

Ampliación de Señales y Sistemas



Tema 3: Muestreo

Antonio G. Marqués

Ubicándonos

- Tema 1: Señales y sistemas discretos en el dominio del tiempo
- Tema 2: Señales y sistemas discretos en el dominio de la frecuencia
- Tema 3: Muestreo
 - 3.1 Muestreo de señales continuas
 - 3.2 Procesamiento en tiempo discreto de señales continuas
 - 3.3 Muestreo de señales discretas: diezmado e interpolación
- Tema 4: Fundamentos de la Transformada Discreta de Fourier
- Tema 5: Transformada Z
- Tema 6: Introducción al diseño de filtros discretos

❑ Comentarios:

- Tema fundamental en la asignatura
- Resumen: “Hay que muestrear al doble del ancho de banda e interpolar con sincs”
- Trabajo previo: TF de tren de deltas y TFI de filtro paso bajo

Ubicándonos

❑ Tema 3: Muestreo

➤ 3.1 Muestreo de señales continuas

▪ 3.1.0 Introducción

- 3.1.1 Muestreo en el dominio del tiempo y de la frecuencia
- 3.1.2 Recuperando la señal continua: interpolación
- 3.1.3 Problemas y aspectos prácticos

➤ 3.2 Procesamiento en tiempo discreto de señales continuas

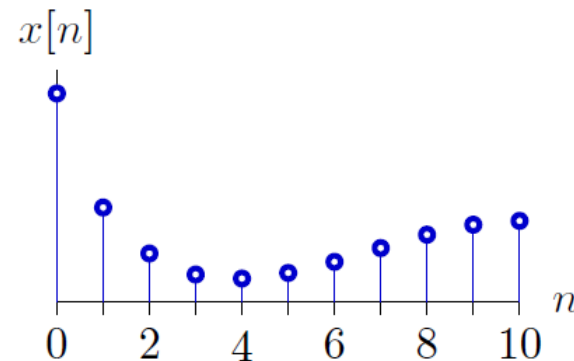
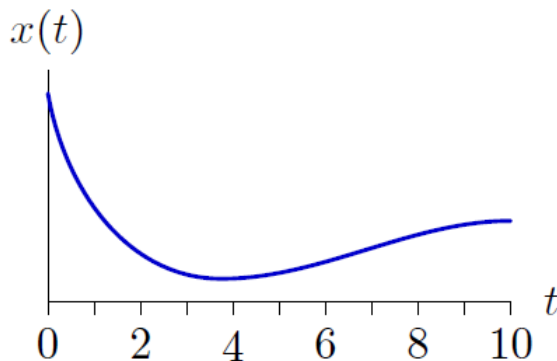
➤ 3.3 Muestreo de señales discretas: diezmado e interpolación

❑ Comentarios:

- Bibliografía básica y complementaria: [BB2: Opp&Sch] Cap. 3, Secs. 3.0, 3.1, 3.2 y 3.4; [BB3: McC&Sch&Yod] Cap. 4, Secs. 4.1, 4.2 y 4.5; [BC3: Cha] Cap 7, Secs. 7.1, 7.2 y 7.3
- Material de apoyo: Open course MIT (parte de la presentación utiliza material de OCW-MIT); Demos: <http://users.ece.gatech.edu/mcclella/SPFirst/>

Muestreo: interfaz continuo-discreto

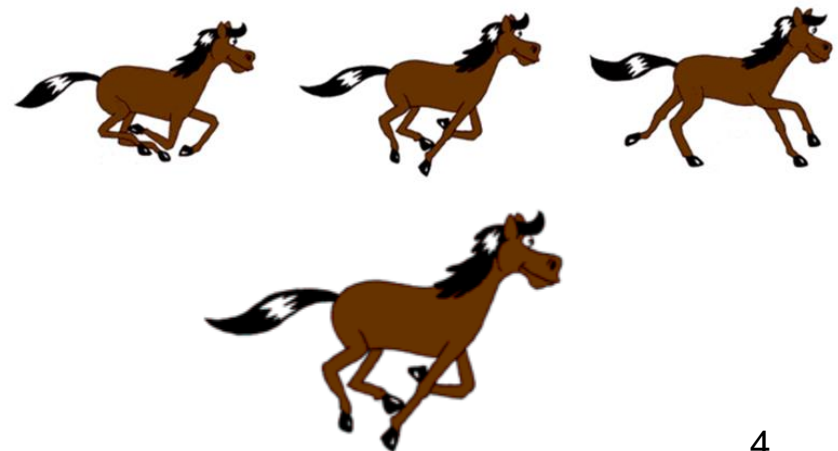
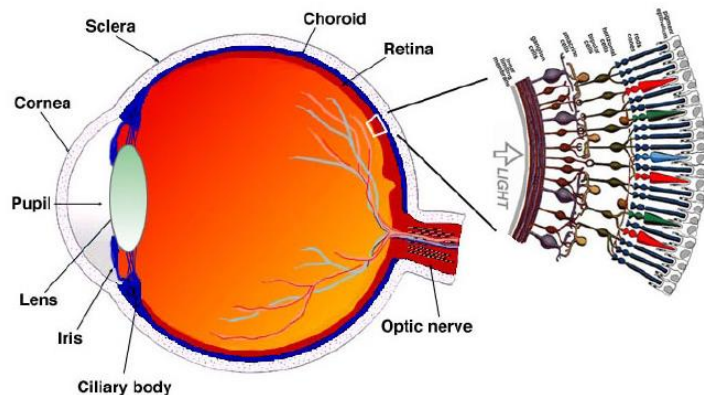
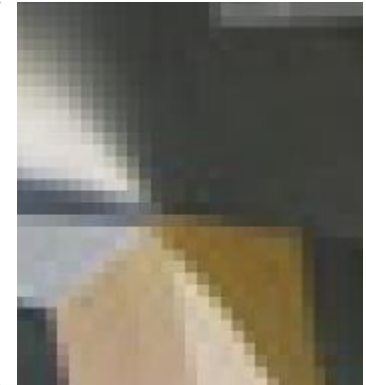
- ❑ Naturaleza de las señales: continua y discreta
 - C: voltajes, corrientes, voz, ...
 - D: hora a la que se pone el sol, precio de cierre de una acción, secuencia genética
- ❑ Aparentemente, vivimos en un mundo de **naturaleza continua**
 - El tiempo es una variable física continua
- ❑ Los ordenadores: información digital ➔ **representación discreta**
 - SD pero pueden representar info de SC
- ❑ ¿Cómo convertimos una señal continua en una discreta? ➔ **Muestreo**



Muestreo omnipresente

❑ El muestreo está presente en nuestro día a día

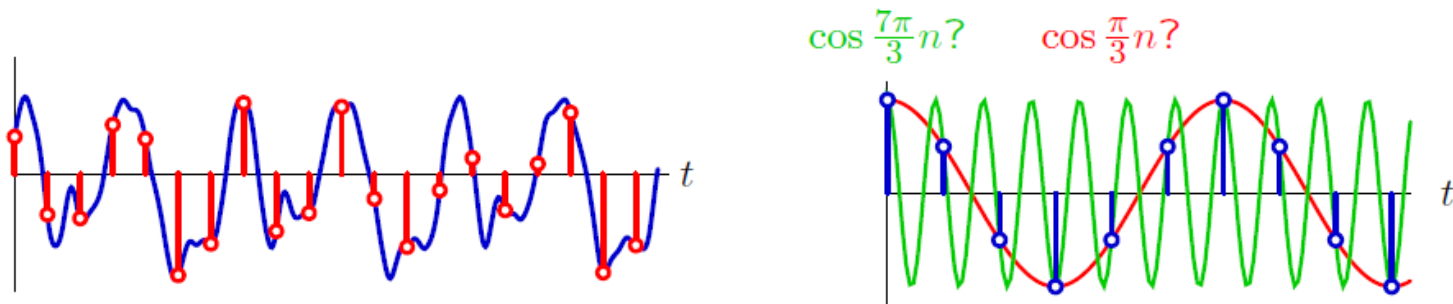
- Imágenes de alta resolución
- Dibujos animados
- Nuestra propia retina



Preguntas clave

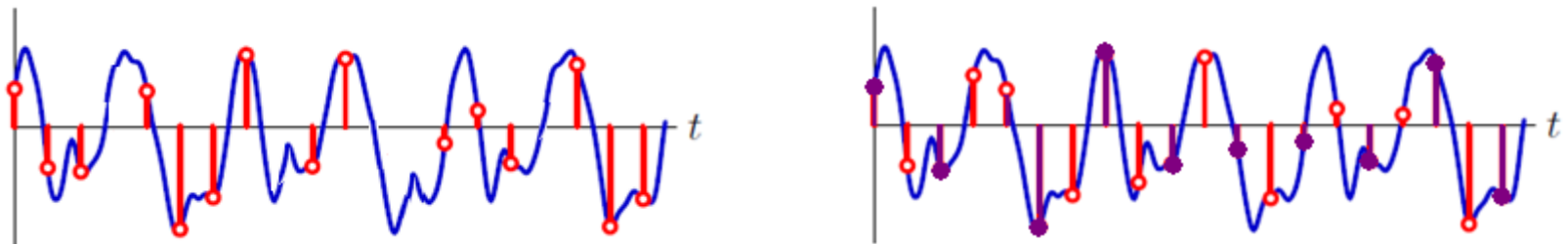
❑ A) Dada una señal continua ¿podemos discretizarla sin perder información?

➤ ¿No perder información? → Seguir representando “lo mismo”



➤ Para nosotros: que a partir de las muestras se pueda recuperar la señal original

❑ B) ¿Cómo muestreamos?

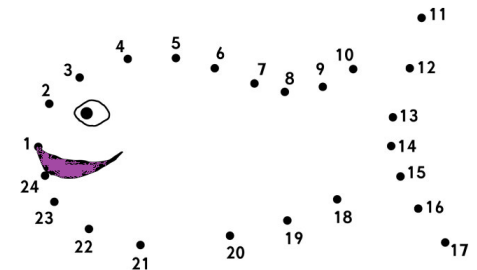


➤ Para nosotros: muestreo regular → Periodo de muestreo T (frecuencia $\omega_s = 2\pi/T$)

Objetivos de la primera parte

- ❑ Objetivo de esta clase: entender el proceso de muestreo
 - INGENIERÍA: MODELAR + ANALIZAR + DISEÑAR

- ❑ Para ello, en la clase de hoy:
 1. Modelo del muestreo en el dominio del tiempo
 2. Análisis del muestreo en el dominio de la frecuencia
 3. Reconstrucción en el dominio de la frecuencia
 4. Reconstrucción en el dominio del tiempo
 5. Teorema de muestreo



Ubicándonos

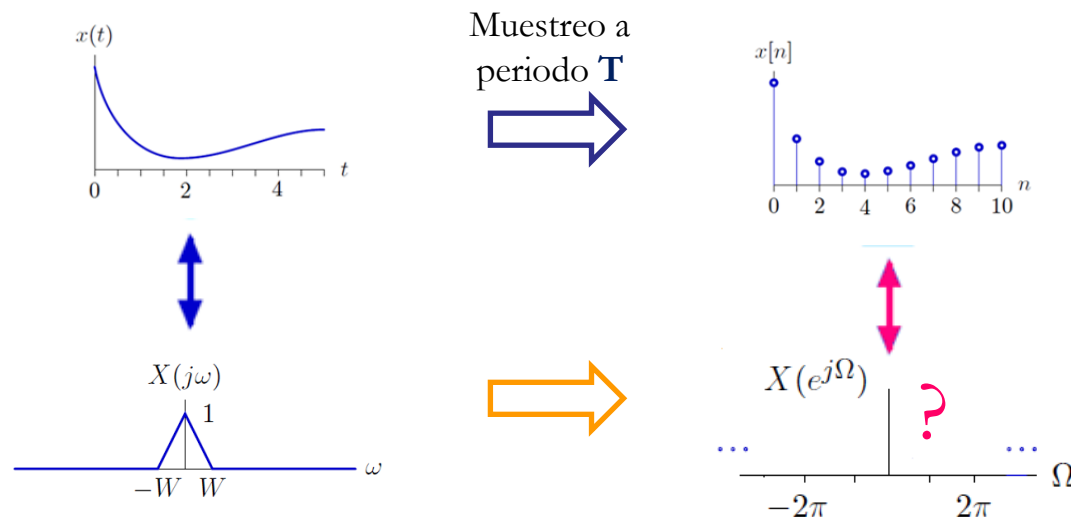
❑ Tema 3: Muestreo

➤ 3.1 Muestreo de señales continuas

- 3.1.0 Introducción
- 3.1.1 Muestreo en el dominio del tiempo y de la frecuencia
- 3.1.2 Recuperando la señal continua: interpolación
- 3.1.3 Problemas y aspectos prácticos

➤ 3.2 Procesamiento en tiempo discreto de señales continuas

➤ 3.3 Muestreo de señales discretas: diezmado e interpolación



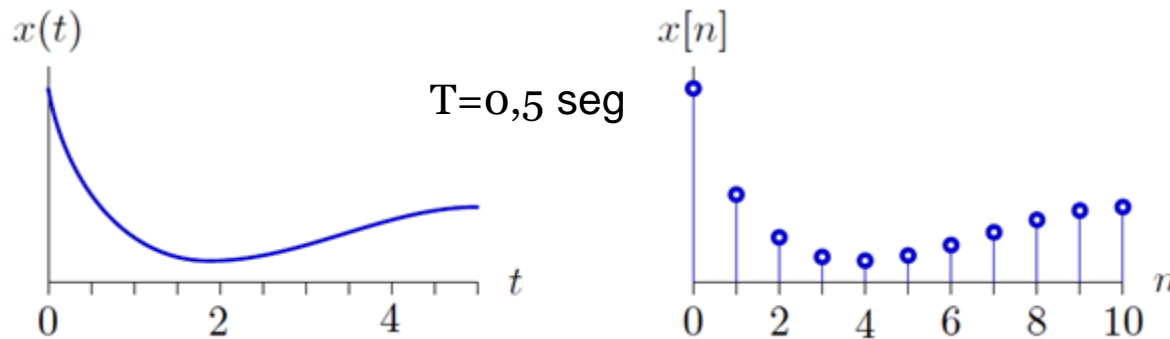
¿Cuál es la **relación** entre $x[n]$ y $x(t)$?

¿Cuál es la **relación** entre $X(e^{j\Omega})$ y $x(t)$?

¿Cuál es la **relación** entre $X(e^{j\Omega})$ y $X(j\omega)$?

Muestreo en el dominio del tiempo

❑ Relación entre SC y SD muestreada a un periodo T



$$\begin{aligned} x[0] &= x(0) \\ x[1] &= x(0,5) \\ x[2] &= x(1) \\ x[3] &= x(1,5) \end{aligned}$$

$$x(t) \rightarrow x[n]$$

¿Expresión
para $x[n]$?

Si $T=0,25$ seg

$$\begin{aligned} x[-1] &= x(-0,25) \\ x[0] &= x(0) \\ x[1] &= x(0,25) \\ x[2] &= x(0,50) \end{aligned}$$

Si $\omega_s=10\pi$ rad/seg

$$\begin{aligned} x[-1] &= x(-0,2) \\ x[0] &= x(0) \\ x[1] &= x(0,2) \\ x[2] &= x(0,4) \end{aligned}$$

Si $T=0,5$ y $x(t)=(1/4)^t u(t)$

$$\begin{aligned} x[-1] &= x(-0,5) = 0 \\ x[0] &= x(0) = 1 \\ x[1] &= x(0,5) = 1/2 \\ x[2] &= x(1) = 1/4 \end{aligned}$$

Muestreo en el dominio de la frecuencia

- ❑ ¿Relación entre la TFC de $x(t)$ y la TFD de $x[n]$?

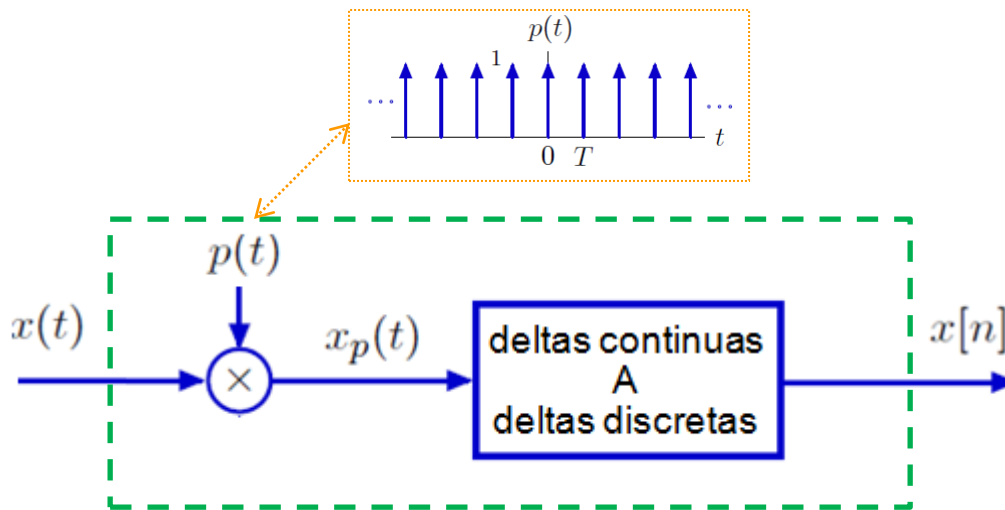
$$x(t) \longleftrightarrow X(j\omega)$$

$$x(t) \rightarrow x[n] = x(nT)$$

$$x[n] \longleftrightarrow X(e^{j\Omega})$$

$$X(j\omega) \rightarrow X(e^{j\Omega}) = ?$$

- ❑ Para contestar: vamos a dividir el proceso de muestreo en dos pasos*



Paso 1: de $x(t)$ a $x_p(t)$

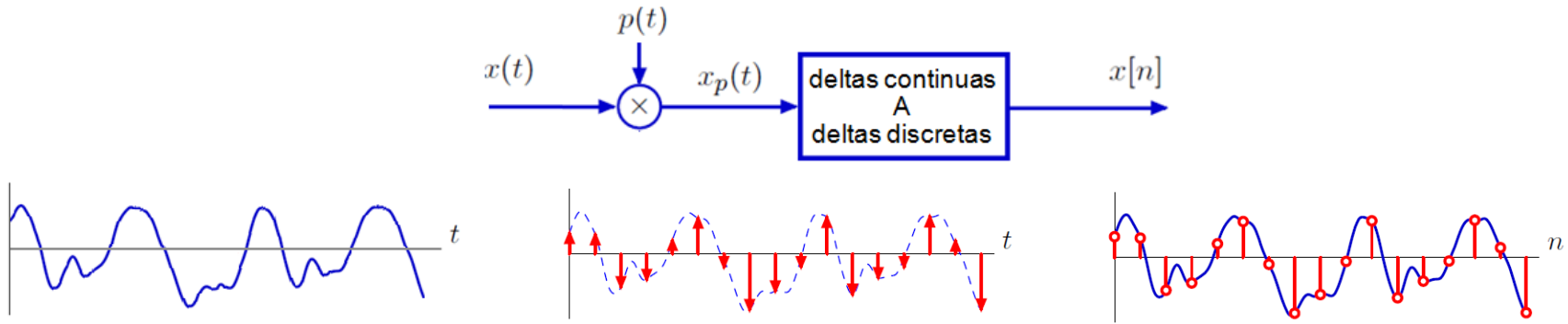
Paso 2: de $x_p(t)$ a $x[n]$

$$x[n] = x(nT)$$

*Importante: los sistemas reales no implementan estos dos pasos, nosotros lo modelamos así para entender mejor lo que está pasando

Muestreo en el dominio de la frecuencia

❑ Es decir, que vamos a modelar el muestreo como:



❑ Una vez que lo hemos separado en dos pasos:

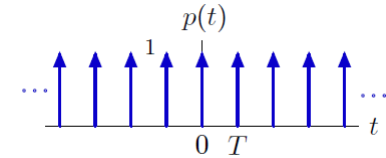
- Paso 1: relación entre $x(t)$ y $x_p(t)$ ➔ relación entre $X(j\omega) \rightarrow X_p(j\omega)$
- Paso 2: relación entre $x_p(t)$ y $x[n]$ ➔ relación entre $X_p(j\omega) \rightarrow X(e^{j\Omega})$

Expresiones clave:

$$x[n] = x(nT) \quad x_p(t) = x(t) \cdot p(t) \quad p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)$$

Paso 1: de SC a secuencia de deltas C

❑ Sabemos que: $x_p(t) = x(t) \cdot p(t)$



❑ Analicemos:

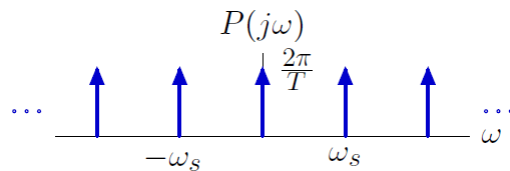
$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)$$

$$X_p(j\omega) = \frac{1}{2\pi} X(j\omega) * P(j\omega)$$

Propiedad de modulación

TFC de señales periódicas (DSFC)

$$P(j\omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s) \quad \omega_s = \frac{2\pi}{T}$$



$$X_p(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j\omega) * \delta(\omega - k\omega_s) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j(\omega - k\omega_s))$$

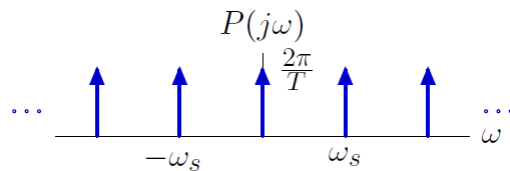
Paso 1: de SC a secuencia de deltas C

❑ Sabemos que: $x_p(t) = x(t) \cdot p(t)$

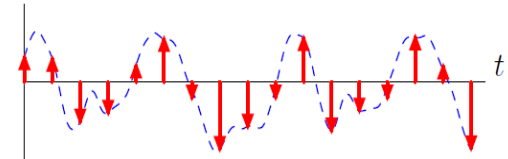
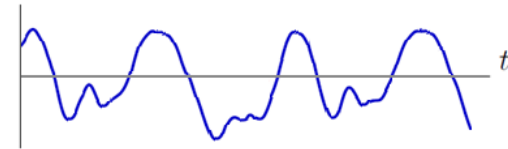
❑ Analicemos:

$$X_p(j\omega) = \frac{1}{2\pi} X(j\omega) * P(j\omega)$$

Propiedad de modulación



$$P(j\omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s) \quad \omega_s = \frac{2\pi}{T}$$



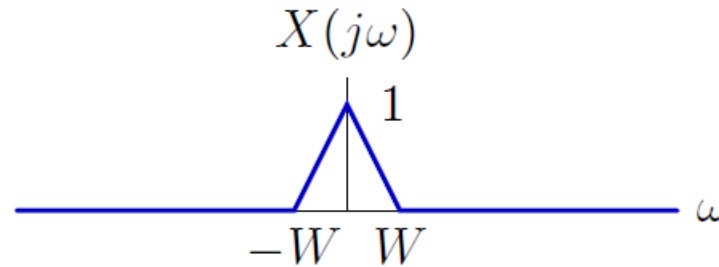
$$X_p(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j\omega) * \delta(\omega - k\omega_s) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j(\omega - k\omega_s))$$

Paso 1: gráficamente

Multiplicar por un TD en
tiempo



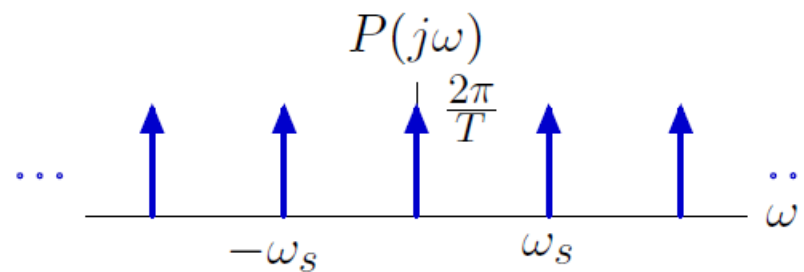
Convolucionar por un TD en
frecuencia



Señal limitada en
banda:

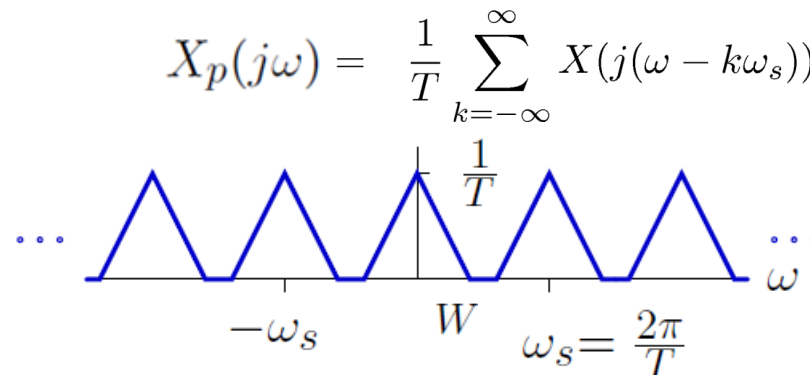
$$X(j\omega) = 0$$

$$|\omega| > W$$



Intuición: muestreo
continuo genera
réplicas en frecuencia

Las réplicas están
centradas en la
frecuencia de muestreo

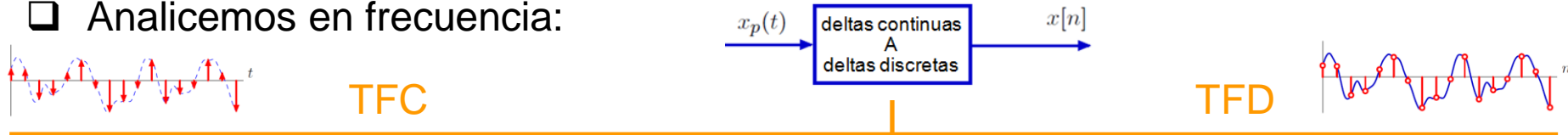


Paso 2: de sec. de deltas C a sec. de deltas D

❑ Tiempo:

$$x_p(t) = x(t) \cdot p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \delta(t - nT)$$

❑ Analicemos en frecuencia:



$$\begin{aligned} X_p(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \delta(t - nT) e^{-j\omega t} dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) e^{-j\omega t} dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] e^{-j\omega nT} \end{aligned}$$

$$X(e^{j\Omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] e^{-j\Omega n}$$

Intuición:

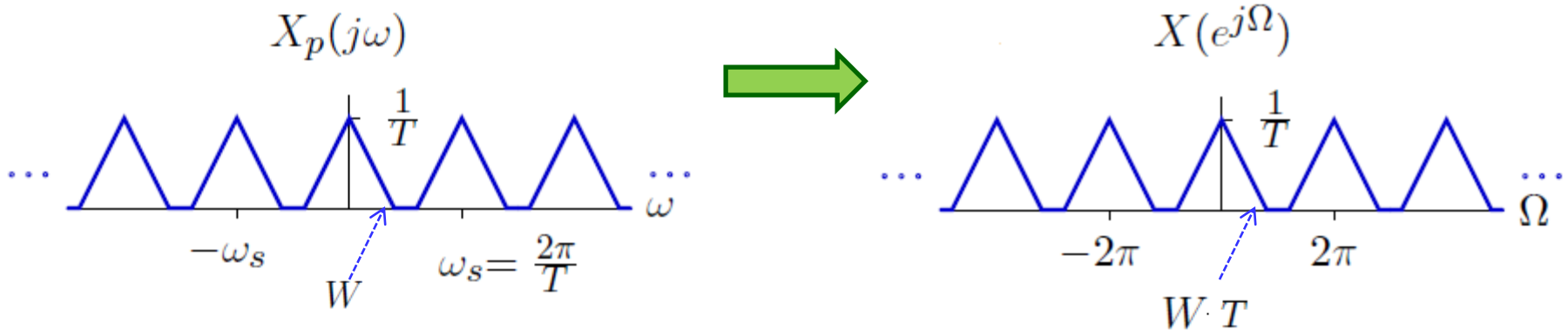
consistencia de
unidades

$$X_p(j\omega) = X(e^{j\Omega}) \Big|_{\Omega=\omega T}$$

$$X(e^{j\Omega}) = X_p(j\omega) \Big|_{\omega=\frac{\Omega}{T}}$$

Paso 2: gráficamente

$$X(e^{j\Omega}) = X_p(j\omega) \Big|_{\omega=\frac{\Omega}{T}}$$



Comentarios:

- Eje de ordenadas: no cambia
- Eje de abcisas:
 - Unidades de [rad/seg] a [rad]
 - Para pasar de la izda la dcha multiplicamos por $T \rightarrow$ expansión

Muestreo en frecuencia: solución

- ❑ ¿Relación entre la TF de $x(t)$ y la TF de $x[n]$?

$$x(t) \longleftrightarrow X(j\omega)$$

$$x(t) \rightarrow x[n] = x(nT)$$

$$x[n] \longleftrightarrow X(e^{j\Omega})$$

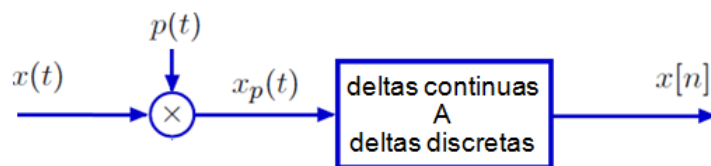
$$X(j\omega) \rightarrow X(e^{j\Omega}) = ?$$

- ❑ Paso 1 + Paso 2

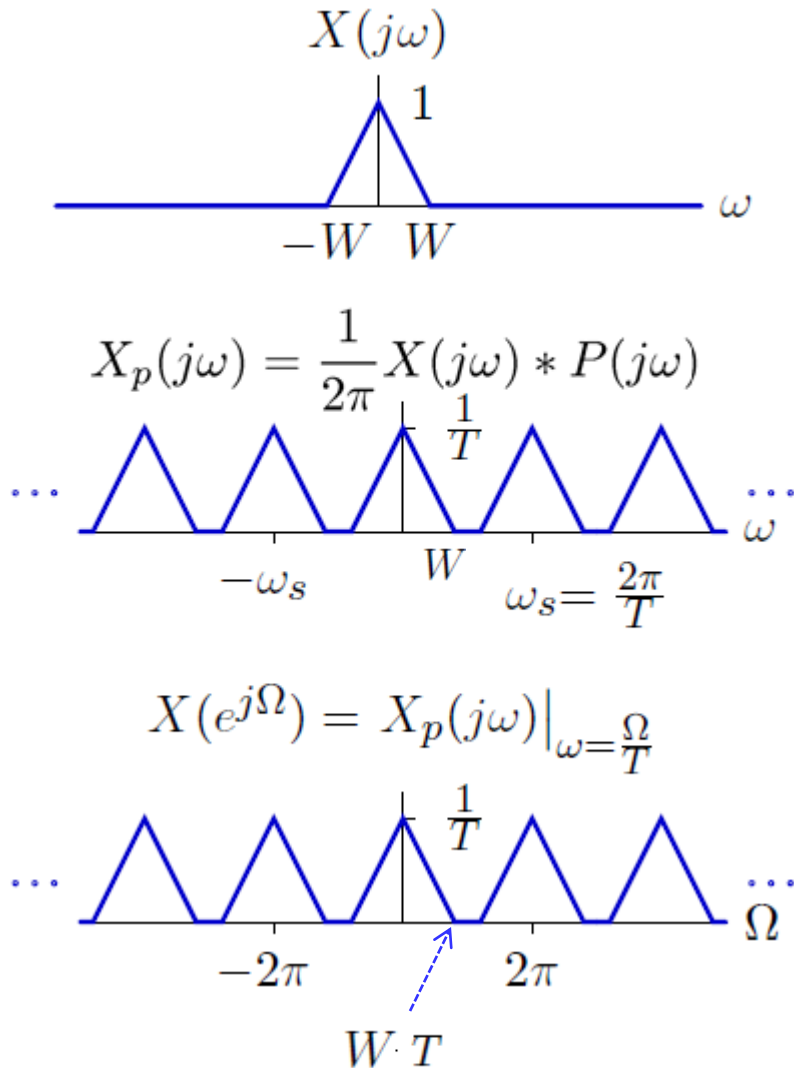
$$X_p(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j(\omega - k\omega_s))$$

$$X(e^{j\Omega}) = X_p(j\omega) \Big|_{\omega=\frac{\Omega}{T}}$$

$$X(e^{j\Omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(j\left(\frac{\Omega}{T} - k\frac{2\pi}{T}\right)\right)$$



Muestreo en frecuencia: solución (gráficamente)



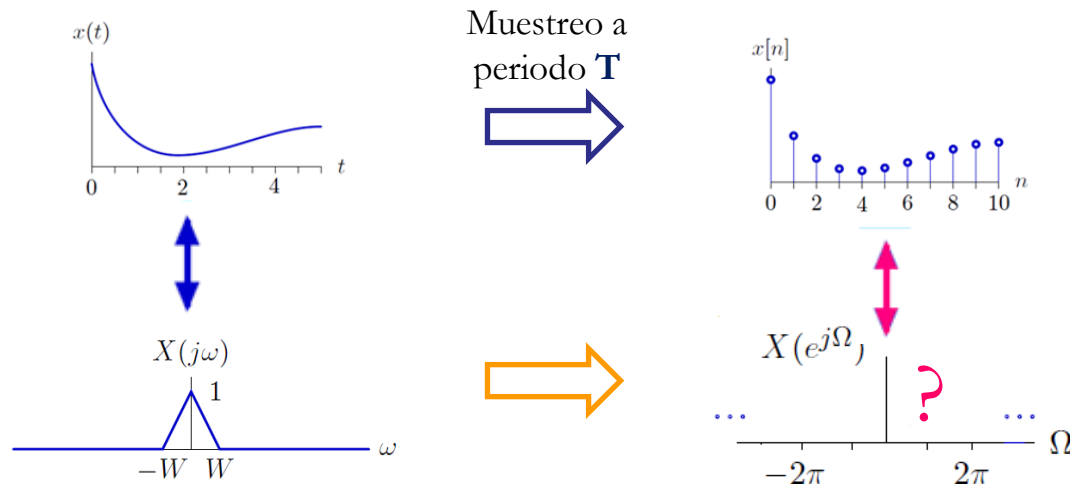
Efectos:

- Periódica con periodo 2π
- Divide su amplitud por un factor T
- Se expande por un factor T

$$X(e^{j\Omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(j\left(\frac{\Omega}{T} - k\frac{2\pi}{T}\right)\right)$$

Muestreo en tiempo y en frecuencia

❑ ¿Preguntas que nos hacíamos al empezar la sección?



¿Cuál es la **relación** entre $x[n]$ y $x(t)$?

¿Cuál es la **relación** entre $X(e^{j\Omega})$ y $x(t)$?

¿Cuál es la **relación** entre $X(e^{j\Omega})$ y $X(j\omega)$?

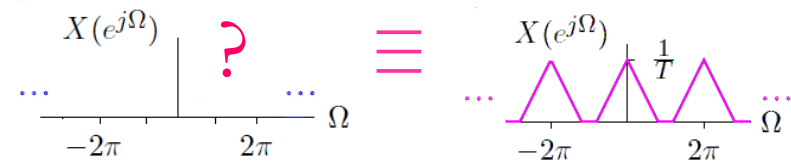
❑ Respuestas:

¿**Relación** entre $X(e^{j\Omega})$ y $X(j\omega)$?

¿**Relación** entre $x[n]$ y $x(t)$?

$$x[n] = x(nT)$$

¿**Relación** entre $X(e^{j\Omega})$ y $x(t)$?



$$X(e^{j\Omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) e^{-j\Omega n}$$

$$X(e^{j\Omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(j\left(\frac{\Omega}{T} - k\frac{2\pi}{T}\right)\right) \quad 18$$

Ubicándonos

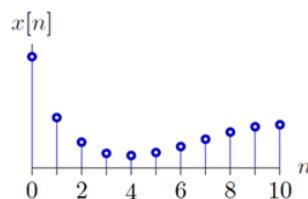
❑ Tema 3: Muestreo

➤ 3.1 Muestreo de señales continuas

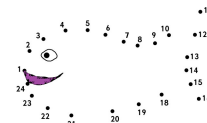
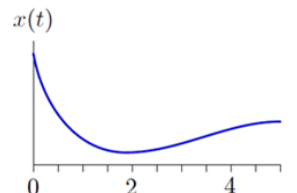
- 3.1.0 Introducción
- 3.1.1 Muestreo en el dominio del tiempo y de la frecuencia
- 3.1.2 Recuperando la señal continua: interpolación
- 3.1.3 Problemas y aspectos prácticos

➤ 3.2 Procesamiento en tiempo discreto de señales continuas

➤ 3.3 Muestreo de señales discretas: diezmado e interpolación



Interpolación a
periodo T



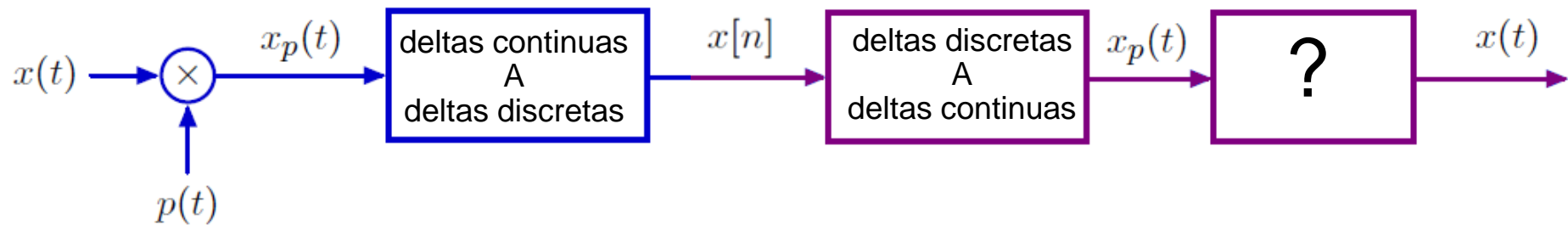
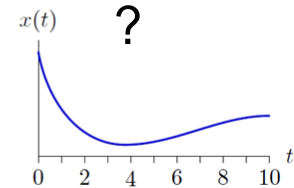
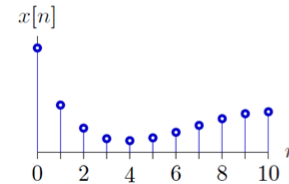
¿Cuánto vale $x(t)$ en $t=0.3T$ o
en $t=23.478$?

¿Cómo generamos los valores
entre $x(T)$ y $x(2T)$ o entre
 $x(10T)$ y $x(11T)$ que
habíamos perdido?

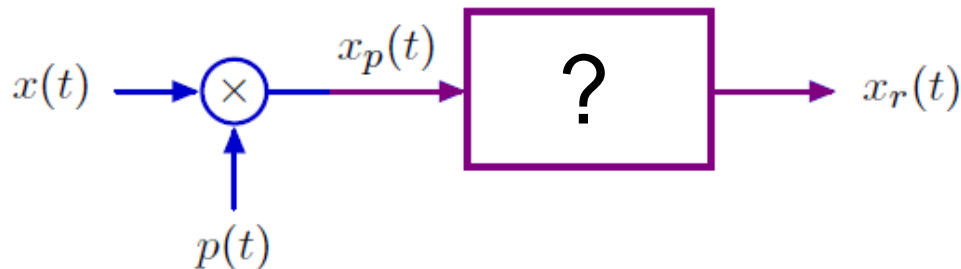
¿Cómo “unimos los puntos”?

Recuperando la señal continua

- ❑ ¿De SD a SC? ¿De $x[n]$ a $x(t)$? → Camino contrario al de SC a SD → **Interpolar**



- ❑ Bastará con que analicemos

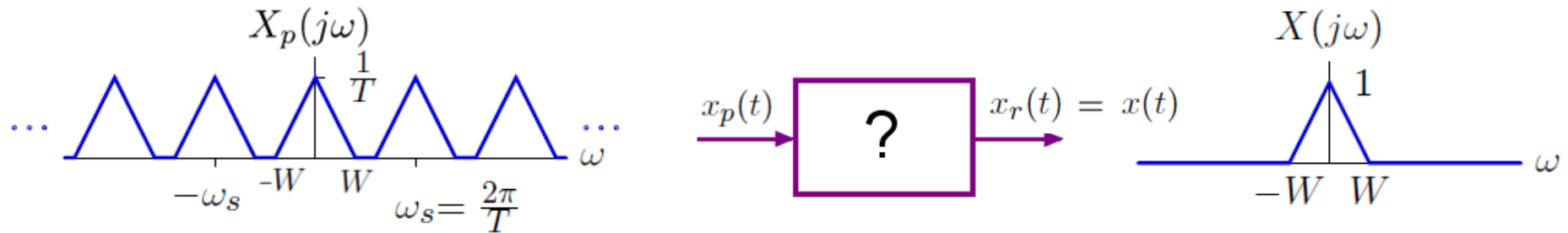


Objetivo de diseño:

$$x_r(t) = x(t)$$

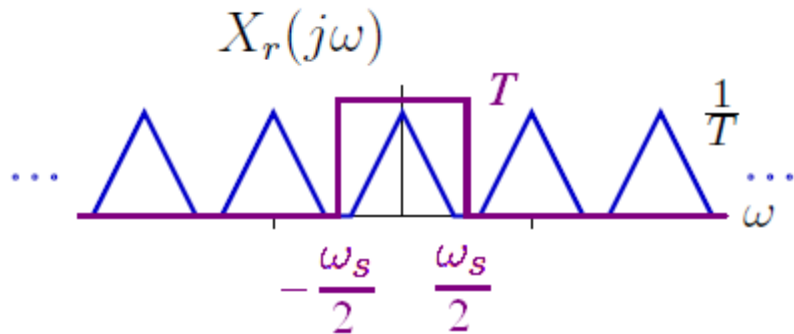
- Primero lo analizaremos en el dominio de la frecuencia

Recuperando la señal continua: gráficamente



❑ Queremos: misma forma, eliminar las réplicas, cambiar la amplitud →

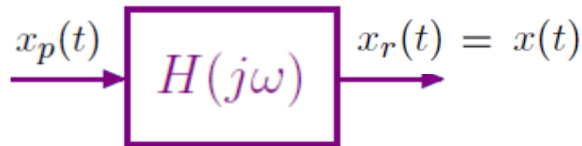
➤ Solución: Filtro paso bajo



$$H(j\omega) = \begin{cases} T & \text{si } |\omega| < \omega_s/2 \\ 0 & \text{si } |\omega| \geq \omega_s/2 \end{cases}$$

$$X_r(j\omega) = H(j\omega)X_p(j\omega)$$

Recuperando la señal continua: tiempo

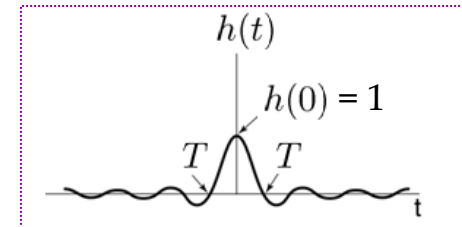


$$H(j\omega) = \begin{cases} T & \text{si } |\omega| < \omega_s/2 \\ 0 & \text{si } |\omega| \geq \omega_s/2 \end{cases}$$

$$X_r(j\omega) = H(j\omega)X_p(j\omega)$$

□ Filtro paso bajo → Convolucionar con la respuesta al impulso

$$x(t) = x_p(t) * h(t) \quad \text{donde} \quad h(t) = \frac{T \sin(\pi t/T)}{\pi t}$$

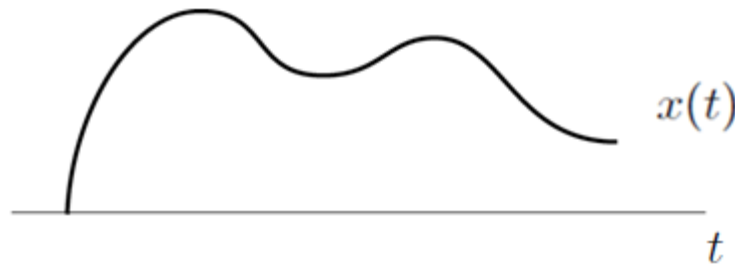


$$= \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \delta(t - nT) \right) * h(t)$$

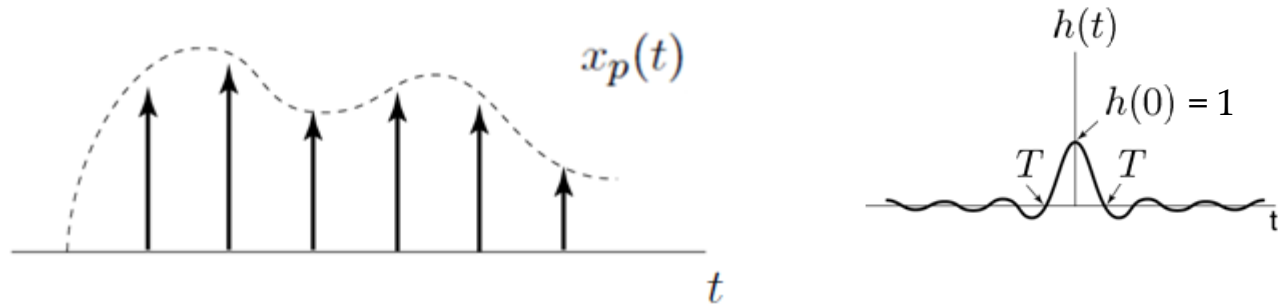
$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) h(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \frac{T \sin(\pi(t/T - n))}{\pi(t - nT)}$$

Recuperando la SC: tiempo gráficamente

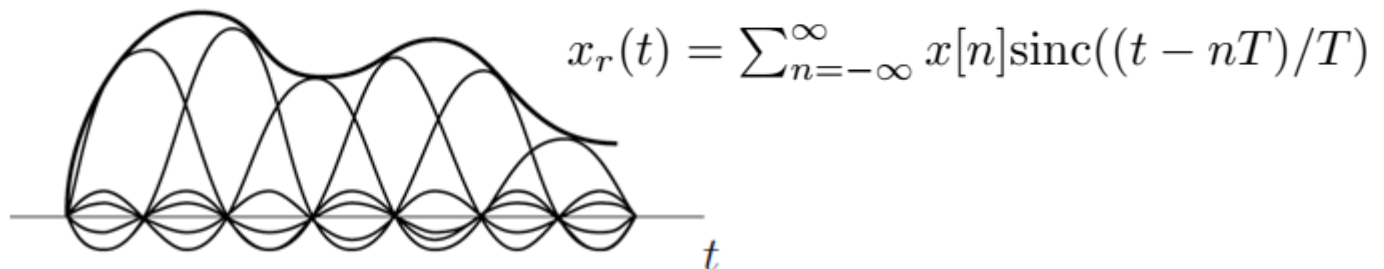
SC original



Muestreada

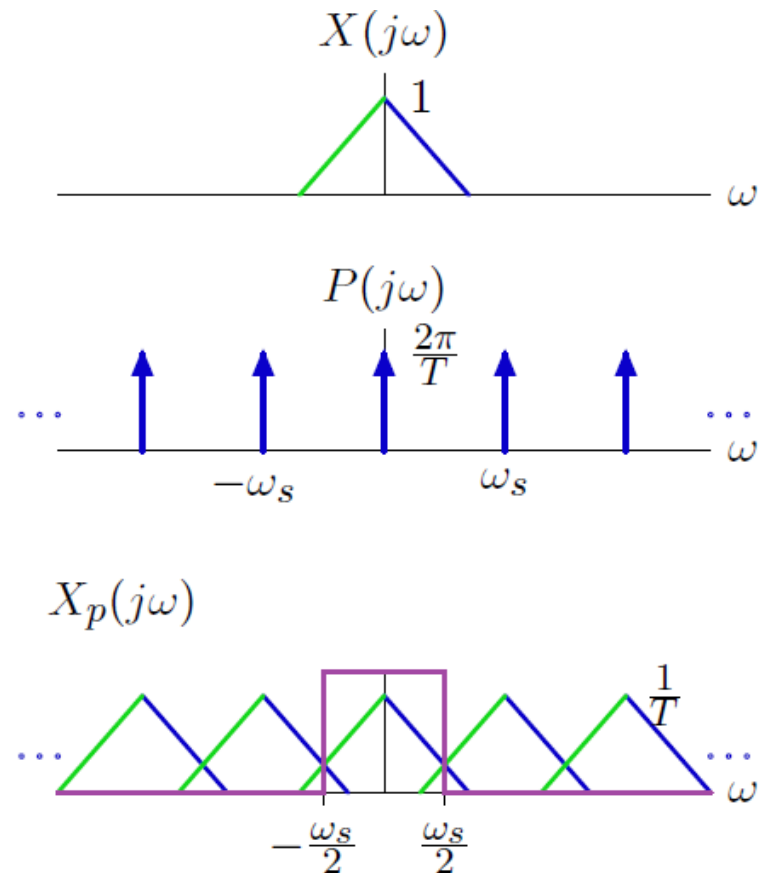
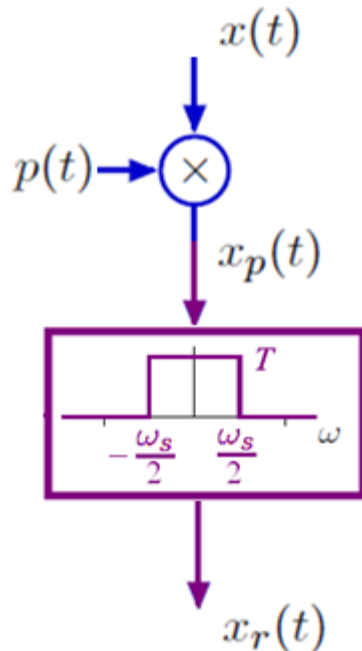


Reconstruida (tras pasar por FPB)



Problemas en la reconstrucción

- ❑ Pero... ¿podemos siempre recuperar la señal original?

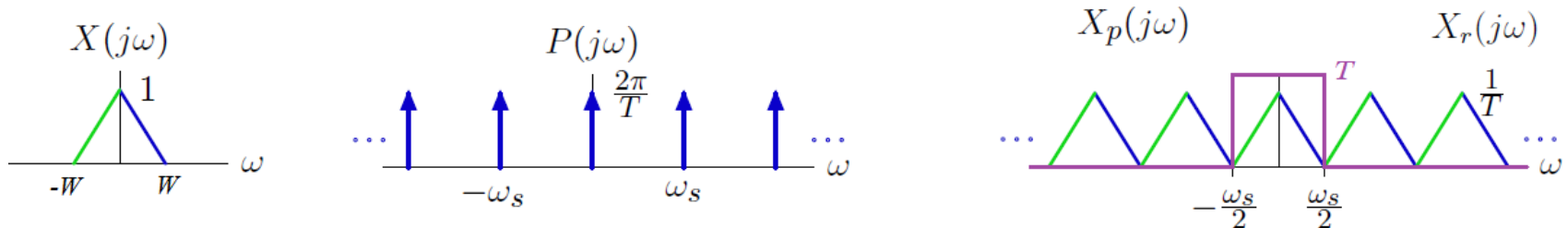


¡Solapamiento
espectral!

$$X_r(j\omega) = H(j\omega)X_p(j\omega) \not\equiv X(j\omega)$$

Solapamiento y Teorema de muestreo

- ❑ Podremos recuperar la señal original en función del BW de la señal y de la frecuencia de muestreo



- ¿Qué pasa si W es muy grande? ➔ No podemos
- ¿Qué pasa si la señal no es de banda limitada? ➔ No podemos

❑ Teorema de muestreo (Nyquist-Shannon):

Sea $x(t)$ una señal limitada en banda, es decir $x(t)$ satisface $X(j\omega) = 0 \quad \forall \quad |\omega| > W$

Entonces, $x(t)$ puede recuperarse a partir de sus muestras $x[n]=x(nT)$ si se cumple que

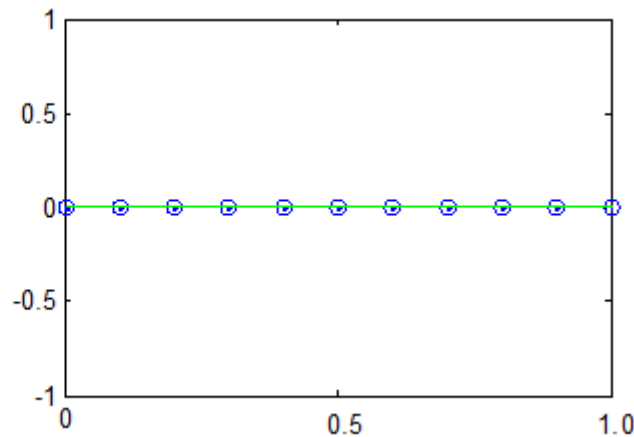
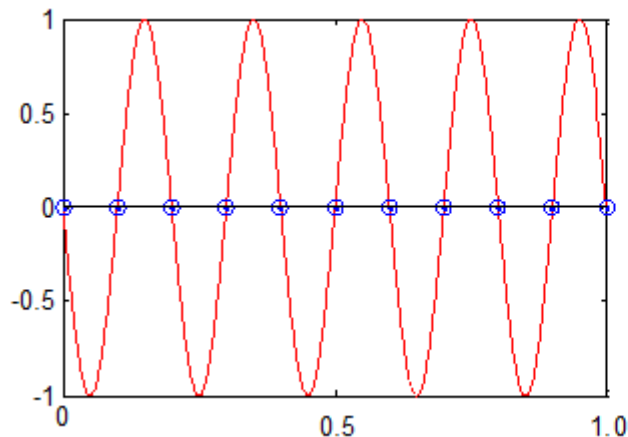
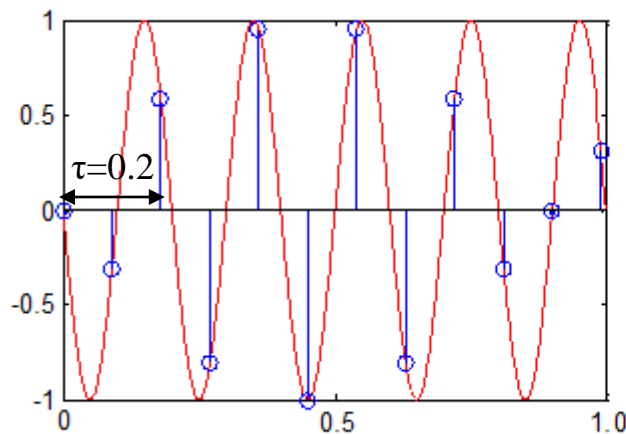
$$\omega_s/2 > W \Rightarrow \omega_s > 2W \Rightarrow T < \pi/W$$

¡Hay que muestrear a más del doble del ancho de banda de la señal!

Ejemplos de señales mal muestreadas

□ Con una única senoide:

$$W=2\pi/\tau \rightarrow \omega_s > 2W \rightarrow 2\pi/T > 4\pi/\tau \rightarrow T < \tau/2$$

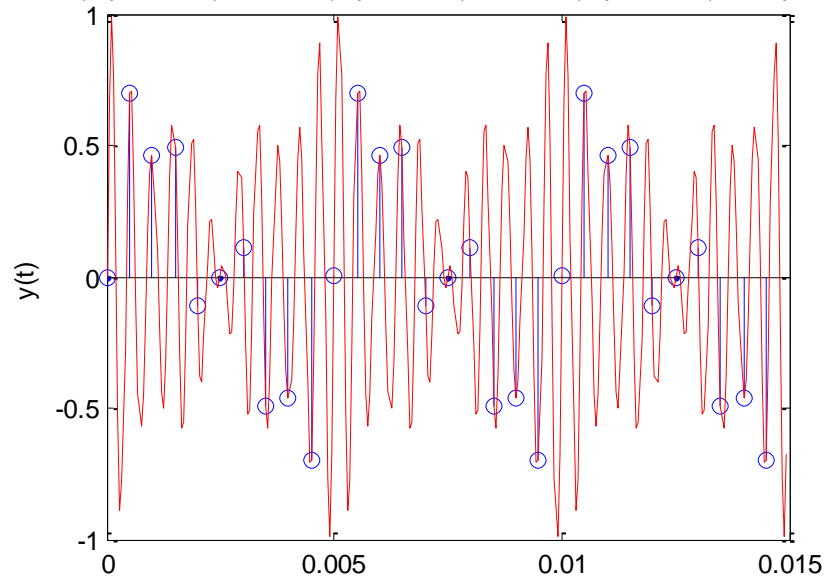


No se cumple
teorema de muestreo
(por muy poco) \rightarrow NO
FUNCIONA

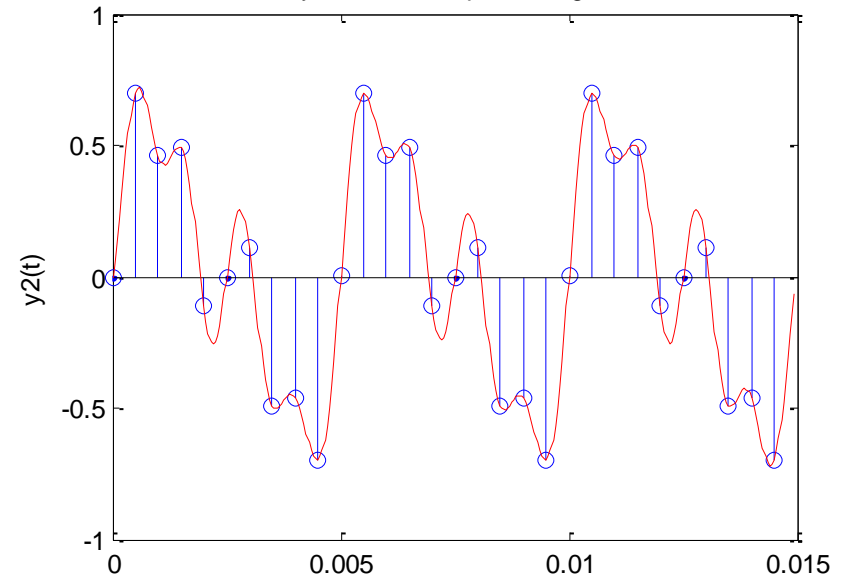
Ejemplos de señales mal muestreadas

❑ Con suma de sinusoides:

$y(t) = a_1 \sin(2\pi t \cdot 2200) + a_2 \sin(2\pi t \cdot 2400) + a_3 \sin(2\pi t \cdot 2800)$, sampled at 2000 Hz



Reconstruction of y from its samples using Shannon's theorem



➤ Muestreamos siempre a 2000Hz ➔ Tendremos problemas en cuanto la SC tenga un BW mayor que 1000Hz

Varias demos disponibles online.

Ejemplos de señales mal muestreadas

❑ Con imágenes:



❑ Con vídeos:

<http://www.youtube.com/watch?v=UiTUiop9etk&feature=related>

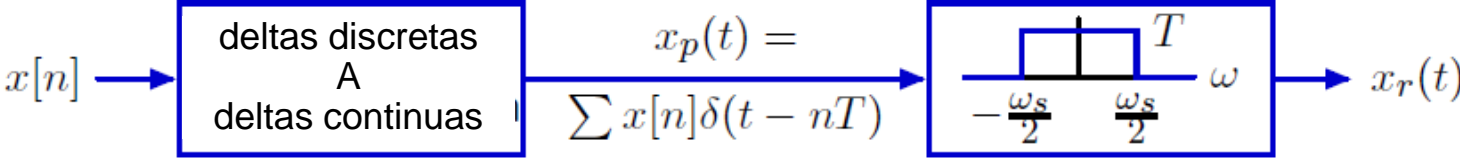


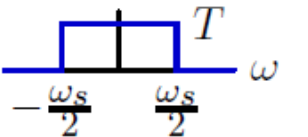
Muestreo e interpolación ideal: resumen

- ❑ Muestreo interfaz continuo-discreto: ¿cómo muestreamos? ¿cuándo podemos recuperar la SC a partir de la SD?
- ❑ Para entender el proceso de muestreo: M1) Muestreo en tiempo 2) Muestreo en frecuencia 3) Reconstrucción en frecuencia 4) Reconstrucción en tiempo
- ❑ Tres resultados fundamentales para recordar:

➤ Muestreo $x(t) \rightarrow x[n] = x(nT)$

➤ Recons-
trucción



$x[n]$ → deltas discretas
A
deltas continuas → $x_p(t) = \sum x[n]\delta(t - nT)$ →  → $x_r(t)$

➤ Teorema de muestreo

Si $X(j\omega) = 0 \quad \forall \quad |\omega| > \frac{\omega_s}{2}$, entonces $x_r(t) = x(t)$

Clave:
$$X(e^{j\Omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(j\left(\frac{\Omega}{T} - k\frac{2\pi}{T}\right)\right)$$

Resumen de la sección

- ❑ Los conversores analógicos/digitales y digitales analógicos son omnipresentes
 - Parte uno: muestreadores / interpoladores (discretizan el tiempo)
 - Parte dos: cuantificadores (discretizan la amplitud)
 - En este tema/asignatura nos hemos centrado en la discretización del tiempo

- ❑ Aspectos clave:
 - La conversión continuo a discreto y la conversión discreto a continuo está dividida en varios pasos/bloques
 - Algunos de esos bloques son más fáciles de entender en el dominio del tiempo y otros son más fáciles de entender en el dominio de la frecuencia
 - Debemos entenderlos en los dos dominios

- ❑ Hemos centrado nuestro análisis en señales de banda limitada:
 - Existe un valor mínimo de la frecuencia de muestreo que garantiza la recuperación de la señal: el doble del ancho de banda
 - Si la señal ha sido bien muestreada, el interpolador ideal es un filtro paso bajo (lo que equivale a decir que es una sinc en el dominio del tiempo)

Ampliación de Señales y Sistemas

Tema 3: Muestreo



Antonio G. Marqués

Ubicándonos

❑ Tema 3: Muestreo

➤ 3.1 Muestreo de señales continuas

- 3.1.0 Introducción
- 3.1.1 Muestreo en el dominio del tiempo y de la frecuencia
- 3.1.2 Recuperando la señal continua: interpolación
- 3.1.3 Problemas y aspectos prácticos

➤ 3.2 Procesamiento en tiempo discreto de señales continuas

➤ 3.3 Muestreo de señales discretas: diezmado e interpolación

❑ Comentarios:

➤ Material de lectura:

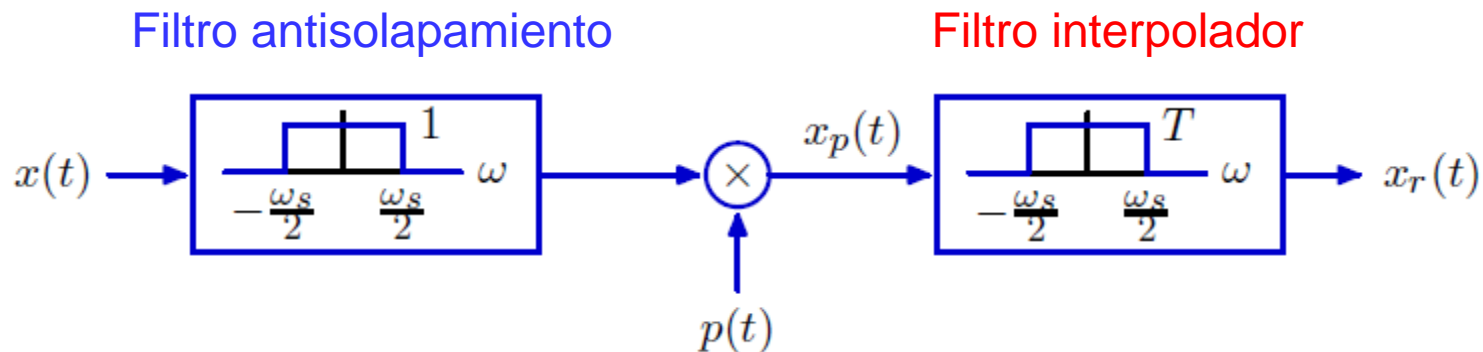
- [BB2: Opp&Sch] Secs. 3.4 y 3.7; [BB3: McC&Sch&Yod] Secs. 4.3, 4.4; [BC3: Cha] Secs. 7.4, 7.5

Problemas y aspectos prácticos

- ❑ Potenciales problemas y cuestiones prácticas que vamos a estudiar
 - A) Solapamiento espectral y filtros antisolapamiento
 - B) Interpolación subóptima
 - C) Cuantificación
- ❑ Comenzando por A), el teorema de muestreo nos decía que si:
 - La señal está limitada en banda
 - Muestreamos al doble del ancho de banda de la señal
- ❑ Podemos recuperar la señal original a partir de sus muestras
- ❑ ¿Qué ocurre si alguna de las dos condiciones no se cumple? → Solapamiento (Aliasing) → La señal recuperada y original no coinciden
- ❑ ¿Hay alguna manera de mitigarlo? ¿Alguna manera de que esas señales “se parezcan” más.

Filtro antisolapamiento

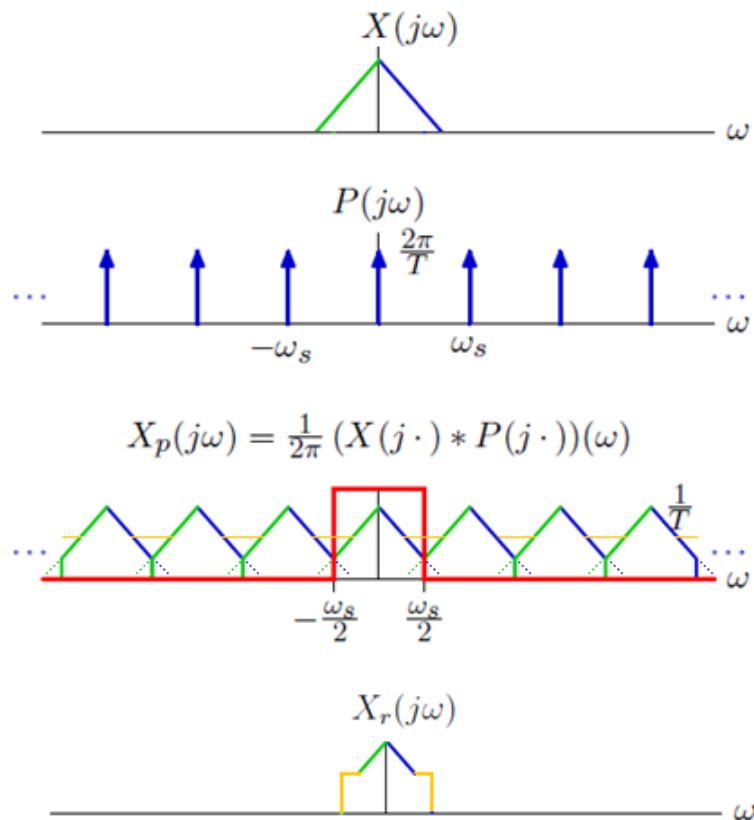
- ❑ Idea básica: antes de muestrear filtramos paso bajo de manera que garantizamos que no haya solapamiento



- ❑ ¿Por qué esto consigue que la señal se parezca más a la original? ➔ Toda la distorsión (diferencia) se debe al filtro paso bajo, pero el muestreo en sí ya no produce distorsión porque ya no hay solapamiento ➔ Véase la transparencia siguiente

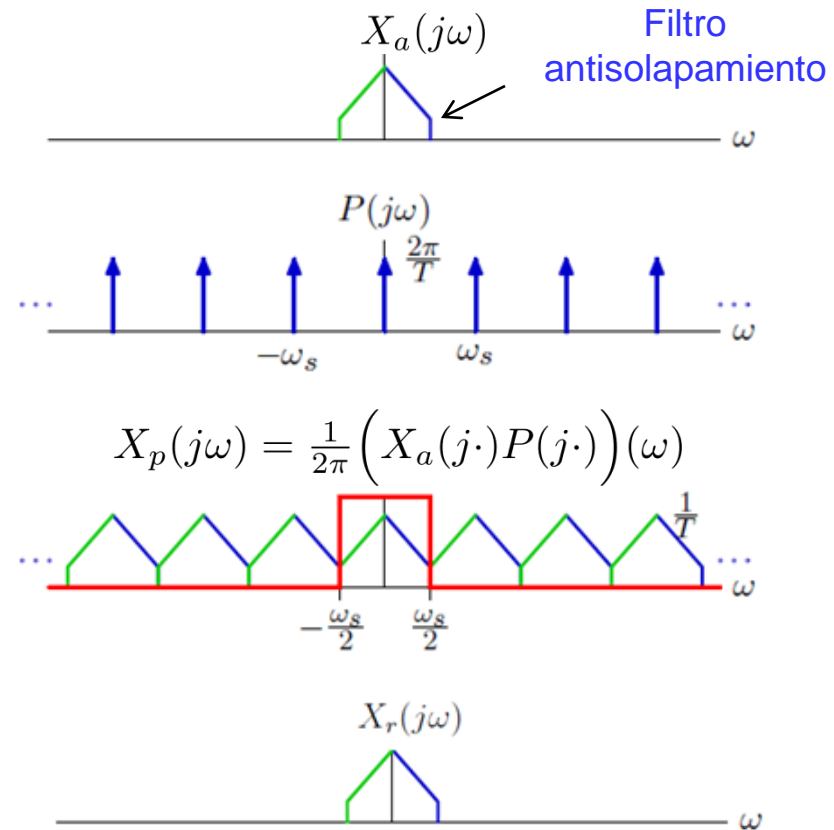
Filtro antisolapamiento

❑ Sin filtro antisolapamiento



- las frecuencias más altas de $x(t)$ se pierden
- la señal original y recuperada coinciden en los instantes de muestreo: $x(nT)=x_r(nT)$

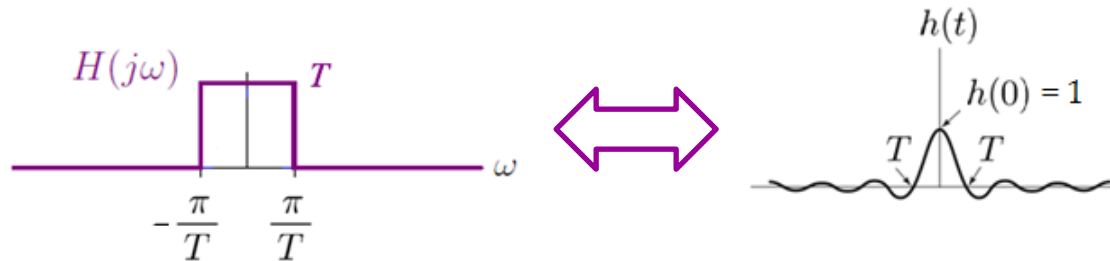
Con filtro antisolapamiento



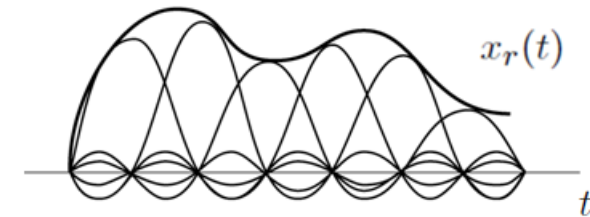
- se parece más a la señal original
- la señal original y recuperada no coinciden en los instantes de muestreo

Interpolación subóptima

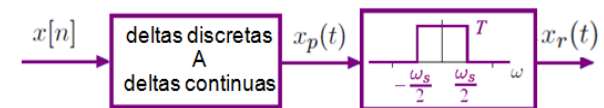
□ Habíamos llegado a la conclusión de que el interpolador ideal es:



En el tiempo, esto supone que utilizamos sincs de anchura T y cuya amplitud se modifica en función de la muestra correspondiente



$$x_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \text{sinc}((t - nT)/T)$$

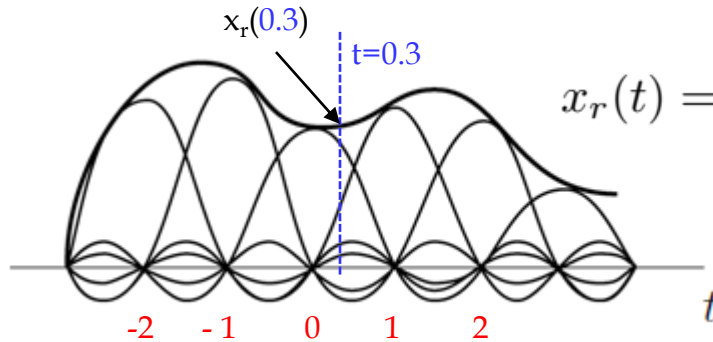


□ ¿Seguro que habíamos entendido bien lo que era interpolar con sincs?

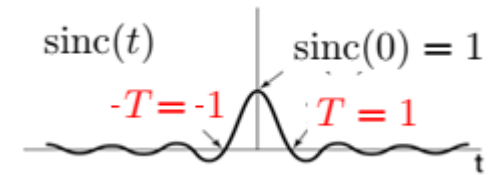
➤ Veamos un ejemplo

Interpolando con sincs: un ejemplo

Ejemplo



$$x_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \text{sinc}((t - nT)/T)$$



Supongamos que $T = 1$ y que queremos saber el valor de la señal interpolada en $t = 0.3$:

$$\begin{aligned} x_r(0.3) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \text{sinc}(0.3 - n) = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{-3} x[n] \text{sinc}(0.3 - n) + x[-2] \text{sinc}(0.3 + 2) + x[-1] \text{sinc}(0.3 + 1) + x[0] \text{sinc}(0.3 + 0) + x[1] \text{sinc}(0.3 - 2) + x[2] \text{sinc}(0.3 - n) + \sum_{n=3}^{\infty} x[n] \text{sinc}(0.3 - n) \end{aligned}$$

$$x_r(0.3) = \sum_{n=-\infty}^{-3} x[n] \text{sinc}(0.3 - n) + x[-2] \text{sinc}(2.3) + x[-1] \text{sinc}(1.3) + x[0] \text{sinc}(0.3) + x[1] \text{sinc}(-0.7) + x[2] \text{sinc}(-1.7) + \sum_{n=3}^{\infty} x[n] \text{sinc}(0.3 - n)$$

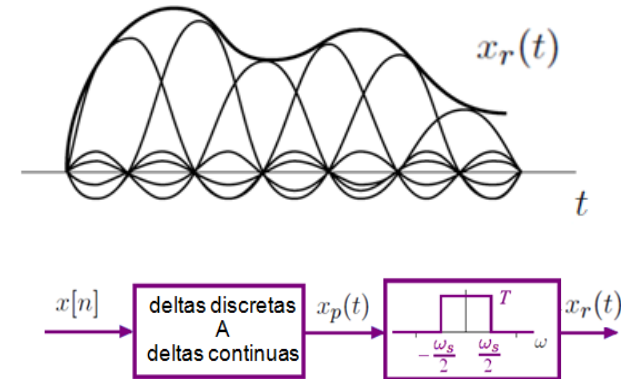
$$x_r(0.3) \approx x[-2] \text{sinc}(2.3) + x[-1] \text{sinc}(1.3) + x[0] \text{sinc}(0.3) + x[1] \text{sinc}(-0.7) + x[2] \text{sinc}(-1.7) \approx 0.11 \cdot x[-2] - 0.19 \cdot x[-1] + 0.85 \cdot x[0] + 0.36 \cdot x[1] - 0.15 \cdot x[2]$$

Interpolación subóptima

- El interpolador ideal nos dice que:

$$x_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \text{sinc}((t - nT)/T)$$

Suma infinita de sincs a
“izquierda” y “derecha”



- Problemas:

- La sinc tiene longitud infinita
- La sinc es anticausal

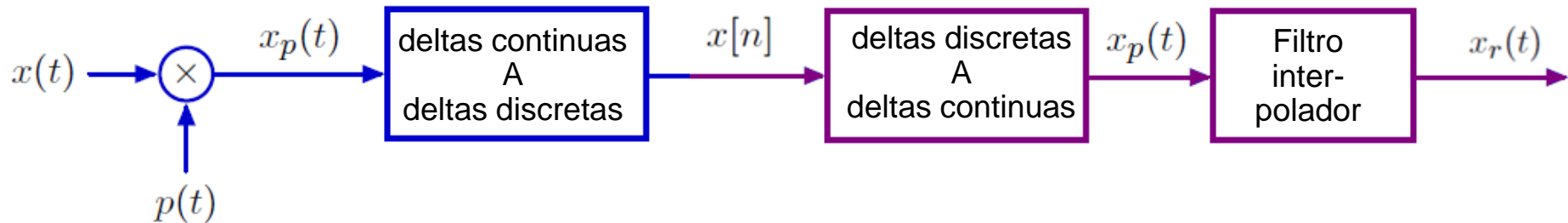
- Posibles soluciones:

- Utilizar sincs de longitud finita y “retrasar” la interpolación de la señal
- Utilizar otros interpoladores
- “Precio a pagar” la señal recuperada no coincidirá con la original

Interpolación subóptima

❑ ¿Cómo vamos a analizar el efecto de esos nuevos interpoladores?

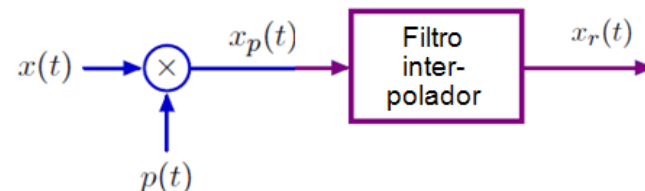
- Hay que entender lo que pasa tanto en tiempo como en frecuencia
- Mantendremos la estructura básica de interpolación como



❑ Objetivos:

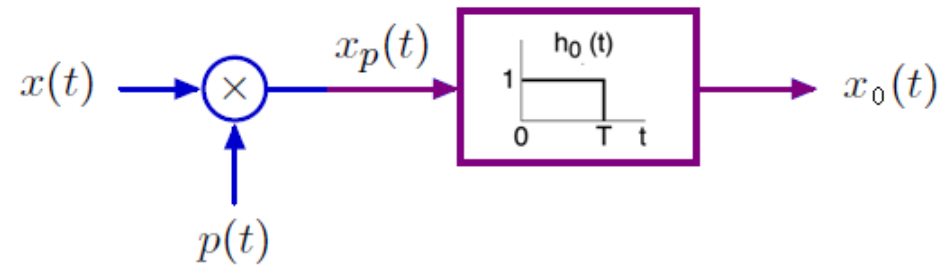
- Que la señal recuperada (interpolada) se parezca a la original
- Que el filtro interpolador sea sencillo de construir

❑ Como ocurría en el caso ideal, bastará con que analicemos:

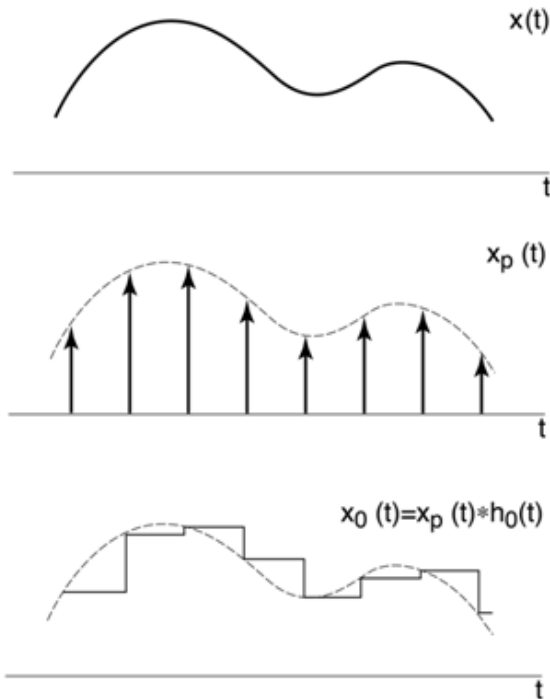


Caso 1: interpolador de orden cero

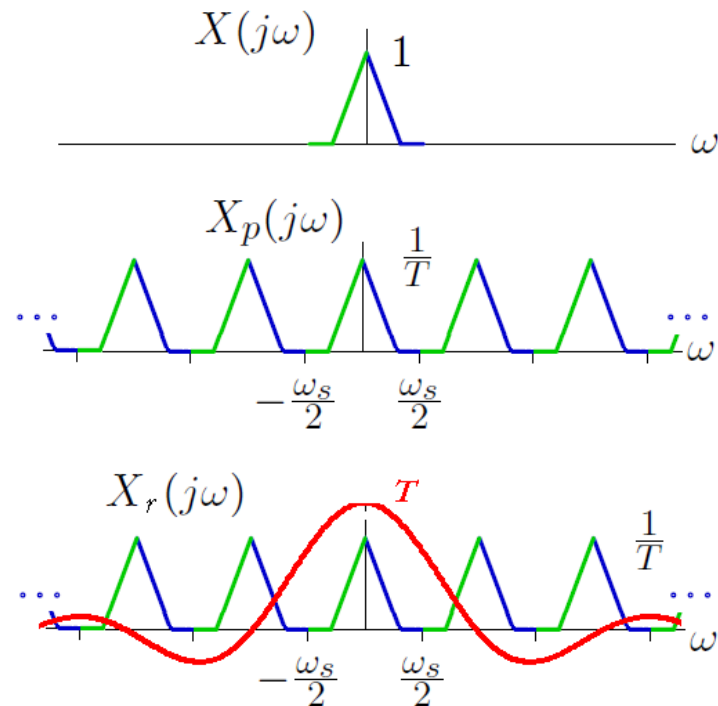
- ¿Cuál es la estructura de un interpolador de orden cero?



Dominio del tiempo

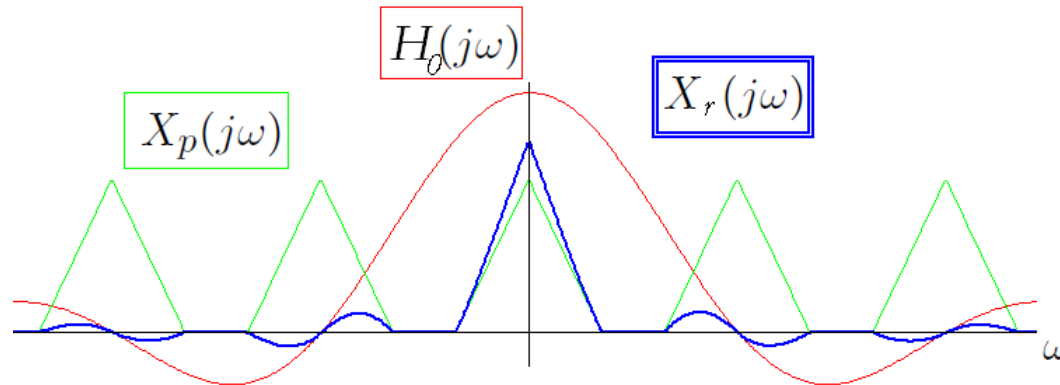


Dominio de la frecuencia



TF de un pulso de anchura T es una sinc de anchura $4\pi/T$

Caso 1: interpolador de orden cero



❑ Dos efectos principales:

- Se nos “cuelan” frecuencias altas (lógico porque la señal en el tiempo tiene variaciones bruscas)
- La réplica principal se distorsiona ligeramente (menor distorsión cuanto más hayamos sobremuestreado la señal original) ➔ Si usamos interpolador de orden cero es mejor muestrear más rápido

- ### ❑ En lugar de ir de 0 a T, el filtro interpolador puede ir de $-T/2$ a $T/2$ (a este interpolador se le llama “vecino más cercano”)

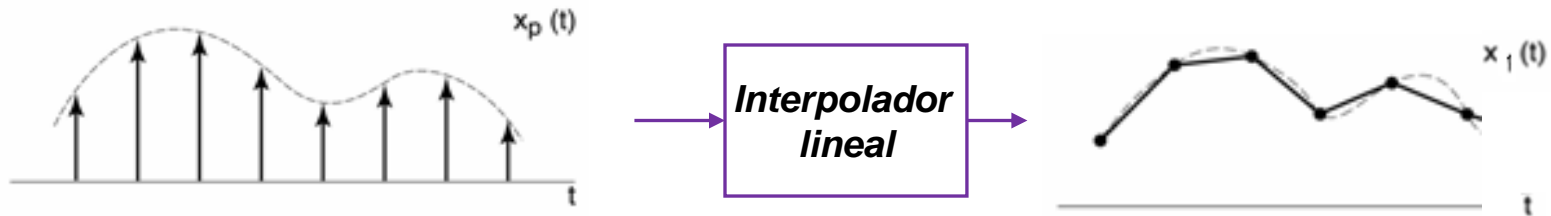


Caso 2: interpolador de orden uno

□ Interpolador de orden uno = Interpolador lineal

- ¿En qué consiste? ➔ Unir dos puntos (amplitudes) con una recta
- Es la interpolación más “intuitiva en el dominio del tiempo”
- Es la que utiliza Matlab cuando hacemos un plot

**Dominio
del
tiempo**

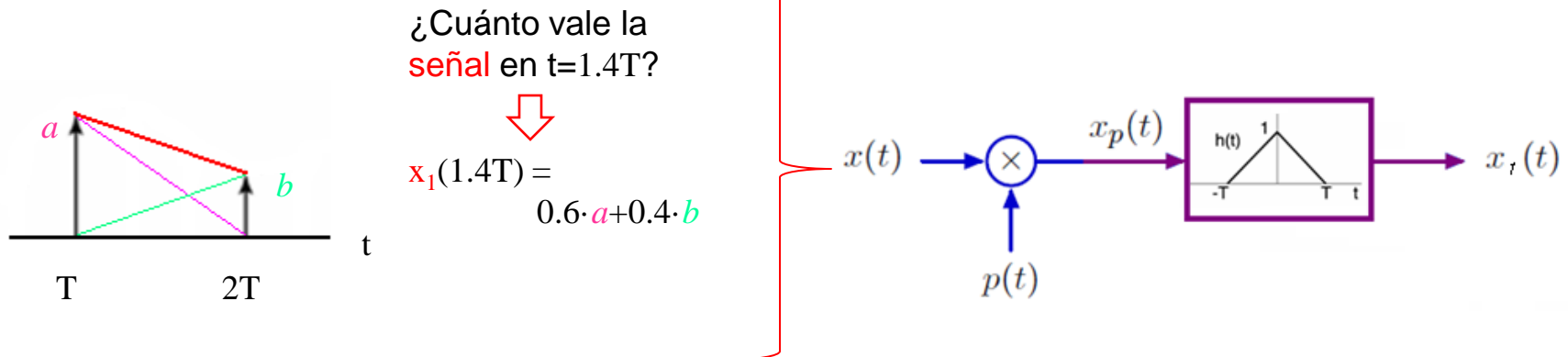


□ Preguntas:

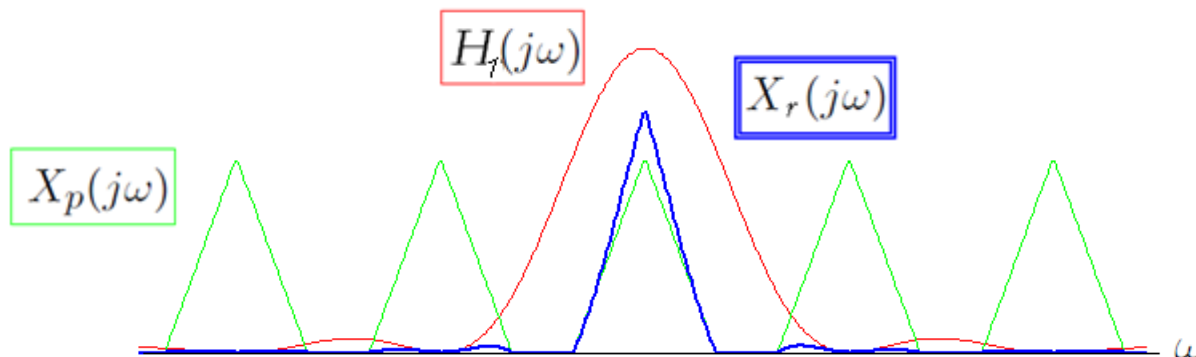
- ¿Cuál es la estructura (modelo) del interpolador lineal?
- ¿Cuál es el efecto en frecuencia?

Caso 2: interpolador de orden uno

□ ¿Cuál es la estructura de un interpolador de orden uno?



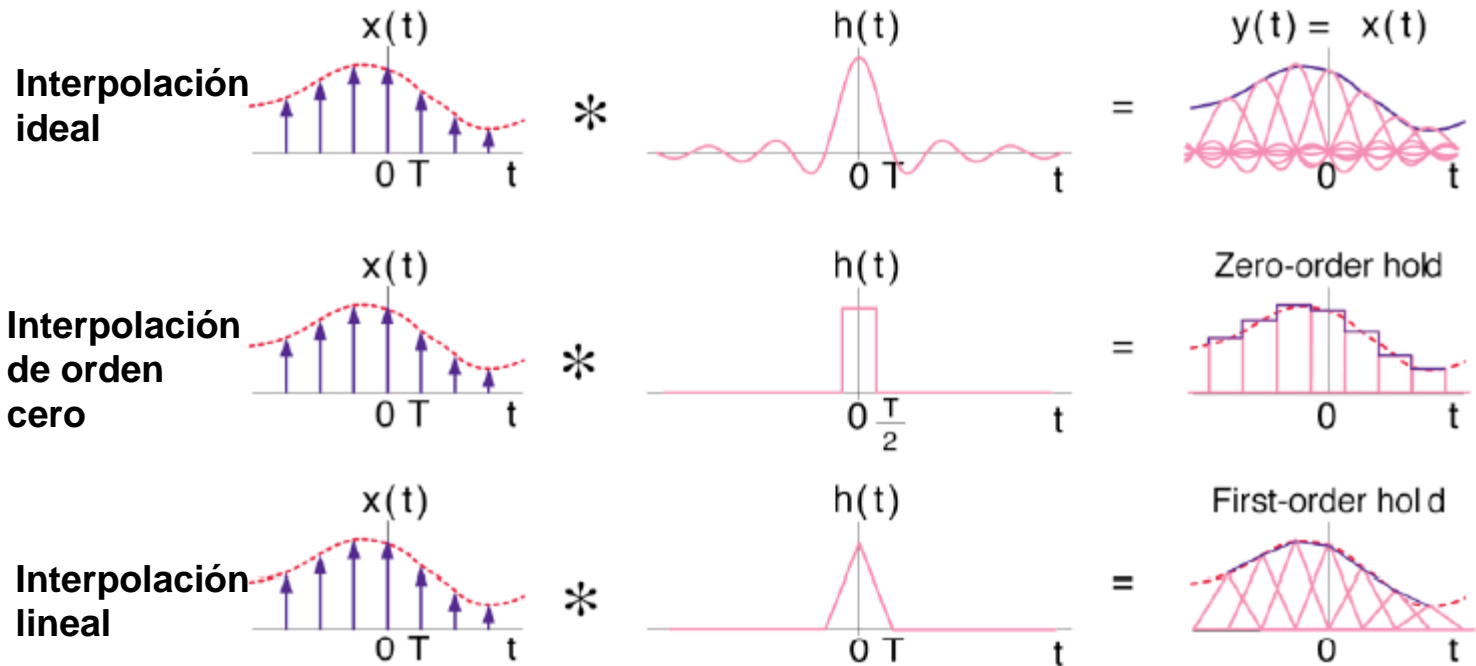
□ ¿TF de un triángulo de anchura $2T$? → Cuadrado de la TF de un pulso rectangular de anchura T → Sinc de anchura $4\pi/T$ al cuadrado



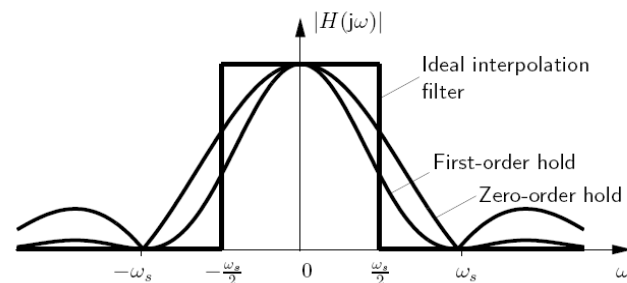
- Se vuelven a “colar” frecuencias altas (pero menos)
- Distorsión de la primera réplica algo mayor
- Si se sobremuestra (doble/triple del mínimo) → Calidad OK

Interpolación subóptima: resumen

□ En tiempo



□ En frecuencia:



Interpolación subóptima: ejemplo

- Imagen
(señal en
2D)

Hay muchas otras
alternativas: splines,
pulsos gaussianos →
Véase Sec. 4.4 de
[BB3 – “Signal
Processing First”]

Imagen original

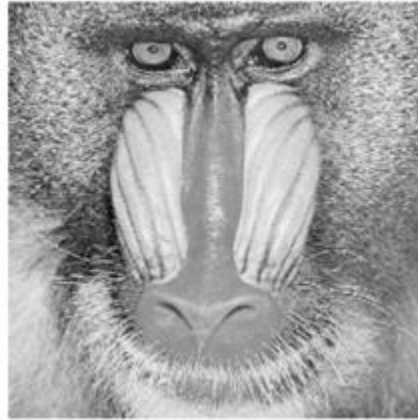


Imagen reconstruida con
un interpolador de orden cero

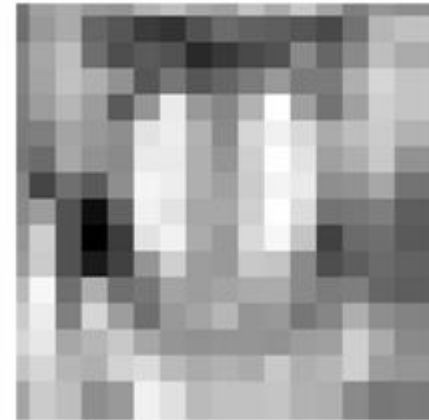


Imagen muestreada

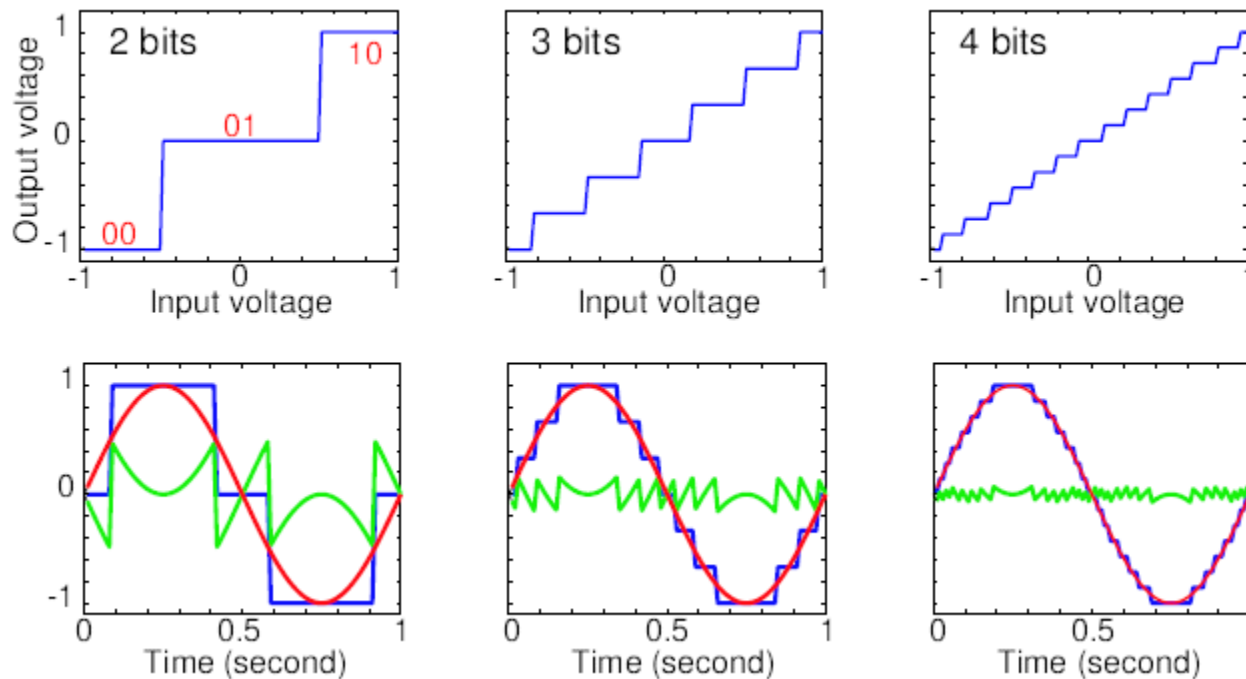


Imagen reconstruida con
un interpolador lineal



Discretizando la amplitud: cuantificación

- ❑ Para almacenar y procesar digitalmente señales: no sólo hay que discretizar el tiempo, sino también cuantificar (cuantizar) su amplitud



Original
Cuantizada
Error

Cuantificación

- ❑ Ejemplo: CD de audio (todavía se usan??)

$$2 \text{ channels} \times 16 \frac{\text{bits}}{\text{sample}} \times 44,100 \frac{\text{samples}}{\text{sec}} \times 60 \frac{\text{sec}}{\text{min}} \times 74 \text{ min} \approx 6.3 \text{ G bits} \approx 0.78 \text{ G bytes}$$

- ❑ En la práctica hay muchas maneras de cuantificar, la mayoría más sofisticada que la ilustrada en las gráficas anteriores

- Cuantificación uniforme vs. no uniforme
- Cuantificación diferencial

Importante: análisis y
caracterización del error
de cuantificación

- ❑ Desde un punto de vista más general, codificación de fuente:

- BMP vs. JPG
- Se verá en más detalle en Comunicaciones Digitales (Transmisión Digital)

Resumen de la clase

- ❑ Idealmente las señales son de banda limitada y las podemos reconstruir con un filtro paso bajo perfecto
- ❑ Aspectos prácticos en el muestreo:
 - Para evitar potenciales solapes, antes de muestrear se filtra paso bajo
- ❑ Aspectos prácticos en la reconstrucción (interpolación):
 - El interpolador ideal no se puede construir, en la práctica se pueden utilizar:
 - sincs truncadas,
 - vecinos más próximos,
 - interpolación lineal
 - En algunos casos se diseñan en el dominio de la frecuencia, muchos en el dominio del tiempo, hay que entenderlos en ambos dominios (muy muy importante en tiempo)
 - Conviene muestrear más rápido de lo que dicta el teorema de muestreo
- ❑ El muestreo es uno de los dos pasos para digitalizar una señal continua, también es necesario cuantificar la amplitud

Ampliación de Señales y Sistemas



Tema 3: Muestreo

Antonio G. Marqués

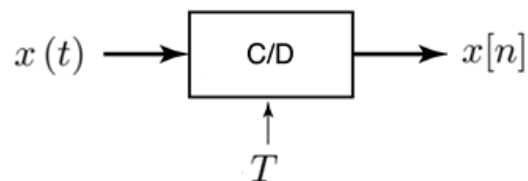
Ubicándonos

❑ Tema 3: Muestreo

- 3.1 Muestreo de señales continuas
- **3.2 Procesamiento en tiempo discreto de señales continuas**
- 3.3 Muestreo de señales discretas: diezmado e interpolación

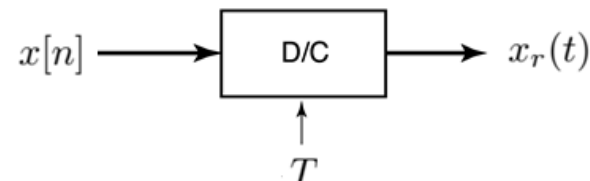
❑ Comentarios:

- Bibliografía básica: [BB2: Opp&Sch] Cap. 3, Secs. 3.4 (la 3.5 está relacionada, aunque nosotros no la tratamos)
- Notación/significado de bloques para muestrear e interpolar:



|||

$$x[n] = x(nT)$$



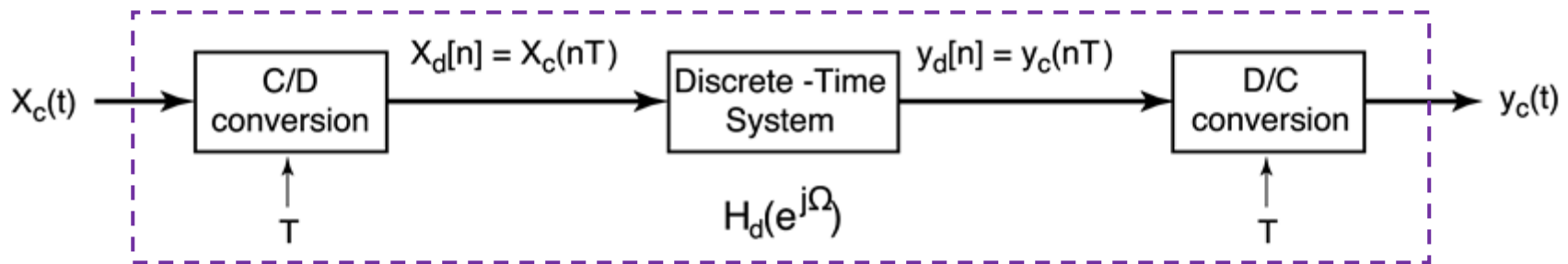
|||

$$x_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \text{sinc}((t - nT)/T)$$

Procesamiento discreto de señales continuas

❑ ¿Cómo se procesa habitualmente una señal continua?

- Se muestrea y se le “mete” a un ordenador/DSP
- Se procesa en discreto
- Se vuelve a transformar en una señal continua



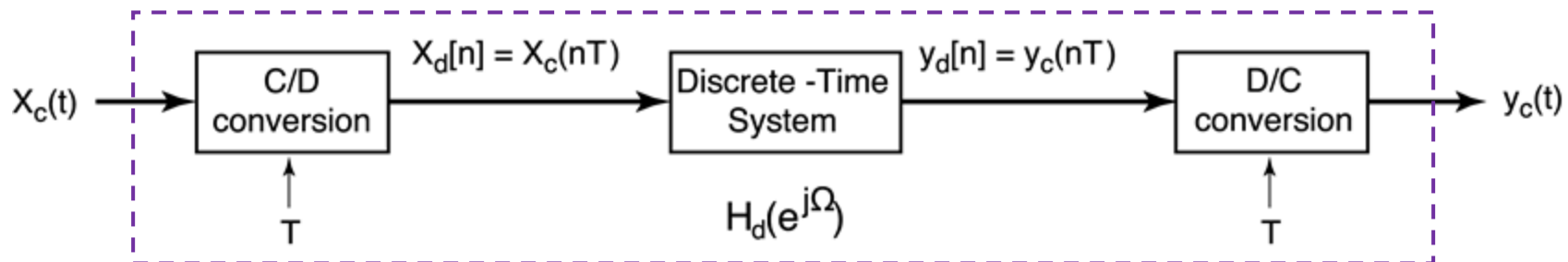
❑ ¿Por qué? ➔ Más barato, más sencillo, más flexible, mayor control,...

❑ Entenderlo en el sistema del tiempo parece fácil, pero

- ¿Es un problema que haya “segmentos/bloques” en continuo y otros en discreto?
- ¿Qué ocurre en el dominio de la frecuencia?
- ¿Cuál es realmente el sistema continuo equivalente? ➔ Dominio de la frecuencia

Procesamiento discreto de señales continuas

- ❑ Vamos a encontrar primero la relación en el dominio de la frecuencia y luego la “traduciremos” al dominio del tiempo



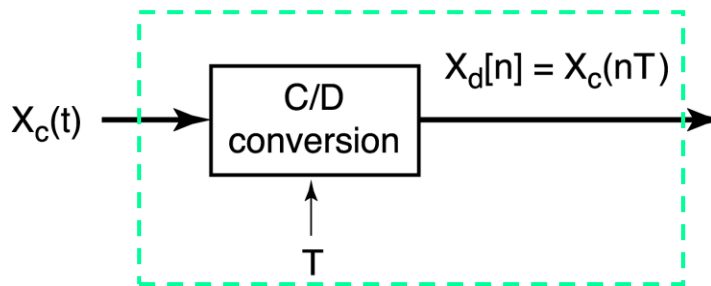
- ❑ Dividiremos el análisis en tres pasos (uno por bloque):
 - (1) Expresar la TF de $x_d[n]$ en función de la TF de $x_c(t)$
 - (2) Expresar la TF de $y_d[n]$ en función de la TF de $x_d[n]$
 - (3) Expresar la TF de $y_c(t)$ en función de la TF de $y_d[n]$
 - Juntando (1)+(2)+(3) ➔ Expresaremos la TF de $y_c(t)$ en función de la TF de $x_c(t)$ ➔

Respuesta en frecuencia del sistema continuo

- ❑ Los pasos (1) y (3) ya los hemos analizado en el apartado anterior, “lo novedoso” es el paso (2) que es muy sencillo

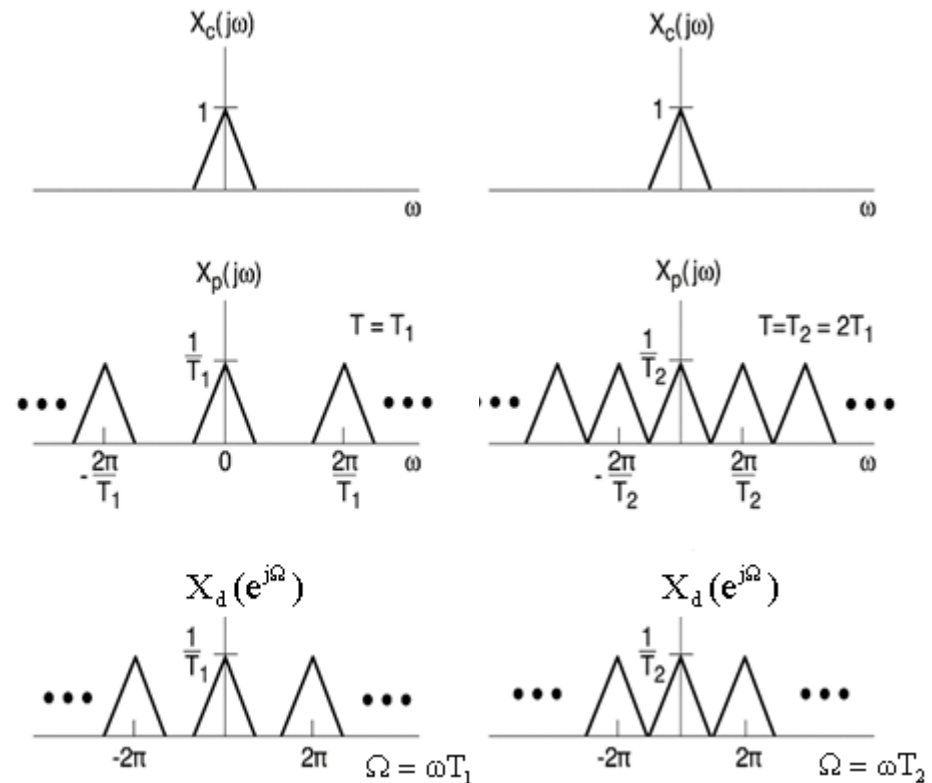
Procesamiento discreto SC: Paso (1)

- ❑ (1) Expresar la TF de $x_d[n]$ en función de la TF de $x_c(t)$



➤ Si revisamos las transparencias de la sección 3.1.1

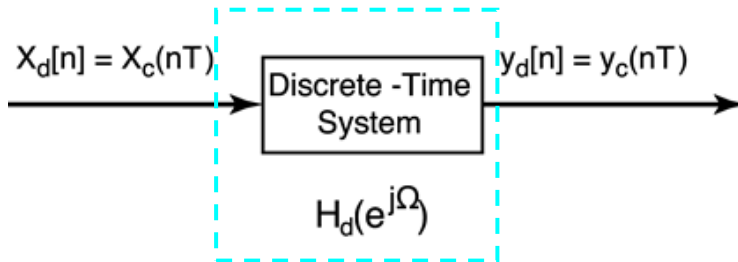
$$X_d(e^{j\Omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c\left(j\left(\frac{\Omega}{T} - k\frac{2\pi}{T}\right)\right)$$



Dividimos la amplitud por T , el eje lo multiplicamos por T y creamos réplicas en 2π

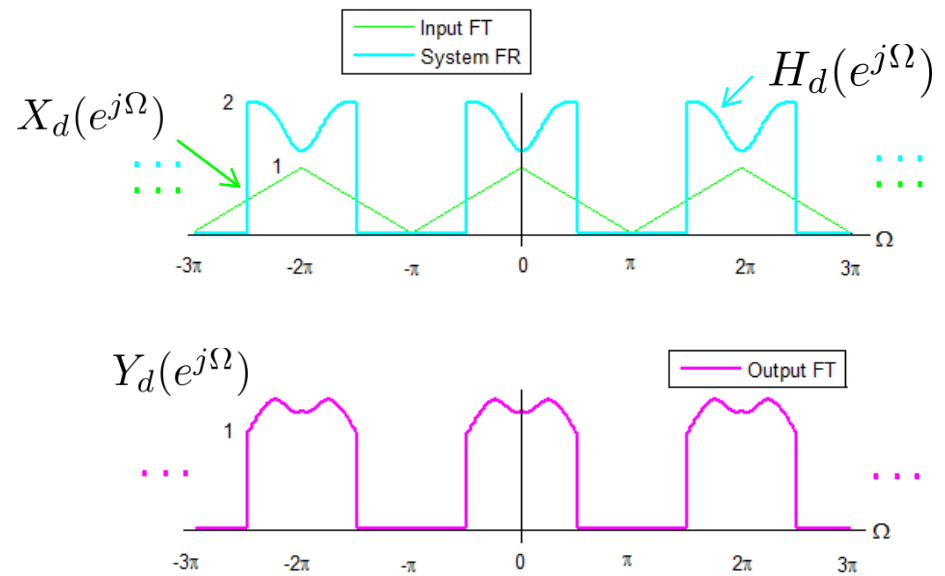
Procesamiento discreto SC: Paso (2)

- (2) Expresar la TF de $y_d[n]$ en función de la TF de $x_d[n]$



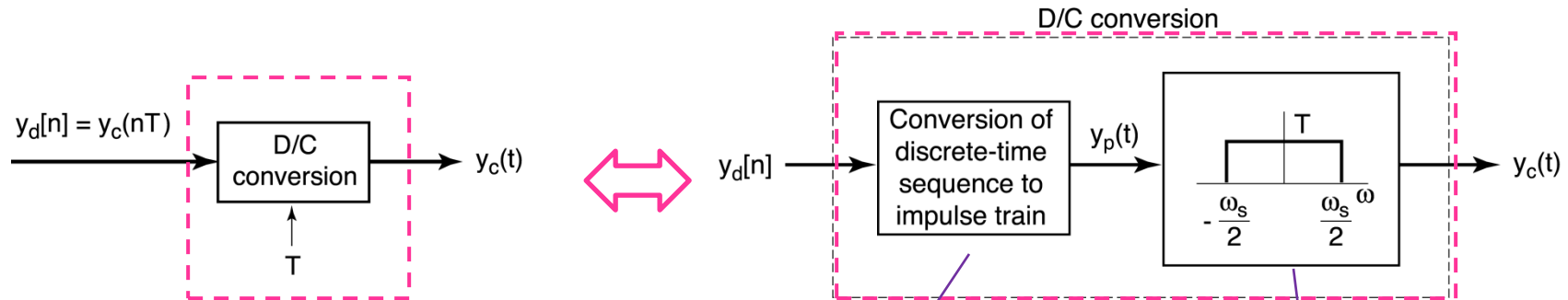
➤ Facilísimo: La TF de la salida es la TF de la entrada por la RF del filtro

$$Y_d(e^{j\Omega}) = H_d(e^{j\Omega})X_d(e^{j\Omega})$$



Procesamiento discreto SC: Paso (3)

- (3) Expresar la TF de $y_c(t)$ en función de la TF de $y_d[n]$



➤ Si revisamos las transparencias de la secciones 3.1.1 y 3.1.2

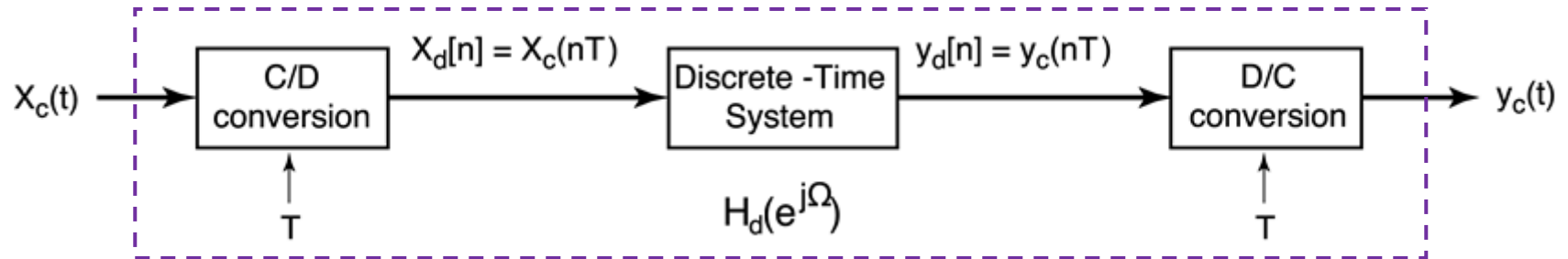
$$Y_p(j\omega) = Y_d(e^{j\omega T})$$

$$Y_c(j\omega) = \begin{cases} T Y_p(j\omega), & |\omega| < \frac{\omega_s}{2} \\ 0, & \text{resto} \end{cases}$$

$$Y_c(j\omega) = \begin{cases} T Y_d(e^{j\omega T}), & |\omega| < \frac{\omega_s}{2} \\ 0, & \text{resto} \end{cases}$$

Procesamiento discreto de SC: Pasos (1,2,3)

❑ Esquema básico



- (1) Expresar la TF de $x_d[n]$ en función de la TF de $x_c(t)$

$$X_d(e^{j\Omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c\left(j\left(\frac{\Omega}{T} - k\frac{2\pi}{T}\right)\right) \quad \star$$

- (2) Expresar la TF de $y_d[n]$ en función de la TF de $x_d[n]$

$$Y_d(e^{j\Omega}) = H_d(e^{j\Omega}) X_d(e^{j\Omega}) \quad \star$$

- (3) Expresar la TF de $y_c(t)$ en función de la TF de $y_d[n]$

$$Y_c(j\omega) = \begin{cases} TY_d(e^{j\omega T}), & |\omega| < \frac{\omega_s}{2} \\ 0, & \text{resto} \end{cases} \quad \star$$

Procesamiento discreto de SC: Pasos (1,2,3)

□ Si no hay solapamiento, al juntar (1) (2) y (3) tenemos que:

$$\underset{\star}{X_d}(e^{j\Omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c\left(j\left(\frac{\Omega}{T} - k\frac{2\pi}{T}\right)\right) \quad \underset{\star}{Y_d}(e^{j\Omega}) = H_d(e^{j\Omega})X_d(e^{j\Omega}) \quad \underset{\star}{Y_c}(j\omega) = \begin{cases} TY_d(e^{j\omega T}), & |\omega| < \frac{\omega_s}{2} \\ 0, & \text{resto} \end{cases}$$

➤ Supongamos que nos centramos en: $|\omega| < \omega_s/2 \Rightarrow |\omega| < \pi/T \Rightarrow |\Omega| < \pi/T$

$$\underset{\star}{Y_c}(j\omega) = TY_d(e^{j\omega T}) = TH_d(e^{j\omega T})\underset{\star}{X_d}(e^{j\omega T}) = TH_d(e^{j\omega T})\frac{1}{T}X_c\left(j\left(\frac{\omega T}{T}\right)\right) = H_d(e^{j\omega T})X_c(j\omega)$$

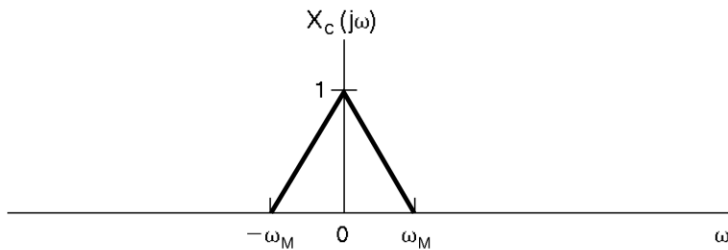
➤ Podemos concluir por tanto que:

$$H_c(j\omega) = \begin{cases} H_d(e^{j\omega T}), & |\omega| < \frac{\omega_s}{2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

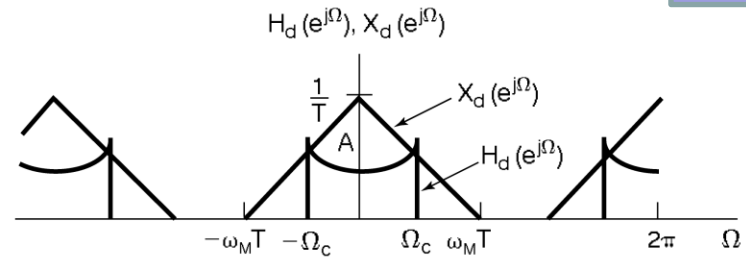
▪ “Truco”: consistencia de unidades

- RF continua rad/seg, RF discreta
- Si queremos expresar el SC en función del SD, las unidades serán rad/seg
- Si queremos expresar el SD en función del SC, las unidades serán rad

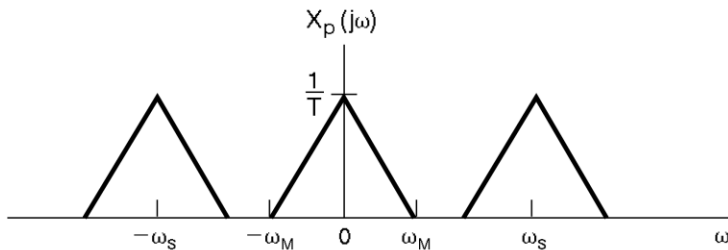
Procesamiento discreto de SC: gráficamente



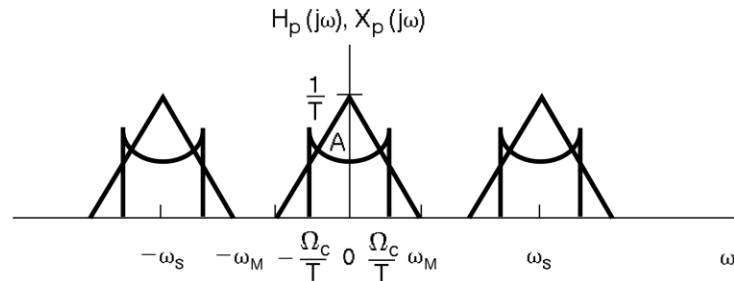
(a)



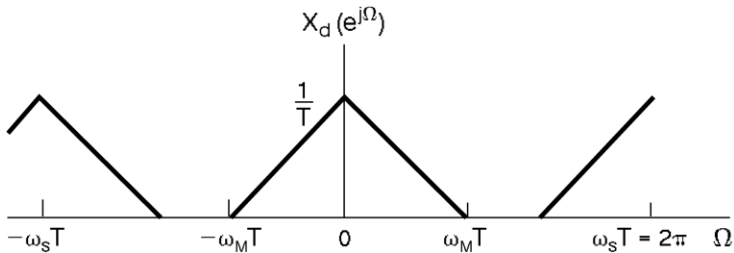
(d)



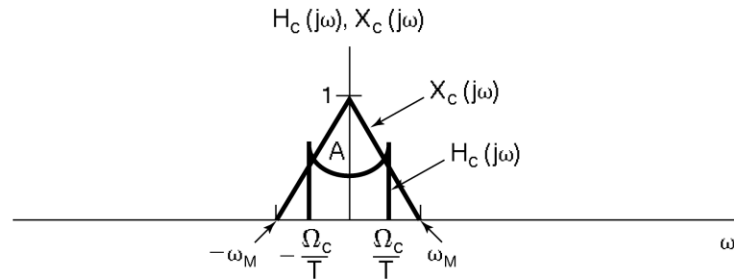
(b)



(e)



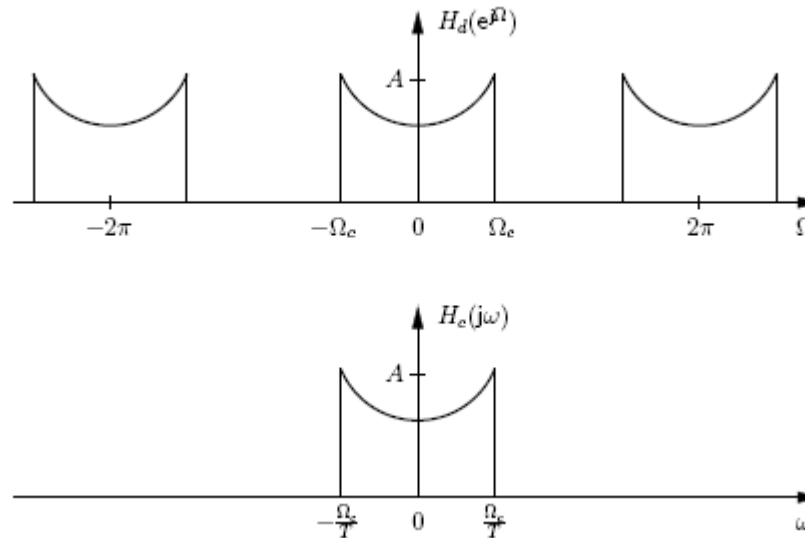
(c)



(f)

Procesamiento discreto de SC: gráficamente

□ Resumiendo:



□ Si queremos expresar la RF inferior en función de la superior:

- Hay que quedarse sólo con la primera réplica
- La amplitud no cambia
- El eje de frecuencias sí cambia (dividir por T)

$$H_c(j\omega) = \begin{cases} H_d(e^{j\omega T}), & |\omega| < \frac{\omega_s}{2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

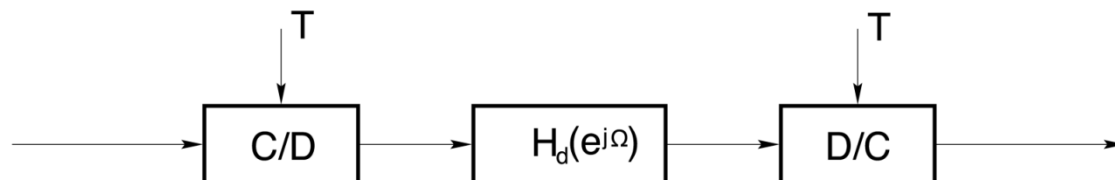
Obviamente,
obtenemos lo mismo
que antes

Procesamiento discreto de SC: ejemplo

- ❑ Queremos implementar un sistema continuo cuya salida sea la derivada de la entrada → La RF de este sistema sería

$$H_c(j\omega) = \begin{cases} j\omega, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| > \omega_c \end{cases}$$

- ❑ ¿Cuál es la RF del sistema discreto?



➤ Utilizando las transparencias anteriores:

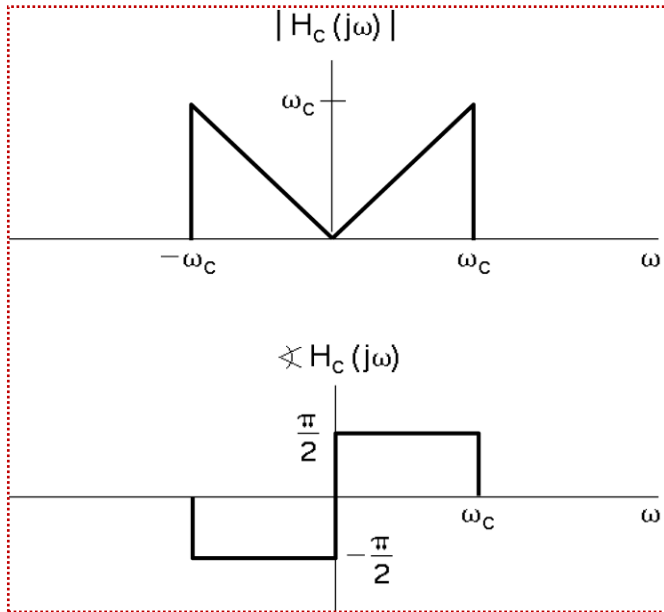
$$H_d(e^{j\Omega}) = \begin{cases} H_c(j\Omega/T), & |\Omega| < \pi \\ \text{periodic}, & |\Omega| \geq \pi \end{cases}$$

$$= j \left(\frac{\Omega}{T} \right) = j\omega_c \left(\frac{\Omega}{\pi} \right) \quad |\Omega| < \pi$$

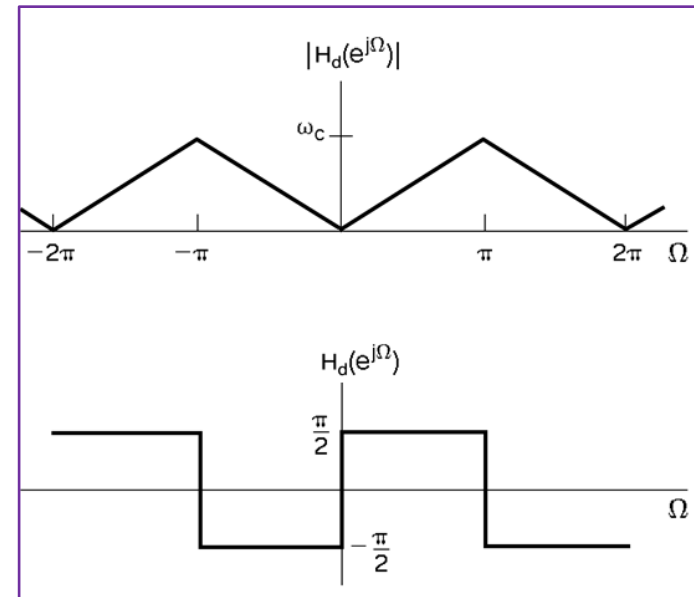
¿Y cómo es esto en el dominio del tiempo? ¿Cuál es $h_d[n]$? →
Comprobad que no es $h[n] = \delta[n] - \delta[n-1]$

Procesamiento discreto de SC: ejemplo

□ Gráficamente



Sistema en TC deseado



Sistema en TD a implementar

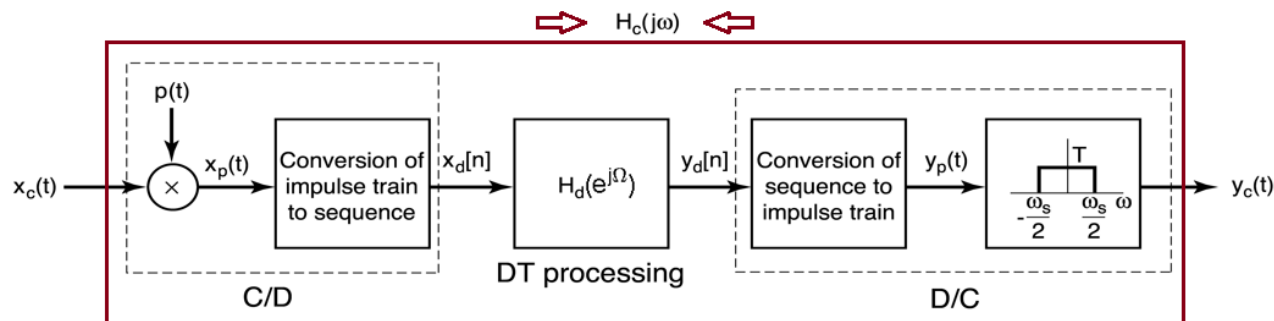
Procesamiento discreto de SC: ejemplo

- ❑ ¿Para qué se usa un diferenciador? → En procesamiento de imágenes, para detectar bordes



Procesamiento discreto de SC: recapitulando

- Las señales continuas limitadas en banda se pueden procesar de forma fácil y barata pasándolas a discreto y luego convirtiéndolas de nuevo en continuas:



- Sistema completo que se usa para procesar una SeñC con un SistD
- Cuando la entrada $x_c(t)$ es de banda limitada ($X(j\omega) = 0$ para $|\omega| > \omega_M$) y se cumple el teorema de muestreo, ($\omega_s > 2 \omega_M$) \rightarrow El sistema completo es equivalente a un sistema LTI continuo, y por lo tanto queda descrito por su RF y/o por su RI:

$$Y_c(j\omega) = H_c(j\omega)X_c(j\omega) \longleftrightarrow y_c(t) = h_c(t) * x_c(t) \quad \text{LTI}$$

- La RF del SistC se relaciona con la RF del SistD

$$H_c(j\omega) = \begin{cases} H_d(e^{j\omega T}), & |\omega| < \frac{\omega_s}{2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

Si queremos encontrar la relación de las RI \rightarrow Utilizamos la de la RF y tomamos TF inversas

Ampliación de Señales y Sistemas



Tema 3: Muestreo

Antonio G. Marqués

Ubicándonos

❑ Tema 3: Muestreo

- 3.1 Muestreo de señales continuas
 - 3.1.0 Introducción
 - 3.1.1 Muestreo en el dominio del tiempo y de la frecuencia
 - 3.1.2 Recuperando la señal continua: interpolación
 - 3.1.3 Problemas y aspectos prácticos
- 3.2 Procesamiento en tiempo discreto de señales continuas
- **3.3 Muestreo de señales discretas: diezmado e interpolación**

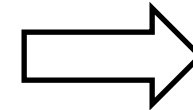
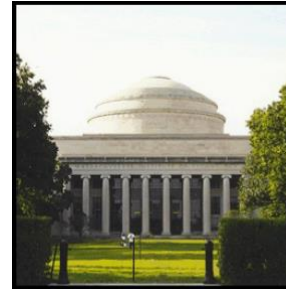
❑ Comentarios:

- Bibliografía básica: [BB2: Opp&Sch] Cap. 3, Sec. 3.6

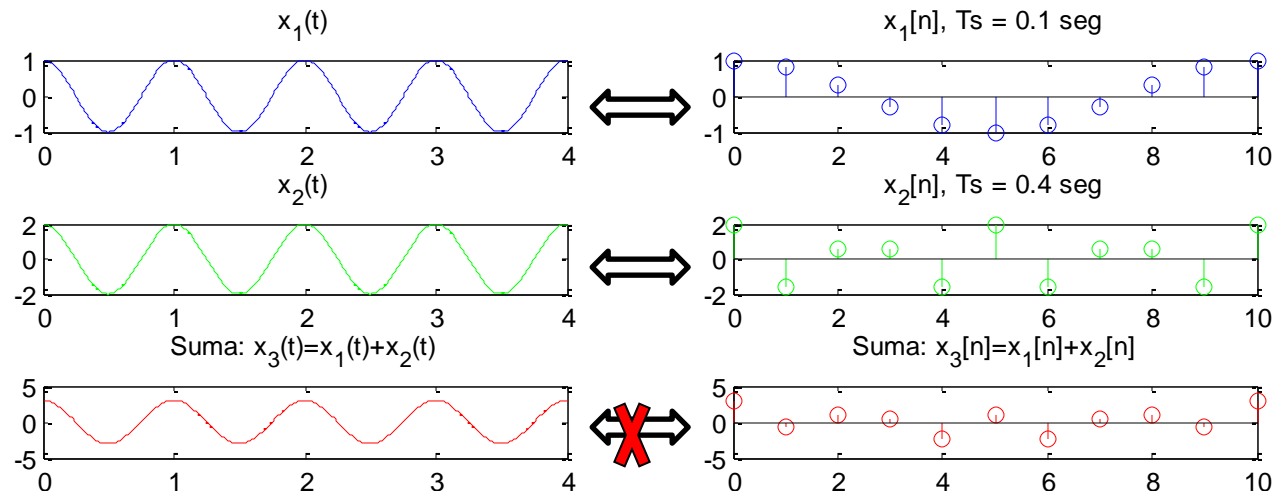
Muestreo de señales discretas

□ ¿Para qué?

- Compresión: Muestrear señales discretas es una forma de “comprimir la información”



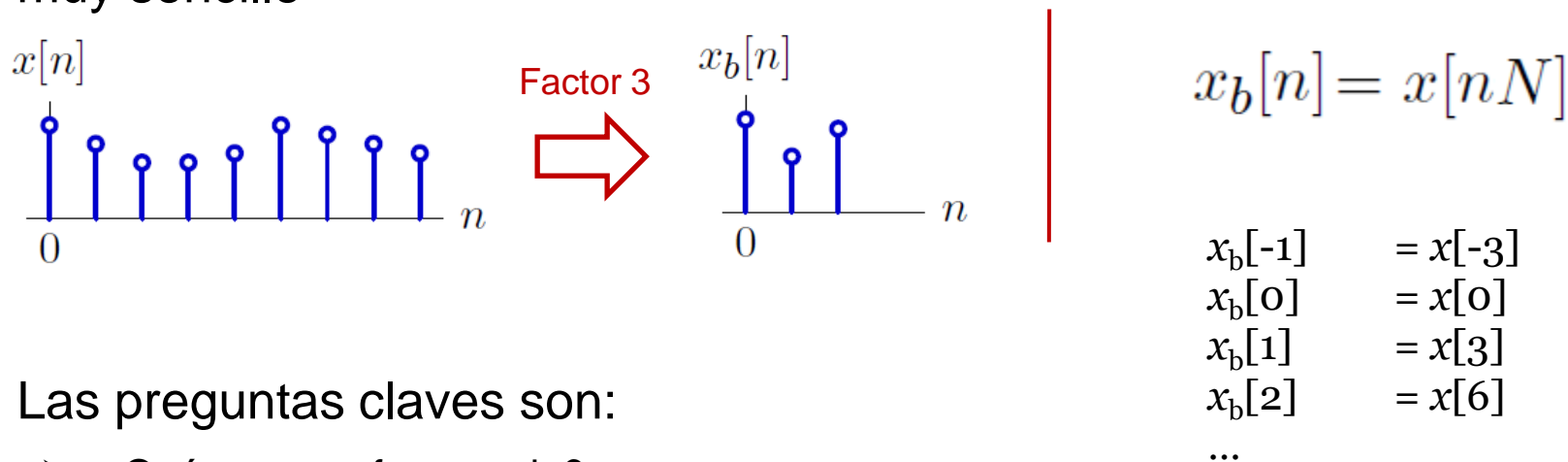
- Para poder procesar en discreto señales continuas que han sido muestreadas a distintas tasas



- Desde un punto de vista de análisis, los pasos son muy parecidos a los seguidos con el muestreo e interpolación de señales continuas

Muestreo de señales discretas: diezmado

- Al igual que en el caso continuo, describir el muestreo en el tiempo es muy sencillo



- Las preguntas claves son:

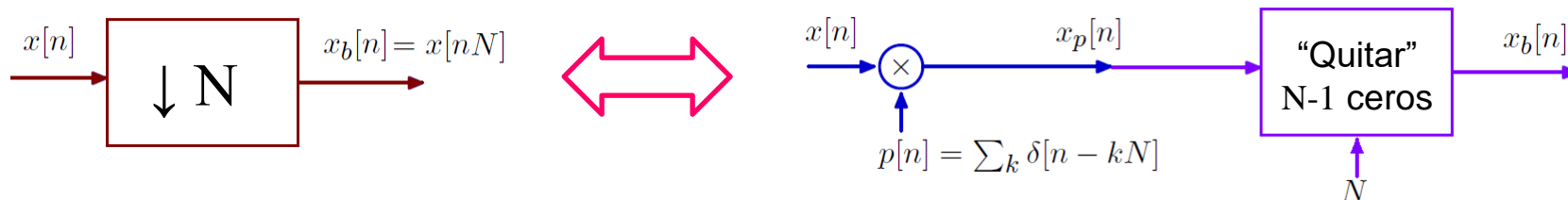
- ¿Qué pasa en frecuencia?
- ¿Cuándo puedo recuperar a partir de la señal muestreada la señal original?

- Otras observaciones:

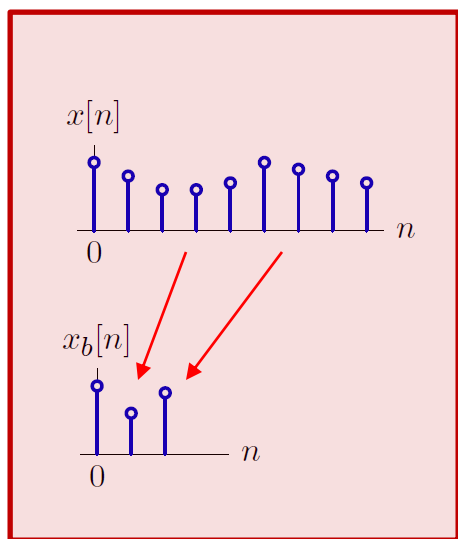
- Al muestreo discreto en ocasiones se le llama diezmado (sobre todo si tenemos SD de longitud finita) ➔ Diezmamos la señal, la hacemos más corta
- Del mismo modo, cuando no podemos recuperar la señal original, se dice que el proceso de diezmado ha provocado una pérdida de información

Diezmado en tiempo

- Al igual que en el caso continuo, entendemos el diezmado como la aplicación sucesiva de dos bloques



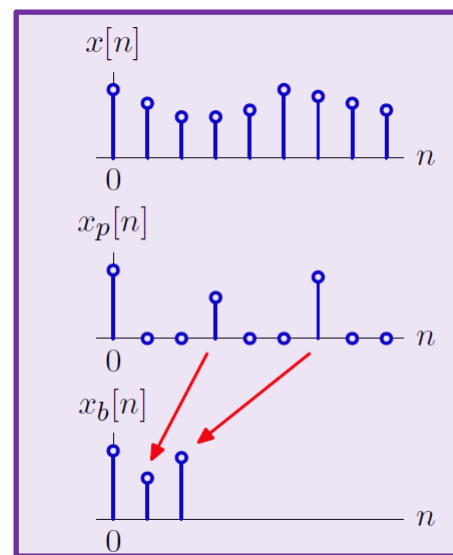
- En el dominio del tiempo, la señal es la misma \rightarrow Gráficamente



Un bloque



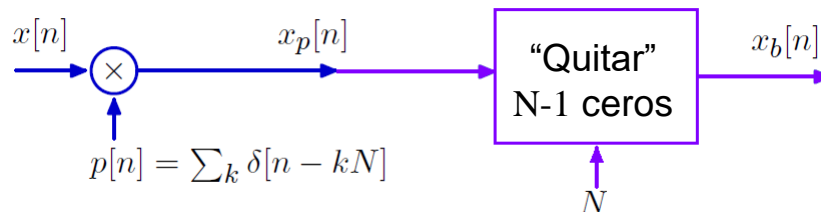
¡El resultado final es el mismo!



Dos bloques

Diezmado en frecuencia

❑ Queremos relacionar la TF de $x[n]$ con la de $x_b[n]$ → Dos pasos



- (1) Expresar la TF de $x_p[n]$ a partir de la TF de $x[n]$ $X(e^{j\Omega}) \rightarrow X_p(e^{j\Omega})$
- (2) Expresar la TF de $x_b[n]$ a partir de la TF de $x_p[n]$ $X_p(e^{j\Omega}) \rightarrow X_b(e^{j\Omega})$

❑ Paso (1):

$$P(e^{j\Omega}) = \frac{2\pi}{N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - \frac{2\pi}{N}k)$$

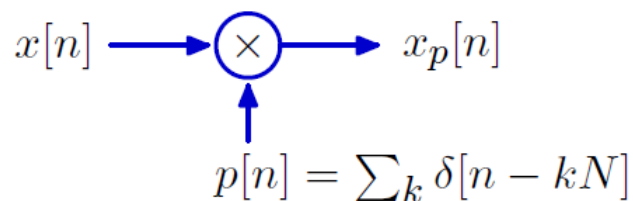
$$x_b[n] = x[n] \cdot p[n]$$

$$X_p(e^{j\Omega}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} X(e^{j\theta}) P(e^{j(\Omega-\theta)}) d\theta$$

$$X_p(e^{j\Omega}) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X(e^{j(\Omega - \frac{2\pi}{N}k)})$$

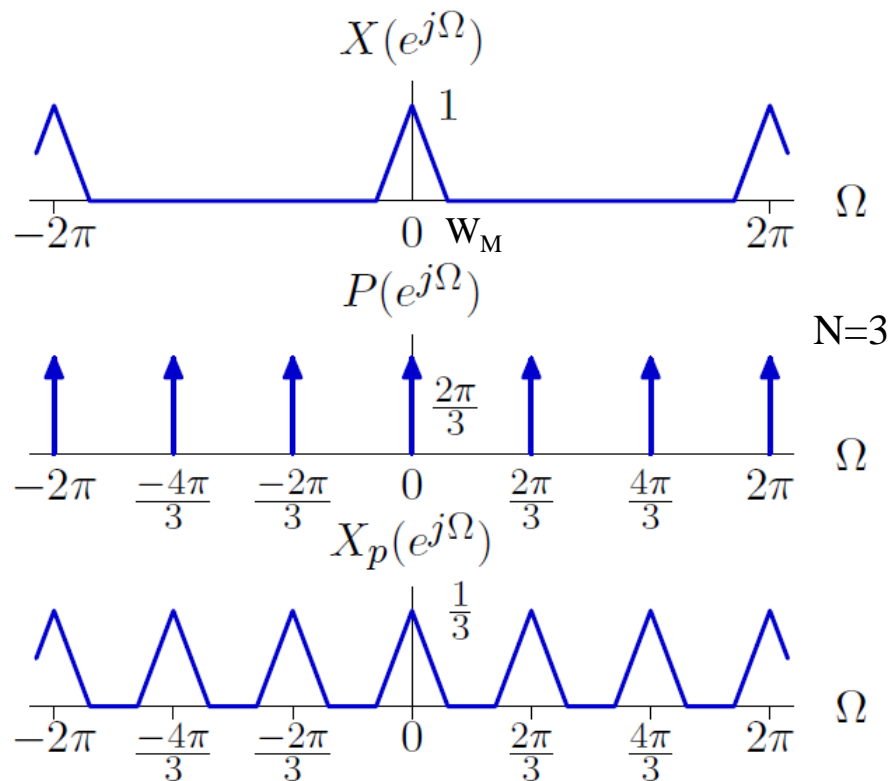
Diezmado en frecuencia

□ El paso (1) gráficamente



Nos aparecen réplicas en los múltiplos de $2\pi/N \rightarrow$ Ojo porque se pueden solapar

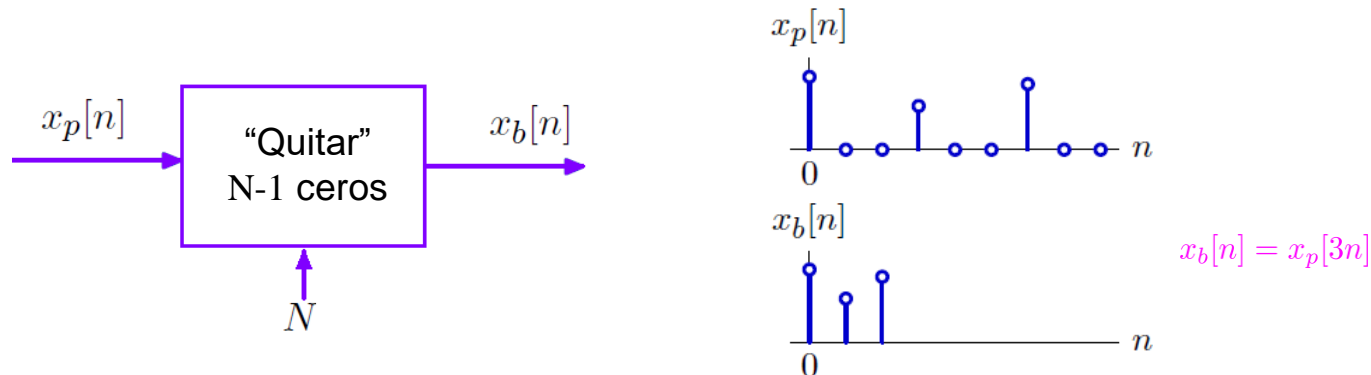
$$X_p(e^{j\Omega}) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X(e^{j(\Omega - \frac{2\pi}{N}k)})$$



Si W_M es el BW de la señal $x[n]$
 habrá solape si: $W_M > 2\pi/N - W_M \rightarrow$
 $2W_M > 2\pi/N \rightarrow N > 2\pi/W_M$

Diezmado en frecuencia

□ Paso (2):



- Opción 1: a través de propiedades (expansión/compresión)
- Opción 2: a través de la fórmula de análisis

$$X_b(e^{j\Omega}) = \sum_{\forall n} x_b[n] e^{-j\Omega n} = \sum_{\forall n} x_p[3n] e^{-j\Omega n} = \sum_{\forall m=3} x_p[m] e^{-j\Omega m/3} = \sum_{\forall m} x_p[m] e^{-j\Omega m/3} = X_p(e^{j\Omega/3})$$

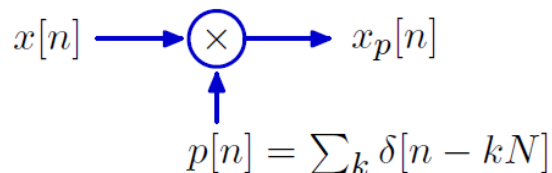
- Para el caso general

$$X_b(e^{j\Omega}) = X_p(e^{j\Omega/N})$$

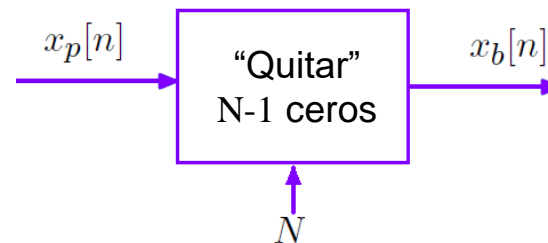
¡Comprimir en el tiempo
equivale a expandir en
frecuencia!

Diezmado en frecuencia

□ Pasos (1) + (2):



$$X_p(e^{j\Omega}) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X(e^{j(\Omega - \frac{2\pi}{N}k)})$$



$$X_b(e^{j\Omega}) = X_p(e^{j\Omega/N})$$

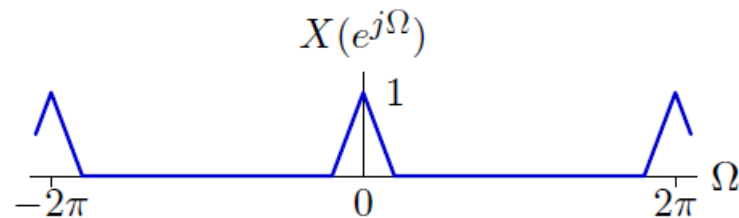
➤ Réplicas y expansión:

$$X_b(e^{j\Omega}) = X_p(e^{j\Omega/N}) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X\left(e^{j\left(\frac{\Omega}{N} - \frac{2\pi}{N}k\right)}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X\left(e^{j\left(\frac{\Omega - 2\pi k}{N}\right)}\right)$$

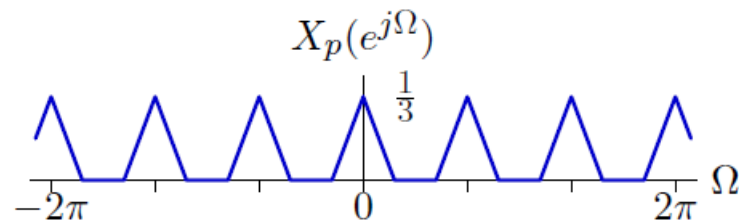
Recuérdese que el orden del desplazamiento compresión es importante → Las fórmulas nos están diciendo que las réplicas están en los múltiplos de 2π

Diezmado en frecuencia: gráficamente

□ Pasos (1) + (2):

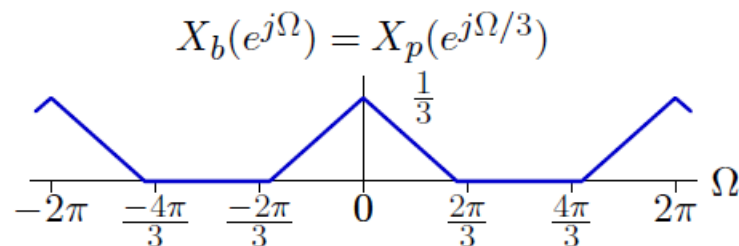


Paso (1):



Cambio de amplitud ($1/N$)

Paso (2):

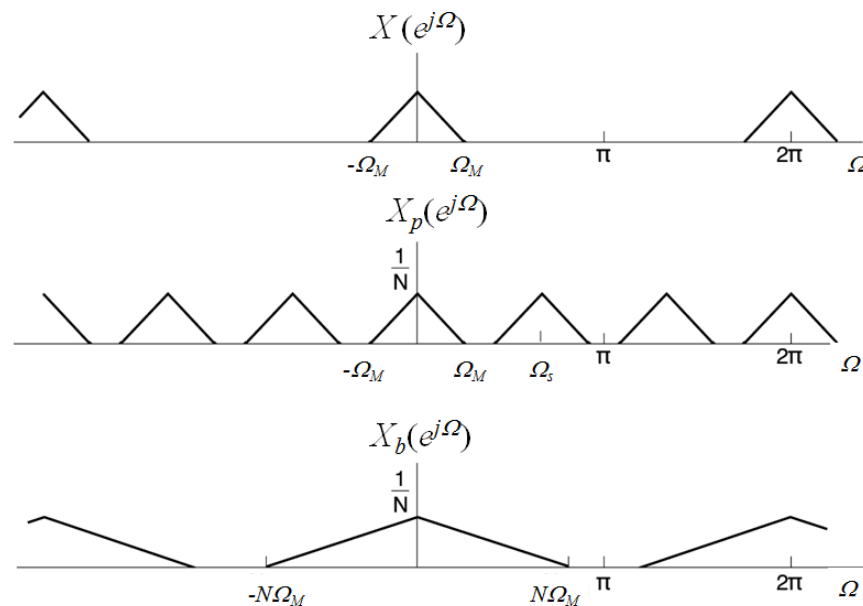
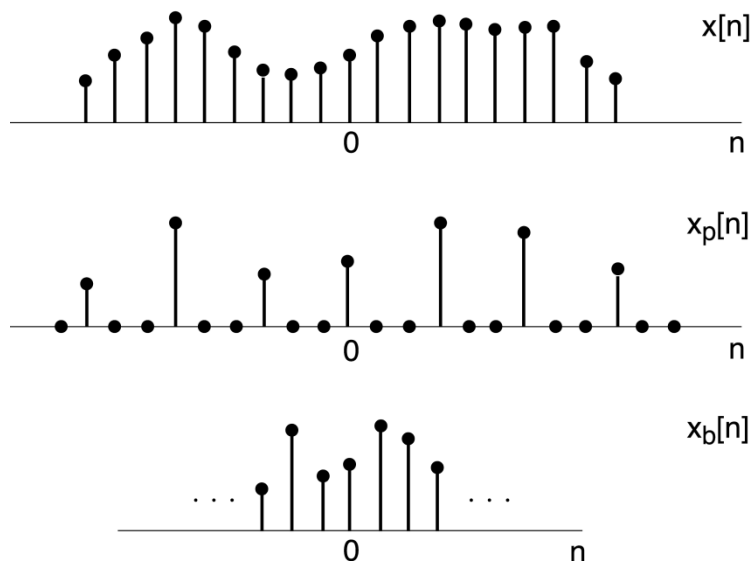


Ensanchamiento (por un factor N)

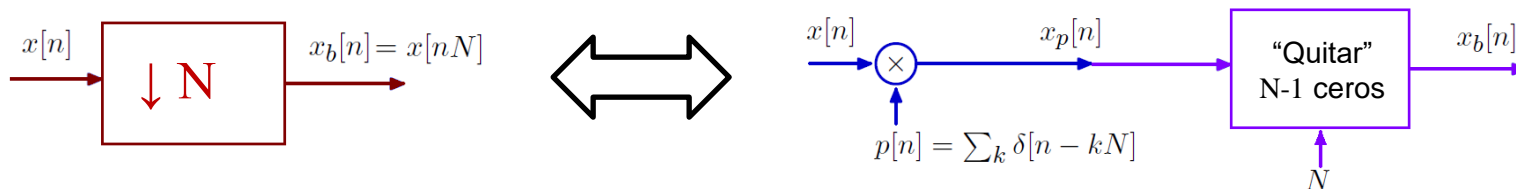
- Si no hay solape, es muy sencillo, si hay solape a veces nos liamos ➔ Método “universal”
 - a) Nos quedamos con la señal original entre $-\pi$ y π
 - b) Dividimos la amplitud por N y ensanchamos por un factor N
 - c) Replicamos la señal obtenida en los múltiplos de 2π

Diezmado: gráficas tiempo y frecuencia

❑ Pasos (1) + (2):

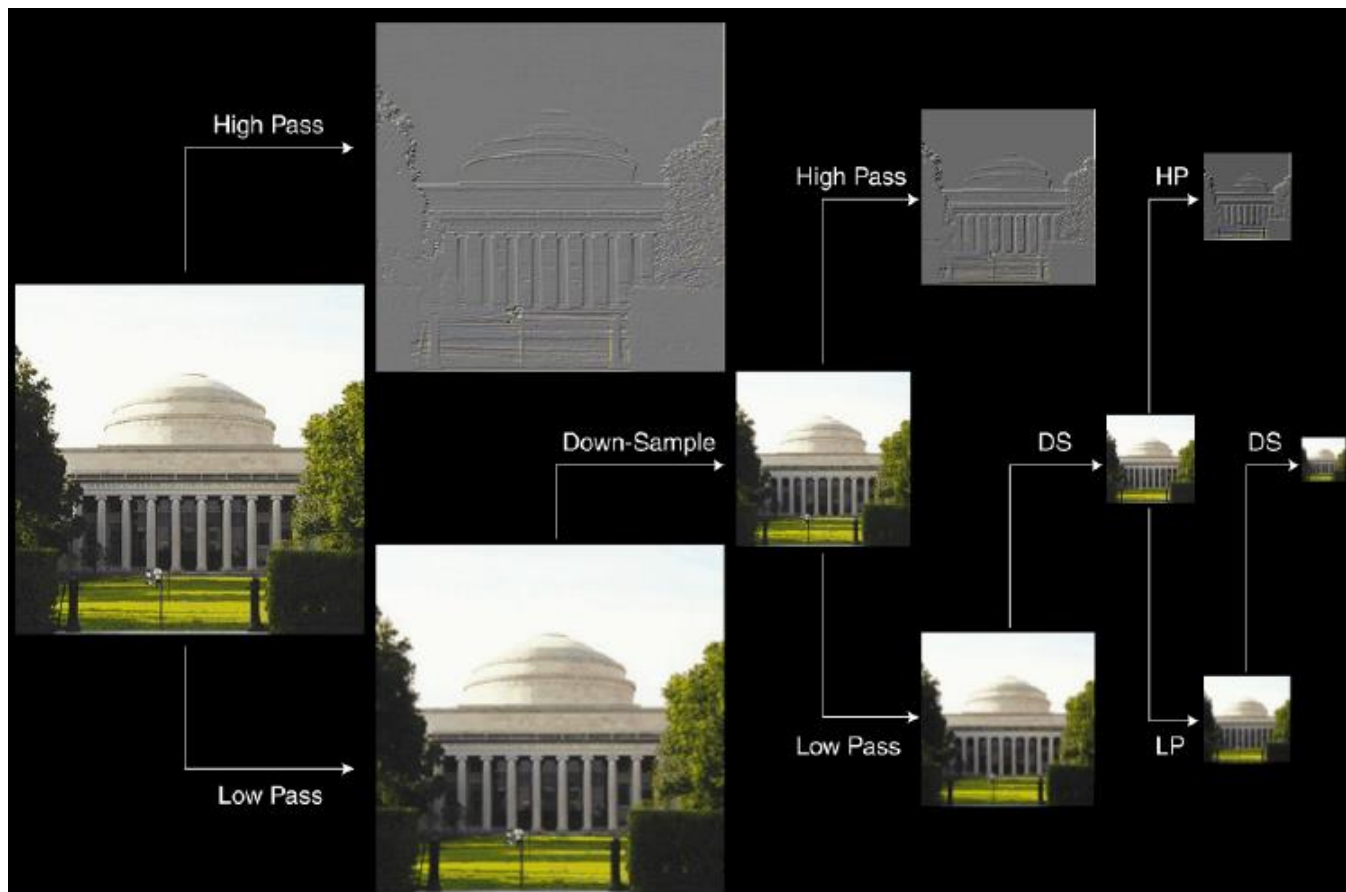


- Recordemos que la señal intermedia no existe, simplemente la dibujamos para entender mejor lo que está pasando → “Dibujamos un bloque, para entenderlo lo dividimos en dos”



Diezmado: cuestiones prácticas

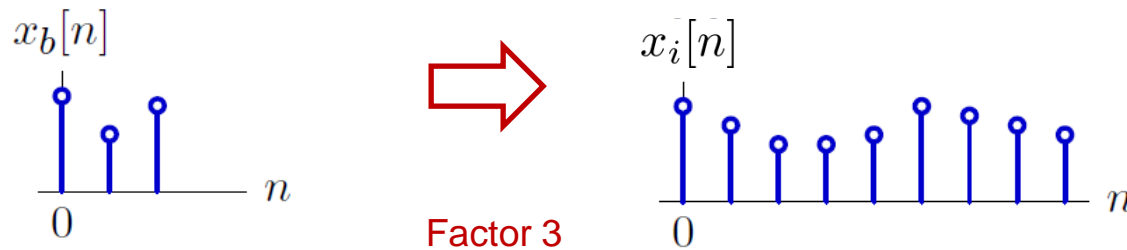
- ❑ Si el ancho de banda es menor que π/N no hay solapamiento
- ❑ Al igual que en el caso continuo, conviene poner un filtro paso bajo antisolapamiento \rightarrow frecuencia del filtro π/N
- ❑ Ejemplo:



Interpolación de señales discretas

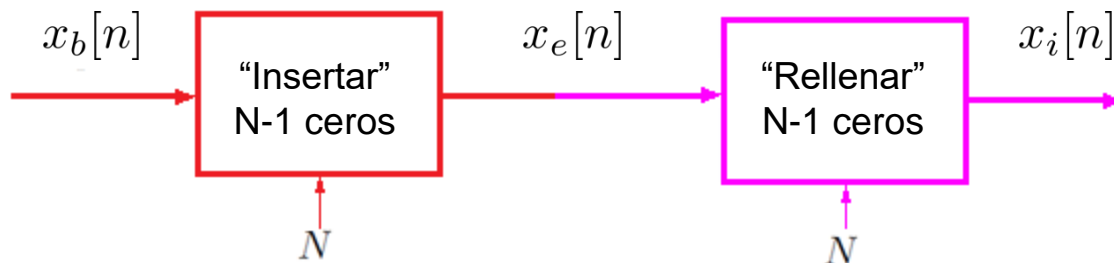
□ Interpolación de señales discretas: ¿para qué?

- Para recuperar una señal previamente diezmada
- Para “expandir” una señal discreta
- Para conseguir una señal equivalente a haber muestreado más rápido



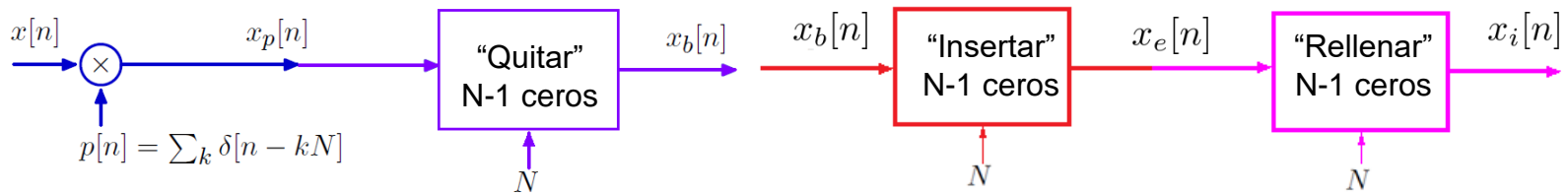
□ Lo ejecutamos en dos pasos y, además, “utilizamos” dos bloques

- Paso/Bloque (1): “inserta ceros”
- Paso/Bloque (2): “rellena ceros”



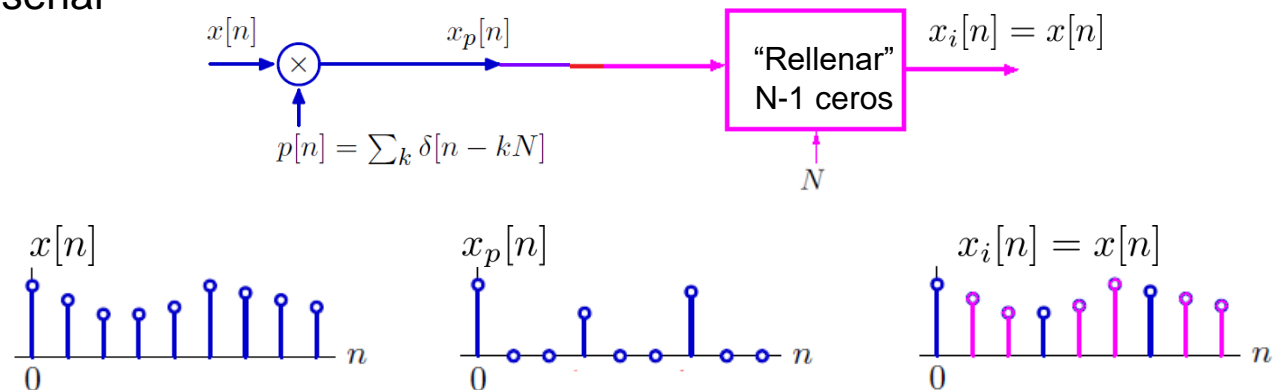
Interpolación de señales discretas

□ ¿Cómo diseñamos esos bloques? → Idea: recuperar señal diezmada



➤ Observaciones:

- El objetivo de diseño es conseguir que $x_i[n] = x[n]$
- Las señales $x_p[n]$ y $x_e[n]$ son iguales → Para conseguir nuestro objetivo basta con analizar y diseñar

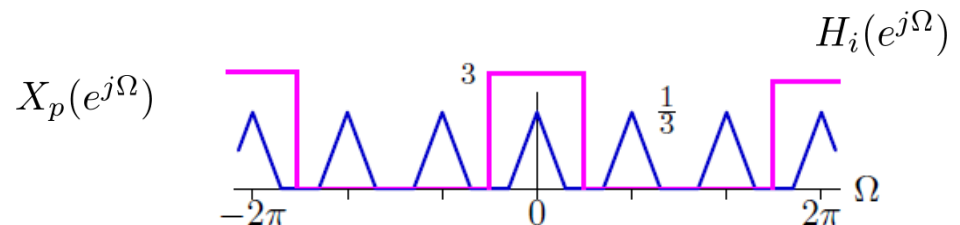
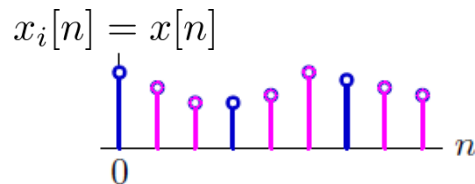
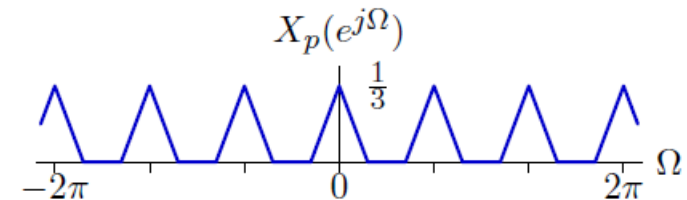
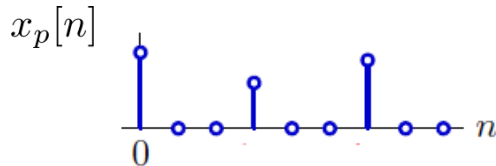
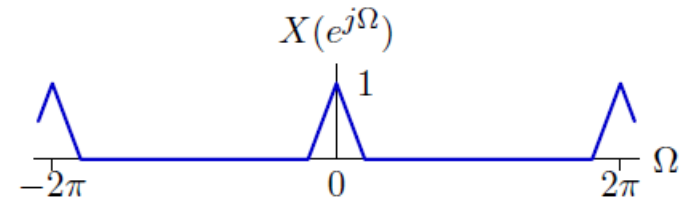
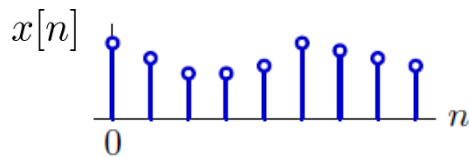
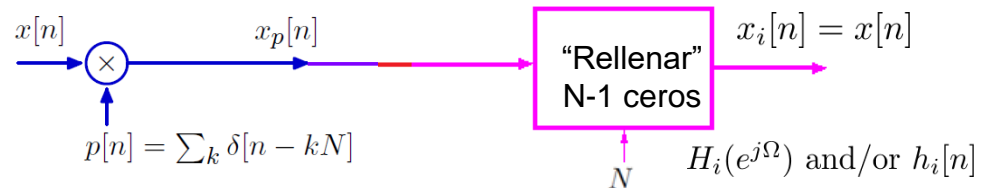


- Asumiremos que el bloque a diseñar es LTI y por lo tanto nos bastará con especificar su RI o su RF → Lo haremos en frecuencia porque es más fácil

Interpolación de SD: dominio de la frecuencia

- Lo analizamos y diseñamos en el dominio de la frecuencia

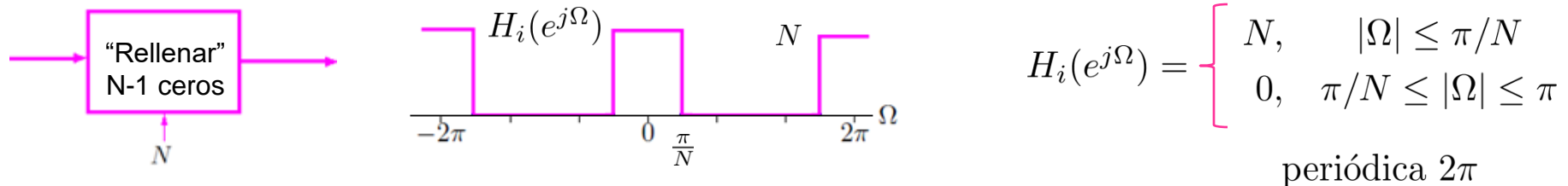
$$H_i(e^{j\Omega}) \Rightarrow h_i[n]$$



$$X_i(e^{j\Omega}) = H_i(e^{j\Omega})X_p(e^{j\Omega}) = X(e^{j\Omega})$$

Interpolador ideal de SD

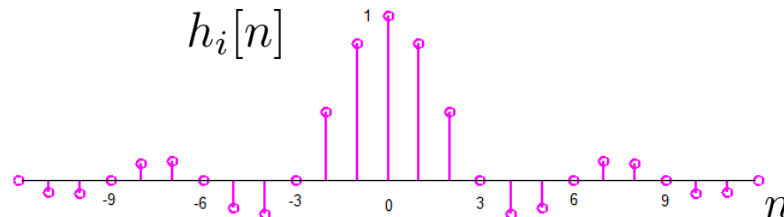
- En frecuencia el interpolador ideal es un filtro paso bajo de ganancia N



- ¿En tiempo? $\rightarrow h_i[n] = TF^{-1}\{H_i(e^{j\Omega})\}$

$$h_i[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/N}^{\pi/N} N \cdot e^{j\Omega n} d\Omega = \frac{N}{2\pi} \frac{2j \sin(\pi n/N)}{jn} = \frac{\sin(\pi n/N)}{\pi n/N} = \text{sinc}(n/N)$$

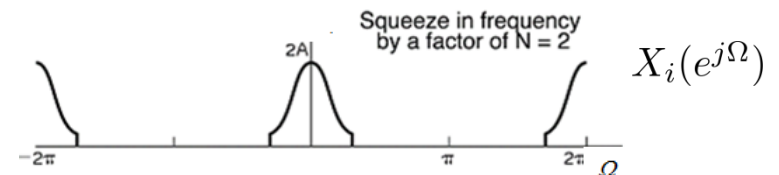
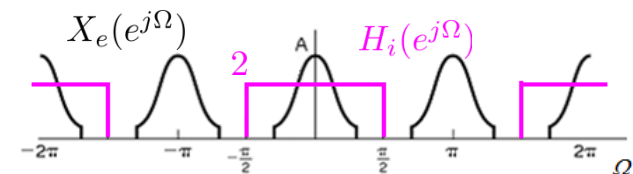
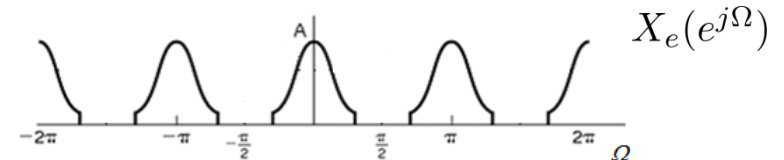
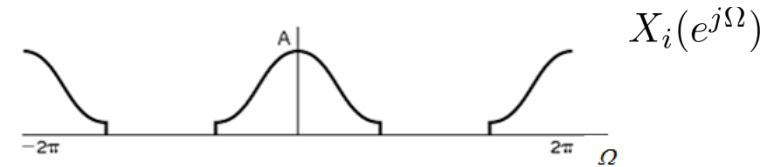
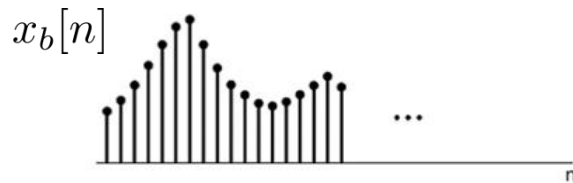
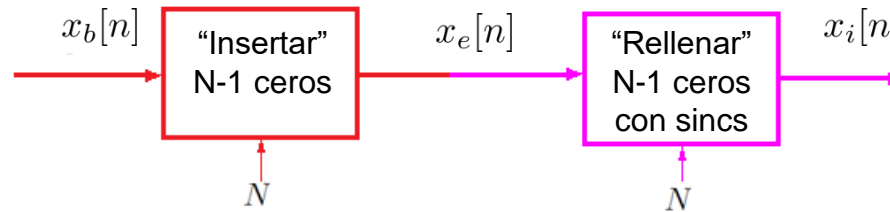
- ¡¡Vuelve a ser una sinc!!



Vale cero en los múltiplos de N

- Podemos volver a utilizar interpoladores subóptimos (orden cero, lineal, sincs truncadas) \rightarrow Todo igual que en el caso continuo

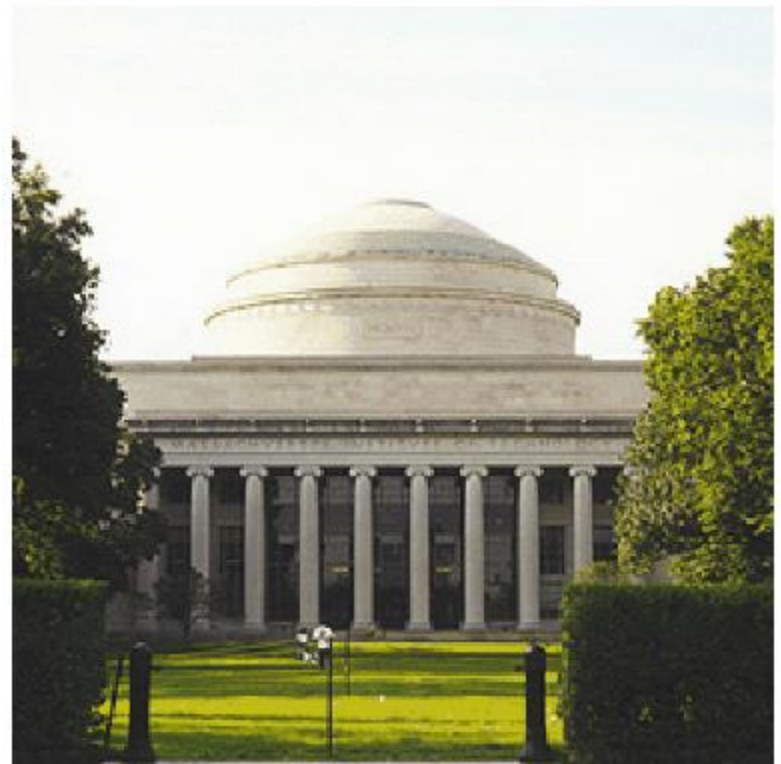
Interpolación SD: gráficamente



TIEMPO

FRECUENCIA

Ejemplo de interpolación en imágenes



¿Qué estamos viendo en esta imagen? ¿Dónde está este edificio?

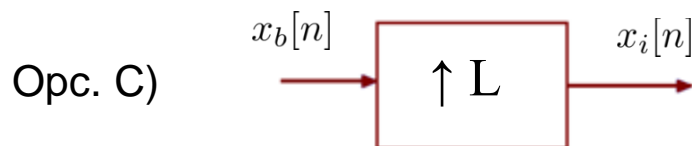
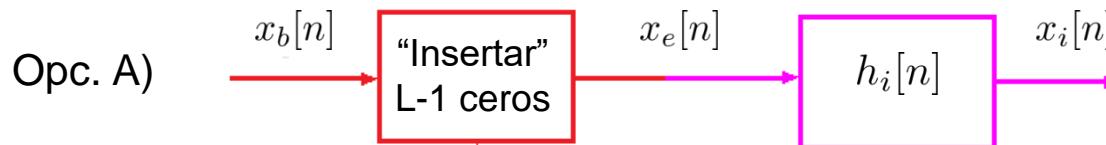
Muestreo/Interpolación: otros aspectos

□ Cuando se utilizan diagramas de bloques:

➤ El diezmador suele aparecer como un único bloque:



➤ El interpolador suele aparecer como dos (aunque no siempre):



En la opción B), el bloque “↑L” equivale al primer bloque de la opción A)

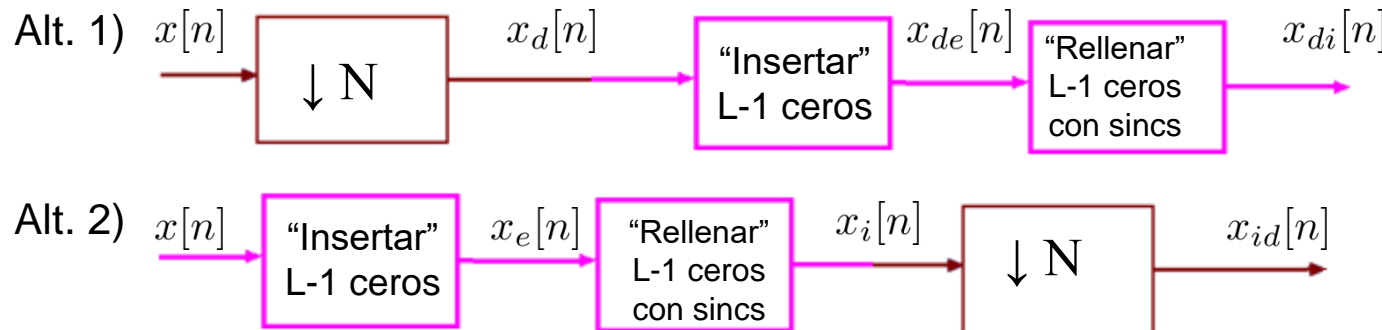
En la opción C), el bloque “↑L” equivale a los dos bloques de la opción A)



Hay que leer con cuidado lo que nos diga el enunciado/libro/página web

Muestreo/Interpolación: otros aspectos

- ❑ Comprimir/expandir por un factor no entero (p.e. 0.75) → Combinar $\downarrow N$ y $\uparrow L$ → Remuestreo



En ambos
casos $L \neq N$

- Si $x[n]$ proviene de muestrear una SC $x(t)$ con un periodo T y no hay solape:
 - La señal a la salida de las dos alternativas es la misma: $x_{id}[n] = x_{di}[n]$
 - $x_{id}[n]$ puede interpretarse como haber muestreado $x(t)$ con un periodo $T_{eq} = T \cdot N/L$
- Recordemos que el diezmado puede producir pérdida de información (solapamiento) pero la interpolación no → ¿Cuándo podemos perder información?
 - Si $N > L$ → SÍ ❌
 - Si $L \geq N$ y hacemos primero la interpolación → NO ✓
 - Si $L \geq N$ y hacemos primero el diezmado → SÍ ❌
- Conclusión: si podemos elegir, haremos siempre antes la interpolación (Alt. 2)

En estos casos
puede que
 $x_{id}[n] \neq x_{di}[n]$

Muestreo/Interpolación de SD: Recapitulando

- ❑ Muy similar al caso continuo
 - Diezmado: fácil de describir en el tiempo, difícil en frecuencia
 - Existe una tasa máxima de diezmado (si se supera, hay solapamiento)
 - La interpolación consiste en dos pasos: “insertar ceros” y “rellenar ceros”
 - Hay distintas alternativas para “rellenar los ceros”: orden cero, lineal, cuadrático, ...
 - La forma óptima de “rellenar ceros” es con sincs. Esto es difícil de ver en el dominio del tiempo pero fácil de ver en el dominio de la frecuencia
- ❑ En el diezmado se puede perder información, en la interpolación no. El diezmado puede entenderse como una forma muy rudimentaria de “comprimir” información
- ❑ Tanto el diezmado como la interpolación se pueden utilizar para re-ajustar el periodo de muestreo de una señal
 - Si diezmamos: es como si hubiéramos hecho el periodo de muestreo más grande
 - Si interpolamos: es como si hubiéramos hecho el periodo de muestreo más pequeño

Resumen del tema (1/3)

❑ Tema 3: Muestreo

- 3.1 Muestreo de señales continuas
 - 3.1.0 Introducción
 - 3.1.1 Muestreo en el dominio del tiempo y de la frecuencia
 - 3.1.2 Recuperando la señal continua: interpolación
 - 3.1.3 Problemas y aspectos prácticos
 - Filtro antisolapamiento
 - Interpoladores subóptimos
 - Cuantificación de la amplitud
- 3.2 Procesamiento en tiempo discreto de señales continuas
- 3.3 Muestreo de señales discretas: diezmado e interpolación
 - 3.3.1 Diezmado
 - 3.3.2 Interpolación
 - 3.3.3 Remuestreo

Resumen del tema (2/3)

- ❑ Los conversores analógicos/digitales y digitales analógicos son omnipresentes
 - Parte uno: muestreadores / interpoladores (discretizan el tiempo)
 - Parte dos: cuantificadores (discretizan la amplitud)
 - En este tema/asignatura nos hemos centrado en la discretización del tiempo

- ❑ Aspectos clave:
 - La conversión continuo a discreto y la conversión discreto a continuo está dividida en varios pasos/bloques
 - Algunos de esos bloques son más fáciles de entender en el dominio del tiempo y otros son más fáciles de entender en el dominio de la frecuencia
 - Debemos entenderlos en los dos dominios

- ❑ Hemos centrado nuestro análisis en señales de banda limitada:
 - Existe un valor mínimo de la frecuencia de muestreo que garantiza la recuperación de la señal: el doble del ancho de banda
 - Si la señal ha sido bien muestreada, el interpolador ideal es un filtro paso bajo (lo que equivale a decir que es una sinc en el dominio del tiempo)

Resumen del tema (3/3)

❑ Aspectos prácticos:

- Para evitar potenciales solapes, antes de muestrear se filtra paso bajo
- El interpolador ideal no se puede construir, en la práctica se pueden utilizar sincs truncadas, vecinos más próximos, interpolación lineal → En estos casos conviene haber muestreado más rápido de lo que dicta el teorema de muestreo

❑ Las señales continuas limitadas en banda se pueden procesar de forma fácil y barata pasándolas a discreto y luego convirtiéndolas de nuevo en continuas:

- Existe una equivalencia entre lo que hace el sistema discreto en el dominio de la frecuencia y lo que hace el sistema continuo en el dominio de la frecuencia, la equivalencia en el dominio del tiempo es más complicada

❑ Muestreo e interpolación de señales discretas:

- Parecido al muestreo/interpolación de señales continuas
- El diezmado puede provocar pérdida de información (tasa máxima para señales limitadas en banda), la interpolación no
- Se pueden utilizar para cambiar el periodo de muestreo de una señal

