



Departamento de Ingeniería de Telecomunicación
Teoría de la Señal y Comunicaciones
Universidad de Jaén

TEMA 4

TRANSMISIÓN DIGITAL EN BANDA BASE (III)

Contenidos

1. Limitación teórica debida al ancho de banda finito y al ruido
2. Interferencia entre símbolos (Intersymbol Interference, ISI)
3. Criterio de Nyquist
4. Canal de Nyquist y filtros en coseno alzado

Objetivos específicos

- Limitaciones teóricas que impone el ruido y el ancho de banda
- Efectos de la interferencia entre símbolos (ISI) en un sistema de comunicación
- Criterios de Nyquist para determinar ISI
- Conceptos y estimación de **filtros en coseno alzado**

Limitación teórica debida al ancho de banda finito y al ruido (I)

- En un canal sin ruido
 - El **ancho de banda de Nyquist** W_{min} es el mínimo ancho de banda teórico si se desea transmitir en **banda base** a una velocidad de transmisión $\frac{v_T}{2}$ con **ISI=0**. Se utiliza anchos de banda 30-40% mayor que W_{min} para filtros realizables

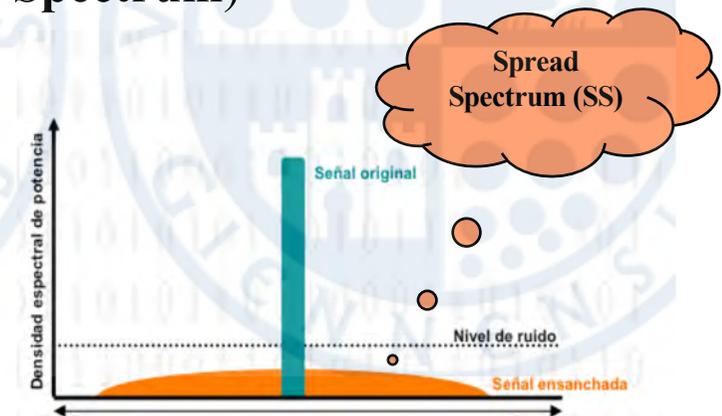
$$W_{min} = \frac{1}{2T} = \frac{v_T}{2} \Rightarrow v_T = \frac{2W_{min}}{n}, n \in N \Rightarrow v_{T_{max}} = 2W_{min}$$

- La **capacidad máxima** C (bps) de un canal suponiendo un ancho de banda W (Hz) y M niveles (símbolos):

$$C_{max}(bps) = v_{T_{max}} \log_2 M = 2W \log_2 M$$

- En un canal con ruido AWGN
 - La capacidad C (bps) del canal se determina por el teorema de la capacidad Shannon-Hartley (**espectro ensanchado – Spread Spectrum**)

$$C_{max}(bps) = W(Hz) \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \Big|_{lineal} \right)$$

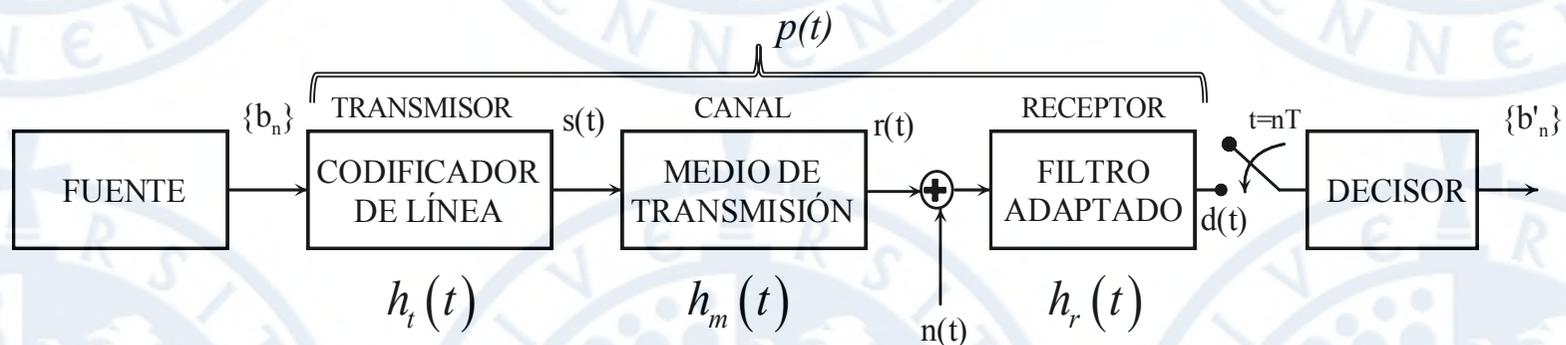


Interferencia entre símbolos (I)

La alteración sufrida por la señal $s(t)$ transmitida al atravesar el canal $h_m(t)$ consta de dos fuentes de error bien diferenciados.

- Fuente de error 1: ruido AWGN $\Rightarrow P_e$ a la salida del decisor
- Fuente de error 2: **limitación del canal en banda** (canales físicos) \Rightarrow ISI

IMPORTANTE: a partir de este punto, se estudiará la limitación en banda (ISI) activa y el ruido AWGN inactivo en un SCD en banda base para el caso de señalización binaria.



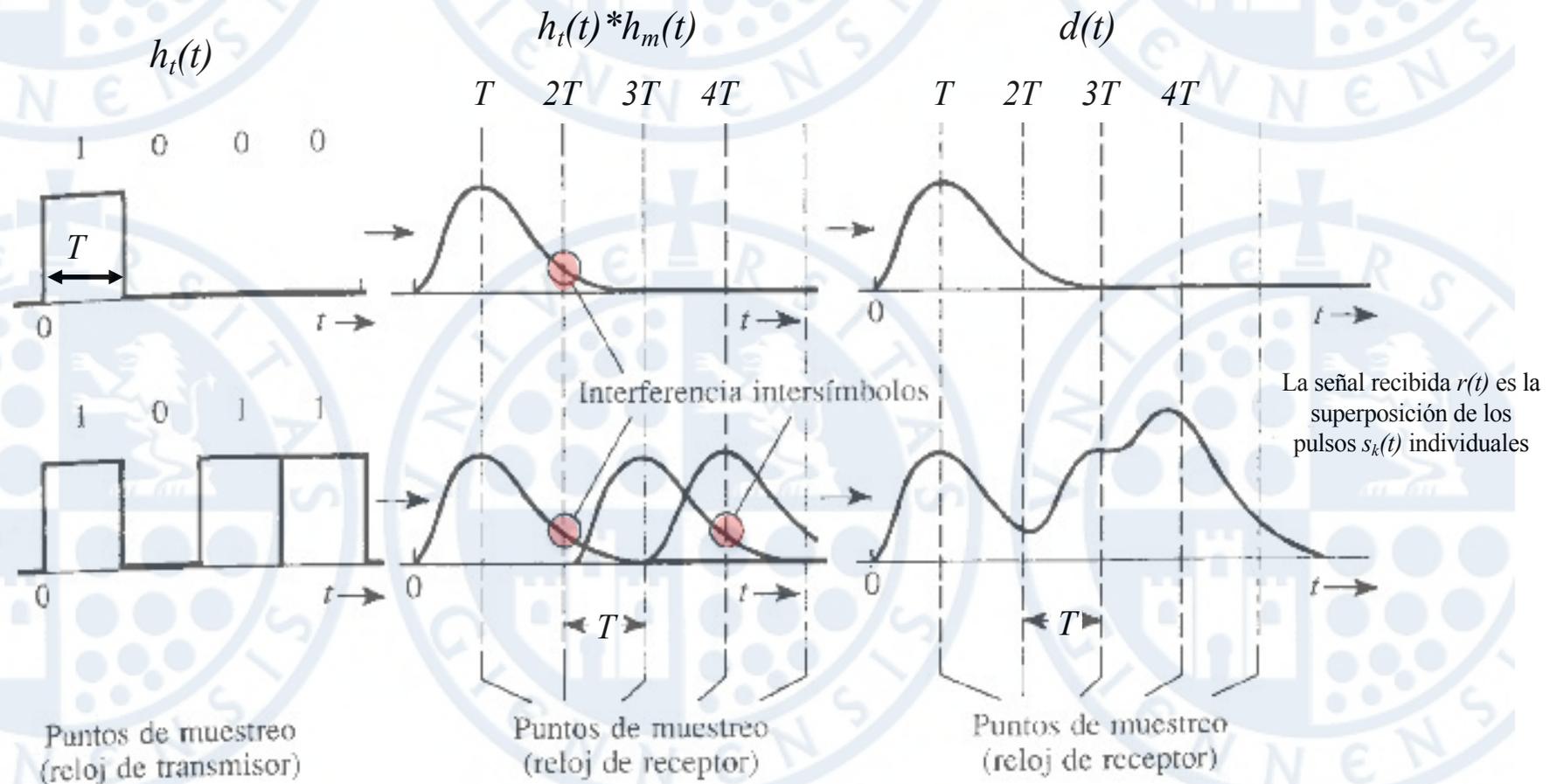
Modelo de un SCD en banda base limitado en banda

La limitación en banda del canal:

- Es causada por el efecto conjunto del filtro de conformación $h_t(t)$ del codificador de línea (transmisor), el medio de transmisión $h_m(t)$ y el filtro adaptado $h_r(t)$ del receptor
- Cuando un **símbolo i** se filtra $\Rightarrow p(t) = h_t(t) * h_m(t) * h_r(t) \Rightarrow P(f) = H_t(f) \cdot H_m(f) \cdot H_r(f)$, éste sufre **dispersión temporal** ya que la duración de su pulso es $> T$, luego aparece superposición con los **símbolos $j \neq i$** . Este efecto se conoce como **interferencia inter-símbolo (intersymbol interference ISI)**

Interferencia entre símbolos (II)

- El filtrado del canal implica que se genere dispersión de energía en los símbolos consecutivos generando ISI entre símbolos vecinos.
- La ISI reduce las prestaciones del detector ya que en un sistema digital debido a la ISI puede haber errores aunque no exista ruido en el sistema

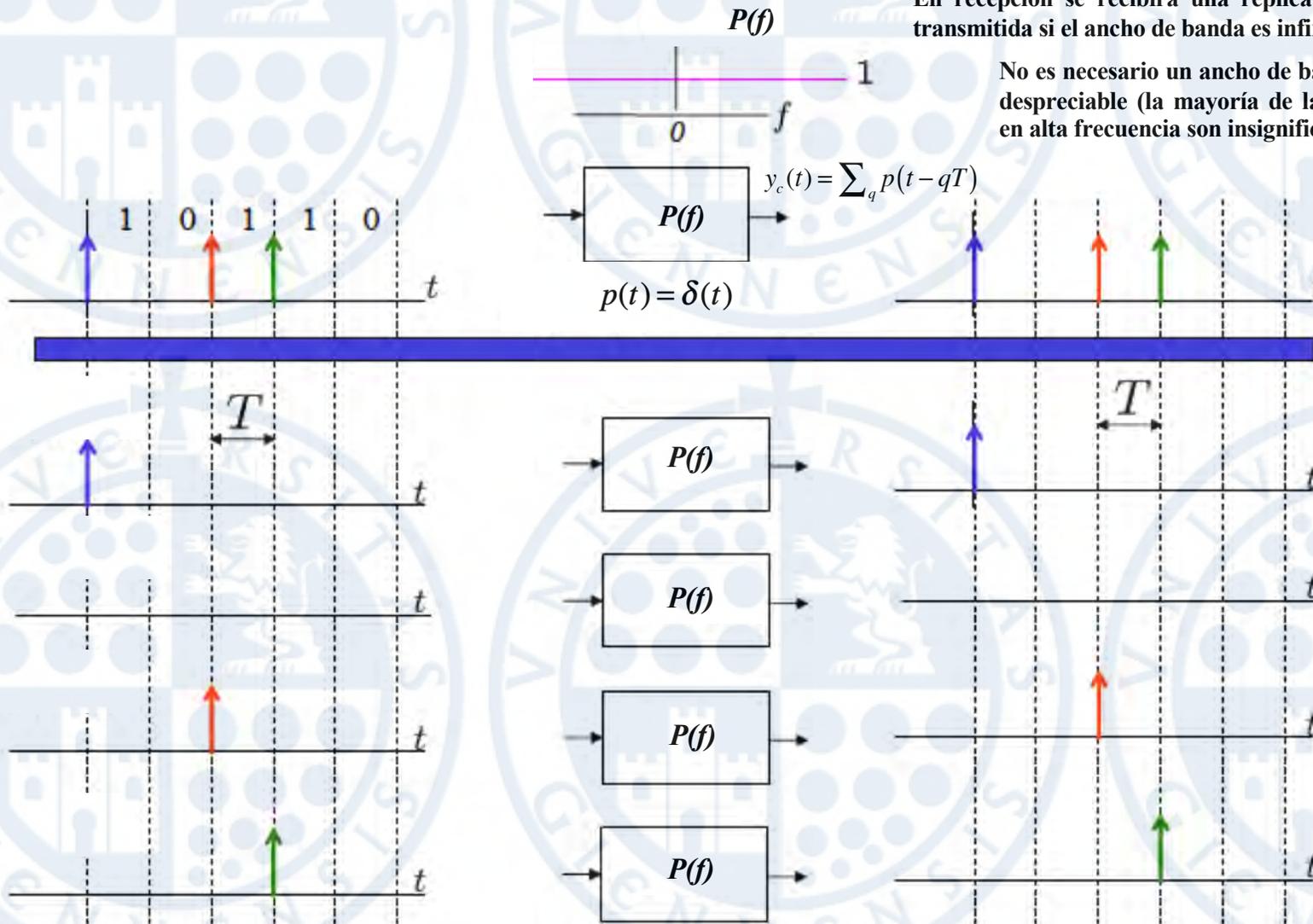


Interferencia entre símbolos (III)

$P(f)$ con ancho de banda ilimitado

En recepción se recibirá una réplica exacta de la señal digital transmitida si el ancho de banda es infinito

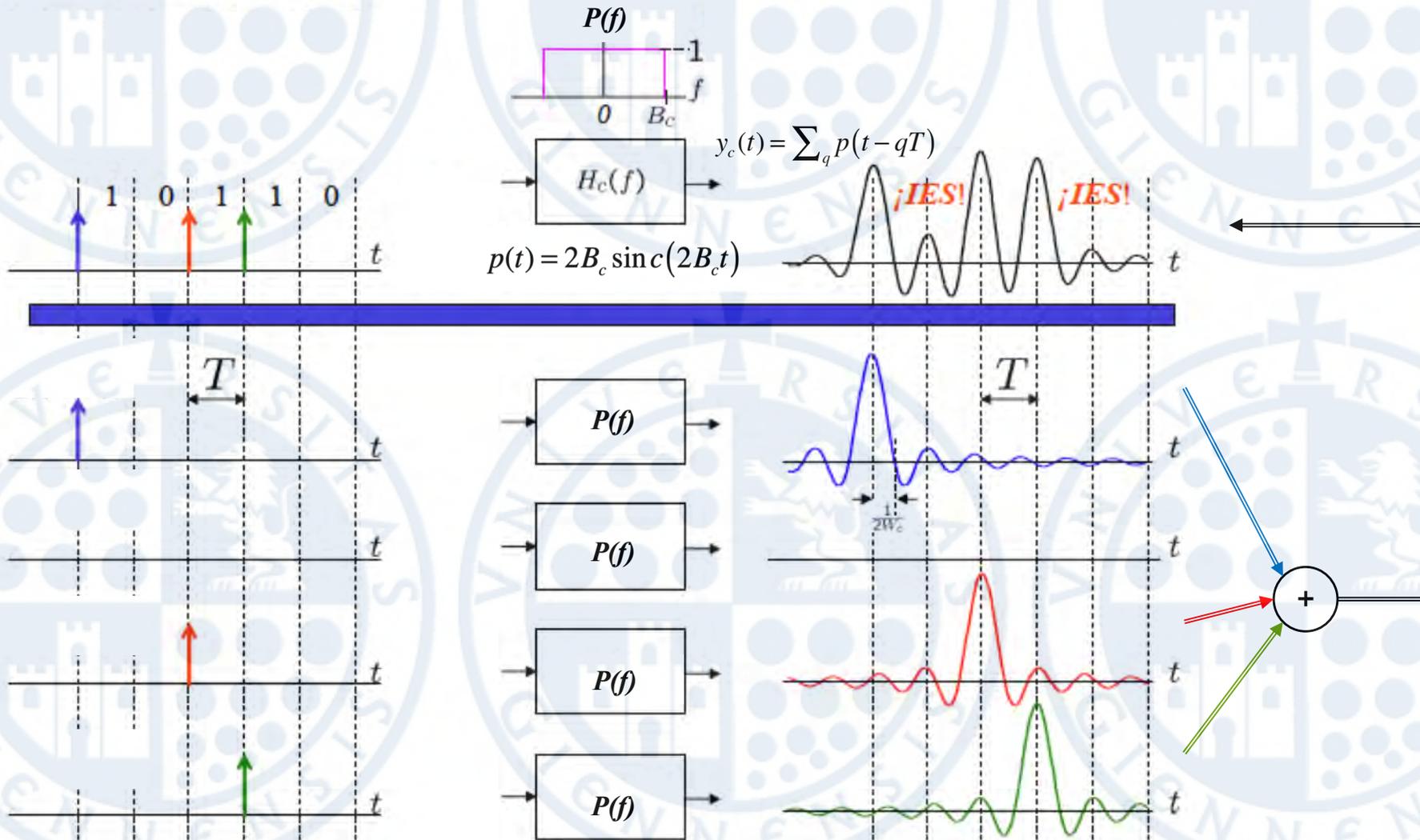
No es necesario un ancho de banda infinito para tener ISI despreciable (la mayoría de las componentes de la señal en alta frecuencia son insignificantes)



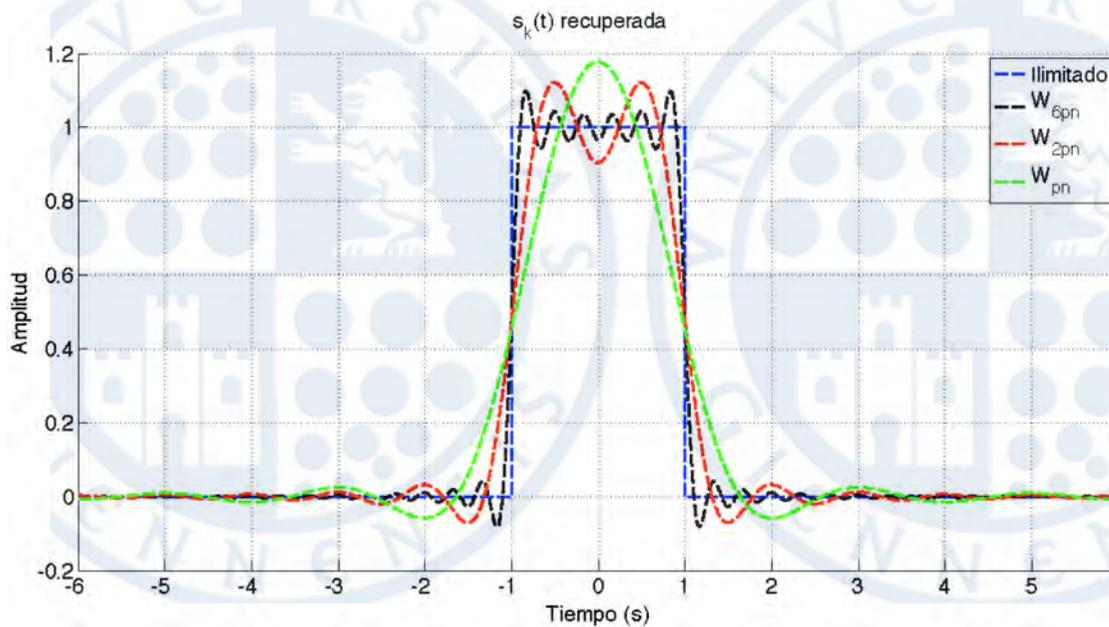
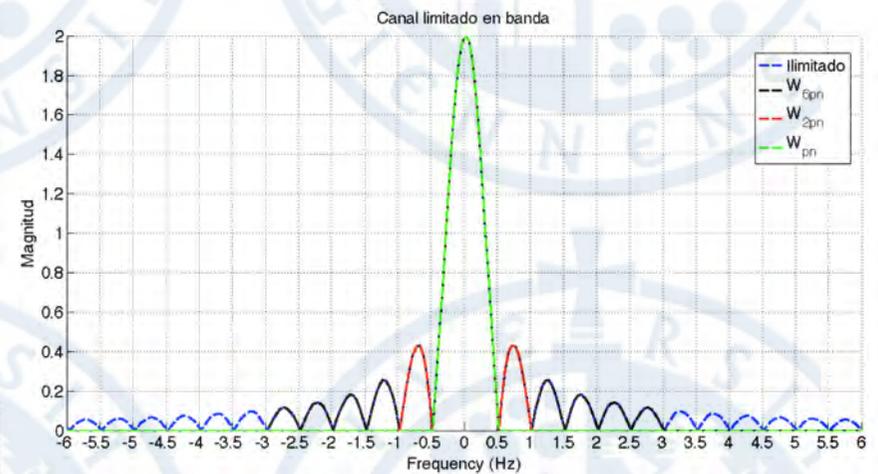
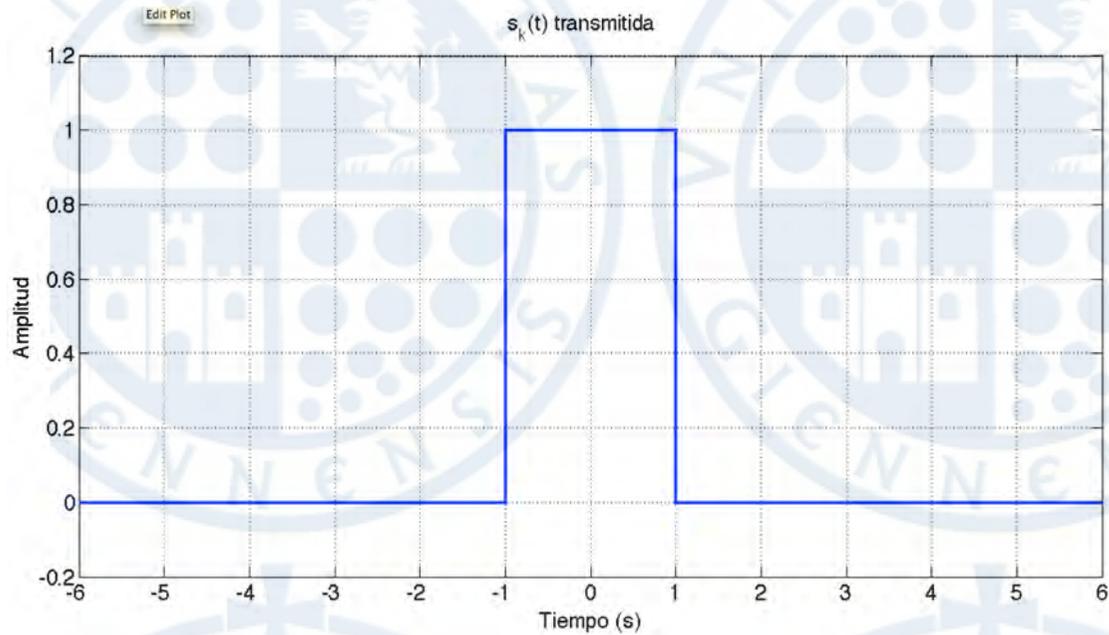
Interferencia entre símbolos (IV)

$P(f)$ con ancho de banda limitado

Un canal físicamente realizable presenta un ancho de banda finito $W=B_c$, lo que produce un efecto de filtrado sobre los pulsos digitales (símbolos) que lo atraviesan causando dispersión temporal (ISI)



Interferencia entre símbolos (V)



Interferencia entre símbolos (VI)

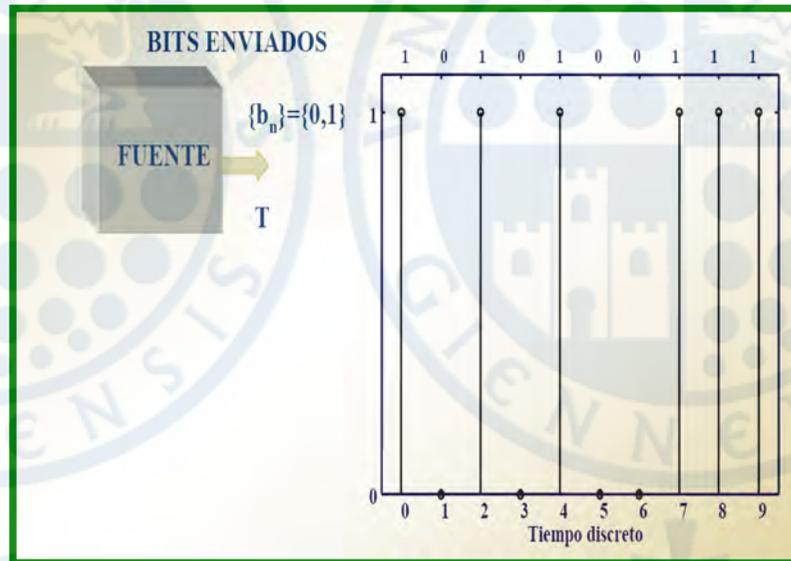
CONSIDERACIONES GENERALES

- En **recepción** se recibirá una **réplica exacta** de la señal digital transmitida si el ancho de banda es **infinito**

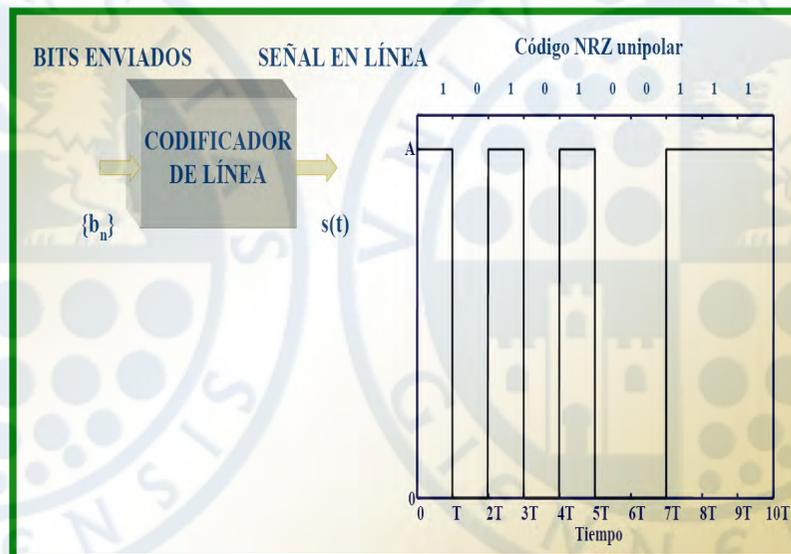
En realidad, no es necesario un ancho de banda infinito ya que la mayoría de las componentes de la señal en alta frecuencia son despreciables

- El ancho de banda de un canal es el **rango de frecuencias** que deja pasar. De esta forma, a mayor ancho de banda, mayor velocidad de transmisión
- La velocidad de transmisión de un canal depende de 3 factores: ancho de banda disponible W , niveles M de señal y nivel de ruido en el sistema
- En teoría, el incremento de niveles M induce a pensar que se puede transmitir a cualquier v_T . Sin embargo, ese incremento implica una mayor complejidad en el receptor lo que repercute en una reducción en la fiabilidad del receptor.
- Un canal físicamente realizable, con un W finito, produce un efecto de **filtrado** sobre los pulsos digitales (bits - símbolos) que lo atraviesan, causando **dispersión temporal (ISI)**

Interferencia entre símbolos (VII)

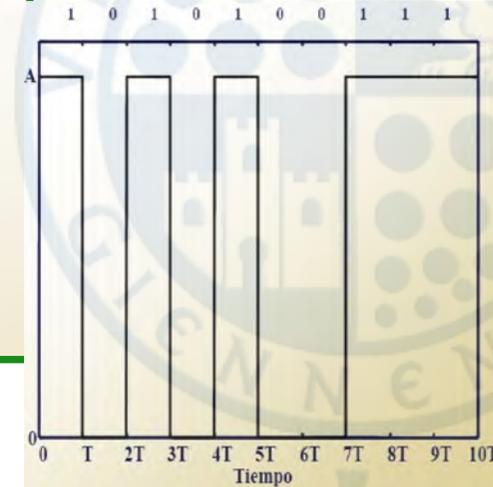


$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \cdot \delta(t - nT)$$

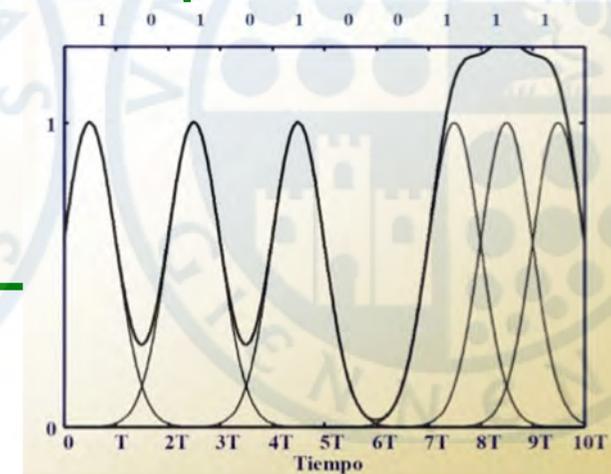
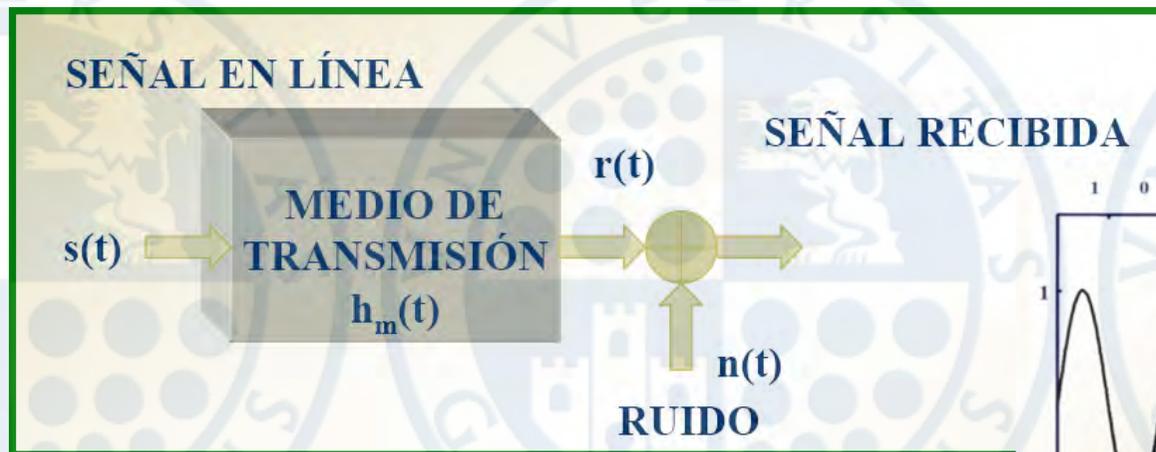


$$s(t) = c(t) * h_t(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \cdot \delta(t - nT) * h_t(t)$$

Interferencia entre símbolos (VIII)



$$s(t) = c(t) * h_t(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \cdot \delta(t - nT) * h_t(t)$$



$$r(t) = s(t) * h_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \delta(t - nT) * h_t(t) * h_m(t)$$

Interferencia entre símbolos (IX)

$$\left. \begin{aligned} p(t) &= h_t(t) * h_m(t) * h_r(t) \\ n_r(t) &= n(t) * h_r(t) \end{aligned} \right\} d(t) = c(t) * p(t) + n_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \cdot p(t - n \cdot T) + n_r(t)$$



Forma de los pulsos a la salida del receptor

ruido del canal a la salida del receptor

Salida del muestreador: $d[m] = d(mT) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n p(mT - nT) + n_r(mT)$

$$d[m] = b_m p(0) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq m}}^{+\infty} b_n p((m-n)T) + n_r(mT)$$

Símbolo recibido en $t=mT$

Interferencia entre símbolos en $t=mT$

Ruido en $t=mT$

Interferencia entre símbolos (ISI) en $t=mT$

$$ISI[m] = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq m}}^{+\infty} b_n p((m-n)T)$$

⇒ La ISI depende de la duración del pulso $p(t)$ respecto al periodo de símbolo T determinada por $P(f)$ del canal (Distorsión del medio de transmisión)

$$ISI[m] = \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{+\infty} b_{m-k} p(kT)$$

$k = m - n$ ⇒ La ISI, en el instante de muestreo $t=mT$, depende de los símbolos transmitidos, recibidos y de la forma del pulso $p(t)$

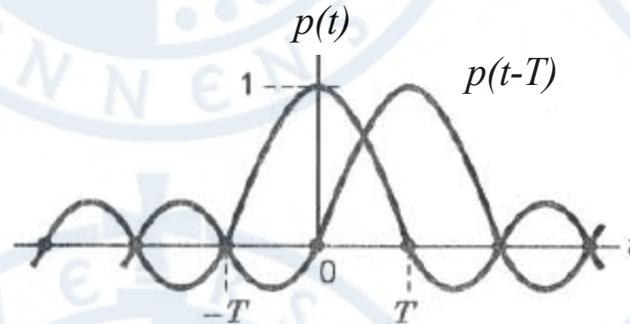
Criterios de Nyquist

El criterio de Nyquist permite eliminar ISI diseñando correctamente la respuesta $p(t)$

- **Criterio de Nyquist en el dominio del tiempo:** no existe ISI (ISI=0) si los pulsos $p(t)$ no se anulan para $t=0$ y se anulan en los múltiplos del intervalo de símbolo $t=kT$, tiempos referidos a donde se realiza el muestreo del receptor

$$p(0) \neq 0$$

$$p(kT) = 0 \quad \forall k \neq 0$$

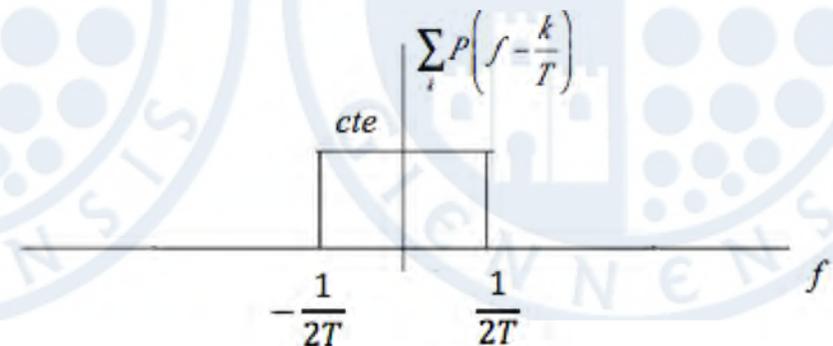


- **Criterio de Nyquist en el dominio de la frecuencia:**

$$p(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - k \cdot T) = p(0) \cdot \delta(t) \Rightarrow P(f) * \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T}\right) = p(0)$$

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} P\left(f - \frac{k}{T}\right) = p(0) \cdot T$$

$$\sum_k P\left(f - \frac{k}{T}\right) = cte \quad , \quad |f| \leq \frac{1}{2T}$$

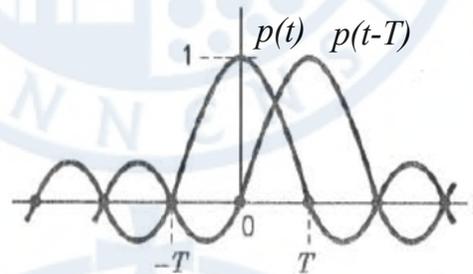
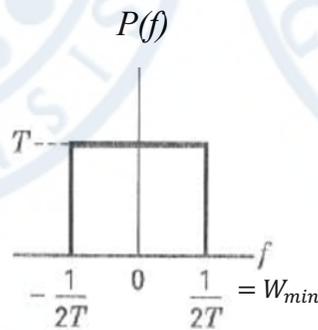


Canal de Nyquist y filtros de coseno alzado (I)

- El **canal de Nyquist (paso-bajo ideal)** es el canal que cumple el criterio de Nyquist con el menor ancho de banda W_{min} (ancho de banda de Nyquist)

$$P(f) = T\Pi(Tf) = \frac{1}{2W_{min}} \Pi\left(\frac{f}{2W_{min}}\right) \Pi \Rightarrow p(t) = \text{sinc}(2W_{min}t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \Rightarrow \begin{cases} p(0) = 1 \\ p(kT) = 0, k \in Z \end{cases}$$

$$W_{min} = \frac{1}{2T} \Rightarrow T = \frac{1}{2W_{min}}$$



Velocidad de transmisión v_T por un canal **banda-base sin ISI**:

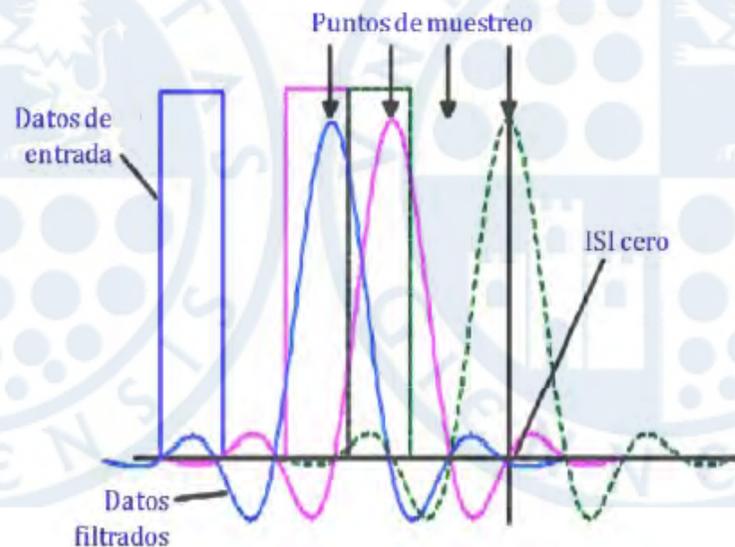
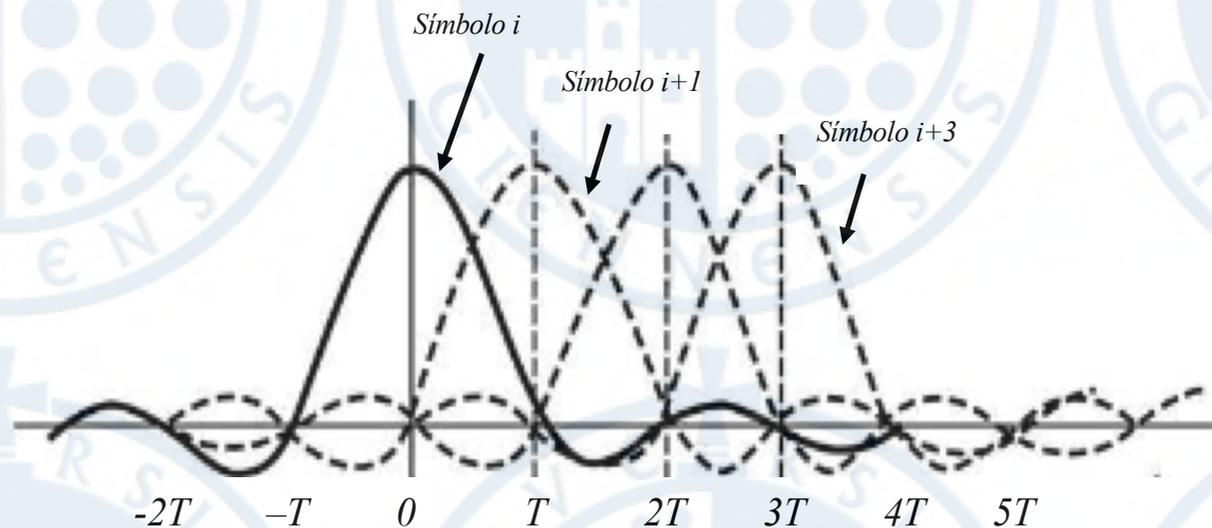
$$W_{min} = \frac{1}{2T} = \frac{v_T}{2} \Rightarrow v_T = \frac{2W_{min}}{n}, n \in N \Rightarrow v_{T_{max}} = 2W_{min} = \frac{1}{T}$$

- El canal de Nyquist $P(f)$ es físicamente irrealizable (paso-bajo ideal)
- Debido a que la respuesta impulsiva $p(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)$ del canal de Nyquist se extingue lentamente con el tiempo, se debe muestrear con mucha precisión en los instantes $t=kT$ ya que pequeños errores en el muestreo producen una ISI significativa

Solución: filtro en coseno alzado (*Raised Cosine, RC*)

Canal de Nyquist y filtros de coseno alzado (II)

Se puede observar que el canal de Nyquist $p(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)$ sigue generando dispersión temporal en los símbolos transmitidos, sin embargo, no genera ISI ya que el valor de los símbolos adyacentes solapados con el símbolo i en los instantes de muestreo $t=kT$ son nulos



Tenga en cuenta que ni siquiera utilizando el canal ideal de Nyquist $p(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)$ se podría garantizar $\text{ISI}=0$ ya que esta condición se alcanzaría sólo si el tiempo de muestreo fuese ideal

Canal de Nyquist y filtros de coseno alzado (III)

- Los filtros en **canal en coseno alzado** generan un canal **limitado en banda** pero permiten la transmisión digital en banda base con **ISI=0** eliminando las transiciones abruptas de la función de transferencia $P(f)$ del canal de Nyquist (paso bajo ideal) y reduciendo el tiempo de extinción de su respuesta impulsiva $p(t)$

$$P(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq W_{min}(1 - \alpha) \\ \frac{T}{2} \left(1 - \sin \left(\frac{T\pi}{\alpha} \left(|f| - \frac{1}{2T} \right) \right) \right), & W_{min}(1 - \alpha) \leq |f| \leq W_{min}(1 + \alpha) \\ 0, & |f| > W_{min}(1 + \alpha) \end{cases}$$

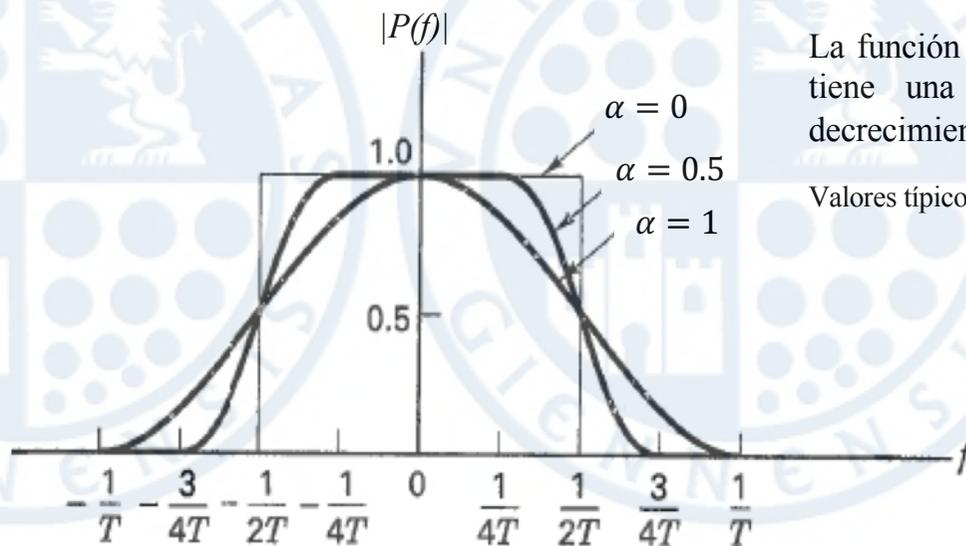
- El **factor de roll-off** ($0 \leq \alpha \leq 1$) es el ancho de banda de transición generado por el canal en coseno alzado e indica el exceso de banda con respecto al canal de Nyquist ideal (p.e., $\alpha=0.35$ indica un exceso de banda del 35%)
- El parámetro f_a (máxima frecuencia plana) indica la frecuencia hasta donde la respuesta en frecuencia $P(f)$ del canal es constante

$$f_a(\text{Hz}) = W_{min}(1 - \alpha) = \frac{(1 - \alpha)}{2T} \Rightarrow \begin{cases} \alpha = 0 \rightarrow f_a = W_{min} \text{ (canal de Nyquist)} \\ \alpha = 1 \rightarrow f_a = 0 \text{ (transición máxima)} \end{cases}$$

- El ancho de banda B en banda base que ocupa un canal de coseno alzado

$$B(\text{Hz}) = W_{min}(1 + \alpha) = \frac{(1 + \alpha)}{2T} \Rightarrow \begin{cases} \alpha = 0 \rightarrow B = W_{min} \text{ (canal de Nyquist)} \\ \alpha = 1 \rightarrow B = 2W_{min} \text{ (transición máxima)} \end{cases}$$

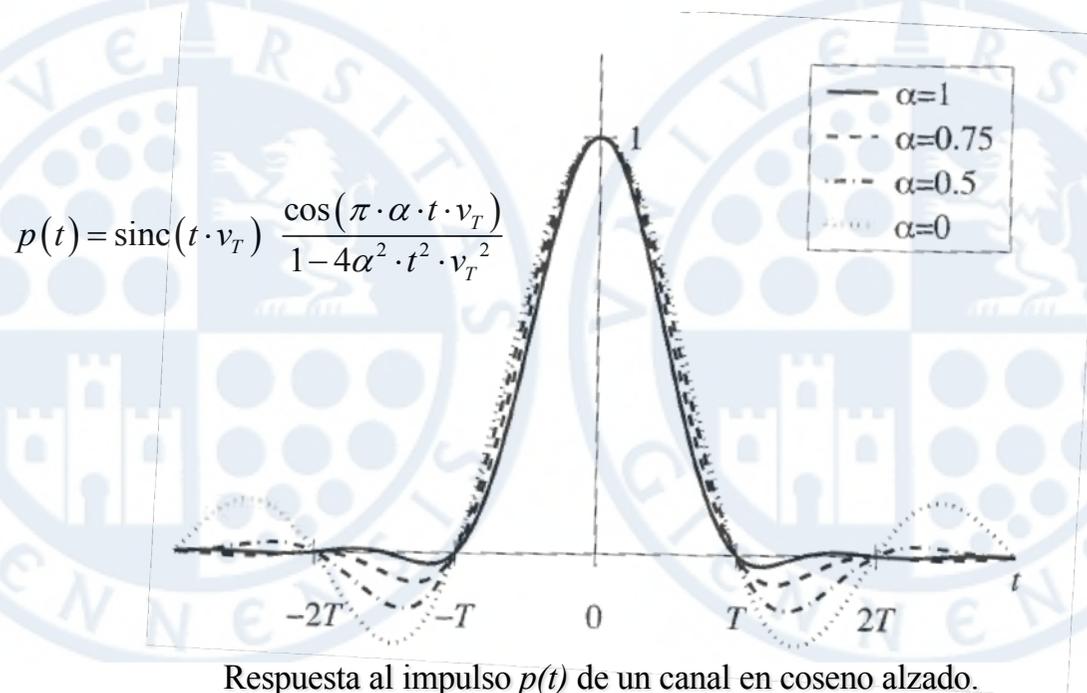
Canal de Nyquist y filtros de coseno alzado (IV)



La función de transferencia $P(f)$ del canal en coseno alzado tiene una parte plana, una parte de crecimiento y decrecimiento con forma sinusoidal

Valores típicos utilizados en comunicaciones: $0.35 \leq \alpha \leq 0.5$

Respuesta en frecuencia $P(f)$ de un canal en coseno alzado.



Respuesta al impulso $p(t)$ de un canal en coseno alzado.

Un pulso $p(t)$ de coseno alzado solo puede aproximarse al ser una señal de duración infinita (no causal). Una opción es truncar $p(t)$ a un intervalo compuesto por un número de periodos de símbolo, p.e. 3-4 periodos de símbolo, a partir de su valor máximo simétricamente

Canal de Nyquist y filtros de coseno alzado (V)

- La capacidad C de un canal coseno alzado en banda base

$$C(\text{bps}) = Rb(\text{bps}) = v_T \log_2 M = \frac{2B(\text{Hz}) \log_2 M}{(1 + \alpha)}$$

- En **paso-banda**, el ancho de banda B de un canal en coseno alzado sería el doble que el utilizado en banda base, es decir,

$$B_{\text{banda}}(\text{Hz}) = 2B = \frac{(1 + \alpha)}{T}$$

- Un aumento/disminución del factor α implica:
 - El ancho de banda B aumenta/disminuye en un factor α con respecto al ancho de banda de Nyquist (p.e: $B = 100\text{KHz}$ ($\alpha = 0$) $\Rightarrow B = 200\text{KHz}$ ($\alpha = 1$))
 - Menor/mayor complejidad de los filtros $p(t)$ a implementar (menor/mayor número de etapas y menor/mayor retardo de procesado)
 - Mayor/menor robustez ante ISI ya que $p(t)$ decrece/aumenta más rápidamente ($\neq \text{sinc}$)
 - Mayor/menor robustez ante ISI debido a menor/mayor sensibilidad a errores debido al instante de muestreo (menor/mayor dependencia con respecto a símbolos transmitidos más lejanos temporalmente)

Canal de Nyquist y filtros de coseno alzado (VI)

Pulse shaping: diseño de los pulsos $h_t(t)$, $h_r(t)$ para cumplir el criterio de Nyquist

- $h_t(t)$, $h_r(t)$ son reales \Rightarrow Simetría hermítica

$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} h_t(t) = h_t^*(-t) \Rightarrow H_t(f) = H_t^*(-f) \\ h_r(t) = h_r^*(-t) \Rightarrow H_r(f) = H_r^*(-f) \end{array} \right\} \Rightarrow h_r(t) \Big|_{\text{matched}} = h_t(-t) \Big|_{\text{real, par}} = h_t^*(-t)$$

- Diseñar $p(t)$ que cumpla el criterio de Nyquist para cada periodo T
- Calcular $P(f) = TF\{p(t)\}$

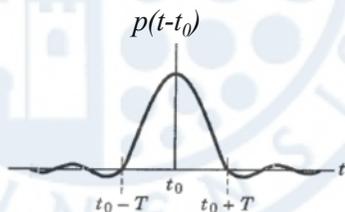
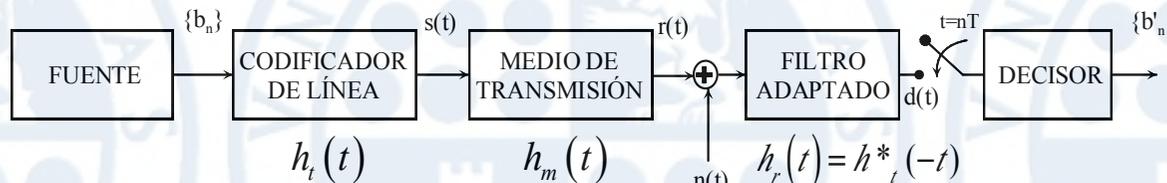
$$p(t) = h_t(t) * h_r(t) \Rightarrow P(f)_{\text{real, par}} = H_t(f) \cdot H_r(f) = H_t(f) \cdot H_t^*(f) = |H_t(f)|^2$$

$$\Rightarrow H_t(f) = H_r(f) = \sqrt{P(f)} \Rightarrow h_t(t)_{\text{real, par}} = h_r(t)_{\text{real, par}} = TF^{-1}\{\sqrt{P(f)}\}$$

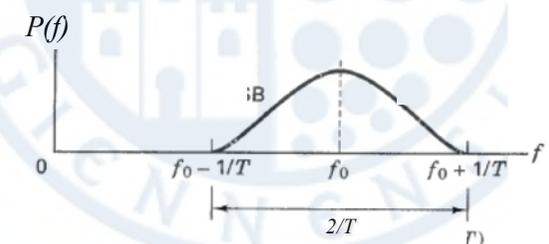
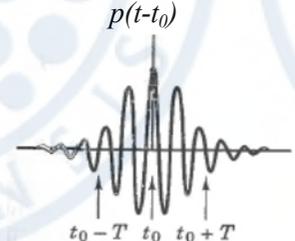
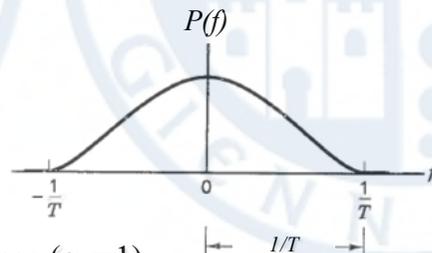
Filtro raíz en coseno alzado
(Root Raised Cosine RRC or Square-root Nyquist pulse)

Conclusión: todo lo visto en codificación en línea es válido pero sustituyendo los pulsos rectangulares por pulsos RRC

Suponer $h_m(t)$ aprox. plana en la banda de frecuencia asignada

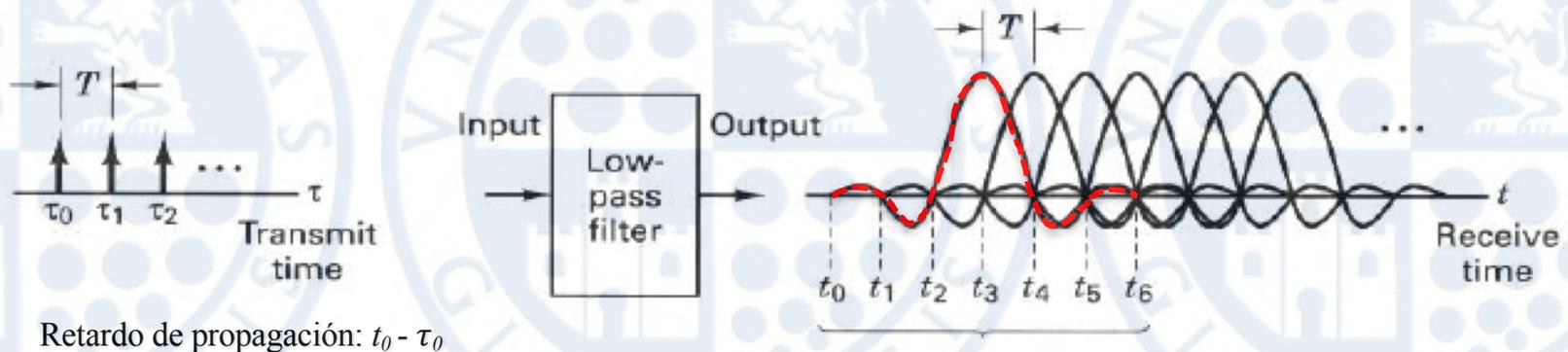


Filtro RC banda-base ($\alpha = 1$)



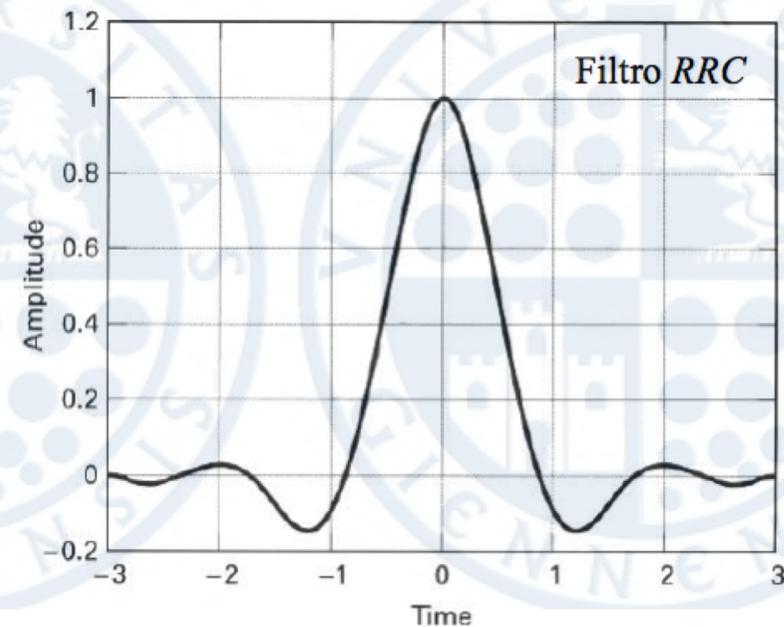
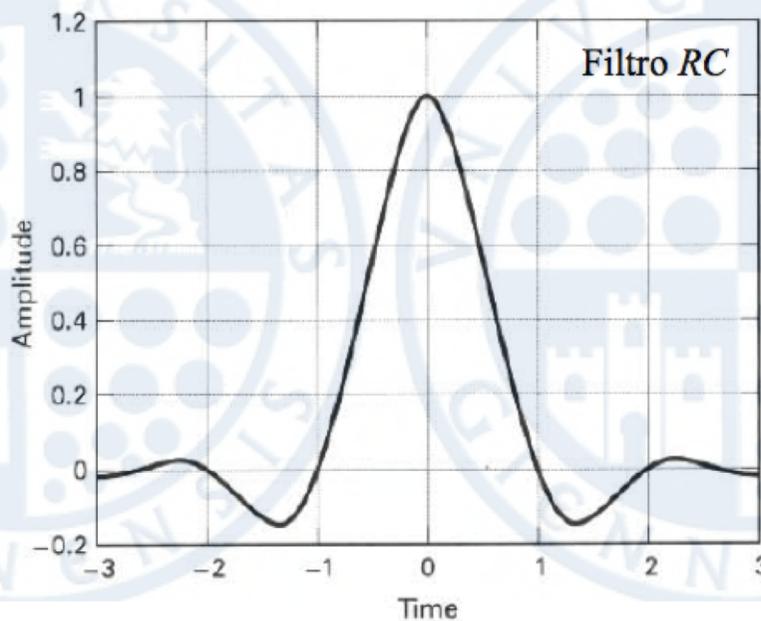
Filtro RC modulado con f_0 ($\alpha = 1$)

Canal de Nyquist y filtros de coseno alzado (VII)



Pulse support time: número total de intervalos de símbolos durante los cuales el pulso genera ISI significativa al resto de símbolos. En este caso, $6T$ ($\pm 3T$)

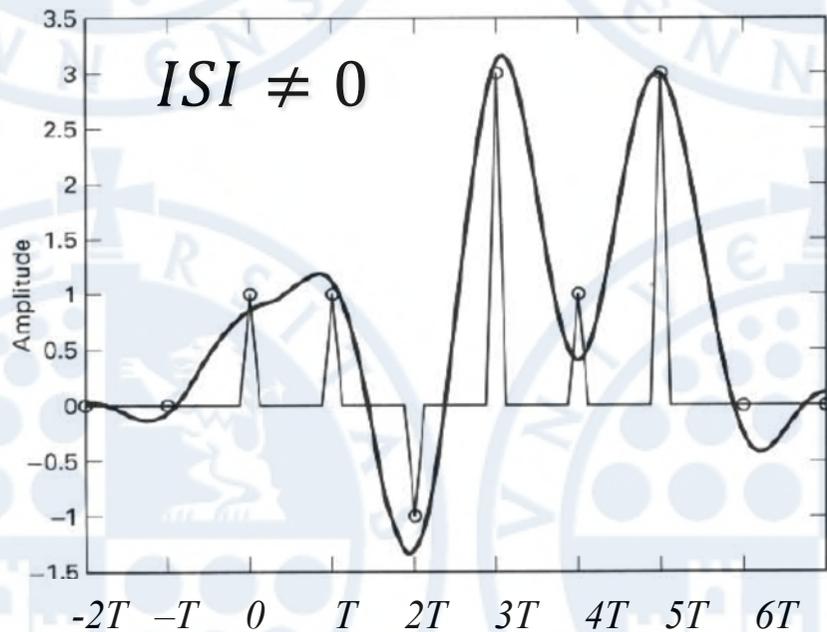
- Los filtros $h_t(t)$, $h_r(t)$ de tipo RRC por sí solos generan interferencia ($ISI \neq 0$) a costa de una mayor atenuación de las colas de energía



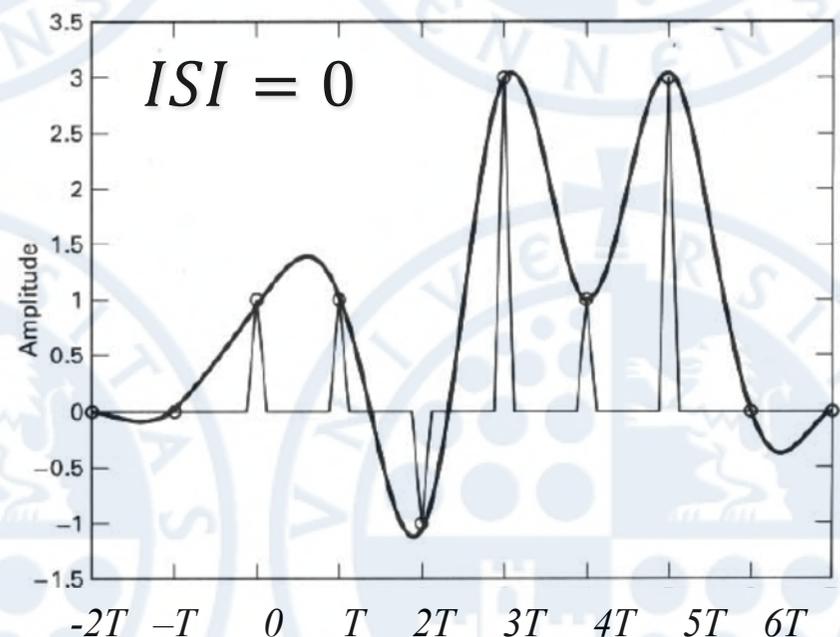
Canal de Nyquist y filtros de coseno alzado (VIII)

- En sistemas de comunicaciones, se suele utilizar dos filtros *RRC*, uno en transmisión $h_t(t)$ y otro en recepción $h_r(t)$ (matched filter) ya que ambos en **conjunto** originan una función global $p(t)=h_t(t)*h_r(t)$ no de tipo *RRC* sino *RC* y por tanto, sin interferencia ($ISI=0$)

Ejemplo: secuencia a transmitir $\{+1, +1, -1, +3, +1, +3\}$



Salida del filtro *RRC* $h_t(t)$ ($\alpha = 0.5$) en los instantes de muestreo $t=kT$

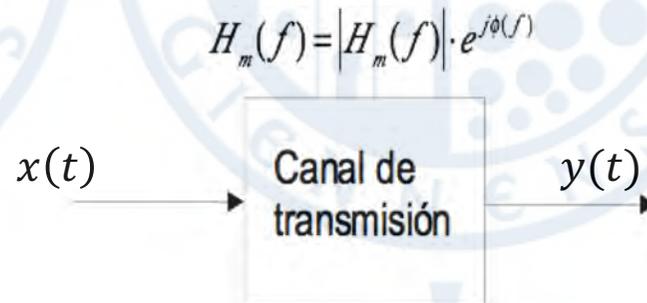


Salida del filtro conjunto *RRC* $h_t(t)*h_r(t)$ ($\alpha = 0.5$) en los instantes de muestreo $t=kT$

Consecuencia: siguiendo este esquema *RRC*, ni el transmisor $h_t(t)$ ni el receptor $h_r(t)$ generan ISI. El único causante de la ISI es el canal $h_m(t)$

Ecualización o Igualación de canal (I)

- Hasta ahora las dos fuentes de error que afectan a un sistema SCD se han estudiado por separado debido a su complejidad conjunta:
 - Ruido AWGN: receptor óptimo (filtro adaptado) para minimizar la P_e
 - Limitación en banda: criterio de Nyquist para minimizar el efecto de ISI



- **Una transmisión sin distorsión de amplitud y fase (ISI=0) sobre un canal $h_m(t) \Rightarrow (|H_m(f)| = C = cte, \phi(f) = -\omega t_0)$ dentro de la banda de la señal de transmisión \Rightarrow mismo retardo para todas las componentes espectrales que componen la señal a transmitir**

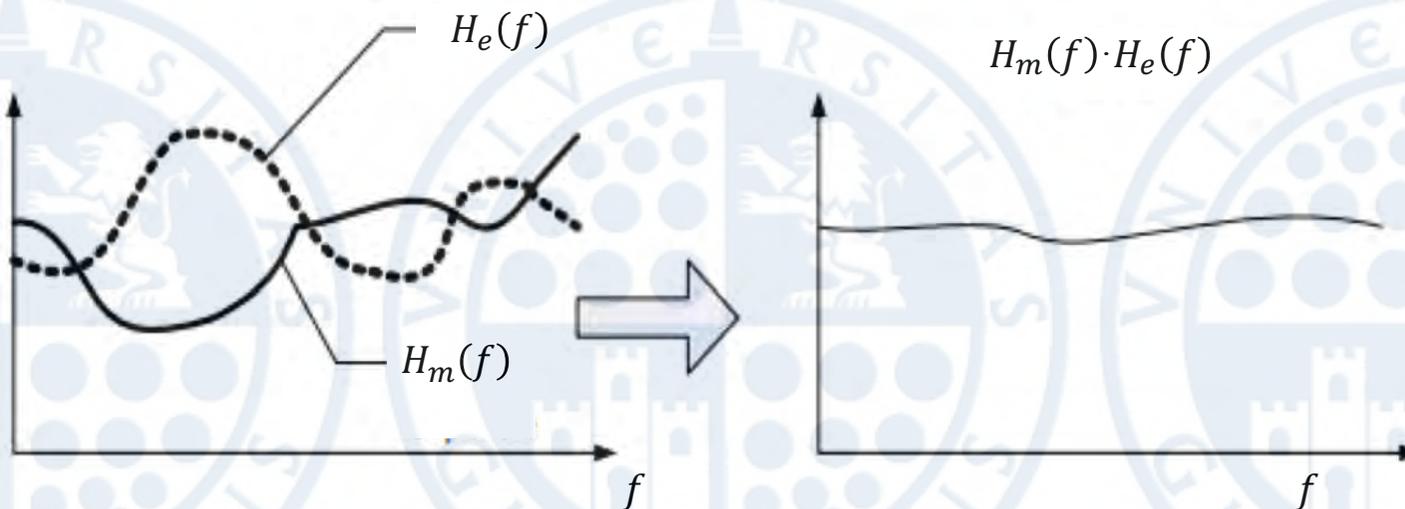
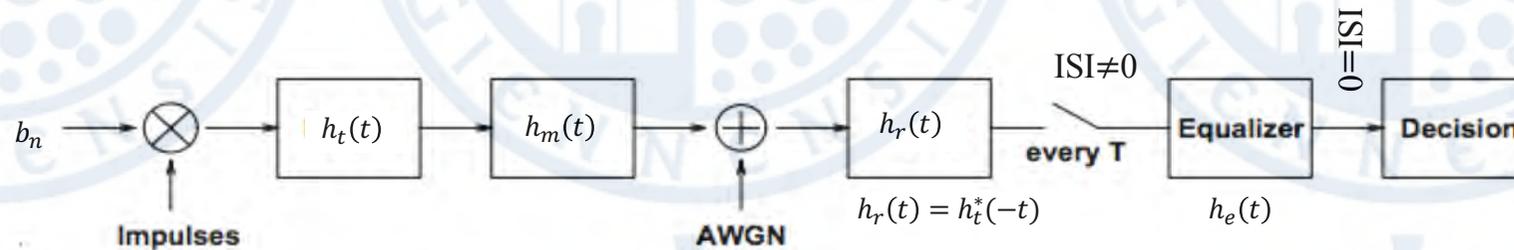
$$y(t) = Cx(t - t_0)$$

- Muchos canales de comunicaciones (wireless) se pueden caracterizar como filtros lineales $h_m(t)$ limitados en banda con distorsión lineal de amplitud y de fase
 - La distorsión lineal de amplitud o de fase en canales limitados en banda generan ISI (dispersión temporal) \rightarrow reducción alta tasa binaria en canales limitados en banda

Ecualización o Igualación de canal (II)

- El objetivo de un **ecualizador** $H_e(f)$ en un sistema SCD es modificar la función de transferencia global del sistema $P(f)$ para eliminar los efectos de ISI y ruido tanto como sea posible y maximizar el rendimiento de la demodulación

$$P(f) = H_t(f) H_m(f) H_r(f) H_e(f) = H_t(f) H_r(f)$$



- Solución para tratar **conjuntamente** ruido e ISI en un SCD: ecualizador ZF (Zero-Forcing)

Ecualización o Igualación de canal (III)

Ecualizador ZF (Zero-Forcing)

- Objetivo: eliminación total del efecto dispersivo (ISI) del medio mediante una respuesta en frecuencia inversa
- Utilización de un esquema RRC $h_t(t), h_r(t)$ para que no se introduzca ISI

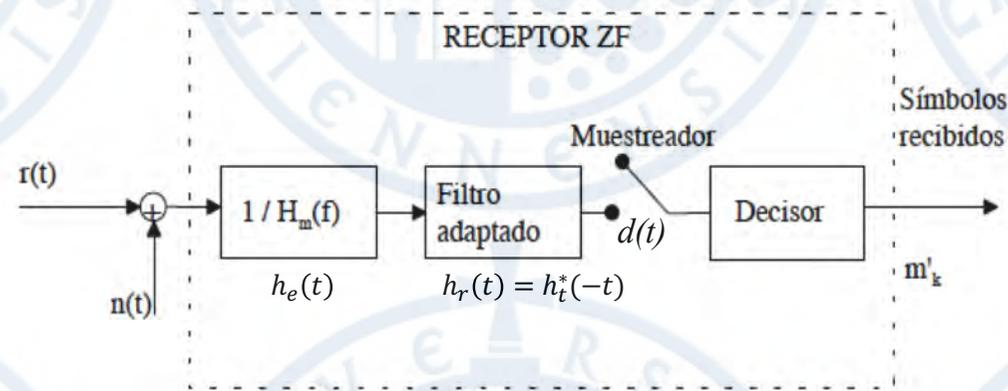


Figura 8.15. Esquema de un receptor con ecualizador ZF

$$H_e(f) = \frac{1}{H_m(f)} \rightarrow P(f) = H_t(f) H_m(f) H_r(f) H_e(f) = H_t(f) H_r(f)$$

- Problema del ecualizador ZF: aumento de la P_e debido a la amplificación del ruido en las frecuencias donde el canal presenta una alta atenuación (fuera de la banda de la señal)

$$G_{out}(f) = G_{in}(f) |H_e(f)|^2$$

- La ecualización ZF sólo es viable cuando la atenuación del medio en el margen de frecuencias utilizado no es elevada.

Diagrama de ojo (I)

- El diagrama de ojo (eye pattern), a través del análisis de la forma de onda $d(t)$ de los pulsos banda base (forma, desfase, ...) filtrados y demodulados en recepción, evalúa la calidad de un SCD ante la actuación de ISI y ruido del canal simultáneamente
 - Se genera conectando un osciloscopio al flujo de señales $d(t)$ antes de su conversión a dígitos binarios. El osciloscopio captura cada intervalo símbolo T

Diagrama de ojo: Superposición sincronizada de todas las posibles realizaciones de una señal de interés $d(t)$ (la señal antes del muestreo) observada en un periodo de símbolo en el receptor

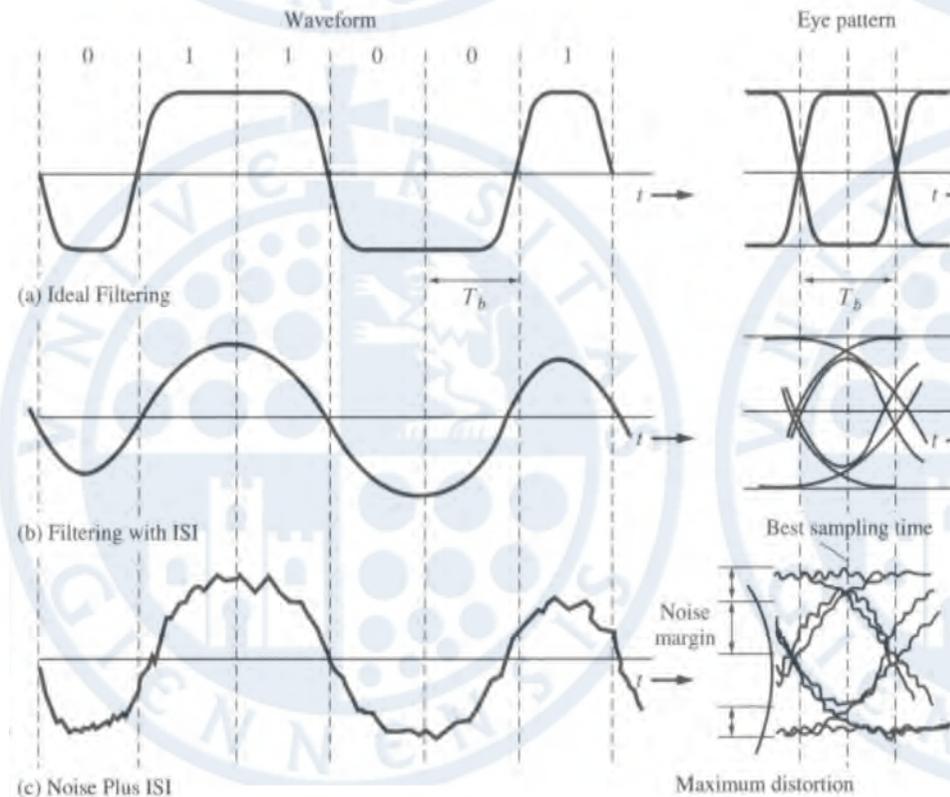
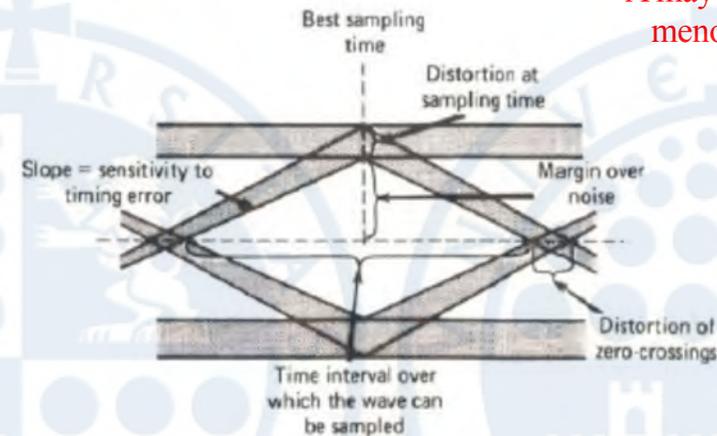
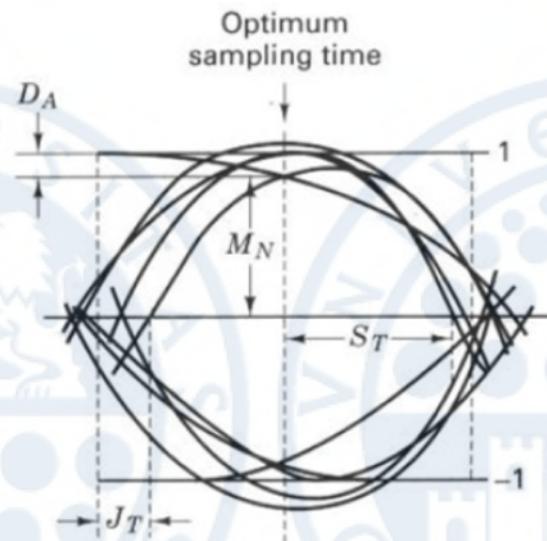


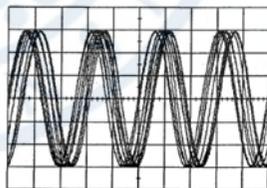
Diagrama de ojo (II)

- Parámetros:

1. Anchura del diagrama de ojo ($2S_T$): intervalo de tiempo en el que se puede realizar el muestreo sin que se produzca error debido a ISI
2. Apertura horizontal (pendiente, S_T): sensibilidad del sistema a errores en el instante de muestreo. El jitter (J_T) aumenta los errores debido al muestreo ya que tiende a cerrar el ojo horizontalmente ($\downarrow \alpha \rightarrow \uparrow J_T \rightarrow \downarrow S_T$)
3. Apertura vertical (M_N): define el margen de protección contra el ruido. La ISI tiende a cerrar verticalmente el ojo ($\downarrow \alpha \rightarrow \uparrow D_A \rightarrow \downarrow M_N$) reduciendo el margen de ruido.
4. Instante de muestro óptimo: altura de la apertura máxima del ojo



A mayor apertura del ojo,
menor ISI y menor P_e



- Jitter: desviación de fase respecto de la posición ideal en el tiempo de una señal digital que se propaga en un canal de transmisión.

Ejemplo: señal sinusoidal experimenta sucesivos cambios en su fase, lo que genera un **ensanchamiento** de dicha señal. Obviamente este efecto es indeseable, ya que al aumentar imposibilita la identificación de la señal transmitida

Diagrama de ojo (III)

- En el caso de sistemas que transmiten M símbolos sin ISI, el diagrama de ojo contiene $(M-1)$ aperturas ordenadas verticalmente. Todas las aperturas del diagrama deberían ser idénticas en ausencia de ruido

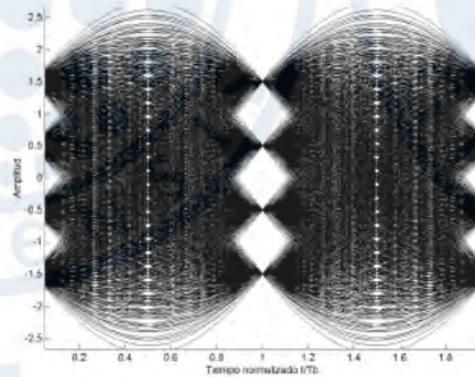


Figura 8.18. Diagrama de ojo para un canal en coseno alzado con $M=4$ símbolos y factor de redondeo $\alpha=0$ (canal de Nyquist).

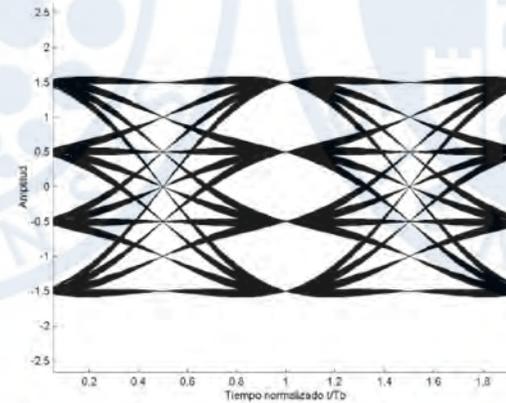


Figura 8.20. Diagrama de ojo para un canal en coseno alzado con $M=4$ símbolos y factor de redondeo $\alpha=1$.

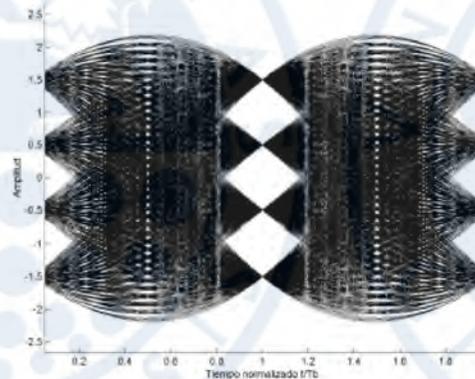


Figura 8.19. Diagrama de ojo para un canal en coseno alzado con $M=4$ símbolos y factor de redondeo $\alpha=0.5$.

- La sensibilidad S_T a errores de muestreo disminuye conforme aumenta el factor de redondeo α , ya que la pendiente de diagrama de ojo se hace más suave (menor tiempo de extinción de la respuesta impulsiva $p(t)$ conforme aumenta el valor del factor de redondeo a cambio de aumentar el ancho de banda).

En resumen, conforme aumenta el parámetro α se reducen los problemas asociados a errores en el instante de muestreo.

Diagrama de ojo (IV)

- En el caso de sistemas que transmiten M símbolos con ISI, el diagrama de ojo contiene $(M-1)$ aperturas ordenadas verticalmente
- La influencia del ruido en un SCD en banda base son similares a los de la ISI, cerrando prácticamente por completo la apertura del diagrama

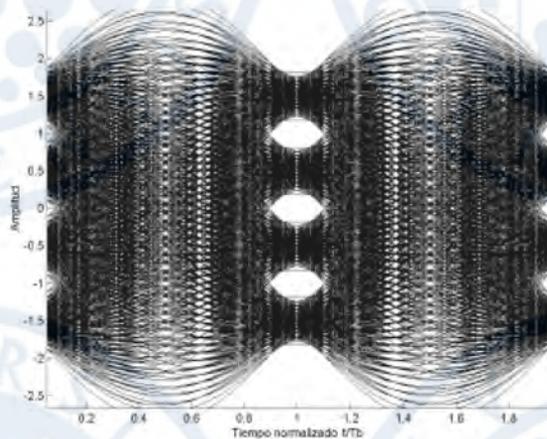


Figura 8.21. Diagrama de ojo para un canal ideal con $M = 4$ cuando se transmite a una velocidad un 5% superior a la máxima permitida para $ISI=0$.

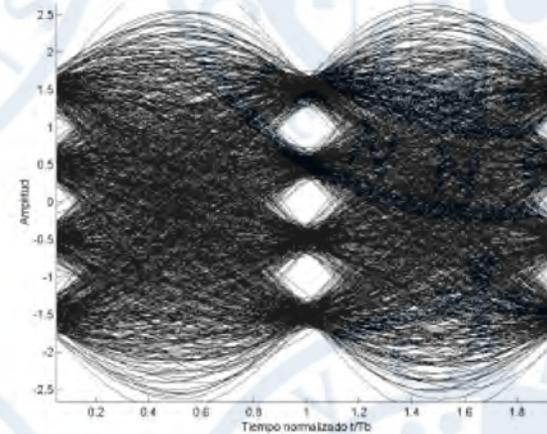


Figura 8.22. Diagrama de ojo para el canal de Nyquist con $M=4$ y una relación señal a ruido a la entrada del receptor de 15 dB.

- En el caso de perturbación por ruido de un SCD en banda base, cuando el número de símbolos $M > 4$, las diferentes aperturas del diagrama de ojo ya no son idénticas, ni el diagrama de ojo es simétrico, puesto que el ruido es un proceso aleatorio.
- En consecuencia, observando la forma de las distintas aperturas del diagrama de ojo, se consigue determinar si la fuente de error que afecta al sistema es debida únicamente a la interferencia entre símbolos. En caso contrario, el sistema estaría afectado por ruido o incluso por una combinación de interferencia entre símbolos y ruido.