

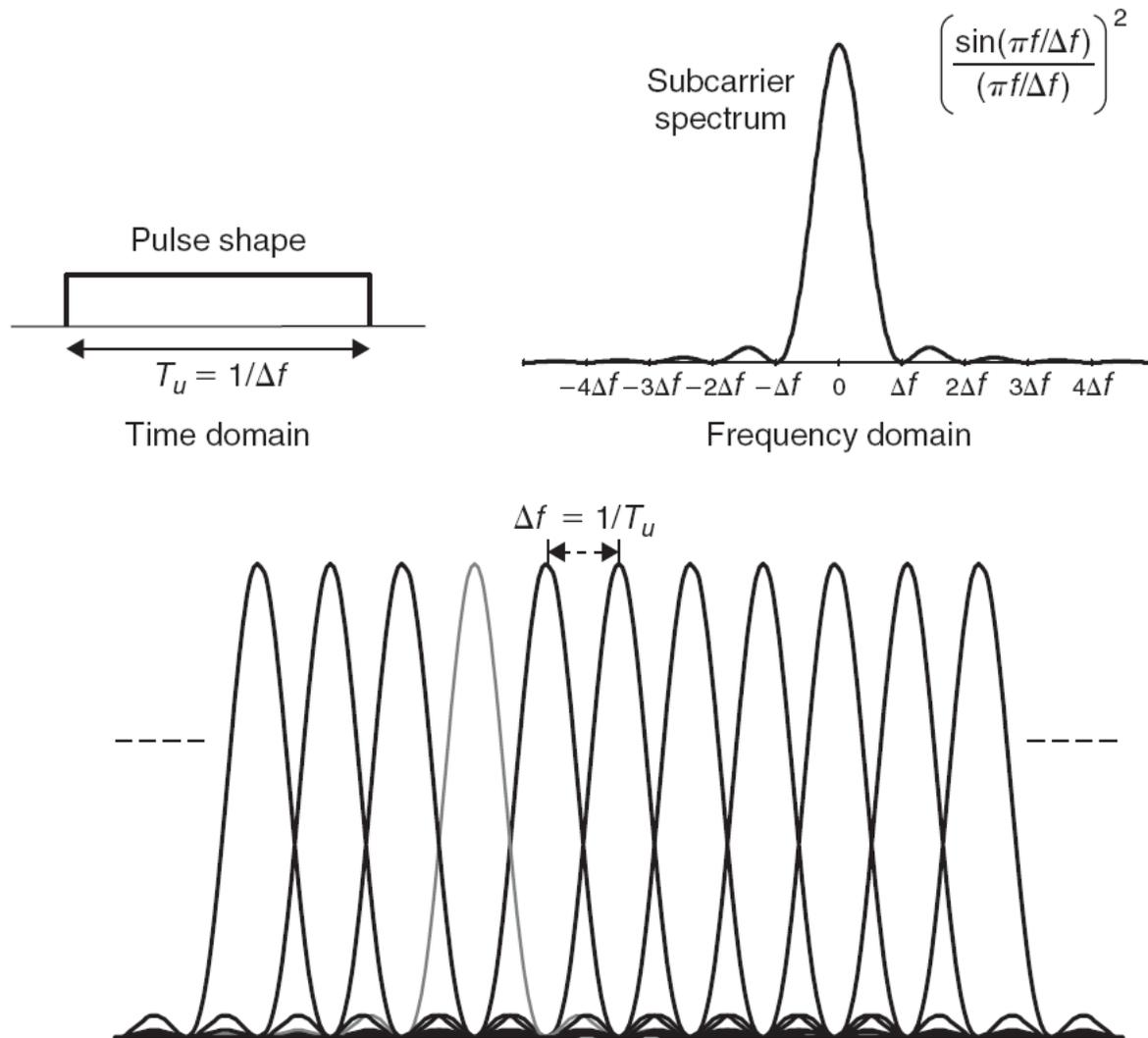
# Capítulo 10: Sistemas celulares: evolución de 3G

# Sistemas celulares: evolución de 3G

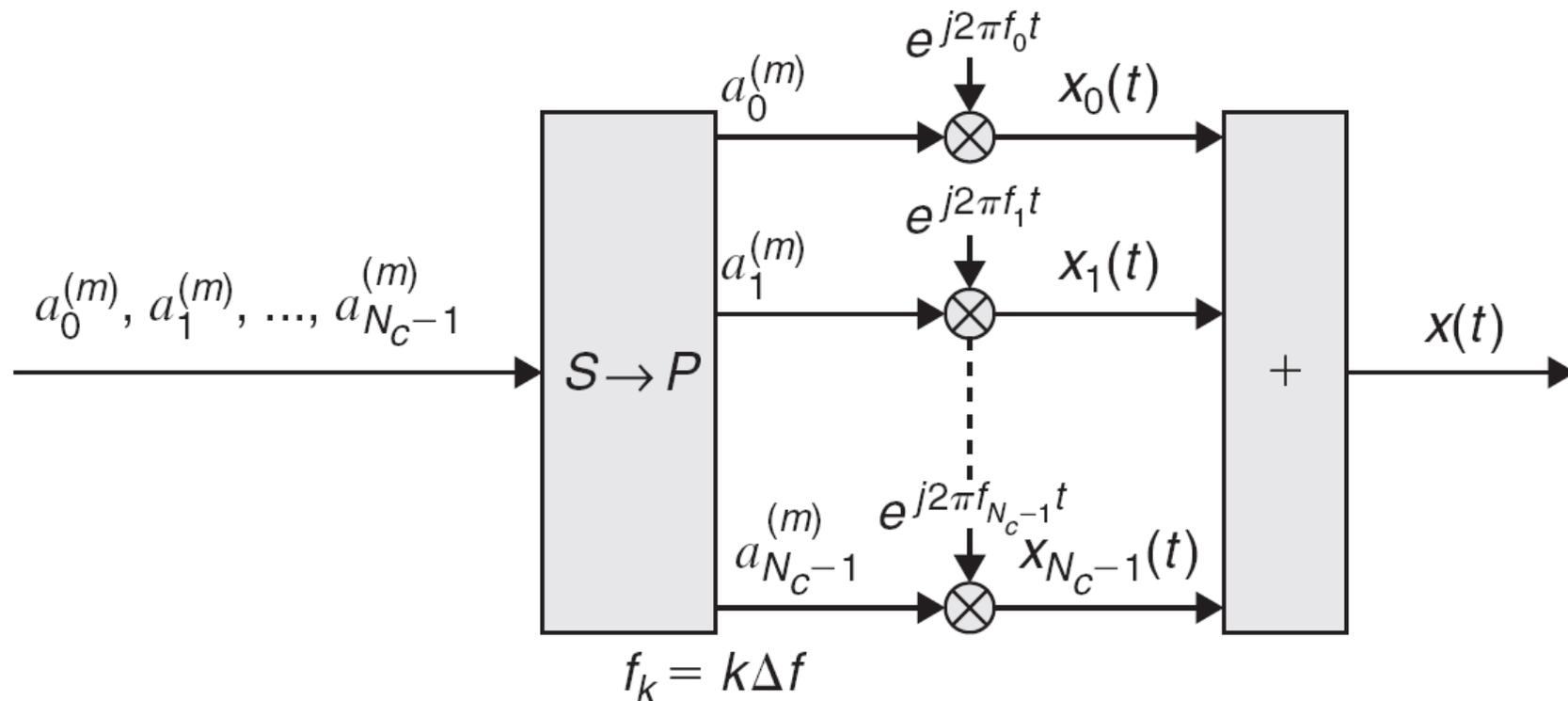
1. OFDM.
2. HARQ con combinación de retransmisiones.
3. Adaptación al canal radio.
4. Planificación de usuarios (*scheduling*) dependiente del canal radio.
5. MIMO.

# 1. OFDM

# Generación de señal OFDM

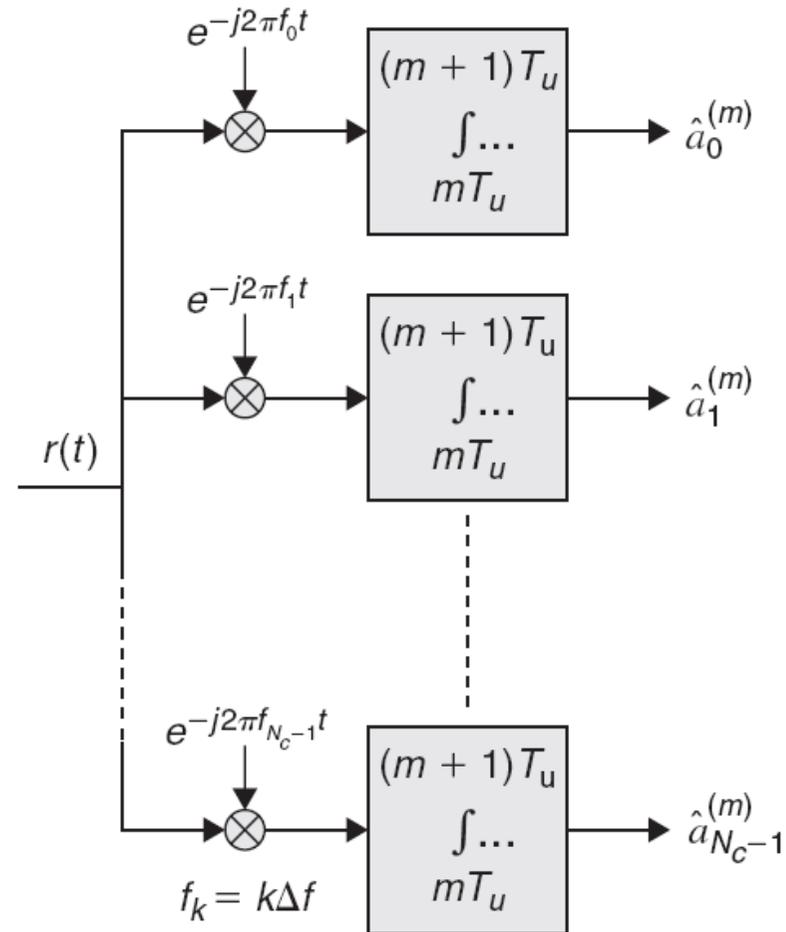


# Modulador



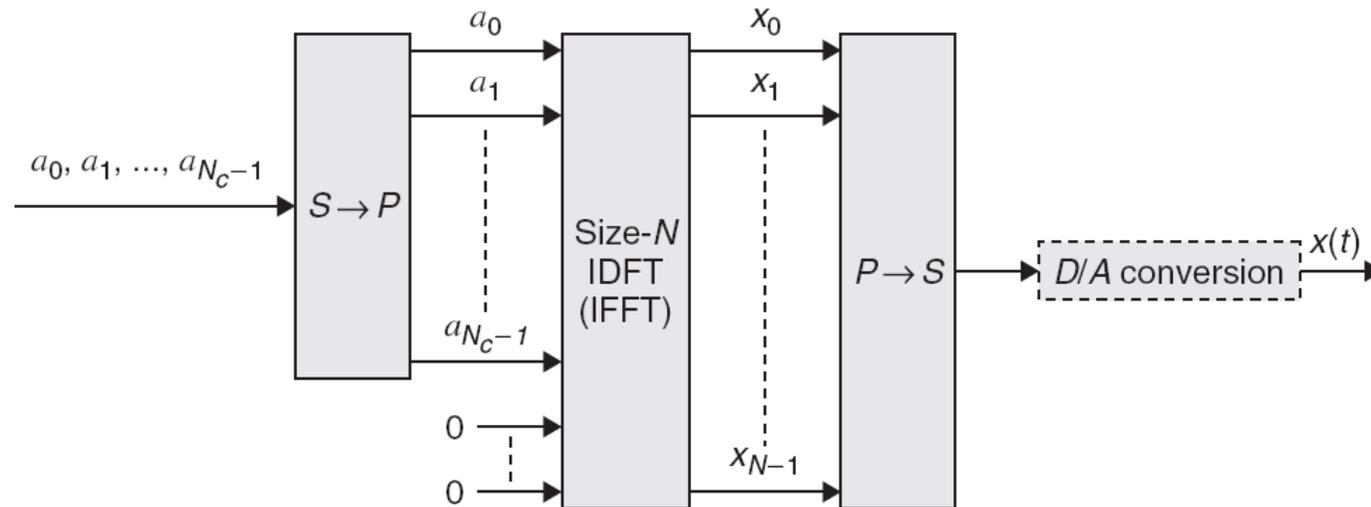
- $N_C$ : número de subportadoras
- $a_0, \dots, a_{N_C-1}$ : símbolos (complejos) de la modulación (PSK ó QAM)
- Duración de la señal: periodo de símbolo “útil”:  $T_u$ .

# Demodulador



- Como  $\Delta f = 1/T_u$ , las subportadoras son (en principio) ortogonales: en la rama  $i$  no hay contribución de las subportadoras  $j \neq i$ .

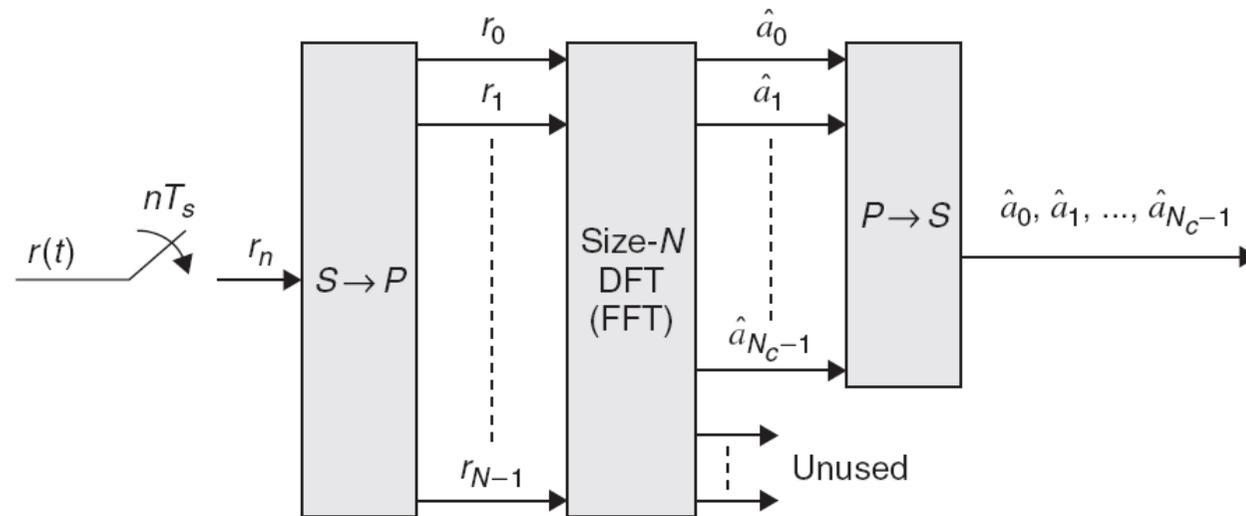
# Realización del modulador mediante IDFT



$$x_n = x(nT_s) = \sum_{k=0}^{N_C-1} a_k e^{j2\pi k \Delta f n T_s} = \sum_{k=0}^{N_C-1} a_k e^{j2\pi k n / N}$$

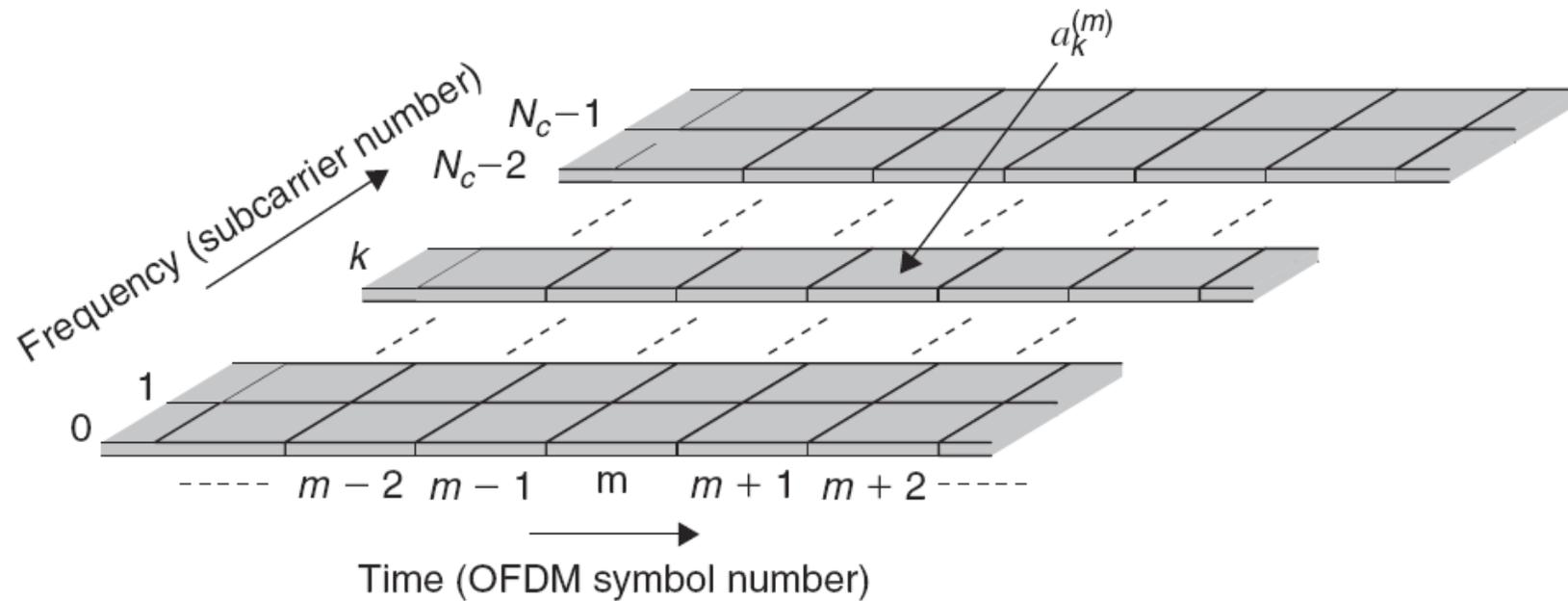
- La multiplicación por las  $N_C$  subportadoras puede hacerse de forma rápida mediante una IDFT (IFFT).
- Se supone una frecuencia de muestreo  $f_s$  múltiplo de  $\Delta f$ :  
 $f_s = N \Delta f$ ,  $T_u = N T_s$ ,  $T_s$ : periodo de muestreo  
 $N$  representa el tamaño de la FFT.
- Se elige  $N > N_C$  para que la IFFT sea eficiente.

# Realización del demodulador mediante DFT

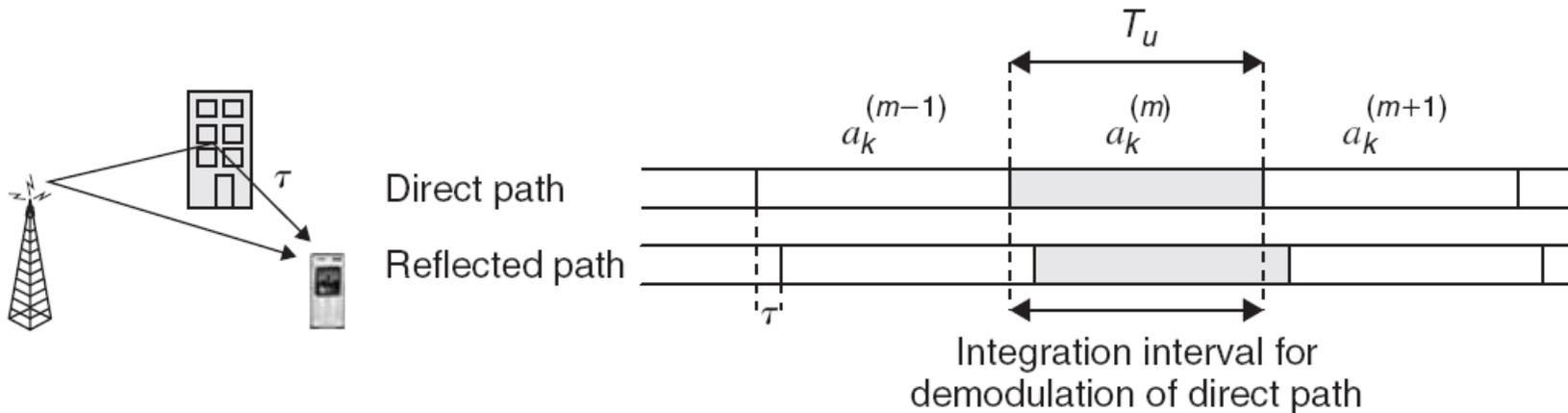


- La multiplicación por las  $N_c$  subportadoras puede hacerse de forma rápida mediante una DFT (FFT).
- $N$  se elige de modo que la FFT sea eficiente. El criterio coincide con el usado en el transmisor.

# Representación de la señal



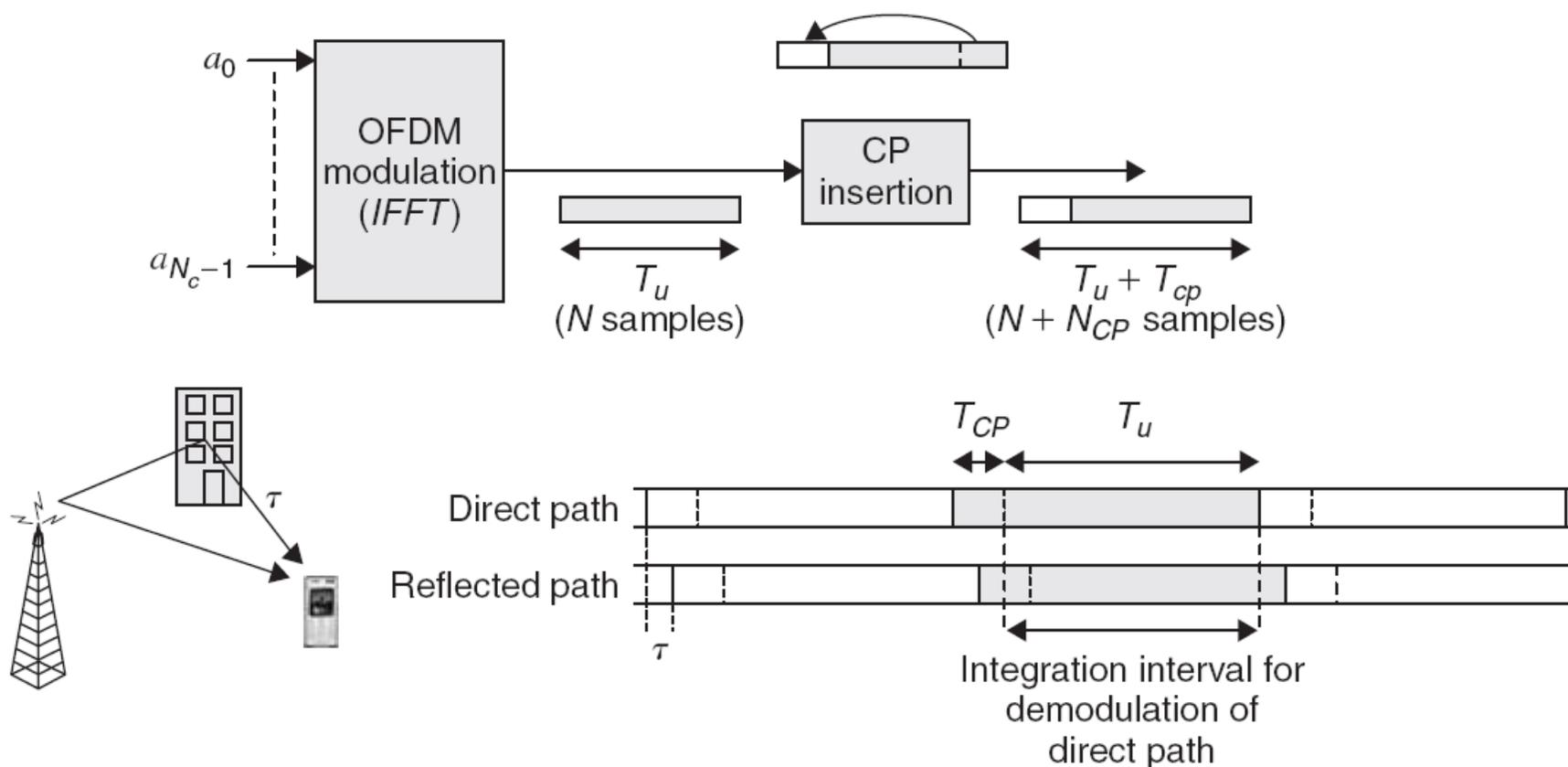
# Dispersión temporal, sin prefijo cíclico



- Si hay dispersión temporal aparece:
  - Interferencia entre símbolos
  - Interferencia entre subportadoras: la señal en la subportadora  $j$  del camino reflejado (retardo  $\tau$ ) ya no es necesariamente ortogonal a la señal en la subportadora  $i$  ( $i \neq j$ ) del camino directo.  
El motivo es la transición de símbolo: en el tiempo de integración ya no se ve una subportadora  $j$  pura.
- La solución es usar un tiempo de guarda  $T_{CP}$ , en el que se transmite un **prefijo cíclico**:

$$T_{\text{símb}} = T_u + T_{CP}.$$

# Dispersión temporal, con prefijo cíclico

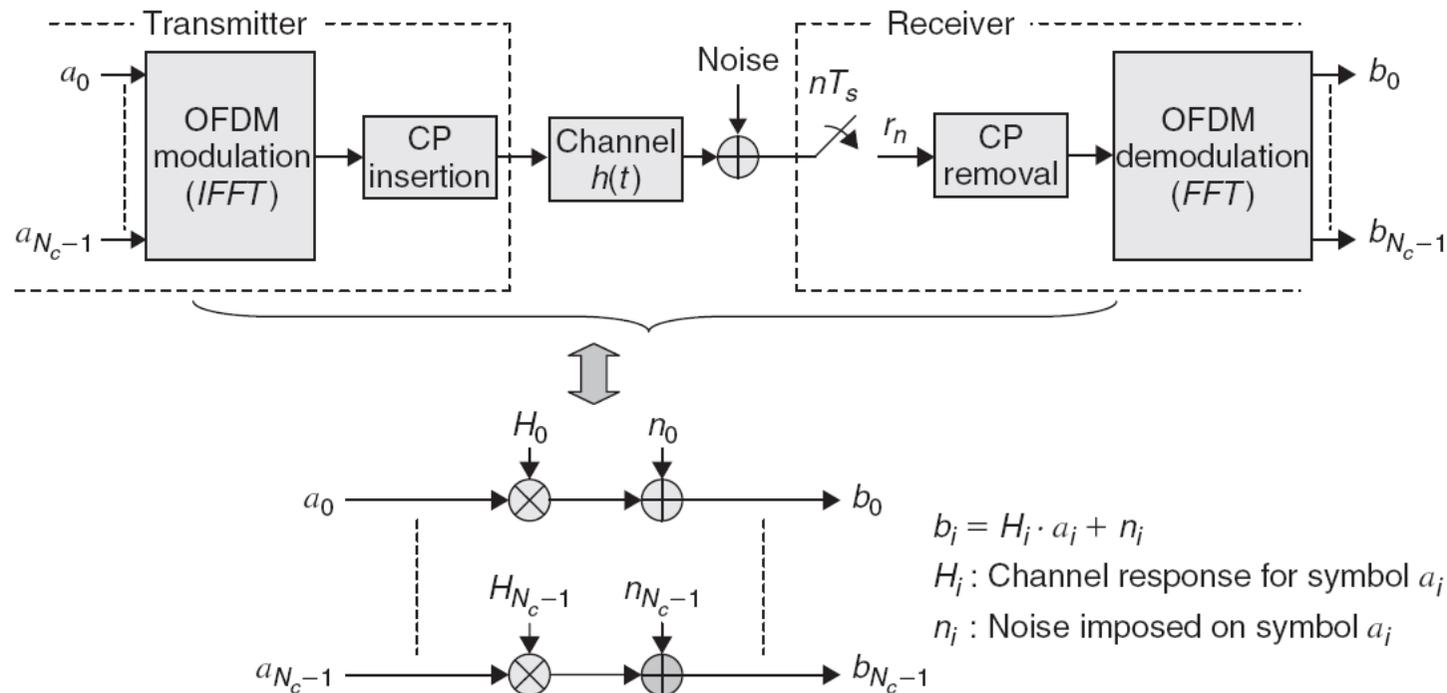


- (+) Si  $\tau < T_{CP}$ , en el intervalo de integración las señales del camino reflejado son subportadoras puras: se recupera la ortogonalidad.
- (-) Se pierde energía, ya que el receptor integra en  $T_u < T_{\text{símb}} = T_u + T_{CP}$ .

# Elección de parámetros

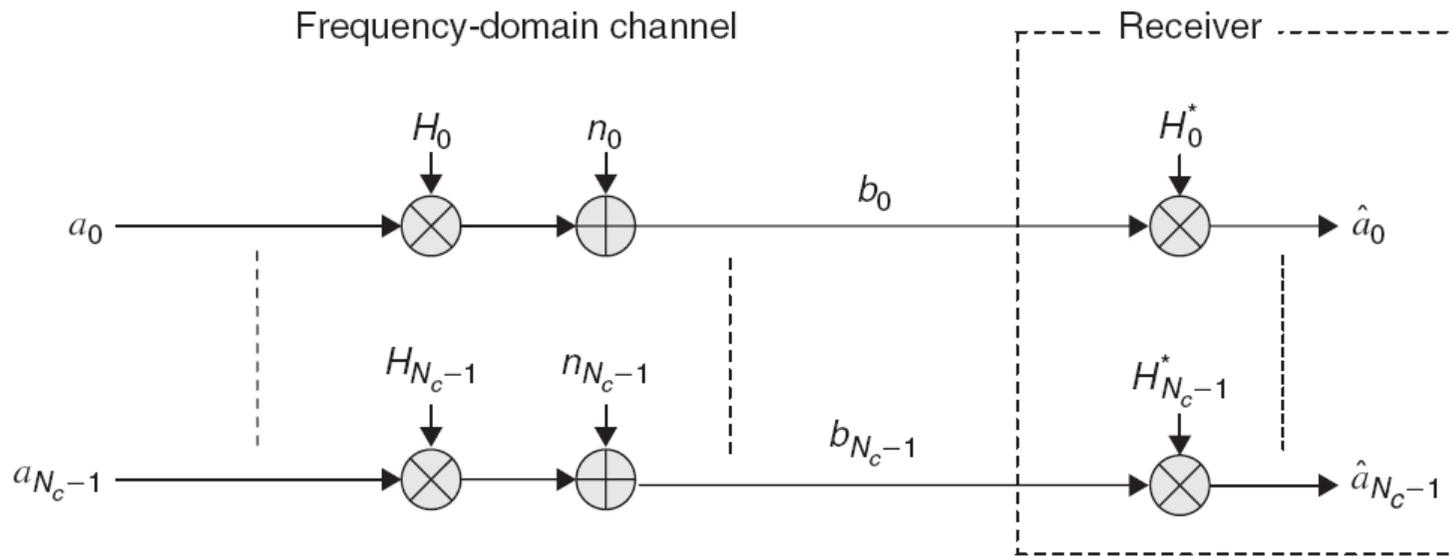
- Duración del prefijo cíclico,  $T_{CP}$ :
  - Interesa pequeño para no perder mucha energía (se integra durante  $T_u$ , se pierde  $T_{CP}$ )
  - Debe ser mayor que la dispersión del retardo del canal de propagación, de modo que todos los retardos significativos queden incluidos dentro de  $T_{CP}$ .
- Tiempo útil de símbolo,  $T_u$ :
  - Interesa grande para no perder mucha energía (se integra durante  $T_u$ , se pierde  $T_{CP}$ )
  - Debe ser mucho menor que el tiempo de coherencia del canal, para no estropear la ortogonalidad entre subportadoras

# Modelo en el dominio de la frecuencia



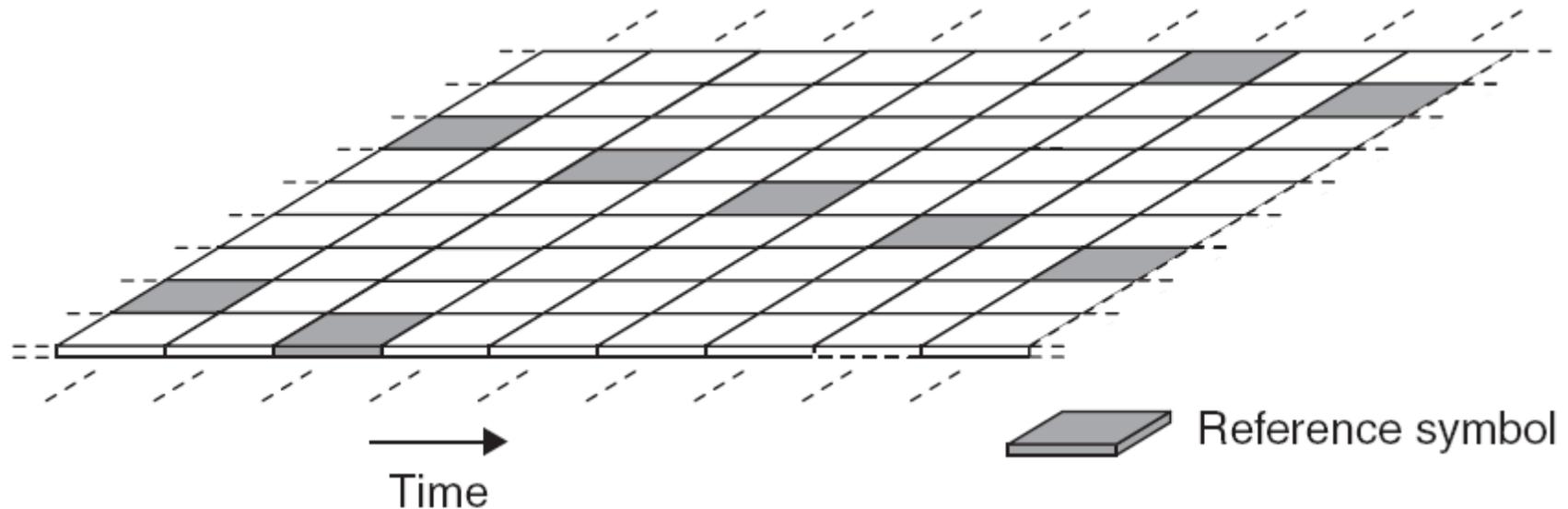
- Si los retardos del canal son inferiores a  $T_{CP}$ , la convolución con  $h(t)$  se ve como una **convolución circular** durante el tiempo de integración  $T_u$ .
- La combinación de IDFT (modulador), canal dispersivo en el tiempo y DFT (demodulador) puede verse como un canal en el dominio de la frecuencia, tal que la ganancia (compleja) de cada subportadora  $i$  es un cierto valor  $H_i$ .
- Con ello se ha conseguido **diagonalizar** (en frecuencia) el canal: convertirlo en  $N_C$  subcanales independientes.

# Ecualización en el dominio de la frecuencia



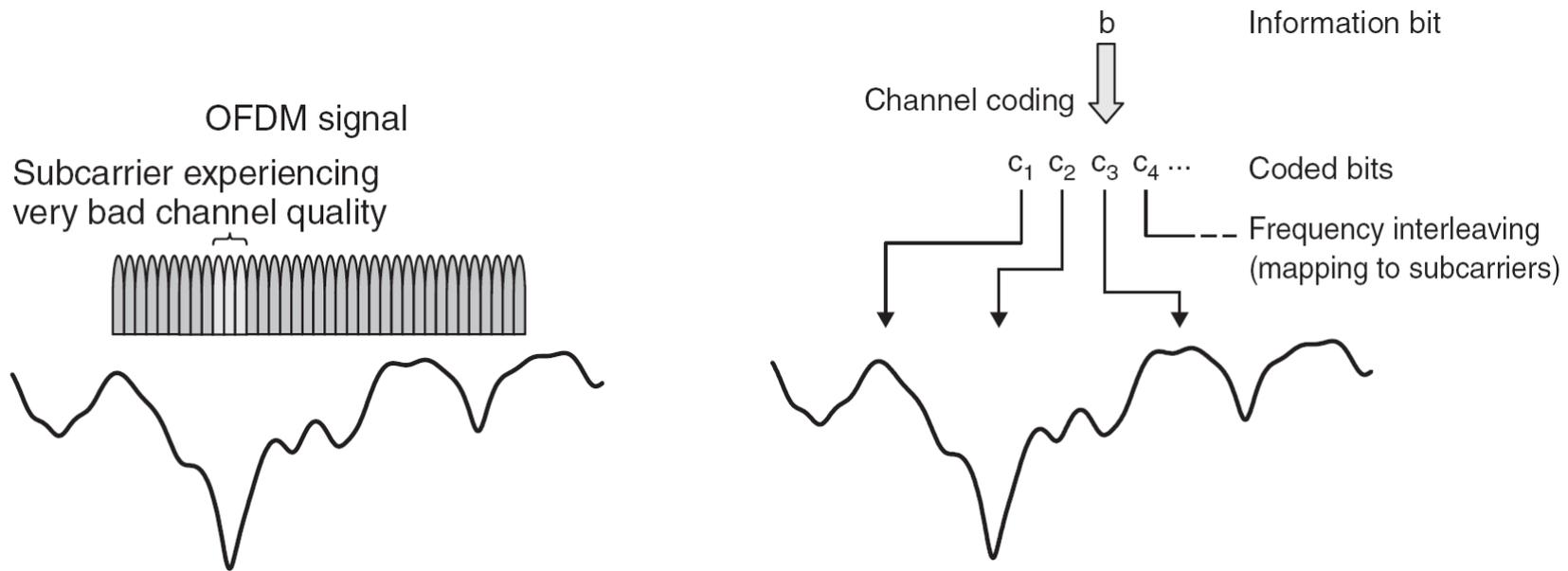
- Este enfoque simplifica el diseño del ecualizador, que se reduce a multiplicar cada subportadora por el coeficiente adecuado.
- (Por contraposición, la complejidad de la ecualización en el dominio del tiempo aumenta con el ancho de banda, y llega a ser prohibitiva para anchos de banda muy grandes).
- Se requieren símbolos piloto (símbolos de referencia) para estimar el canal.

# Símbolos piloto para estimación del canal



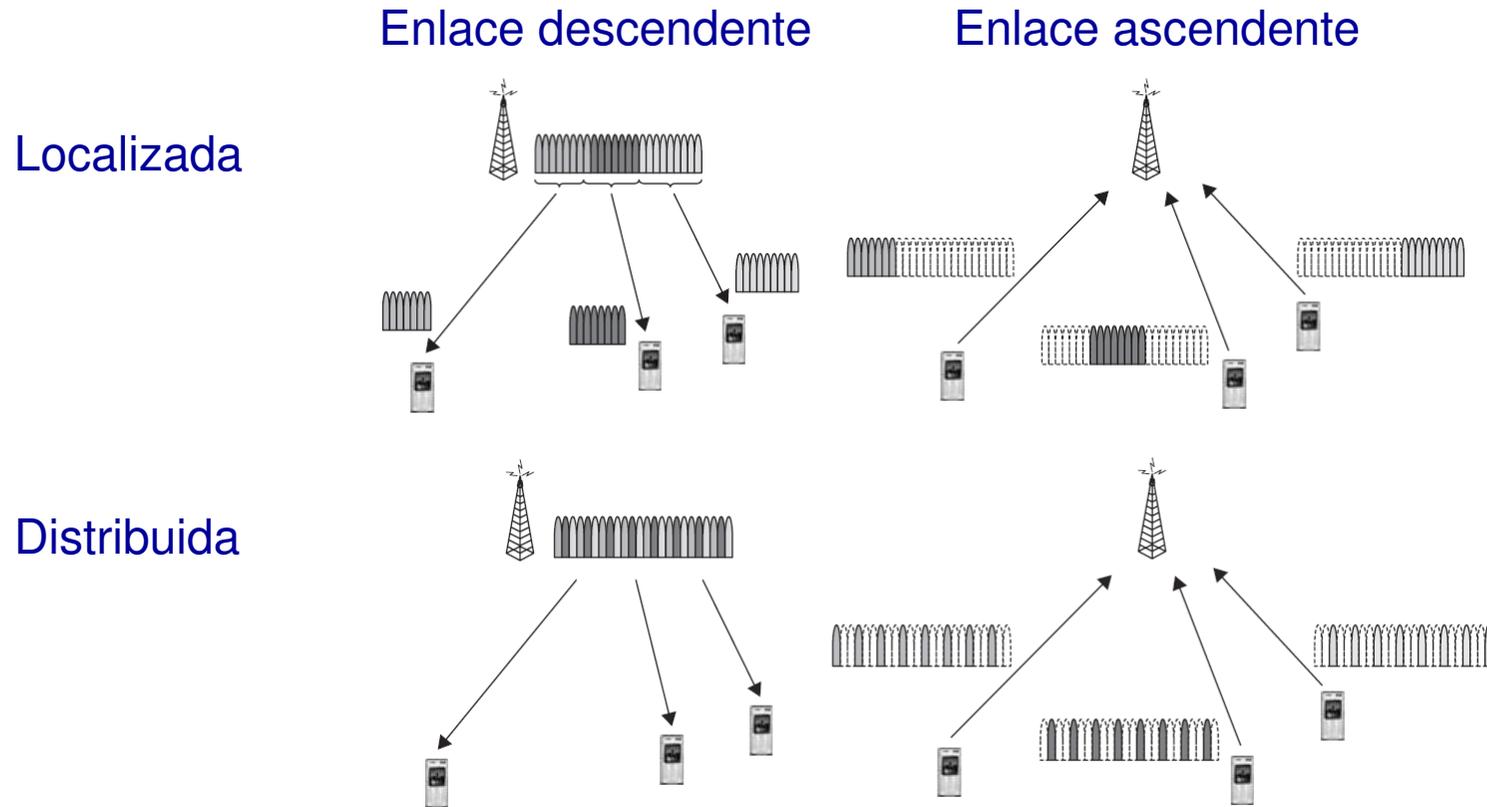
- Debe estimarse el canal en tiempo y en frecuencia.
- La densidad de símbolos piloto es un compromiso entre
  - (+) precisión en la estimación
  - (-) pérdida de recursos (tasa binaria) para símbolos útiles.

# Entrelazado en tiempo y en frecuencia



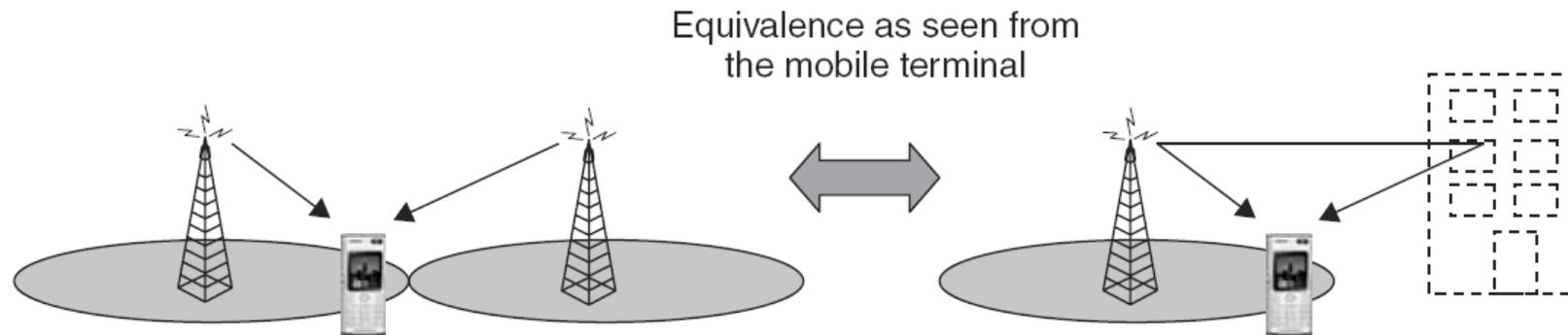
- Debe aplicarse entrelazado en frecuencia (además de en el tiempo). De esta forma, y gracias al uso de codificación de canal, se aprovecha la **diversificación en frecuencia** del canal radio.

# Multiplexación y acceso múltiple en OFDM



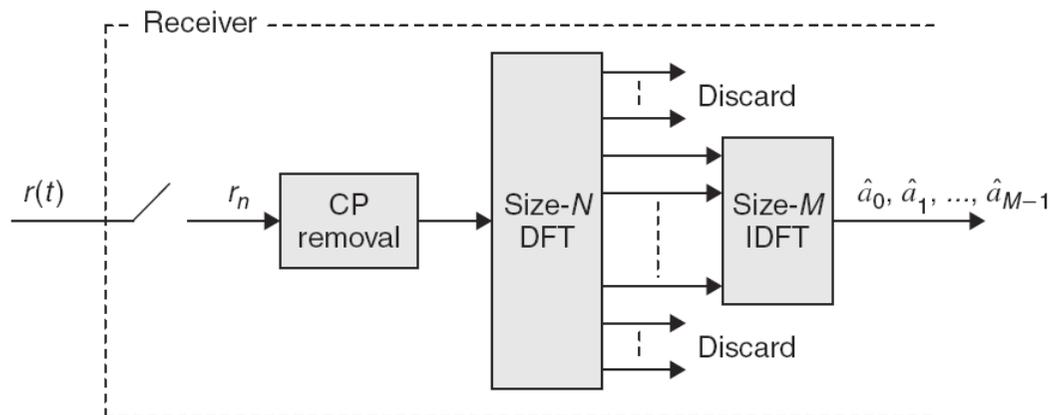
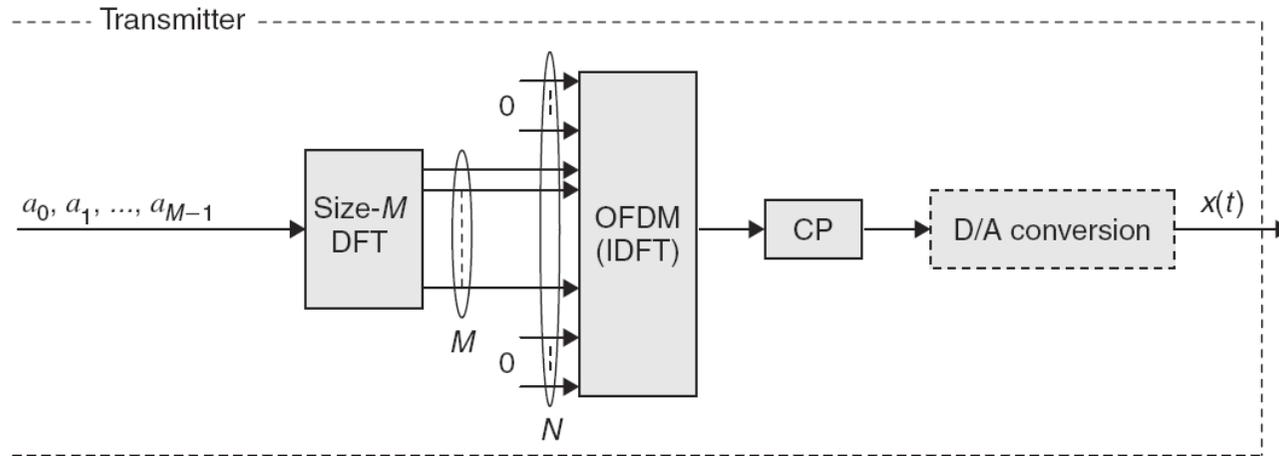
- Pueden asignarse recursos tiempo-frecuencia diferentes a usuarios distintos.
- La multiplexación puede hacerse **localizada** (se asignan portadoras contiguas a cada usuario) o **distribuida** (separadas: más diversificación en frecuencia).
- En sentido ascendente hace falta **avance temporal** para evitar que las señales recibidas tengan diferencias de retardo mayores que el prefijo cíclico.

# Redes de frecuencia única (SFN) con OFDM



- Técnica opcional en sentido descendente.
- Se transmiten señales idénticas desde varias bases, en la misma frecuencia y sincronizadas.
- El móvil las ve como si fueran una **señal única** con multitrayecto (“**multitrayecto artificial**”).
- En vez de interferencia entre las señales, el móvil nota una degradación por dispersión temporal (selectividad en frecuencia).
- OFDM es robusta frente a la dispersión temporal.

# OFDM con DFT adicional: DFTS-OFDM (SC-FDMA)



# DFTS-OFDM (SC-FDMA)

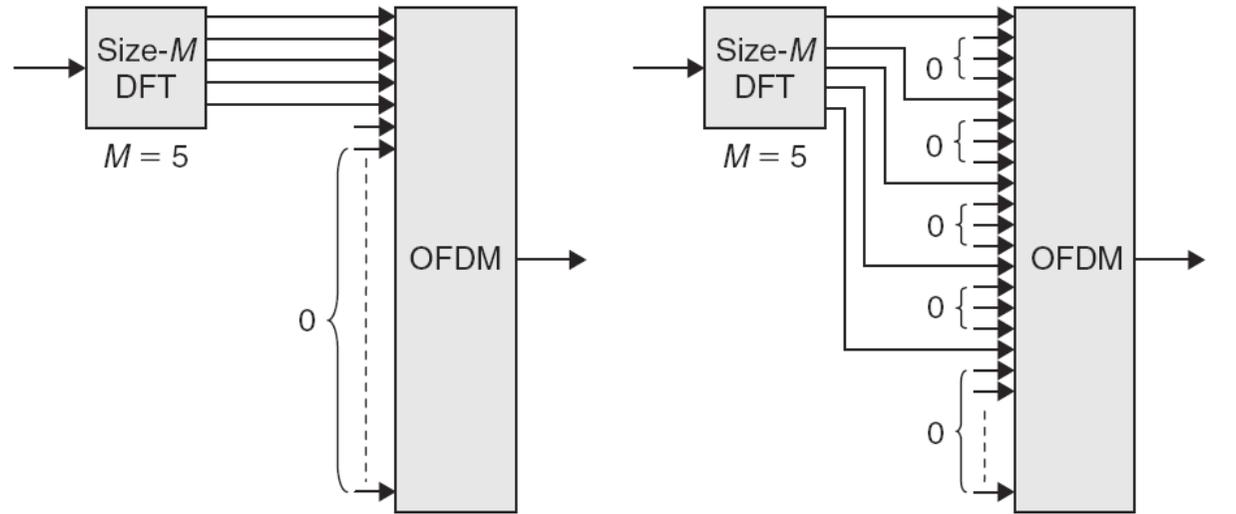
- Si se empleara  $M = N$ : la DFT y la IDFT se cancelarían.
- En la práctica  $M < N$ : el comportamiento es similar a OFDM, pero la señal adquiere ciertas características deseables.
- La principal ventaja respecto a OFDM pura es que se consigue una **menor PAPR** (*Peak to Average Power Ratio*).
- El ancho de banda ocupado depende de  $M$ .
- Puede usarse un enfoque localizado o distribuido.
- Pueden multiplexarse usuarios como en OFDM.

# Multiplexación en DFTS-OFDM

Generación de la señal

Localizado

Distribuido



Espectro



Multiplexación

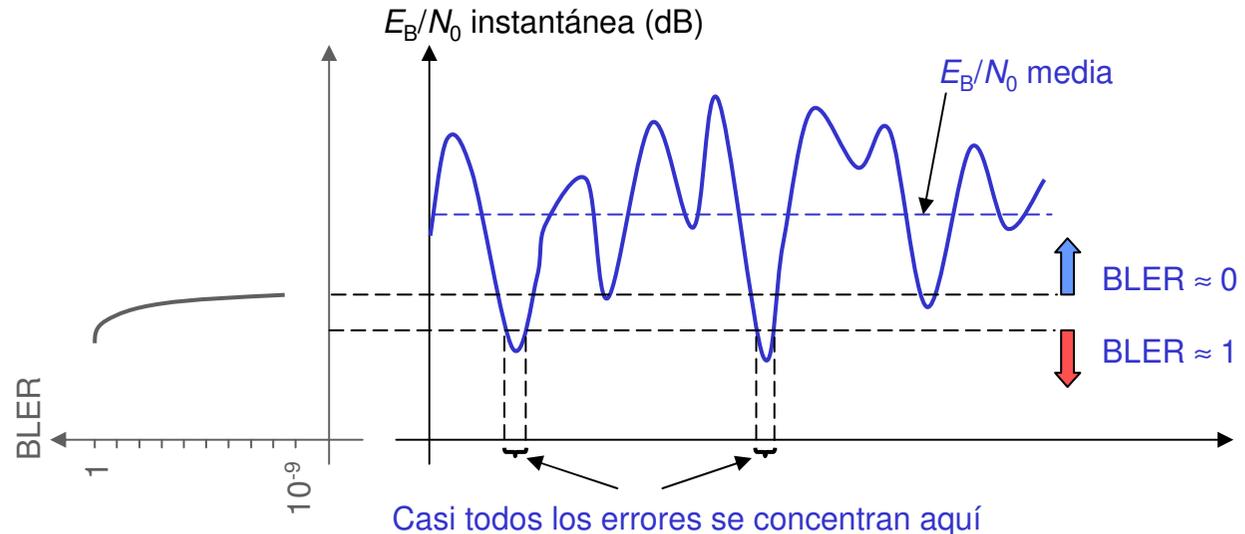


## 2. HARQ con combinación de retransmisiones

# HARQ con combinación de retransmisiones

- HARQ: ARQ “híbrido”: códigos corrector y detector (no es nuevo).
- Los bloques recibidos con errores no se descartan, sino que se almacenan y se **combinan** con el bloque retransmitido (ésta es la novedad).
  - Combinación Chase:
    - Se retransmiten los mismos bits de canal
    - En recepción se suman las variables de decisión
    - Se obtienen así bits de canal más fiables (**ganancia de potencia**).
  - Redundancia incremental (IR):
    - Al retransmitir se envían bits de canal diferentes, obtenidos del codificador turbo mediante eliminación (*puncturing*)
    - En recepción se utilizan todos los bits de canal para decodificar
    - Se obtienen así más bits de canal (**ganancia de potencia y ganancia de codificación**).
- A veces se usa, incorrectamente, el nombre “HARQ” como sinónimo de “HARQ con combinación de retransmisiones”

# HARQ con combinación de retransmisiones



## 1. Sin ARQ

- Hace falta  $E_B/N_0$  media muy alta para conseguir BLER bajas

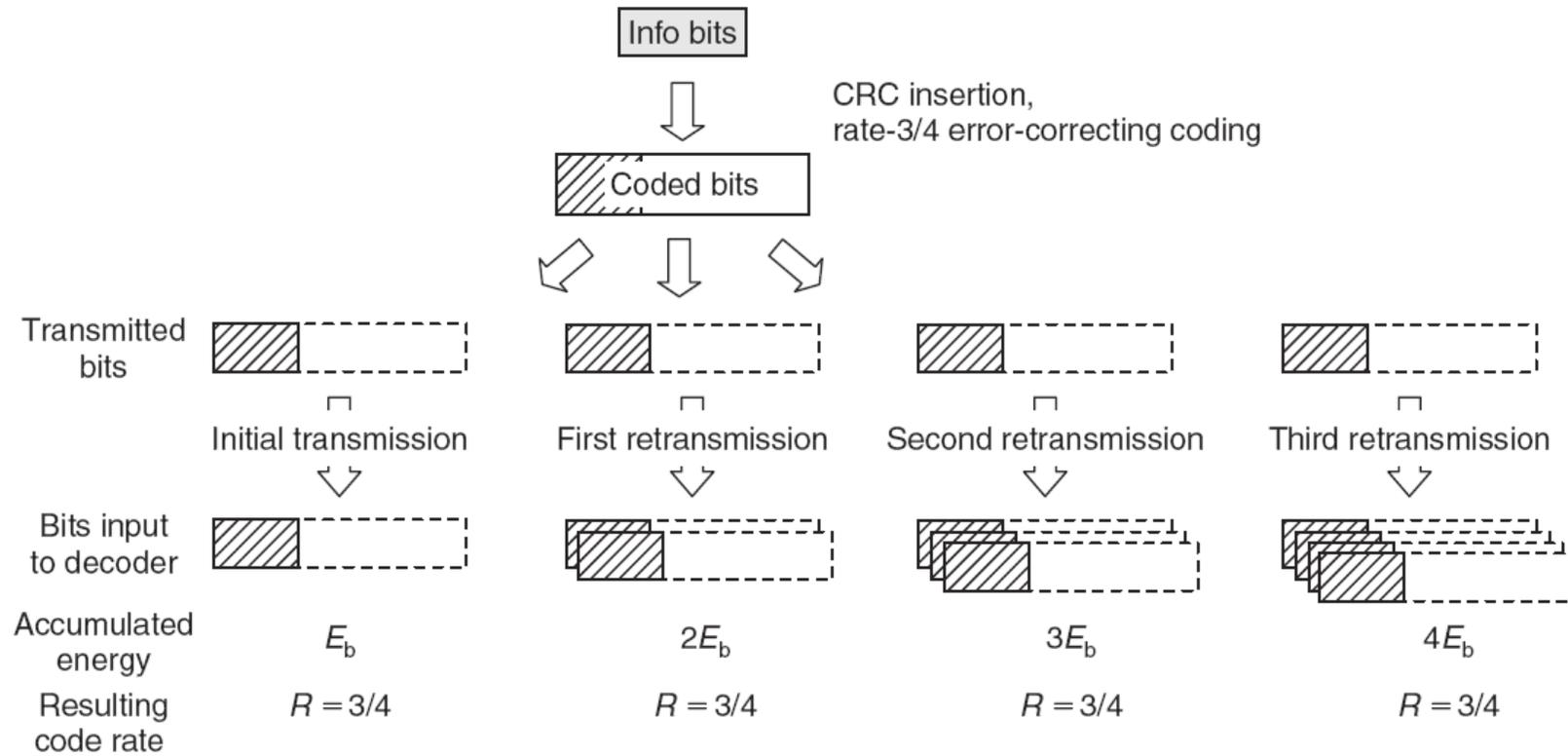
## 2. ARQ convencional

- Permitimos BLER mayores
- Retransmitimos **cuando sea necesario**

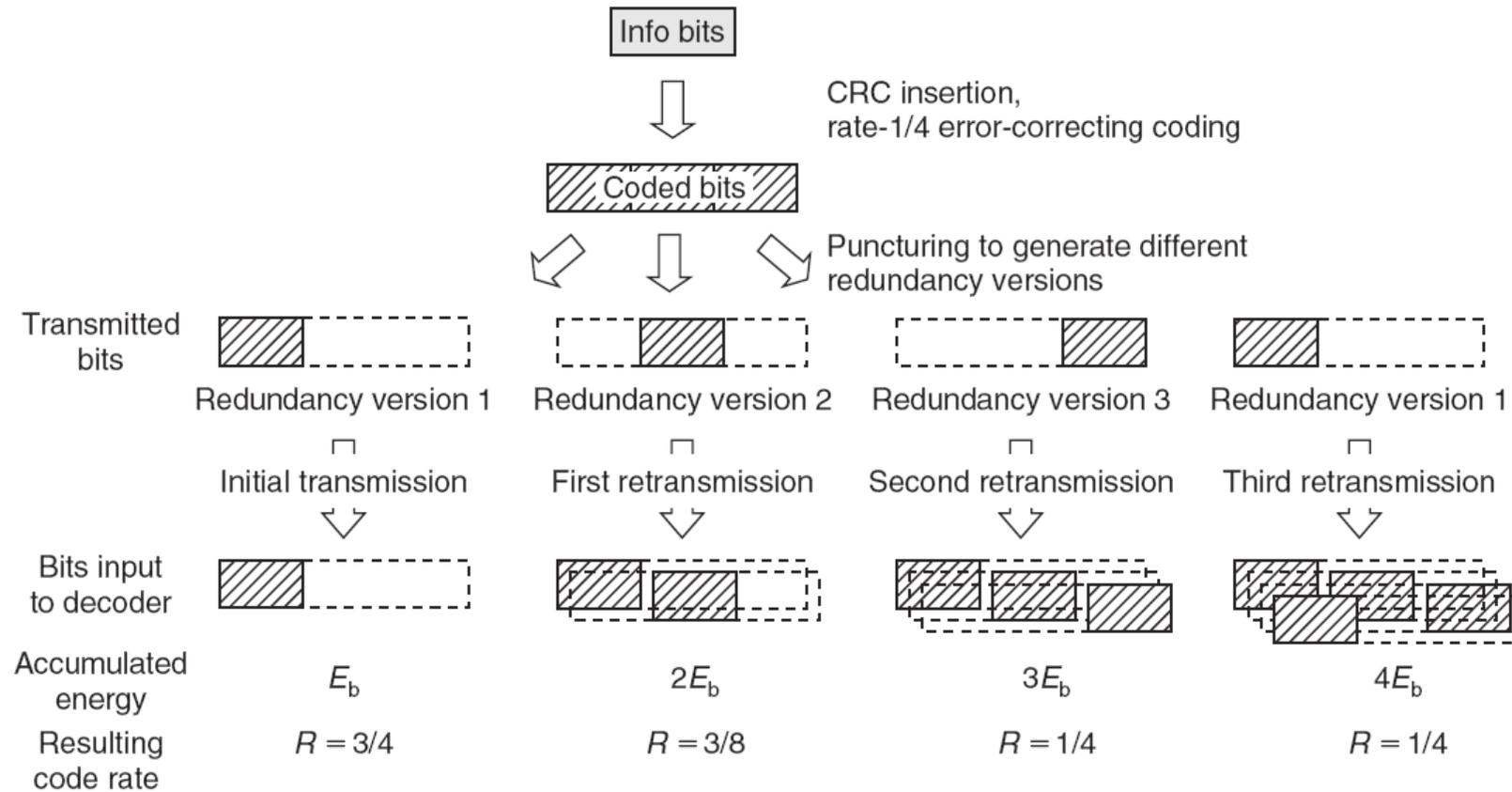
## 3. (H)ARQ con combinación de retransmisiones

- Permitimos BLER mayores
- Retransmitimos **cuando sea necesario**
- Al retransmitir **no se desperdician las (re)transmisiones previas**

# Combinación Chase



# Redundancia incremental



# HARQ con combinación de retransmisiones

- (+) Es más eficiente que (H)ARQ convencional (es decir, sin combinación de retransmisiones), ya que no descarta la parte de información que contienen las versiones anteriores (con errores) del bloque recibido.
- (+) Como consecuencia, “**no se pierde nada al retransmitir**” (en ARQ convencional sí). Así, puede trabajarse con BLER elevadas, enviando inicialmente una señal poco protegida, y:
  - si se recibe correctamente la señal, se ha ahorrado energía (*early termination gain*);
  - si no, se retransmite la señal para “reforzarla” (sólo cuando es necesario).
- (–) Introduce un retardo variable (más que con ARQ convencional, al haber más retransmisiones).

### 3. Adaptación al canal radio

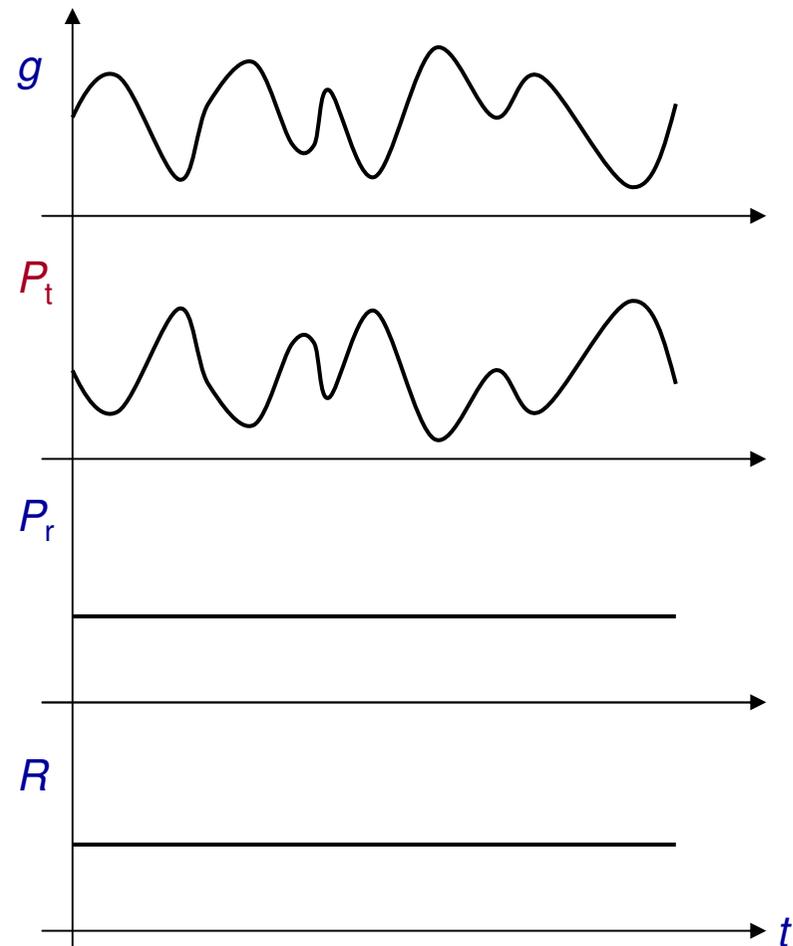
# Adaptación al canal radio

- También llamada adaptación al enlace (*Link Adaptation*, LA)
- Es la modificación de los **parámetros de la transmisión** en función del **estado del canal radio** para conseguir un **objetivo**.
- Parámetros de la transmisión que se pueden modificar:
  - Potencia,
  - Modulación,
  - Tasa de codificación, ...
- La adaptación puede hacerse en función del tiempo o, en sistemas OFDM, del tiempo y la frecuencia.
- El canal radio varía de prisa (multitrayecto): la adaptación debe ser rápida
- Objetivos posibles:
  - Máxima tasa binaria neta (*throughput*)
  - Tasa constante con retardo acotado

# Adaptación al canal radio: potencia

- Enfoque tradicional (UMTS):
  - Se controla  $P_t$
  - para conseguir una cierta BLER
  - con  $R$  fija.

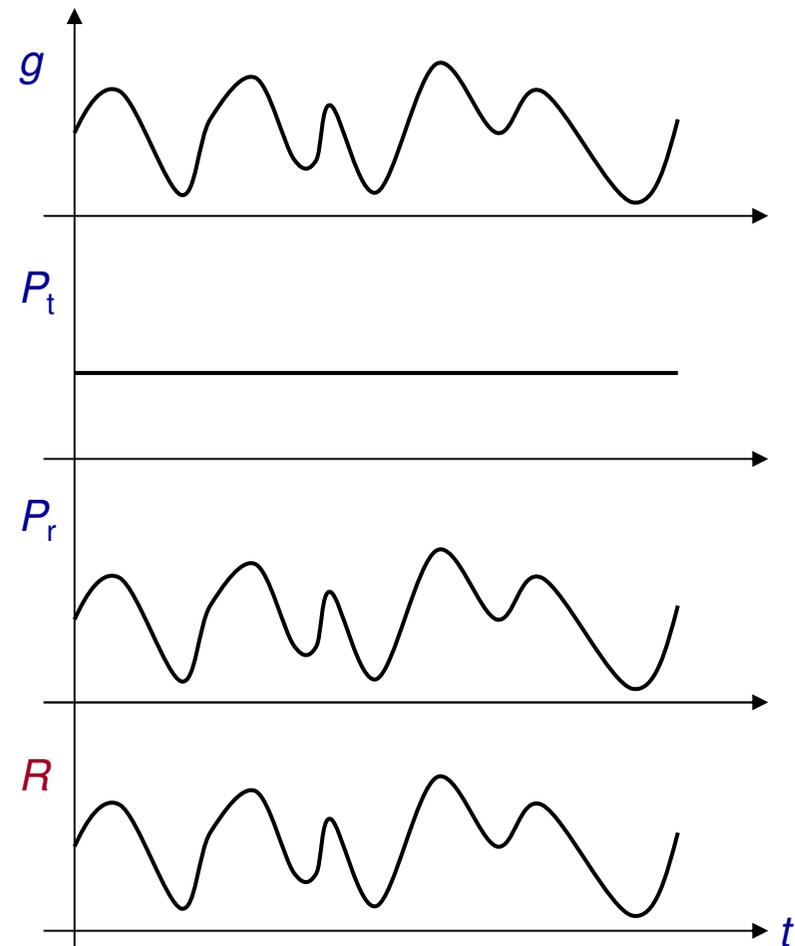
$$\text{BLER} \Rightarrow E_B/N_0 \Rightarrow P_r \Rightarrow P_t$$



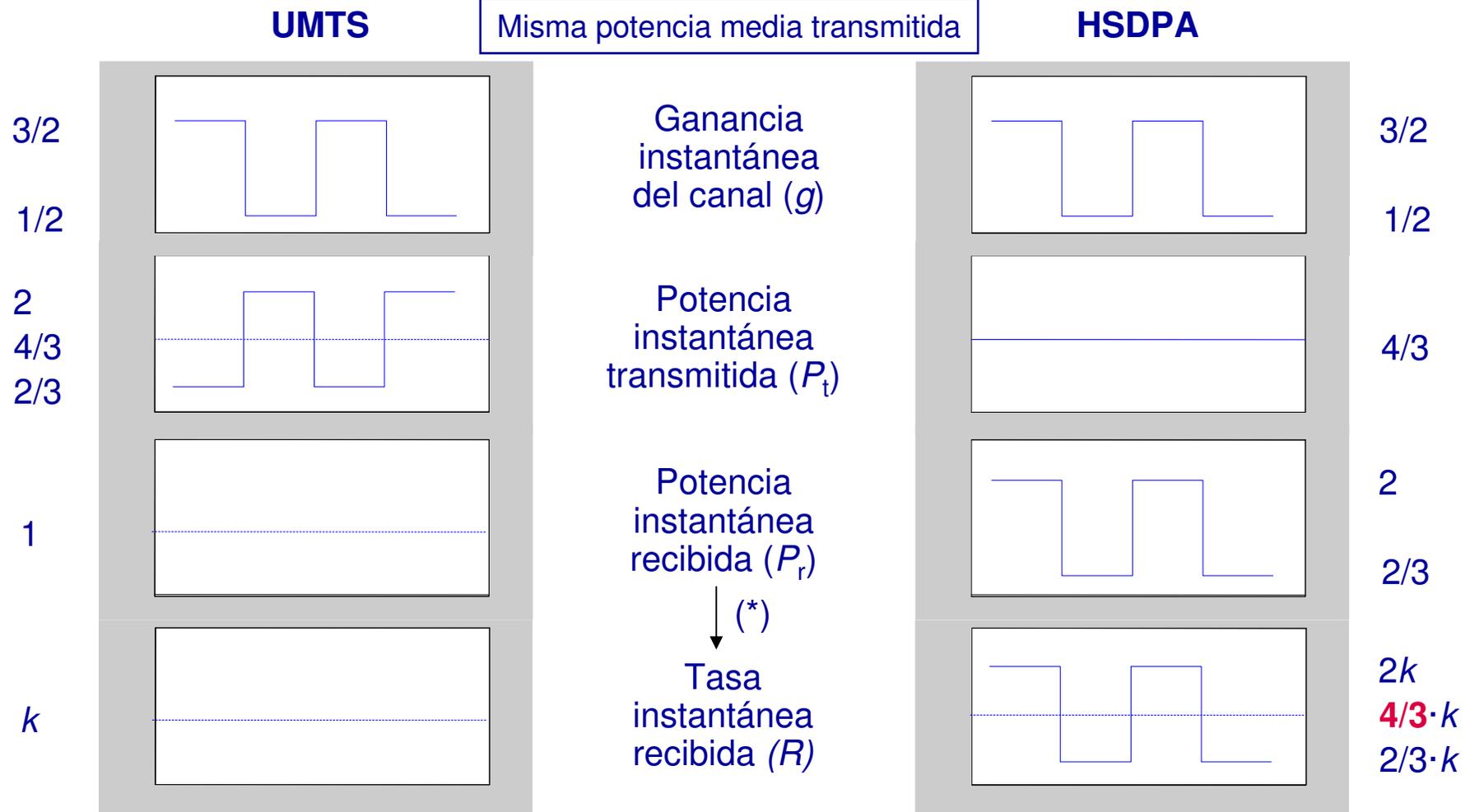
# Adaptación al canal radio: tasa binaria

- Nuevo enfoque (HSDPA, LTE):
  - Se controla  $R$
  - para conseguir una cierta BLER
  - con  $P_t$  fija.

$$\left. \begin{array}{l} \text{BLER} \Rightarrow E_B/N_0 \\ P_t, g \Rightarrow P_r \end{array} \right\} \Rightarrow R$$



# Ejemplo simplificado



(\*)  $E_B/N_0 = W/R \cdot P_r/(I+N) \rightarrow R = k \cdot P_r$  (para  $E_B/N_0$  fija)

# Comparación

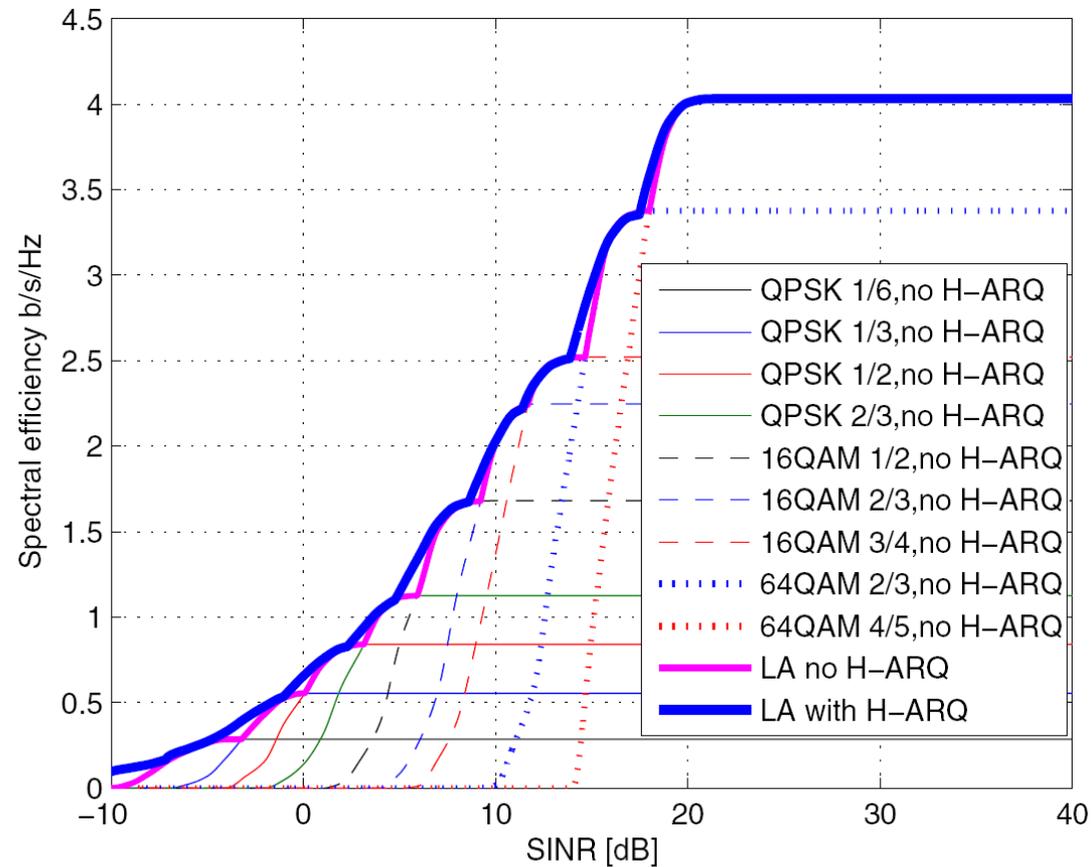
- La adaptación de tasa, comparada con el control de potencia, consigue
  - (+) tasa binaria **media más alta**
  - (–) con **más variabilidad** en la tasa instantánea.
- Es adecuada para servicios sin restricciones de retardo.
- El control de potencia, al proporcionar una tasa constante, es más adecuado para servicios en tiempo real.
- Puede utilizarse también adaptación de tasa para servicios en tiempo real, si se tienen en cuenta las restricciones del retardo. La tasa binaria media alcanzada será menor que sin restricciones de retardo.

# Modulación y codificación adaptativas

- La adaptación de tasa binaria se consigue modificando el formato de transmisión (*Modulation and Coding Scheme*, MCS): **modulación** y **tasa de codificación** (*Adaptive Modulation and Coding*, AMC).
- La tasa de codificación se modifica mediante repetición o eliminación de bits.
- Es necesario que el receptor, en función del **estado** del canal en cada momento, **informe** al transmisor de cuál es la tasa binaria (MCS) más adecuada.
- El estado del canal viene dado por la **SINR** (o SIR) **instantánea**, o equivalentemente por la  $E_B/N_0$  instantánea. El informe se denomina CQI (*Channel Quality Indicator*).
- El envío de CQI y el cambio de MCS se realizan cada cierto tiempo. El periodo de actualización debe ser pequeño (pocos ms), para poder seguir las variaciones del canal.
- En sistemas OFDM el informe puede hacerse en función de la frecuencia, con una cierta resolución.

# Modulación y codificación adaptativas

## Ejemplo



# HARQ con combinación como adaptación de tasa

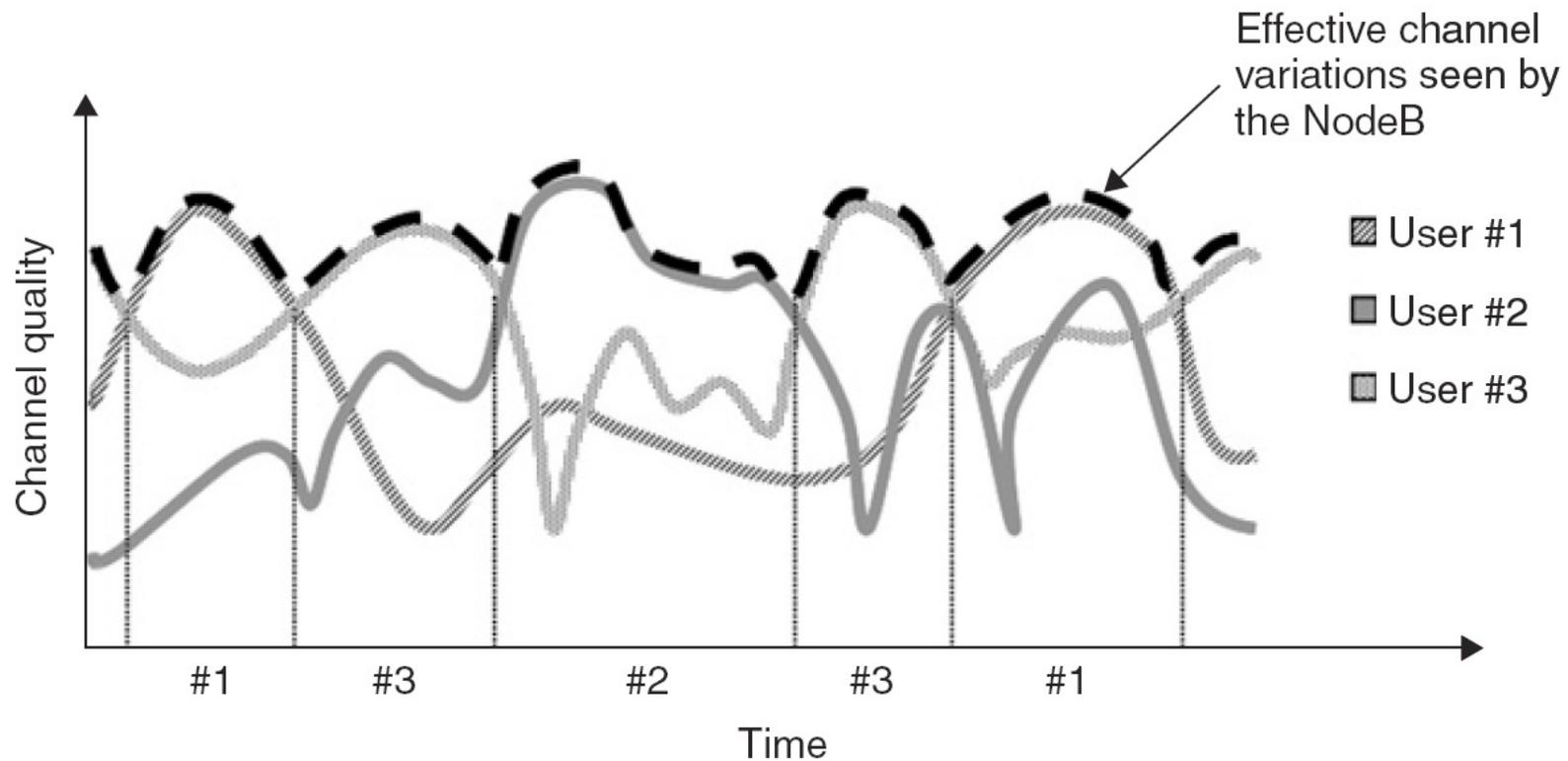
- HARQ con combinación de retransmisiones puede verse como una adaptación “implícita” o *a posteriori* de la tasa binaria:
  - Si un bloque, debido al estado del canal radio, se recibe incorrectamente, se retransmitirá las veces necesarias.
  - Cada retransmisión “refuerza” la señal, hasta que el bloque se reciba sin errores en los bits de fuente.
- Las técnicas de control de potencia o AMC son una adaptación “explícita” o *a priori*.
- Si se empleara sólo adaptación *a posteriori*, el número de retransmisiones (y por tanto el retardo) sería muy grande:
  - La forma de proteger la señal sería, esencialmente, retransmitir.
  - Cuando el estado del canal fuera muy bueno no se retransmitiría.
  - Cuando el estado del canal fuera intermedio o malo, habría que retransmitir muchas veces.
- En la práctica se utilizan conjuntamente AMC (adaptación “**gruesa**” en función del **estado predicho** para el canal radio) y HARQ (**corrección** en función del **estado real** del canal).

## 4. Planificación de usuarios (*scheduling*) dependiente del canal radio

# Planificación de usuarios (*scheduling*)

- En sistemas de evolución de 3G, la transmisión de tráfico se realiza mediante un **canal compartido** por los usuarios.
- La planificación (*scheduling*) es la funcionalidad de la red que controla, para transmisiones en un canal compartido, a qué usuario se transmite (DL) o se le permite transmitir (UL).
- En general, la planificación se puede hacer teniendo en cuenta o no el **estado del canal radio** de cada usuario.
- Los recursos asignados a los usuarios son:
  - Tiempo en que se usa el canal: se tiene un comportamiento tipo TDMA pero organizado dinámicamente. Se puede aplicar en cualquier sistema.
  - Interferencia generada en UL: sistemas CDMA (HSUPA).
  - Potencia transmitida en DL, secuencias código ortogonales: sistemas CDMA (HSDPA).
  - Frecuencias (subportadoras): comportamiento tipo FDMA pero dinámico. Se puede usar en sistemas OFDM (LTE).

# Planificación de usuarios dependiente del canal, en el dominio del tiempo



# Planificación de usuarios dependiente del canal, en el dominio del tiempo

Idea básica: enfoque “**oportunista**”

- En cada momento se transmite (DL), o se permite transmitir (UL), al usuario que tiene menor atenuación.
- Se explotan los “picos” del canal: el canal “efectivo” resultante tiene menor variación y menor atenuación media.

Otros criterios que deben tenerse en cuenta:

- En la práctica la planificación se hace periódicamente. El periodo debe ser pequeño (pocos ms), para adaptarse a las variaciones por multitrayecto.
- Puede ser necesario planificar a varios usuarios al mismo tiempo, debido a: falta de datos para enviar, prioridades o restricciones de retardo.
- **Compromiso** capacidad - equidad entre usuarios.
- Es necesario enviar al transmisor información sobre el estado del canal. Para ello sirve el mismo CQI utilizado para AMC.

# Planificador (*scheduler*)

- Funciona en la estación base.
- Utiliza información del estado del canal (CQI), junto con otros criterios:
  - Estado de *buffers* (no se planifica a un usuario que no tenga datos que enviar/recibir)
  - Restricciones de retardo, p. ej. para servicios conversacionales
  - Prioridades.
- Determina en gran medida la capacidad de la red.

# Planificador de máxima tasa

- Selecciona al usuario  $k^*$  que permita mayor tasa (o SINR) en cada instante  $n$ :

$$k^*(n) = \underset{k}{\operatorname{argmax}} \operatorname{SINR}_k(n)$$

- Maximiza la capacidad, pero no garantiza equidad: los usuarios más lejanos pueden no ser planificados casi nunca

## Planificador *proportional fair*

- Selecciona al usuario que tenga el canal con la mayor tasa **instantánea**  $R$  respecto al *throughput* **medio**  $T$ :

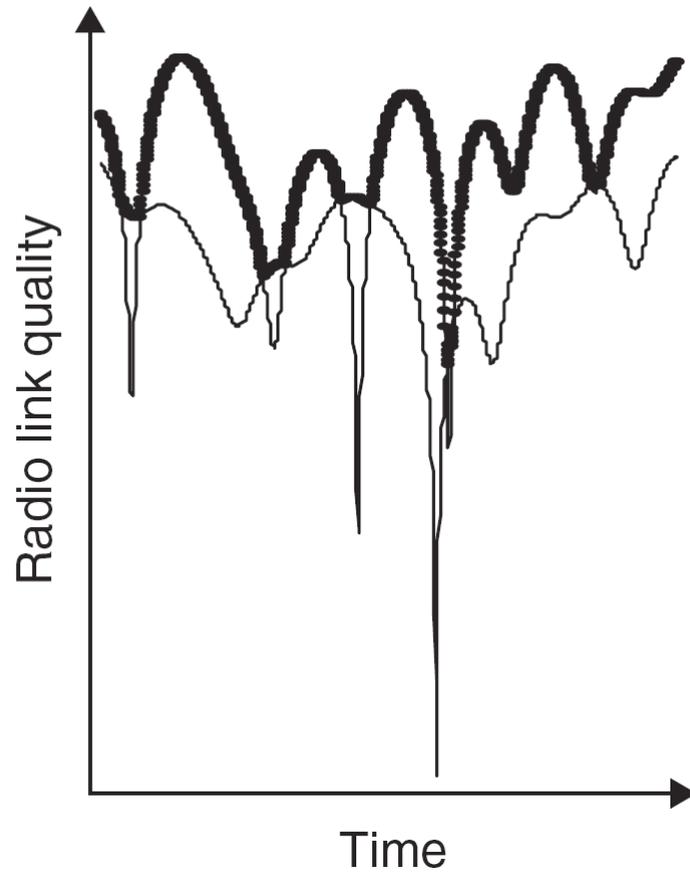
$$k^* = \operatorname{argmax}_k \frac{R_k(n)}{T_k(n)}$$

- El *throughput* medio  $T$  se calcula **filtrando** (promediando) la tasa **realmente asignada**,  $R'$ :

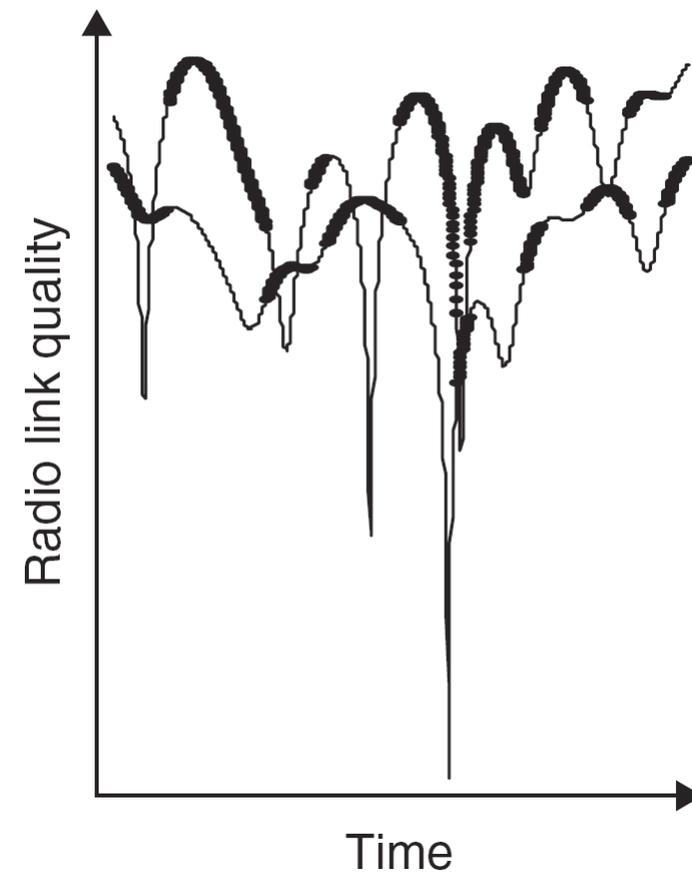
$$T_k(n) = \begin{cases} (1 - 1/t_c)T_k(n-1) + 1/t_c \cdot R'_k(n-1) & \text{si } k^* = k \\ (1 - 1/t_c)T_k(n-1) & \text{si } k^* \neq k \end{cases}$$

- $t_c$  es una constante de tiempo. Suele elegirse del orden de 1 s.
- Equivale a una cierta **normalización** del canal para cada usuario: se planifica a los usuarios en sus picos.
- Menos capacidad, pero más equidad (compromiso).

# Comparación de planificadores



Máxima tasa



*Proportional fair*

# Planificación de usuarios dependiente del canal, en tiempo y frecuencia

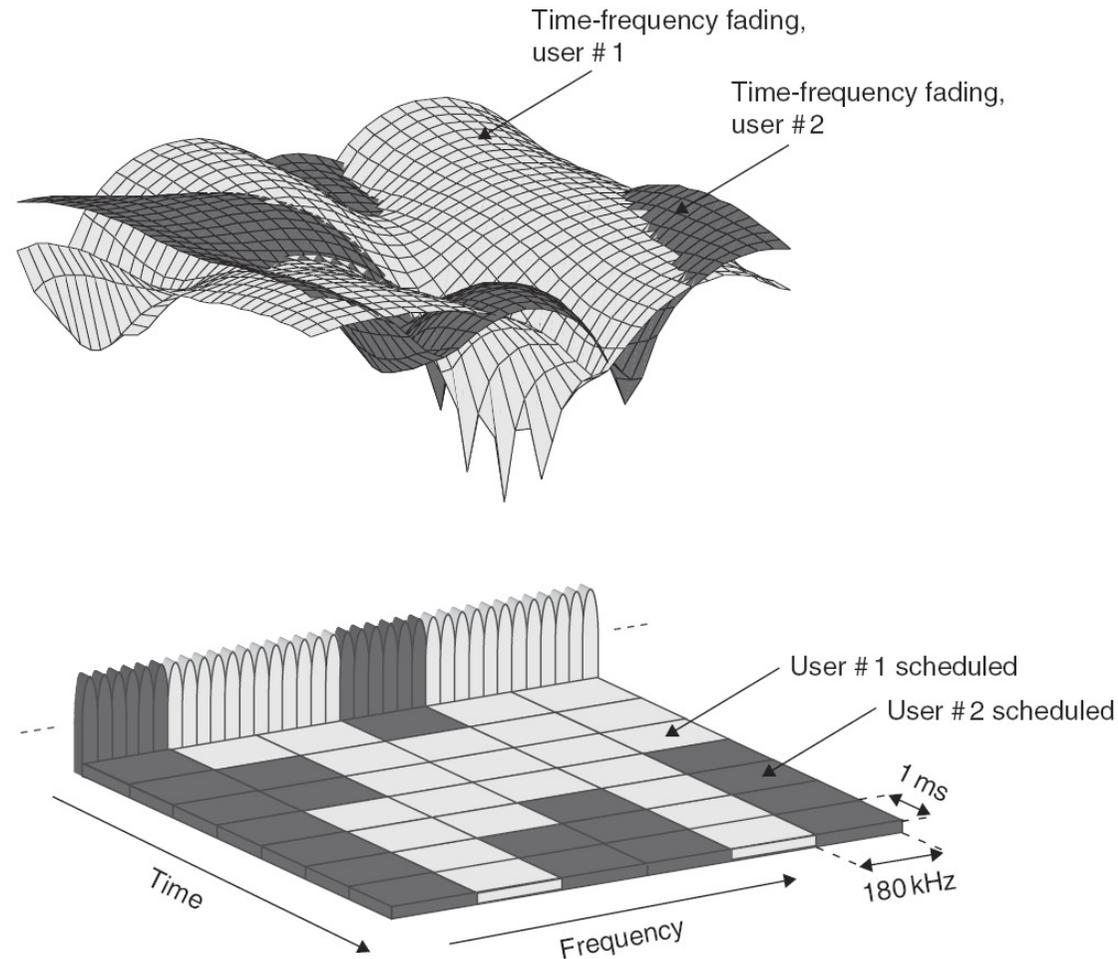
Es una generalización de lo anterior, aplicable a sistemas OFDM:

- En cada instante y en cada subportadora se transmite (DL), o se permite transmitir (UL), al usuario con menor atenuación.
- Hay un **grado de libertad adicional**: la frecuencia.
- El canal “efectivo” mejora aún más: mayor capacidad.

Otros criterios, además de los indicados para planificación en el tiempo:

- En la práctica, la resolución del CQI en frecuencia es de un cierto número de subportadoras contiguas (subbanda).
- Requiere enviar al transmisor más información sobre el estado del canal que si la planificación fuera sólo en el tiempo. El tamaño de la subbanda es un compromiso entre precisión y carga de señalización.

# Planificación de usuarios dependiente del canal, en tiempo y frecuencia



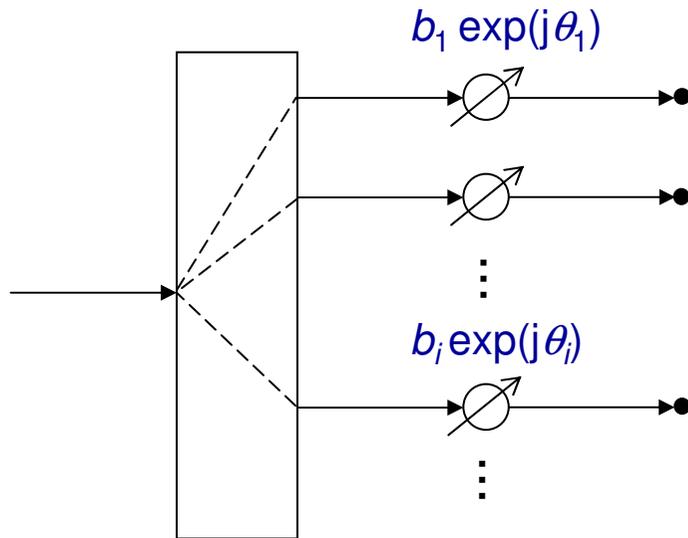
Las resoluciones en tiempo y en frecuencia indicadas corresponden a LTE

# 5. MIMO

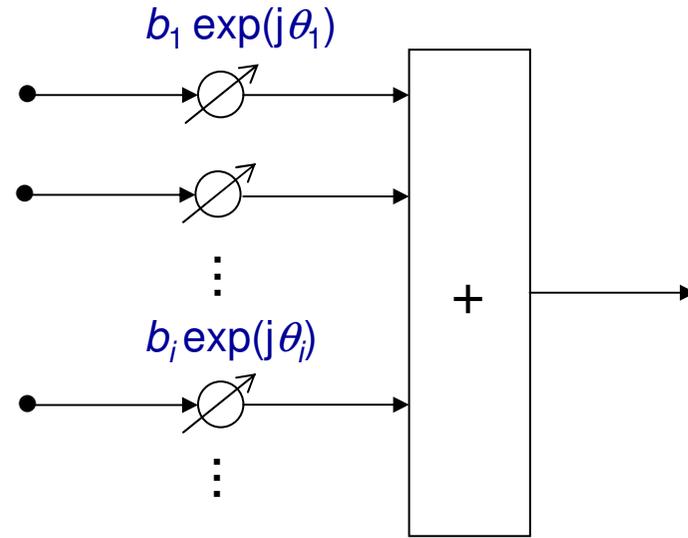
# Agrupaciones (*arrays*) de antenas

- Se consideran agrupaciones lineales de antenas omnidireccionales (en el plano horizontal).
- En recepción se combinan (se suman) las señales de las antenas. En transmisión se distribuye la señal a las diferentes antenas.
- La combinación (distribución) de las señales en recepción (transmisión) puede hacerse directamente; o bien puede hacerse **aplicando fases y amplitudes diferentes**.
- La agrupación tiene un **diagrama de radiación directivo**, simétrico respecto al eje de la agrupación.
- La directividad tiene su origen en las fases con que reciben o transmiten las señales las antenas individuales. Esas fases dependen de la dirección.
- El máximo de radiación se produce en la dirección en la que las señales se suman en fase. Si no se aplican desfases en la combinación o distribución, esa dirección es la perpendicular a la agrupación.

# Agrupaciones de antenas

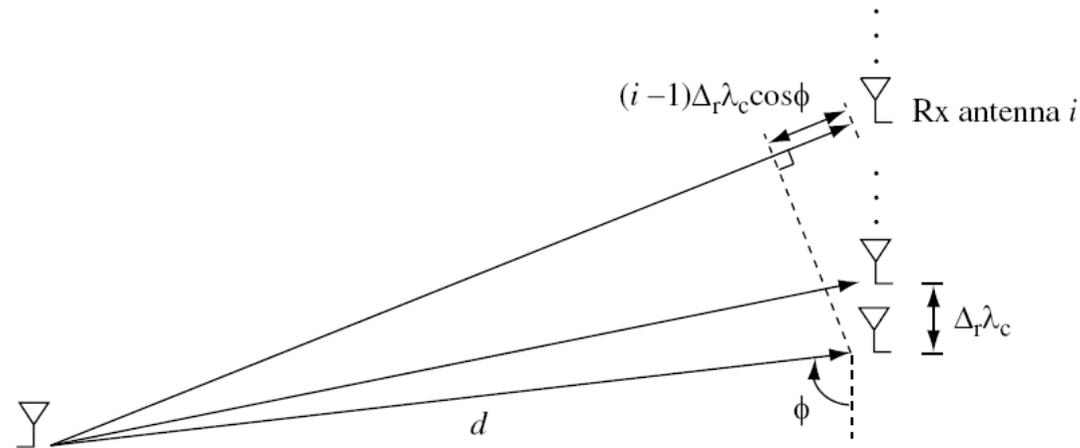


Agrupación en transmisión



Agrupación en recepción

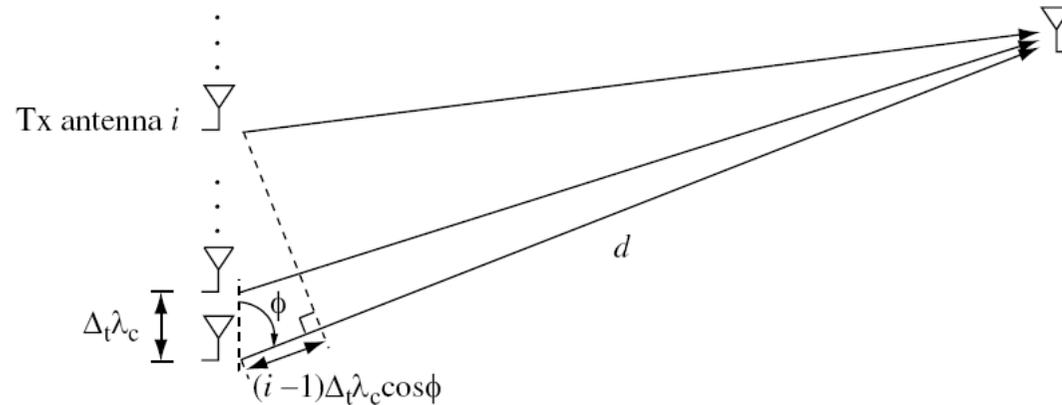
# Agrupaciones de antenas en recepción



$n_r$  número de antenas receptoras  
 $\lambda_c$  longitud de onda  
 $\Delta_r$  separación normalizada entre antenas  
 $L_r = n_r \Delta_r$  longitud total normalizada

- Para  $d \gg n_r \Delta_r$ , el ángulo  $\phi$  es igual en cada antena.
- El desfase entre antenas consecutivas es  $2\pi \Delta_r \cos \phi$ .

# Agrupaciones de antenas en transmisión

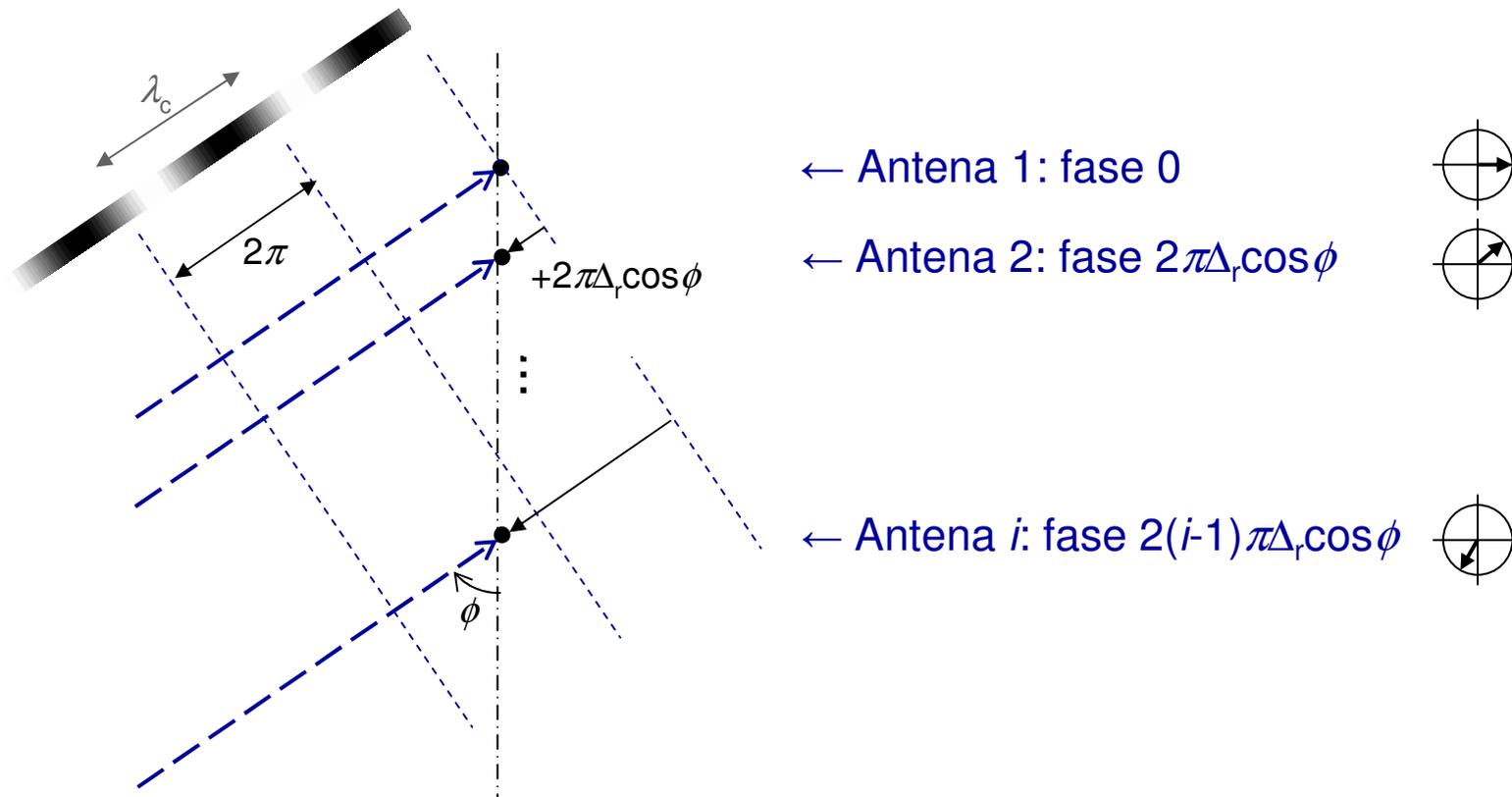


- $n_t$  número de antenas transmisoras
- $\lambda_c$  longitud de onda
- $\Delta_t$  separación normalizada entre antenas
- $L_t = n_t \Delta_t$  longitud total normalizada

- Idéntico comportamiento que en recepción

# Diagrama de radiación de la agrupación

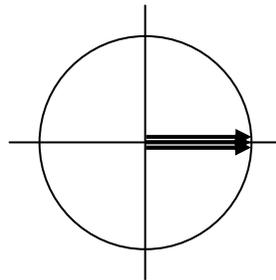
- El comportamiento es el mismo en transmisión y en recepción. En lo sucesivo se considera recepción.
- Si las señales de las antenas se combinan sin modificar fases ni amplitudes ( $b_i=1$ ,  $\theta_i=0$ ), el ángulo de incidencia ( $\phi$ ) determina el desfase entre antenas consecutivas ( $2\pi\Delta_r\cos\phi$ )



# Diagrama de radiación de la agrupación

- Máximo (ganancia  $n_r$ ):  $2\pi\Delta_r\cos\phi = 2k\pi$ .  
Una solución ( $k=0$ ) es  $\cos\phi = 0$ :  $\phi = \pm\pi/2$ .  
Puede haber otras:  $\cos\phi = k/\Delta_r$ , si  $|k/\Delta_r| \leq 1$ .

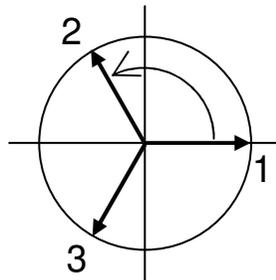
$n_r=3, k=0$



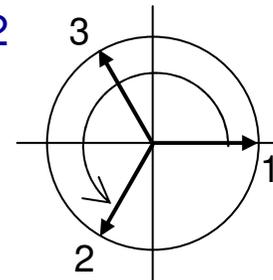
Fasores en las antenas

- Mínimo (nulo):  $2\pi\Delta_r\cos\phi = 2k\pi/n_r$ ,  $k=1, \dots, n_r$ .  
Primer nulo ( $k=1$ ):  $\cos\phi = \pm 1/n_r$ .

$n_r=3, k=1$

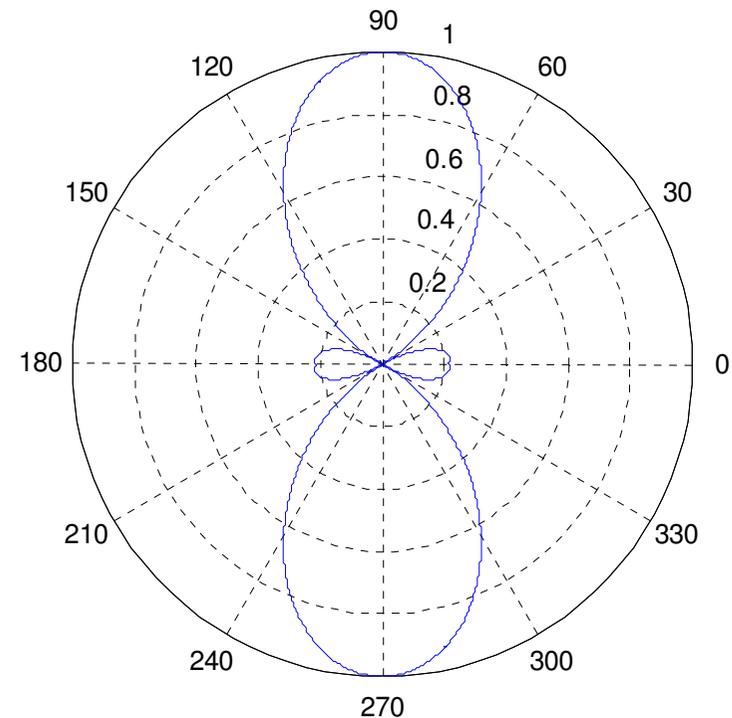
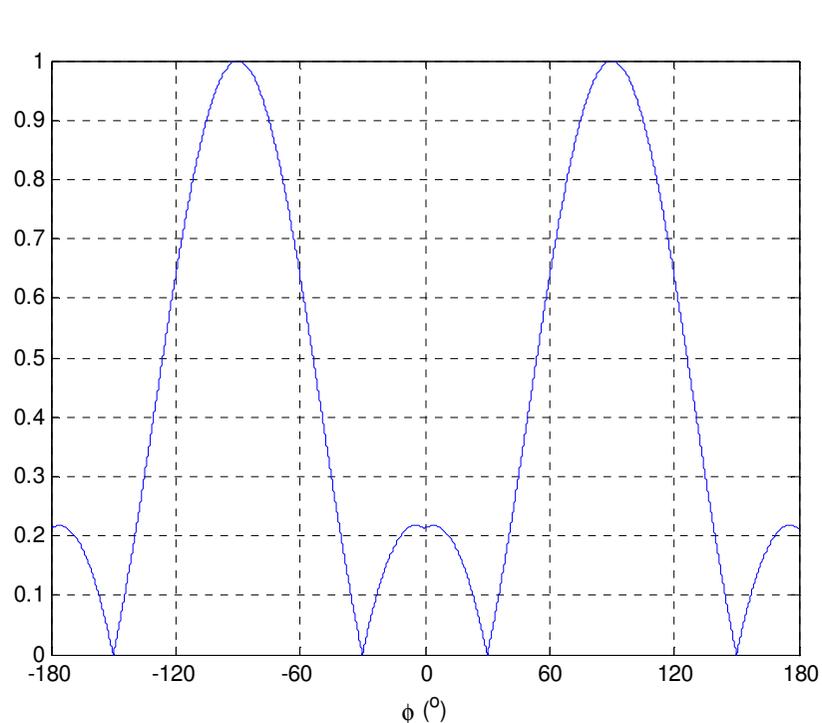


$k=2$



# Diagrama de radiación de la agrupación

Diagrama (forma aproximada)



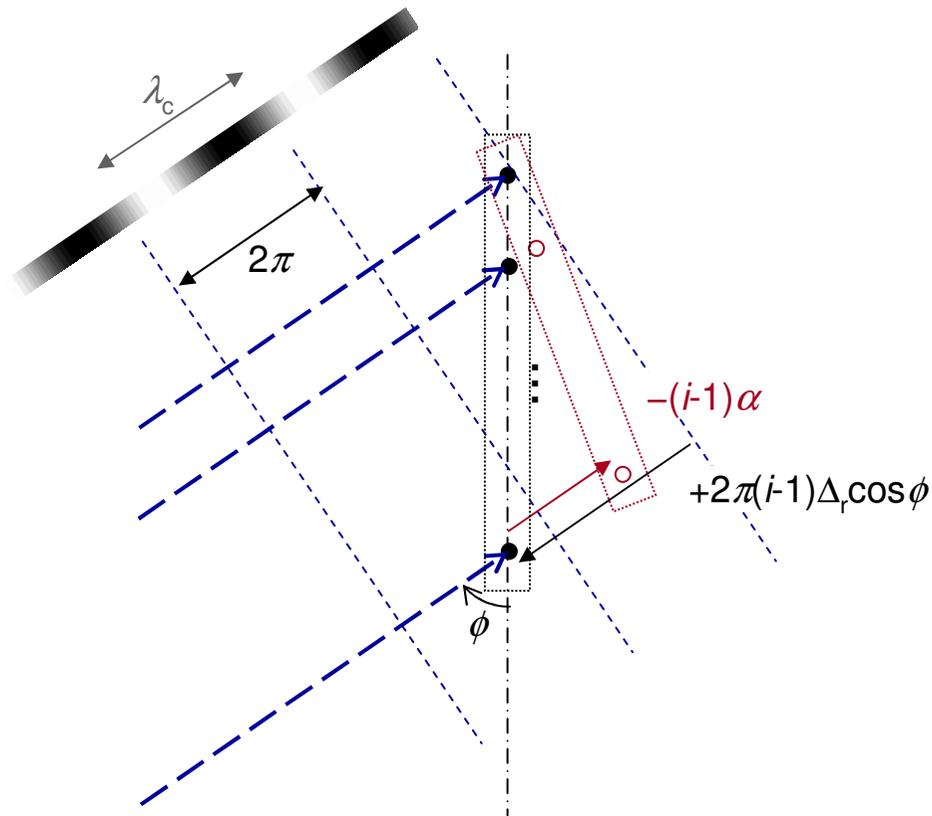
$$L_r = 2/\sqrt{3} = 1.155$$

- Los lóbulos aparecen siempre en pares, debido a la simetría existente: el comportamiento en  $\phi$  y en  $360^\circ - \phi$  es idéntico.
- La **anchura de haz** es **inversamente proporcional a  $L_r$** .

# Conformación de haz (*beamforming*)

- Si al combinar las señales se aplica un **desplazamiento de fase**  $\alpha$  entre antenas consecutivas:  $b_i=1$ ;  $\theta_1=0$ ,  $\theta_2=-\alpha$ , ...,  $\theta_i=-(i-1)\alpha$ , ...:
  - (+) Se **gira** el diagrama de radiación, ya que
    - El desfase se suma al efecto del ángulo  $\phi$ .
    - Gráficamente, el desfase  $\theta_i$  equivale a desplazar cada antena  $i$  una cierta distancia  $(\theta_i \lambda_c / 2\pi)$  en la dirección de la onda.
  - (–) Se **ensancha** el haz principal, ya que:
    - El desplazamiento es en  $\cos\phi$ , no en  $\phi$ .
    - Gráficamente, el desfase  $\alpha$  hace que, en la dirección del lóbulo principal, la agrupación se vea más corta.
- En el caso más general, pueden aplicarse coeficientes complejos  $b_i \exp(j\theta_i)$  arbitrarios. Con ello se logra un mayor control del diagrama de radiación.

# Conformación de haz



← Antena 1: fase 0

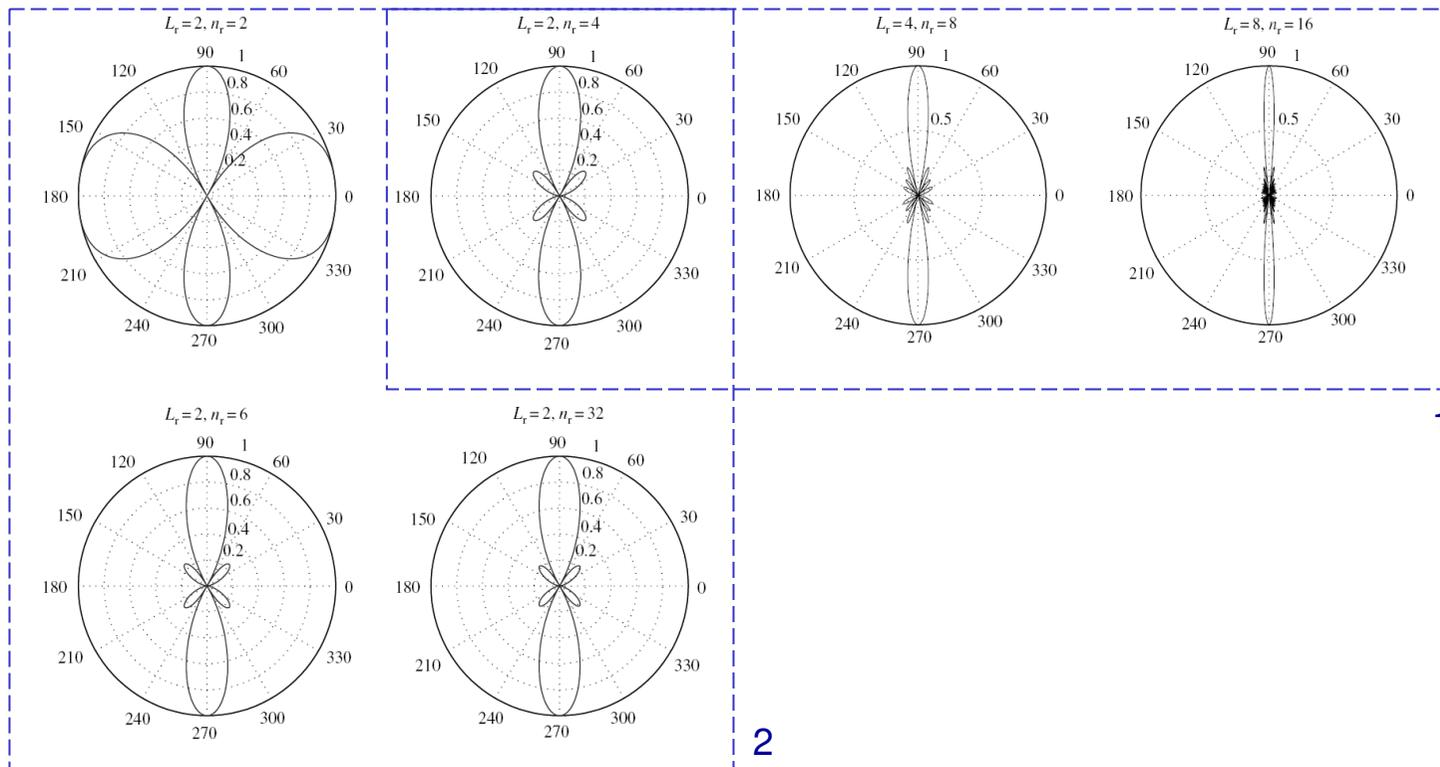
← Antena 2: fase  $2\pi\Delta_r \cos \phi - \alpha$

← Antena  $i$ : fase  $(2\pi\Delta_r \cos \phi - \alpha)(i-1)$

- Máximo (igual a  $n_r$ ): condición:  $2\pi\Delta_r \cos \phi - \alpha = 2k\pi$ .  
Una posible solución ( $k=0$ ) es:  $\cos \phi = \alpha / (2\pi\Delta_r)$ : válida si  $|\alpha| \leq 2\pi\Delta_r$ .  
Puede haber otras:  $\cos \phi = [k + \alpha / (2\pi)] / \Delta_r$ , si  $|[k + \alpha / (2\pi)] / \Delta_r| \leq 1$ .
- Mínimo (nulo): condición:  $2\pi\Delta_r \cos \phi - \alpha = 2k\pi / n_r$ ,  $k=1, \dots, n_r$ .  
Primer nulo ( $k=1$ ):  $\cos \phi = \alpha / (2\pi\Delta_r) \pm 1 / L_r$ .

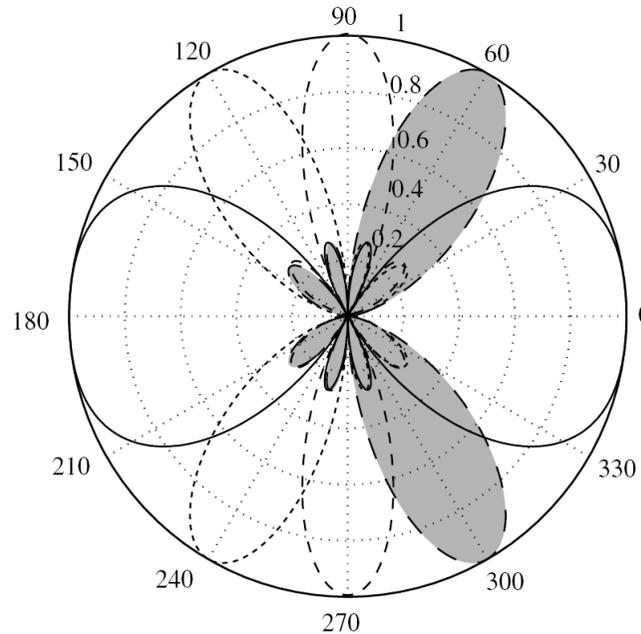
# Longitud total y separación entre antenas

1. Longitud total normalizada:  $L_r = n_r \Delta_r$ : Afecta a la **anchura de haz** (la resolución angular en  $\cos \phi$  es del orden de  $1/L_r$ ).
2. Separación entre antenas:  $L_r/n_r = \Delta_r$ : Pueden aparecer **réplicas** del lóbulo principal (“*aliasing*”) si  $|(k + \alpha/(2\pi))/\Delta_r| \leq 1$ ,  $k \neq 0$ . Eligiendo  $\Delta_r < 1/2$  esto nunca sucede, ya que, para  $-\pi < \alpha \leq \pi$ , se tiene  $|[k + \alpha/(2\pi)]/\Delta_r| > 2|k + \alpha/(2\pi)| \geq 1$ .



# Discriminación angular mediante conformación

$$L_r=2, n_r=4$$



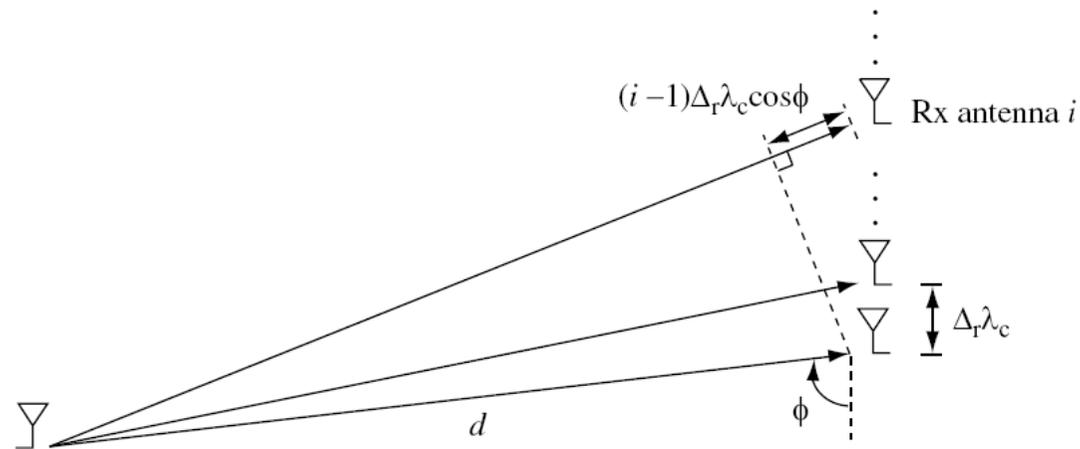
- Utilizando diferentes valores de  $\alpha$ , pueden discriminarse (separarse) señales recibidas desde diferentes direcciones.
- Para poder discriminar dos señales recibidas con ángulos  $\phi_1$  y  $\phi_2$ , se debe cumplir:  $|\cos \phi_1 - \cos \phi_2| > \approx 1/L_r$ .
- El mismo comportamiento se tiene en transmisión.

# Usos de múltiples antenas

- Ganancia de potencia:
  - Incremento de la relación señal/ruido
  - Se consigue gracias a la directividad de la agrupación (es decir, aplicando desfases adecuados en las antenas)
  - Requiere varias antenas en transmisor o/y receptor.
- Diversidad:
  - Incremento de la relación señal/ruido media y reducción de sus variaciones instantáneas
  - Se consigue gracias a que los desvanecimientos en cada antena son independientes (los desfases en las antenas son más variables)
  - Requiere varias antenas en transmisor o/y receptor, con separación suficiente (en espacio o en polarización).
- Multiplexación espacial (“MIMO”)
  - Mayor tasa binaria
  - Se consigue gracias a la transmisión en paralelo de varios “flujos” (*streams*) o “capas” (*layers*) de información, que viajan por caminos diferentes
  - Requiere varias antenas en transmisor y receptor.

# Condiciones para multiplexación espacial

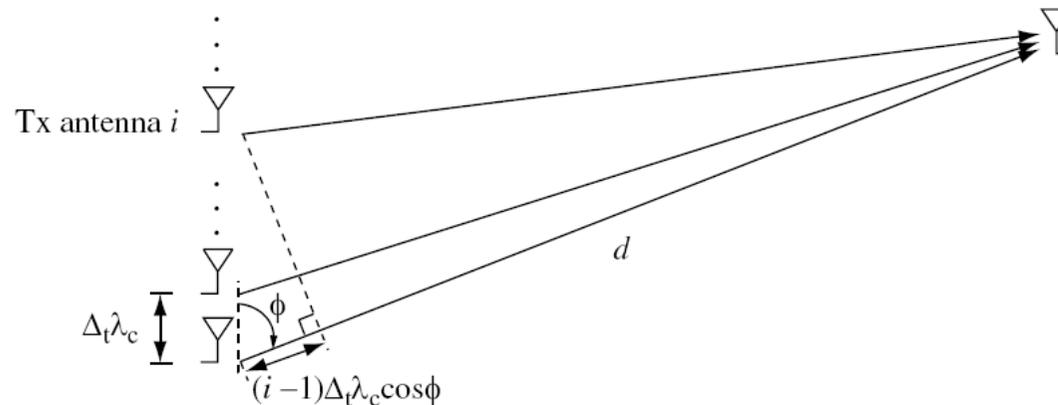
## 1.a) Canal SIMO, sin multitrayecto



- Para  $d \gg L_r \lambda_c$ , todos los rayos llegan con el mismo ángulo  $\phi$ .
- Eligiendo adecuadamente  $\alpha$  (desfase entre antenas consecutivas) en el receptor se obtiene una **ganancia de potencia** (factor  $n_r$ ).
- No es posible multiplexación espacial.

# Condiciones para multiplexación espacial

## 1.b) Canal MISO, sin multitrayecto



- Para  $d \gg L_t \lambda_c$ , todos los rayos que llegan al receptor salen del transmisor con el mismo ángulo  $\phi$ .
- Eligiendo adecuadamente  $\alpha$  (desfase entre antenas consecutivas) en el transmisor se obtiene una **ganancia de potencia** (factor  $\eta_t$ ).
- No es posible multiplexación espacial.

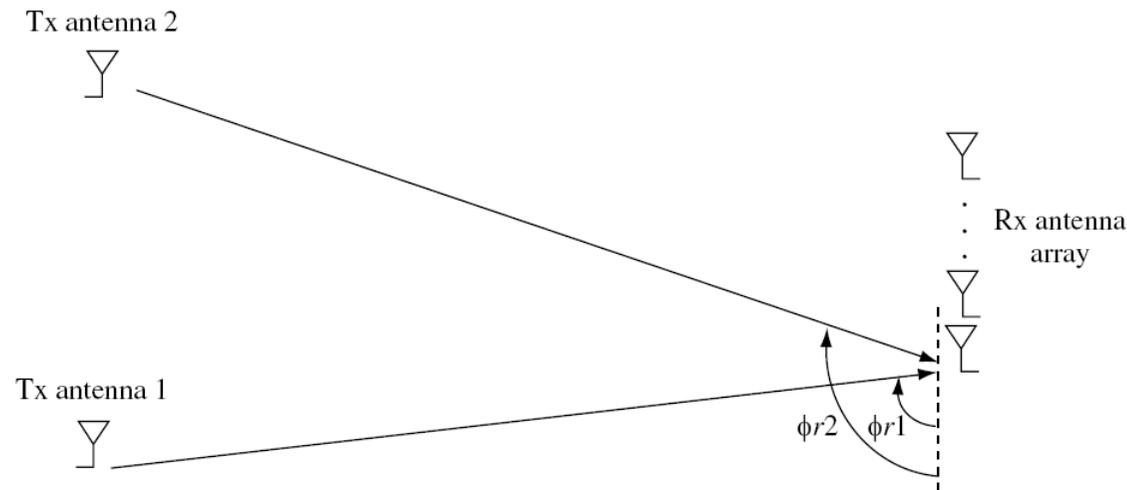
# Condiciones para multiplexación espacial

## 1.c) Canal MIMO, sin multitrayecto

- Combinación de 1.a) y 1.b).
- Se puede obtener **ganancia de potencia** en el transmisor y en el receptor (en total, factor  $n_t n_r$ ).
- No es posible multiplexación espacial, debido a que no hay separación angular.

# Condiciones para multiplexación espacial

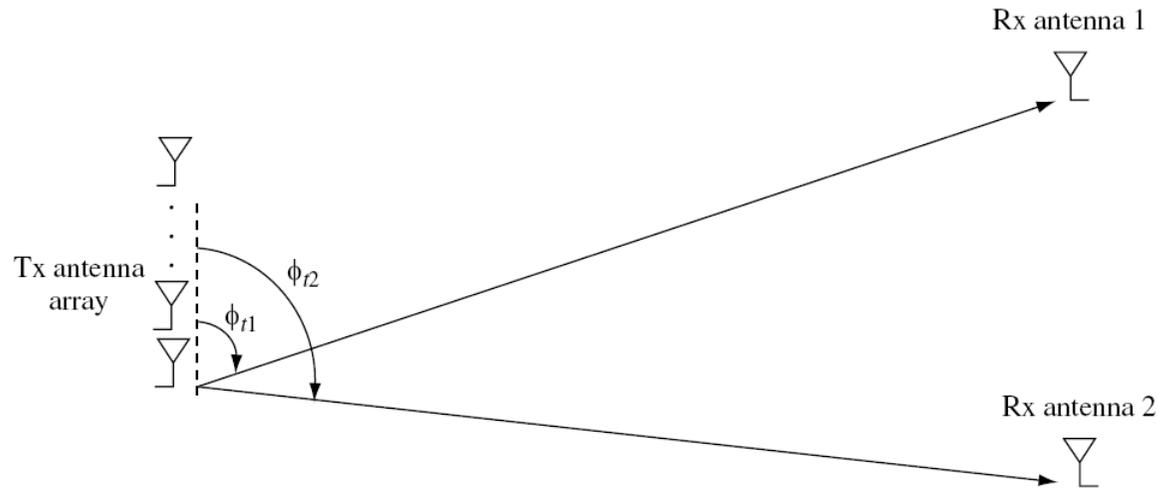
## 2.a) Antenas geográficamente separadas en transmisión, sin multitrayecto



- Si  $\phi_{r1}$  y  $\phi_{r2}$  son suficientemente diferentes, el receptor puede separar las señales de las dos antenas transmisoras.
- Por tanto, las antenas transmisoras pueden enviar flujos (informaciones) distintos.
- Es posible la **multiplexación espacial**.
- Las antenas transmisoras deben estar muy separadas (no son una agrupación, sino transmisores muy alejados): no realista.

# Condiciones para multiplexación espacial

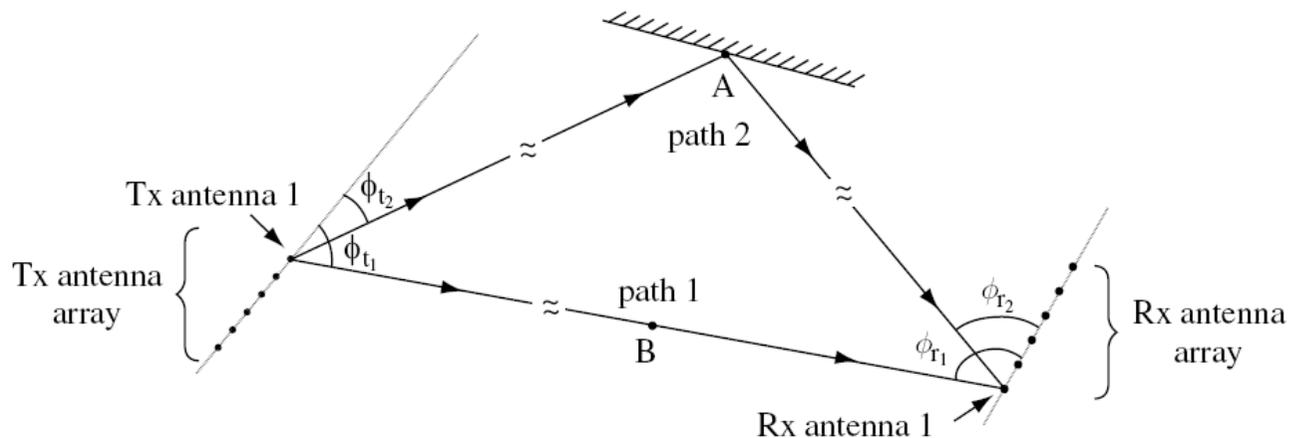
## 2.b) Antenas geográficamente separadas en recepción, sin multitrayecto



- Si  $\phi_{r1}$  y  $\phi_{r2}$  son suficientemente diferentes, el transmisor puede enviar dos flujos distintos en las dos direcciones de los receptores.
- Por tanto, a las antenas receptoras llegan flujos distintos.
- Es posible la **multiplexación espacial**.
- Las antenas receptoras deben estar muy separadas (no son una agrupación, sino receptores muy alejados): no realista.

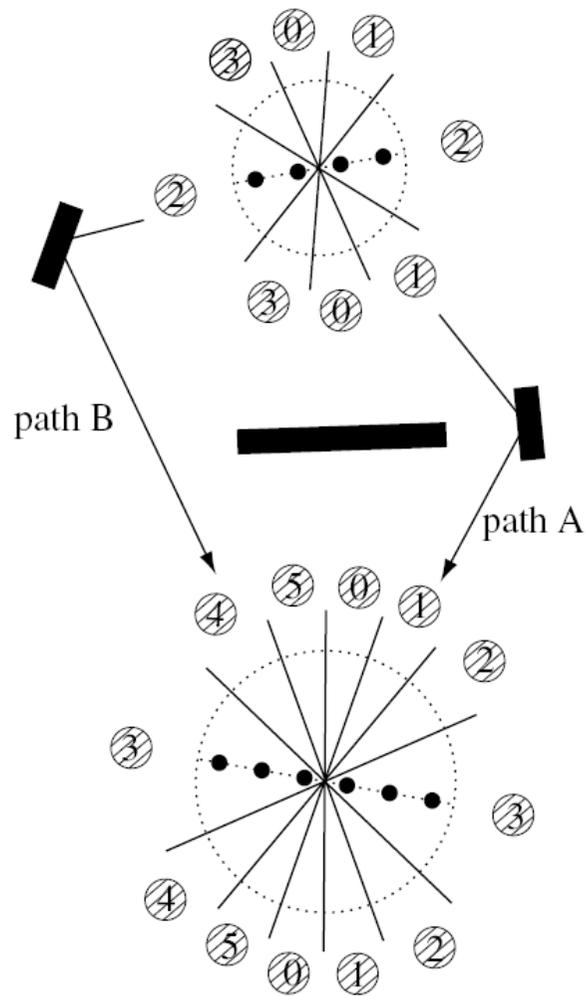
# Condiciones para multiplexación espacial

## 3) Canal con multitrayecto (dos rayos)



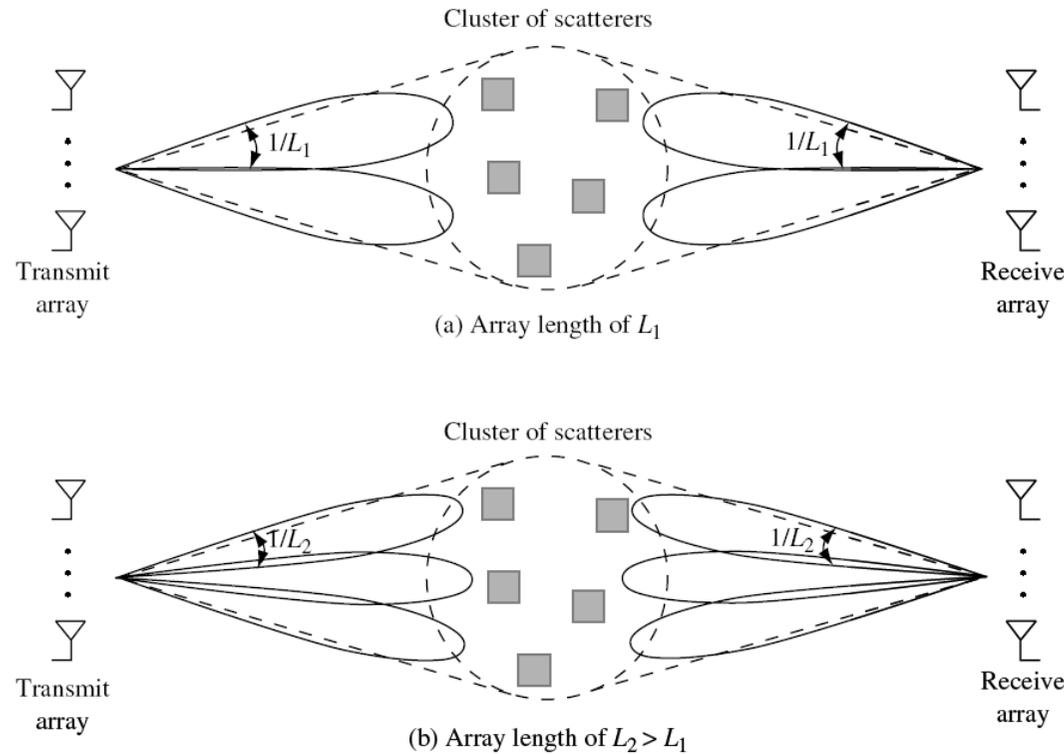
- Combinación de 2.a) y 2.b)
- Si los obstáculos están muy separados, habrá suficiente separación angular entre los diferentes caminos tanto en transmisión como en recepción: es posible la **multiplexación espacial**.
- Independientemente de si se cumple la condición anterior (separación angular entre los caminos), pueden lograrse **ganancia de potencia y diversidad**.

# Multiplexación espacial



- Habitualmente  $\Delta_t, \Delta_r = 1/2$ : separación máxima entre antenas (diagrama lo más estrecho posible) sin réplicas del lóbulo principal.
- La resolución angular en  $\cos\phi$  es del orden de  $1/L_t$  ( $1/L_r$ ) en el transmisor (receptor).
- Los caminos físicos se ven en grupos: **intervalos angulares de resolución.**
- Cuanto mayor sea  $L_t$  ( $L_r$ ), mejor resolución angular en el transmisor (receptor).
- Número máximo de caminos distinguibles en el transmisor ( $\cos\phi$  varía en  $[-1, 1]$ ; la resolución es  $1/L_t$ ):  $2L_t = 2\Delta_t n_t = n_t$ .
- Número máximo de caminos distinguibles en el receptor:  $n_r$ .
- Número máximo de flujos:  $\min\{n_t, n_r\}$ .
- Estos números se reducen si el entorno no produce suficiente dispersión angular.

# Efecto de la dispersión angular

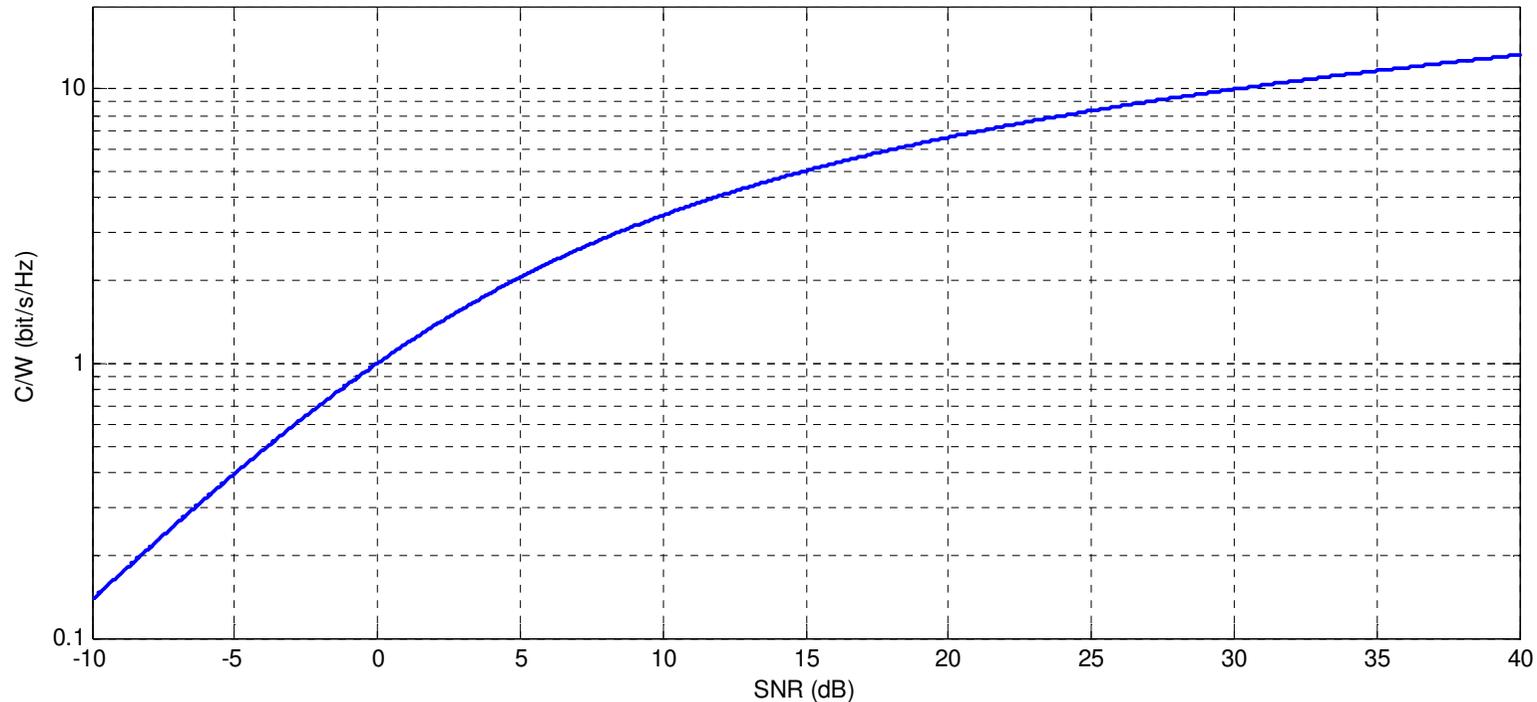


- En función de la dispersión angular en transmisión y en recepción, el número de caminos distinguibles realmente existentes varía.
- Una agrupación más grande (más antenas, con separación fija) permite mejor resolución, y puede incrementar el número de caminos distinguibles.

# Modalidades de MIMO en canales multitrayecto

- En un canal con multitrayecto, MIMO puede usarse para
  1. Ganancia de potencia / diversidad (en transmisión o/y en recepción)
  2. Multiplexación espacial (requiere múltiples antenas y suficiente dispersión angular, tanto en transmisión como en recepción).
- Suponiendo que se pueda elegir entre ambos modos (múltiples antenas y suficiente dispersión angular en ambos extremos), en función de las condiciones del enlace puede interesar más usar un modo u otro.
- El modo más adecuado dependerá de la señal/ruido (SNR).
- Para los sistemas de evolución de 3G, la tasa binaria alcanzable se aproxima a la capacidad de Shannon (en la práctica es algo más pequeña).

# Capacidad de un canal AWGN



$$C/W = \log_2(1 + \text{SNR}) \quad \text{SNR} = \frac{S}{N_0 W}$$

- Para SNR bajas:  $C/W \approx \log_2 e \cdot \text{SNR}$
- Para SNR altas:  $C/W \approx \log_2 \text{SNR}$

Incrementar la SNR para conseguir más capacidad es eficiente para SNR bajas, pero no para SNR altas.

# Uso de las modalidades de MIMO

## 1. Ganancia de potencia / diversidad:

- Se incrementa la SNR.

Por tanto:

- Para SNR bajas, la capacidad aumenta proporcionalmente.
- Para SNR altas, la capacidad aumenta muy poco.

## 2. Multiplexación espacial:

- Se transmiten y reciben múltiples flujos
- La potencia se reparte entre los flujos: la SNR por flujo se reduce de forma proporcional al número de flujos.

Por tanto:

- Para SNR bajas, la capacidad de cada flujo disminuye en la misma proporción que el número de flujos: la capacidad total no aumenta.
- Para SNR altas, la capacidad de cada flujo apenas disminuye: la capacidad total aumenta con el número de flujos.

# Uso de las modalidades de MIMO

- De acuerdo con lo anterior, se utilizará multiplexación espacial si se cumplen las siguientes condiciones:
  - Hay múltiples antenas en transmisor y receptor
  - Existe multitrayecto con suficiente dispersión angular en ambos extremos (por ejemplo, no es adecuado si hay línea de vista o si los obstáculos están angularmente muy concentrados)
  - La relación señal/ruido del enlace es alta.
- En caso contrario es más conveniente usar las múltiples antenas para ganancia de potencia / diversidad.

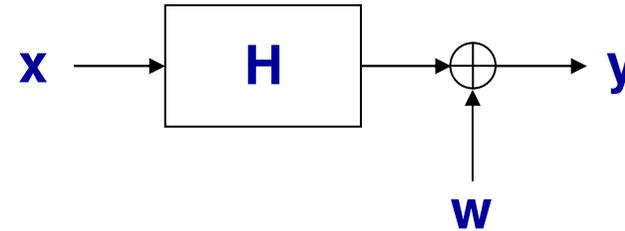
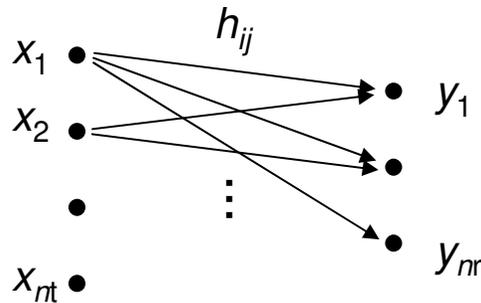
# Implicaciones del uso de diversidad

- Diversidad de recepción:
  - Se basa en combinación MRC (suma coherente, pesos proporcionales a la amplitud) de las señales recibidas.
  - Requiere:
    - **Estimar** los canales de propagación en el receptor (símbolos piloto).
- Diversidad de transmisión con realimentación:
  - Se basa en pre-combinación MRC en el transmisor.
  - Requiere:
    - **Estimar** los canales de propagación en el receptor (símbolos piloto);
    - **Realimentar** la información al transmisor (canal de señalización); en el caso de OFDM, en función de la frecuencia.
- Diversidad de transmisión sin realimentación (dos antenas):
  - Se basa en la técnica de Alamouti.
  - Requiere:
    - **Estimar** los canales de propagación en el receptor (símbolos piloto);
    - Canales con variación suficientemente **lenta**.

# Estimación de los canales para multiplexación espacial

- El receptor no conoce los parámetros del entorno (ubicación de los obstáculos, dirección de los caminos de propagación; múltiples reflexiones): no puede modelarlo físicamente.
- Es suficiente estimar el **efecto** del entorno, aún sin conocer su estructura interna (su modelado físico).
- La estimación está limitada por la resolución angular disponible.
- Situación análoga a la estimación del canal en el receptor Rake, con “ángulo” en vez de “retardo”.
- La estimación se hace en dos etapas:
  1. Estimación de los canales de propagación (usando símbolos piloto específicos para cada antena transmisora).
  2. Cálculo de los coeficientes de las conformaciones de haz en transmisión y en recepción que permiten obtener canales independientes. Se usa la “descomposición en valores singulares”.

# Estimación de los canales independientes



$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w}$$

El canal puede modelarse por medio de:

- Vector  $\mathbf{x}$  de tamaño  $n_t \times 1$ : fasores de señales transmitidas por cada antena
- Vector  $\mathbf{y}$  de tamaño  $n_r \times 1$ : fasores de señales recibidas en cada antena
- Matriz compleja  $\mathbf{H}$  de tamaño  $n_r \times n_t$ : desfase y atenuación entre cada pareja de antenas
- La matriz  $\mathbf{H}$  varía en el tiempo
- Si el canal es selectivo en frecuencia, la matriz  $\mathbf{H}$  depende de la frecuencia.

# Descomposición de una matriz en valores singulares

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^*$$

**H** Matriz  $n_r \times n_t$  compleja arbitraria

**U** Matriz  $n_r \times n_r$  compleja, unitaria ( $\mathbf{U}^*\mathbf{U} = \mathbf{U}\mathbf{U}^* = \mathbf{I}$ )

**V** Matriz  $n_t \times n_t$  compleja, unitaria ( $\mathbf{V}^*\mathbf{V} = \mathbf{V}\mathbf{V}^* = \mathbf{I}$ )

**$\Lambda$**  Matriz real  $n_r \times n_t$  “diagonal” (elementos nulos fuera de la diagonal principal). Los valores de la diagonal principal cumplen  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{n_{\min}} \geq 0$ ,  $n_{\min} = \min\{n_t, n_r\}$ , y se denominan valores singulares de **H**.

( )<sup>\*</sup> Matriz traspuesta conjugada (hermítica)

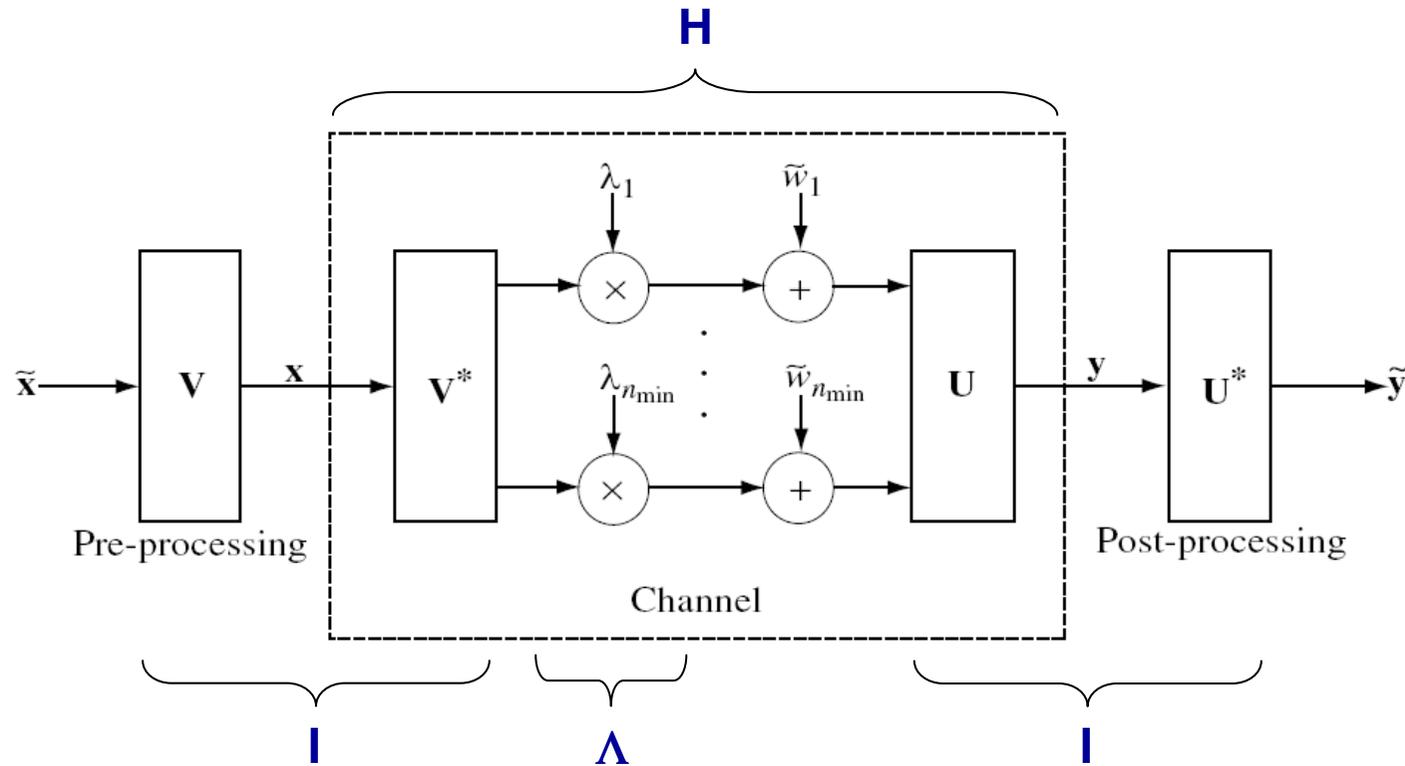
# Realización y uso de los canales independientes

- Realización de los canales independientes:
  1. Se estima  $\mathbf{H}$  (en el receptor, usando símbolos piloto)
  2. Se calcula la descomposición en valores singulares de  $\mathbf{H}$ , y:
    - En el transmisor se aplica un pre-procesado lineal  $\mathbf{V}$ .
    - En el receptor se aplica un post-procesado lineal  $\mathbf{U}^*$ .

Con ello el canal queda descompuesto en  $\min\{n_t, n_r\}$  subcanales independientes: se ha conseguido **diagonalizar** (espacialmente) el canal.

- Uso de los canales independientes:
  - Puede **adaptarse el formato de transmisión** (AMC) de cada flujo: transmitir con más tasa binaria en el flujo  $k$  cuanto mayor sea su ganancia ( $\lambda_k$ ).
  - Puede **repartirse la potencia entre flujos** para maximizar la tasa binaria total: asignar más potencia a los flujos que tengan mayor ganancia.

# Estimación de los canales independientes



$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{\Lambda} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{w}}$$

- $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{V}^* \mathbf{x}$     Datos transmitidos (antes de pre-procesado)
- $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^* \mathbf{y}$     Datos recibidos (después de post-procesado)
- $\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{U}^* \mathbf{w}$     Términos transformados de ruido: son independientes

# Implicaciones del uso de multiplexación espacial

- Con realimentación:
  - Se basa en aplicar pre-codificación espacial en el transmisor y un procesamiento adecuado en el receptor (matrices  $\mathbf{U}$ ,  $\mathbf{V}$ , o versiones aproximadas de las mismas).
  - Requiere:
    - **Estimar** cuáles son los caminos distinguibles más potentes, y sus ganancias (símbolos piloto, procesamiento);
    - **Realimentar** la información al transmisor (canal de señalización); en el caso de OFDM, en función de la frecuencia.
- Sin realimentación:
  - Se basa en procesamiento adecuado en el receptor (idealmente, multiplicar por  $\mathbf{H}^{-1}$ , o una versión aproximada).
  - Requiere:
    - **Estimar** los canales de propagación en el receptor (símbolos piloto);
    - **No pueden adaptarse** la potencia o el formato de transmisión de cada flujo.