

# Sistemas de transmisión digital

# Sistemas de transmisión digital (1)

---

## Contenido

- Modelo de sistema de transmisión digital:
  - Elementos del sistema.
  - Moduladores y desmoduladores digitales:
    - Pulsos con espectro en coseno alzado.
    - Desmoduladores PAM y QAM.
    - Eficiencia de una modulación.
  - Codificador de canal.
  - Modulación con codificador de canal.
  - Regeneradores.
  - Parámetros de calidad.
- Comparación entre transmisión analógica y transmisión digital.
- Casos de estudio:
  - Transmisión por fibra óptica:
    - Descripción.
    - Estructura del transmisor y receptor.
      - ◇ Codificador de línea.
      - ◇ Conversor eléctrico-óptico.
      - ◇ Conversor óptico-eléctrico:
        - Señal en el fotorreceptor.
        - Ruido en el receptor.
        - Ruido en los EDFA.
        - Probabilidad de error.
        - Relación señal a ruido óptica (OSNR).
        - Penalización en potencia.
        - Sensibilidad del receptor.
    - Cálculo de la sección de regeneración:
      - ◇ Limitación por potencia.
      - ◇ Limitación por dispersión.
      - ◇ Limitación por efectos no lineales.
    - Evolución de los pulsos en la fibra.

## Sistemas de transmisión digital (2)

---

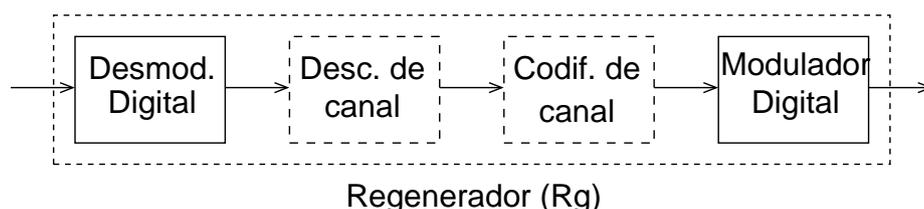
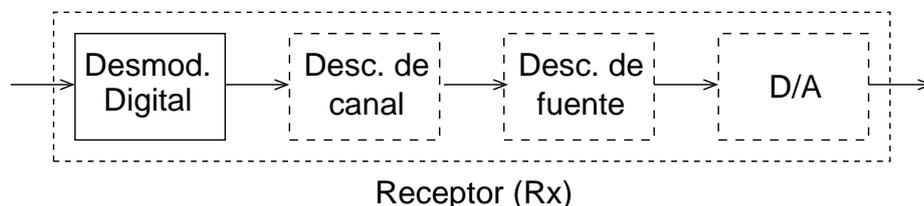
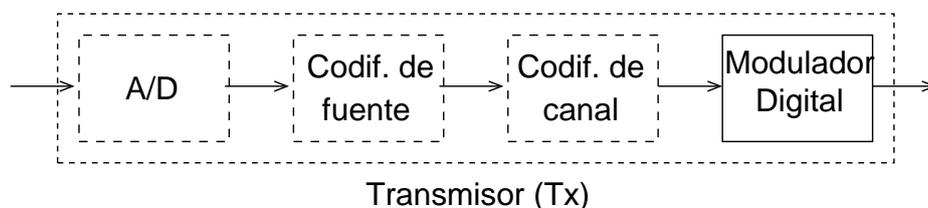
### Contenido (continuación)

- Casos de estudio: (continuación)
  - Radioenlace digital:
    - Descripción.
    - Planes de frecuencias.
    - Estructura del transmisor y receptor.
    - Ruido en el receptor.
    - Cálculo de la sección de regeneración.
  - Transmisión digital por satélite.
- Apéndice.
- Problemas.

# Modelo de sistema de transmisión digital (1)

Elementos básicos de un sistema de transmisión digital:

- **Transmisor (Tx):** genera la señal física que se transmite a partir de la señal de información (analógica o digital).
- **Receptor (Rx):** recupera la señal de información a partir de la señal física recibida. Se caracteriza fundamentalmente por requerir a su entrada una relación señal a ruido mínima  $(s/n)_{min}$  y una potencia de señal mínima (sensibilidad  $(s_{min})$ ).
- **Medio de transmisión:** medio por el que se propaga la señal.
- **Amplificador (A):** amplificador de señal como los usados en sistemas analógicos.
- **Regenerador (Rg):** convierte la señal física transmitida en una señal digital y vuelve a generar la señal física. Para ello incluye fundamentalmente una pareja desmodulador-modulador digital.



## Modelo de sistema de transmisión digital (2)

---

### Transmisor y receptor:

- Conversores **A/D** y **D/A** (vistos en Tema 2).
- **Codificador** y **descodificador de fuente** (vistos en Tema 2).
- **Codificador** y **descodificador de canal**: añaden redundancia a la señal digital para hacer más robusta su transmisión.
- **Modulador digital**: genera la señal física que se transmite, **desmodulador digital**: recupera la señal digital de información.

Según el caso, esta pareja puede ser:

- Modulación/desmodulación o,
- Codificación/descodificación de línea.

La modulación digital, y la codificación de línea, pueden estar precedidas por un aleatorizador que modifica la secuencia de bits de entrada eliminando largas secuencias de bits iguales para permitir una mejor recuperación del reloj en recepción.

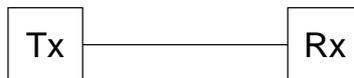
### Regenerador:

- Función análoga a la del amplificador en sistemas analógicos.
- Recupera la secuencia digital transmitida y la vuelve a modular, con lo que elimina la mayor parte de la degradación (la elimina por completo en todos los símbolos correctamente descodificados, que deben ser la gran mayoría).
- Puede incluir o no la pareja descodificador-codificador de canal.
- Necesario cuando es imposible cubrir la distancia entre transmisor y receptor en un solo tramo con la probabilidad de error máxima deseada.
- **Sección de regeneración**: medio de transmisión más regenerador.

## Modelo de sistema de transmisión digital (3)

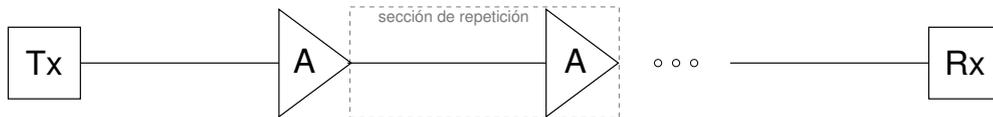
Estos elementos se organizan para dar lugar al sistema completo, denominado **cadena de transmisión**.

Caso más simple: transmisor, medio de transmisión y receptor.

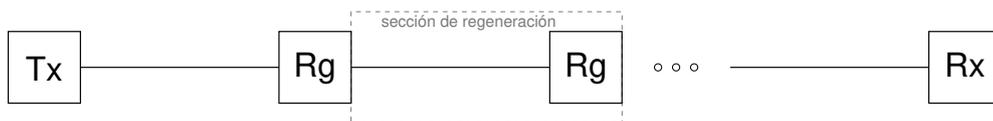


Si no proporciona los requisitos mínimos para el funcionamiento correcto del receptor ( $s_{min}, (s/n)_{min}$ ), se debe recurrir a la introducción de elementos intermedios, dando lugar a cadenas de alguno de los tres tipos siguientes:

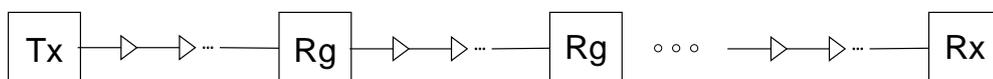
- Cadena con amplificadores:** aumenta la potencia de la señal recibida pero empeora la relación  $s/n$ . Se habla de *secciones de repetición* o *amplificación*.



- Cadena con regeneradores:** es la más eficaz y la más utilizada, puesto que a base de dividir el tramo a cubrir en secciones suficientemente cortas (*secciones de regeneración*) siempre se puede conseguir que cada regenerador y receptor reciban una señal de suficiente calidad.



- Cadena mixta:** es la generalización de las anteriores. Incluye tramos terminados por amplificadores y tramos terminados por regeneradores.



## Moduladores y desmoduladores digitales

Consideramos solo modulaciones sin memoria. Denominamos:

- $M$ : número de señales (símbolos) utilizadas  
 $\Rightarrow$  número de bits por señal (símbolo):  $n = \log_2 M$
- $T$ : período de señal (símbolo).
- $s_i(t)$ : señal del alfabeto que caracteriza a la modulación.

La señal global transmitida es:

$$s(t) = \sum_n s_n(t - nT)$$

Nos centramos en:

- **Modulación de amplitud de pulsos –PAM<sup>1</sup>**

La constelación de señales transmitidas corresponde a distintas amplitudes discretas de un pulso básico  $g(t)$ :

$$s_i(t) = A_i g(t)$$

Normalmente:  $A_i = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M - 1)$ .

En comunicaciones ópticas no pueden usarse señales negativas  $\Rightarrow$   
 $A_i = 0, 2, \dots, 2(M - 1)$ .

Es en banda de base, es decir, sin posterior modulación.

- **Modulación de amplitud en cuadratura –QAM<sup>2</sup>**

Las señales son de la forma:

$$s_{ij}(t) = A_{ij} g(t) \cos(2\pi f_c t) + B_{ij} g(t) \sin(2\pi f_c t)$$

En QAM estándar:  $A_{ij}, B_{ij} = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(\sqrt{M} - 1)$ .

Un problema conocido es que si elegimos una señal cualquiera y la filtramos y muestreamos óptimamente, la muestra dependerá, en general, no solamente del pulso correspondiente al instante de muestreo que nos interesa, sino que también tendrá componentes de pulsos anteriores. Este fenómeno se conoce como **interferencia entre símbolos (IES)**.

<sup>1</sup> Pulse Amplitude Modulation

<sup>2</sup> Quadrature Amplitude Modulation

## Pulsos con espectro en coseno alzado (1)

El criterio de Nyquist establece que la condición necesaria y suficiente de no IES en los instantes de decisión es que la señal  $x(t)$  a la salida del filtro<sup>3</sup> cumpla:

$$x(nT) = \delta(n)$$

lo que equivale a que su espectro verifique:

$$\sum_{m=-\infty}^{+\infty} X\left(f - \frac{m}{T}\right) = T$$

El espectro  $X(f)$  que cumple la condición anterior más utilizado en la práctica para canales limitados en banda es el de **espectro en coseno alzado**,  $X_{CA}(f)$ , definido por:

$$X_{CA}(f) = \begin{cases} T & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left( 1 + \cos \left[ \frac{\pi T}{\alpha} \left( |f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right) & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases}$$

que corresponde a la señal:

$$x_{CA}(t) = \text{sinc} \left( \frac{t}{T} \right) \frac{\cos \left( \frac{\pi \alpha t}{T} \right)}{1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{T^2}}$$

El parámetro  $\alpha$  se denomina **factor de redondeo** (*roll-off*) y determina el ancho de banda del pulso, que es:

$$b_{CA} = \frac{1}{2T} (1 + \alpha)$$

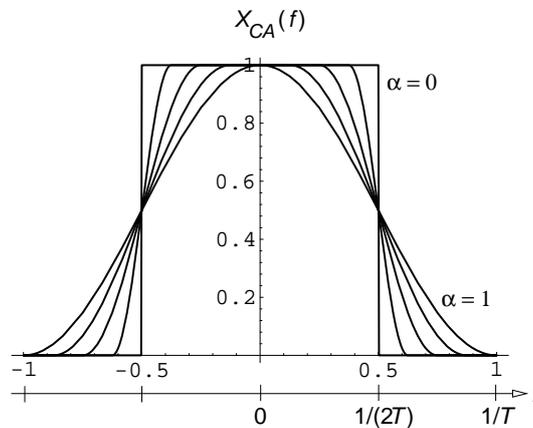
<sup>3</sup> En nuestro caso: filtro transmisor + canal + filtro receptor.

## Pulsos con espectro en coseno alzado (2)

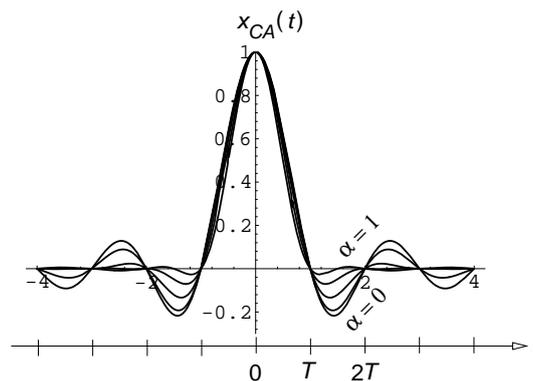
Para  $\alpha = 0$  tenemos el mínimo ancho de banda ( $b = 1/(2T)$ ), que corresponde a pulsos con espectro paso bajo ideal (con forma de sinc en  $t$ ) pero con lóbulos laterales del pulso en  $t$  muy fuertes que hacen el sistema muy sensible a desplazamientos del instante ideal de muestreo.

Por el contrario, para  $\alpha = 1$  tenemos ancho de banda doble ( $b = 1/T$ ) pero los lóbulos laterales del pulso en  $t$  son mucho menos pronunciados.

Espectros en coseno alzado  $X_{CA}(f)$  para  $T = 1$  y  $\alpha = 0; 0,25; 0,5; 0,75; 1$ :



Sus correspondientes pulsos  $x_{CA}(t)$ :



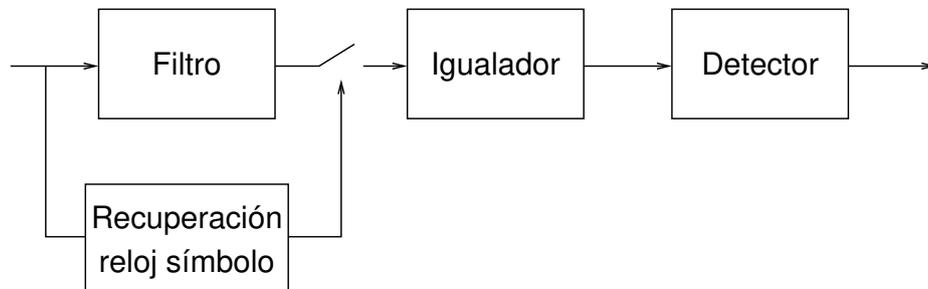
Valores mayores de  $\alpha \Rightarrow$  espectros más suaves y pulsos en  $t$  con lóbulos laterales menos pronunciados, así como anchos de banda mayores.

Si queremos cumplir al mismo tiempo el criterio de Nyquist con el  $X(f)$  en coseno alzado y el de filtrado óptimo, tendremos que utilizar el pulso

$$g_{CA}(t) = \mathcal{F}^{-1} \left[ \sqrt{X_{CA}(f)} \right]$$

## Desmodulador PAM (1)

Estructura básica de un receptor PAM en banda de base:



- **Filtro:** filtro lineal invariante con respuesta al impulso  $h(t)$ , que tiene la misión de optimizar la relación  $s/n$  a la salida, minimizando así la probabilidad de error. Como se sabe, la solución óptima en este sentido es el **filtro adaptado** al pulso transmitido  $g(t)$ , que tiene una respuesta al impulso de la forma  $h(t) = g(t_o - t)$ .
- **Recuperación de reloj de símbolo:** a partir de la señal recibida, genera una onda cuadrada cuyas transiciones ascendentes indican los puntos en que debe muestrearse la señal filtrada.
- **Igualador:** realiza un **filtrado discreto** de la señal muestreada para reducir la IES.
- **Detector:** a partir del valor de la muestra obtenida, decide cuál ha sido la señal transmitida. El criterio óptimo en el caso de señales equiprobables, ruido blanco y ausencia de IES es el de *mínima distancia*.

## Desmodulador PAM (2)

Para reducir la interferencia entre símbolos existen dos aproximaciones que pueden utilizarse conjuntamente:

- **Elegir adecuadamente la forma del pulso transmitido**, de forma que, en combinación con la respuesta del canal y el filtro adaptado correspondiente, la interferencia entre pulsos sea nula. Se dice, en este caso, que el sistema cumple el **criterio de Nyquist**. Unas señales muy utilizadas por su robustez frente a la IES son las señales con espectro en raíz cuadrada de coseno alzado (RCCA).

Si, debido a la existencia de restricciones adicionales, como la característica de transferencia del canal, lo anterior resulta imposible, habrá que elegir entre el filtrado óptimo o el cumplimiento del criterio de Nyquist, u optar por un compromiso entre ambos.

- **Aplicar igualación**: Si admitimos un cierto grado de IES, podemos, en general, reducirla, después del muestreo, mediante el filtro digital que se denomina **igualador**.

Cuando se utilizan señales RCCA de parámetro  $\alpha$  cumpliendo el criterio de Nyquist el ancho de banda utilizado es

$$b = \frac{v_t}{2} (1 + \alpha)$$

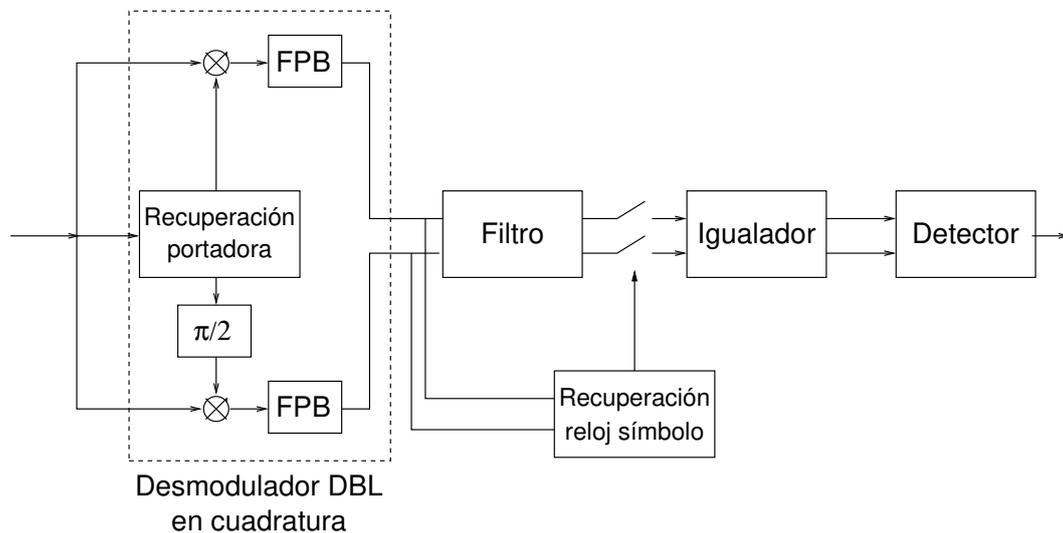
donde  $v_t$  es la velocidad de transmisión (señales por segundo):

$$v_t = \frac{1}{T} = \frac{v_b}{n} = \frac{v_b}{\log_2 M}$$

- $T$ : período de símbolo
- $v_b$ : velocidad binaria
- $n$ : número de bits/símbolo
- $M$ : número de símbolos en la constelación

# Desmodulador QAM

Estructura básica de un receptor QAM en banda de base:



(El filtro y el igualador operan sobre señales complejas)

- **Desmodulador DBL en cuadratura:** proporciona dos señales en banda de base, correspondientes a las componentes en fase y cuadratura de la señal recibida.
- **Recuperación de reloj de símbolo, filtros e igualadores:** realizan la misma función que el caso en banda de base.
- **Detector:** decide qué señal se ha recibido con mayor probabilidad a partir de los dos valores muestreados.

También en QAM se utilizan pulsos básicos RCCA, pero ahora el ancho de banda de la señal es el doble del calculado para PAM por efecto de la modulación en doble banda lateral en cuadratura:

$$b = v_t(1 + \alpha).$$

## Eficiencia de una modulación

Características de la pareja técnica de modulación–técnica de detección:

- **Ancho de banda** de la señal:  $b$ .
- **Probabilidad de error de bit en función de la relación señal a ruido** en el receptor  $P_e = f(s/n)$ . A veces esta función viene dada en términos del cociente entre la energía media por señal  $E_S$  o la energía media por bit  $E_b$  y la densidad espectral de ruido  $N_o$ .

$$\frac{s}{n} = \frac{E_S/T}{N_o b} = \frac{E_b/T_b}{N_o b}$$

$T$  = período de símbolo,  $T_b$  = período de bit.

La bondad de una técnica de modulación se mide en términos de:

- **Eficiencia en potencia**  $\rho$ :  $N^o$  de bits por segundo por unidad de potencia que llega al receptor (número de bits por unidad de energía transmitida), para una probabilidad de error de referencia dada (típicamente,  $10^{-5}$ ,  $10^{-6}$  o  $10^{-9}$ ).

$$\rho \left[ \frac{\text{b/s}}{\text{W}} \right] = \frac{\log_2 M}{E_S(P_e)}$$

- **Eficiencia espectral**  $\eta$ :  $N^o$  de bits por segundo por unidad de ancho de banda.

$$\eta \left[ \frac{\text{b/s}}{\text{Hz}} \right] = \frac{\log_2 M}{T/b}$$

Para comparar sistemas de modulación digital que utilizan diferentes velocidades binarias y esquemas de modulación se suele usar el parámetro  $w$ , que normaliza los esquemas de modulación a un ancho de banda común de ruido, permitiendo una comparación más sencilla:

$$w = \frac{E_b}{N_o} = \frac{p_r T_b}{N_o} \quad ; \quad W [\text{dB}] = 10 \log w$$

$p_r$  = potencia recibida.

## Codificador de canal

---

Un codificador de canal (CC) se caracteriza por:

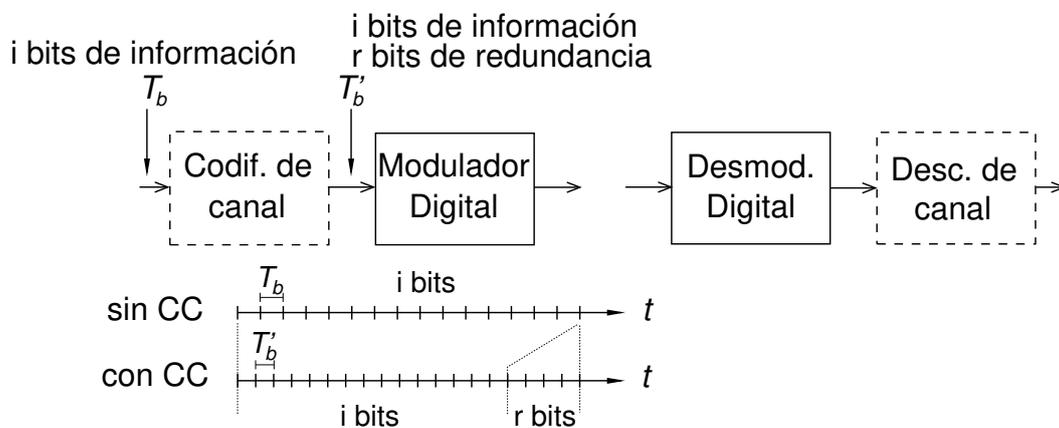
- La redundancia  $r$  que introduce: número de bits añadidos por cada bit de información.
- La relación existente entre la probabilidad de error a la entrada del decodificador de canal,  $P_e$ , y la probabilidad de error a su salida (probabilidad de error final),  $P_{e,cc} = f(P_e)$ .  
Suele ser una función muy abrupta ( $P_e$  a la salida muy cercana a cero si  $P_e$  a su entrada está por debajo de un cierto umbral, y muy rápidamente creciente cuando este umbral se supera).

El efecto a priori de introducir CC (sin contar otros factores) es bajar la velocidad binaria útil ( $v_{b\text{ info}}$ ) y la  $P_e$  final ( $P_{e,cc}$ ).

## Modulación con codificador de canal (1)

Al introducir el CC dentro del esquema de transmisión digital, se puede hablar de dos tiempos de bit si se quiere mantener la cantidad de información útil:

- $T_b$  = tiempo de bit de información (útil), es decir, antes del CC.
- $T'_b$  = tiempo de bit que entra al modulador, es decir, después del CC.



En la práctica, la  $P_e$  y el parámetro  $w$  se suelen dar en función del tiempo de bit de información, y las eficiencias de la modulación en función del bit que entra al modulador:

$$\rho \left[ \frac{\text{b/s}}{\text{W}} \right] = \frac{\log_2 M}{E_S(P_e)} = \frac{1/T'_b}{p_r}$$

$$\eta \left[ \frac{\text{b/s}}{\text{Hz}} \right] = \frac{\log_2 M}{T} = \frac{1/T'_b}{b}$$

$$w = \frac{E_b}{N_o} = \frac{p_r T_b}{N_o}$$

## Modulación con codificador de canal (2)

---

Comparación de un sistema sin CC y con CC, manteniendo la  $P_e$  final ( $P_{e,cc}$ ):

- **Mantener  $M$  y reducir la potencia transmitida** para que la  $P_e$  final (con CC) aumente hasta igualar la inicial (sin CC).
  - Se transmiten más bits al añadir la redundancia (aumenta el ancho de banda) pero con menos potencia.
  - Aumenta la eficiencia en potencia y se mantiene la eficiencia espectral.
  - Se utiliza cuando sobra ancho de banda pero el sistema está limitado en potencia.
  
- **Mantener la potencia transmitida y aumentar  $M$**  para que la  $P_e$  final (con CC) aumente hasta igualar la inicial (sin CC).
  - Se transmite más información con los mismos recursos (ancho de banda y potencia).
  - Ambas eficiencias aumentan.
  - En muchos casos el incremento de  $M$  compensa con ventaja la redundancia introducida.

## Regeneradores

La señal producida por un regenerador se puede diferenciar de la señal originalmente transmitida por los siguientes factores:

- **Error de temporización:** las imperfecciones en la recuperación del reloj de símbolo pueden dar lugar a que la señal se regenere con fluctuación de fase, es decir, que la señal global regenerada resulte de la forma

$$s(t) = \sum_n s_n(t - nT + \tau_n)$$

donde  $\tau_n$  es la fluctuación de fase con la que se regenera el símbolo del intervalo  $n$ .

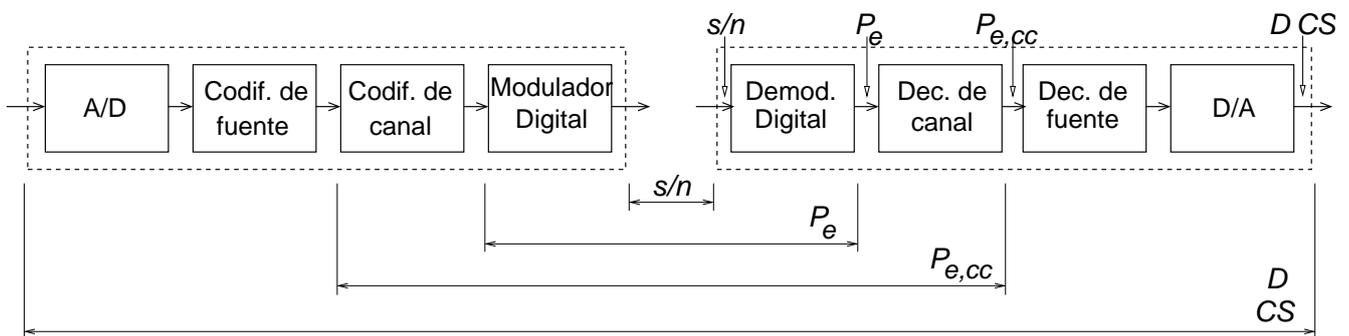
La fluctuación de fase se acumula entre regeneradores, imponiendo una limitación en el número máximo de estos en el sistema.

Existen tipos de fluctuación que se acumulan como suma de variables aleatorias independientes de media nula, pero otras presentan correlación entre retardos correspondientes, con lo que su acumulación es más grave.

- **Generación de información incorrecta:**
  - *Errores de detección:* algunos símbolos pueden haber sido sustituidos por otros al haber sido detectados incorrectamente.
  - *Supresión o inserción de símbolos:* en casos extremos, si el reloj de símbolo se recupera con gran error, puede ocurrir que algunos símbolos no se lleguen a muestrear o que se inserten falsos instantes de muestreo.

Para limitar el alcance de sus efectos se incluyen **palabras de alineamiento o sincronismo**, que los elementos de nivel superior puedan identificar, para situar el comienzo de las unidades de datos de interés (p.ej.: al comienzo de cada campo en codificación de vídeo, al comienzo de una trama en el MIC).

## Parámetros de calidad de los distintos subsistemas



- Canal físico: relación entre las potencias de señal y de ruido en el extremo receptor (relación  $s/n$ ).
- Canal digital básico: probabilidad de error antes de la descodificación de canal ( $P_e$ ).  
 $P_e = f_1(s/n)$  corresponde a la característica de funcionamiento del desmodulador digital.
- Canal digital completo: probabilidad de error después de la descodificación de canal ( $P_{e,cc}$ ).  
 $P_{e,cc} = f_2(P_e)$  depende de la técnica de codificación-descodificación de canal.
- Si la señal de información a transmitir es analógica:
  - **distorsión** ( $D$ ) de la señal recibida (medida objetiva de la magnitud de la diferencia entre la señal transmitida y la recibida),
  - **calidad subjetiva** ( $CS$ ) correspondiente.

$D = f_3(P_{e,cc})$  es más difícil de obtener que  $f_1$  y  $f_2$ . Para  $P_{e,cc} = 0$  (transmisión ideal) la distorsión es la debida a la codificación con pérdidas (p.ej., error de cuantificación).  $f_3$  se suele obtener experimentalmente, siendo normalmente una relación muy abrupta (distorsión próxima a la mínima para probabilidad de error por debajo de un cierto umbral y distorsión rápidamente creciente por encima de este umbral).

Las tres funciones son abruptas  $\Rightarrow D = f(s/n)$  es abrupta.

# Comparación transmisión analógica vs. digital

---

Principales ventajas de la transmisión digital frente a la transmisión analógica:

- Mayor robustez frente al ruido y otras perturbaciones.
- Mayor flexibilidad en la compartición del canal.
- Independencia de los equipos del tipo de señal.
- Mayor flexibilidad y, con frecuencia, eficiencia, en el uso del canal.

## Transmisión analógica vs. digital: robustez frente a perturbaciones

### Transmisión analógica:

Se usan **amplificadores** para que la señal llegue al receptor con una potencia mínima. Compensan las pérdidas introducidas por el medio de transmisión, pero añaden ruido  $\Rightarrow$  la relación  $s/n$  global se deteriora.

Suponiendo  $g = a$  en la sección de repetición:

- la potencia de la señal,  $s$ , se mantiene constante,
- la potencia de ruido,  $n$ , aumenta proporcionalmente con el nº de amplificadores,  $N_r$ .

Si se considera que los ruidos preponderantes son los de los  $N_r$  amplificadores, y que son independientes entre sí:

$$s/n = \frac{s}{N_r n_{int}}$$

### Transmisión digital:

Se usan **regeneradores** que eliminan la mayor parte de la degradación.

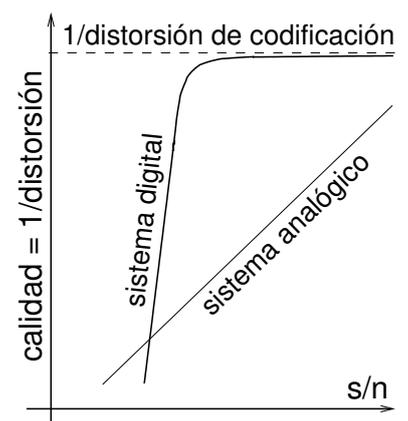
Una fórmula homóloga a la anterior relaciona la probabilidad de error total para una longitud del enlace  $d$  con  $N_r$  secciones de regeneración,  $P_{e_{total}}(d, N_r)$ , con la probabilidad de error de una sección de regeneración de longitud  $d/N_r$ ,  $P_e(d/N_r, 1)$ .

Considerando independientes los errores en distintas secciones:

$$P_{e_{total}}(d, N_r) \approx 1 - (1 - P_e(d/N_r, 1))^{N_r} \approx N_r P_e(d/N_r, 1)$$

La relación entre la distorsión presente en la señal final de información y la  $s/n$  en el canal:

- Tx analógica: dependencia suave.
- Tx digital: relación muy abrupta.



## Transmisión analógica vs. digital: robustez frente a perturbaciones (ejemplo)

$P_e$  en función de la relación  $s/n$  en un receptor M-PAM:

$$P_e = \frac{2M-2}{M} Q \left( \sqrt{\frac{6E_S}{(M^2-1)N_o}} \right)$$

- $E_S(d) = p_t T e^{-2\alpha d}$ : energía media por señal en transmisión por línea
- $N_o = k t_t$ : densidad espectral de ruido
- $Q(x) = P[X > x]$  ( $X$ : variable aleatoria gaussiana normalizada).

Datos:

Potencia transmitida $p_t = 10^{-3}$ W	Velocidad de símbolo $1/T = 10^6$ Hz
Atenuación $\alpha = 0,25$ Np/km	Ruido térmico $t_t = 270$ K
Longitud a cubrir $d = 48$ km	Número de señales $M = 8$

Probabilidad de error con una sola sección:

$$P_{e_{total}}(d, 1) = P_e(d, 1) = \frac{2M-2}{M} Q \left( \sqrt{\frac{6E_S(d)}{(M^2-1)N_o}} \right) = 0,285\ 356$$

Probabilidad de error con dos secciones ( $N_r = 2$ ):

$$P_{e_{total}}(d, 2) \approx 2P_e(d/2, 1) = 2 \cdot 0,186\ 303 \cdot 10^{-34\ 080} \approx 0$$

Variación tan fuerte debida a que  $P_e$  varía muy abruptamente con  $s/n$ , y  $E_S$  varía también muy rápidamente con  $d$ .

## Transmisión analógica vs. digital: diferencia entre regenerar y amplificar en Tx. digital

### Cadena de regeneradores:

Tal como se ha visto, la  $P_e$  total de  $N_r$  secciones de regeneración con  $P_{e_{seccion}}$  en cada sección (considerándolas iguales) es:

$$P_{e_{total}} \approx N_r P_{e_{seccion}}$$

### Cadena de amplificadores:

El parámetro  $w$  total de  $N_r$  secciones de amplificación con parámetro  $w_i$  en cada sección es:

$$\frac{1}{w_{total}} = \frac{1}{w_1} + \frac{1}{w_2} + \dots + \frac{1}{w_{N_r}}$$

### Ejemplo:

Sea un sistema de transmisión digital formado por dos vanos con valor del parámetro  $w$  en cada vano  $W_i = 10$  dB, en el que la  $P_e$  entre regeneradores se puede expresar en función de  $W$  como  $P_e = 10^{-W[\text{dB}]}$ .

- Con regeneración intermedia:

$$P_{e_i} = 10^{-W_i[\text{dB}]} = 10^{-10} ; P_{e_{total}} \approx 2P_{e_i} = 2 \cdot 10^{-10}$$

- Sin regeneración intermedia (solo amplificación):

$$W_i[\text{dB}] = 10 \text{ dB} \Rightarrow w_i = 10 ; \frac{1}{w_{total}} = \frac{2}{w_i} \Rightarrow w_{total} = \frac{10}{2} = 5 \equiv 7 \text{ dB}$$

$$P_{e_{total}} = 10^{-W_{total}[\text{dB}]} = 10^{-7}$$

Sin tener en cuenta el factor económico, en transmisión digital es más favorable el uso de secciones de regeneración que el de secciones de amplificación, en las que el ruido se va acumulando.

## Transmisión analógica vs. digital: compartición del canal

---

### **Transmisión analógica:**

Se utiliza multiplexación en frecuencia (MDF), que asigna los recursos de transmisión de forma rígida.

### **Transmisión digital:**

Se utiliza principalmente multiplexación en el tiempo (MDT), aunque a veces se emplea MDF.

La MDT permite la asignación dinámica de recursos entre los distintos canales, además de un uso más eficaz (en MDF es necesario utilizar amplias bandas de guarda para separar las bandas de frecuencia utilizadas por los distintos canales, en MDT la información de sobrecarga o tara del múltiplex, representa una proporción muy pequeña).

A veces se usa una combinación de ambas: varios canales digitales se agrupan mediante MDT en uno, y varios canales combinados se multiplexan después usando MDF.

Este esquema evita procesar digitalmente en el transmisor y en el receptor señales digitales de muy alta velocidad.

## Transmisión analógica vs. digital: independencia de los equipos del tipo de señal

---

### **Transmisión analógica:**

La tecnología usada es específica para cada aplicación.

### **Transmisión digital:**

La tecnología usada es bastante genérica, por lo que los equipos resultan más flexibles, además de fiables.

## Transmisión analógica vs. digital: flexibilidad en el uso del canal

### Transmisión analógica:

El ancho de banda del canal debe ser igual o superior al de la señal a transmitir y la relación  $s/n$  debe ser lo suficientemente buena como para proporcionar la calidad de transmisión deseada (las características de la señal y del medio deben adaptarse una a la otra).

Existen técnicas para intercambiar ancho de banda y relación señal a ruido (como la modulación en frecuencia). Estas son muy poco flexibles.

### Transmisión digital:

La única relación entre la señal y el canal es que el codificador de fuente debe ser capaz de representar la señal con una velocidad binaria menor o igual que la capacidad del canal. La fórmula de Shannon estima la capacidad del canal:

$$C[\text{b/s}] = b \log_2 \left( 1 + \frac{s}{n} \right)$$

Por debajo de esta velocidad es teóricamente posible transmitir con una  $P_e$  arbitrariamente baja. El uso de modulaciones avanzadas permite un uso no muy alejado de la capacidad teórica del canal.

Con frecuencia se consigue mejor aprovechamiento del canal en transmisión digital que en transmisión analógica, sobre todo cuando se emplea una codificación de fuente eficiente.

Así, para transmitir señales analógicas de  $b$  MHz por un canal de  $b$  MHz:

- Analógico: solo se podrá transmitir una señal.
- Digital: el número de señales que se podrá transmitir dependerá de la velocidad binaria necesaria para representar la señal (tras la codificación de fuente) y de la capacidad del canal.

Ejemplo: transmisión de TV terrenal por un canal de UHF (8 MHz):

- Analógico en PAL: un canal de TV.
- Digital con codificación de fuente MPEG: 4 o 5 canales de TV multiplexados en el tiempo.

## Transmisión por fibra óptica (1)

---

La fibra óptica (f.o.) es el medio de transmisión por excelencia en la actualidad.

Dos tipos de receptores:

- No coherentes: basados en detección de envolvente (los clásicos).
- Coherentes: tienen un oscilador local (antes no se podían usar porque no eran estables en frecuencia ni fase). Pueden modular: amplitud, frecuencia o fase.
  - Heterodinos: pasan por f.i.
  - Homodinos: no pasan por f.i.

Solo veremos los **detectores no coherentes**.

Detectores no coherentes (detección directa)

El parámetro significativo es la amplitud, que es un valor positivo:

⇒ la señal transmitida tiene que ser positiva

⇒ se suelen enviar pulsos gaussianos.

El receptor de filtro adaptado tiene el problema de que no cumple la condición de no IES. Se opta por un filtrado que tenga un compromiso razonable entre eliminación de ruido (potenciar la relación  $s/n$ ) y la IES. Un igualador digital posterior puede mejorar el resultado de la detección.

Este sistema usa por tanto un esquema PAM con pulsos positivos, p.ej., usando dos niveles: 0 y +V.

## Transmisión por fibra óptica (2)

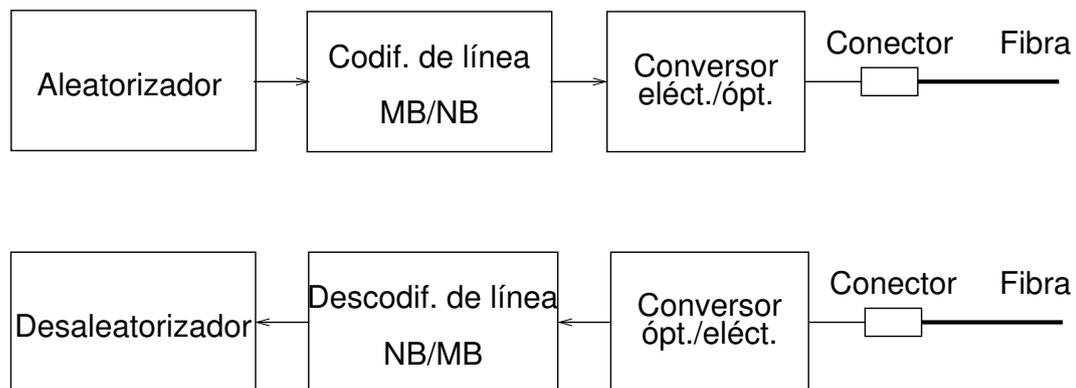
---

Uso de la f.o.:

- Enlaces troncales de mediana y gran capacidad de las grandes redes de comunicaciones. Son enlaces de hasta varios Gb/s que transportan señales múltiplex de la jerarquía digital síncrona.
- Accesos de abonado de gran capacidad para servicios de telefonía, internet, videotelefonía y distribución de TV principalmente.
  - Fibra hasta el abonado.
  - Fibra hasta el edificio (seguida de distribución hasta las viviendas por línea metálica o radio).
- Multiplexación WDM (*Wavelength-Division Multiplexing*) en sistemas OTN (*Optical Transport Networks*).

## Estructura del transmisor y receptor (1)

Bloques más característicos del transmisor / receptor en un sistema de f.o. con detección directa:



### Aleatorizador

Modifica la secuencia de bits de entrada eliminando las largas secuencias de símbolos iguales.

No añade redundancia (es decir, no aumenta la velocidad binaria).

Con un buen codificador de línea puede ser innecesario.

## Estructura del transmisor y receptor (2)

---

### Codificador de línea

Modulador PAM con memoria que genera una señal particularmente apta para su transmisión física por un medio concreto y para la recuperación del reloj de símbolo.

Consta de dos etapas:

- La primera asocia a cada palabra binaria de entrada de  $M$  bits una palabra binaria de salida de  $N$  bits ( $N > M$ ).
- La segunda asocia un pulso positivo a cada bit "1" y uno nulo a cada bit "0".

Estos códigos se denominan MB/NB, y su misión es:

- Eliminar largas secuencias de símbolos iguales para:
  - Conseguir un funcionamiento uniforme de la fuente luminosa.
  - Facilitar la extracción del reloj.
- Detectar algunos errores.

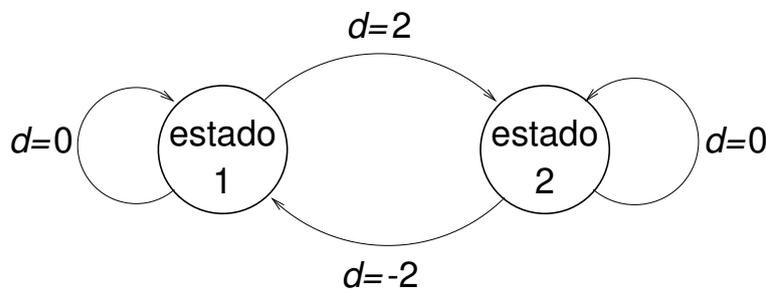
## Estructura del transmisor y receptor (3)

Ejemplo de codificador de línea: código 5B/6B

La asignación depende del estado del codificador, que varía en función de la *disparidad* de la palabra de salida, definida como

$$d = \text{Número de unos} - \text{Número de ceros}$$

Diagrama de transiciones:



Ejemplo de tabla de codificación:

Entrada	Salida en estado 1	$d$	Salida en estado 2	$d$
00000	101011	2	010100	-2
00001	011100	0	011100	0
00010	110001	0	110001	0
00011	101001	0	101001	0
...	...	...	...	...
11110	001110	0	001110	0
11111	110101	2	001010	-2

Las palabras utilizadas en el estado 1 tienen disparidad 0 o 2 y las utilizadas en el estado 2 tienen disparidad 0 o -2.

Otras disparidades implican un error de transmisión.

## Estructura del transmisor y receptor (4)

---

### Convertor eléctrico-óptico

Su núcleo es el **emisor óptico**: dispositivo basado en semiconductores que convierte las señales eléctricas en señales luminosas. Hay dos tipos:

- **Diodo electroluminiscente** (*Light-Emitting Diode -LED*): dispositivos sencillos y económicos, que generan señal con poca definición espectral y baja potencia.
- **Diodo láser** (*Laser Diode -LD*): dispositivos más complejos, que emiten luz de mayor potencia y mucho más pura espectralmente, hasta el punto de que se puede considerar un tono puro con ligeras variaciones de frecuencia y fase instantánea.

La señal emitida se suele modelar como un flujo de fotones de longitudes de onda distribuidas de forma gaussiana.

Parámetros característicos:

- **Longitud de onda de emisión**,  $\lambda$ : media de las longitudes de onda emitidas (típicamente, 850, 1300 o 1550 nm).
- **Anchura espectral**,  $\Delta\lambda$ : anchura de la distribución en frecuencias al 50 % (del orden de pocos nm para LED y menor que 0,01 nm para LD).
- **Potencia** óptica inyectada a la fibra en condiciones óptimas,  $P_{op}$ : (menor de  $-6$  dBm para LED y mayor de  $-6$  dBm para LD).

Debido a la menor  $\Delta\lambda$ , los LD permiten trabajar con velocidades binarias un orden de magnitud mayor para la misma longitud de fibra, o, recíprocamente, con secciones de repetición un orden de magnitud mayores para la misma velocidad binaria.

## Estructura del transmisor y receptor (5)

---

### Conversor óptico-eléctrico

Se clasifican en:

- **No coherentes:** son **detectores de envolvente** (detectan la presencia de luz).
- **Coherentes:** tienen en cuenta la **frecuencia** o la **fase** de la señal luminosa (similares a los receptores de radio).

El elemento básico es el **detector óptico** (fotodiodo), encargado de convertir señales ópticas en eléctricas en el terminal receptor.

Dos tipos principales de fotodiodos:

- **Diodos PIN:** la incidencia de luz sobre la zona *i* (zona intrínseca, es decir, sin dopar, situada entre las zonas *p* y *n*) genera corriente eléctrica.
- **Diodos APD** (*Avalanche Photo Diode*): la corriente se genera de forma similar, pero posteriormente es amplificada internamente por *efecto avalancha*, producido por un intenso campo eléctrico en una zona del diodo.

Parámetros característicos:

- **Corriente de oscuridad**,  $i_{os}$ : corriente debida a la polarización del diodo, que se suma a la corriente generada por la luz recibida.
- **Responsividad**,  $r$  [A/W]: cociente entre la corriente producida (antes de multiplicación) y la potencia óptica incidente.
- **Factor de multiplicación**,  $M$ : factor por el que se multiplica la corriente inicial debido al efecto avalancha (en APD).

## Señal en el fotorreceptor

Corriente generada,  $i_p$ , en función de la potencia óptica incidente,  $p_{op}$ :

- N<sup>o</sup> de fotones incidentes por unidad de tiempo (u.t.):  $\frac{N_{fot}^o}{t} = \frac{p_{op}}{h\nu}$

$h\nu$ : energía por fotón

$h = 6,626\ 068\ 96 \cdot 10^{-34}$  J·s: constante de Planck

$\nu$ : frecuencia de los fotones

- N<sup>o</sup> de electrones generados por u.t.:  $\frac{N_{elec}^o}{t} = \eta \cdot \frac{N_{fot}^o}{t}$

$\eta$ : *rendimiento cuántico* del dispositivo, definido como la proporción de fotones por u.t. que consiguen incorporar un electrón por u.t. a la corriente (número de electrones generados por fotón incidente).

- Corriente correspondiente generada:  $i_s = e \cdot \frac{N_{elec}^o}{t}$

$e = 1,602\ 176\ 565 \cdot 10^{-19}$  C: carga del electrón

- Fotocorriente de salida en APD:  $i_p = i_s M$

$M$ : factor por efecto avalancha (entre 50 y 150).

Responsividad  $r$ :

$$r[\text{A/W}] \equiv \frac{i_s}{p_{op}} (M = 1) = \frac{\eta e}{h\nu} = \frac{\eta e}{h} \frac{\lambda}{c} = 0,8 \eta \lambda [\mu\text{m}]$$

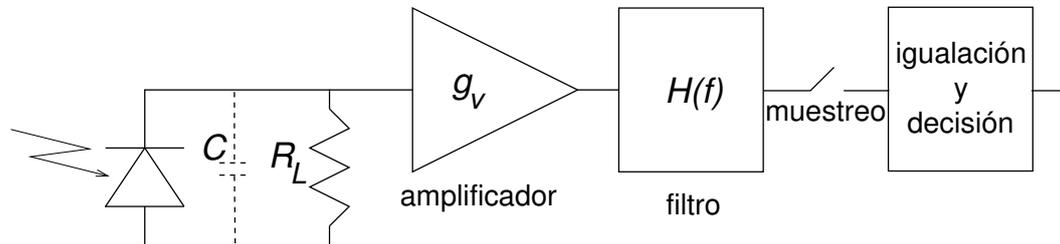
Fotocorriente generada a la salida del dispositivo (después de la multiplicación):

$$i_p = i_s M = \frac{p_{op}}{h\nu} \eta e M = r p_{op} M$$

Válida para diodos PIN tomando  $M = 1$ .

## Ruido en el receptor (1)

Esquema simplificado de un receptor óptico:



- La corriente generada por el fotodiodo se convierte en tensión mediante la resistencia de carga  $R_L$ .
- Existe un efecto capacitivo, que no consideraremos, pero que en la práctica se tiene en cuenta.
- La señal se amplifica (con un amplificador de ganancia en tensión  $g_v$  e impedancia de entrada muy elevada).
- Se filtra y se muestra.
- A la señal mostrada, antes de tomar la decisión, se puede aplicar igualación o no (tampoco la consideraremos).
- A efectos del cálculo del ruido consideramos que el filtro es paso bajo ideal de ancho de banda  $b$ .

Existen distintas contribuciones de ruido, que se modelarán como densidades espectrales en forma de corrientes o de tensiones cuadráticas medias:

- En el fotodiodo: ruido de granalla  $\{v_g^2\}$  [ $V^2/\text{Hz}$ ]
- En la resistencia de carga: ruido térmico  $\{v_t^2\}$  [ $V^2/\text{Hz}$ ]
- En el amplificador: ruido interno  $\{v_a^2\}$  [ $V^2/\text{Hz}$ ] y  $\{i_a^2\}$  [ $A^2/\text{Hz}$ ]

## Ruido en el receptor (2)

Se calcula el efecto de todas las contribuciones, como valores cuadráticos medios de la tensión de ruido, **en el punto de muestreo** (tras amplificación y filtrado).

- **Ruido de granalla:** debido al paso de los electrones por la unión p-n del fotodiodo. Es una corriente aleatoria cuyo valor cuadrático medio tiene una densidad espectral

$$\{i_g^2\} = 2e(i_s + i_{os})M^2F(M) \quad [A^2/Hz]$$

que da lugar a una tensión de valor cuadrático medio

$$\langle v_g^2 \rangle = \{i_g^2\}R_L^2bg_v^2 = 2e(i_s + i_{os})M^2F(M)R_L^2bg_v^2 \quad [V^2]$$

- $i_{os}$ : la corriente de oscuridad antes de multiplicación (presente aun cuando no se reciba luz).
- $F(M)$ : factor de ruido en exceso en diodos APD.  
 $F(M) = M^\alpha$ , con  $\alpha$  entre 0 y 1.
- **Ruido térmico:** corresponde a una corriente de densidad espectral de valor cuadrático medio

$$\{i_t^2\} = \frac{4kt}{R_L} \quad [A^2/Hz]$$

que da lugar a una tensión de valor cuadrático medio

$$\langle v_t^2 \rangle = \{i_t^2\}R_L^2bg_v^2 = 4ktR_Lbg_v^2 \quad [V^2]$$

- **Ruido interno:** se modela como
  - generador de tensión aleatoria (ruido blanco) a la entrada del amplificador, de densidad espectral de valor cuadrático medio  $\{v_a^2\}$   $[V^2/Hz]$  que da lugar a una tensión de valor cuadrático medio

$$\langle v_a^2 \rangle = \{v_a^2\}bg_v^2 \quad [V^2]$$

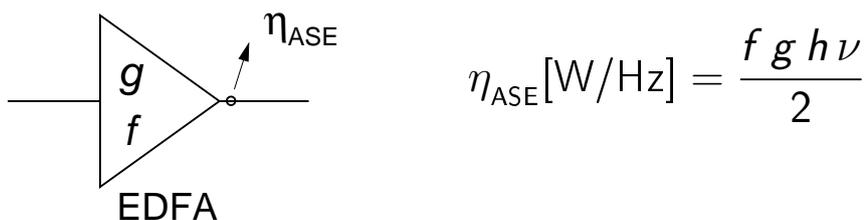
- generador de corriente aleatoria en paralelo con el amplificador de densidad espectral de valor cuadrático medio  $\{i_a^2\}$   $[A^2/Hz]$ , que despreciaremos.

## Ruido en los EDFA (1)

Los EDFA (*Erbium Doped Fiber Amplifier*) son amplificadores ópticos que amplifican la señal óptica directamente, sin la necesidad de convertirla a una señal eléctrica, que trabajan en tercera ventana.

- Sección de unos 10 m de fibra dopada con iones de erbio ( $\text{Er}^{+3}$ ).
- A su entrada se bombea una señal de alta potencia (10–200 mW) proveniente de un diodo láser (con  $\lambda = 980 \text{ nm}$  o  $1480 \text{ nm}$ ).
- Los iones de erbio absorben la energía de los fotones y saltan a un estado energético superior.
- Los fotones de la señal interactúan con estos iones, generando nuevos fotones de igual frecuencia (amplificación).
- El ruido dominante es el ruido ASE (*Amplified Spontaneous Emission*): algunos iones pasan espontáneamente a su estado de reposo sin que les llegue señal.

Densidad de potencia óptica del ruido ASE:



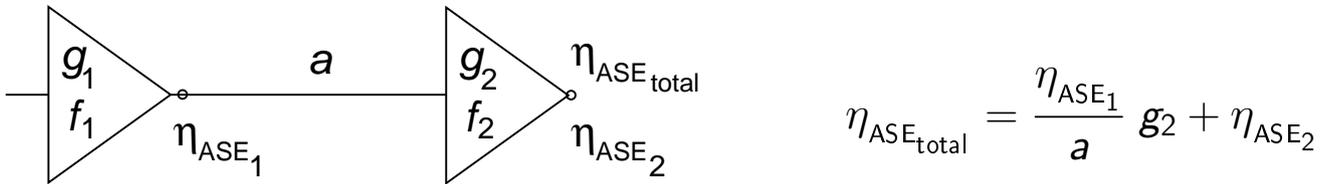
- $f = \frac{(s/n)_i}{(s/n)_o}$ : factor de ruido del EDFA.

Se mide con fotodetectores a la entrada y salida del EDFA.

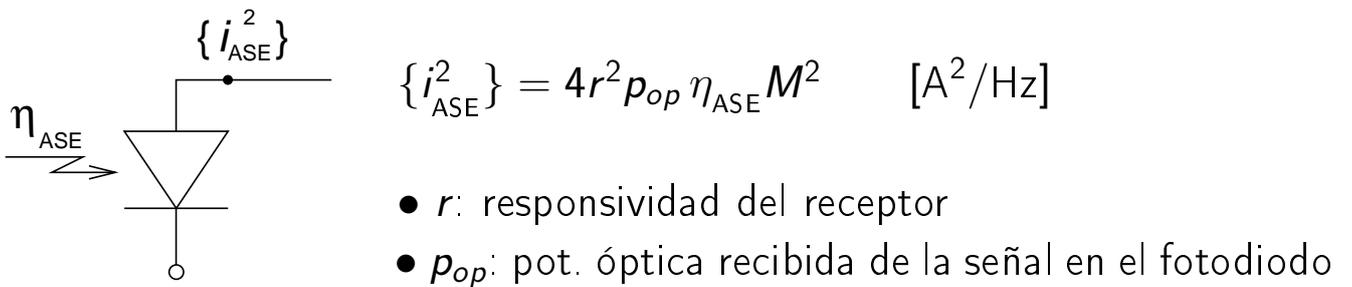
- $g$ : ganancia del EDFA.
- $h = 6,626 \cdot 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$ : constante de Planck.
- $\nu = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{1550 \cdot 10^{-9}} \text{ Hz}$ : frecuencia del fotón.

## Ruido en los EDFA (2)

Conexión de EDFA en cascada:



El ruido ASE total a la entrada del detector óptico genera una corriente de ruido cuyo valor cuadrático medio tiene una densidad espectral:



que da lugar a una tensión de valor cuadrático medio:

$$\langle v_{ASE}^2 \rangle = 4r^2 p_{op} \eta_{ASE} M^2 R_L^2 b g_v^2 \quad [V^2]$$

que depende de la señal.

## Ruido total en el receptor

---

Valor cuadrático medio de la tensión de ruido total a la salida del filtro (en el punto de muestreo):

$$\begin{aligned}\sigma_n^2(i_s) &= \langle v_g^2 \rangle + \langle v_t^2 \rangle + \langle v_a^2 \rangle + \langle v_{ASE}^2 \rangle = \\ &= (2e(i_s + i_{os})M^{2+\alpha} R_L^2 + 4ktR_L + \{v_a^2\} + 4r i_s \eta_{ASE} M^2 R_L^2) b g_v^2 \quad [V^2]\end{aligned}$$

que depende de la señal  $i_s = r p_{op}$ .

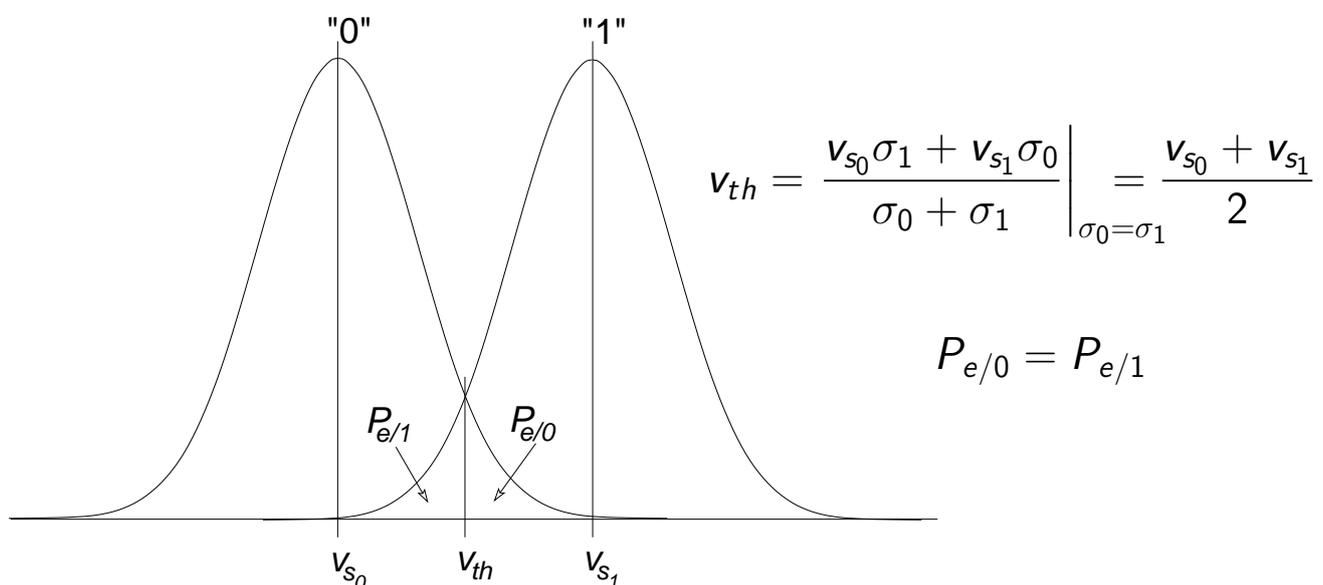
## Probabilidad de error (1)

La probabilidad de error,  $P_e$ , será la probabilidad de que el ruido haga confundir un símbolo con otro. No se considera IES.

### Caso peor (no usado)

Debido a que el ruido depende de la señal, el caso peor de ruido es cuando se transmite un "1":  $\sigma_1$ .

Se considera  $\sigma_1$  como cota superior del ruido, y se hace que  $\sigma_0 = \sigma_1$



Suponiendo símbolos equiprobables:  $p(0) = p(1) = 1/2$

$$P_e = p(0)P_{e/0} + p(1)P_{e/1} = P_{e/1} = Q\left(\frac{v_{s_1} - v_{th}}{\sigma_1}\right) = Q\left(\frac{v_{s_1} - v_{s_0}}{2\sigma_1}\right) =$$

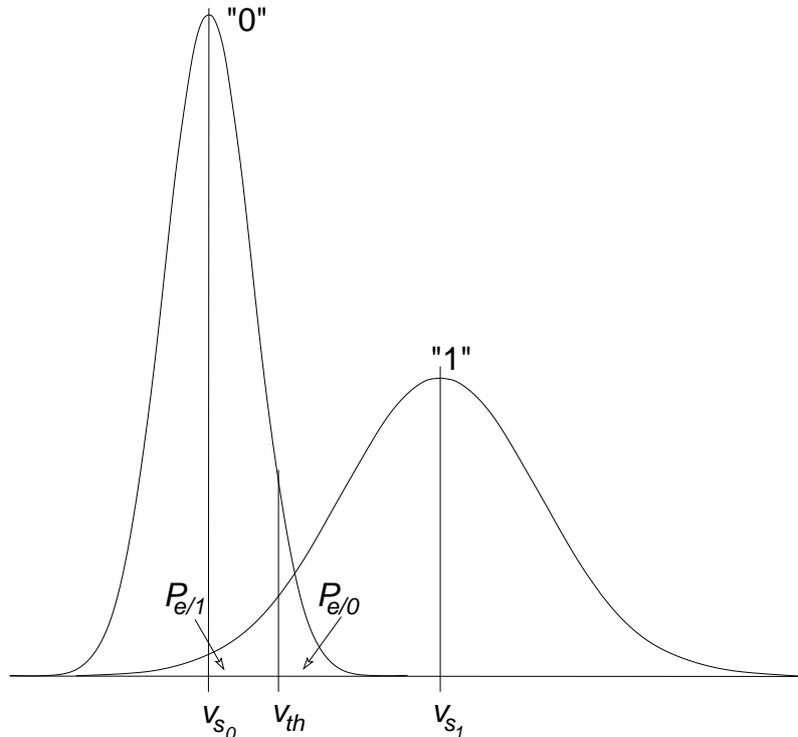
$$Q\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{(v_{s_1} - v_{s_0})^2}{\sigma_1^2}}\right) = Q\left(\frac{1}{2}\sqrt{snr}\right)$$

Para valores bajos de  $P_e$ , el considerar que  $\sigma_0 = \sigma_1$ , y por lo tanto que  $P_e = Q\left(\frac{v_{s_1} - v_{s_0}}{2\sigma_1}\right)$ , implica tener que recibir una potencia óptica mayor de la necesaria. Debido a esto, este modelo no se usa.

## Probabilidad de error (2)

### Caso real

Lo normal es considerar valores de  $P_e = 10^{-12}$  y suponer un caso más real con  $\sigma_0 \ll \sigma_1$ .



Suponiendo símbolos equiprobables:  $p(0) = p(1) = 1/2$

$$P_e = p(0)P_{e/0} + p(1)P_{e/1} = \frac{1}{2} P_{e/0} + \frac{1}{2} P_{e/1}$$

El valor óptimo de  $v_{th}$  que minimiza la  $P_e$  es el que iguala las dos colas de las gaussianas,  $P_{e/0} = P_{e/1}$

$$Q\left(\frac{v_{th} - v_{s0}}{\sigma_0}\right) = Q\left(\frac{v_{s1} - v_{th}}{\sigma_1}\right)$$

$$(v_{th} - v_{s0})\sigma_1 = (v_{s1} - v_{th})\sigma_0 \Rightarrow v_{th} = \frac{v_{s0}\sigma_1 + v_{s1}\sigma_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

$$\Rightarrow P_e = Q\left(\frac{v_{s1} - v_{s0}}{\sigma_1 + \sigma_0}\right) = Q(\gamma)$$

$$P_e = 10^{-12} \Rightarrow \gamma = 7,034 \approx 7 \quad (20 \log 7 = 16,90 \text{ dB})$$

## Relación señal a ruido óptica (OSNR)

En comunicaciones ópticas se suele usar la relación señal a ruido óptica (*osnr*) para describir la calidad de la señal sin tener en cuenta las características del receptor, definiéndose como la relación entre la potencia de la señal óptica y la potencia de ruido óptico en un ancho de banda dado.

Está relacionada con el parámetro  $\gamma$  de la siguiente manera:

$$\gamma = \sqrt{\text{osnr} \frac{b_o}{b_e}}$$

donde:  $b_o$  es el ancho de banda óptico,

$b_e$  es el ancho de banda eléctrico del filtro del receptor  
(típicamente  $b_e = b_o/2$ ).

En los enlaces con amplificadores ópticos, a veces se utiliza la relación señal a ruido óptica definida como:

$$\text{osnr} = \frac{\bar{p}_r}{2 \eta_{ASE} b_o} \rightarrow \text{OSNR} = 10 \log \left( \frac{\bar{p}_r}{2 \eta_{ASE} b_o} \right)$$

donde:  $\bar{p}_r$  es la potencia óptica **media** recibida.

El concepto de OSNR no se limita exclusivamente a enlaces con amplificadores ópticos, ya que hay otros elementos activos y pasivos que añaden ruido, pero el ruido ASE se considera el predominante en la disminución de la OSNR.

## Penalización en potencia

Se especifica un parámetro llamado penalización en potencia (*Power Penalty* – PP) para tener en cuenta otros efectos que influyen en la  $P_e$ , aparte del ruido, como pueden ser las no linealidades, reflexiones, etc. Indica el incremento de  $\gamma$  necesario para mantener la  $P_e$  inicial.

El aumento de  $\gamma$  ( $\gamma \rightarrow \gamma'$ ) se puede conseguir aumentando la potencia transmitida o, de forma más compleja, modificando el receptor para que tenga menos ruido (que incluso podría implicar una disminución de la potencia transmitida). Supondremos que solo se aumenta la potencia, sin mejorar el receptor.

$$PP[\text{dB}] = 10 \log \frac{\gamma'}{\gamma} = 10 \log \frac{\frac{v_{s1}' - v_{s0}'}{\sigma_1' + \sigma_0'}}{\frac{v_{s1} - v_{s0}}{\sigma_1 + \sigma_0}} = 10 \log \frac{\frac{\text{cte}(p'_{op1} - p'_{op0})}{\sigma_1' + \sigma_0'}}{\frac{\text{cte}(p_{op1} - p_{op0})}{\sigma_1 + \sigma_0}}$$

Para poder manejar la expresión se asume dos tipos de simplificaciones:

- El ruido en el receptor **no** depende de la señal (potencia óptica recibida):  $\sigma_0' = \sigma_0$  y  $\sigma_1' = \sigma_1$ ; y las potencias  $p_{op0}$  y  $p'_{op0}$  son despreciables.

$$PP[\text{dB}] = 10 \log \frac{p'_{op1} - p_{op0}}{p_{op1} - p_{op0}} \approx 10 \log \frac{p'_{op1}}{p_{op1}}$$

$$\Rightarrow P'_{op1}[\text{dBm}] = P_{op1}[\text{dBm}] + PP$$

- El ruido en el receptor **sí** depende de la señal, como el ruido de granalla y ASE; y las potencias  $p_{op0}$  y  $p'_{op0}$  son despreciables.

$$PP[\text{dB}] \approx 10 \log \frac{\frac{p'_{op1}}{\text{cte}\sqrt{p'_{op1}}}}{\frac{p_{op1}}{\text{cte}\sqrt{p_{op1}}}} = 10 \log \sqrt{\frac{p'_{op1}}{p_{op1}}} = 5 \log \frac{p'_{op1}}{p_{op1}}$$

$$\Rightarrow P'_{op1}[\text{dBm}] = P_{op1}[\text{dBm}] + 2PP$$

## Sensibilidad del receptor

La sensibilidad del receptor  $S_0$ [dBm] es la potencia óptica media recibida en el instante de muestreo necesaria para alcanzar la  $P_e$  de referencia (p.ej.:  $10^{-12}$ ). Suponiendo los símbolos "0" y "1" equiprobables:

$$\bar{p}_{op} = \frac{p_{op0} + p_{op1}}{2} \rightarrow S_0[\text{dBm}] = 10 \log \bar{p}_{op}[\text{mW}]$$

Para poder caracterizar el receptor por su sensibilidad, en esta  $P_e$  se consideran los ruidos que se generan dentro del propio receptor, y no los que vienen de fuera (p.ej.: el ruido ASE de los amplificadores EDFA del enlace).

La existencia de interferencia entre símbolos (IES), reflexiones, no linealidades, etc., se puede compensar hasta cierto punto mediante igualación o aumentando la potencia transmitida hasta alcanzar la  $P_e$  objetivo.

Debido a que la penalización en potencia debida a la IES (*ISI penalty*) suele ser la dominante para largas distancias, este incremento en potencia se suele llamar penalización por interferencia entre símbolos, aunque engloba también los otros efectos.

La sensibilidad efectiva del receptor  $S$ [dBm] tiene en cuenta este factor de penalización:

$$S[\text{dBm}] = S_0[\text{dBm}] + I[\text{dB}]$$

Siendo:

$I = PP$  si el ruido **no** depende de la señal

$I = 2PP$  si el ruido **sí** depende de la señal

## Cálculo de la sección de regeneración

---

Hay varios factores que limitan la distancia máxima del enlace:

- Limitación por potencia recibida.
- Limitación por dispersión.
- Limitación por efectos no lineales.

La longitud máxima será la más restrictiva de las calculadas con las limitaciones anteriores.

## Limitación por potencia

---

La potencia óptica media recibida debe ser superior a la sensibilidad efectiva del receptor más un margen de seguridad:

$$\bar{P}_r \geq S + M_s$$

Por ejemplo, en un enlace sin amplificadores intermedios:

$$\bar{P}_t - [2L_c + (\alpha + \alpha_e)d] - M_s \geq S = S_0 + I$$

donde:

- $\bar{P}_t$  [dBm]: potencia óptica media transmitida
- $L_c$  [dB]: pérdidas en los conectores de los extremos
- $\alpha$  [dB/km]: atenuación de la fibra por unidad de longitud
- $\alpha_e$  [dB/km]: atenuación de los empalmes por unidad de longitud
- $d$  [km]: longitud de la fibra
- $M_s$  [dB]: Margen de seguridad. Margen de reducción de la potencia por envejecimiento del receptor, degradaciones en repetidores y fibra...

## Limitación por dispersión

El criterio de diseño es que la  $PP$  sea menor de 2 dB (lo máximo que se compensaría la IES por medio del aumento de potencia)  $\Rightarrow$

$$\sigma \leq 0,498 T_b$$

siendo el período de bit  $T_b = 1/\nu_b$ .

Fuentes de gran ancho espectral:  $\sigma_\lambda = \frac{\Delta\lambda}{2,35} \gg 1 \text{ nm}$

Suponiendo f.o. monomodo sin dispersión PMD:

$$\sigma = \frac{\Delta\lambda \cdot d \cdot |D(\lambda)|}{2,35} \quad D(\lambda) = M(\lambda) + G(\lambda)$$

Para f.o. monomodo (G.652) con  $\Delta\lambda = 2,35 \text{ nm}$ ,  $D(\lambda) = 17 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$  y  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ :

$$\nu_b \cdot d < 30 \frac{\text{Gb}}{\text{s}} \text{ km}$$

Fuentes casi monocromáticas:  $\sigma_\lambda = \frac{\Delta\lambda}{2,35} < 0,001 \text{ nm}$

$$\sigma \approx \sqrt{|\beta_2| \cdot d} \quad D(\lambda) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad \sigma^2 \approx \left| \frac{\lambda^2 D(\lambda)}{2\pi c} \right| d$$

Para f.o. monomodo (G.652) con  $D(\lambda) = 17 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$  y  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ :

$$\nu_b^2 \cdot d < 11\,126 \left( \frac{\text{Gb}}{\text{s}} \right)^2 \text{ km}$$

Fuentes entre gran ancho espectral y casi monocromáticas:

Se aplica la fórmula general de dispersión que se verá en el apartado de "Evolución de los pulsos en la fibra".

## Limitación por efectos no lineales

Aparecen efectos no lineales como consecuencia de la variación de  $\bar{n}$  (índice de refracción del modo) con la potencia óptica.

Para evitar estos efectos no lineales en un determinado enlace de fibra, la potencia incidente tiene que cumplir:

donde: 
$$p(0)d_e < U$$

- $p(0)$ : potencia óptica al inicio de la fibra cuando se envía un "1"
- $d_e$ : longitud efectiva del enlace de fibra
- $U$ : umbral que depende del tipo de fibra (p. ej.: 80 mW·km)

A medida que la señal viaja por la fibra, su potencia disminuye debido a la atenuación  $\Rightarrow$  la mayor parte de los efectos no lineales ocurren al principio de la fibra, y disminuyen a medida que la señal se propaga por la fibra. Modelar el efecto es complicado, por lo que se usa un modelo simple que asume una potencia constante en cierta longitud efectiva.

Dado un enlace de longitud  $d$ , la longitud efectiva  $d_e$  se obtiene de:

$$p(0)d_e = \int_0^d p(z)dz$$

donde  $p(z) = p(0)e^{-\alpha z}$  es la potencia óptica a la distancia  $z$ , siendo  $\alpha$  [Np/km] la atenuación de la fibra, donde 1 Np/km = 4,34 dB/km.

Por lo tanto,

$$d_e = \frac{1 - e^{-\alpha d}}{\alpha}$$

que para fibras de gran longitud se puede aproximar por  $d_e \approx \frac{1}{\alpha}$ .

Por ejemplo, para  $\alpha = 0,22$  dB/km  $\Rightarrow d_e \approx \frac{1}{0,22/4,34} = 19,74$  km.

## Evolución de los pulsos en la fibra (1)

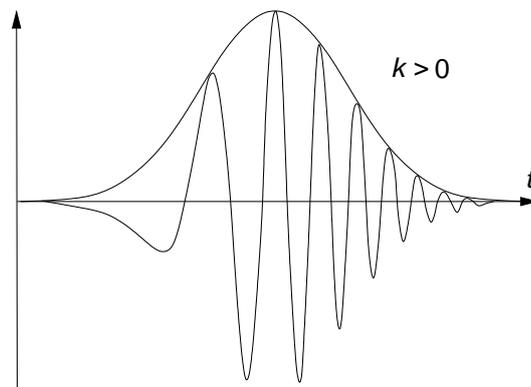
En la actualidad se usan pulsos gaussianos en los que el láser varía la frecuencia de los fotones.

Los pulsos gaussianos tienen la ventaja de que su TF es otra gaussiana (en el dominio de la frecuencia), lo que permite controlar el ancho de banda.

Típicamente se emiten pulsos gaussianos que para  $z = 0$  (en el extremo del emisor) tienen un campo eléctrico de la forma:

$$E(0, t) = A_0 e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{t}{T_0} \right)^2} \cos \left( \omega_0 t + \frac{k}{2} \left( \frac{t}{T_0} \right)^2 \right)$$

- $T_0$ : anchura del pulso.
- $k$ : factor de **chirp**.



Para un pulso gaussiano, se usa una anchura del pulso  $T_0 = \sigma \sqrt{2} \Rightarrow$

$$\sigma = \frac{T_0}{\sqrt{2}}$$

## Evolución de los pulsos en la fibra (2)

---

Aplicando las ecuaciones de Maxwell, se obtiene una dispersión a una distancia  $z$ :

$$\frac{\sigma^2(z)}{\sigma_0^2} = \left(1 + \frac{k\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1 + V_\omega^2) \left(\frac{\beta_2 z}{2\sigma_0^2}\right)^2 + \dots$$

- $V_\omega = 2\sigma_\omega\sigma_0$
- $\sigma_\omega$ : anchura RMS espectral de la fuente
- $\sigma_0$ : anchura RMS del pulso enviado  $= \frac{T_0}{\sqrt{2}}$
- $\sigma_\lambda = \frac{\Delta\lambda}{2,35}$
- $\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2}$ , siendo  $\beta$  la constante de fase

Por lo tanto, al viajar el pulso por la fibra, si:

- $\text{sgn}(\beta_2) \neq \text{sgn}(k)$ : el pulso primero se comprime y luego se ensancha (debido a la dispersión)
- $\text{sgn}(\beta_2) = \text{sgn}(k)$ : el pulso siempre se ensancha

## Radioenlace digital (1)

---

Consideramos enlaces por radio punto a punto entre terminales fijos terrestres, aunque la mayor parte del análisis es aplicable a comunicaciones por satélite.

La transmisión terrestre por radio presenta variabilidad del medio de transmisión por su dependencia de las condiciones atmosféricas, entre otras cosas, que se manifiesta en un aumento de la atenuación por:

- Presencia de lluvia (principalmente para frecuencias  $>10$  GHz).
- Multitrayecto (puede ser muy variable con la frecuencia y afectar solo a parte del espectro).

Toda disminución temporal de la potencia recibida nominal (valor mediano de la potencia recibida), debida a ese aumento temporal de la atenuación se denomina **desvanecimiento** (*fading*).

La principal arma frente a los desvanecimientos es la **diversidad**: la misma señal se envía:

- modulada con distintas frecuencias portadoras (*diversidad de frecuencia*)
- por distintos caminos físicos (*diversidad en el espacio*)

con el objetivo de que al menos una de las señales llegue en cada momento con la calidad suficiente.

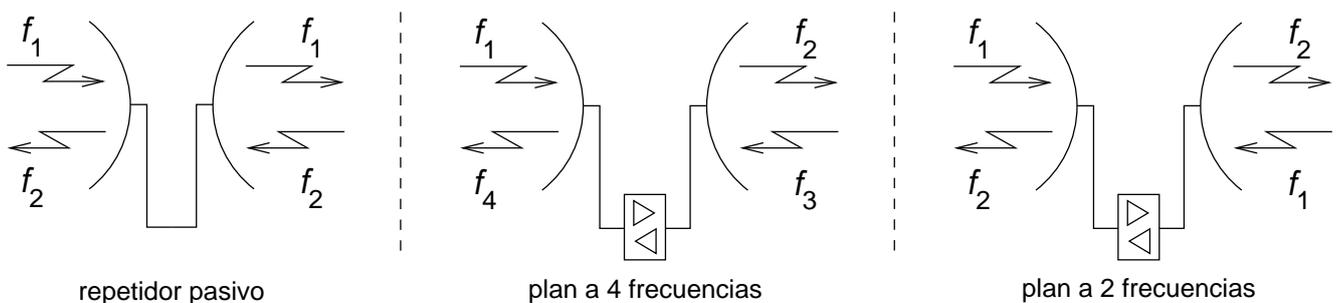
Un sistema capaz de funcionar adecuadamente durante los desvanecimientos más fuertes resultaría muy costoso  $\Rightarrow$  se diseña de forma que el tiempo fuera de servicio por desvanecimiento sea inferior a un valor determinado (típicamente, varios minutos como máximo cada año y varios segundos como máximo por semana).

## Radioenlace digital (2)

Una cadena de transmisión basada en radioenlaces puede incluir **repetidores pasivos** para salvar obstáculos. Estos pueden consistir en una simple superficie reflectante o en un par de antenas parabólicas unidas por una guíaonda metálica. Un repetidor pasivo de este tipo se caracterizará por la ganancia de sus antenas y por la atenuación en la guíaonda.

En una cadena de transmisión es importante el **plan de uso de frecuencias** por los repetidores. Existen dos tipos:

- *Plan a cuatro frecuencias*: cada repetidor utiliza una frecuencia distinta para recibir y transmitir en cada sentido.
- *Plan a dos frecuencias*: en cada repetidor las señales recibidas en ambos sentidos van moduladas en una misma frecuencia y las señales emitidas se modulan en la otra.

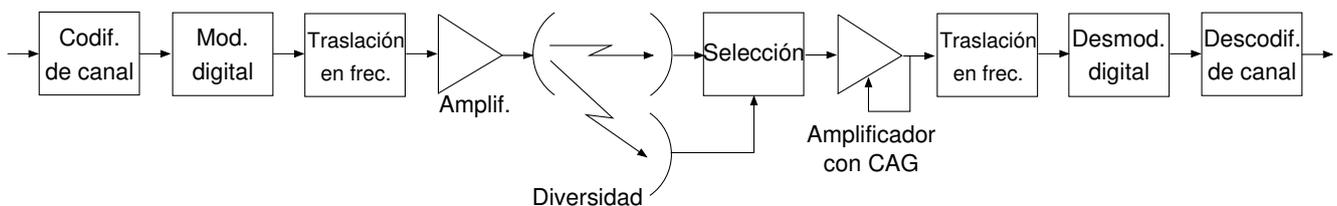


El espacio entre las dos antenas de una sección de regeneración o amplificación se denomina vano.

Normalmente los radioenlaces digitales transmiten varios canales digitales multiplexados en frecuencia.

## Estructura del transmisor y receptor (1)

Esquema conceptual de un transmisor y un receptor en un radioenlace digital con diversidad en el espacio:



El **amplificador de ganancia variable** (Control Automático de Ganancia – CAG) compensa hasta cierto punto la variabilidad de la atenuación del medio.

## Estructura del transmisor y receptor (2)

El **codificador de canal** suele constar de tres módulos en cadena:

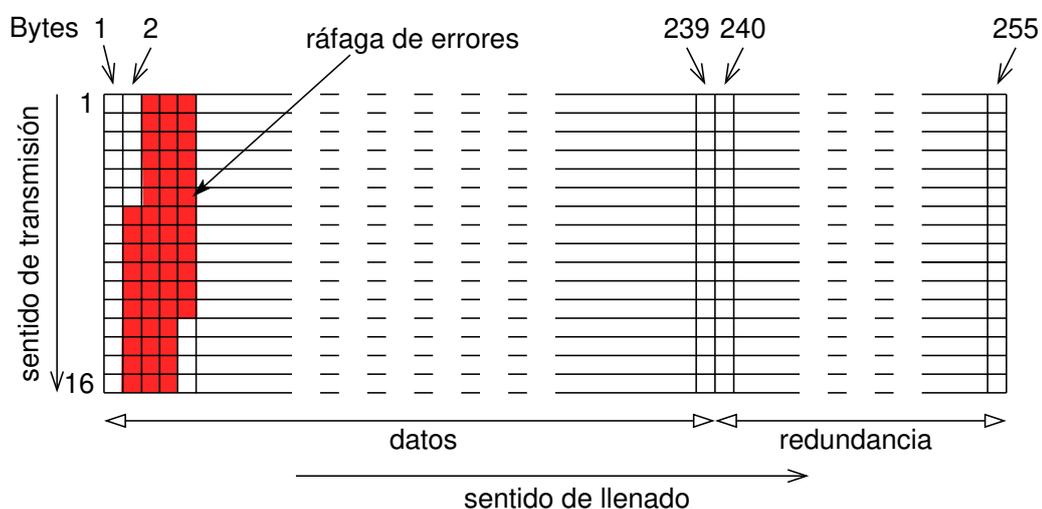
- **Aleatorizador** para evitar las largas cadenas de ceros y otras señales con estructura determinista.
- **Codificador de redundancia** para proteger frente a errores de transmisión. Un código muy utilizado es el Reed-Solomon, que opera por bloques de bytes.
- **Entrelazado** para proteger frente a las ráfagas de errores. Uniformiza la distribución de los errores en el tiempo, contrarrestando el fenómeno de que muchos de estos se agrupan en ráfagas (breves intervalos de malas condiciones de transmisión).

Ejemplo de matriz de entrelazado con RS(255,239):

Memoria que se llena por filas y se vacía por columnas:

⇒ una ráfaga de errores se reparte entre varios paquetes de datos protegidos consecutivos (en recepción se deshace el entrelazado).

⇒ la corrección de errores en el decodificador Reed-Solomon es más factible (si cada paquete no alcanza el número máximo de bytes erróneos que puede corregir), pero introduce un retardo adicional.



## Estructura del transmisor y receptor (3)

---

En el **modulador digital**, las modulaciones más utilizadas son variantes de QAM, PSK y DPSK, de las que las más avanzadas incluyen memoria. Un valor elevado de la relación  $s/n$  permite en ocasiones el uso de modulaciones con gran número de señales (como 64-QAM). La detección suele ser coherente.

La modulación debe dar lugar a señales de *espectro fuertemente limitado* para evitar interferencias con otros sistemas  $\Rightarrow$  los pulsos transmitidos suelen ser de espectro de RCCA. En condiciones normales (sin multitrayecto), llegan con distorsión despreciable, con lo que un filtro receptor de la misma forma permite el cumplimiento simultáneo de las condiciones de no IES y filtrado óptimo del ruido.

En ciertos momentos el canal puede introducir distorsión por el multitrayecto, con lo que un elemento importante para hacer frente a la variabilidad del canal es el *igualador adaptativo*, cuya presencia puede aumentar considerablemente la longitud máxima alcanzable del enlace.

En el caso de protección *por diversidad* de la señal, existen dos modalidades de **selección** de la señal:

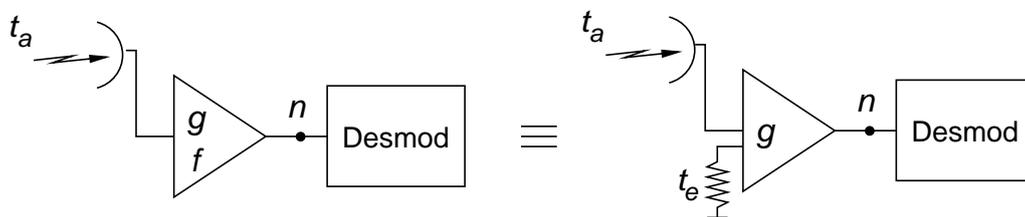
- **Selección por conmutación:** se elige la señal recibida con mejor calidad.
- **Selección por combinación:** se realiza una combinación lineal de las señales recibidas, a través de filtros variables que intentan maximizar la calidad de la señal así generada.

## Ruido en el receptor

Dos de las principales fuentes de ruido en el sistema son:

- Ruido externo captado por la antena y caracterizado por la temperatura de ruido de la antena<sup>4</sup>  $t_a$ .  
En los sistemas habituales las antenas apuntan en una dirección cercana a la superficie de la Tierra, por lo que la temperatura de ruido de la antena  $t_a = t_0$ , que es la temperatura del ruido emitido típicamente por la superficie de nuestro planeta.
- Ruido del amplificador del receptor, caracterizado por su factor de ruido  $f$  ( $t_e = t_0(f - 1)$ ).

Si solo se tuviese en cuenta estas dos fuentes de ruido, representadas en la figura,



la potencia de ruido a la entrada del desmodulador sería:

$$n = gk(t_a + t_e)b = gk [t_a + t_0(f - 1)]b$$

<sup>4</sup> temperatura equivalente de ruido de la antena, temperatura de fuente de la antena, temperatura de antena.

## Cálculo de la sección de regeneración (1)

---

No solo hay que tener en cuenta las condiciones de transmisión habituales, sino también los casos de desvanecimiento.

El **margen de desvanecimiento** es la diferencia entre la potencia recibida por el receptor en condiciones normales (en ausencia de desvanecimiento),  $P_R$ , y la sensibilidad del receptor (potencia mínima que debería recibir,  $T_h$ , para alcanzar una  $P_e$  de referencia, típicamente  $10^{-3}$  o  $10^{-6}$ ). Así, el margen de desvanecimiento  $M_3$  es:

$$M_3[\text{dB}] = P_R[\text{dBm}] - T_{h3}[\text{dBm}]$$

donde  $T_{h3}$  es la potencia mínima que debería recibir para que  $P_e = 10^{-3}$ .

La potencia recibida (en ausencia de desvanecimiento) en un caso sencillo de vano único es:

$$P_R = P_T - L_{TT} + G_T - L_{bf} - A_e + G_R - L_{TR}$$

- $P_T$ : potencia enviada a la antena emisora.
- $L_{bf}$ : pérdidas básicas de propagación en espacio libre.
- $A_e$ : atenuación de campo.
- $L_{TT}$ : pérdidas adicionales en el terminal transmisor (hasta la antena).
- $L_{TR}$ : pérdidas adicionales en el terminal receptor (desde la antena hasta el primer circuito).
- $G_T$ : ganancia de la antena transmisora.
- $G_R$ : ganancia de la antena receptora.

## Cálculo de la sección de regeneración (2)

---

La profundidad del desvanecimiento  $F$ [dB] se modela mediante distribuciones estadísticas.

Para valores pequeños de desvanecimiento ( $F \approx 2-5$  dB) se aplica una distribución gaussiana, en la que la probabilidad de que el desvanecimiento exceda un valor  $F_0$ [dB] es:

$$P[F > F_0] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{F_0}{\sigma} \right)$$

donde  $\sigma$  es la desviación típica de la distribución.

Para valores grandes de desvanecimiento ( $F > 15$  dB), la aproximación teórica más utilizada es una distribución Rayleigh, en la que la probabilidad de que el desvanecimiento exceda un valor  $F_0$ [dB] es:

$$P[F > F_0] = k_0 10^{-F_0/10}$$

donde el factor de aparición del desvanecimiento,  $k_0$ , es un parámetro que depende de la frecuencia, la longitud del vano, el clima y las características del terreno.

Para valores intermedios de desvanecimiento se suelen usar métodos de interpolación.

## Transmisión digital por satélite (1)

---

Es un tipo de radioenlace con un repetidor activo (dotado de amplificador) o un regenerador en un satélite. En el primer caso tenemos un solo enlace digital Tierra-Tierra con dos tramos analógicos Tierra-satélite y satélite-Tierra, y en el segundo dos tramos digitales.

Permite alcanzar grandes áreas de cobertura, incluyendo lugares de difícil accesibilidad  $\Rightarrow$  muy interesante para aplicaciones de **difusión**, aunque también son importantes sus aplicaciones en configuración de enlaces punto a punto.

En aplicaciones de difusión, la zona de cobertura puede configurarse con gran precisión diseñando adecuadamente las antenas transmisoras. Existen distintos grados de potencia recibida sobre distintas áreas de la zona de cobertura, de forma que en la zona de mayor interés es posible la captación con antenas de menor tamaño.

Caso más habitual: **satélites geoestacionarios**. Orbitan circularmente a 35 786 km sobre el ecuador con la misma velocidad angular que la Tierra  $\Rightarrow$  movimiento relativo respecto de la superficie de esta es nulo y las antenas pueden estar orientadas de forma fija.

También se utilizan satélites de comunicaciones de órbita más baja  $\Rightarrow$  movimiento relativo respecto de la Tierra, lo que impide el uso de antenas de gran directividad.

El satélite actúa generalmente de repetidor activo, limitándose a reenviar la señal captada tras trasladarla en frecuencia y amplificarla, aunque también puede incluir regeneración a bordo.

Normalmente el satélite realiza estas tareas sobre varias señales digitales multiplexadas entre sí en frecuencia. El elemento encargado de recibir, amplificar y reenviar una de estas señales MDF se denomina **transpondedor**.

## Transmisión digital por satélite (2)

---

El enlace está más libre de perturbaciones por multitrayecto pero presenta menor potencia recibida por la larga distancia.

El desvanecimiento por multitrayecto no se considera, pero sí los desvanecimientos por lluvia.

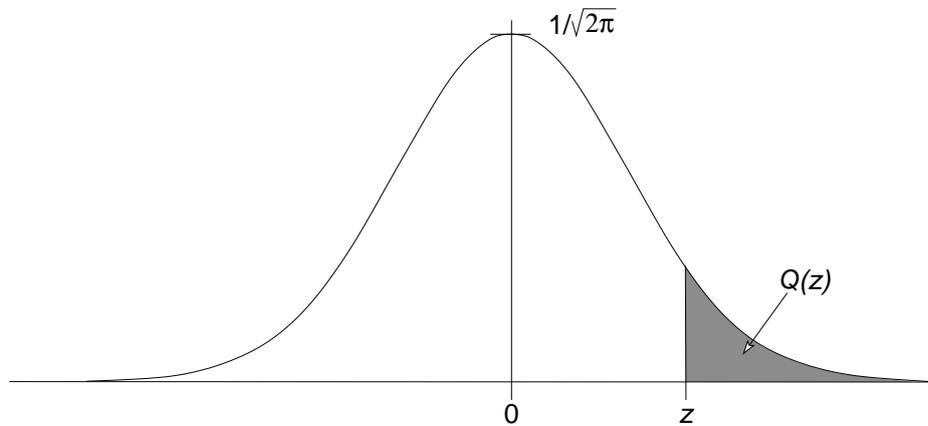
La potencia de la señal transmitida por el satélite viene limitada por la potencia que es capaz de captar del sol mediante sus células fotovoltaicas.

La menor potencia con la que llega la señal, hace necesarias modulaciones basadas en constelaciones con un número reducido de señales (como 2-PSK o 4-PSK).

Comparación entre transmisión de TV analógica o digital:

- Analógico: un canal de 33 MHz de ancho de banda transportaba una única señal de TV modulada en frecuencia.
- Digital: utilizando modulaciones avanzadas se consiguen unos 38 Mb/s, que corresponden a unos ocho canales de TV (multiplexados en el tiempo de la forma indicada en el estándar MPEG-2):
  - Ancho de banda  $b = 33$  MHz, pulsos en RCCA con  $\alpha = 0,2$   
 $\Rightarrow v_t = 27,5 \cdot 10^6$  señales/s.
  - Dos bits por símbolo ( $M = 4$ )  $\Rightarrow$  velocidad binaria  $v_b = 55$  Mb/s (incluye un 45 % de redundancia de la codificación de canal).
  - Tras la descodificación de canal queda  $v_{b_{\text{neta}}} = 38$  Mb/s.

## Apéndice: función $Q(\cdot)$



$$Q(z) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{z}{\sqrt{2}} \right) = \int_z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt$$

Aproximación para  $z > 3$ :

$$Q(z) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{e^{-z^2/2}}{z}$$

## Problema 5.1

Se considera un sistema analógico de transmisión de TV por satélite que utiliza para cada señal un canal de 33 MHz (en el que la señal de TV va modulada en frecuencia). Con vistas a evaluar la posible explotación digital de este canal, y sabiendo que la relación señal a ruido a la entrada del desmodulador digital es 7,8 dB, hallar:

- 1.) La capacidad teórica del canal.
- 2.) La velocidad binaria útil si se utiliza, sin codificación de canal, una modulación M-QAM con pulso en RCCA con  $\alpha = 0,35$  y se requiere una probabilidad de error de  $10^{-10}$ .
- 3.) La velocidad binaria útil si se incluye codificación de canal de dos etapas: la primera de las cuales es RS(204,188) y la segunda es un codificador convolucional que añade un bit a cada 5 bits de información. Se sabe que la combinación de estas técnicas convierte una probabilidad de error a la entrada del decodificador de canal de  $10^{-2}$  en una probabilidad de error a la salida de  $10^{-10}$ .
- 4.) El número de programas de TV que pueden transmitirse en este último caso con calidad PAL utilizando codificación MPEG-2, en el que cada programa se codifica con 5 Mb/s.

Datos adicionales:

- Utilizar como fórmula de la probabilidad de error en M-QAM:

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{\frac{6E_s}{N_0(M-1)}}\right)$$

$$2Q(\sqrt{41,821}) = 10^{-10}$$

$$2Q(\sqrt{6,635}) = 10^{-2}$$

Nota: Los datos de los codificadores de canal de este problema corresponden a los utilizados en radiodifusión de TV por satélite (Rec. UIT-R BO.1211).

## Problema 5.2

---

Sea un receptor óptico basado en APD con parámetros:

- Resistencia de carga:  $R_L = 1 \text{ M}\Omega$ .
- Temperatura de ruido de la resistencia de carga:  $t = 300 \text{ K}$ .
- Factor de ruido en exceso:  $F(M) = M^{0,5}$ .
- Densidad espectral del ruido interno del amplificador:  $\{v_a^2\} = 1,6 \cdot 10^{-7} \text{ V}^2/\text{Hz}$ .
- Ancho de banda:  $b = 90 \text{ MHz}$ .
- Corriente de oscuridad (antes de multiplicación):  $i_{os} = 0,1 \text{ nA}$ .
- Factor de multiplicación del efecto avalancha:  $M = 150$ .
- Rendimiento cuántico:  $\eta = 0,5$ .

que opera a la longitud de onda de 1550 nm.

Se pide:

- 1.) La sensibilidad para una probabilidad de error de  $10^{-9}$ .
- 2.) ¿Es posible aumentar indefinidamente la  $\text{snr}_1$  para la  $i_{s,max}$  obtenida incrementando el factor de multiplicación?

## Problema 5.3

Se quiere diseñar un sistema de transmisión digital por fibra óptica multi-modo con los siguientes datos:

- Probabilidad de error por sección:  $P_{e,obj} = 10^{-9}$ .
- Número de secciones de regeneración: 2 (de igual longitud).
- Velocidad binaria: 34 Mb/s.
- Potencia de los transmisores ópticos: 1 mW.
- Pérdidas en los conectores:  $L_c = 0,5$  dB.
- Margen de seguridad:  $M_s = 10$  dB.
- Atenuación de la fibra:  $\alpha = 0,1$  dB/km.
- Atenuación por empalmes:  $\alpha_e = 0,3$  dB/km.
- Sensibilidad del receptor óptico para  $P_{e,obj}$ :  $-21$  dBm.
- Penalización máxima por IES:  $I = 1$  dB.
- Longitud de onda del emisor (LED):  $\lambda = 1300$  nm.
- Ancho espectral del emisor:  $\Delta\lambda = 50$  nm.
- Coeficiente de dispersión del material:  $M(\lambda) = 0,005$  ns/km·nm.
- Coeficiente de dispersión por efecto guíaonda: Despreciable.
- Dispersión intermodal (ns):  $\sigma_{MOD} = 0,623 \cdot L$  ( $L$ , longitud en km).

Se pide:

- 1.) La expresión de la dispersión total de un tramo (en ns) en función de su longitud (en km).
- 2.) La longitud máxima por sección.
- 3.) ¿Coincide la probabilidad de error por sección objetivo con la probabilidad de error del sistema diseñado?  
Indicar aproximadamente la probabilidad de error total en función de la probabilidad de error por sección.

## Problema 5.4

---

Un radioenlace digital terrenal a 8 Mb/s que funciona a 14 GHz se basa en un desmodulador digital con una curva de  $P_e$  dada por:

$$P_e = 10^{-S/M[\text{dB}]+3}$$

siendo el factor de ruido del sistema receptor (hasta el desmodulador digital) 3 dB. Calcular:

- 1.) El ancho de banda para una modulación 256-QAM con  $\alpha = 0,5$ .
- 2.) La potencia recibida en condiciones normales ( $P_e = 10^{-7}$ ).
- 3.) Los márgenes de desvanecimiento  $M_3$  y  $M_6$ .
- 4.) La proporción de tiempo durante la que la probabilidad de error se sitúa entre  $10^{-3}$  y  $10^{-6}$ , y su equivalencia en s/día.

Datos adicionales:

- Probabilidad de atenuación por desvanecimiento mayor que  $F_0$  [dB]:

$$P[F > F_0] = k_o 10^{-F_0[\text{dB}]/10} \quad \text{con } k_o = 10^{-3}.$$

## Problema 5.5

---

Un enlace digital de comunicaciones por satélite a 34 Mb/s en el que este actúa como amplificador tiene las siguientes características:

- Frecuencia de transmisión de la estación terrena: 15 GHz.
- Frecuencia de transmisión del satélite: 15,1 GHz.
- Ganancia de la antena del transmisor en tierra: 55 dB.
- Ganancia de la antena del receptor en tierra: 55 dB.
- Distancia entre el satélite y las estaciones terrenas: 40 000 km.
- Ganancia de las antenas del satélite: 30 dB.
- Potencia de salida del transmisor terreno: 1 kW.
- Ganancia del amplificador del satélite descontando pérdidas en elementos pasivos de este:  $G_s = 100$  dB.
- Ganancia del amplificador del receptor terrestre:  $G_r = 100$  dB.

Se pide calcular:

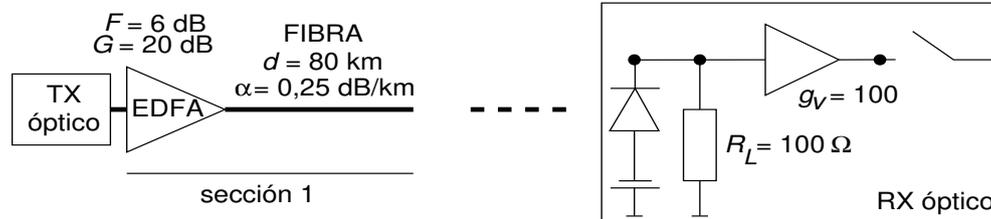
- 1.) Las pérdidas de propagación entre el transmisor terreno y el satélite y entre el transmisor del satélite y el receptor terrestre.
- 2.) La potencia de señal captada por el receptor terrestre.
- 3.) La potencia de ruido total (referido a la entrada del receptor terrestre) y la expresión de la probabilidad de error (usando modulación 2-PSK) si el ruido corresponde a:
  - Ruido captado por la antena del satélite, de temperatura de fuente  $t_f = 290$  K.
  - Amplificador del satélite con factor de ruido  $F_s = 5$  dB.
  - Ruido captado por la antena de tierra, de temperatura de fuente  $t_f = 42$  K.
  - Amplificador del receptor terrestre con factor de ruido  $F_r = 5$  dB.

Datos adicionales:

- Probabilidad de error en 2-PSK:  $P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E}{n}}\right)$ .
- Suponer ancho de banda mínimo posible sin interferencia entre símbolos.

## Problema S03P2

La figura representa un enlace por fibra compuesto por varias secciones de amplificación. Cada una de ellas está compuesta por un amplificador óptico (EDFA) y una longitud de cable de 80 km.



De acuerdo con los datos de la figura, se pide calcular:

- 1.) La tensión en el punto de muestreo cuando llega un "1" si la potencia transmitida por el transmisor es  $P(1) = -30$  dBm.
- 2.) La tensión en el punto de muestreo cuando llega un "0" si la potencia transmitida por el transmisor es  $P(0) = -\infty$  dBm, y la corriente de saturación del diodo es despreciable.
- 3.) El ruido a la salida de cada sección de repetición debido al ruido de los amplificadores.
- 4.) El número máximo de secciones de repetición si se pretende un valor de  $P_e = Q(4,9)$ .
- 5.) El aumento de la potencia del transmisor para pasar a un valor de  $\gamma = 7$ .

Datos adicionales:

- Receptor no coherente: diodo p-i-n.
- Responsividad del receptor:  $r = 0,4$  A/W.
- Longitud de onda de trabajo:  $\lambda = 1550$  nm.
- Ancho de banda en el receptor:  $b = 10$  GHz.
- Corriente de oscuridad (saturación) en el receptor: despreciable.
- Ruido debido a  $R_L$  y al amplificador de recepción: despreciable.
- Se debe asumir que el ruido introducido por varios amplificadores EDFA colocados en cascada se puede sumar en potencia. Este es el único ruido a considerar.

## Problema S06P2

Se desea transmitir una señal de 34 Mb/s (velocidad útil) por un radioenlace terrenal con dos vanos de 42 km que opera a una frecuencia de 18 GHz y que emplea una modulación 256-QAM con factor de redondeo  $\alpha = 0,3$ . Para proteger la señal contra errores hace uso de una codificación de canal de dos etapas: RS(204,188) seguido de un código convolucional que añade 1 bit de redundancia por cada 3 de información.

Sabiendo que se emplea:

- **emisor** de potencia  $p_t = 4 \text{ W}$ .
- **antenas** parabólicas de ganancia (de emisión y de recepción)  $G_t = G_r = 37 \text{ dB}$ .
- **repetidor intermedio** con factor de ruido  $F = 6 \text{ dB}$  y ganancia total  $G = 42 \text{ dB}$ .
- **receptor** con factor de ruido  $F = 6 \text{ dB}$  que consta de: amplificador de ganancia  $G = 42 \text{ dB}$ , desmodulador digital y descodificador de canal.

Se pide calcular:

- 1.) El ancho de banda necesario (en MHz).
- 2.) La potencia de señal recibida a la entrada del desmodulador (en dBm).
- 3.) La potencia total de ruido referida a la entrada del desmodulador (en dBm).
- 4.) La probabilidad de error a la salida del desmodulador.

Se necesita una  $P_e < 2 \cdot 10^{-5}$  a la entrada del descodificador de canal para que el descodificador de fuente sea operativo. Para que se cumpla este requisito, calcular:

- 5.) El aumento en la potencia de emisión (en dB) manteniendo la modulación inicial.

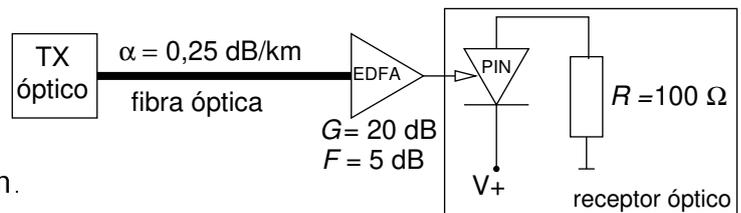
Datos adicionales:

- Constante de Boltzmann:  $k = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ .
- Potencia de ruido a la salida del emisor nula.
- Pérdidas en los alimentadores de las antenas nulas.
- Atenuaciones de campo y por desvanecimientos nulas.
- Temperatura de ruido captada por las antenas:  $t_f = 290 \text{ K}$ .
- Temperatura de referencia:  $t_0 = 290 \text{ K}$ .
- $P_e[\text{M-QAM}] = 2Q \left( \sqrt{\frac{6E_s}{N_o(M-1)}} \right)$  (donde  $Q(z) \approx \frac{1}{z\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2}$  para  $z > 3$ )
- Para el cálculo de  $z$  que corresponde a un  $Q(z)$  determinado utilice la tabla adjunta, pudiéndose interpolar linealmente los valores que faltan.

$Q(z)$	$5 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$
$z$	2,57583	3,09025	3,29056	3,71909	3,89059	4,26489	4,41717	4,75342

## Problema J12P2

En la figura se representa el diagrama de un enlace por fibra óptica monomodo formado por los siguientes elementos:



- Transmisor óptico con  $\lambda = 1550$  nm.
- Fibra óptica G.652 con  $\alpha = 0,25$  dB/km y  $D(\lambda) = 17$  ps/nm·km.
- Amplificador EDFA con  $G = 20$  dB y  $F = 5$  dB.
- Conversor opto-eléctrico, basado en un diodo PIN, con  $r = 1,25$  A/W,  $i_{os} = 0$  A,  $R = 100 \Omega$  y ancho de banda eléctrico  $b = 10$  GHz.

Además, se conocen los siguientes parámetros:

- Velocidad binaria:  $v_b = 10$  Gb/s.
- Probab. de los símbolos:  $P(1) = P(0) = 1/2$ .
- Pot. cuando se transmite un "0":  $p_t(0) = 0$  W.
- Solo se considera ruido ASE.

Para que el EDFA opere siempre en el mismo punto de trabajo, y por tanto no cambie sus características, el enlace se diseña de forma que la potencia de transmisión al inicio de la fibra sea igual a la de recepción, después del EDFA.

- 1.) Calcular la longitud del enlace desde el punto de vista de potencia, sin tener en cuenta la dispersión temporal. (El EDFA compensa la atenuación de la fibra)

Se pretende obtener en recepción un valor del parámetro  $\gamma = 10$  y limitar la interferencia entre símbolos (en la pregunta 3) para lo cual en el laboratorio se ha medido una Penalización en Potencia  $PP = 2$  dB.

- 2.) Calcular la sensibilidad efectiva del receptor (después del EDFA) para  $\gamma = 10$ .
- 3.) Sabiendo que se utiliza una fuente de luz con  $\Delta\lambda = 2,35$  nm (aplicar el diseño de fuente de luz de gran ancho de banda), calcular la máxima longitud del enlace si se busca limitar  $\sigma/T_b = 0,498$ .

Con objeto de aumentar la longitud del enlace controlando la dispersión temporal, se introduce al final de la fibra un DCM (*Dispersion Compensation Module*) que es capaz de compensar 700 ps en la dispersión cromática, pero añadiendo una atenuación de 8 dB.

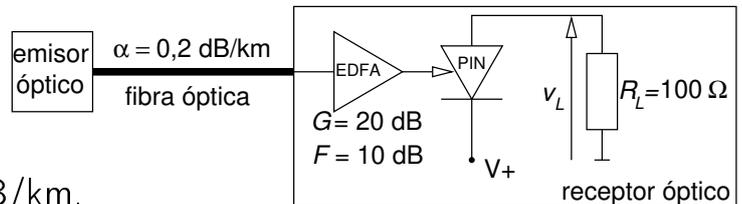
- 4.) Calcular la máxima longitud del enlace por dispersión temporal.
- 5.) Calcular la nueva longitud del enlace por balance de potencia.

En comunicaciones ópticas, a veces se utiliza la relación señal a ruido óptica definida como  $osnr = (\text{pot. recibida } \mathbf{media}) / (2\eta_{ASE} b_o)$ , donde  $b_o$  es el ancho de banda óptico.

- 6.) Para este tipo de receptor, en el que únicamente se considera ruido ASE, calcular el OSNR, en dB, conociendo que el ancho de banda eléctrico es la mitad del óptico ( $b = b_o/2$ ).

## Problema J13P2

La figura representa un enlace por fibra óptica cuyos datos son los siguientes:



- Emisor óptico con  $\lambda = 1550$  nm.
- Fibra óptica G.652 con  $\alpha = 0,2$  dB/km.
- Amplificador EDFA con  $G = 20$  dB y  $F = 10$  dB.
- Receptor óptico basado en diodo PIN con  $r = 0,476$  A/W,  $i_{os} = 0$  A,  $R = 100 \Omega$  y ancho de banda eléctrico  $b_e = 10$  GHz.

Además, se conocen los siguientes parámetros:

- Probab. de los símbolos:  $P(1) = P(0) = 1/2$ .
- Pot. cuando se transmite un "0":  $p_t(0) = 0$  mW.
- Pot. cuando se transmite un "1":  $p_t(1) = 1$  mW.
- Pot. media de transmisión:  $\overline{P}_t = -3$  dBm.
- Solo se considera ruido ASE.
- Margen de seguridad,  $M_s = 3$  dB.
- $P_e = 10^{-9} = Q(\gamma = 6)$ .

Se pide calcular:

- 1.) La densidad espectral de ruido ASE,  $\eta_{ASE}$  [W/Hz], a la salida del amplificador EDFA.
- 2.) La sensibilidad del receptor,  $S_0$  [dBm], a la entrada del amplificador EDFA y para una  $P_e = 10^{-9}$ .

**Suponer a partir de este momento** que  $S_0 = -35$  dBm. Se pide calcular:

- 3.) La longitud máxima que puede tener el enlace,  $L_{max}$  [km], teniendo en cuenta que debe considerarse un valor de *Power Penalty*,  $PP = 2$  dB.

**Suponer a partir de este momento** que  $L_{max} = 140$  km.

- 4.) Teniendo en cuenta que para la fibra considerada la limitación por efectos no lineales tiene que cumplir  $p_t(1) \cdot L_e < 80$  mW·km, justificar si el enlace sería viable o no. Considerar que la longitud efectiva del tramo de fibra,  $L_e$ , es constante e igual a  $L_e = 1/\alpha$  [Np/km].

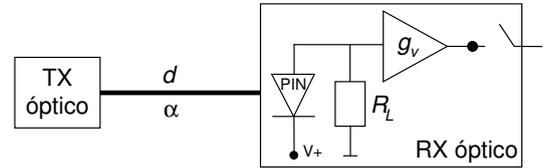
Se pretende reducir la potencia de ruido en el receptor debido al ruido ASE extrayendo el amplificador EDFA del receptor y situándolo en algún punto del enlace de fibra óptica.

- 5.) Calcular la mínima distancia a la que se puede situar el amplificador EDFA del emisor, teniendo en cuenta que en cualquier punto  $x$  de la fibra se tiene que cumplir  $p_{op1}(x) \cdot L_e < 80$  mW·km, siendo  $p_{op1}(x)$  la potencia óptica en el punto  $x$  cuando se transmite un "1". Volver a considerar que  $L_e = \text{cte.} = 1/\alpha$  [Np/km].

## Problema J23P2

Un proveedor de fibra óptica pretende dar servicios a un usuario de una zona rural, para lo que se va a diseñar un enlace digital con las siguientes características:

- Fibra óptica monomodo G.652 con:
  - Parámetro de dispersión:  $D(\lambda) = 15 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$ ;
  - Atenuación:  $\alpha = 0,15 \text{ dB/km}$ ;
  - Pérdidas debidas a empalmes:  $\alpha_e = 0,05 \text{ dB/km}$ .
- Transmisor en tercera ventana con:
  - Longitud de onda:  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ ;
  - Anchura espectral:  $\Delta\lambda = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ nm}$ ;
  - Pot. transmitida al enviar un "0":  $0 \text{ mW}$ ;
  - Símbolos equiprobables.
- Receptor no coherente con fotodiodo PIN y:
  - Responsividad:  $r = 0,5 \text{ A/W}$ ;
  - Corriente de oscuridad: despreciable;
  - Ancho de banda eléctrico:  $b = 5 \text{ GHz}$ ;
  - Fuente de ruido predomin.: granalla del diodo.
- Otros datos del enlace:
  - Ancho de banda óptico:  $b_o = 2 \cdot b$ ;
  - Velocidad binaria:  $v_b = 10 \text{ Gb/s}$ ;
  - Margen de seguridad:  $M_s = 3 \text{ dB}$ ;
  - Penalización en potencia:  $PP = 1 \text{ dB}$ ;
  - Pérdidas por conector en equipos terminales:  $L_c = 1 \text{ dB}$ .
- Datos adicionales:
  - Vel. de la luz en el vacío:  $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ .
  - Carga del  $e^-$ :  $e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ .
  - Cte. de Planck:  $h = 6,626 \cdot 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$ .



Se pide calcular:

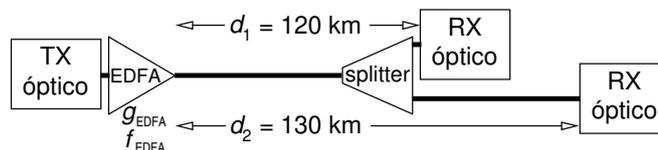
- 1.) La sensibilidad del receptor,  $S_0$  en dBm, si se dimensiona el enlace para obtener un valor del parámetro  $\gamma = 10$ .
- 2.) La longitud máxima del enlace para satisfacer la limitación por dispersión.

**Suponer a partir de ahora** que  $S_0 = -37 \text{ dBm}$  y que la long. del enlace  $d = 120 \text{ km}$ . Se pide calcular:

- 3.) La potencia óptica media mínima de transmisión,  $\bar{P}_{t_{\min}}$  en dBm, para que el enlace sea viable.

**Suponer a partir de ahora** que la potencia óptica media transmitida  $\bar{P}_t = \bar{P}_{t_{\min}} = -6 \text{ dBm}$ .

Posteriormente, el proveedor de fibra óptica pretende dar servicio a otro usuario cercano, para lo que se estima introducir un EDFA a la salida del transmisor óptico y un divisor pasivo (*splitter*) al final del enlace anterior, que divide la potencia entre los dos. De esta forma, la longitud del enlace entre el transmisor y el primer usuario sigue siendo  $d_1 = 120 \text{ km}$ , mientras que la longitud del enlace entre el transmisor y el segundo usuario es de  $d_2 = 130 \text{ km}$ .



Para caracterizar el EDFA y seleccionar el más adecuado, se pide calcular:

- 4.) La ganancia del EDFA para que ambos enlaces sean viables en potencia, considerando que cada conexión de entrada o de salida del EDFA o del splitter añade unas pérdidas de  $0,5 \text{ dB}$ .

**Suponer a partir de ahora** que  $G_{\text{EDFA}} = 6 \text{ dB}$ . Se pide calcular:

- 5.) El factor de ruido del EDFA si se desea obtener una OSNR de  $45 \text{ dB}$  a su salida.

# Soluciones (1)

---

## 5.1

- 1.)  $C = 92,8 \text{ Mb/s}$
- 2.)  $v_b = 24,44 \text{ Mb/s}$
- 3.)  $v_b = 56,32 \text{ Mb/s}$
- 4.) 11 programas de TV (suponiendo programas de 5 Mb/s cada uno).

## 5.2

- 1.)  $S = -35,96 \text{ dBm}$
- 2.) El máximo del parámetro  $\gamma$  se alcanza con  $M \approx 1072,25$ , valiendo  $\gamma \approx 14,93$ .

## 5.3

- 1.)  $\sigma[\text{ns}] = 0,632 \cdot d[\text{km}]$
- 2.)  $d_{\text{max seccion}} = d_{\text{potencia}} = 22,5 \text{ km}$
- 3.)  $P_{e_{\text{total}}} \approx 2P_{e_{\text{seccion}}} = 2 \cdot 10^{-9}$ .

## 5.4

- 1.)  $b = 1,5 \text{ MHz}$
- 2.)  $P_r = -99,2 \text{ dBm}$
- 3.)  $M_3 = 4 \text{ dB}$  ;  $M_6 = 1 \text{ dB}$
- 4.)  $P[1 \text{ dB} < F < 4 \text{ dB}] = 4 \cdot 10^{-4} \Rightarrow 0,04\% \text{ del tiempo} \equiv 34,6 \text{ s/día}$ .

## 5.5

- 1.)  $L_a = 123 \text{ dB}$  ;  $L_d = 123,1 \text{ dB}$
- 2.)  $P_r = -86,1 \text{ dBm}$
- 3.)  $N = -95 \text{ dBm}$  ;  $P_e = Q(\sqrt{7,8}) \approx 2,9 \cdot 10^{-3}$ .

## S03P2

- 1.)  $v_{s1} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ V}$
- 2.)  $v_{s0} = 0 \text{ V}$
- 3.)  $\eta'_{ASE} = \eta_{ASE}/a = 2,565 \cdot 10^{-19} \text{ W/Hz}$
- 4.)  $N = 4,06 \approx 4$
- 5.)  $P'_r(1) = P_r(1) + 3,1 \text{ dB}$ .

## S06P2

- 1.)  $b = 7,994 \text{ MHz}$
- 2.)  $P_r = -32,02 \text{ dBm}$
- 3.)  $n = 2,02 \cdot 10^{-9} \text{ W} \Rightarrow -56,94 \text{ dBm}$
- 4.)  $P_e = 2,23 \cdot 10^{-3}$
- 5.)  $(S/N)' - (S/N) = 2,82 \text{ dB}$ .

## Soluciones (2)

---

### **J12P2**

- 1.)  $d = 80$  km
- 2.)  $S = \bar{P}_r + 2PP = -9,91$  dBm
- 3.)  $d = 2,93$  km
- 4.)  $d = 44,11$  km
- 5.)  $d = 48$  km
- 6.)  $OSNR = 16,99$  dB.

### **J13P2**

- 1.)  $\eta_{ASE} = 6,41 \cdot 10^{-17}$  W/Hz
- 2.)  $S_0 = -33,36$  dBm
- 3.)  $L_{max} = 125$  km
- 4.)  $p_t(1) \cdot L_e = 21,5$  mW·km  $< 80$  mW·km  $\Rightarrow$  El enlace es viable
- 5.)  $x = 71,45$  km con respecto al emisor.

### **J23P2**

- 1.)  $S_o = -37,95$  dBm
- 2.)  $d = 129,72$  km
- 3.)  $\bar{P}_{t_{min}} = -6$  dBm
- 4.)  $G_{EDFA} \geq 7$  dB
- 5.)  $F_{EDFA} = 6,92$  dB.