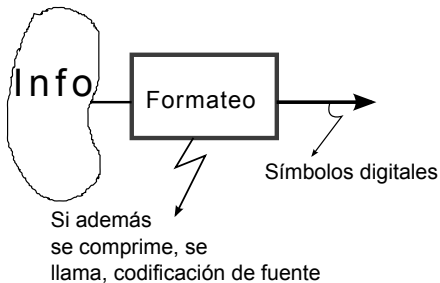


Formateo y Modulación/Demodulación en Banda Base

Libro para el capítulo: Bernard Sklar, “Digital Communications: Fundamentals and Applications”, Ed. Prentice Hall.



Formateo

- Codificación de caracteres
- Muestreo
- Cuantización
- PCM: Pulse Code Modulation

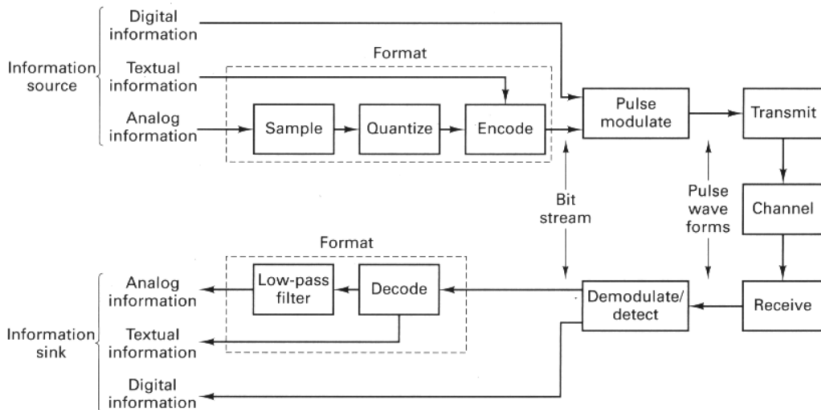
Codificación de fuente

- Predictiva
- De bloque
- De longitud variable
- Análisis/Síntesis
- Compresión con/sin Pérdidas

Señalización de banda base

- PCM (códigos de línea)
 - NRZ
 - RZ
 - Cod. de fase
 - Binaria multinivel
- Mod. de pulso multinivel

Más detalles en la página 57 del libro.



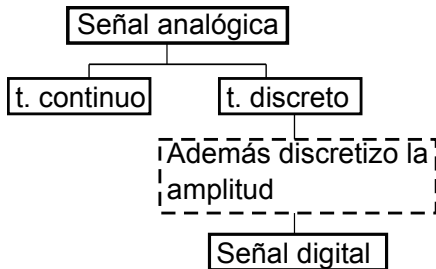
Formateo y transmisión – detalle¹

¹Tomado del libro, pág. 58

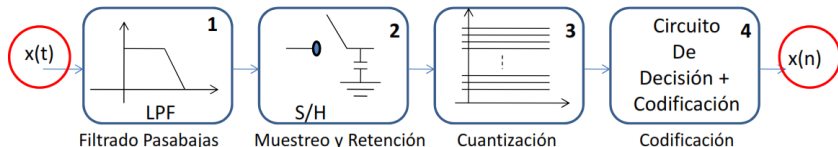
Codificación de texto: mensajes, caracteres, símbolos, y formas de onda.

Mensaje	T	H	I	N	K
Caracteres ASCII con 6 bits	001010	000100	100100	011100	110100
Símbolos de 5 bits	5	1	4		
Formas de onda para cada símbolo	$S_5(t)$	$S_1(t)$	$S_4(t)$		

Formateo de información analógica



Proceso de conversión de analógico a digital



Proceso de filtrado – LPF:

Se aplica para limitar la banda de la señal a procesar. Esto permite saber cuál será la frecuencia máxima en la señal (f_m) y así poder aplicar el teorema del muestreo de Nyquist tal que $f_s \geq 2f_m$.

Proceso de muestreo:

- Muestreo ideal: basado en la propiedad separadora del impulso aplicada a un tren periódico de pulsos $x_\delta = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s)$.

La señal $x(t)$ es muestreada por $x_\delta(t)$, así:

$$x(t)x_\delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(t)\delta(t - nT_s)$$

En frecuencia tenemos la propiedad de desplazamiento de la convolución con un impulso:

$$X(f) * \delta(f - nf_s) = X(f - nf_s)$$

Por lo tanto el espectro de la señal muestreada $x_s(t)$ será:

$$X_s(f) = X(f) * X_\delta(f) = X(f) * \left[\frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - nf_s) \right]$$

\Rightarrow

$$X_s(f) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(f - nf_s)$$

Espectro periódico!!

- Muestreo natural (más realista).

$x_s(t) = x(t)x_p(t)$. Donde $x_p(t)$ es un tren de pulsos “realista” tal que tiene un ancho T y amplitud $1/T$.

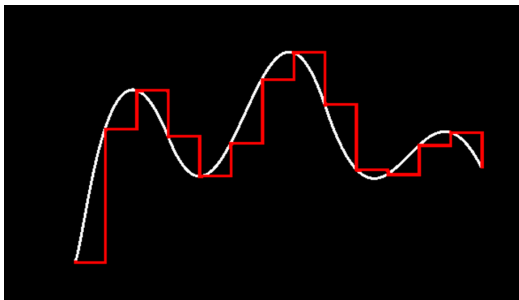
En este caso el tren de pulsos es modelado mediante la expansión de la serie de Fourier, i.e., $x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n f_s t}$.

De esta forma el tren pulsado tendrá un espectro que seguirá la forma de una señal $\text{sinc}(x)$, y al efectuar el muestreo, la señal muestreada x_s tendrá un espectro también con forma de $\text{sinc}(x)$:

$$\begin{aligned} x_s(t) &= x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi f_s n t} \\ \Rightarrow X_s(f) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \mathcal{F} [x(t) e^{j2\pi f_s n t}] \\ \Rightarrow X_s(f) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n X(f - n f_s). \end{aligned}$$

Note que $X_s(f)$ está ponderado por los coeficientes de Fourier C_n , por lo tanto tendrá la forma de una señal $\text{sinc}(x)$.

- Otra forma de muestrear, que es la más común cuando se usan circuitos eléctricos, es la de “muestreo y retención” (S/H: sample and hold).



Ejercicio: muestre que en el límite, el espectro $X_s(f)$ obtenido por muestreo natural y el obtenido por propiedad de muestreo (ideal) son iguales.

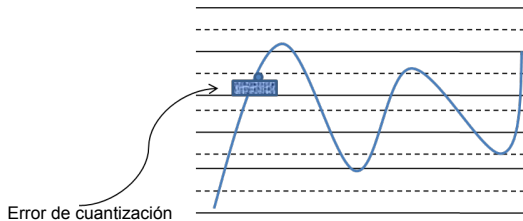
Durante el proceso de muestreo, si no se cumple con el teorema de Nyquist, aparecerán muestras extrañas en la señal debido al aliasing.

Dado que el filtrado ideal no existe, generalmente el filtro antialiasing (LPF) se diseña con un criterio de ingeniería tal que $f_s \geq 2,2f_m$, el cual asume que el filtro LPF tendrá un roll-off que no excederá el 20 % de la frecuencia f_m .

Dentro del proceso de formateo, es posible que aparezcan distorsiones de diversa índole tales como saturación, jitter de reloj, ruido de cuantización, entre otros.

La saturación se resuelve con controles automáticos de ganancia, el jitter se resuelve implementando relojes precisos (stratum 0, 1, ..., 15).

El ruido de cuantización se puede resolver o controlar aumentando el número de bits de cuantización, veamos por qué:



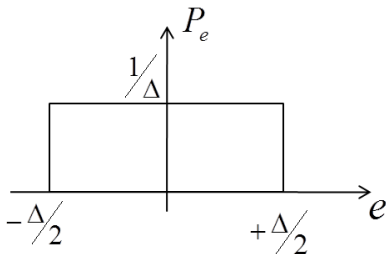
Considere una señal senoidal con rango dinámico $R = 2A$, la cual está siendo cuantizada usando B bits, es decir, habrá $2^B - 1$ niveles de decisión.

En general, el error de cuantización Δ será: $\Delta = \frac{R}{2^B - 1} \approx \frac{R}{2^B}$.

Δ tiene un comportamiento aleatorio, es decir, es una VA.

Cuando la cuantización es lineal, la PDF de Δ es uniforme en el intervalo $\pm\Delta/2$.

\Rightarrow



Cuál será la potencia del ruido de cuantización σ_e^2 ?

$$\begin{aligned}\sigma_e^2 &= \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 P_e(e) de \\ &= \frac{e^3}{3\Delta} \Big|_{-\Delta/2}^{\Delta/2} = \frac{1}{3\Delta} \left(\frac{\Delta^3}{8} + \frac{\Delta^3}{8} \right) \\ \sigma_e^2 &= \frac{\Delta^2}{12}\end{aligned}$$

Si la señal $x(t)$ que estamos cuantizando es senoidal con amplitud A , su potencia será $P_x = \sigma_x^2 = \frac{A^2}{2}$.

La relación de señal a ruido de cuantización (SQNR) es $\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2}$, veamos:

$$\text{SQNR} = \frac{3}{2} 2^{2B}$$

y en dB

$$\text{SQNR}_{\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{3}{2} \right) + 10 \log (2^{2B})$$

$$\therefore \text{SQNR}_{\text{dB}} = 1,7609 + 6,0206B$$

\Rightarrow 1 bit más aumenta la SNR en 6dB, es decir, aumenta en 4 veces la diferencia entre la potencia de la señal y el ruido.