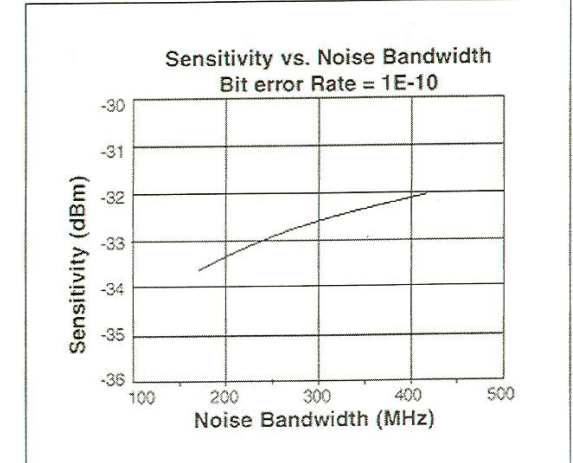
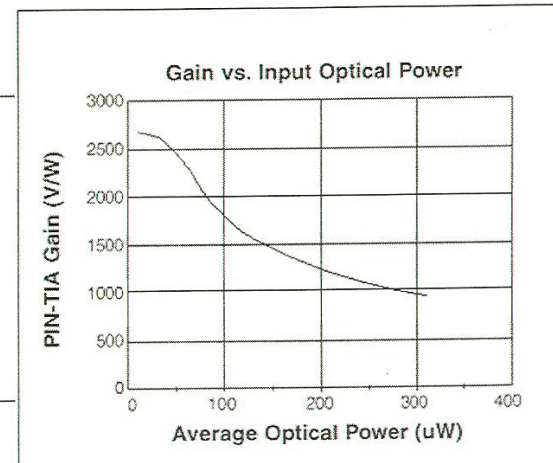
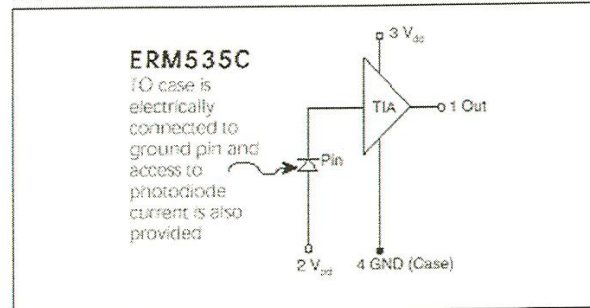
Notes:

¹ When input optical power is 10 μW .

² Bit error rate of $1E-10$. Noise bandwidth of 415 MHz.

³ Input optical power of 0 dBm.

Electrical Schematic



- RECEPTORES INTEGRADOS COMERCIALES

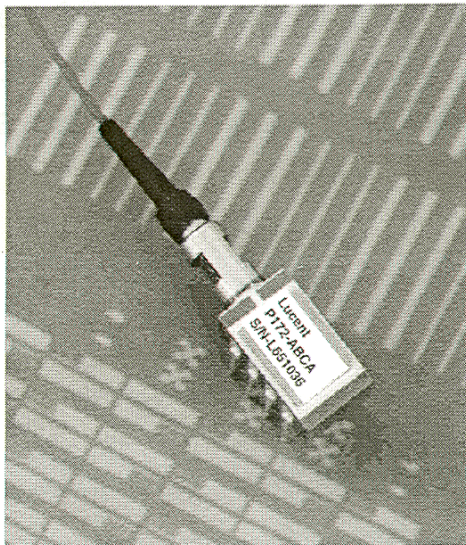
Advance Data Sheet
October 1999

microelectronics group

Lucent Technologies
Bell Labs Innovations



P172-Type *FastLight*™ Receiver



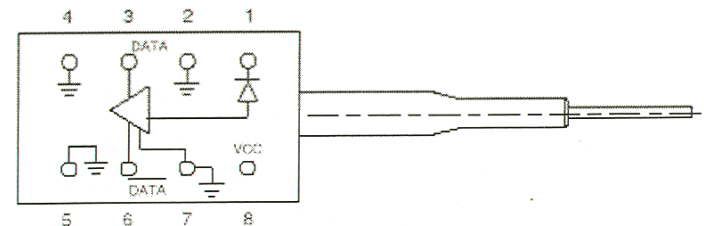
The P172-Type PIN/Preamp and APD/Preamp features a rear-illuminated planar diode structure with low capacitance.

Features

- Low-profile, 8-lead mini-DIL style package
 - Suitable for SONET applications
- Metal package
 - Offers superior shielding for high noise immunity
- High performance
 - High speed (<0.15 ns typical rise and fall time)
 - High responsivity (0.85 A/W typical)
 - APD and PIN versions
- Planar structure for high reliability
- Wavelength: 1.1 μm —1.6 μm
- 8 μm core single-mode fiber
- Wide operating temperature range:
 - APD, 0 °C to 65 °C
 - PIN, 0 °C to +85 °C
- Wide bandwidth
- Qualification program: Bellcore TA-NWT-983
- Typical sensitivity:
 - APD, -32 dBm
 - PIN, -23 dBm

Applications

- Long-reach SONET OC-48 and SDH STM-16 telecommunications applications



- RECEPTORES INTEGRADOS COMERCIALES

Electrical Characteristics

T_C = 25 °C.

Table 2. Electrical Characteristics

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
dc Power Supply Voltages:					
Positive Supply	V _{CC}	3.15	3.3	3.45	V
APD Bias Supply	V _{APD}	35	—	85	V
PIN Bias Supply	V _{PIN}	0	5.0	10	V
dc Power Supply Currents:					
Positive Supply	I _{CC}	—	—	70	mA
APD Bias Supply (G = 12)	I _{APD}	—	—	1	mA
PIN Bias Supply	I _{PIN}	—	—	4	mA
Power Dissipation	P _{DISS}	—	0.3	—	W
Small Signal (<10 μA) Transimpedance	T _Z	2	10	—	kΩ
Input Noise Current (100 kHz—1.8 GHz)	—	—	300	350	nArms
Output Return Loss (10 kHz—3.0 GHz)	—	−10	−15	—	dB
3 dB Bandwidth	f _c	1.4	1.6	2.3	GHz

Optical Characteristics

T_C = 25 °C.

Table 3. Optical Characteristics

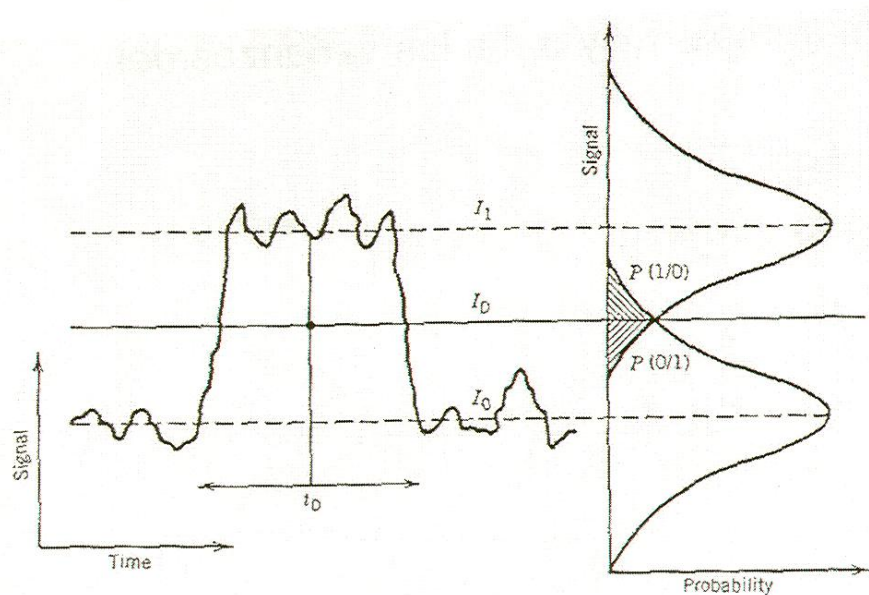
Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Optical Wavelength for Rated Sensitivity	λ	1.25	—	1.6	μm
Sensitivity (2.5 Gbits/s, 2 ²³ − 1 PRBS, 3 × 10 ^{−11} BER):					
APD Version (APD gain = 10)	—	—	−32	−30	dBm
PIN Version	—	—	−23	−21	dBm
Maximum Optical Input Power (2.5 Gbits/s, 2 ²³ − 1 PRBS, 3 × 10 ^{−11} BER):					
APD Version (APD gain = 10)	P _{HIGH}	−9	—	—	dBm
PIN Version	P _{HIGH}	−1.5	−0.5	—	dBm
Optical Return Loss, Pigtailed Version	—	−27	—	—	dBm

-SENSIBILIDAD DEL RECEPTOR

La sensibilidad de un receptor depende de la mínima cantidad de potencia necesaria para conseguir una determinada relación señal a ruido.

Para sistemas digitales modulados en intensidad, se puede definir a la sensibilidad del receptor como la mínima potencia necesaria para conseguir un determinado BER o tasa de error de bit (Bit Error Rate), un BER de 10^{-6} significa que hay un error cada 10^6 bits enviados.

Los sistemas de comunicaciones actuales trabajan con BERs de 10^{-9} e incluso más pequeños. Si no se dice otra cosa se entenderá que el BER necesario es de 10^{-9} .



I_D es el valor umbral que indica si un bit es cero o uno. Ocurre un error si $I < I_D$ para un bit '1' o $I > I_D$ para un '0'. Se define el BER como:

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

Donde $p(1)$ es la probabilidad de que haya un '1' y $P(0/1)$ es la probabilidad de que se decida que es un cero, siendo en realidad un '1'. Es lo mismo para el bit '0'.

En general, $p(1) = p(0) = 1/2$ (son igualmente probables)

-CÁLCULO DE LA TASA DE ERROR DE BITS (BER)

El problema está en calcular el valor de $P(0/1)$ y $P(1/0)$. Estos valores dependen directamente de la función de densidad de probabilidad $p(I)$, donde I es la variable de la señal.

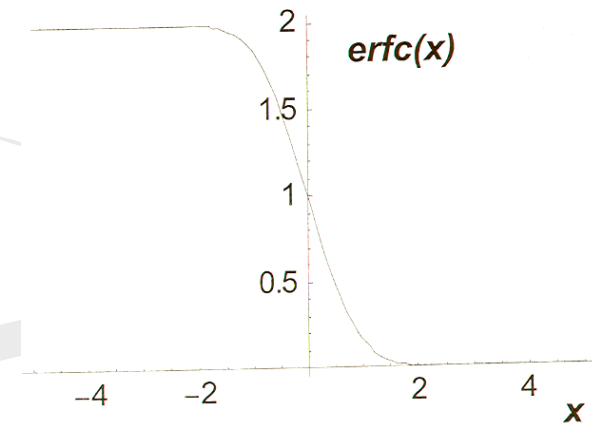
Por simplicidad se admite que la forma de $p(I)$ depende de las fuentes de ruido del sistema receptor y que las fluctuaciones de intensidad siguen estadísticas gaussianas y varianza $\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_T^2$.

El valor de la varianza del ruido es diferente para el bit '1' y para el '0': en el '1' hay más potencia y el ruido cuántico debe actuar más fuertemente en este caso. Siendo σ_1^2 y σ_0^2 las varianzas del ruido de cada uno de los bits. Así:

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

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

con
$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy$$



-CÁLCULO DE LA TASA DE ERROR DE BITS (BER)

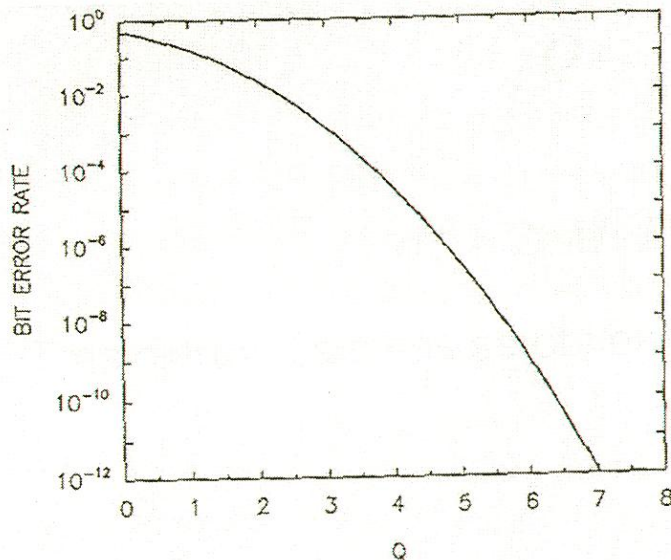
$$BER = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right]$$

El BER depende del valor de I_D . El mínimo del valor de BER ocurre cuando

$$\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1} = \frac{I_D - I_0}{\sigma_0} = Q$$

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

Si las varianzas de ruido son iguales para los 2 bits el valor de $I_D = (I_0 + I_1)/2$



BER $\sim 10^{-9}$ si $Q \sim 6$

Este es el caso para receptores p-i-n en el límite de ruido térmico. Para APDs el nivel de decisión deberá estar de acuerdo a la fórmula anterior. El BER, tomando el valor de decisión óptimo, se produce para:

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

con
$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

-SENSIBILIDAD: MÍNIMA POTENCIA RECIBIDA

Sería conveniente poder relacionar el valor de Q con la potencia mínima necesaria para conseguirlo y con la SNR.

Considerando que el bit cero no lleva potencia ($I_0, \sigma_s = 0$), y definiendo a la potencia media recibida como:

$$P_{rec} = \frac{P_1 + P_0}{2} \approx \frac{P_1}{2} \quad \text{Por lo tanto la intensidad recibida en el momento en que llega un bit '1':}$$

$$I_1 = 2MRP_{rec} \quad \text{(considerando que el receptor puede tener ganancia)}$$

Así:

$$Q = \frac{I_1}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{2MRP_{rec}}{\sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_T^2} + \sigma_T}$$

El valor de P_{rec} está también implícito en σ_s

$$\sigma_s^2 = 2eM^2 F_A R (2P_{rec}) \Delta f, \sigma_T^2 = \frac{4k_B T}{R_L} F_n \Delta f$$

Desarrollando se tiene que:

$$P_{rec} = \frac{Q}{R} \left(e F_A Q \Delta f + \frac{\sigma_T}{M} \right)$$

Sensibilidad del receptor para obtener un determinado valor de Q (BER)

-SENSIBILIDAD: MÍNIMA POTENCIA RECIBIDA

Para el p-i-n los receptores suelen estar dominados por el ruido térmico (se puede comprobar con la fórmula anterior con $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ y $\Delta f = 10^9$), por lo que la sensibilidad del receptor es:

$$P_{rec|pin} \approx \frac{Q\sigma_T}{R}$$

Para valores grandes de Q , es necesaria una mayor potencia recibida.

Se puede ver que la sensibilidad depende de $\sqrt{\Delta f}$

Para valores típicos de $\sigma_T = 50 \text{ nA}$, $R \sim 1$, la potencia necesaria serían unos $0.3 \text{ }\mu\text{W}$ (-35.2 dBm)

Un APD en principio mejoraría la sensibilidad del receptor (si se siguiera en el límite térmico, mejoraría un factor M).

El ruido cuántico se incrementa también al utilizar un APD, por lo que se debe hacer un cálculo para estar seguros de la mejora. En el caso de APDs:

$$P_{rec|APD} \approx \frac{2e\Delta f Q^2}{R} (kM + 1 - k)$$

Para un valor de M óptimo

La ganancia en sensibilidades al usar APDs de InGaAs es tan sólo de entre 5-10 dBs. Notar que para el caso de APDs la sensibilidad depende de Δf

$$M_{opt} \approx \left(\frac{\sigma_T}{kQe\Delta f} \right)^{1/2}$$

- LÍMITE CUÁNTICO DE FOTODETECCIÓN

También se puede relacionar el valor de Q con el SNR. Si estamos en el límite térmico (lo cual ocurre la mayoría de los casos, sobre todo con pins), $\sigma_0 = \sigma_1$ y:

$$Q = \frac{I_1}{2\sigma_1}$$

Si se tiene en cuenta que

$$SNR = \frac{I_1^2}{\sigma_1^2}$$

$$SNR = 4Q^2$$

Para un valor de $Q = 6$, se necesitan valores de SNR de 144 o 21.6 dB

En límite de ruido cuántico, $\sigma_0 \ll \sigma_1$ y

$$SNR = Q^2$$

Para un valor de $Q = 6$, en el límite de ruido cuántico basta un SNR de 36 o 15.6 dB

Siguiendo este razonamiento, y teniendo en cuenta que $SNR \sim \eta N_p$ (nº de fotones) vemos que en el límite cuántico, $N_p \sim 36$ fotones/bit para conseguir un $BER = 10^{-9}$.

Para este cálculo se ha empleado estadística de Gauss. En el límite cuántico la estadística que funciona es la de Poisson, según la cual:

$$BER = \frac{e^{-N_p}}{2} \quad \text{Que daría 20 fotones/bit para } 10^{-9}$$

Los receptores reales, trabajan a más de 1000 fotones/bit debido sobre todo al ruido térmico, pero también a la degradación de las señales.

BIBLIOGRAFÍA.

- *Agrawal*
- *Gowar*
- *Keiser*