

# TEMA 2- ESQUEMAS DE EMISIÓN Y RECEPCIÓN RADIO



## EMISSORS I RECEPTORS

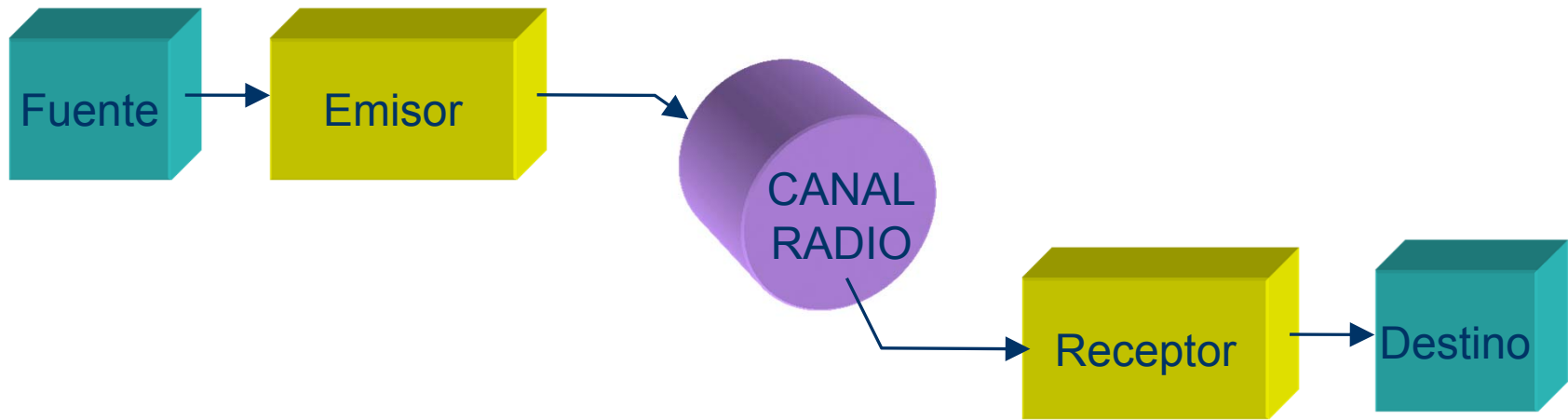
---

**Jordi Pérez Romero**  
**Anna Umbert Juliana**

# Índice

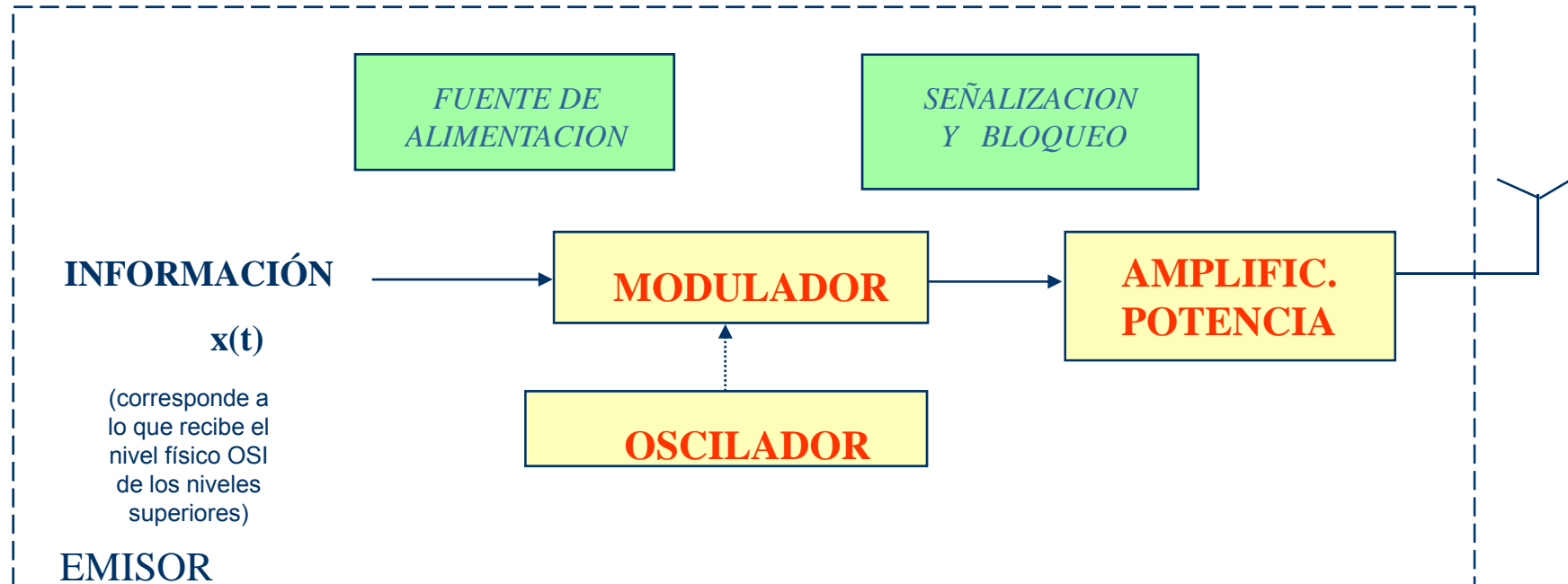
- Esquema general de un sistema de comunicaciones
- Emisor:
  - Diagrama de bloques
  - Parámetros característicos del emisor
- Receptor:
  - Parámetros característicos del receptor
  - Esquemas de recepción: superheterodino de conversión simple y doble conversión
  - Mezcladores
- Esquemas de emisión y recepción digitales
  - Concepto SW radio
  - Conversores A/D

# Esquema general de un sistema de comunicaciones



Consideraremos que la fuente entrega la información resultante, en su caso, de añadir las correspondientes cabeceras de acuerdo con el modelo de protocolos OSI, y nos centraremos en las funciones del emisor/receptor desde la perspectiva del nivel físico.

# Diagrama de bloques del emisor



# Diagrama de bloques del emisor

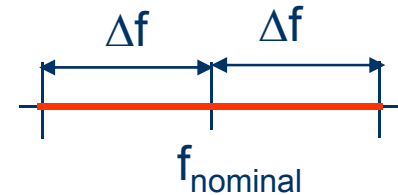
Otros elementos:

- a) **Redes de adaptación:** Garantizan que existe adaptación de impedancias entre dos puntos cualesquiera del emisor.
- b) **Multiplicadores/divisores de frecuencia:** Permiten generar frecuencias múltiplo o submúltiplo de una frecuencia de entrada proveniente de un oscilador ( $f_{OUT}=N \cdot f_{IN}$  ó  $f_{OUT}=f_{IN}/N$ )
- c) **Estabilizadores de frecuencia:** Permiten compensar fluctuaciones de la frecuencia generada, reduciendo la deriva y mejorando la estabilidad frecuencial.

# Parámetros característicos del emisor (1)

- ✓ **Frecuencia de emisión:** Definida por los organismos reguladores de acuerdo con la frecuencia de operación del sistema en cuestión.
- ✓ **Estabilidad en frecuencia:** medida de la fluctuación en la frecuencia generada relativa a su valor nominal:

$$\varepsilon = \frac{\Delta f}{f_{\text{nominal}}}$$

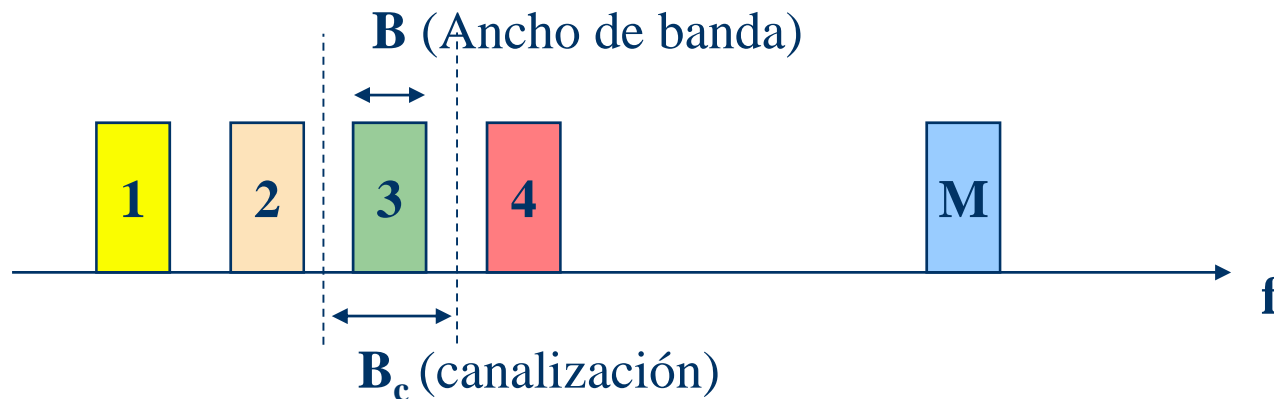


La estabilidad puede darse en % o en ppm (partes por millón):

Ejemplo:  $\varepsilon = 10^{-6} = 1 \text{ ppm}$ ,  $\varepsilon = 10^{-2} = 1 \%$

# Parámetros característicos del emisor (2)

✓ **Tipo de modulación y ancho de banda:** Depende de las características del sistema en cuestión (e.g. velocidad de transmisión deseada, relación SNR a que se debe operar, etc.). El ancho de banda debe ser inferior a la canalización establecida.



Ejemplo: GSM:  $B=200$  kHz con modulación GMSK

UMTS:  $B=4.68$  MHz con modulación QPSK

# Parámetros característicos del emisor (3)

✓ **Potencia de emisión:** Depende de la distancia a la que esté previsto que se encuentre el correspondiente receptor, así como de la atenuación introducida por el canal (modelo de propagación) y la potencia necesaria por el receptor.

Ejemplo: Modelo de propagación en espacio libre:

$$P_R = P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

Dada  $P_R$  y  $d$  se puede obtener el valor necesario de  $P_T$



# Parámetros característicos del emisor (4)

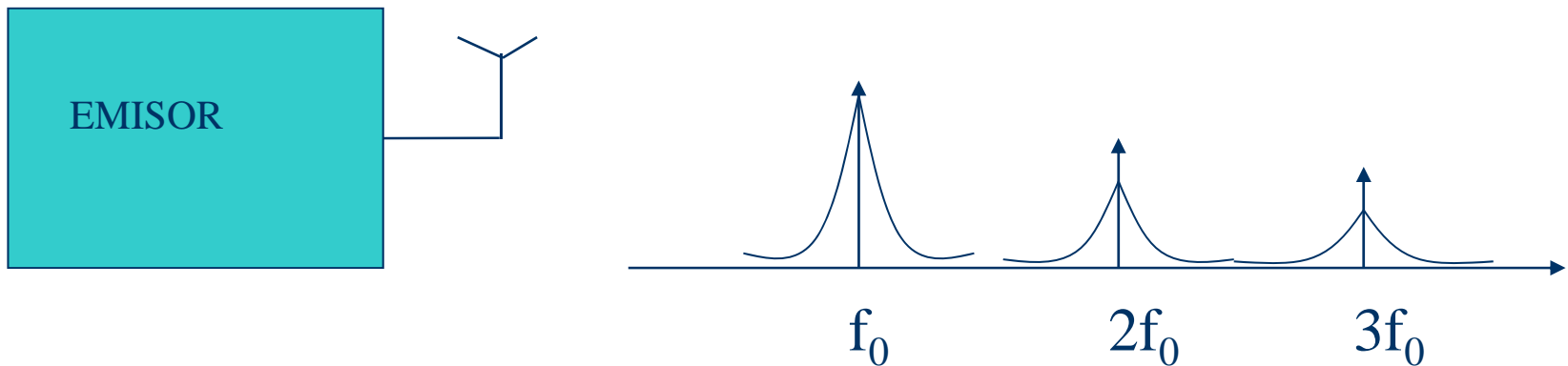
✓ **Emisiones indeseadas:** Es preciso mantenerlas acotadas para evitar interferir a otros sistemas que trabajen a otras frecuencias.

- **Ruido de los osciladores:**

en forma de bandas laterales alrededor de la frecuencia de emisión

- **Armónicos:**

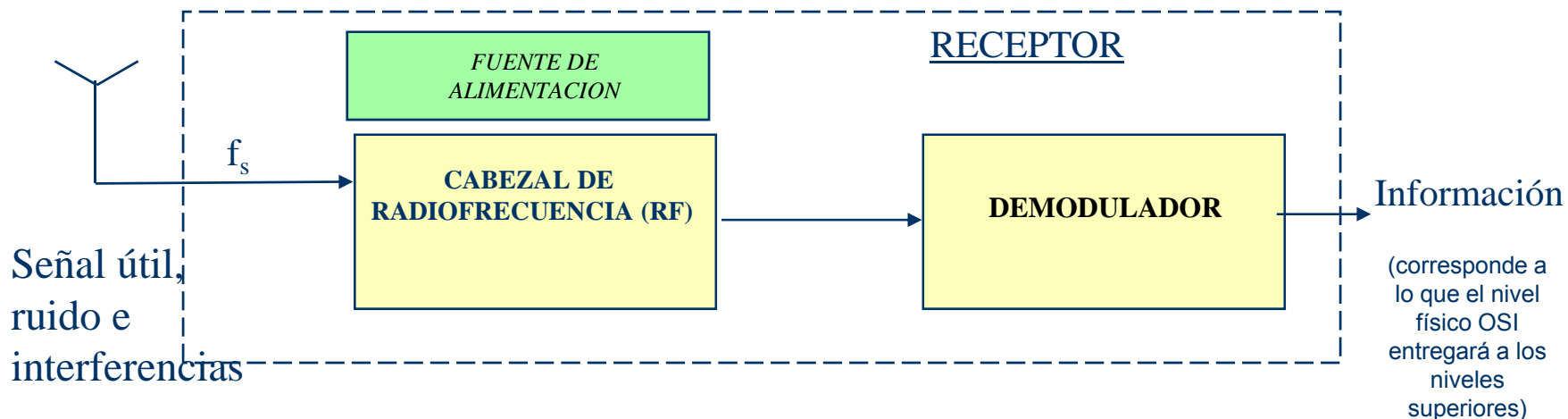
Emisiones a frecuencia múltiplo de la portadora debido a no-linealidades de los diferentes elementos del emisor



# Diagrama de bloques general de un receptor

## Receptor:

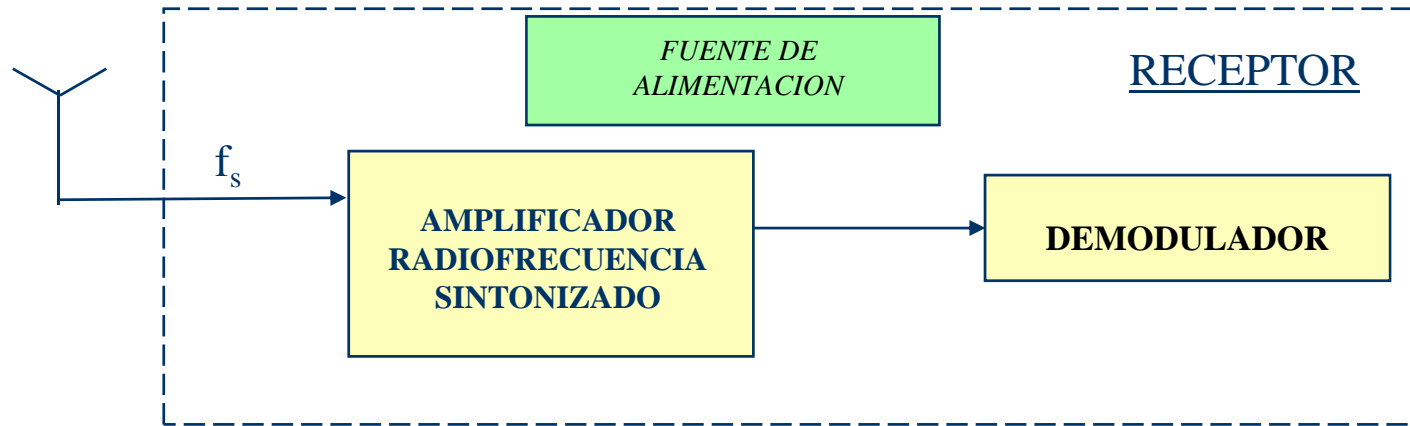
Conjunto de elementos para el tratamiento de la señal recibida, de modo que pueda ser extraída la información enviada bajo unos ciertos requerimientos de calidad.



# Requerimientos de diseño del receptor

- **Sensibilidad:**  
Mínimo nivel de potencia de señal necesario a la entrada del receptor para garantizar a la salida del demodulador una determinada calidad en términos de  $(S/N)$  o de  $(E_b/N_0)$ .  
*Relacionada con el nivel de ruido externo e interno (generado por el propio receptor).*
- **Selectividad:**  
Capacidad del receptor para atenuar el nivel de las señales interferentes próximas en frecuencia.  
*Relacionada con el nivel de filtrado del receptor.*
- **Fidelidad:**  
Capacidad del receptor para eliminar la distorsión en la señal recibida y extraer una información idéntica a la que se envió.  
*Relacionada con la distorsión de la señal recibida y la introducida por el propio receptor.*
- **Capacidad de sintonía:**  
Capacidad del receptor de ajustarse para captar señales de diferentes frecuencias, correspondientes a diferentes canales.

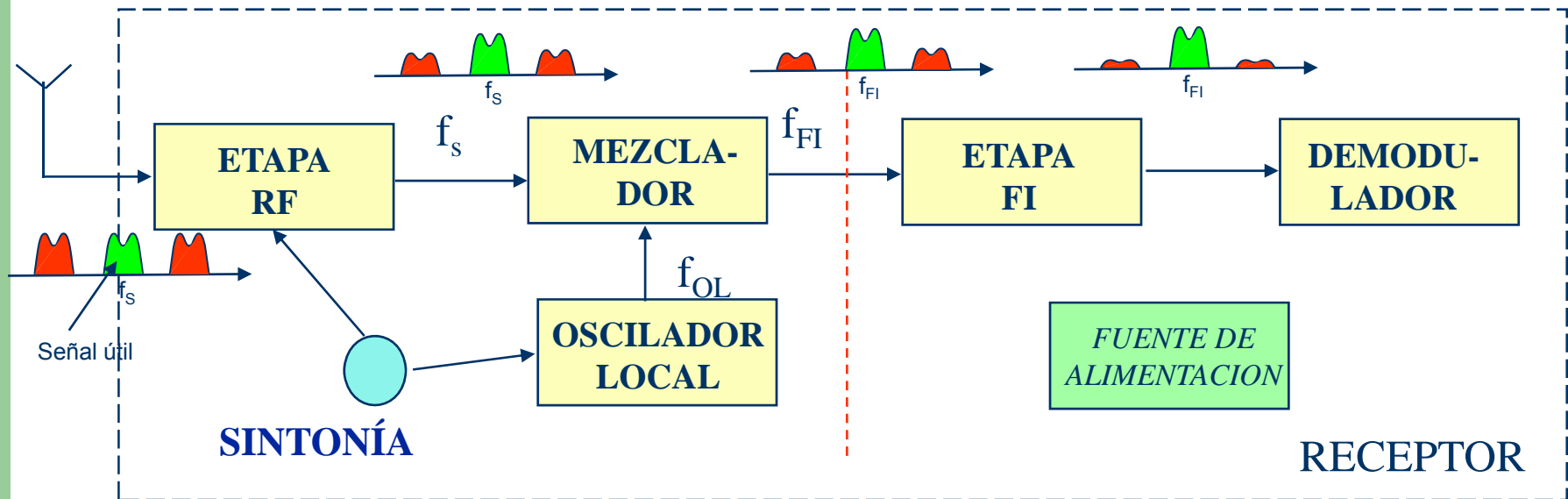
# Receptor sintonizado en radiofrecuencia



## Limitaciones

- ◆ **Inestabilidad** debido a la elevada ganancia del amplificador, que requiere la conexión en cascada de diferentes etapas amplificadoras todas ellas a la misma frecuencia, lo que puede ocasionar realimentaciones y autooscilaciones.
- ◆ **Difícil conseguir simultáneamente capacidad de sintonía y elevada selectividad.**

# Receptor superheterodino



## SUPER-HETERODINACION

Con independencia del canal sintonizado, su espectro se traslada siempre a una frecuencia fija, denominada **FRECUENCIA INTERMEDIA**, sobre la que se efectúa la demodulación, lo que requiere un oscilador local sintonizable.

Existen 2 configuraciones válidas, según qué valor se elija para la frecuencia del oscilador local:

Opción 1:  $f_s > f_{OL}$



$f_{FI} = f_s - f_{OL}$

Opción 2:  $f_s < f_{OL}$



$f_{FI} = f_{OL} - f_s$

# Receptor superheterodino

Otros elementos:

- a) **Redes de adaptación:** Garantizan que existe adaptación de impedancias entre dos puntos cualesquiera del receptor.
- b) **Multiplicadores/divisores de frecuencia:** Permiten generar frecuencias múltiplo o submúltiplo de una frecuencia de entrada proveniente de un oscilador ( $f_{OUT}=N \cdot f_{IN}$  ó  $f_{OUT}=f_{IN}/N$ )
- c) **Estabilizadores de frecuencia:** Permiten compensar fluctuaciones de la frecuencia generada, reduciendo la deriva y mejorando la estabilidad frecuencial.
- d) **Control automático de ganancia:** Ajusta la ganancia de los amplificadores para mantener constante el nivel de entrada al demodulador.

# Características del receptor superheterodino

## Ventajas

- **Receptor muy estable:** Al estar las etapas amplificadoras parte a  $f_s$  y parte a  $f_{FI}$  se rompen las posibles realimentaciones.

En el caso particular de que  $f_{FI}$  se encontrara también dentro del margen de frecuencias de entrada  $f_s$ , continuarían existiendo problemas de inestabilidades, ya que no se rompería la realimentación.

Por este motivo, **siempre se escogerá un valor de  $f_{FI}$  que se encuentre fuera del margen de frecuencias de entrada.**

- **Elevada selectividad:** Se obtiene en el filtro de la etapa de FI, que trabaja a frecuencia fija, y en el que por lo tanto pueden emplearse filtros a cristal, que proporcionan alta selectividad.

## Inconveniente

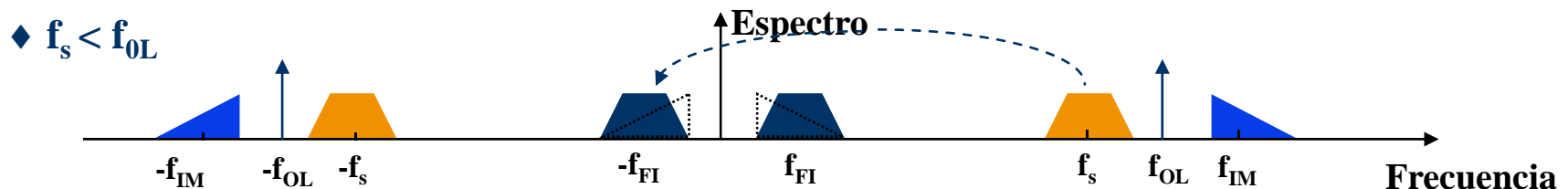
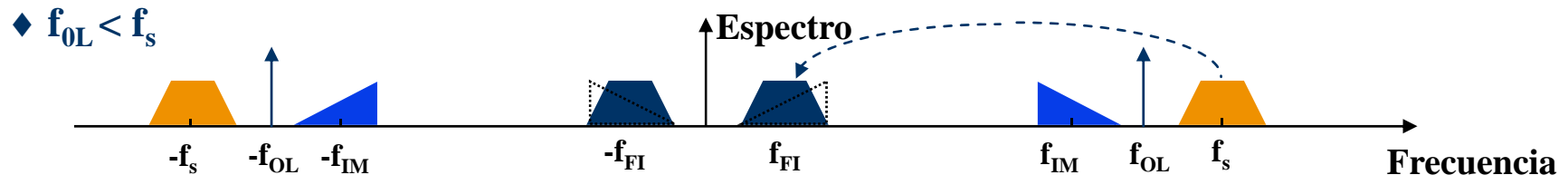
- **Aparición de la frecuencia IMAGEN.**

# Frecuencia imagen

Debido al proceso de conversión de frecuencia realizado, en el receptor superheterodino existe una frecuencia a la entrada particularmente crítica, la denominada FRECUENCIA IMAGEN, en tanto que cualquier señal a esa frecuencia aparecería solapada con la frecuencia útil a la salida del mezclador.

$$f_{IM} = \begin{cases} f_S - 2 f_{FI} & \text{si } f_{OL} < f_S \\ f_S + 2 f_{FI} & \text{si } f_{OL} > f_S \end{cases}$$

La frecuencia imagen es la reflexión especular de  $f_s$  respecto de un hipotético eje que se encontrara en  $f_{OL}$ .

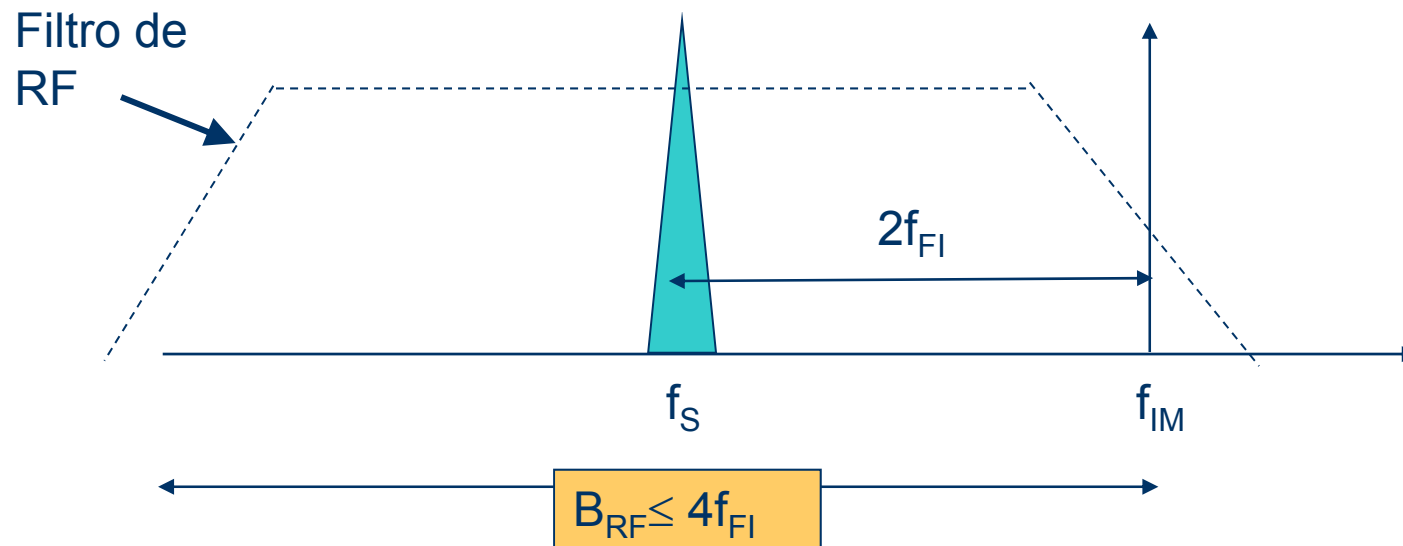




# Frecuencia imagen

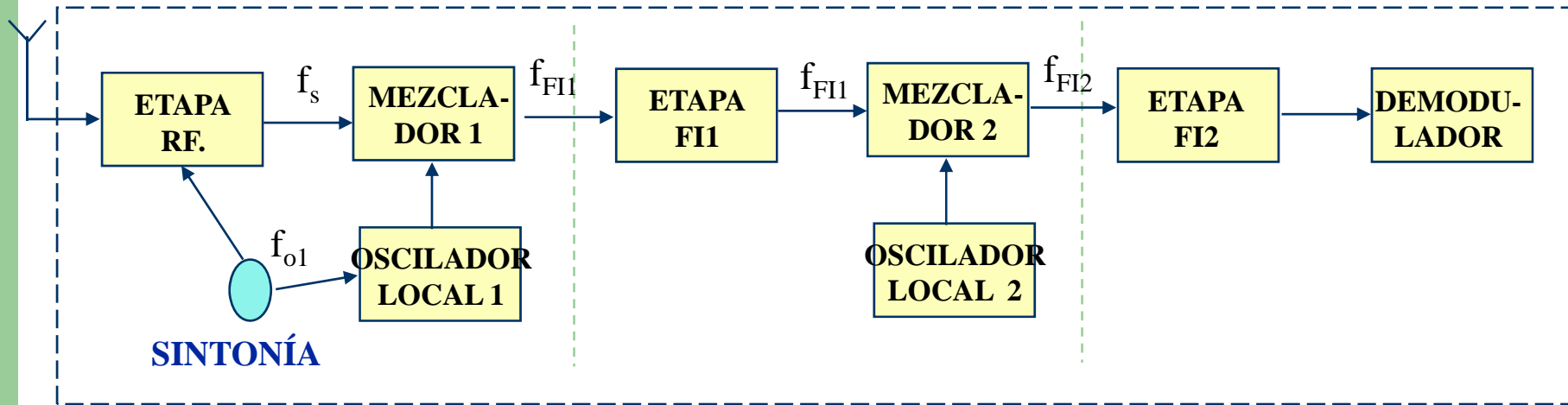
La frecuencia imagen deberá siempre ser **eliminada por la etapa de RF**, antes de que llegue al mezclador.

En consecuencia, esto va a imponer un requerimiento mínimo de selectividad para la etapa de RF, que por otra parte en algunos casos puede tener que ser sintonizable.



Si  $f_{FI}$  es muy baja, este requerimiento puede ser excesivo para una etapa sintonizable. **Solución: Receptor superheterodino de doble conversión**

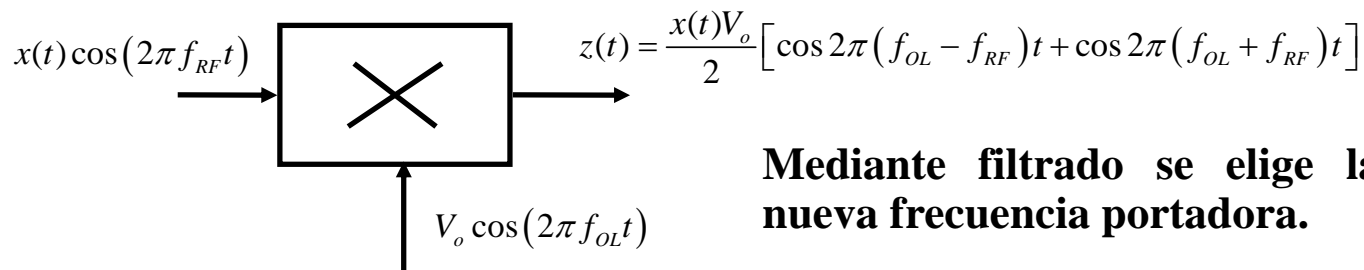
# Receptor superheterodino de doble conversión



- Primera conversión a  $f_{FI1}$  suficientemente grande como para eliminar la primera frecuencia imagen empleando un sintetizador de frecuencia como primer oscilador local.
- La segunda conversión de frecuencia permite trasladar el espectro a la frecuencia de trabajo del demodulador  $f_{FI2}$ . El segundo oscilador local trabaja a frecuencia fija.
- Se obtiene un alto grado de selectividad.
- Se utiliza habitualmente en VHF, UHF y SHF

# Circuitos mezcladores

- **MEZCLADOR:** Circuito no lineal, cuya misión es trasladar el espectro de una señal modulada de una frecuencia portadora a otra.
- Idealmente se trata de un multiplicador matemático:

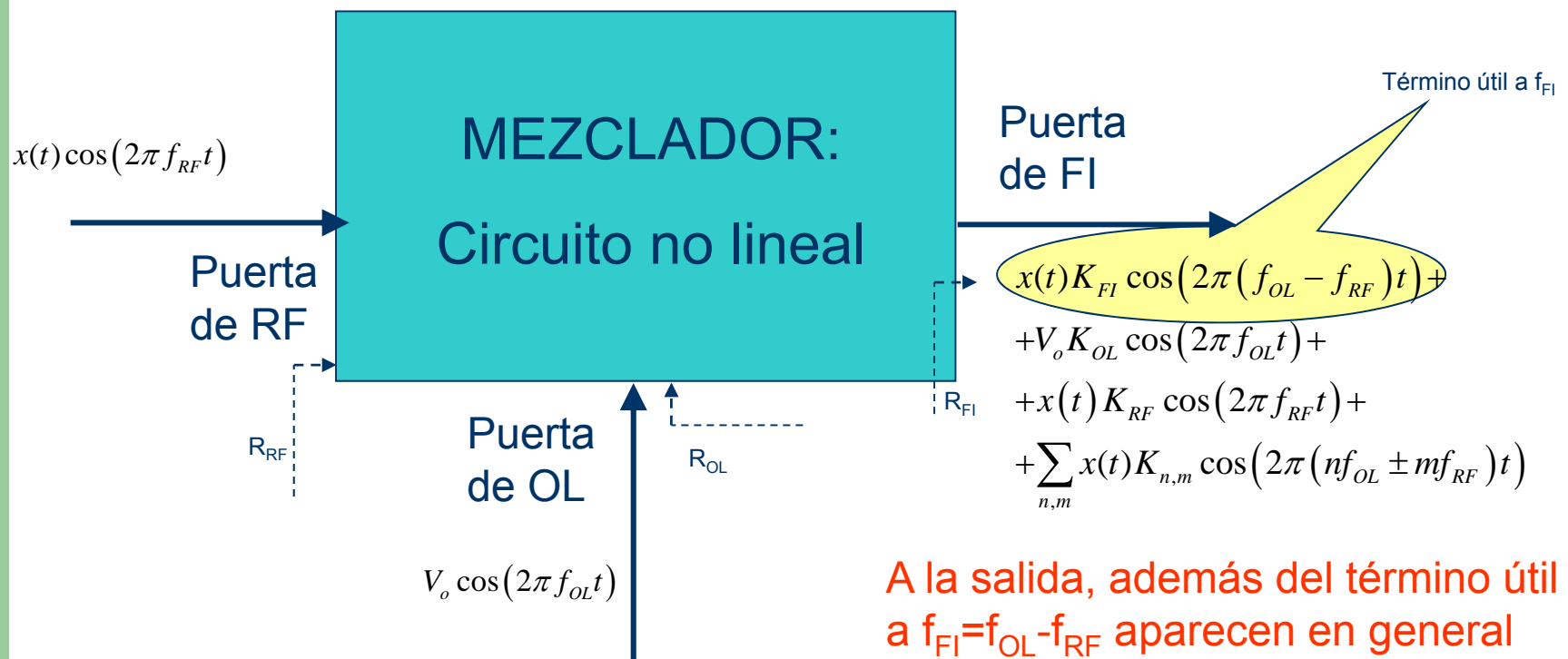


**Mediante filtrado se elige la nueva frecuencia portadora.**

- En la práctica, se buscan circuitos que emulen el mismo comportamiento de traslación espectral, aunque no correspondan exactamente a la multiplicación matemática.

# Circuitos mezcladores

## Modelo de un circuito mezclador:



A la salida, además del término útil a  $f_{FI} = f_{OL} - f_{RF}$  aparecen en general términos a  $f_{RF}$ ,  $f_{OL}$ , y combinaciones de las mismas.

# Parámetros de los circuitos mezcladores

- **Ganancia de Conversión:** Relación entre la señal a la salida a FI y la señal de RF. Por extensión esta relación también se puede dar en forma de corriente-tensión o tensión-corriente.

$$G_C = \frac{P(f_{FI})|_{PuertaFI}}{P(f_{RF})|_{PuertaRF}} = \frac{\overline{x(t)^2 K_{FI}^2 / 2R_{FI}}}{\overline{x(t)^2 / 2R_{RF}}} = \frac{K_{FI}^2 R_{RF}}{R_{FI}}$$

- **Factor de ruido:** Medida del nivel de ruido generado internamente por el mezclador.
- **Margen dinámico:** Medida del margen de amplitudes de entrada para las que el mezclador se comporta correctamente.

# Parámetros de los circuitos mezcladores

- **Aislamiento entre puertas:** Cantidad de señal realimentada entre puertas del mezclador:

Aislamiento RF-FI

$$A_{RF-FI} = \frac{P(f_{RF})|_{PuertaRF}}{P(f_{RF})|_{PuertaFI}} = \frac{\overline{x(t)^2} / 2R_{RF}}{x(t)^2 K_{RF}^2 / 2R_{FI}} = \frac{R_{FI}}{K_{RF}^2 R_{RF}}$$

Aislamiento OL-FI

$$A_{OL-FI} = \frac{P(f_{OL})|_{PuertaOL}}{P(f_{OL})|_{PuertaFI}} = \frac{V_o^2 / 2R_{OL}}{V_o^2 K_{OL}^2 / 2R_{FI}} = \frac{R_{FI}}{K_{OL}^2 R_{OL}}$$

Aislamiento OL-RF

$$A_{OL-RF} = \frac{P(f_{OL})|_{PuertaOL}}{P(f_{OL})|_{PuertaRF}}$$

# Tipos de circuitos mezcladores

- **Mezcladores pasivos:** La no linealidad se consigue mediante circuitos de diodos.
  - Siempre presentan pérdidas de conversión ( $G_c < 1$ )
  - Menos ruidosos
- **Mezcladores activos:** La no linealidad se consigue mediante transistores
  - No linealidad exponencial (transistor BJT)
  - No linealidad cuadrática (transistor FET)
  - Pueden presentar ganancia de conversión ( $G_c > 1$ )
  - Son más ruidosos

# Esquemas de emisión y recepción digitales

- Las diferentes funciones de emisión y recepción se implementaron tradicionalmente con tecnología analógica.
- Sin embargo, con los avances y la reducción de costes en el hardware de tecnología digital, hoy en día lo más habitual es que algunas de estas funciones se implementen de forma digital.
- Se entiende por digitalización el muestreo de las señales, convirtiéndolas en un flujo de bits, el cual puede ser procesado mediante operaciones numéricas.
- El fin último es conseguir en el diseño de receptores (emisores) de radio una topología que permita digitalizar la señal desde (hasta) la salida de antena y a partir de aquí implementar todas las funciones del receptor (emisor) mediante hardware digital o software.

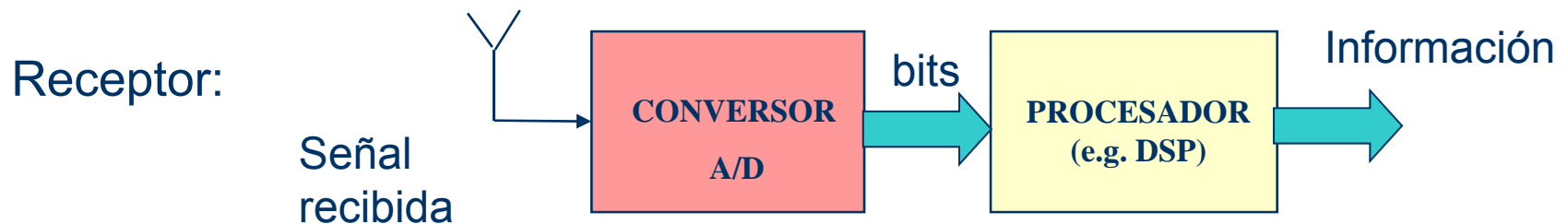
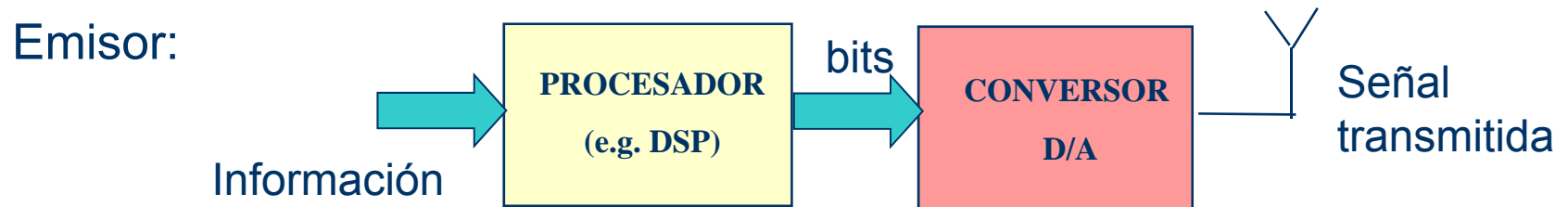


concepto de **SOFTWARE RADIO**



# Concepto de Software Radio

- Se define como un sistema radio en el cual la **digitalización se realiza idealmente en bornes de la antena** y todo el procesamiento posterior se realiza por software mediante procesadores de señal de alta velocidad (e.g. DSP: digital signal processor).



# Concepto de Software Radio

## Plataforma Hardware común para diferentes servicios

**Transmisor/ Receptor con parámetros y prestaciones definibles por software (modificar el software es equivalente a modificar las instrucciones que se ejecutan sobre las diferentes muestras de señal)**

- banda de sintonía y ancho de banda del canal
- codificación de canal/esquema de modulación
- movilidad y gestión de los recursos radio
- funciones de usuario

## Parámetros adaptables y intercambiables por

- usuario final
- operador de red
- proveedor de servicio

y el cambio debe producirse automáticamente

**El coste debe ser similar al de los sistemas actuales**

# Beneficios del software radio

## Fabricantes

- Desarrollo de una única plataforma HW para cada sistema radio y para cada mercado
- Reducción de costes, reducción de inventario, economía de escala
- Permite corregir y mejorar el SW en etapas sucesivas

## Operadores

- Introducción rápida de nuevos servicios
- Servicios diferenciados
- Permite el desarrollo de estándares abiertos
- Implementación simultanea de más estándares en la misma estación base

## Usuarios

- Nuevos servicios y personalización
- Roaming por todo el mundo mejorado y garantizado
- Reducción de la obsolescencia del terminal

**Software radio proporciona: Flexibilidad y Adaptabilidad**

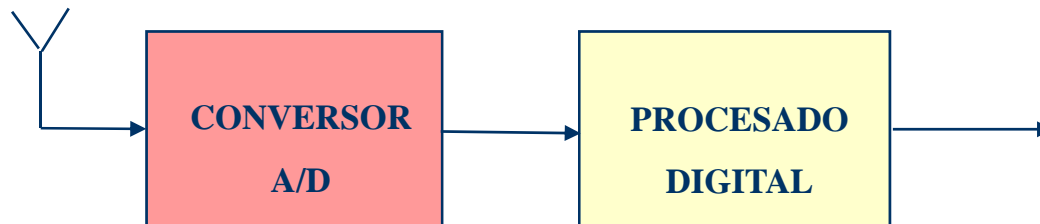
# Arquitecturas de software radio

Las diferentes arquitecturas se distinguen por la elección del punto de muestreo.

## Muestreo Directo (a la salida de antena)

- Mayor nivel de digitalización
- Se requieren frecuencias de muestreo elevadas  $\Rightarrow$  Muchas muestras

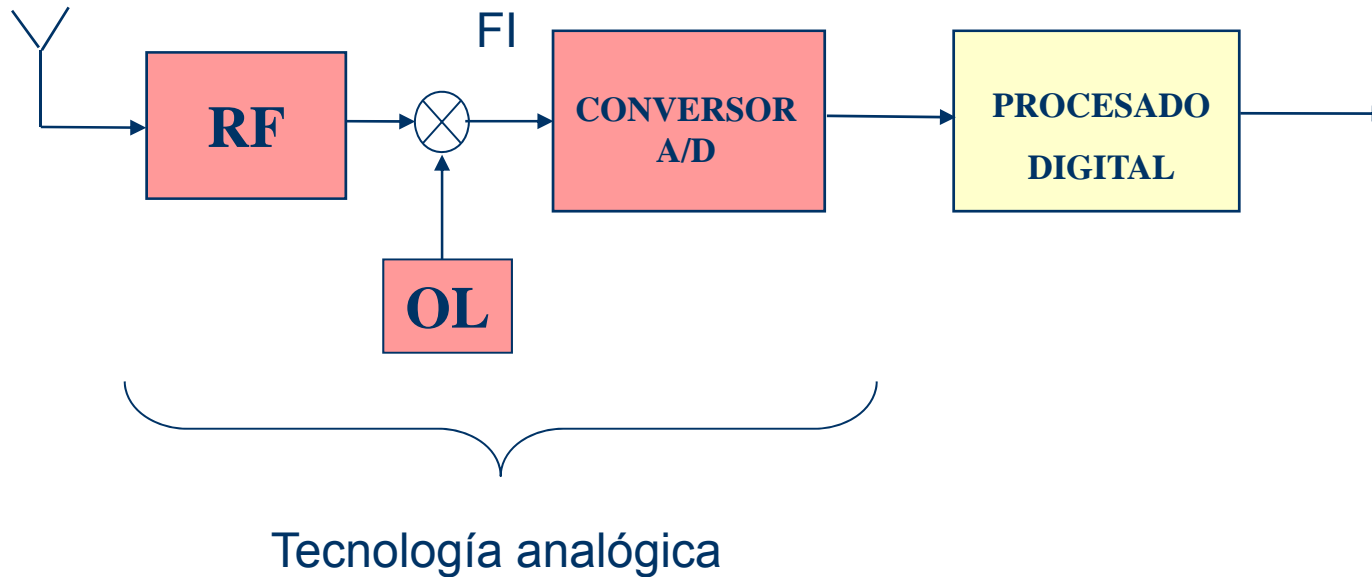
$\Rightarrow$  **ELEVADA CAPACIDAD DE PROCESADO !!!**



# Arquitecturas de software radio

## Muestreo en la primera FI

- Más viable con la tecnología actual, ya que al tratarse de una frecuencia menor la frecuencia de muestreo también es menor.



# Esquema funcional de una arquitectura de software radio

## 1.- ETAPA de RF (analógica)

- ✓ Filtrado de RF/FI
- ✓ Amplificación de potencia
- ✓ Conversión de RF a FI

## 2.- PROCESADO de FI (previo a la demodulación)

- ✓ Muestreo. Ubicación de los conversores A/D y D/A
- ✓ Filtrado digital para seleccionar una banda de servicio de entre las disponibles
- ✓ Conversión a Banda Base
- ✓ Síntesis de frecuencia y recuperación de portadora

# Esquema funcional de una arquitectura de software radio

## 3.- PROCESADO EN BANDA BASE

- ✓ Modulación/demodulación
- ✓ Predistorsión (en canales no lineales)
- ✓ Estimación de canal
- ✓ Ecualización
- ✓ Decodificación de canal
- ✓ Sincronización

## 4.- PROCESADO DEL FLUJO DE BITS

- ✓ Detección de errores
- ✓ Retransmisiones
- ✓ Alineado de tramas
- ✓ Encriptado
- ✓ En definitiva, corresponderían a las capas L2 a L7 del modelo OSI.

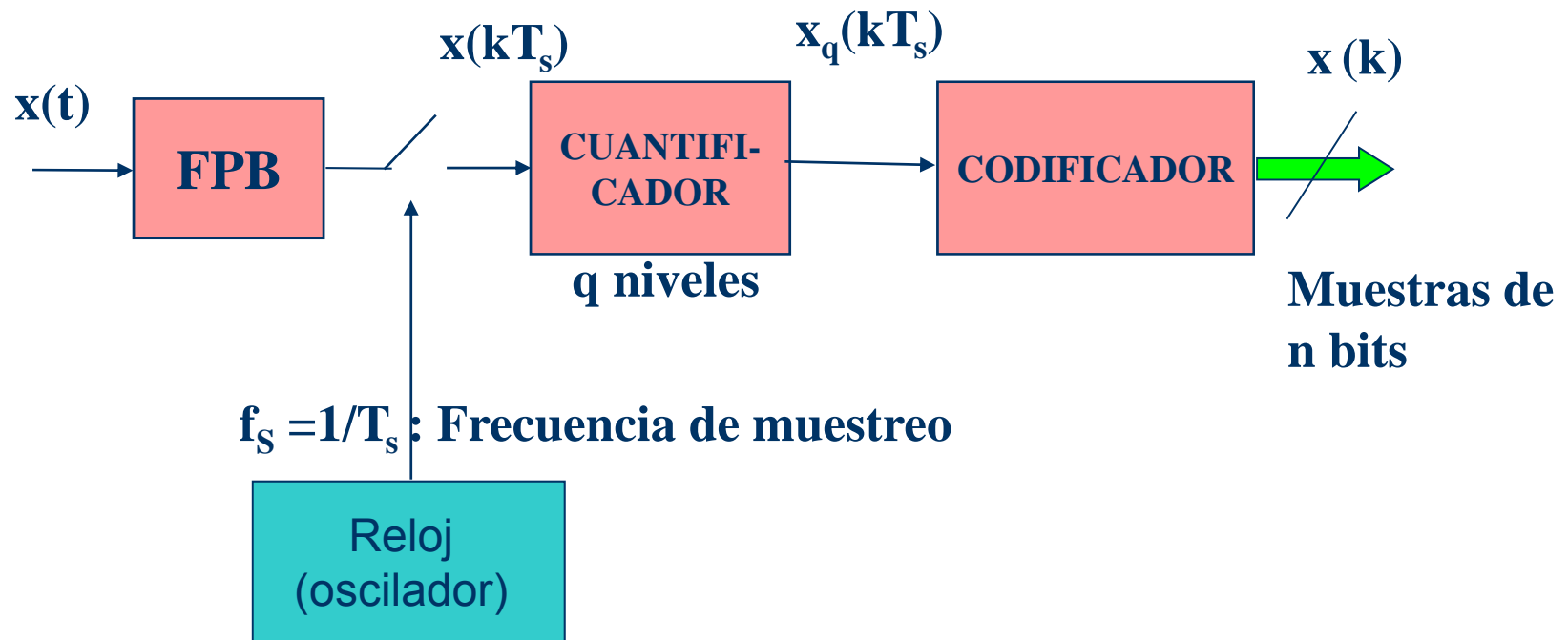
# Requerimiento computacional

- Corresponde al número de operaciones necesarias en el procesador para efectuar el procesamiento de la señal digitalizada.
- Depende en primer lugar del ancho de banda de la señal y de la complejidad de las operaciones que se realizan dentro de los diferentes segmentos de procesamiento: FI, banda base, control de flujo de datos y de fuente.
- Se mide en MIPS: Mega Instrucciones Por Segundo



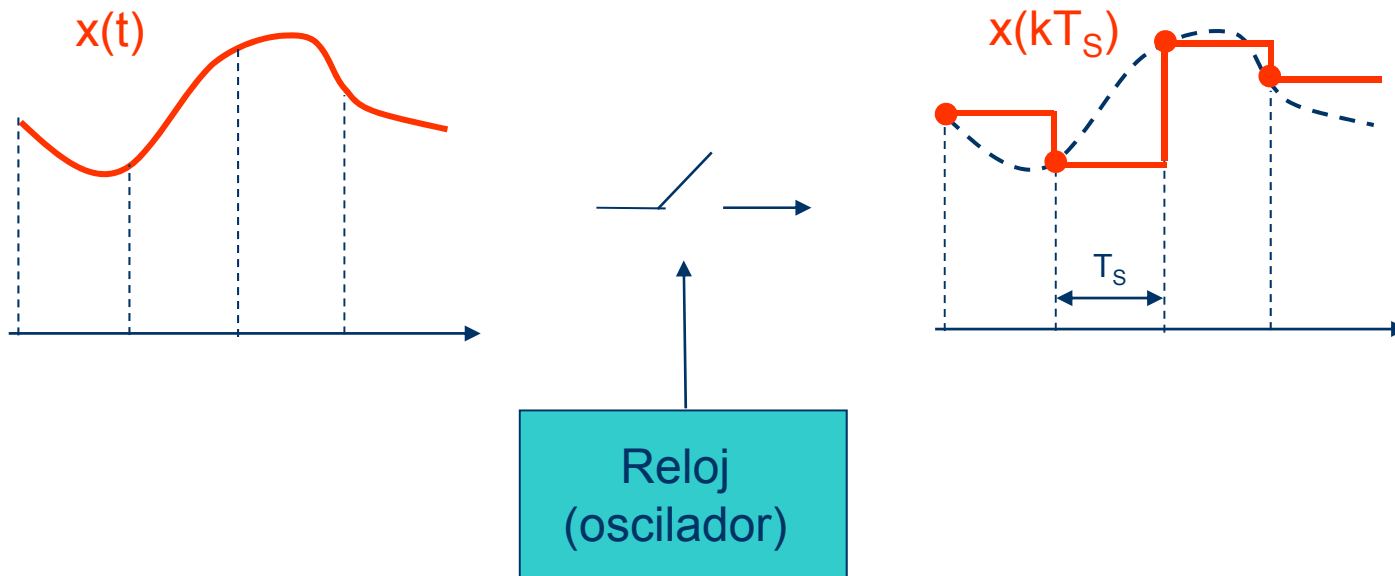
# Conversores A/D

- Convierten el nivel de tensión correspondiente a la señal analógica en un flujo de bits.
- Elemento clave para utilizar tecnología digital
- Diagrama de bloques genérico de un conversor A/D



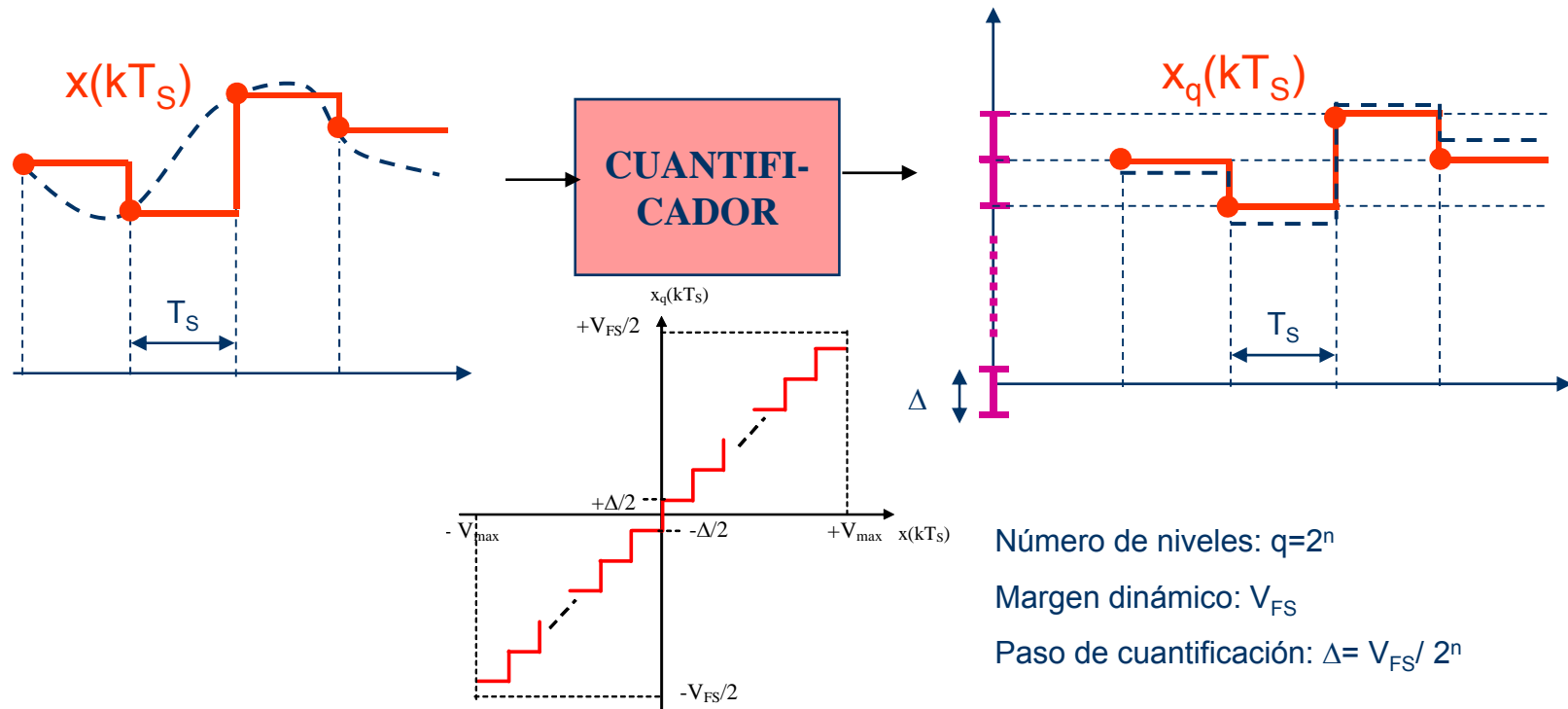
# Etapas de un conversor A/D

- **Filtrado paso bajo para evitar aliasing:** Ancho de banda:  $f_s/2$   
⇒ **Criterio de Nyquist:** El ancho de banda de la señal a muestrear  $W_a$  debe ser cumplir  $W_a \leq f_s/2$
- **Muestreador:** una muestra cada  $T_s$  segundos, de acuerdo con el reloj de muestreo (oscilador a  $f_s$ ). Típicamente se implementa mediante circuitos de tipo Sample&Hold.



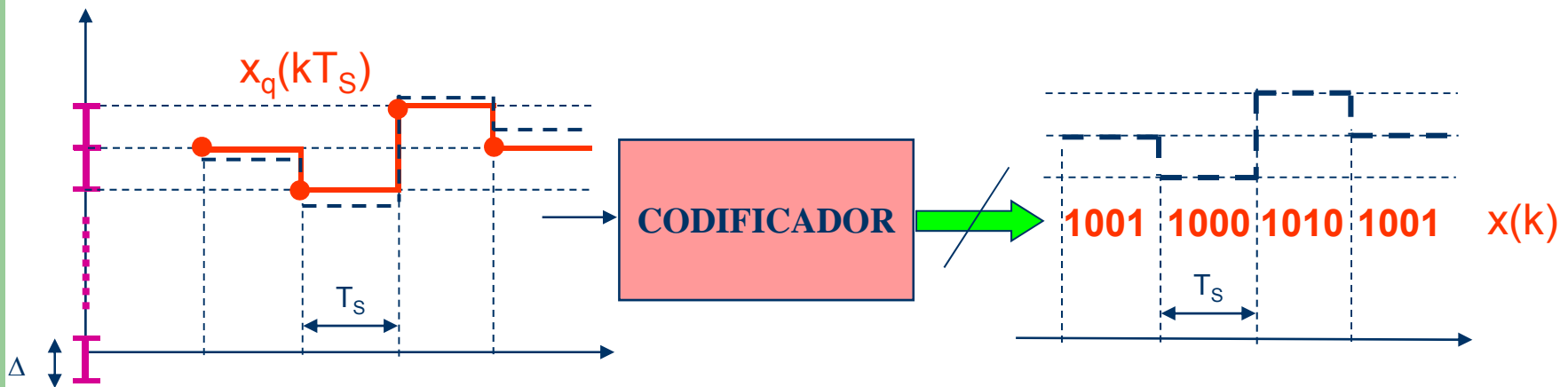
# Etapas de un conversor A/D

- **Cuantificador:** transforma los niveles de tensión de las muestras en valores discretos correspondientes a uno de los  $q$  niveles posibles.
  - Introduce RUIDO de CUANTIFICACIÓN



# Etapas de un conversor A/D

- **Codificador:** convierte las muestras cuantificadas en palabras de  $n$  bits, donde  $q=2^n$  es el número de niveles del cuantificador

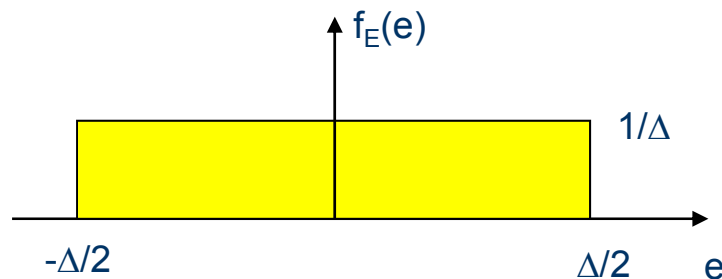


# Ruido de cuantificación

- El error que se produce en la cuantificación no se podrá recuperar en la conversión D/A, por lo que representa un cierto ruido aditivo sobre la señal útil.

$$x_q(kT_s) = x(kT_s) + e(kT_s)$$

- El ruido de cuantificación presenta una función densidad de probabilidad uniforme entre  $(-\Delta/2, \Delta/2)$ , de acuerdo con el paso de cuantificación.



Potencia del ruido de cuantificación:

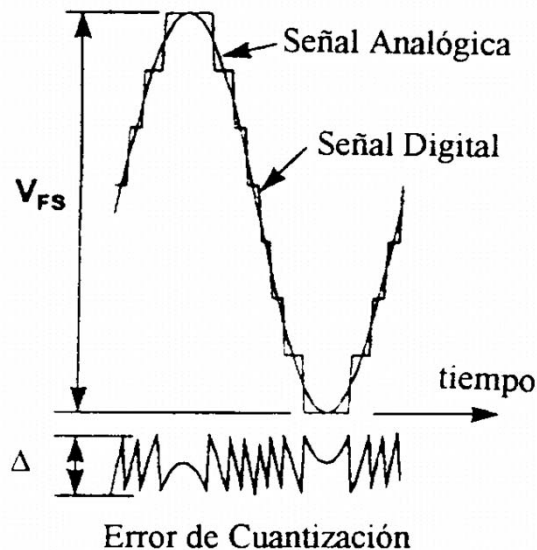
$$\sigma_e^2 = \int e^2 f_E(e) de = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \frac{e^2}{\Delta} de = \frac{\Delta^2}{12}$$

- Espectralmente el ruido de cuantificación se puede considerar blanco, esto es densidad espectral de potencia constante entre  $(-f_s/2, f_s/2)$ , de acuerdo con la frecuencia de muestreo.

$$S_e(f) = \frac{\Delta^2}{12f_s} \quad -f_s/2 \leq f \leq f_s/2$$

# Relación SNR de cuantificación

- Para caracterizar la relación señal a ruido de cuantificación de un conversor A/D de acuerdo con la relación SNR de cuantificación se acostumbra a tomar como referencia una señal sinusoidal perfectamente ajustada al margen dinámico  $V_{FS}$  del cuantificador empleado, es decir, de amplitud de pico igual a  $V_{FS}/2$ .



$$P_x = \frac{(V_{FS} / 2)^2}{2}$$

Resistencia unitaria  
 $R_L = 1\Omega$

$$SNR_q = \frac{P_x}{\sigma_e^2} = \frac{V_{FS}^2 / 8}{\Delta^2 / 12} = \frac{3}{2} \frac{V_{FS}^2}{V_{FS}^2 / 2^{2n}} = \frac{3 \cdot 4^n}{2}$$

$\Delta = V_{FS} / 2^n$ , conversor de n bits

$$SNR_q (dB) = 6.02n + 1.76$$

SNR aumenta 6 dB por cada bit adicional del conversor!

# Relación SNR de cuantificación

- En un caso general, en que la señal no tenga por qué estar perfectamente ajustada al margen dinámico del conversor, existe una degradación:

$$SNR_q = \frac{P_x}{\sigma_e^2} = \frac{12P_x}{\Delta^2} = \frac{12 \cdot 2^{2n} \cdot P_x}{V_{FS}^2} = \frac{3 \cdot 2^{2n} \cdot P_x}{2(V_{FS}/2\sqrt{2})^2} = \frac{3 \cdot 2^{2n} \cdot \sigma_x^2}{2 \cdot V_p^2}$$

$$P_x = \sigma_x^2$$

$\sigma_x$ : Valor eficaz de la señal de entrada

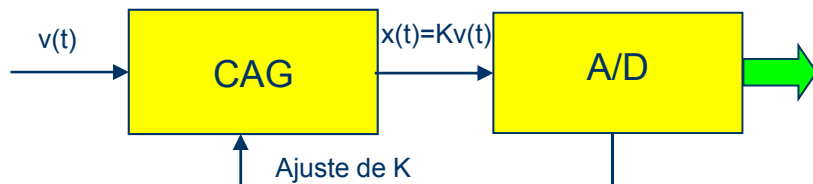
$$V_p = V_{FS} / 2\sqrt{2}$$

$V_p$ : Amplitud eficaz máxima de una señal perfectamente ajustada al conversor

$$SNR_q (dB) = 6.02n + 1.76 + 20 \log \frac{\sigma_x}{V_p}$$

Dado que  $\sigma_x \leq V_p$  la SNR empeora respecto del caso ideal.

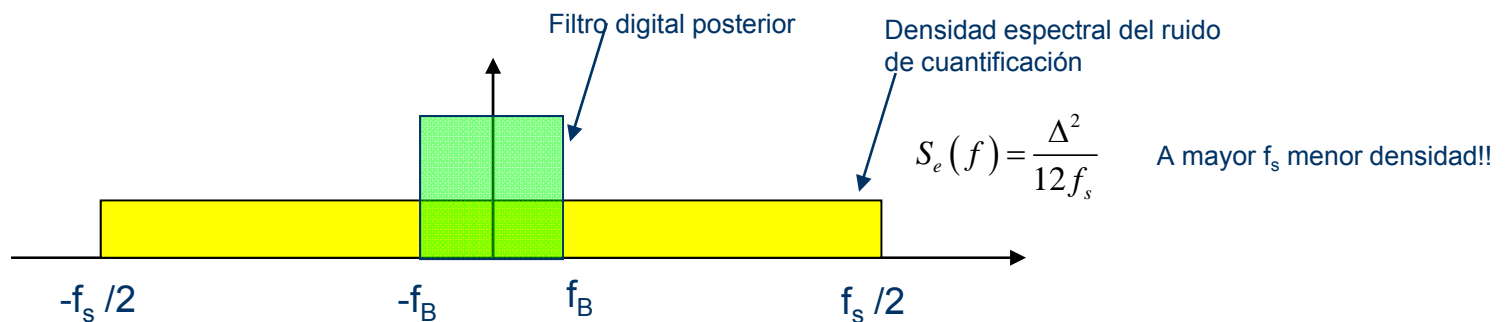
**Solución:** Empleo de un control automático de ganancia para ajustar la amplitud de señal al margen del conversor ( $-V_{FS}/2, V_{FS}/2$ )



En este caso, el factor  $20 \log(\sigma_x/V_p)$  coincide con el error introducido por el CAG (idealmente 0 dB)

# Sobremuestreo

- Mecanismo para mejorar la SNR de cuantificación que consiste en muestrear a frecuencia superior a la de Nyquist ( $f_s \gg 2f_B$ , siendo  $f_B$  el ancho de banda de la señal muestreada), con lo que se consigue:
  - Mayor separación entre repeticiones del espectro
  - Filtro antialiasing más simple de realizar
- A continuación debe emplearse un filtro digital que elimina el ruido de cuantificación de  $f_B$  a  $f_s/2$



$$SNR_q \text{ (dB)} = 6.02n + 1.76 + 20 \log \frac{\sigma_s}{V_p} + 10 \log \frac{f_s}{2f_B}$$

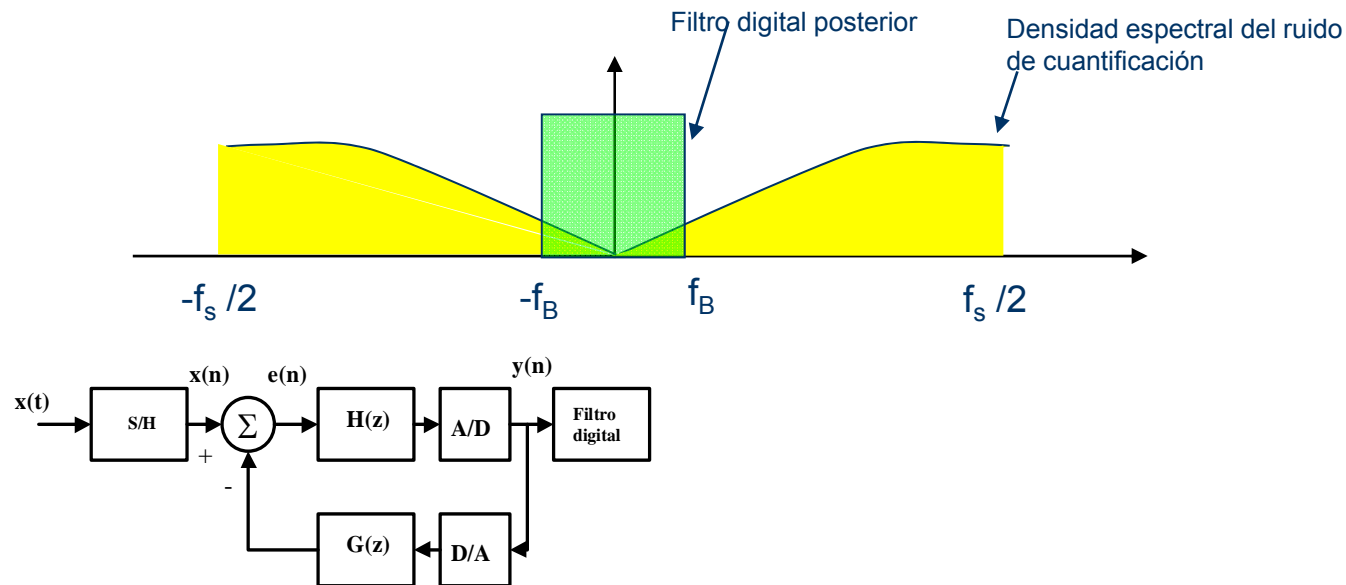
Relación de sobremuestreo:  $U = f_s/2f_B$

Mejora en 3 dB cada vez que se dobla U



# Conversor A/D Sigma-Delta

- Permite mejorar la SNR de cuantificación combinando el sobremuestreo con una técnica que colorea el ruido trasladando su energía a frecuencias superiores



$$SNR_q \text{ (dB)} \approx 6.02n + 1.76 + (2L + 1)10 \log U + 10 \log \frac{2L + 1}{\pi^{2L}} + 20 \log \frac{\sigma_s}{V_p}, \quad U \geq 4$$

# Implementaciones de los conversores A/D

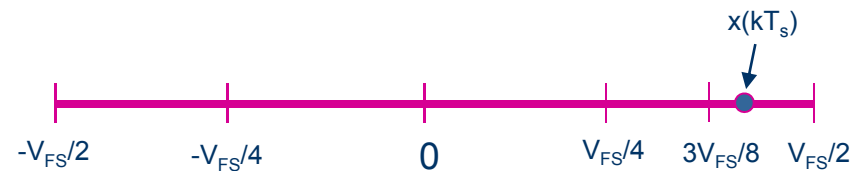
## Comparaciones sucesivas:

- Por cada muestra de la señal efectúa un proceso iterativo de comparaciones con umbrales para detectar el nivel de cuantificación
- Ejemplo: Cuantificador con rango  $(-V_{FS}/2, V_{FS}/2)$ :

```

if  $x(kT_s) > 0$  {
  if  $x(kT_s) > V_{FS}/4$  {
    if  $x(kT_s) > 3V_{FS}/8$  {
      ...
    }
  } else if  $x(kT_s) > V_{FS}/8$  {
    ...
  }
} else {
  if  $x(kT_s) > -V_{FS}/4$  {
    ....
  }
}

```



## Ventajas:

- Puede trabajar con un número elevado de niveles, equivalentemente un número de bits grande

## Inconvenientes:

- Cada muestra ocasiona un retardo debido a las comparaciones, lo que limita la frecuencia de muestreo

# Implementaciones de los conversores A/D

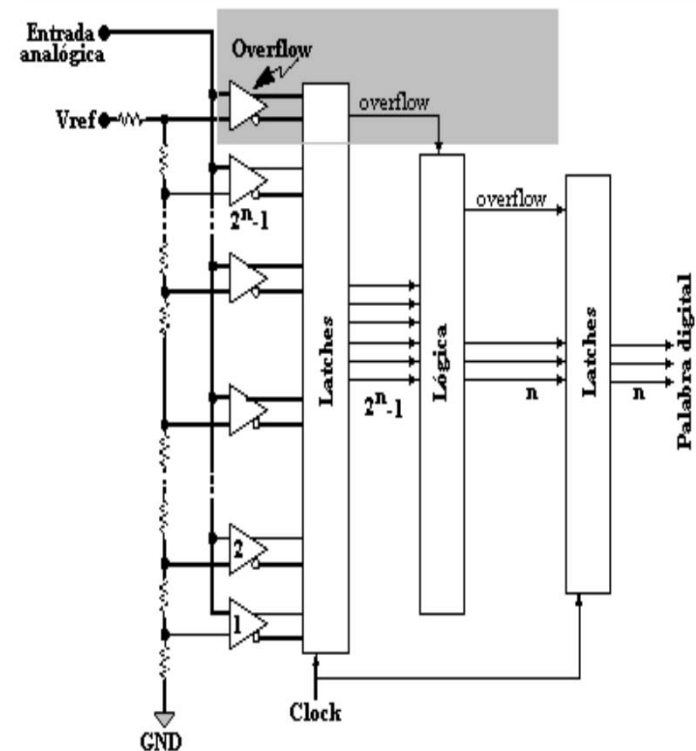
- **Conversor de tipo Flash:**
  - Formado por una red de resistencias más un comparador

## Ventajas:

- Elevada frecuencia de muestreo, ya que la codificación es muy rápida al estar basada en lógica combinatorial.

## Inconvenientes:

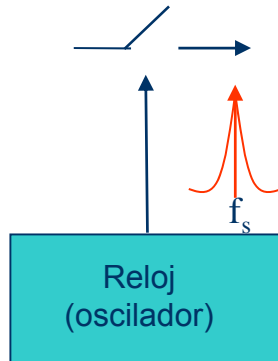
- Número de bits reducido (8-10 bits) ya que incrementar el número de bits implica incrementar el número de resistencias y en consecuencia el tamaño.



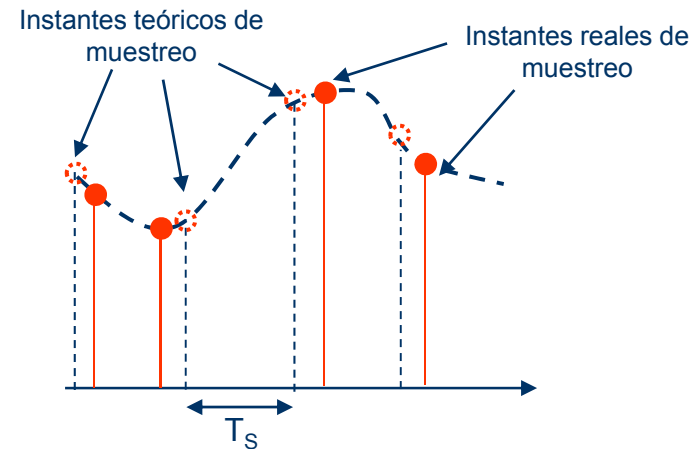
# Parámetros característicos de los conversores A/D

## ● Jitter de apertura:

- Es la variación respecto del instante exacto de muestreo debido principalmente a fluctuaciones en el oscilador empleado como reloj.



$$SNR_{ja} = 20 \log \left( \frac{1}{2\pi f_{\max} t_a} \right)$$



$f_{\max}$ : Frecuencia máxima de la señal muestreada (cuanto mayor sea más significativos serán los errores en el instante de muestreo)

$t_a$ : Jitter de apertura (valor eficaz del retardo entre el instante de muestreo real y el teórico), dependiente del oscilador.

Finalmente, la SNR total del conversor será aproximadamente la mínima entre la SNR de cuantificación y la vinculada al jitter de apertura.

$$SNR \approx \min(SNR_{ja}, SNR_q)$$

# Parámetros característicos de los conversores A/D

- **Effective Number Of Bits (ENOB):**
  - Se define como el número de bits requeridos en un conversor A/D ideal tal que la potencia de ruido media en el conversor ideal es igual a la potencia media del error residual que se produce en el real tras considerar todos los efectos como el jitter de apertura o el desajuste de la señal al margen dinámico.

$$SNR_{real} = 6.02 \cdot ENOB + 1.76 \text{ dB}$$

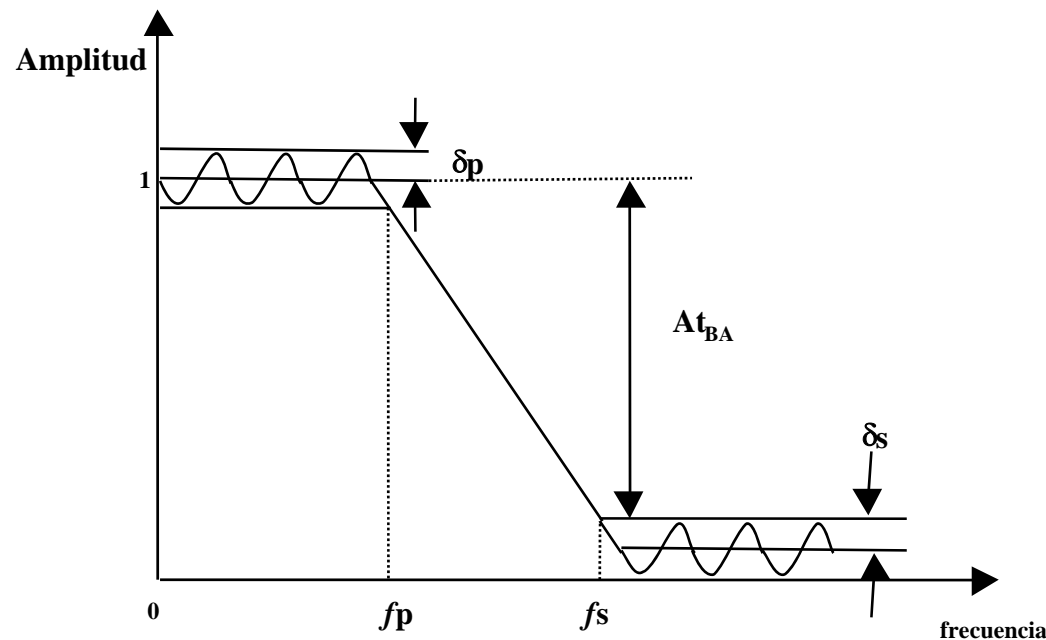
# Filtrado digital

- Se suele efectuar a la salida del conversor A/D con objeto de eliminar el ruido de cuantificación que cae fuera de la banda de señal.

## Parámetros:

- Rizado de la banda de paso ( $\delta_p$ )
- Frecuencia de corte banda de paso ( $f_p$ )
- Rizado banda atenuada ( $\delta_s$ )
- Frecuencia de corte banda atenuada ( $f_s$ )
- Atenuación banda atenuada ( $At_{BA}$ )
- Ancho de banda de transición relativo

$$b = \frac{f_s - f_p}{2\pi}$$



# Filtrado digital

- De acuerdo con la plantilla y los anteriores parámetros se puede implementar como un filtro FIR con:

Número de coeficientes del filtro:

$$N \cong \frac{2}{3} \log_{10} \left( \frac{1}{10\delta_p \delta_s} \right) \frac{1}{b}$$

Número de bits por coeficiente:

$$n_{bits} = \frac{At_{BA} (dB)}{6.02} + \log_2 N$$

Complejidad computacional resultante:

Requerimiento Computacional = Número de coeficientes x Frecuencia de muestreo

