

# Sistemas de espectro expandido

Sistemas de comunicaciones inalámbricas

Co-funded by the  
Erasmus+ Programme  
of the European Union



**NEON**  
Network of Competence on Internet of Things

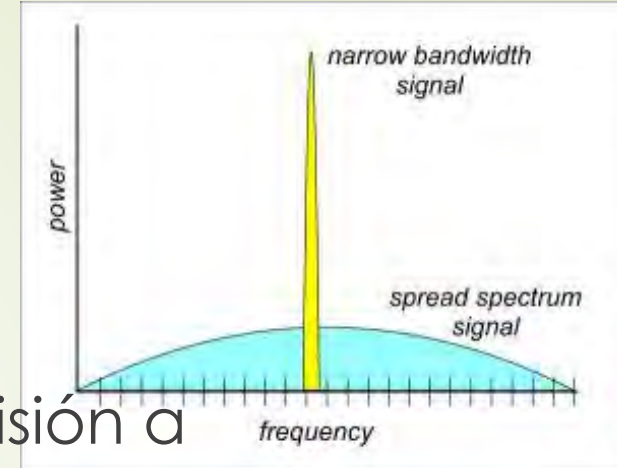


# Spread spectrum (SS)

- Las técnicas SS extienden la información sobre un gran ancho de banda ( mucho mayor al requerido por la inversa de la tasa de bit).
- Obtienen un buen desempeño.
- La información es difícil de distinguir (nivel de señal similar al ruido)
- Mejora el desempeño frente a la interferencia inter-símbolo (ISI)
- Robusto frente a interferencia de banda angosta.
- Permite que múltiples usuarios compartan el mismo espectro.
- Inicialmente fue muy utilizado en aplicaciones militares (difícil de detectar)
- 2da y 3ra generación celular utilizan técnicas SS.

# Principios de SS

- SS es una técnica de modulación aplicadas a señales digitales que aumenta el ancho de banda de transmisión a un valor mucho mayor al mínimo ancho de banda requerido.
- Las principales características de las señales SS son:
  - La señal ocupa un ancho de banda mucho mayor al requerido por la señal de información
  - La modulación SS es implementada usando un código de spreading (independiente a la información de la señal)
  - El proceso de demodulación (despreading) se realiza en el receptor correlacionando la señal recibida con una copia del código de spreading.



# Spread spectrum

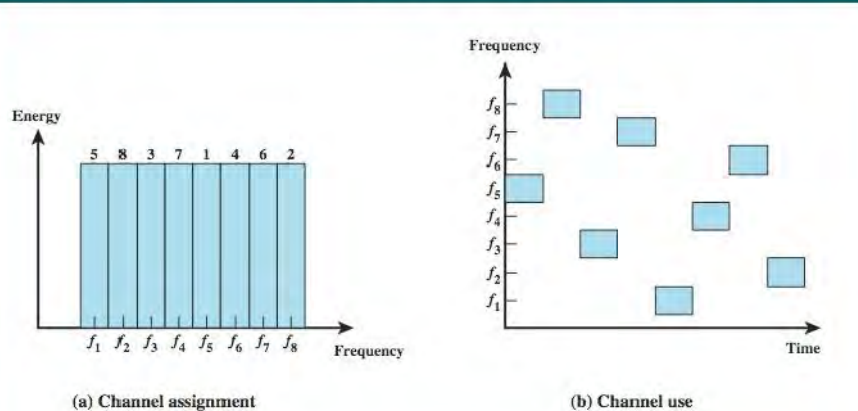
- Entre las técnicas SS mas utilizadas se pueden mencionar:

La información es transmitida en diferentes frecuencias (alternadamente)



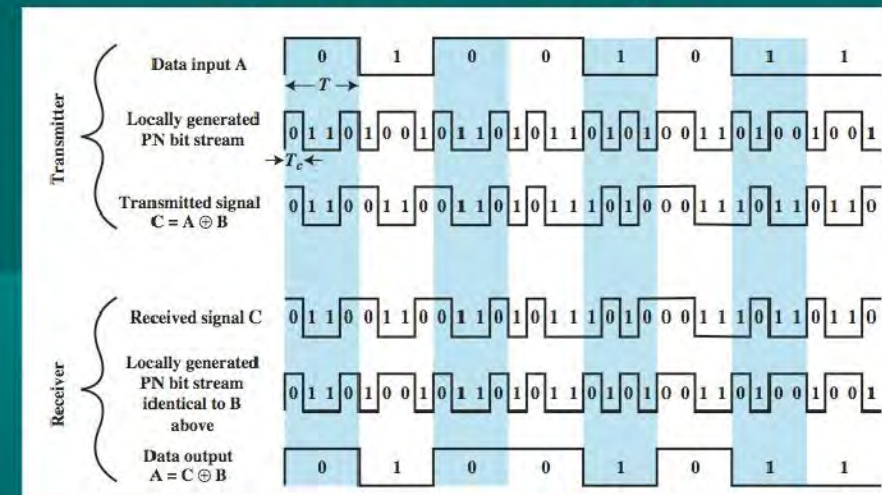
## Frequency Hopping

### Frequency Hopping Example



## Direct sequence SS

### Direct Sequence Spread Spectrum Example



- Cada bit es representado por multiples bits usando un código de spreading.
- La señal se expande en frecuencia



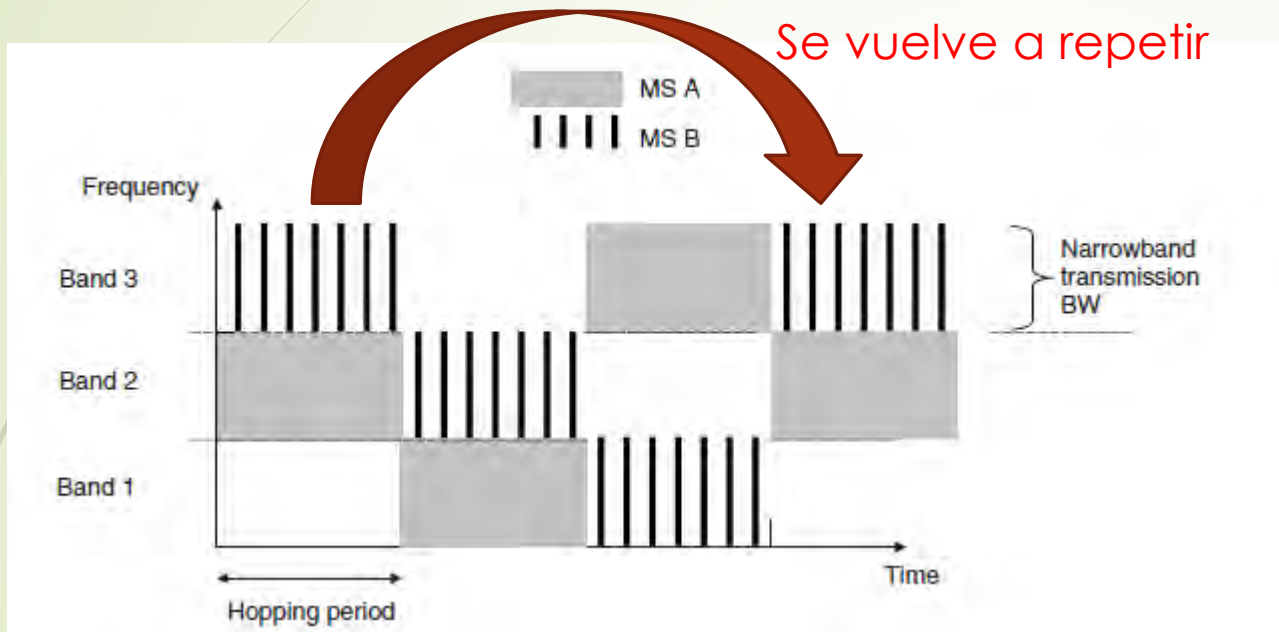
# Frequency Hopping

- FH se basa en modificar la portadora de un sistema de transmisión de banda angosta.
- La transmisión se realiza en la banda de portadora en instantes cortos de tiempo.
- Factor de spreading

$$SF = \frac{\text{Ancho de banda en el cual la frecuencia es hopped}}{\text{ancho de banda de la informacion}}$$

- Ideal para aplicaciones militares. El patrón de FH es conocido por el receptor deseado, e impredecible para el enemigo.

# Frequency hopping



DOWNLINK.  
Estacion Base (BS)  
transmite a todos los  
usuarios (MS) al mismo  
tiempo

En este  
ejemplo, la  
BS puede  
operar en 3  
bandas y  
atiende a 2  
usuarios

Diversidad en frecuencia!!

Existe sincronismo entre usuarios y estación base

UTILIZA LA MISMA  
SECUENCIA DE HOPPING  
PARA LOS DOS USUARIOS

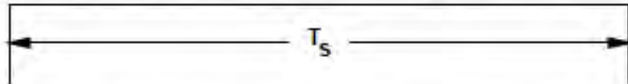
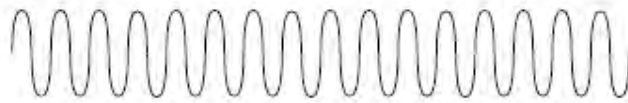
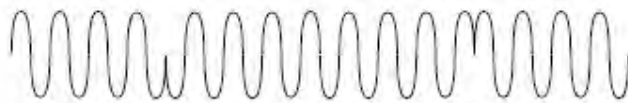
# Direct sequence-SS

- DS-SS expande la señal multiplicando la señal mensaje por una segunda señal de mucho mayor ancho de banda.
- $SF = \frac{\text{Ancho de banda de la señal resultante}}{\text{ancho de banda de la informacion}}$
- Si el AB es muy grande → la PSD de la resultante es muy pequeño (expandida en un gran ancho de banda)





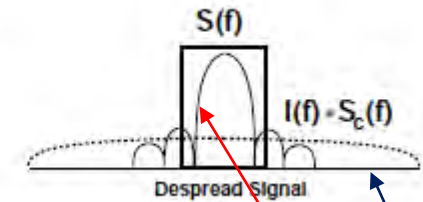
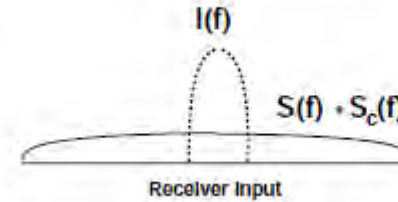
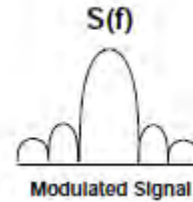
## DS-SS

Baseband Modulated Signal  $x(t)$ Passband Modulated Signal  $s(t)$ Spreading Signal  $s_c(t)$ Transmitted Signal  $s(t)s_c(t)$ Si se verifica  $\tau > T_c$ 

ISI es eliminado/minimizado

$$s(t)s_c(t) + n(t)$$

$$s(t)s_c^2(t) + n(t)s_c(t)$$



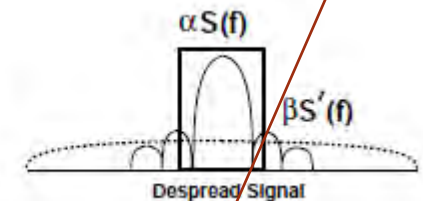
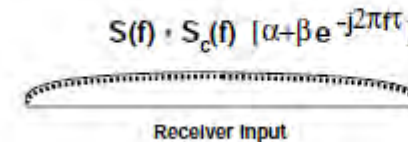
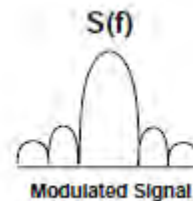
$$s(t)s_c^2(t) + n(t)s_c(t) = s(t) + n'(t)$$

$$s_c(t) = \pm 1, \Rightarrow s_c^2(t) = 1, \Rightarrow n'(t) = n(t)s_c(t)$$

Reduccion de ISI

La señal de de-spreading esta sincronizada con el primer path

$$h(t) = \alpha\delta(t) + \beta\delta(t - \tau)$$



Respuesta del canal

$$H(f) = \alpha + \beta e^{-j2\pi f\tau}$$

Señal recibida

$$H(f)[S(f) * S_c(f)]$$

$$\alpha s(t)s_c^2(t) + \beta s(t - \tau)s_c(t - \tau)s_c(t)$$

Es el producto de los códigos fuera de sincronismo  $\rightarrow$  la señal se mantiene expandida sobre toda la banda

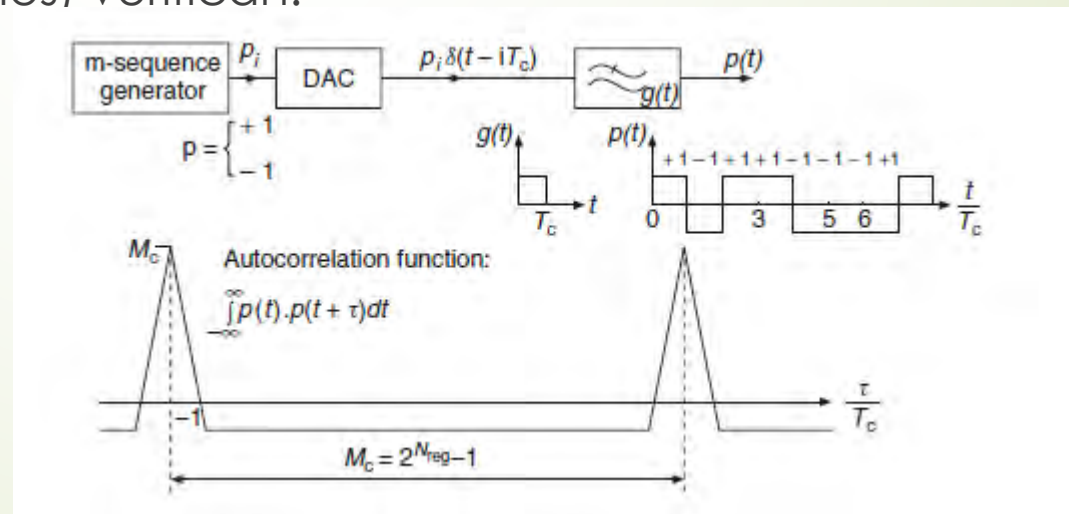
# DS-SS: Proceso de de-spreading

- Para revertir perfectamente el proceso de spreading por medio de un proceso de autocorrelacion, la función de autocorrelacion (ACF) deberá verifica:

$$ACF(i) = \begin{cases} M_C & \text{for } i = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

- En la practica, este requerimiento solo puede ser aproximado. Un grupo de códigos, PN codes (códigos pseudo-aleatorios) verifican:

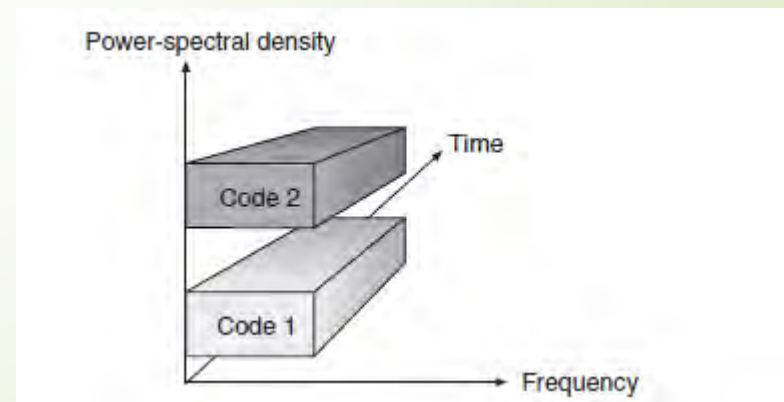
$$ACF(i) = \begin{cases} M_C & \text{for } i = 0 \\ -1 & \text{otherwise} \end{cases}$$



# Spreading: Acceso multiusuario

- **CDMA (code-division multiple access)** explota las características del proceso de spreading para obtener capacidad multiusuario.
- A cada usuario se le asigna un código de spreading y pueden transmitir en forma simultánea sobre un único ancho de banda.
- En el receptor, la señal deseada es recuperada correlacionando la señal recibida con el código del usuario de interés.
- El nivel de interferencia residual de los otros usuarios es determinada por la función de correlación cruzada (CCF)
- Idealmente debe verificarse:

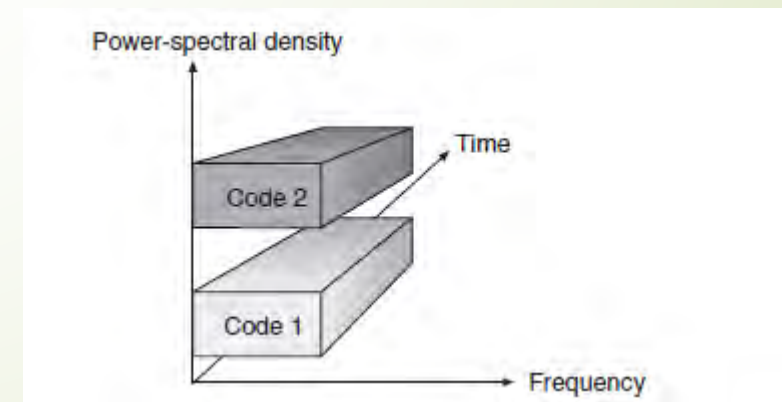
$$CCF_{j,k}(t) = 0 \quad \text{for } j \neq k$$



# Spreading: Acceso multiusuario

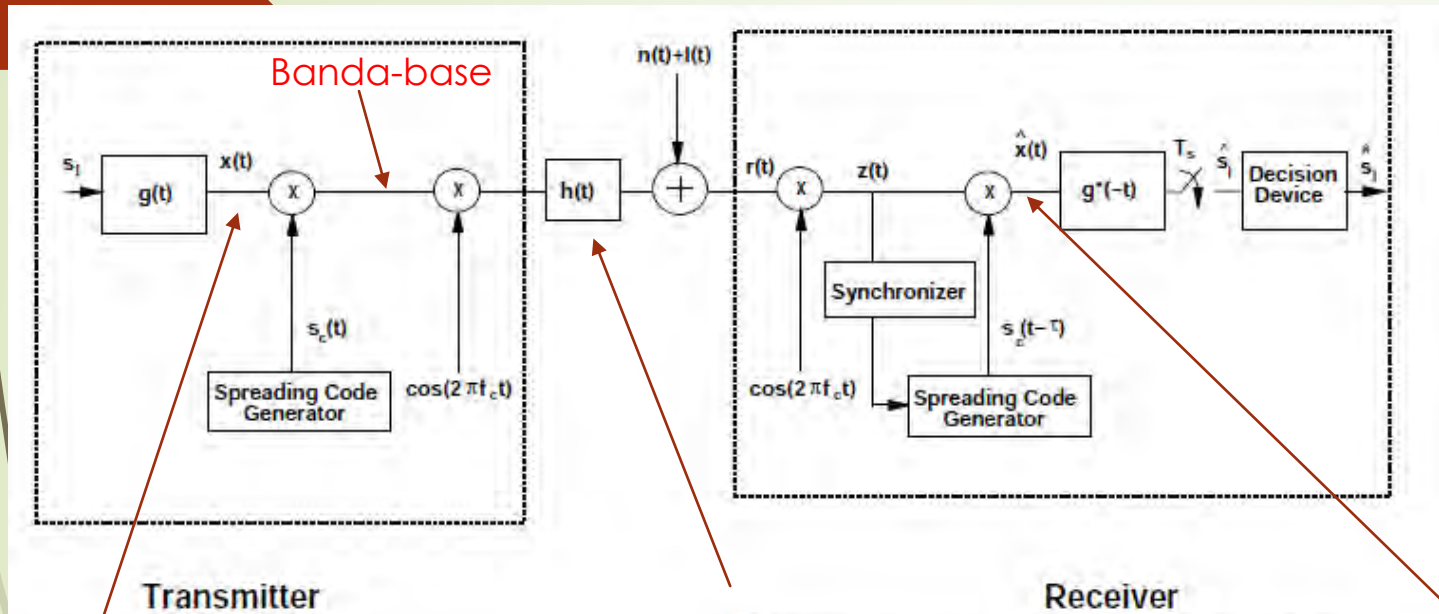
$$CCF_{j,k}(t) = 0 \quad \text{for } j \neq k$$

- Las secuencias de spreading deben ser ortogonales para verificar:
- Si las secuencias NO son ortogonales, el nivel de reducción de interferencias es finito.
- El rechazo a la interferencia esta dado por la relación **ACF/CCF**.
- La elección de los códigos de spreading definen el desempeño de CDMA
- CDMA requiere un adecuado control de potencia para que los niveles de interferencia residual no afecten el desempeño del sistema.
- La elección de los códigos de spreading es clave para alcanzar un adecuado desempeño del sistema





# DS-SS: modelado



La componente multicamino con un delay  $\tau$  es comprimida con el código de spreading  $S_c(t - \tau)$ .

Las otras componentes NO son comprimidas, y su energía es removida.

Luego de la compresión, la señal banda base  $\hat{x}(t)$  pasa por el filtro acoplado, y finalmente por el decisor.

$$h(t) = \alpha_0 \delta(t - \tau_0) + \alpha_1 \delta(t - \tau_1) + \dots$$

$$x(t) = \sum_l s_l g(t - lT_s)$$

Pulso de forma

$$g(t) = \sqrt{2/T_s}, 0 \leq t \leq T_s$$

Pulso rectangular

$$\hat{x}(t) = [x(t)s_c(t) \cos(2\pi f_c t) * h(t)]s_c(t - \tau) \cos(2\pi f_c t) + n(t)s_c(t - \tau) \cos(2\pi f_c t) + I(t)s_c(t - \tau) \cos(2\pi f_c t)$$

Si no existe multicamino y no hay interferencia, y  $\tau = 0$  (en sincronismo)

$$\tilde{h}(t) = \delta(t) \text{ and } \tilde{I}(t) = 0, \\ s_c^2(t) = 1$$

$$\hat{x}(t) = x(t)s_c^2(t) \cos^2(2\pi f_c t) + n(t)s_c(t) \cos(2\pi f_c t) = x(t) \cos^2(2\pi f_c t) + n(t)s_c(t) \cos(2\pi f_c t)$$



# DSS: modelado

$$g(t) = \sqrt{2/T_s}, 0 \leq t \leq T_s$$

La salida del filtro acoplado será:

$$\begin{aligned}\hat{s}_l &= \int_0^{T_s} \hat{x}(t) * g^*(-t) dt \\ &= \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} x(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt + \sqrt{\frac{2}{T_s}} n(t) s_c(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\ &= \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} s_l \cos^2(2\pi f_c t) dt + \sqrt{\frac{2}{T_s}} \int_0^{T_s} n(t) s_c(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\ &\approx s_l + n_l,\end{aligned}$$

Interferencia=0  
Canal AWGN  
Sincronismo ideal

Considerando interferencia

$$I'(t) \cos(2\pi f_c t)$$

$$\hat{x}(t) = x(t) \cos^2(2\pi f_c t) + n(t) s_c(t) \cos(2\pi f_c t) + I'(t) s_c(t) \cos^2(2\pi f_c t),$$

$$\begin{aligned}\hat{s}_l &= \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} s_l s_c^2(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} n(t) s_c(t) \cos(2\pi f_c t) dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} I'(t) s_c(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt \\ &\approx s_l + n_l + I_l,\end{aligned}\tag{13.11}$$

# DSS: modelado

Considerando canal multi-camino

$$\hat{x}(t) = \alpha_0 x(t) \cos(2\pi f_c t) + \alpha_1 x(t - \tau_1) s_c(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c(t - \tau_1)) s_c(t) \cos(2\pi f_c t) + n(t) s_c(t) \cos(2\pi f_c t).$$

$$\tau_1 = kT_s$$

$$\hat{s}_l = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \alpha_0 s_l \cos^2(2\pi f_c t) dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \alpha_1 s_{l-k} s_c(t) s_c(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c(t - \tau_1)) dt \quad (13.13)$$

$$+ \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} n(t) s_c(t) \cos(2\pi f_c t) dt$$

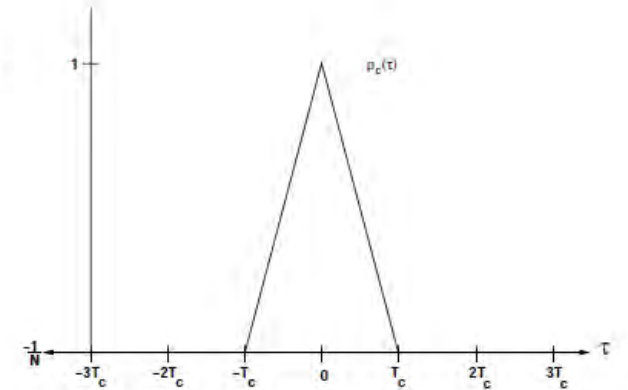
$$\approx \alpha_0 s_l + \alpha_1 s_{l-k} \cos(2\pi f_c \tau_1) \rho_c(\tau_1) + n_l, \quad (13.14)$$

$$\begin{aligned} & \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} s_c(t) s_c(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c(t - \tau_1)) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_c(t) s_c(t - \tau_1) (\cos(2\pi f_c \tau_1) + \cos(4\pi f_c t - 2\pi f_c \tau_1)) dt \\ &\approx \cos(2\pi f_c \tau_1) \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_c(t) s_c(t - \tau_1) dt \\ &= \cos(2\pi f_c \tau_1) \rho_c(\tau_1), \end{aligned}$$

$$\rho_c(\tau_1) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_c(t) s_c(t - \tau_1) dt$$

$$f_c \gg 1/T_s$$

$$f_c \gg T_c^{-1},$$



$$\rho_c(\tau) \leq \delta(\tau)$$

$$ISI=0$$

Es la función auto-correlación del código de spreading con un máximo en  $\tau=0$

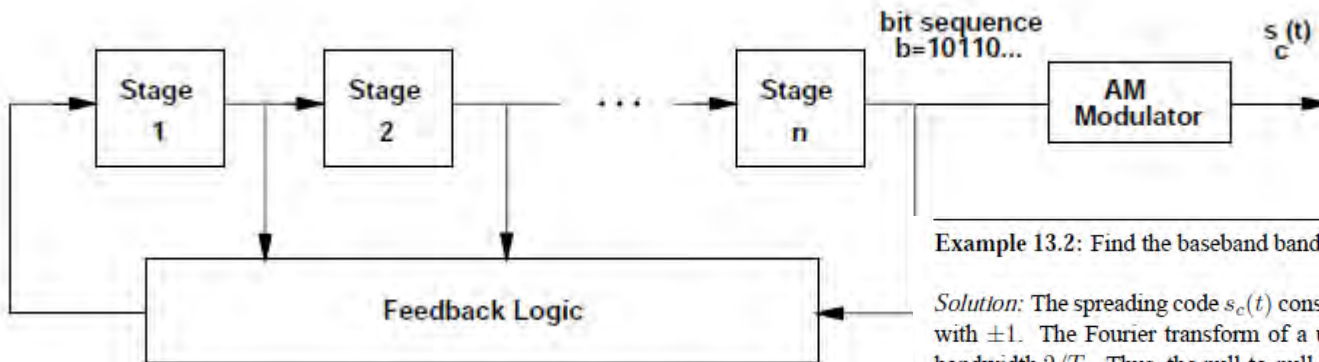
# Códigos de spreading

- Los códigos son diseñados para minimizar la ISI
  - Códigos random
  - Códigos pseudo-random
  - Códigos secuencias-m

Los códigos son generados en forma determinística. Generalmente se utiliza un registro de desplazamiento con realimentación para generar la secuencia  $b$  de 1 y 0s.

La secuencia binaria es denominada: secuencia de chip y es utilizada para modular un tren de pulsos cuadrados de duración  $T_c$  con amplitud 1 para el bit 1, y amplitud -1 para el bit 0.

En dominio frecuencia, el código de spreading resultante  $s_c(t)$  es una función del tipo *Sinc*.



**Example 13.2:** Find the baseband bandwidth of a spreading code  $s_c(t)$  with chip time  $T_c = 1 \mu\text{sec}$ .

**Solution:** The spreading code  $s_c(t)$  consists of a sequence of unit amplitude square pulses of duration  $T_c$  modulated with  $\pm 1$ . The Fourier transform of a unit amplitude square pulse is  $S(f) = T_c \text{sinc}(fT_c)$ , with a mainlobe of bandwidth  $2/T_c$ . Thus, the null-to-null baseband bandwidth, defined as the minimum frequency where  $S(f) = 0$ , is  $1/T_c$ .

# Códigos de spreading

La secuencia de bits es una secuencia aleatoria que debe cumplir ciertos requisitos para obtener un adecuado código de spreading.

Una secuencia aleatoria consiste de valores de bit i.i.d con probabilidad de  $\frac{1}{2}$ .

Cualquier secuencia aleatoria de longitud  $N$  ( de gran tamaño) cumple con las propiedades requeridas para un código de spreading.

Los códigos de spreading deben verificar:

- Auto correlación:  $ACF(0)$  idealmente debe ser igual al numero de chips por símbolo, y 0 para cualquier otro valor. Las secuencias-m verifican:  $ACF(0)=M_c$  y  $ACF(n)=-1$ , para  $n \neq 0$ .
- Correlación cruzada CCF: Idealmente todos los códigos deben ser ortogonales entre si.
- Número de códigos: para permitir el uso simultaneo del ancho de banda disponible por múltiples usuarios, un gran número de códigos debe estar disponible. Este número esta limitado a  $M_c$ . Si mas códigos son requeridos, las propiedades de correlación cruzada se degradan.

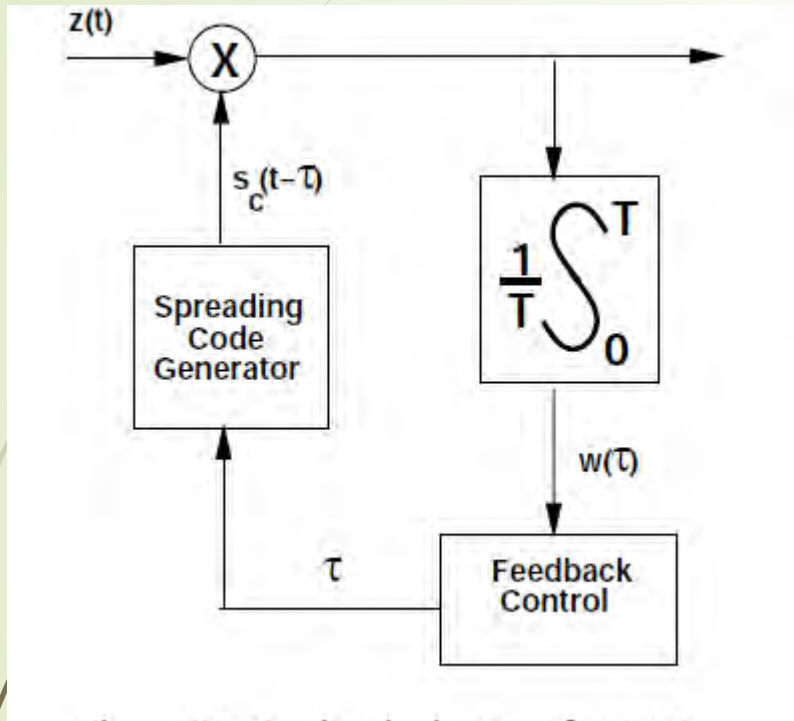
Sequence	Number of codes	Maximum CCF/dB	Comment
m-Sequence	$2^{N_{reg}} - 1$		Good ACF
Gold	$2^{N_{reg}} + 1$	$\approx -3N_{reg}/2 + 1.5$	
S-Kasami	$2^{N_{reg}/2}$	$\approx -3N_{reg}/2$	Best CCF of all Kasami sequences
L-Kasami	$2^{N_{reg}/2} (2^{N_{reg}} + 1)$	$\approx -3N_{reg}/2 + 3$	
VL-Kasami	$2^{N_{reg}/2} (2^{N_{reg}} + 1)^2$	$\approx -3N_{reg}/2 + 6$	Almost unlimited number

$N_{reg}$  is the size of the shift register used to create the sequences.

Códigos de  
spreading



# Sincronismo



El sincronizador debe alinear el temporizado del código de spreading del RX con el código de spreading asociado con uno de los componentes multicamino que llegan al receptor. El objetivo es ajustar  $\tau$  del generado de spreading hasta que  $w(\tau)$  alcanza su valor pico  $\rightarrow$  sistema sincronizado



# CODIGOS DE SPREADING

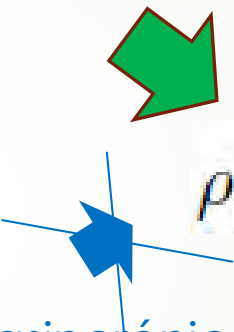
- CODIGOS ORTOGONALES: Verifican  
WALSH-HADAMARD (requiere sincronismo)

- CODIGOS NO-ORTOGONALES: No verifican

No existen códigos ortogonales para sistemas asincrónicos!!

Codigos gold

Codigos Kasami


$$\rho_{ij}(\tau = 0) = 0, i \neq j$$

# Receptor RAKE

$$h_{\text{eff}}(t_i, \tau) = \tilde{p}(\tau) * h(t_i, \tau)$$

Canal efectivo

$$\tilde{p}(\tau) = p_{\text{TX}}(\tau) * p_{\text{RX}}(\tau) = \text{ACF}(\tau)$$

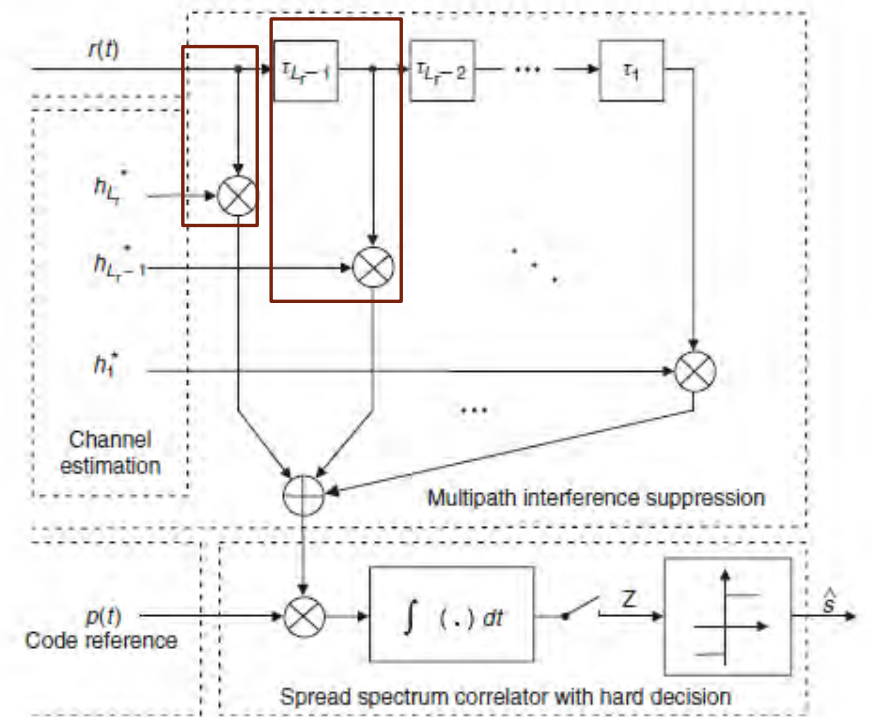
Código Tx

Código Rx

La salida del de-spreader tendrá múltiples picos. Cada pico estará asociada a cada componente multi-camino (espaciadas en tiempo  $> T_c$ ) que el receptor pueda resolver. Cada uno de estos picos contiene información de la señal original  $\rightarrow$  combinados adecuadamente  $\rightarrow$  mejoran la señal recuperada.

El receptor RAKE “colecta” la energía de los diferentes caminos, los pesa en forma adecuada y los combina.

**RAKE brinda DIVERSIDAD!!**



# Receptor RAKE-Ejemplo

**Example 18.1** Performance of a Rake receiver: Compute the Bit Error Rate (BER) of BPSK in (i) a narrowband system and (ii) with a CDMA system that can resolve all multipaths, using a six-finger Rake receiver at a 15-dB SNR, in an International Telecommunications Union (ITU) Pedestrian-A channel.

The tapped delay line model from an ITU Pedestrian-A channel is

$$|h(n)|_{\text{dB}} = [0 \quad -9.7 \quad -19.2 \quad -22.8] \quad (18.10)$$

$$|h(n)| = [1 \quad 0.3273 \quad 0.1096 \quad 0.0724] \quad (18.11)$$

The average channel gain of the flat-fading channel is

$$\Sigma |h(n)|^2 = 1 + 0.33^2 + 0.11^2 + 0.07^2 = 1.1 \quad (18.12)$$

and the transmit SNR has to be

$$\bar{\gamma}_{\text{TX}} = \frac{10^{1.5}}{1.1} = 28.75 \quad (18.13)$$

so that a receive SNR of 15 dB is achieved.

As can be found from Chapter 12, the BER for the flat-fading channel is

$$\overline{\text{BER}} = E[P_{\text{BER}}(\gamma_{\text{flat}})] = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\pi} M_{\gamma_{\text{flat}}} \left( -\frac{1}{\sin^2 \theta} \right) d\theta$$

BPSK  
Canal  
plano

and

$$\overline{\text{BER}} = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\pi} \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \bar{\gamma}_{\text{TX}} \Sigma |h(n)|^2} d\theta = 7.724 \times 10^{-3} \quad (18.15)$$

When combining the signals as done in the Rake receiver we have

$$\gamma_{\text{Rake}} = \gamma_1 + \dots + \gamma_6 \quad (18.16)$$

Since only four MPCs carry energy, only four Rake fingers are effectively used. If the  $\gamma_1, \dots, \gamma_4$  are independent, the joint pdf of  $f_{\gamma_1 \dots \gamma_4}(\gamma_1, \dots, \gamma_4) = f_{\gamma_1}(\gamma_1) \dots f_{\gamma_4}(\gamma_4)$  (see also Eq. 13.39):

$$\begin{aligned} \overline{\text{BER}} &= \int d\gamma_1 p d f_{\gamma_1}(\gamma_1) \int d\gamma_2 p d f_{\gamma_2}(\gamma_2) \dots \int d\gamma_4 p d f_{\gamma_4}(\gamma_4) \int_0^{\pi/2} d\theta f_1(\theta) \prod_{k=1}^{N_r} \exp(-\gamma_k f_2(\theta)) \\ &= \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\pi} \prod_{k=1}^4 \int_{\gamma_k} f_{\gamma_k}(\gamma_k) e\left(-\frac{\gamma_k}{\sin^2 \theta}\right) d\gamma_k d\theta \\ &= \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\pi} \prod_{k=1}^4 M_{\gamma_k} \left( -\frac{1}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \end{aligned} \quad (18.17)$$

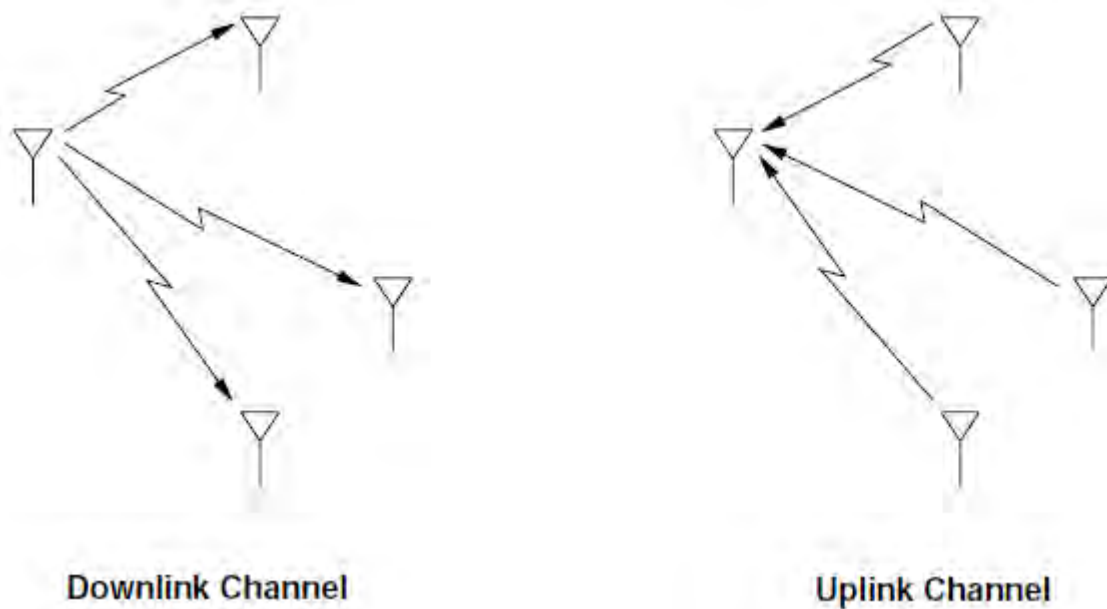
Thus,

$$\overline{\text{SER}} = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\pi} \prod_{k=1}^4 \left[ \frac{\sin^2(\theta)}{\sin^2(\theta) + \bar{\gamma}_k} \right] d\theta \quad (18.18)$$

For the same transmit SNR  $\bar{\gamma}_{\text{TX}} = 28.75$ , we then get:

$$\begin{aligned} \overline{\text{BER}} &= \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\pi} \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \bar{\gamma}_{\text{TX}}} \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 0.33^2 \bar{\gamma}_{\text{TX}}} \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 0.11^2 \bar{\gamma}_{\text{TX}}} \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + 0.07^2 \bar{\gamma}_{\text{TX}}} d\theta \\ &= 9.9 \times 10^{-4} \end{aligned} \quad (18.19)$$

# Sistemas multiusuario



- A cada usuario se le asigna una secuencia de spreading
- Las señales se superponen en tiempo y frecuencia

Todas las señales transmitidas son **sincrónicas**



Todas las señales transmitidas son **asincrónicas**



# Sistemas multiusuario

Correlación cruzada de los códigos de spreading

$$\rho_{ij}(\tau) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_{c_i}(t) s_{c_j}(t - \tau) dt = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_{c_i}(nT_c) s_{c_j}(nT_c - \tau).$$

Usuarios sin sincronismo

Para eliminar  
interferencia

$$\rho_{ij}(\tau) = 0 \quad \forall \tau, i \neq j$$

$$\rho_{ij}(0) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_{c_i}(t) s_{c_j}(t) dt = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_{c_i}(nT_c) s_{c_j}(nT_c).$$

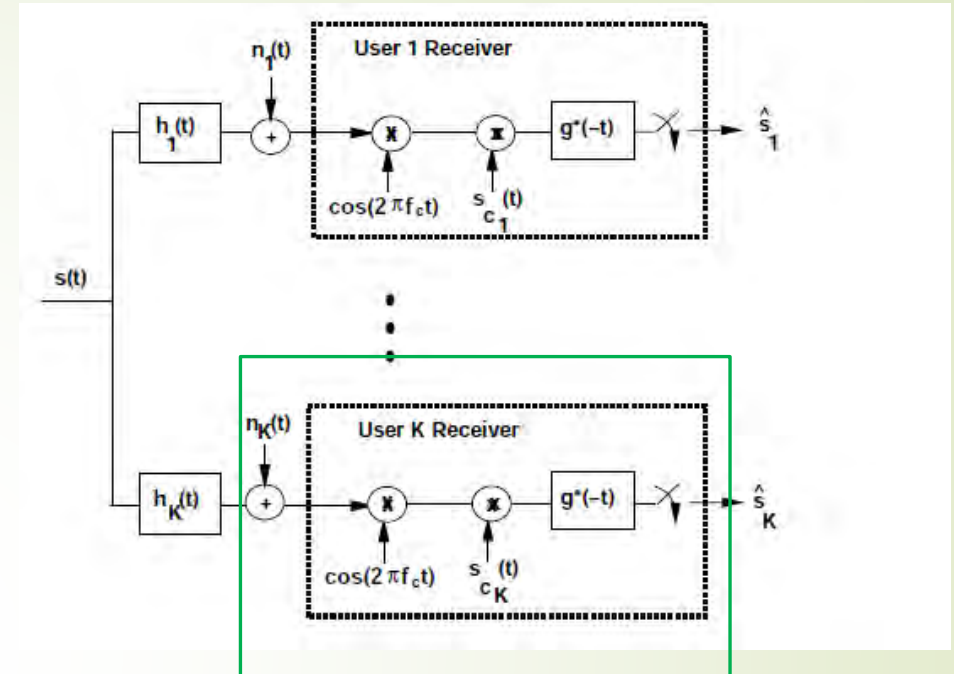
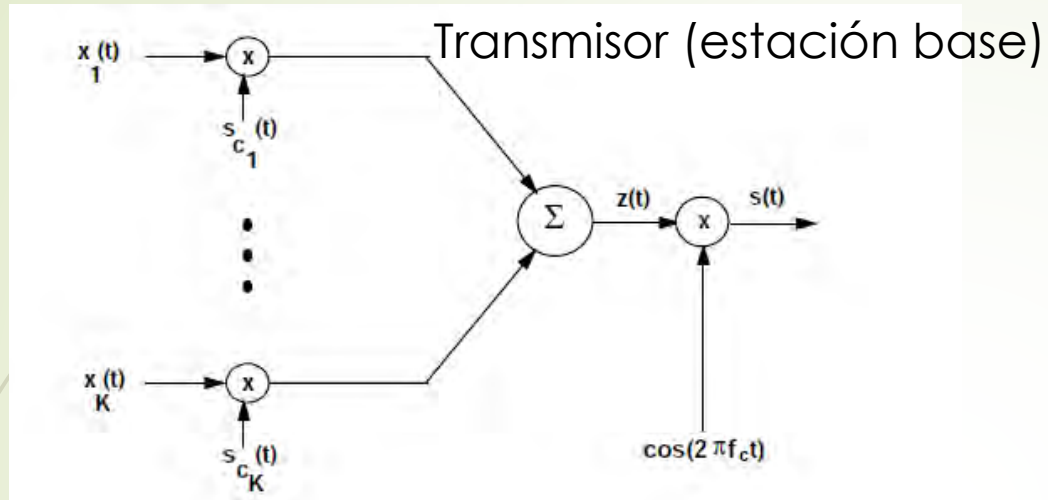
Usuarios en sincronismo

$$\rho_{ij}(0) = 0, i \neq j$$

- Gold Codes
- Kasami Codes
- Walsh-Hadamard codes



# Canal downlink

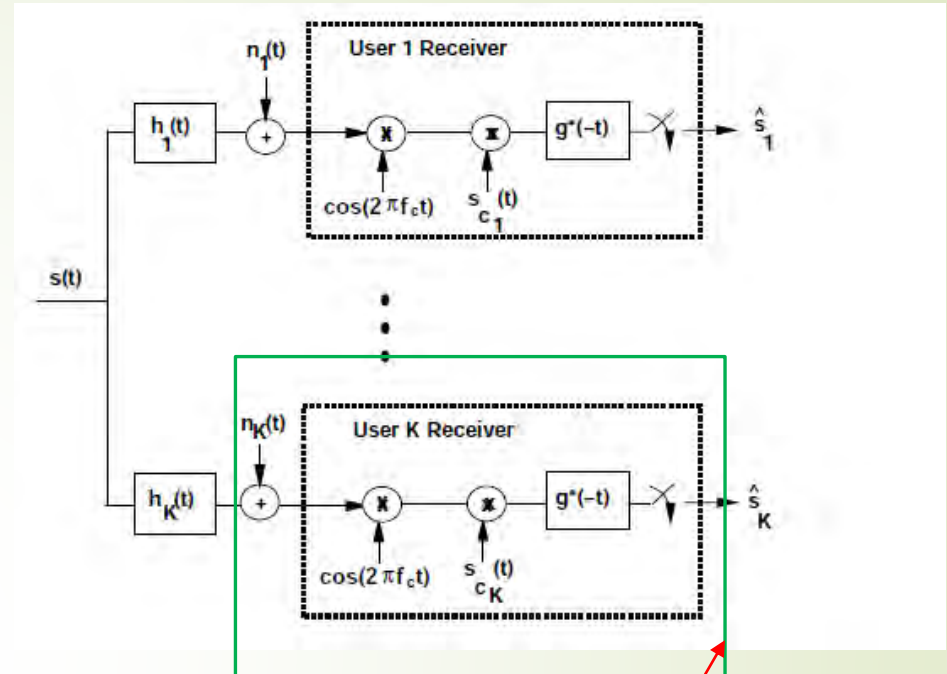
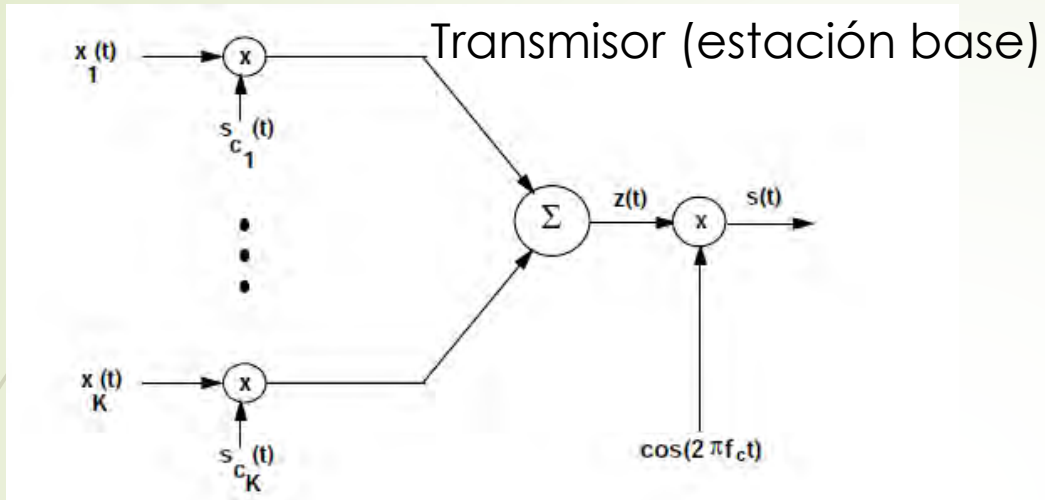


La señal banda base es la combinación de la señal de cada usuario

$$z(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t) s_{c_k}(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{2}{T_s}} s_{kl} s_{c_k}(t).$$

La señal banda base es multiplicada por la portadora para obtener la señal pasabanda. Esta señal pasa por el canal  $h_k$  y se le adiciona ruido AWGN

# Canal downlink



La salida del demodulador del usuario k será

De-spreading

$$\begin{aligned}
 \hat{s}_k &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \int_0^{T_s} [s(t) * h_k(t) + n(t)] s_{c_k}(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\
 &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \int_0^{T_s} [z(t) * h_k^{LP}(t)] s_{c_k}(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt + \underbrace{\sqrt{\frac{2}{T_s}} \int_0^{T_s} n(t) s_{c_k}(t) \cos(2\pi f_c t) dt}_{\text{ruido}} \\
 &= \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \left[ \sum_{j=1}^K s_{j l} s_{c_j}(t) * h_k^{LP}(t) \right] s_{c_k}(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt + \sqrt{\frac{2}{T_s}} \int_0^{T_s} n(t) s_{c_k}(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\
 &= \underbrace{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} [s_{k l} s_{c_k}(t) * h_k^{LP}(t)] s_{c_k}(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt}_{\text{Señal deseada}} + \\
 &\quad \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \left[ \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K s_{j l} s_{c_j}(t) * h_k^{LP}(t) \right] s_{c_k}(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt + \sqrt{\frac{2}{T_s}} \int_0^{T_s} n(t) s_{c_k}(t) \cos(2\pi f_c t) dt,
 \end{aligned}$$

# Canal downlink

$$\hat{s}_k = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \alpha_k s_{kl} s_{c_k}^2(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \alpha_k s_{jl} s_{c_j}(t) s_{c_k}(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt + n_k$$
$$\approx \boxed{\alpha_k s_{kl}} + \underbrace{\alpha_k \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K s_{jl} \rho_{jk}(0)}_{\text{Interferencia multiusuario}} + n_k,$$

Señal de interés

Interferencia multiusuario

Correlación cruzada con offset de tiempo =0 (sincrónicos)

$$I_{kl} = \alpha_k \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K s_{jl} \rho_{jk}(0)$$

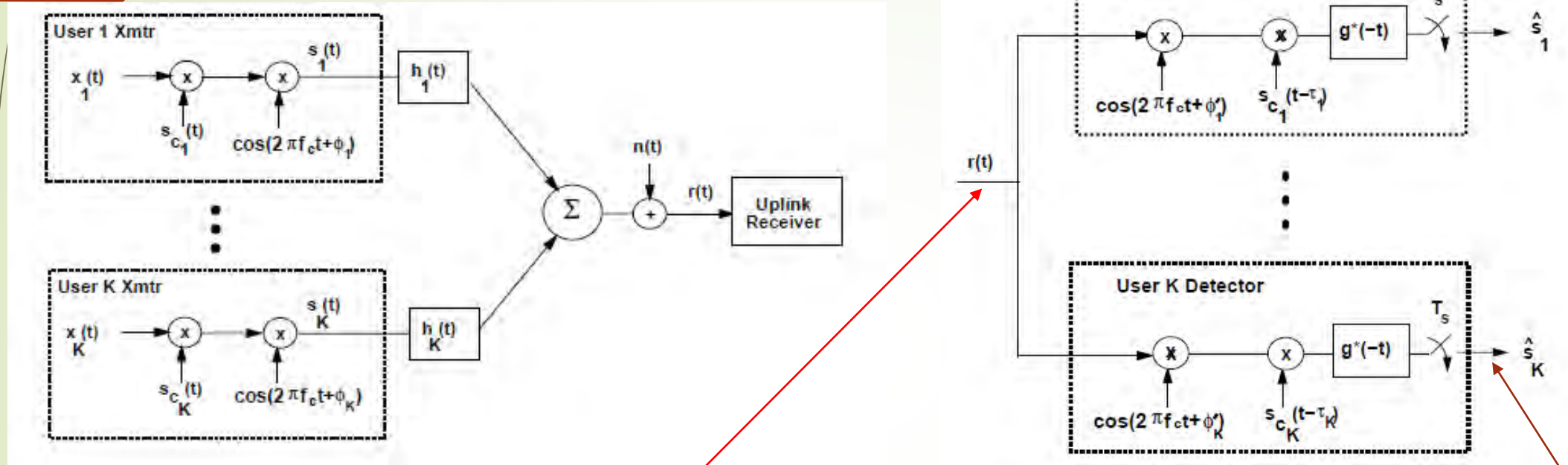
El nivel de MUI dependerá del código utilizado !!

La relación señal a interferencia puede expresarse como:

$$\text{SIR} = \frac{N}{K-1} \approx \frac{G}{K-1},$$

Chequear!

# Canal uplink



$$r(t) = \left[ \sum_{k=1}^K (x_k(t) s_{c_k}(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_k)) * h_k(t) \right] + n(t).$$

El canal del usuario k introduce un delay  $\tau_k$



# Canal uplink

La señal recibida es llevada a banda base, sincronizada y multiplicada por el código de spreading del usuario correspondiente

$$\begin{aligned}
 \hat{s}_k &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \int_0^{T_s} \left[ \sum_{j=1}^K x_j(t) * h_j^{LP}(t) \right] s_{c_k}(t - \tau_k) \cos(2\pi f_c t + \phi'_k) \cos(2\pi f_c t + \phi'_j) dt + n_k \\
 &= \underbrace{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} [s_{kl} s_{c_k}(t) * h_k^{LP}(t)] s_{c_k}(t - \tau_k) \cos^2(2\pi f_c t + \phi'_k) dt}_{\text{SOI}} + \underbrace{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K s_{ljk} s_{c_j}(t) * h_j^{LP}(t) s_{c_k}(t - \tau_k) \cos(2\pi f_c t + \phi'_k) \cos(2\pi f_c t + \phi'_j) dt}_{\text{interferencia}} + n_k
 \end{aligned}$$

$h_j^{LP}(t)$  is the baseband equivalent lowpass filter for  $h_j(t)$ ,  $j = 1, \dots, K$

$$\hat{s}_k = \alpha_k s_{kl} + I_{kl} + n_l,$$



# Canal uplink

La señal interferencia será:

$$\begin{aligned} I_{kl} &= \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \left[ \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K s_{ljk} s_{c_j}(t) * \alpha_j \delta(t - \tau_j) \right] s_{c_k}(t - \tau_k) \cos(2\pi f_c t + \phi'_k) \cos(2\pi f_c t + \phi'_j) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left[ \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \alpha_j s_{ljk} s_{c_j}(t - \tau_j) \right] s_{c_k}(t - \tau_k) [\cos(\Delta\phi_{kj}) + \cos(4\pi f_c t + \phi'_k + \phi'_j)] dt \\ &\approx \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \alpha_j \cos(\Delta\phi_{kj}) s_{ljk} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_{c_j}(t - \tau_j) s_{c_k}(t - \tau_k) dt \\ &= \alpha_j \cos(\Delta\phi_{kj}) s_{ljk} \rho_{jk}(\tau_j - \tau_k), \end{aligned}$$

Para obtener una reducción de la interferencia, la correlación cruzada entre los códigos debe ser pequeña

Correlación cruzada de usuarios NO sincronizados

Los códigos ortogonales como Walsh-Hadamard requieren sincronismo → NO APTOS PARA UPLINK

!!

# Canales DSS

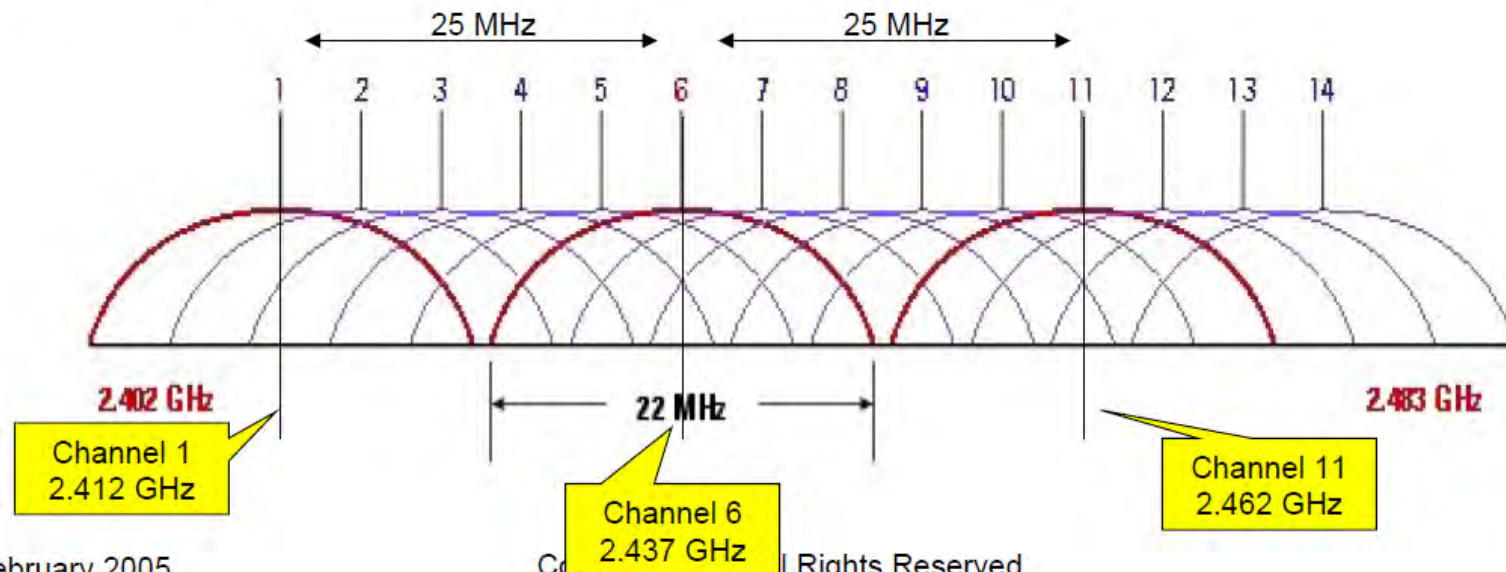
- Fourteen channels are identified, however, the FCC specifies only **11 channels** for non-licensed (ISM band) use in the US.
- Each channels is a contiguous band of frequencies 22 Mhz wide with each channel separated by 5 MHz.
  - ✓ Channel 1 = 2.401 – 2.423 (2.412 plus/minus 11 Mhz).
  - ✓ Channel 2 = 2.406 – 2.429 (2.417 plus/minus 11 Mhz).
- Only Channels 1, 6 and 11 do not overlap

Channel ID	Channel Frequencies (GHz)	US and Canada	Europe (ETSI)	Spain	Japan	France
1	2.412	Yes	Yes		Yes	
2	2.417	Yes	Yes		Yes	
3	2.422	Yes	Yes		Yes	
4	2.427	Yes	Yes		Yes	
5	2.432	Yes	Yes		Yes	
6	2.437	Yes	Yes		Yes	
7	2.442	Yes	Yes		Yes	
8	2.447	Yes	Yes		Yes	
9	2.452	Yes	Yes		Yes	
10	2.457	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
11	2.462	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
12	2.467		Yes		Yes	Yes
13	2.472		Yes		Yes	Yes
14	2.484					

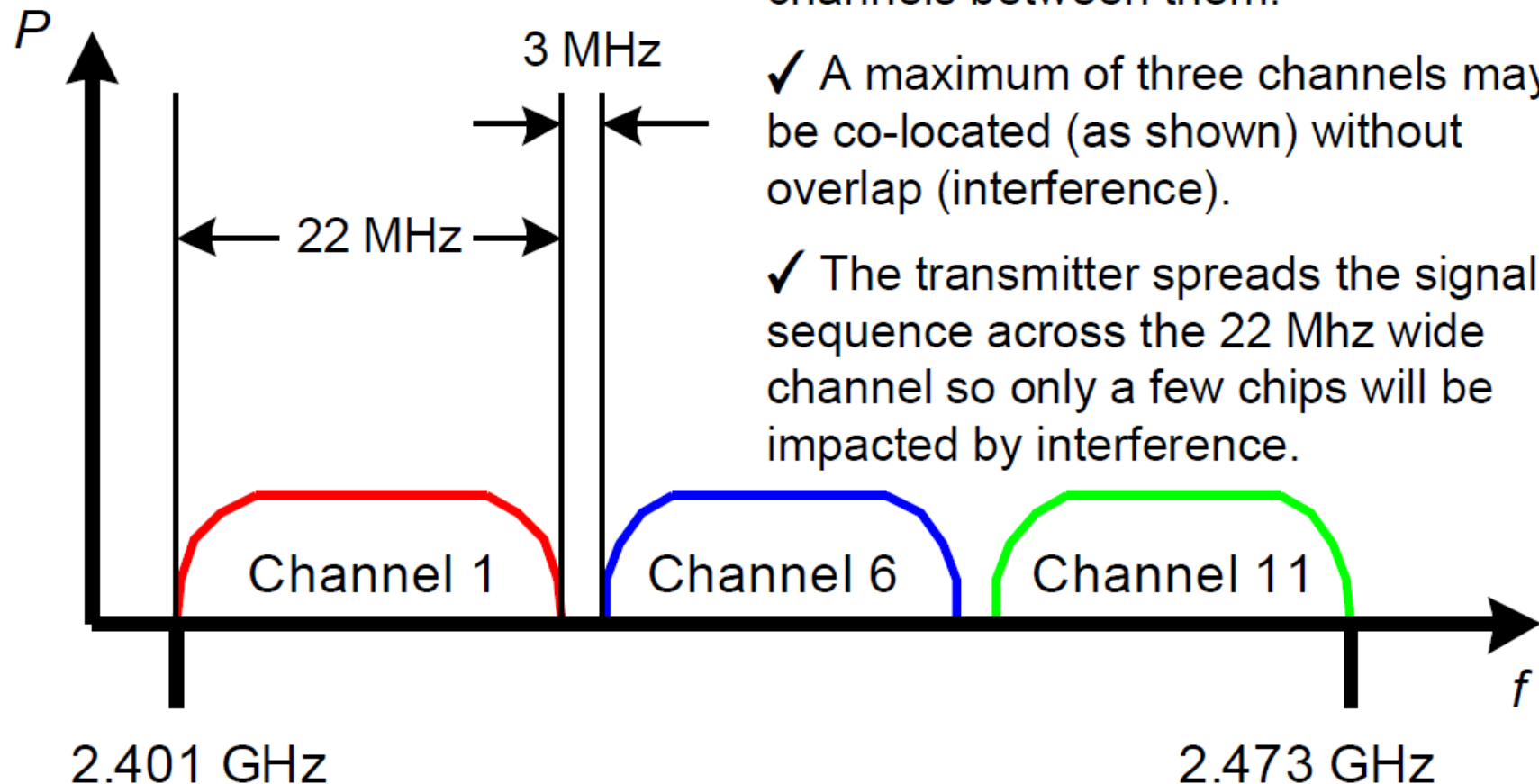


# Canales DSS- asignación

- The Center DSSS frequencies of each channel are only **5 Mhz apart** but each channel is **22 Mhz wide** therefore adjacent channels will overlap.
- DSSS systems with overlapping channels in the same physical space would cause interference between systems.
- ✓ Co-located DSSS systems should have frequencies which are at least **5 channels apart**, e.g., Channels 1 and 6, Channels 2 and 7, etc.
- ✓ Channels 1, 6 and 11 are the only theoretically non-overlapping channels.



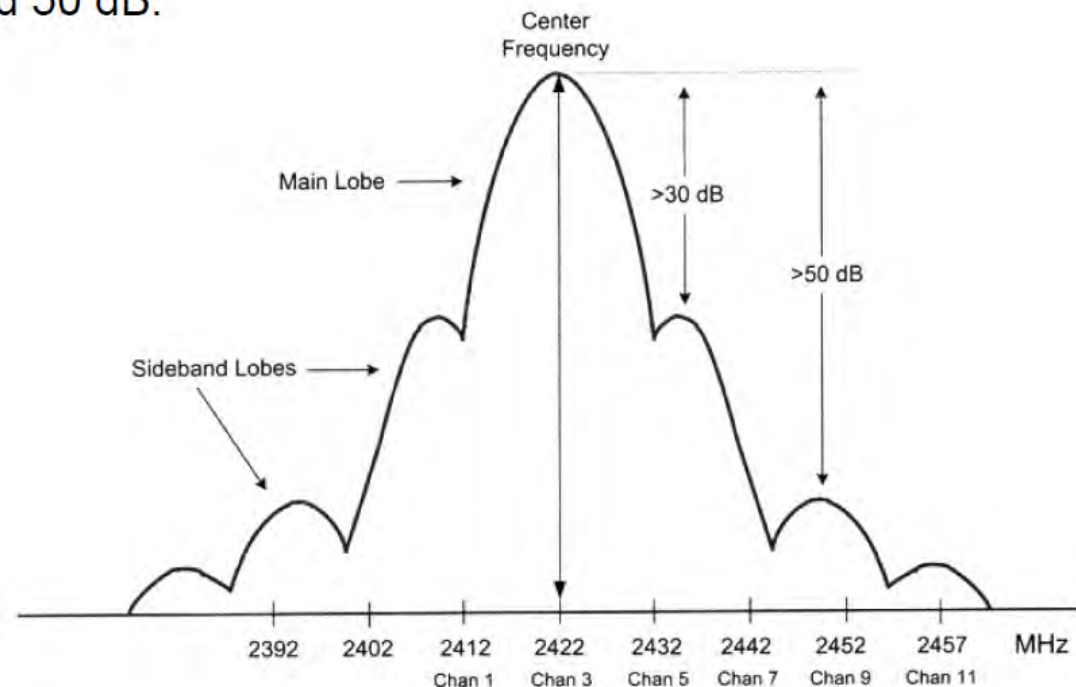
# Canales DSS no-solapados





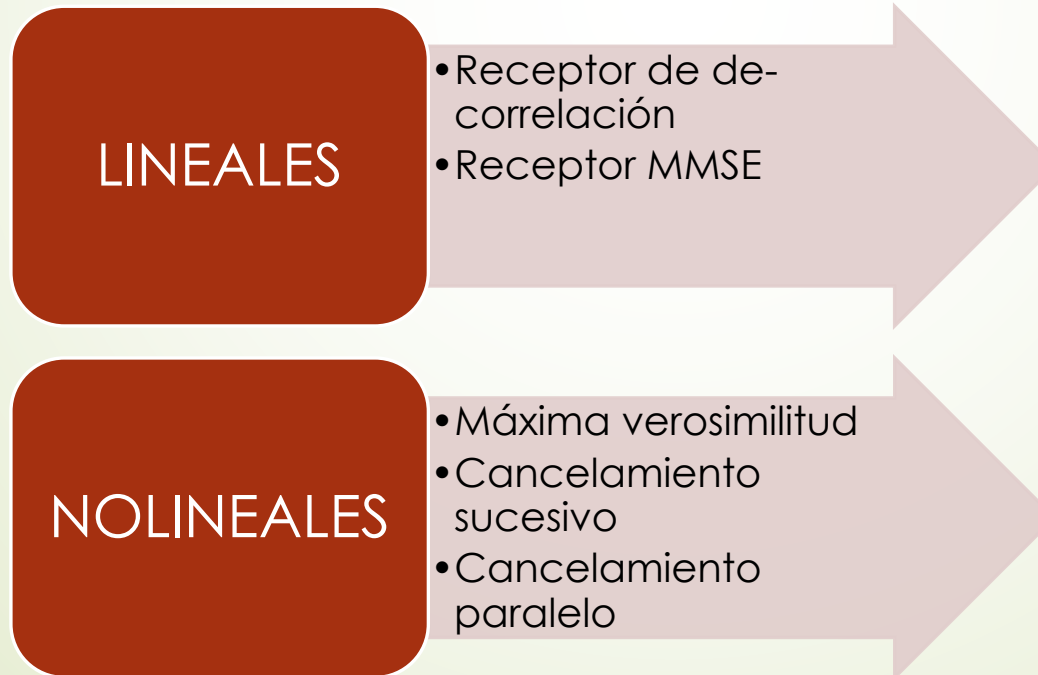
# Canales DSS- mascara espectral

- A spectrum Mask represents the maximum power output for the channel at various frequencies.
- From the center channel frequency,  $\pm 11$  MHz and  $\pm 22$  MHz the signal must be attenuated 30 dB.
- From the center channel frequency, outside  $\pm 22$  MHz, the signal is attenuated 50 dB.



# Detección multiusuario

- Las señales interferente en sistemas CDMA no deben ser tratadas como ruido.
- Si los códigos de spreading son conocidos, las señales interferentes pueden ser obtenidas y mitigar el efecto de la interferencia multiusuario (MUI).
- Existen diversas técnicas para recuperar las señales en sistemas multiusuario

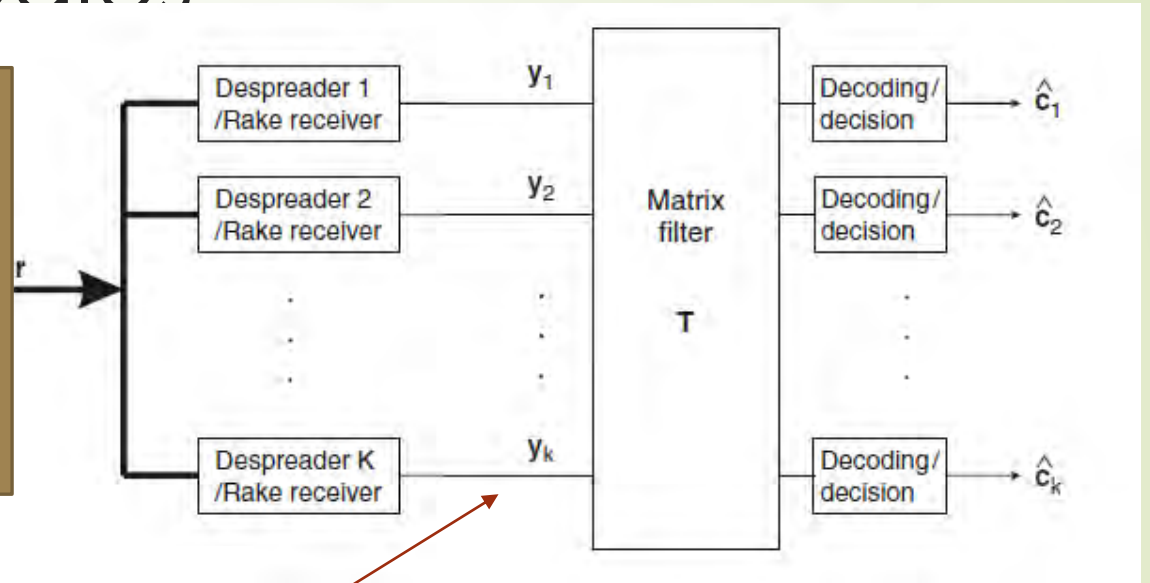


# Detectores Lineales

El receptor aplica el código de de-spreading de cada usuario a la señal recibida.

Las salidas  $Y_1, Y_2, \dots, Y_K$  son combinadas linealmente (matriz T).

Este proceso de combinación es equivalente a un filtrado realizado para eliminar la interferencia (similar a ecualización lineal para eliminar ISI)



RECEPTOR DE DECORRELACION:

Es equivalente al ecualizador zero-forcing.

La señal es recuperada filtrando la señal recibida:

$$\hat{\mathbf{c}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y} = \mathbf{c} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{R} \mathbf{c} + \mathbf{n}$$

R: matriz de correlación que incluye antenas y/o diversidad por retardos

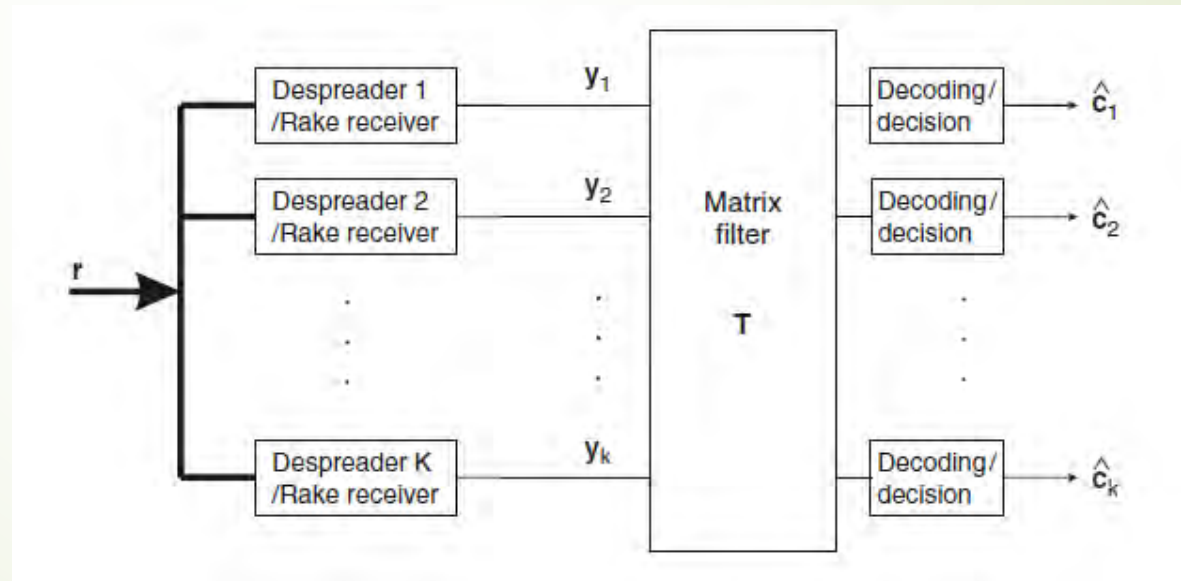
- Simple de implementar
- La matriz R debe ser conocida
- Efectos de incremento de ruido (similar a ZF)

# Detectores Lineales

## Receptor MMSE

En forma similar al ecualizador MMSE, el detector multiusuario MMSE hace un balance entre la eliminación de la MUI y el incremento del ruido

$$\mathbf{T} = [\mathbf{R} + \sigma_n^2 \mathbf{I}]^{-1}$$





# Detectores No-Lineales

## ► Detector de Máxima verosimilitud

- El Maximum-likelihood sequence estimation (MLSE) es el detector óptimo (Verdú, 1984)
- Para usuarios CDMA sincronizados, se debe realizar una búsqueda sobre  $2^K$  combinaciones de símbolos transmitidos

$$\hat{x} = \arg \left\{ \max_{x \in \{-1, +1\}^K} [2y^T Wx - b^T W R W b] \right\}$$

**MUY COMPLEJO PARA IMPLEMENTACIONES PRÁCTICAS!!**

Se usa como referencia para testear el desempeño de otras técnicas.

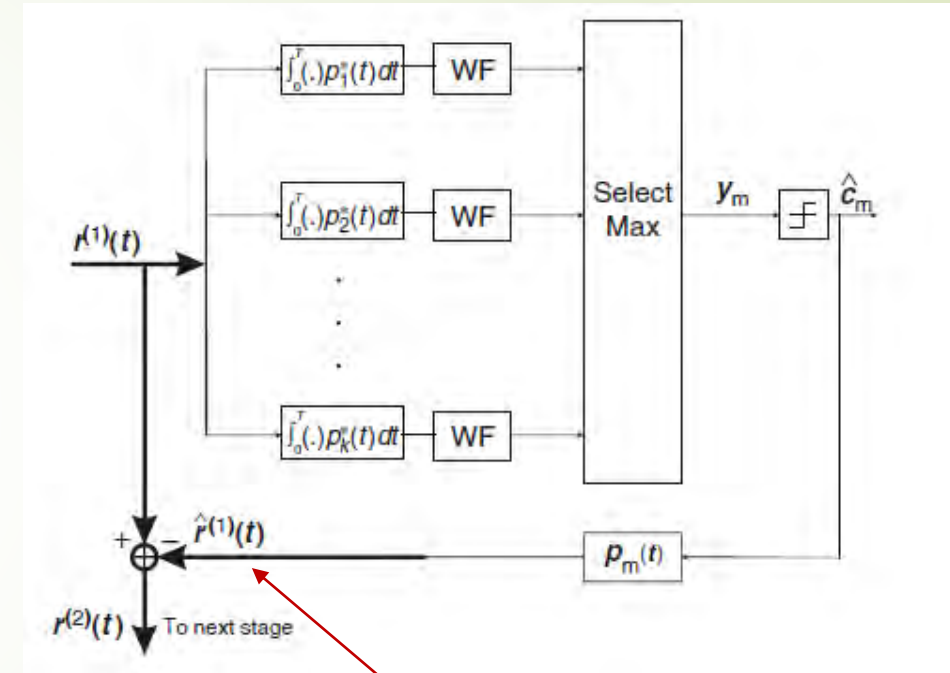
$$\underline{y} = R W \underline{x} + \underline{z}$$

- Los components de  $R$  son las correlaciones cruzadas entre los diferentes codigos  $s_k(t)$
- $W$  es una matriz diagonal donde cada componente  $W_{k,k}$  expresa la ganancia del canal  $c_k$  para el usuario  $k^{\text{th}}$ .

# Detectores NO-Lineales

## Cancelador Serie

- Detecta los usuarios con niveles de potencia decrecientes.
- Detecta el usuario con mayor potencia, y lo resta de la señal incidente.
- Luego detecta el 2do usuario con mayor potencia de la señal resultante, y lo resta....
- El proceso se repite hasta que el ultimo usuario es recuperado



Detecta el usuario mas potente → aplica el spreading correspondiente → lo resta a la señal incidente

# Detectores NO-Lineales

## ➤ Cancelador paralelo

En lugar de sustraer la interferencia en forma serie, se realiza el cancelamiento de todos los usuarios en forma simultanea.

- PASO 1

Se realiza una decisión para todos los usuarios basado en la señal recibida original

- PASO 2

Todas las señales son re-spread y las contribuciones de todos los interferentes son restadas a la original.

En el caso del usuario 1, los interferentes son usuarios 2...k

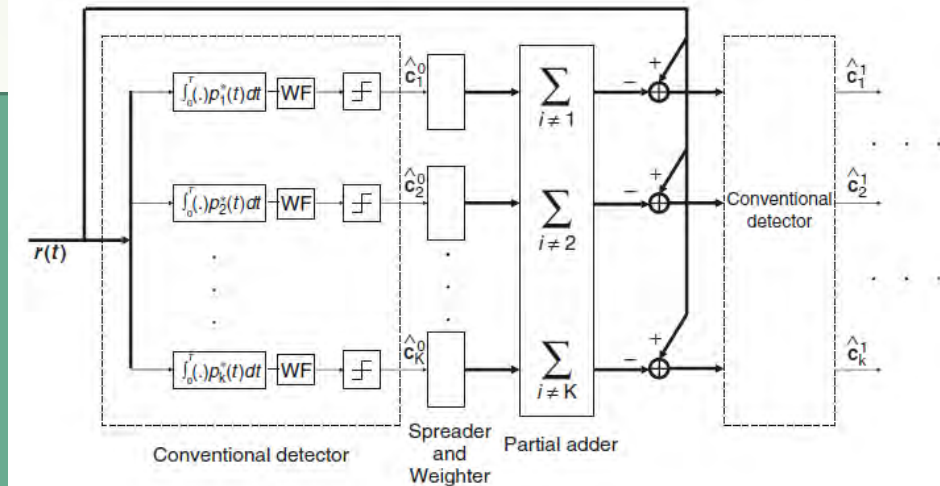
Para el usuario 2, los interferentes son 1,3,4,...,

Para el usuario ....

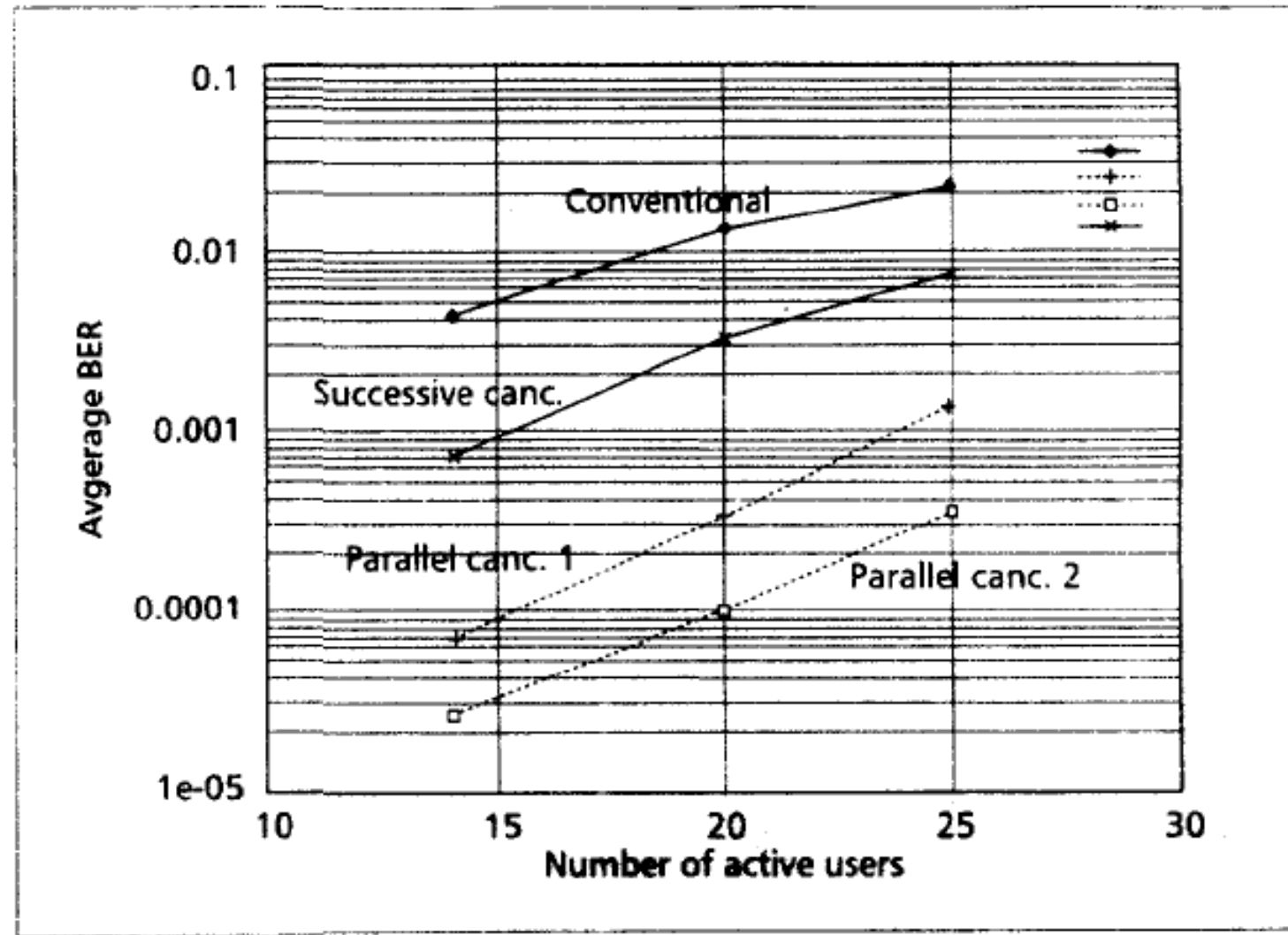
- PASO 3

Se realiza una nueva “decisión” a partir de la nueva señal “limpiada” (cleaned up).

Se repite Paso 2 hasta que no aparezcan mas cambios en las decisiones.



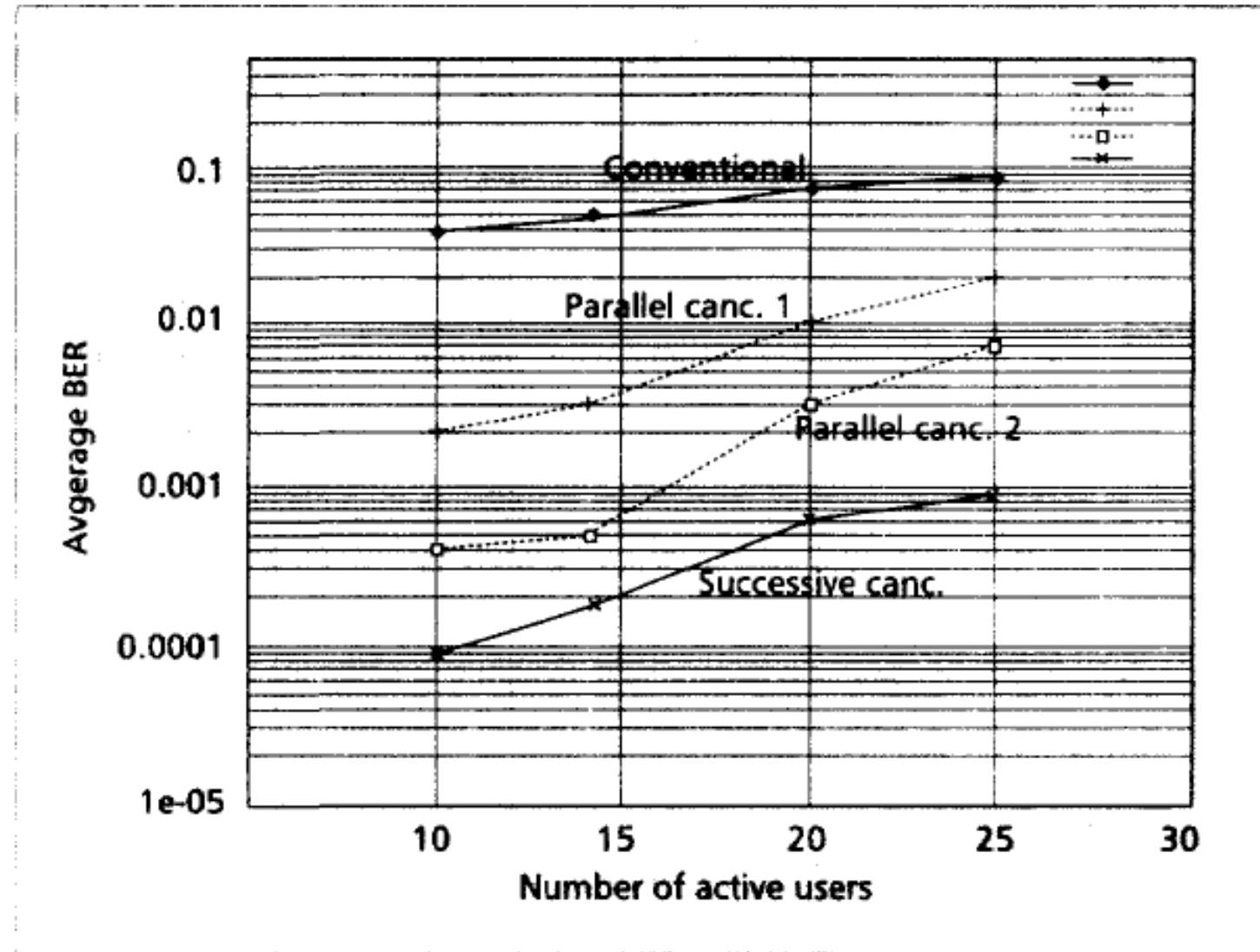
# Desempeño de detectors MUD



■ Figure 6. BER vs. no. of active users under ideal power control (asynchronous).



# DESEMPEÑO DE DETECTORES MUD



■ Figure 7. BER vs. no. of active users under Rayleigh fading (asynchronous).

# Técnicas de acceso MU – 5G

- Técnicas de acceso multiples en 5G
  - OMA: técnicas de acceso ortogonales
    - TDMA, FDMA, OFDMA, CDMA
  - NOMA: no ortogonales
    - Power domain MA, IDMA, PDMA,...

