

COMUNICACIONES MÓVILES

Capítulo 5 LTE
Long Term Evolution



Contenido

1. Introducción a 4G – LTE
2. Tecnologías Habilitantes para LTE
 1. OFDM
 2. TX de Portadora Simple – SC-FDM
 3. MIMO
 4. Codificación de Canal
 5. Adaptación de Enlace
 6. Esquemas de Re-TX Avanzados
3. Arquitectura LTE
4. Recursos Físicos de Transmisión
5. LTE – Advanced

1. INTRODUCCIÓN

Introducción

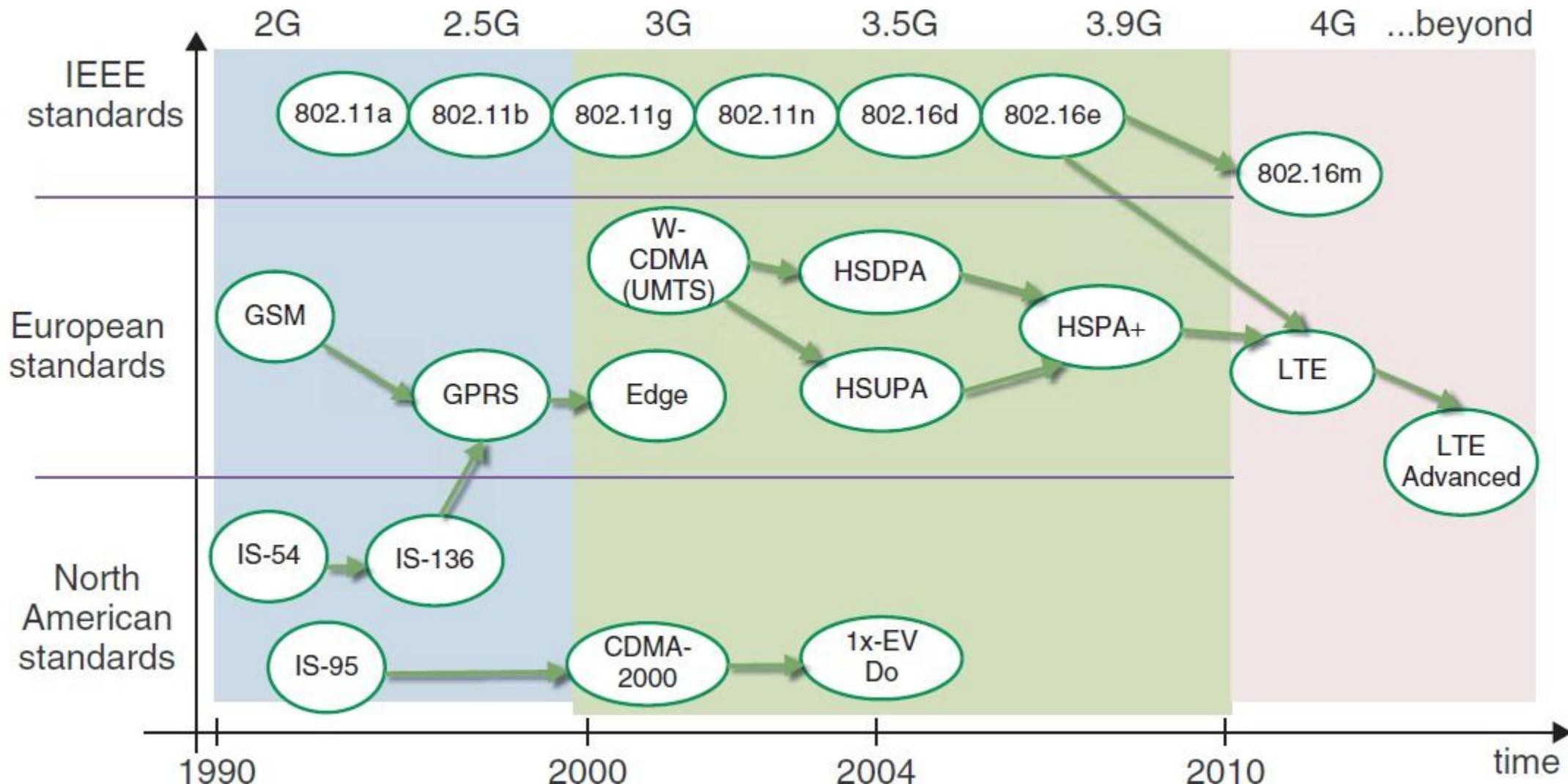
Generation	Primary services	Key differentiator	Weakness (addressed by subsequent generation)
1G	Analogue phone calls	Mobility	Poor spectral efficiency, major security issues
2G	Digital phone calls and messaging	Secure, mass adoption	Limited data rates - difficult to support demand for internet/e-mail
3G	Phone calls, messaging, data	Better internet experience	Real performance failed to match hype, failure of WAP for internet access
3.5G	Phone calls, messaging, broadband data	Broadband internet, applications	Tied to legacy, mobile specific architecture and protocols
4G	All-IP services (including voice, messaging)	Faster broadband internet, lower latency	?

Table 1: Evolution of technology generations in terms of services and performance

Source: GSMA Intelligence

Introducción

- Evolución de los estándares inalámbricos en las 2 últimas décadas



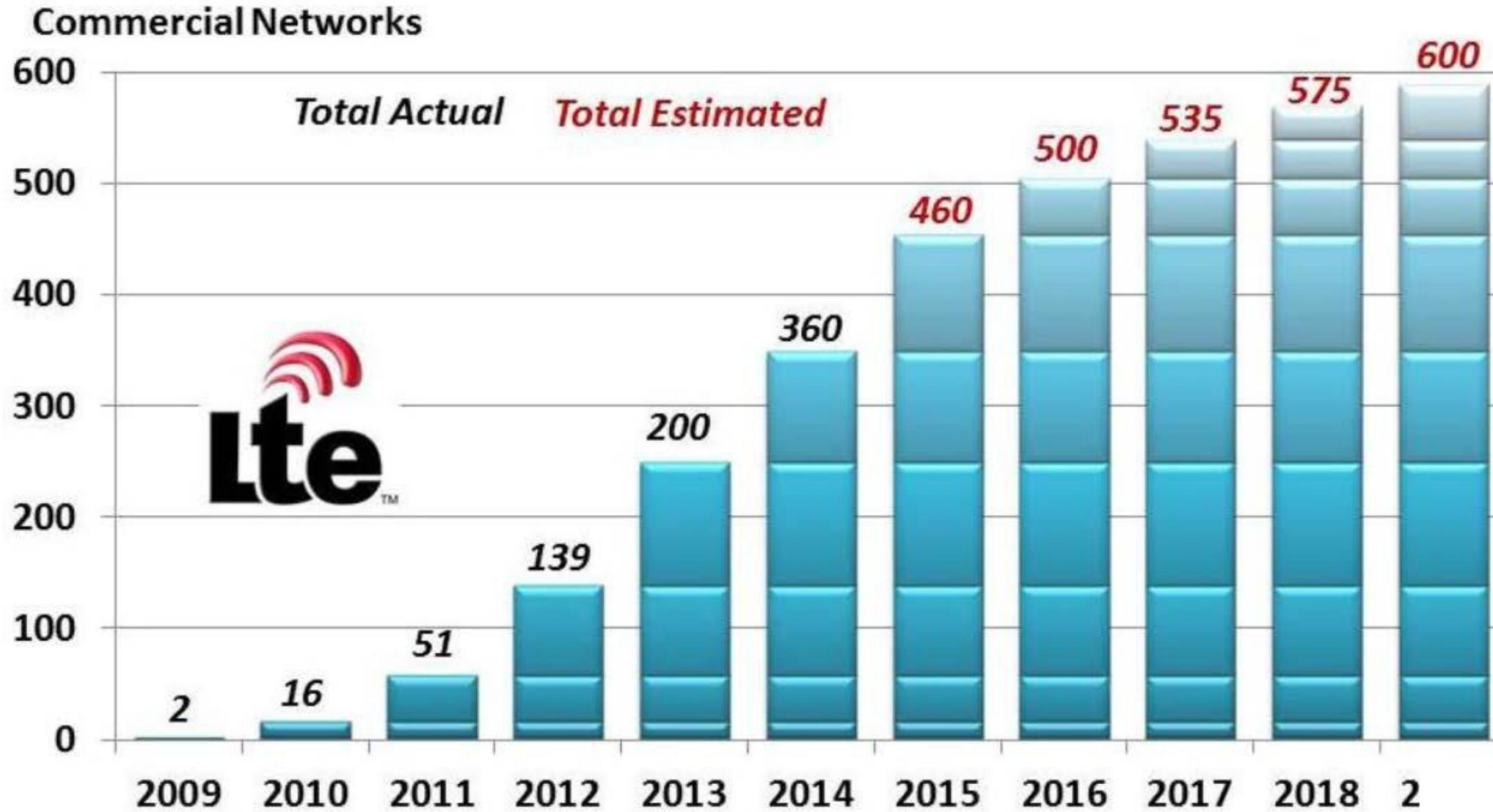
Introducción

- Evolución de las tasas de datos pico de los estándares inalámbricos en las 2 últimas décadas

Technology	Theoretical peak data rate (at low mobility)
GSM	9.6 kbps
IS-95	14.4 kbps
GPRS	171.2 kbps
EDGE	473 kbps
CDMA-2000 (1xRTT)	307 kbps
WCDMA (UMTS)	1.92 Mbps
HSDPA (Rel 5)	14 Mbps
CDMA-2000 (1x-EV-DO)	3.1 Mbps
HSPA+ (Rel 6)	84 Mbps
WiMAX (802.16e)	26 Mbps
LTE (Rel 8)	300 Mbps
WiMAX (802.16m)	303 Mbps
LTE-Advanced (Rel 10)	1 Gbps

Introducción

- Crecimiento y predicción del las redes LTE a nivel global



Introducción

LTE – Long Term Evolution

- **Requerimientos Principales**

- Los requerimientos LTE cubren 2 **componentes fundamentales** de la arquitectura del sistema UMTS evolucionado

- **E-UTRAN**

- Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network

- **EPC**

- Evolved Packet Core

Introducción

LTE – Long Term Evolution – Requerimientos

- **Objetivos Globales del Sistema**

- Capacidad y cobertura del sistema mejorada
- Altas tasas de datos pico
- Baja latencia
 - Tanto en el plano de control como en el plano de usuario
- Soporte multi-antena
- Operaciones de BW flexible
- Integración transparente con sistemas existentes
- El aumento de las tasas de datos móviles es sólo uno de los principales encargos para los estándares LTE

Introducción

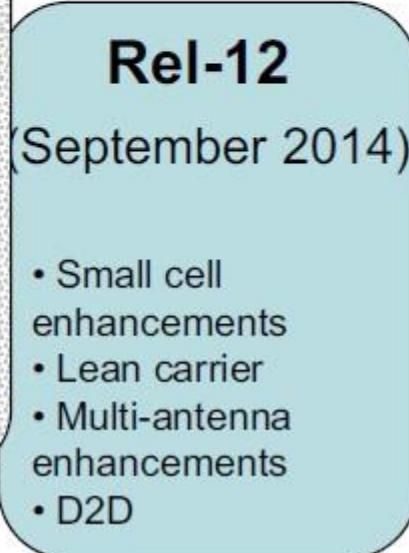
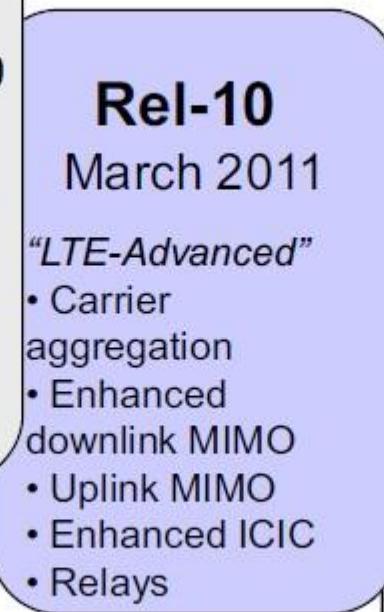
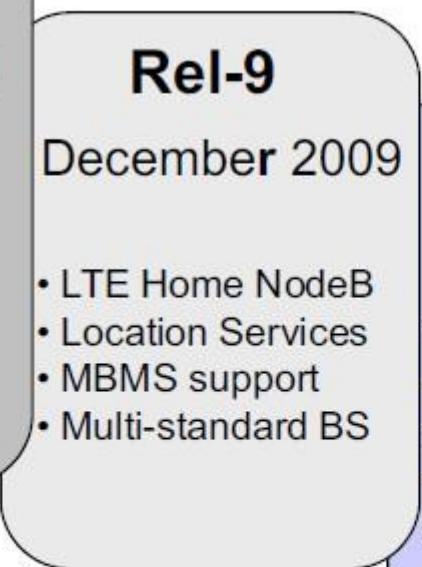
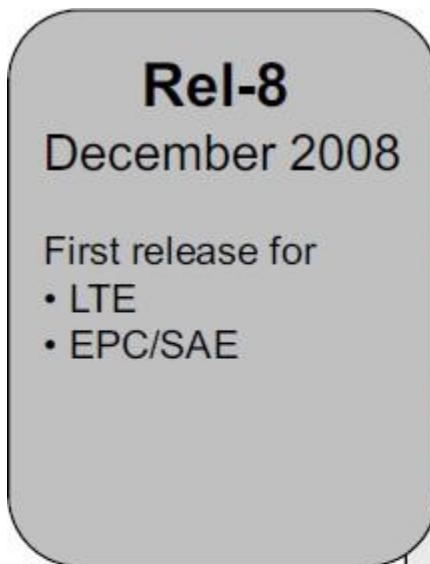
LTE – Long Term Evolution

- Desarrollado por el 3GPP – 3G Partnership Project
- Provee acceso móvil de banda ancha real 4G
- Versiones
 - Release 8
 - Release 9
 - Release 10 LTE-Advanced → Aprobada por la ITU como IMT-Advanced
 - Release 11
 - Evolución de la telefonía móvil → ?

IMT2020 → 5G

Introducción

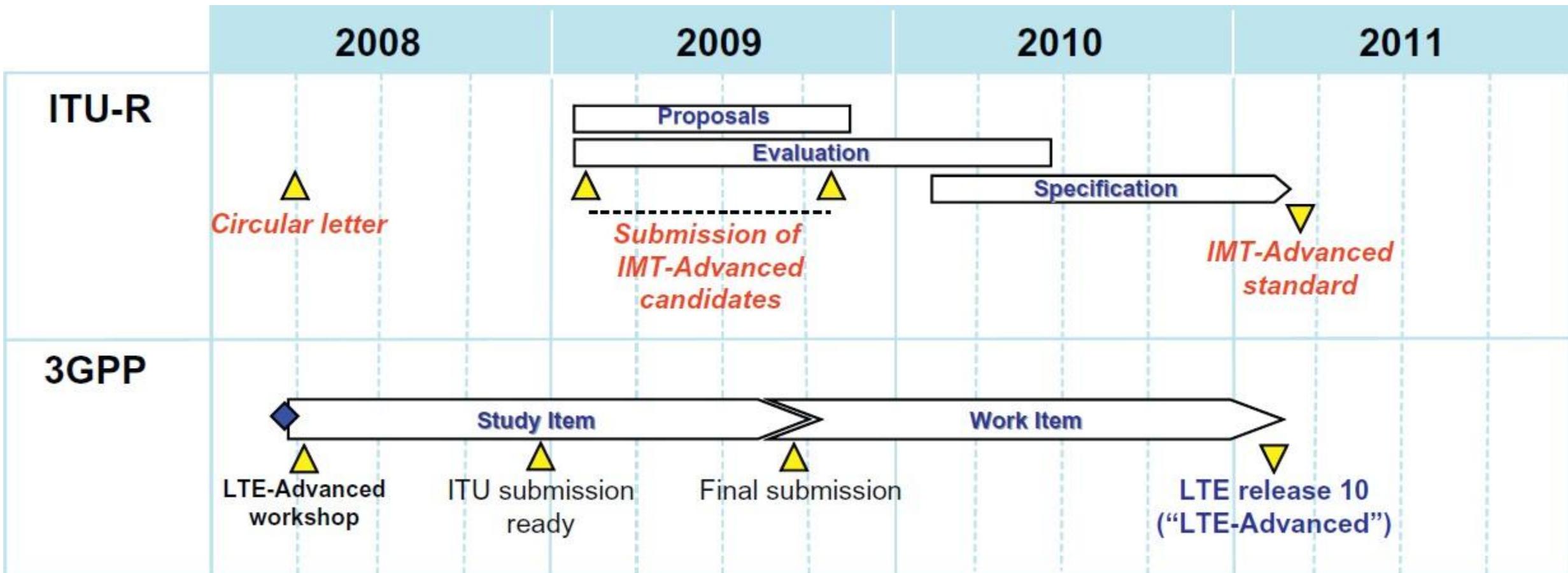
- 3GPP Releases de las especificaciones para LTE



Están trabajando en Release 19 para protocolos de comunicación con IA nativos en 5G

Introducción

- Relación entre las estandarizaciones 3GPP e ITU IMT-Advanced



Introducción

LTE – Long Term Evolution – Impulsores

- Impulso dado por la creación y desarrollo de nuevos servicios para dispositivos móviles
- Habilitado por el avance de la tecnología disponible para sistemas móviles
- Alta velocidad del backbone de Internet
 - A menudo basado en fibra óptica
- Los servicios basados en Internet también estén disponibles en los dispositivos móviles
 - Dando lugar a lo que hoy se conoce como **banda ancha móvil**

Introducción

LTE – Long Term Evolution – Impulsores

- **Reto y el impulsor para la evolución de LTE**
 - Soportar los mismos servicios basados en IP en un móvil
- Primeras tecnologías móviles fueron construidas para servicios de conmutación de circuitos, principalmente voz
 - Los primeros servicios de datos sobre GSM fueron de conmutación de circuitos
 - Con GPRS basado en paquetes como un agregado posterior
- Esto influenció fuertemente el primer desarrollo de 3G
 - Basado en datos de circuitos conmutados
 - Con servicios de conmutación de paquetes como un añadido

Introducción

LTE – Long Term Evolution – Impulsores

- Es hasta la evolución de HSPA y con LTE que los servicios de commutación de paquetes e IP
- Se volvieron el objetivo principal de diseño
- LTE es una red completamente de commutación de paquetes

Introducción

LTE – Long Term Evolution – Impulsores

- Principales **parámetros de diseño** relacionados con el servicio para un interfaz radio
 - **Tasa de Datos**
 - Cada vez se requieren mayores tasas de bit
 - Impulsa el diseño del interfaz radio
 - Kbps → 2G
 - Mbps → 3G
 - ~Gbps → 4G
 - 1 Gbps para usuarios estacionarios
 - 100 Mbps para usuarios con alta movilidad

Introducción

LTE – Long Term Evolution – Impulsores

- Principales **parámetros de diseño** para un interfaz radio
 - **Retardo**
 - Soporte para servicios interactivos como juegos en tiempo real
 - **Capacidad**
 - No solamente tasas de datos pico sino tasas de datos totales
 - Altamente relacionado con la eficiencia espectral
 - Y su repercusión en la QoS percibida por el usuario
 - Demanda por más recursos de espectro
 - Es necesaria una alta flexibilidad del espectro con la posibilidad de variar el BW del canal

Mejoras
ancho Banda

2G 200 kHz → RÍGIDO
3G 5 MHz
4G 20 MHz → DINAMICO

Introducción

LTE – Long Term Evolution

- Evolución total de la red de core
 - Originalmente desarrollada en GSM en 1980
 - Extendida en 1990 para soportar
 - GPRS
 - EDGE
 - W-CDMA
 - Pero aún con mucho construido alrededor del dominio de conmutación de circuitos

Desaparece
MSC

Introducción

LTE – Long Term Evolution

- Inicio con **SAE System Architecture Evolution**
- Ha resultado en → **EPC Evolved Packet Core**
 - Enfocado en el dominio de **comunicación de paquetes**
- Revisión de las tecnologías habilitantes que son parte de LTE y de su evolución

Introducción

2. TECNOLOGÍAS HABILITANTES DE LTE

Tecnologías Habilitantes

- Tecnologías que permiten altas tasas de datos en comunicaciones móviles
- Tasas de datos significativamente mayores que el predecesor 3G
- **Restricción Fundamental para obtener altas tasas de datos**

- Límite teórico de Shannon de la tasa máxima → capacidad del canal C

$$C = BW \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$



- 2 factores fundamentales limitan la tasa de datos alcanzable

- Ancho de banda

ACM

- Relación Señal a Ruido

MIMO

Mejores potencias en RX

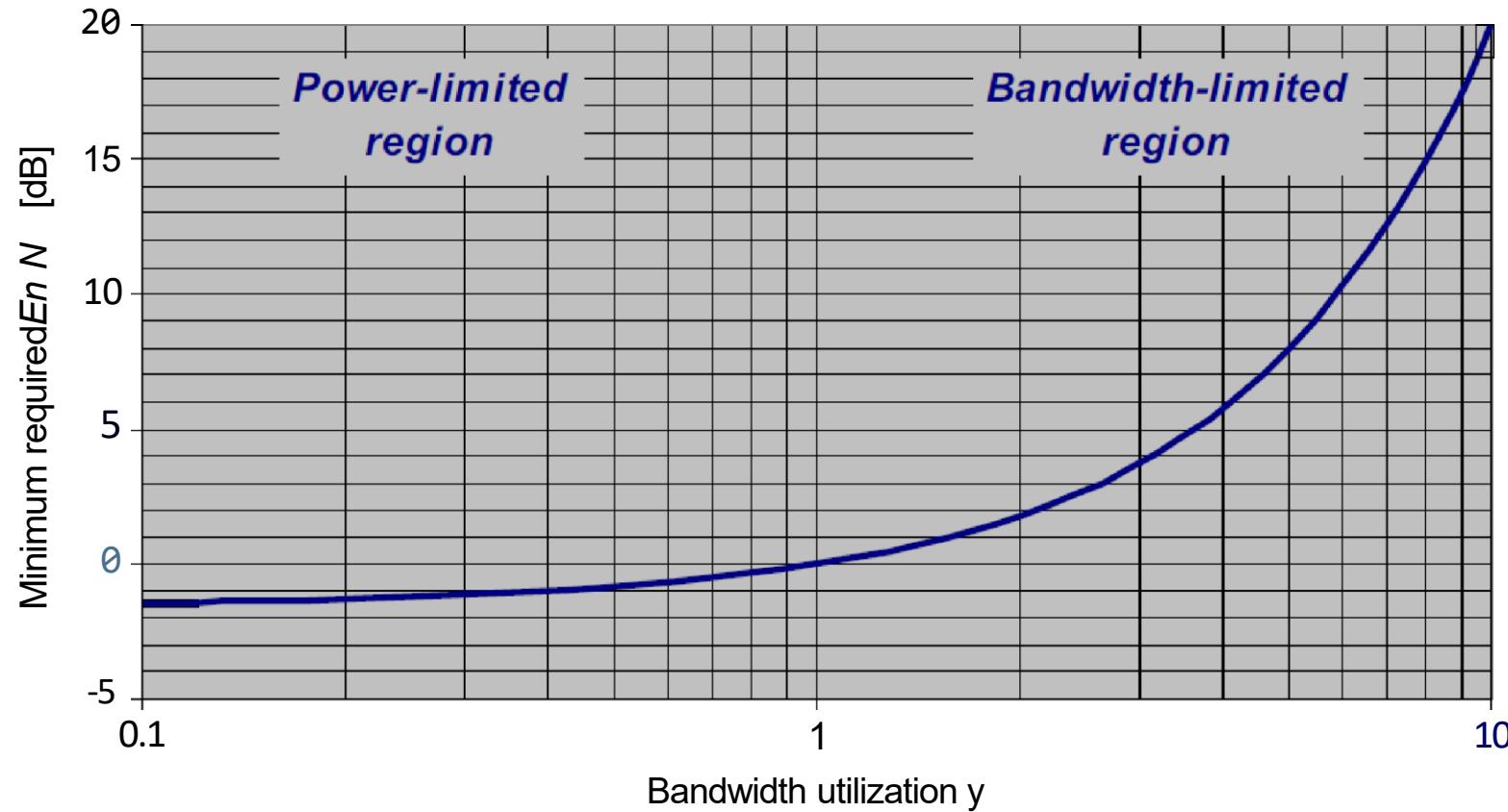
Tecnologías Habilitantes

- Definiendo $y = RfBW$ como la Utilización de BW del enlace radio
- Se puede obtener el límite inferior en la energía Rx requerida por bit de información
 - Normalizada a la densidad de potencia de ruido

$$\frac{E_b}{N_0} \geq \min \left\{ \frac{E_b}{N_0} \right\} = \frac{2^r - 1}{r}$$

Agregación de Portadoras
para dar más ancho Banda

{ MISO
SIMO
Beamforming



Tecnologías Habilitantes

Altas tasas de datos en escenarios limitados por ruido

- Ruido como la principal fuente de deterioro del enlace radio
- Las tasas de datos están limitadas por la relación de potencia de la señal a la potencia de ruido
- Cualquier incremento de las tasas de datos para un BW dado requiere incremento de la potencia de la señal Rx
- Para hacer un uso eficiente de la SNR, el BW de TX debe ser al menos del mismo orden que la tasa de datos a ser provista
- A potencia constante, la SNR puede mejorarse reduciendo la distancia entre el TX y el RX → Reducción del tamaño de las celdas
- Otra forma es a través de Diversidad en RX → múltiples antenas RX

Tecnologías Habilitantes

Altas tasas de datos en escenarios limitados por interferencia

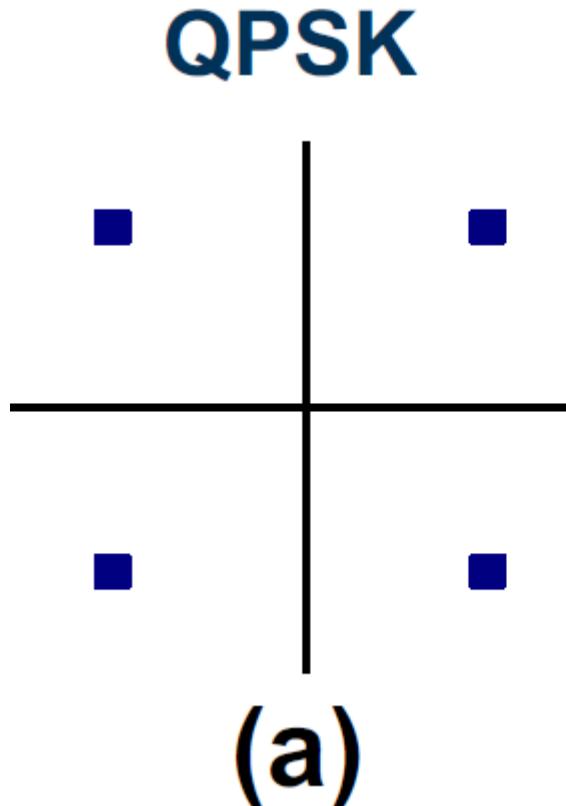
- Interferencia de TX en celdas vecinas como la principal fuente de deterioro del enlace radio → interferencia inter-celda
 - Sobre todo en despliegues con celdas pequeñas
 - Además está la presencia de interferencia intra-celda
- Generalmente el impacto es similar al del ruido
 - La tasa máxima de datos para un BW dado está limitado por la SINR disponible
 - Aumentar las tasas requiere un aumento desproporcionado de la SINR
- Mejoras se pueden obtener a partir de
 - Reducir el tamaño de las celdas
 - Uso de sistemas multi-antena y sistemas de antenas inteligentes
- A diferencia del ruido la interferencia puede ser más previsible y suprimible

IRC → Antenas que ayudan a rechazar interferencia

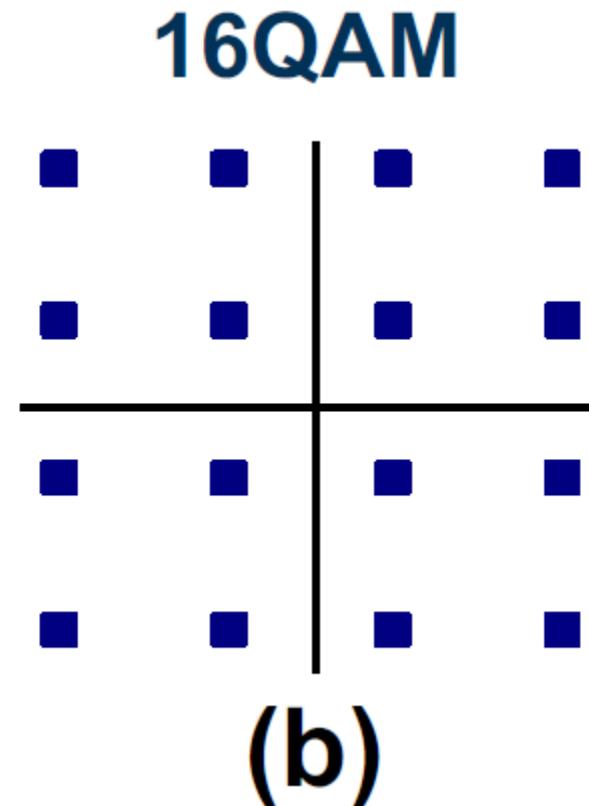
Tecnologías Habilitantes

Altas tasas de datos dentro de un BW limitado

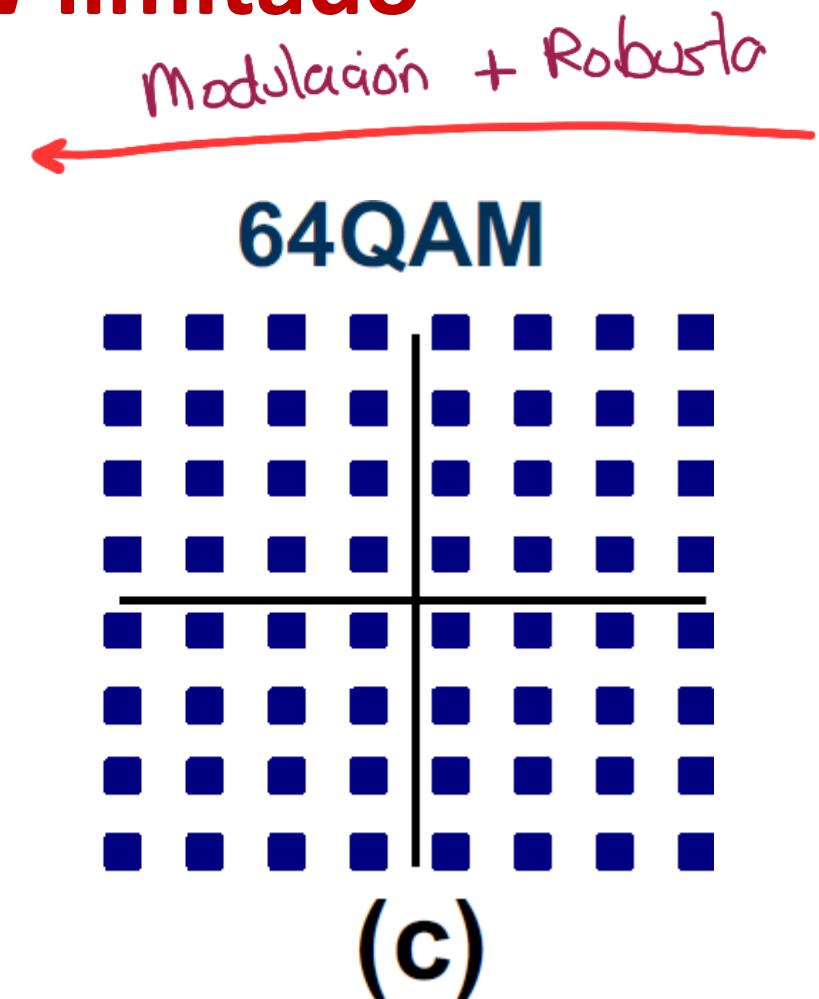
- Uso de esquemas de modulación de mayor orden



2 bits por símbolo



4 bits por símbolo



6 bits por símbolo

Modulación + Robusto

Tecnologías Habilitantes

Altas tasas de datos dentro de un BW limitado

- Uso de esquemas de modulación de mayor orden
- Eficiencia espectral → bps/Hz
- Mayor tasa de datos en un BW limitado
- Costo
 - Robustez reducida
 - Requiere un mayor E_b/N_0

PAPR

peak to Average
Power Ratio

UPLINK máximo 16 QAM
debido a variaciones PAPR

Tecnologías Habilitantes

Altas tasas de datos dentro de un BW limitado

- Combinación de esquemas de modulación de mayor orden con **codificación de canal**
- Modulación y codificación adaptativa
- Para una SNR dada una cierta combinación de
 - Esquema de modulación y
 - Tasa de codificación de canal
- Es óptima en el sentido que puede entregar la utilización más alta de BW para esa SINR
 - La mayor tasa de datos dentro de un BW dado

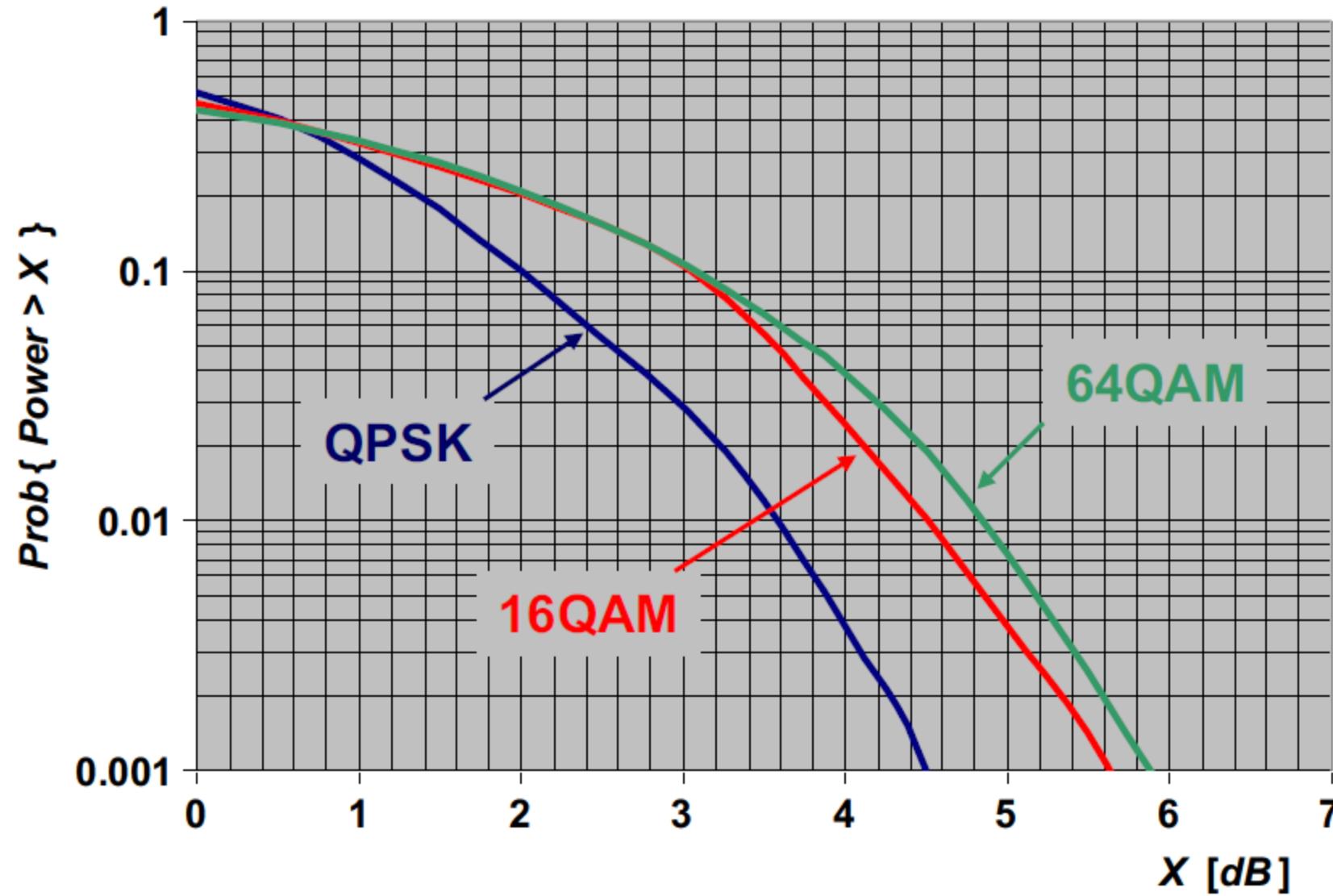
Tecnologías Habilitantes

Altas tasas de datos dentro de un BW limitado

- **Variaciones en la potencia de TX instantánea**
- Desventaja general de esquemas de modulación de mayor orden como 16-QAM y 64-QAM
 - La información es codificada en la amplitud instantánea de la señal modulada
 - La señal modulada tendrá grandes variaciones y grandes picos en su potencia instantánea
 - La probabilidad de grandes picos en la potencia instantánea es mayor en el caso de modulación de mayor orden

Tecnologías Habilitantes

Altas tasas de datos dentro de un BW limitado



Tecnologías Habilitantes

Altas tasas de datos dentro de un BW limitado

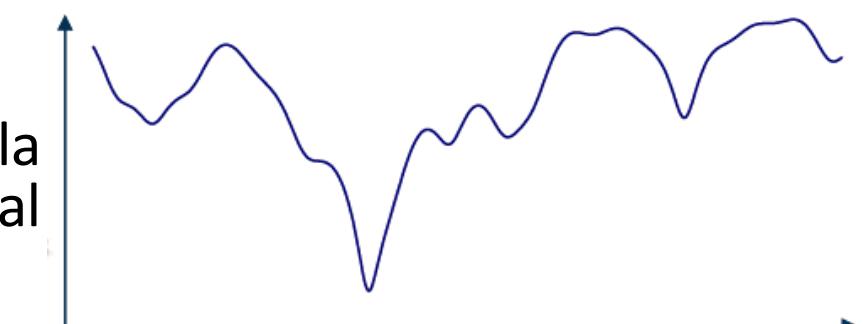
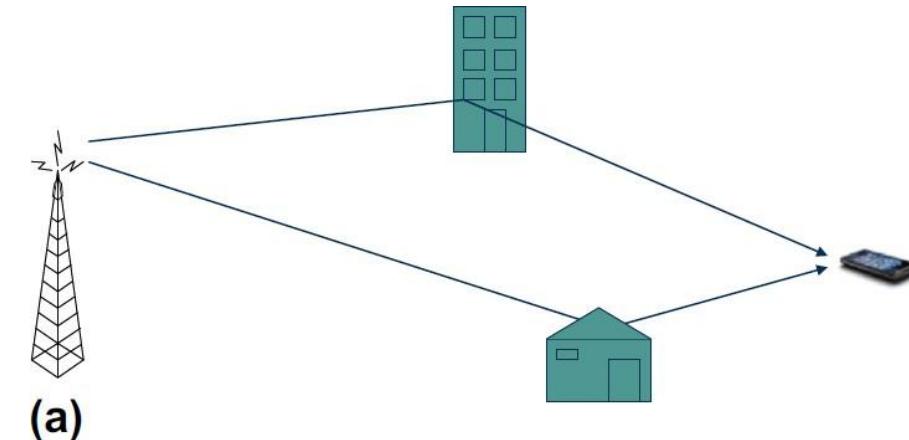
- **Variaciones en la potencia de TX instantánea**
- Grandes picos implica que el amplificador de potencia del TX de ser sobre-dimensionado para evitar no linealidades
- Esto reduce la eficiencia del amplificador
- Incrementa el consumo de energía
- Impacto en el costo del amplificador de potencia
- Impacto mucho más significativo en el UL por el consumo de potencia y costo del dispositivo móvil
- Para la BS puede ser de menor impacto
- Generalmente modulación de mayor orden es más adecuada para el DL

Tecnologías Habilitantes

Mayor BW – TX multi-portadora

- A más de la potencia de la señal RX
- Otro factor que impacta en las tasas de un sistema de comunicación móvil es el **BW de TX**
- El proveer mayores tasas usualmente involucra soporte para BW de TX aún mayores
- **Reto** de bandas más anchas de TX
 - Espectro es un recurso escaso
 - Efecto del **desvanecimiento multicamino** en el canal de radio
 - Resultado de la propagación de múltiples versiones de la señal TX a través de diferentes caminos antes de llegar al RX

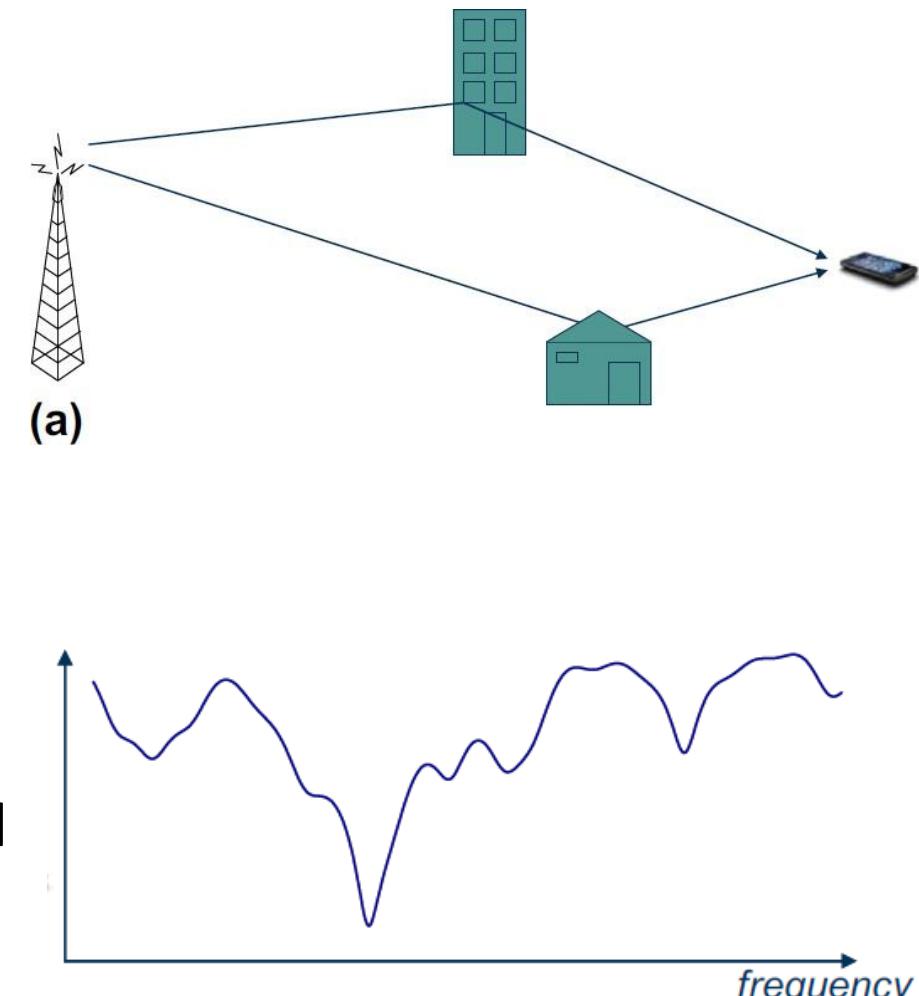
$$C = BW \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$



Tecnologías Habilitantes

Mayor BW – TX multi-portadora

- Resultado
- La señal RX puede ser modelada como una versión filtrada de la señal TX
- Filtrada por la respuesta al impulso del canal
- En el dominio f
 - Un canal con desvanecimiento multicamino exibe respuestas en f del canal variables en el tiempo
 - La respuesta en f del canal corrompe inevitablemente el contenido original de la señal TX
- Con un efecto en las tasas de datos alcanzables



Tecnologías Habilitantes

Mayor BW – TX Multi-Portadora

- Opciones para contrarrestar los efectos del canal de f-selectiva y alcanzar un rendimiento razonable
 - Incrementar la potencia de TX
 - Reducir las expectativas de tasas de datos
 - Compensar las distorsiones en el dominio-f con **ecualización**
- Se han propuesto muchas técnicas de ecualización de canal
 - Contrarrestar los efectos del desvanecimiento multicamino
 - Métodos de **ecualización en el dominio-t** han mostrado proveer rendimiento adecuado para TX sobre BW de hasta 5 MHz

Tecnologías Habilitantes

Mayor BW – TX Multi-Portadora

- LTE opera con BW de TX de 10, 15, 20 MHz o más
- La complejidad de un ecualizador en el dominio-t para este caso se vuelve prohibitivamente larga
- Se deben superar los problemas asociados con la ecualización en el dominio-t
- Se han propuesto 2 enfoques para la TX con estos BW amplios
 - **Esquemas de TX multi-portadora**
 - Una señal de banda ancha es representada como la suma de varias señales ortogonales de banda más angosta
 - Específicamente, LTE usa **OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing**
 - **Esquemas de TX de portadora simple**

Tecnologías Habilitantes

Mayor BW – TX Multi-Portadora

- Se han propuesto 2 enfoques para la TX con estos BW amplios
 - **Esquemas de TX multi-portadora**
 - **Esquemas de TX de portadora simple**
 - Provee los beneficios de OFDM de baja complejidad
 - Sin introducir sus altas fluctuaciones de potencia de TX
 - LTE usa **SC-FDM Single Carrier – Frequency Division Multiplexing** como tecnología de TX para el UL

2.1. OFDM

Tecnologías Habilitantes

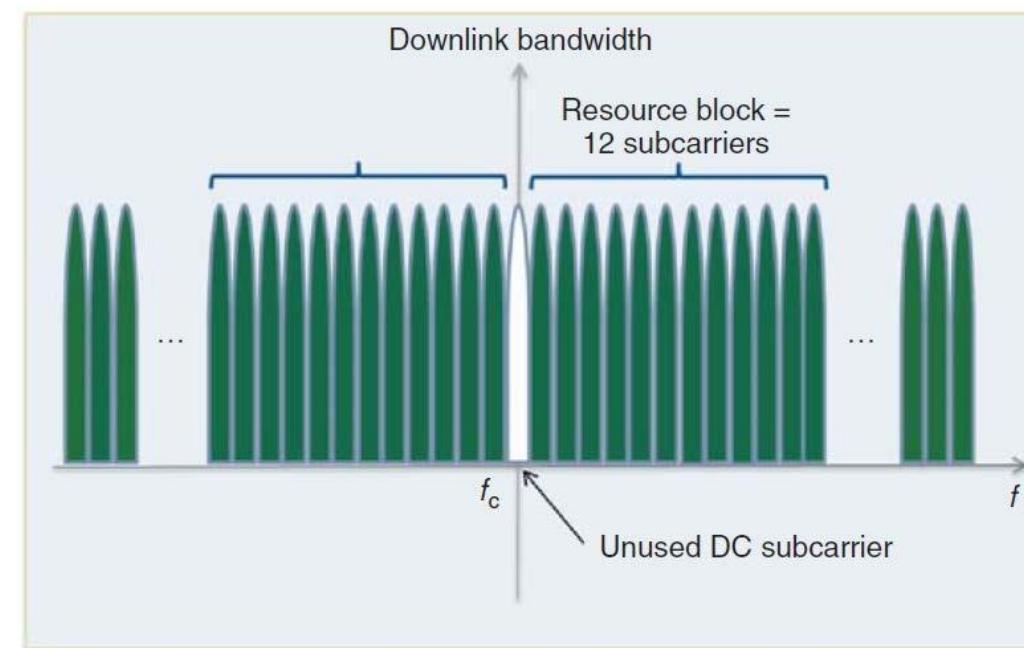
OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

- Base para el DL LTE
- Principales razones por las que LTE selecciona OFDM y
- Su contraparte de portadora simple SC-FDM como su esquema de TX básico
 - Robustez ante el canal con desvanecimiento multicamino
 - Alta eficiencia espectral
 - Baja complejidad de implementación → base la transformada discreta de Fourier
 - Habilidad para proveer BW de TX flexibles
 - Soporte de características avanzadas
 - Scheduling de f selectiva
 - TX MIMO
 - Coordinación de interferencia

Tecnologías Habilitantes

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

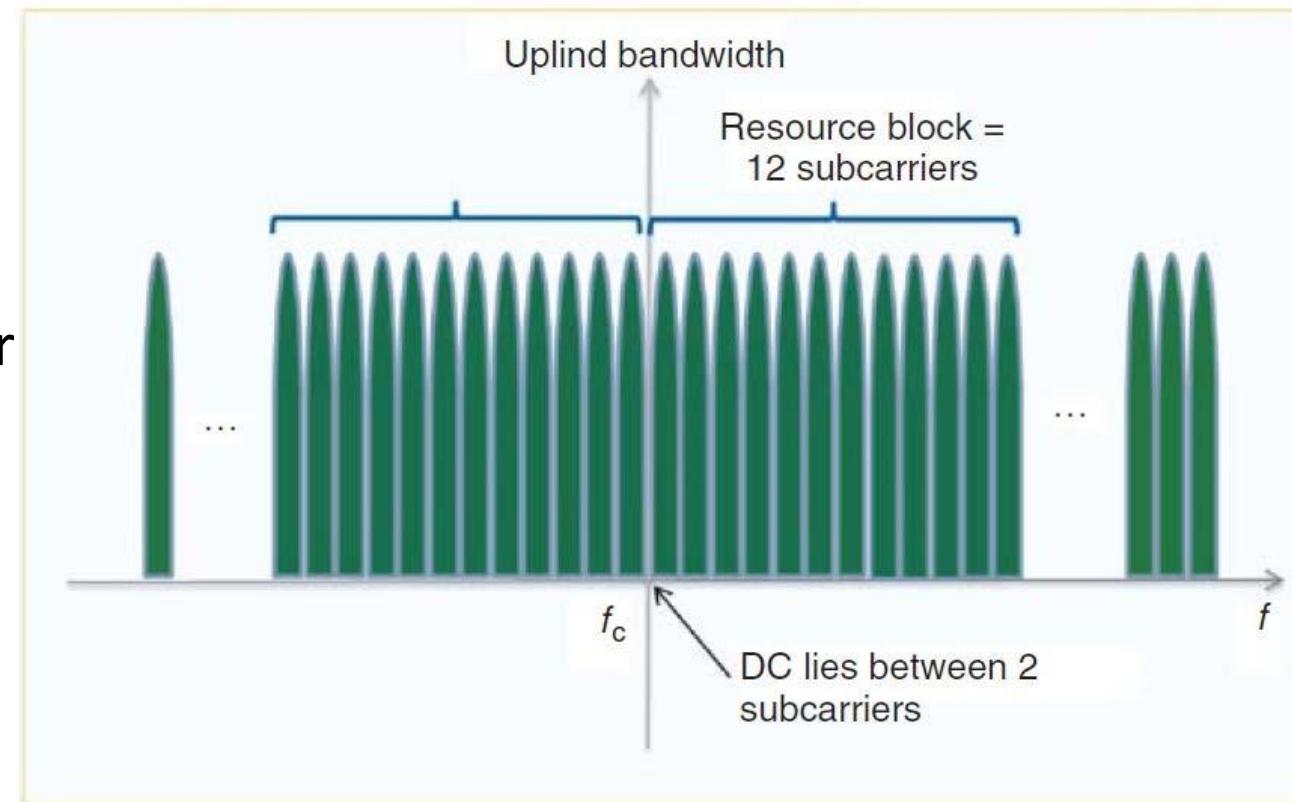
- OFDM es un esquema de TX multiportadora
- **Idea Principal**
 - Subdividir la información Tx en un canal de banda ancha en el dominio-f
 - Alinear los símbolos de datos con múltiples subcanales ortogonales de banda angosta
 - Subportadoras



Tecnologías Habilitantes

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

- Cuando el espaciamiento en f entre las subportadoras es suficientemente pequeño
- Un esquema de TX OFDM puede representar un canal de desvanecimiento de f-selectiva
- Como una agrupación de subcanales de banda angosta con **desvanecimiento plano**



Tecnologías Habilitantes

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

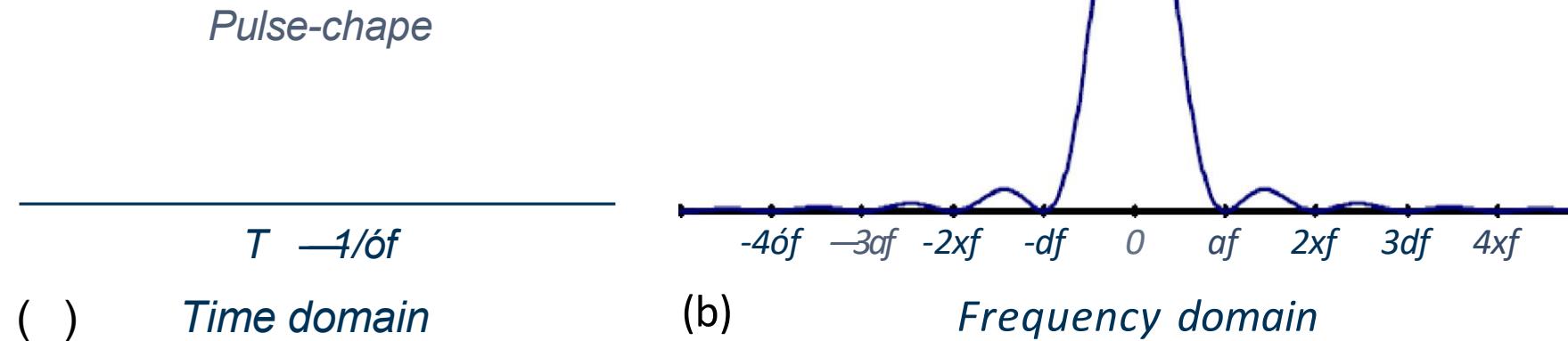
- OFDM puede proveer entonces una forma intuitiva y simple de estimar la respuesta en f del canal
- En base a TX de datos conocidos o señales de referencia
- Con una buena estimación de la respuesta del canal en el RX
- Se puede recuperar la mejor estimación de la señal TX con un ecualizador en el dominio-f de baja complejidad
 - Valores típicos de $\Delta f \approx 15\text{kHz}$
- El ecualizador en un sentido invierte la respuesta en f del canal en cada subportadora

Tecnologías Habilitantes

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

- Principios básicos OFDM
- Uso de una cantidad típicamente grande de subportadoras de banda angosta
- Un pulso rectangular simple en el dominio-t y su espectro en f

/SF Ét
JiQOO
)t)g=

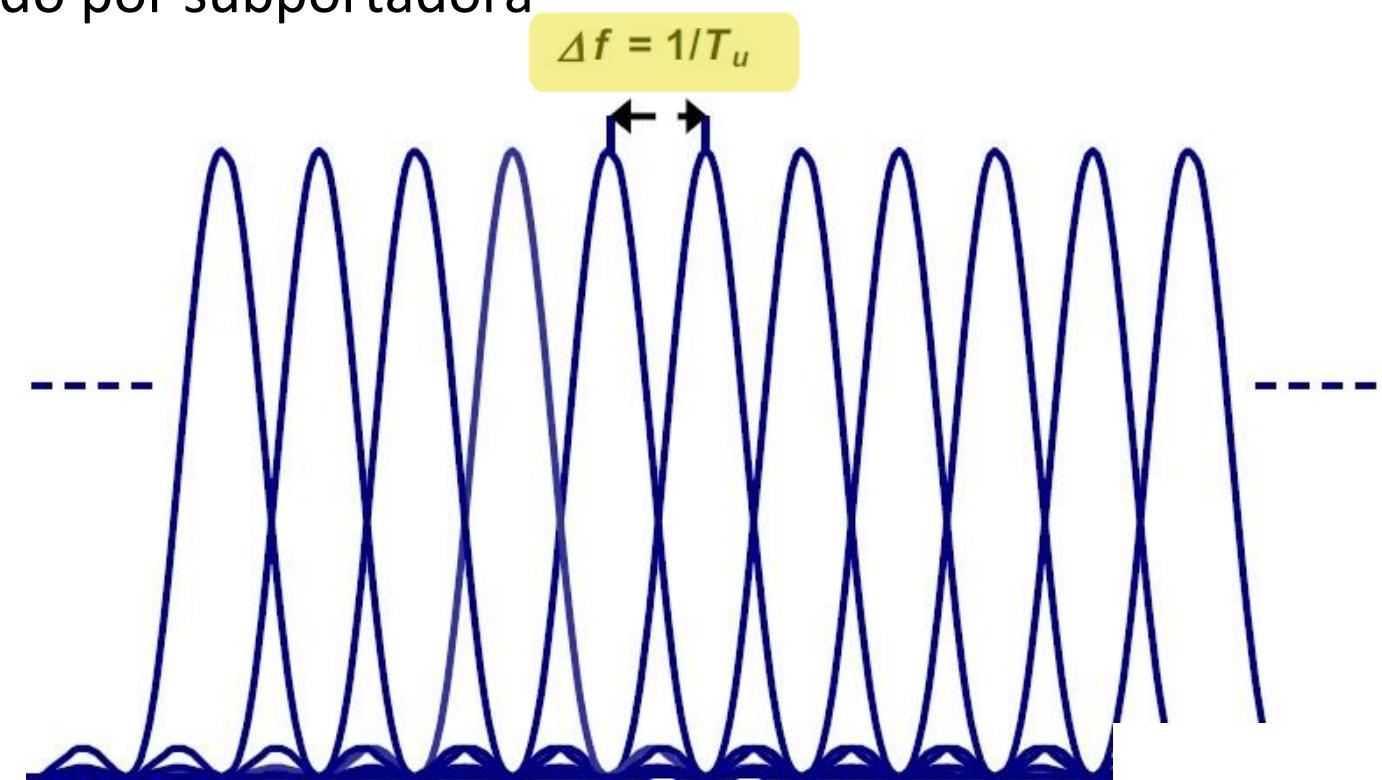


Tecnologías Habilitantes

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

- **Principios Básicos OFDM**
- Espaciamiento ajustado en el dominio-f entre subportadoras $\Delta f = 1/T_u$
 - $T_u \rightarrow$ tiempo de símbolo-modulado por subportadora
 - Aquí se ignora el prefijo cíclico

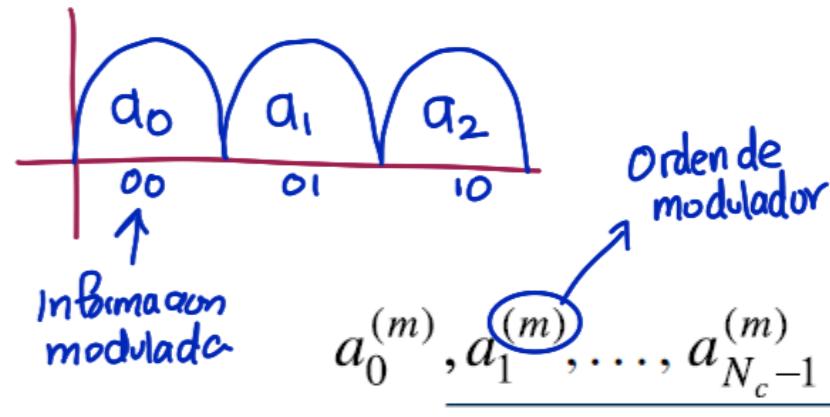
Δf separación de
subportadoras
y
Ancho de Banda
de subportadora



Tecnologías Habilitantes

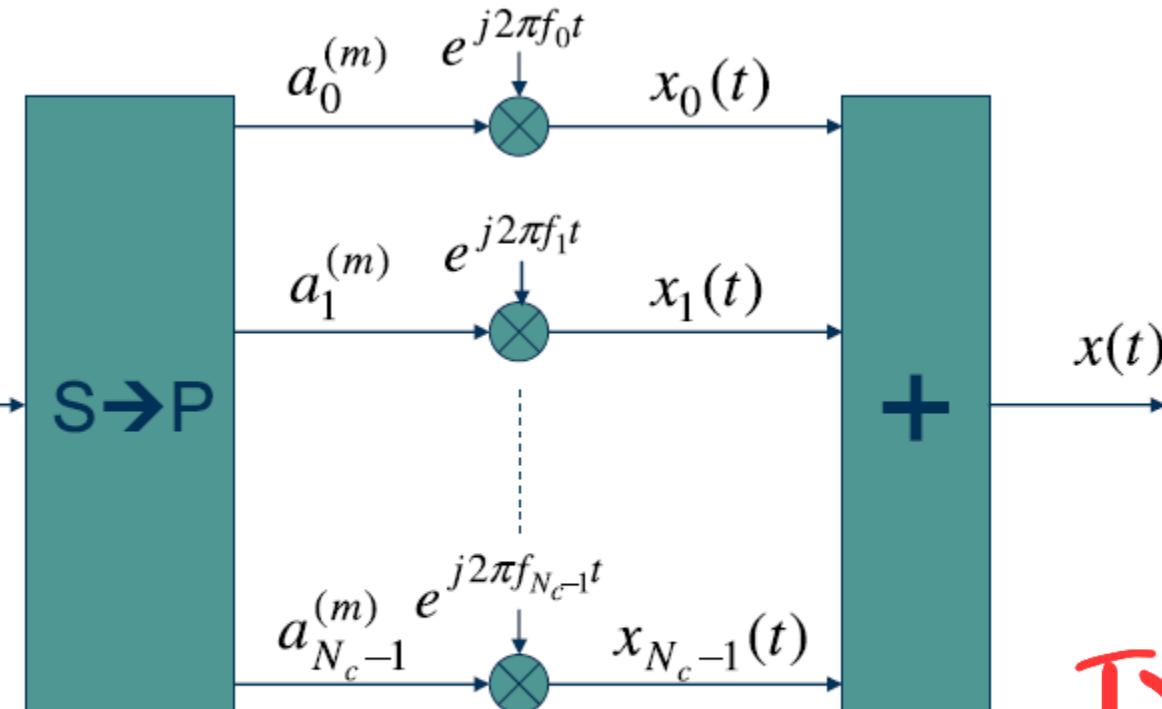
OFDM. Principios Básicos

- Descripción ilustrativa de un modulador OFDM básico



Banco de N_c moduladores complejos

C/modulador corresponde a una subportadora OFDM



OFDM es hacer IFFT en TX
x(t) es la IFFT de los datos que ingresan Tx → IFFT

$$f_k = k\Delta f \cdot f_0$$

Figure valid for time interval $mT_u \leq t < (m+1)T_u$

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Principios Básicos

- En notación de banda base compleja
- Una señal OFDM básica $x(t)$
- Durante un intervalo de tiempo
- Se puede expresar como

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k^{(m)} e^{j2\pi k \Delta f t}$$

$x_k(t)$ es la k th subportadora modulada con frecuencia $f_k = k \Delta f \cdot f_o$

$a_k^{(m)}$ es el, generalmente complejo, símbolo de modulación aplicado a la k th subportadora durante el m th intervalo de símbolo OFDM

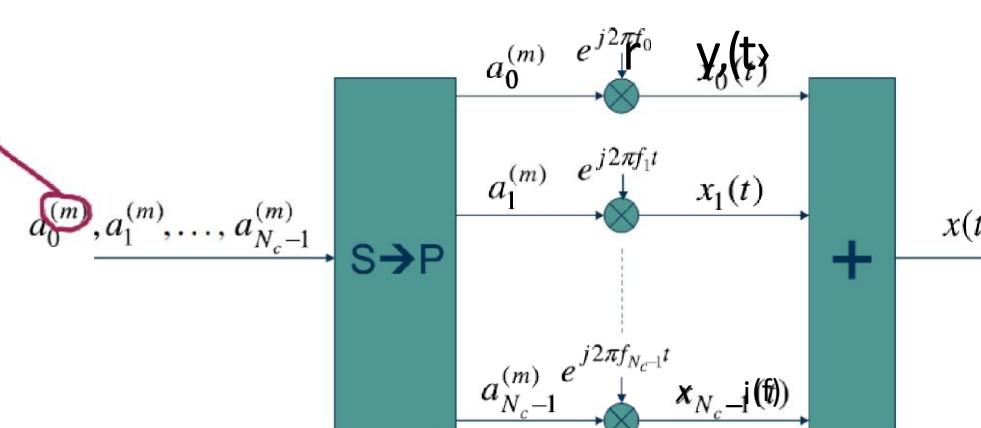
en c/T_s
estoy TX N_c datos

$N_c = 2000$
↳ con $m = 16 \text{ QAM}$
↳ 8000 bits/ T_u

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Principios Básicos

- La Tx OFDM es **basada en bloque**
- Durante c/intervalo de símbolo OFDM
- N_C símbolos modulados son TX en paralelo
- Los símbolos modulados pueden ser de cualquier alfabeto de modulación
 - QPSK
 - 16-QAM
 - 64-QAM



$$f_k = k \Delta f f_0$$

Figure valid for time interval mT_s , $\forall t < m + \sqrt{T}$

$m \ p^*\$^o \bullet p^{o/o} \ */*/*$
S
Single Codeword

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Principios Básicos

- La **cantidad de subportadoras** es variable (desde cientos hasta pocos miles)
 - BW de TX total
 - Emisión fuera de banda aceptable
- El **espaciamiento entre subportadoras** es también variable
 - Depende del tipo de entorno en el cual va a operar el sistema
 - Dispersión en tiempo máxima esperada → selectividad en f
 - Máxima dispersión Doppler esperada → tasa de variaciones del canal
- Parámetros de configuración básicos para LTE
 - Ej. El espaciamiento entre subportadoras básico de LTE es de 15 kHz

Δf pequeño es mas susceptible a distorsión doppler. Mayor interferencia

mm

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Principios Básicos

- El término Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal es debido a
- Dos subportadoras OFDM moduladas x_{k_1} y x_{k_2} son mutuamente ortogonales sobre el intervalo de tiempo $mT \leq t \leq (m+1)T$

$$\int_{(m+1)T_u}^{(m+2)T_u} x_{k_1}(t)x_{k_2}^*(t) dt = \int_{(m+1)T_u}^{(m+2)T_u} a_{k_1}a_{k_2}^* e^{j2\pi f_{k_1}t} e^{-j2\pi f_{k_2}t} dt = \int_{(m+1)T_u}^{(m+2)T_u} a_{k_1}a_{k_2}^* dt = a_{k_1}a_{k_2}^*$$

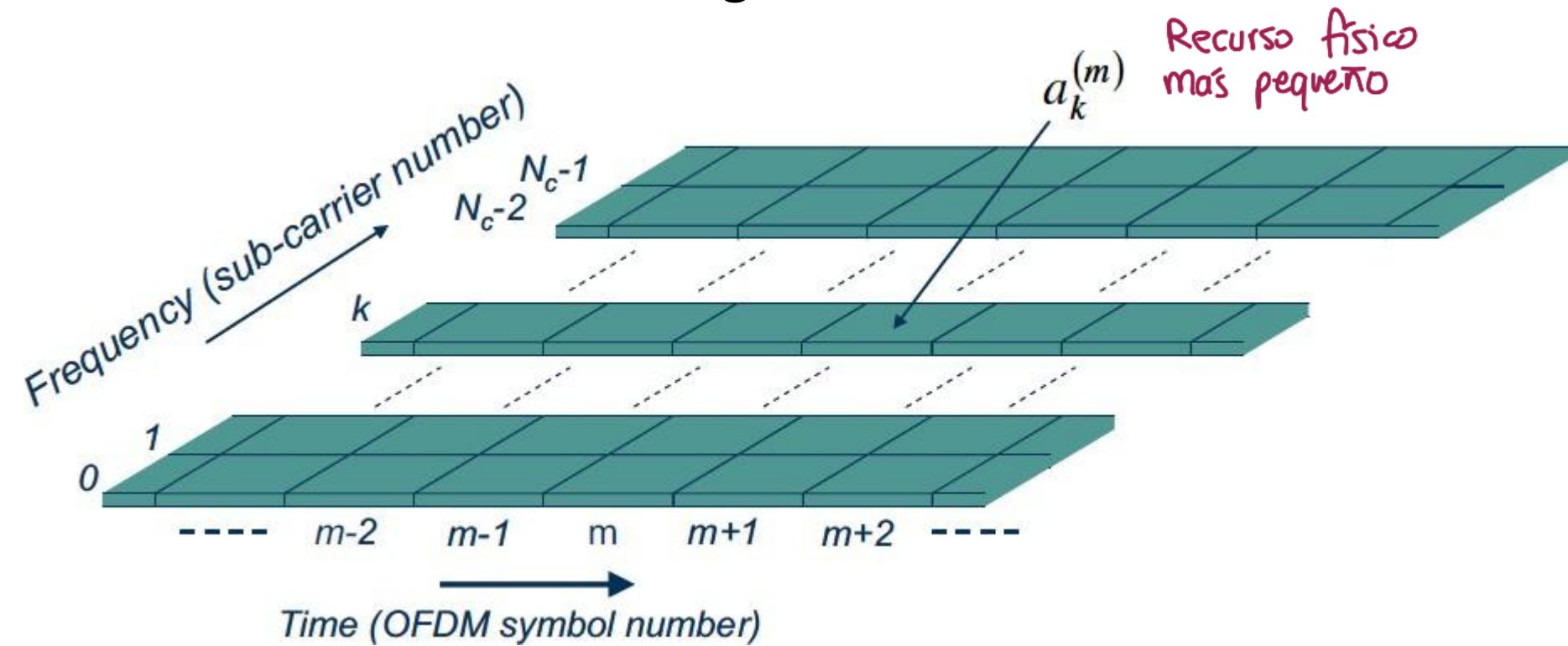
- Así, la TX OFDM básica puede ser vista como la modulación de un conjunto de funciones ortogonales $q_k(\cdot)$, donde

$$q_k(f) = \begin{cases} p \sqrt{2} \sin(k\pi f/T_u) & 0 \leq f \leq T_u \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Principios Básicos

- El **recurso físico** en el caso de una TX OFDM es generalmente ilustrado como una cuadrícula t-f



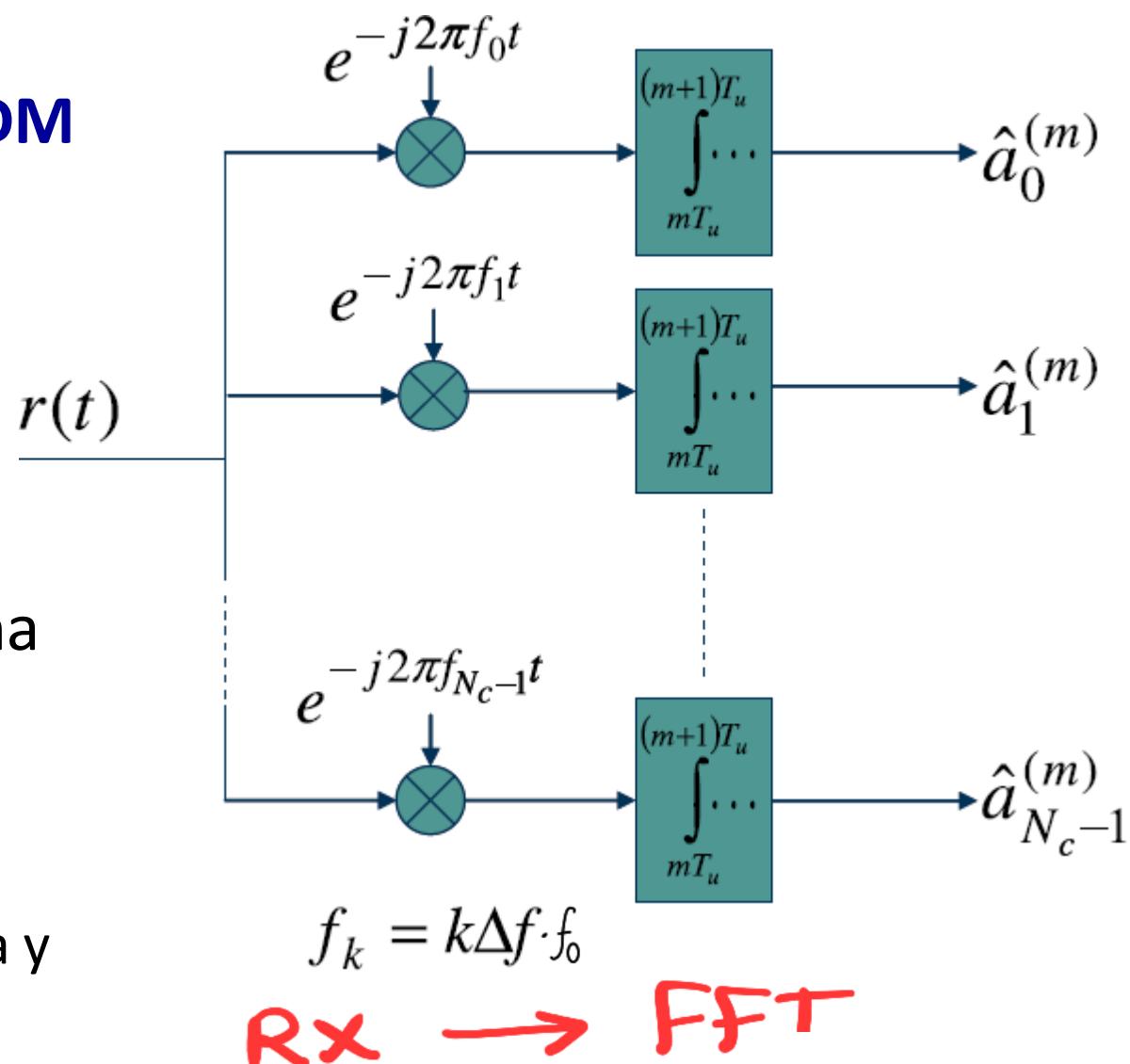
C/columna corresponde a un símbolo OFDM

C/fila corresponde a una subportadora OFDM

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Demodulación

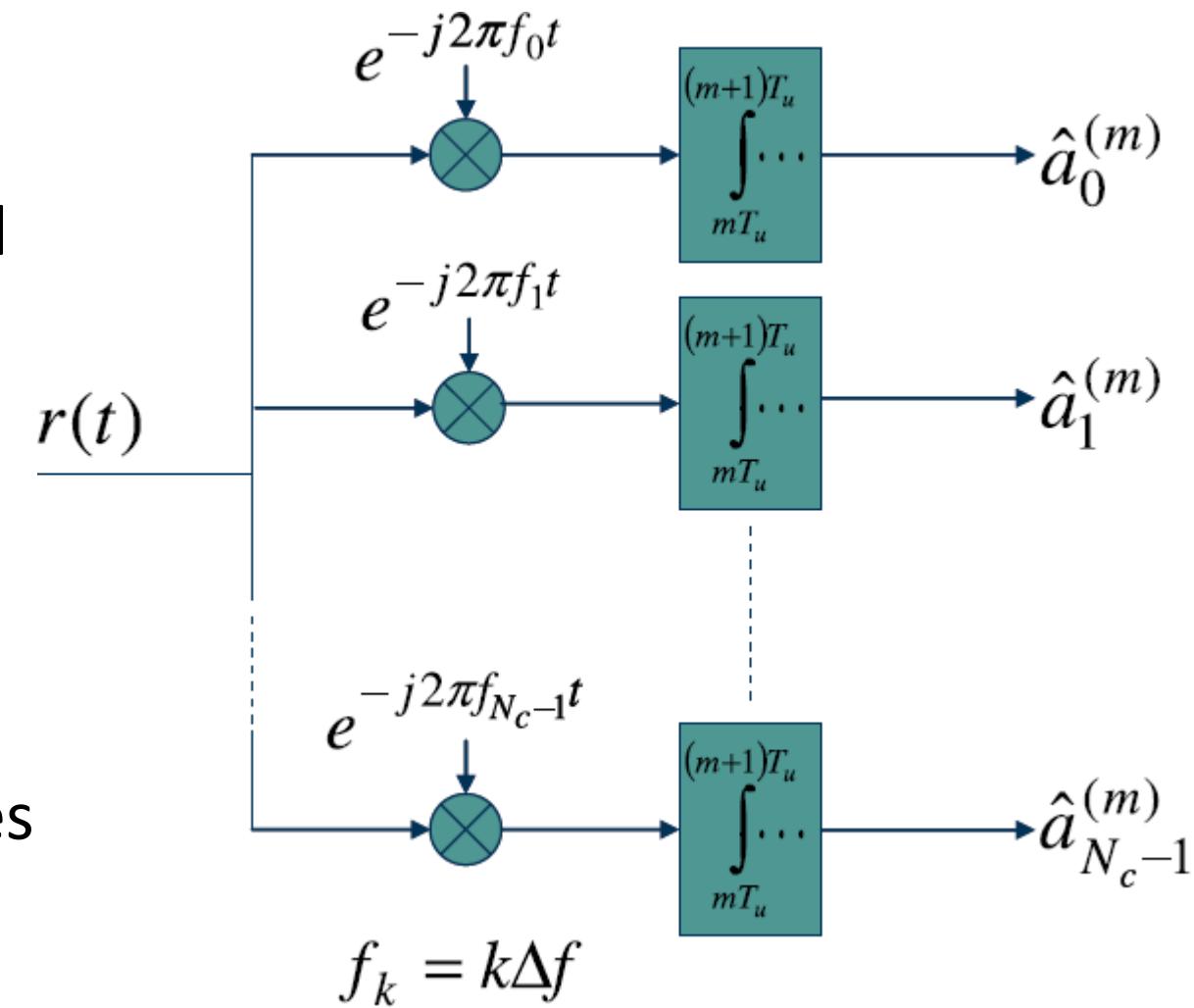
- Principio básico de la demodulación OFDM
- Banco de correladores
 - 1 por c/subportadora
- Debido a la ortogonalidad
 - En el caso ideal
- 2 subportadoras OFDM no causan ninguna interferencia entre sí después de la demodulación
 - La ortogonalidad se debe a la estructura específica en el dominio-f de c/subportadora y el espaciamiento $\Delta f = 1/T_u$



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Demodulación

- **Implicaciones importantes**
- Cualquier corrupción en la estructura del dominio-f de las subportadoras OFDM
 - Debido a un canal de f-selectiva
- Puede conducir a pérdida de ortogonalidad y por tanto
- Interferencia entre subportadoras
- Para tener una señal robusta ante canales de f-selectiva se usa típicamente
 - **Prefijo cíclico**



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Implementación usando FFT/IFFT

- OFDM permite una implementación eficiente y de baja complejidad por medio de la FFT Fast Fourier Transform
- Considerar una señal OFDM muestreada de t-discreto
- Asumiendo que la frecuencia de muestreo f_s es un múltiplo del espaciamiento entre subportadoras Δf

$$f_s = \frac{1}{T_s} = N \Delta f$$

- N debe escogerse de tal forma que se satisfaga suficientemente el teorema del muestreo

$N > N_c$

N tiene que ser potencia 2
 $N = 2^Q$

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Implementación usando FFT/IFFT

- BW de banda nominal de la señal OFDM0 $Nf \bullet \Delta f$
- N debe exceder N_c con un margen suficiente
- La señal OFDM de t-discreto puede expresarse como

$$\text{BW} = N_c \Delta f$$

$$x_n = x(nT_s) = \sum_{i=0}^{N_c-1} e^{j2\pi f_c i n T_s} = \sum_{i=0}^{N_c-1} e^{j2\pi f_c i n T_s} = \sum_{i=0}^{N_c-1} e^{j2\pi f_c i n T_s} = \sum_{i=0}^{N_c-1} e^{j2\pi f_c i n T_s}$$
$$= \begin{cases} - & N_c \\ N_c & N \end{cases}$$

Tecnologías Habilitantes

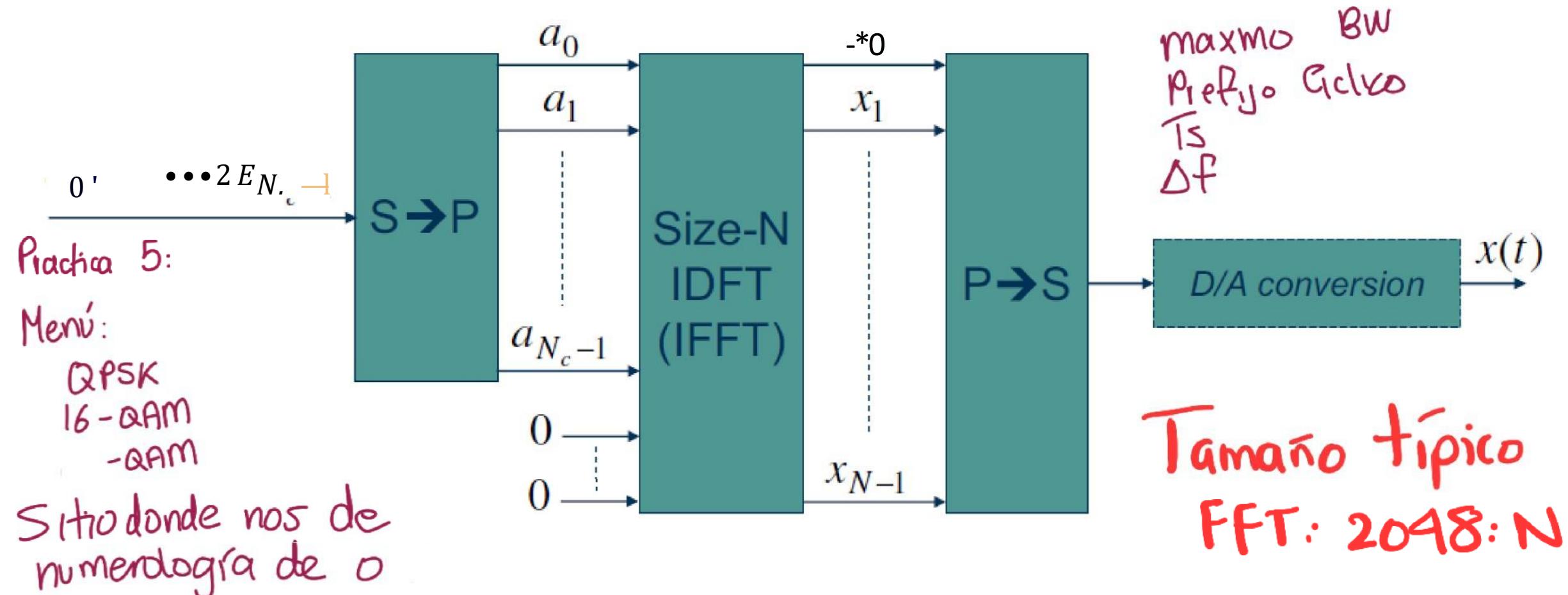
OFDM. Implementación usando FFT/IFFT

- Así, la secuencia x_n → señal OFDM muestrada → es la IDFT de tamaño- N
 - Inverser Discrete Fourier Transform
- Del bloque de símbolos modulados → $a_0, a_1, \dots, a_{N_c-1}$
- Extendida con '0' hasta la longitud N
- La modulación OFDM puede entonces ser implementada por medio de
 - Un procesamiento IDFT seguido de
 - Una conversión D/A

Tecnologías Habitantes

OFDM. Implementación usando FFT/I

- Modulación OFDM por medio del procesamiento IFFT con $N = 2^{**}$



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Implementación usando FFT/IFFT

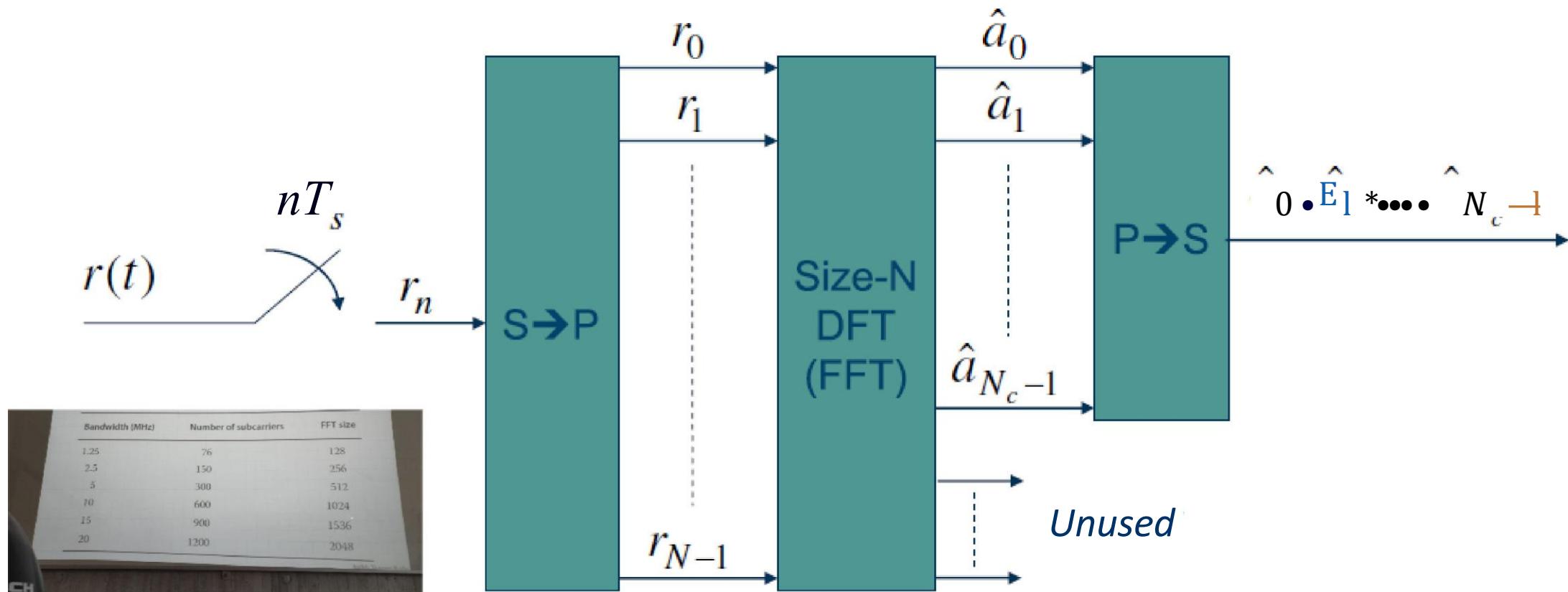
- Sobre-muestreo de la señal OFDM de t-discreto $\rightarrow N/N_c$
 - Puede ser un # no entero
- Para LTE con una asignación de espectro de 10 MHz $\rightarrow N_c = 600$
- Con un tamaño de IFFT $\rightarrow N = 1024$
- Espaciamiento entre subportadoras $\rightarrow \Delta f = 15 \text{ kHz}$
- $f_s = N \Delta f = 15.36 \text{ MHz}$
- Los parámetros y tamaños de IFFT son escogidos de acuerdo a la implementación del TX

$$T_{\text{s}_{\text{OFDM}}} = \frac{1}{\Delta f} \approx 66 \mu\text{s}$$

Tecnologías Habitantes

OFDM. Implementación usando FFT/IFFT

- Demodulación OFDM por medio del procesamiento eficiente FFT



Tecnologías Habilitantes

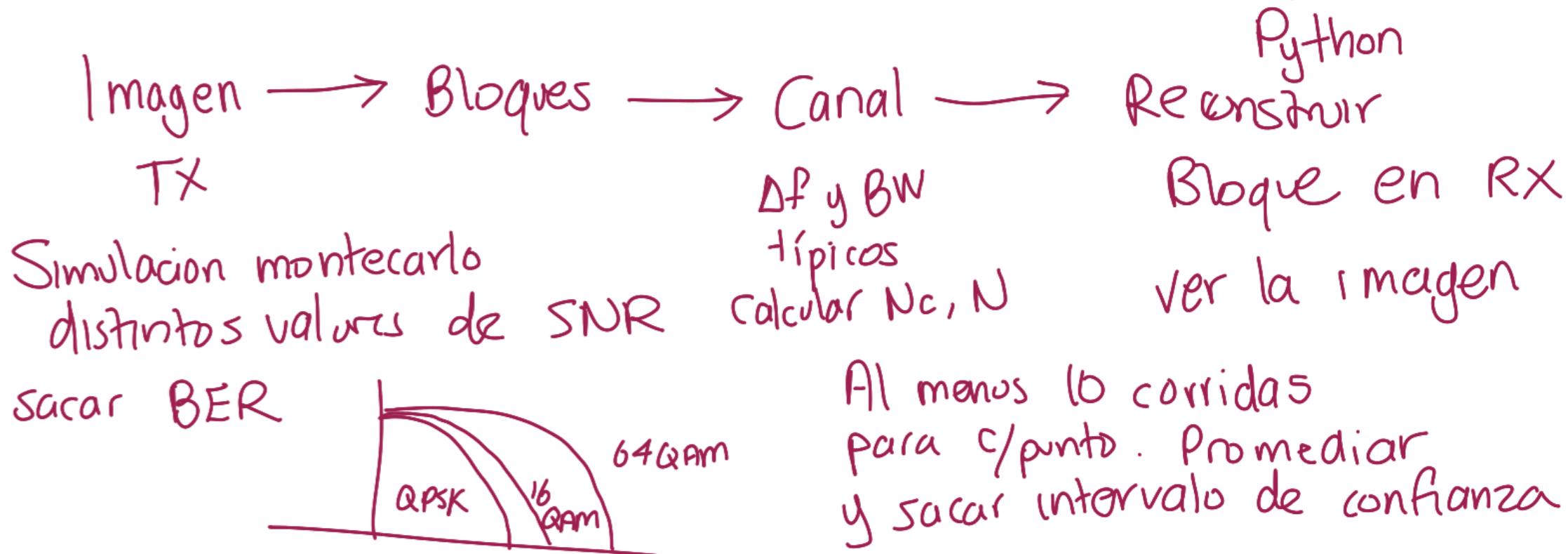
El script del
dejar poner:

OFDM. Implementación usando FFT/IFFT

- poner prefijo ciclico
- Duración symb. ofdm

• Trabajo autónomo

- Implementación de un modulador / demodulador OFDM en ~~Matlab~~

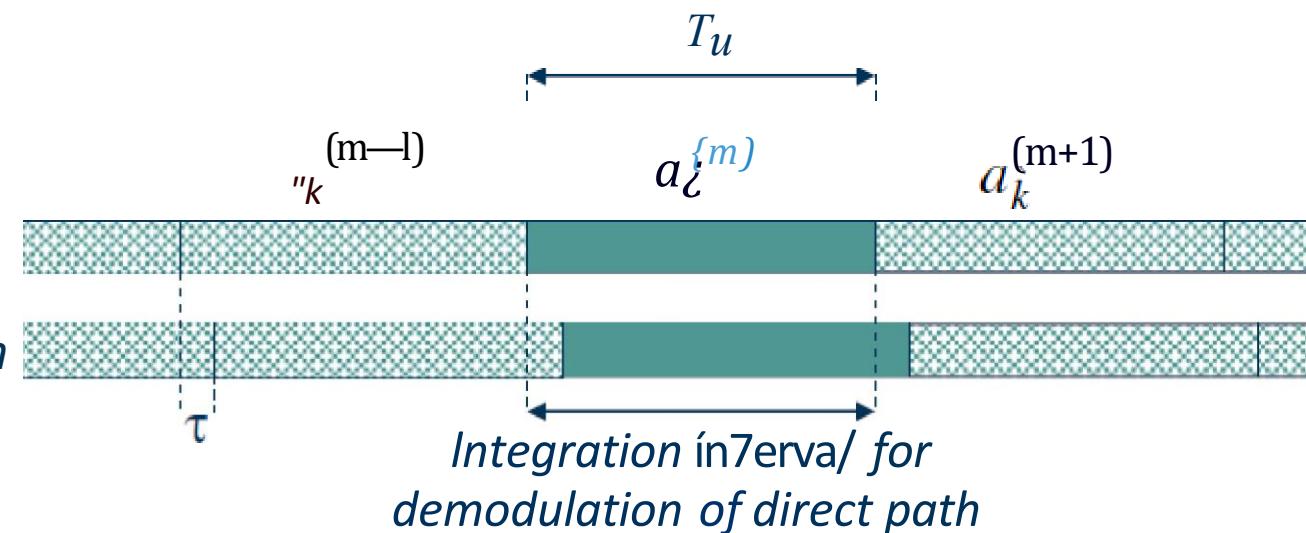
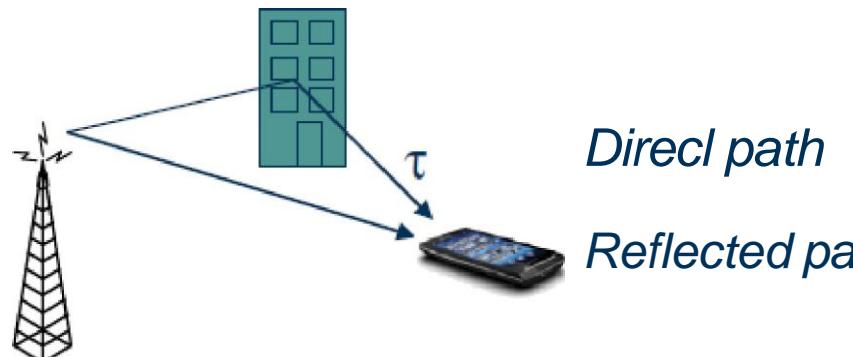


Tecnologías Habitantes

OFDM. Prefijo Cíclico CP

Q/cQ fieoyo y xeÜjD GB\ 'ko

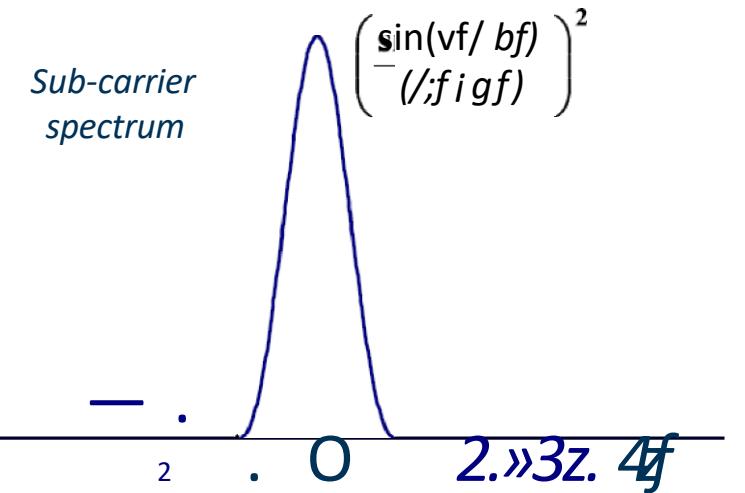
- Una señal OFDM no corrupta puede ser demodulada sin ninguna interferencia entre subportadoras
- Ortogonalidad entre subportadoras
- Intervalo de integración del demodulador $\rightarrow T_p \rightarrow 1/bf$
- Un canal de t-dispersivo puede hacer perder parcialmente la ortogonalidad



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Prefijo Cíclico

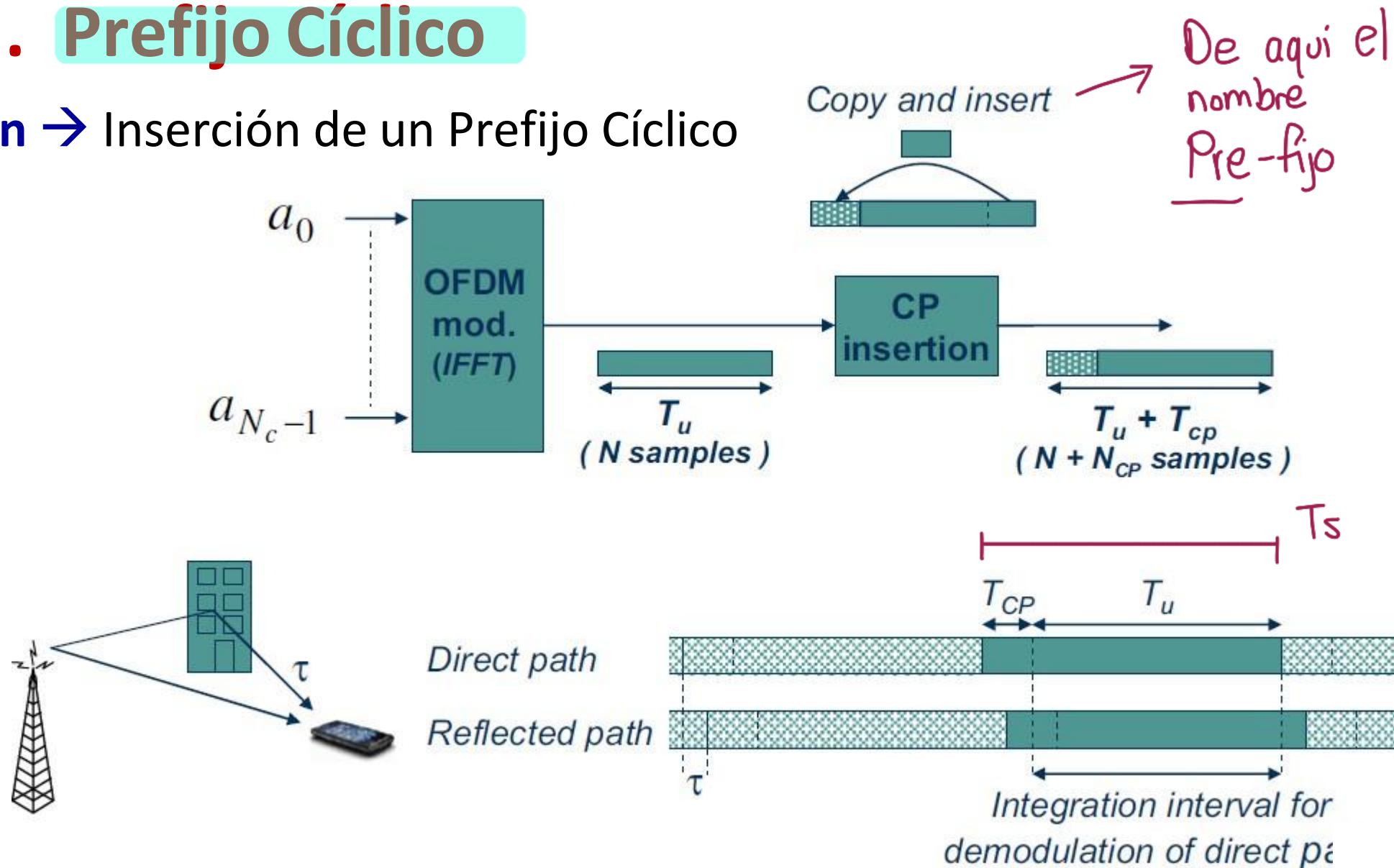
- Resultado de un canal t-dispersivo
 - A más de interferencia inter-símbolo
 - Puede haber interferencia entre subportadoras
- La dispersión en t de un canal es equivalente a un canal de f-selectiva
 - Por la presencia de los lóbulos laterales relativamente largos
 - Aún una pequeña dispersión en t → selectividad modesta en f
 - Puede provocar una interferencia sustancial entre subportadoras



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Prefijo Cíclico

- Solución → Inserción de un Prefijo Cíclico



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Prefijo Cíclico

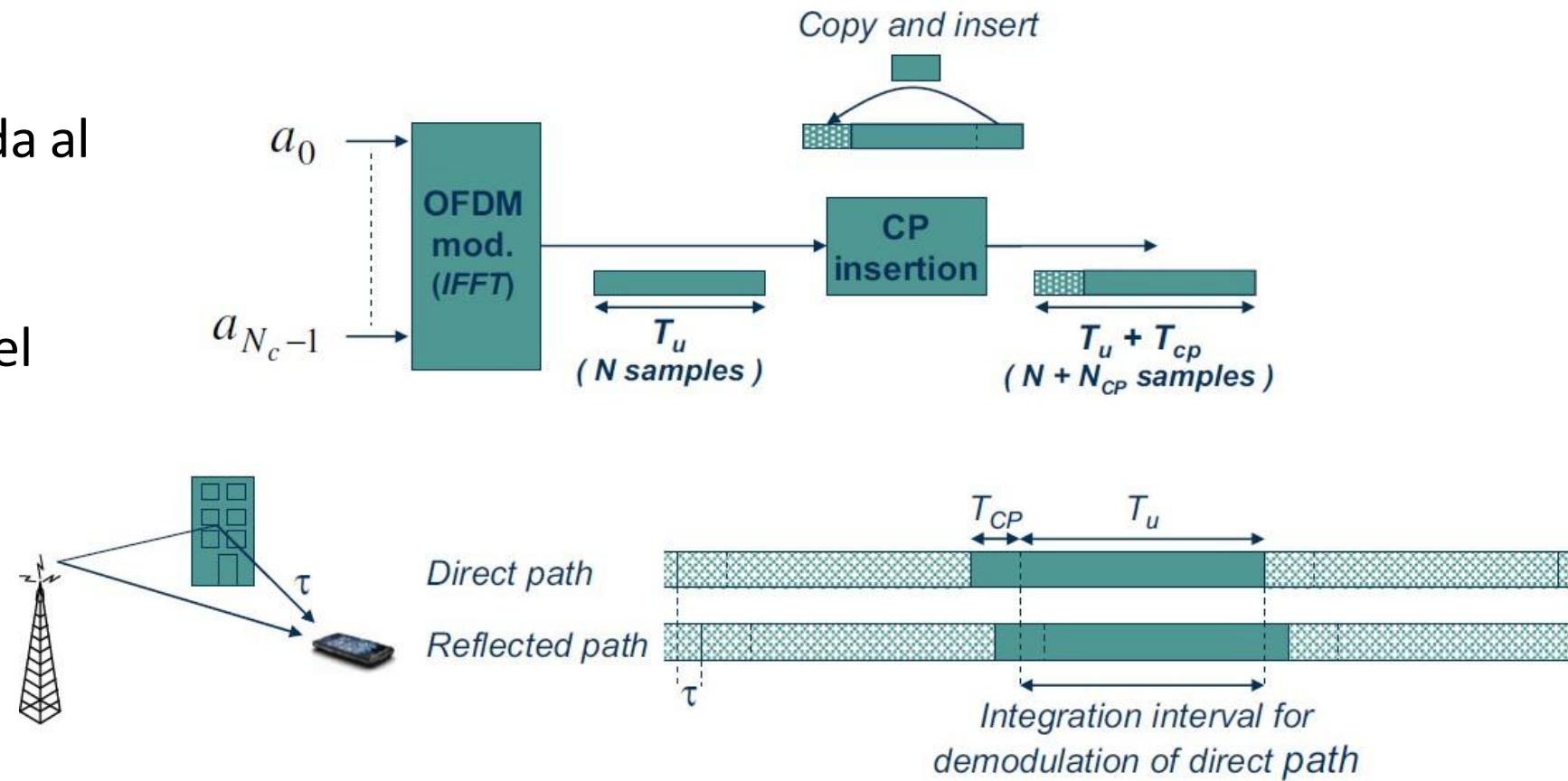
- Solución → Inserción de un Prefijo Cílico

- La última parte del símbolo OFDM es copiada e insertada al inicio del símbolo

- Se incrementa la longitud del símbolo OFDM

• De → T_u

• A → $T_u + T_{CP}$



Tecnologías Habilitantes

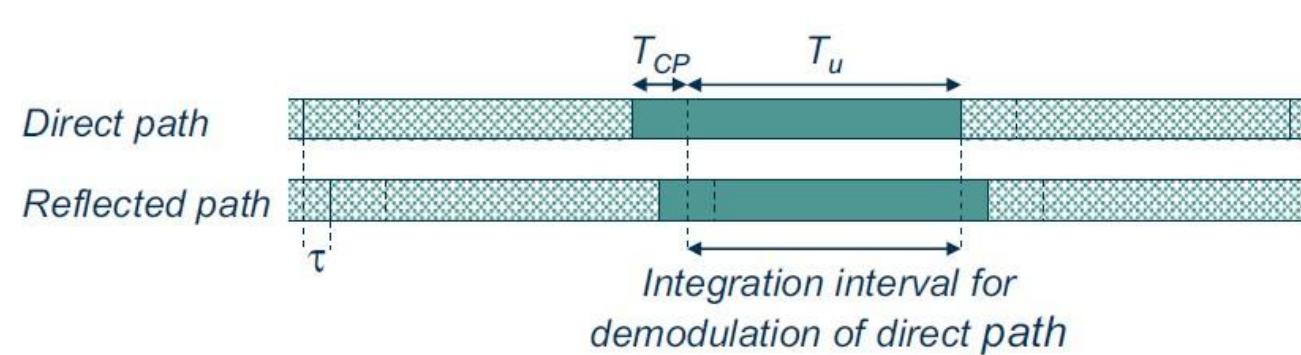
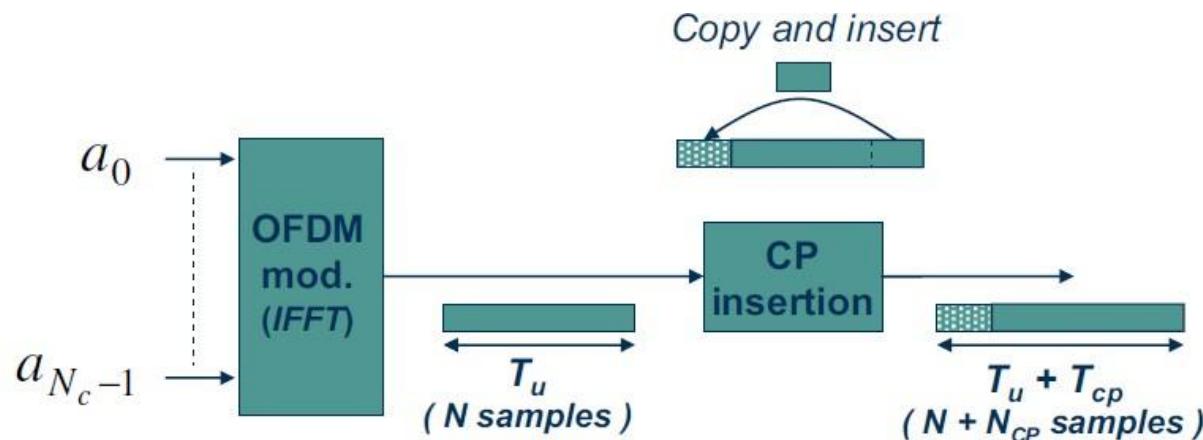
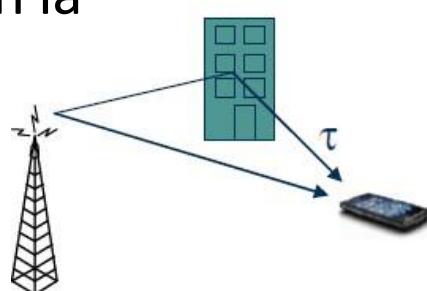
OFDM. Prefijo Cíclico

- La ortogonalidad entre subportadoras será preservada si

- La longitud del CP es mayor que el intervalo de la dispersión del t del canal

τ

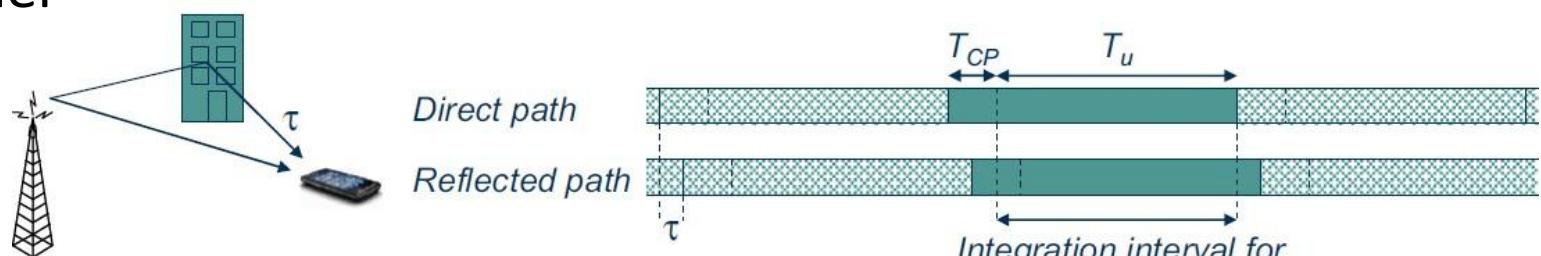
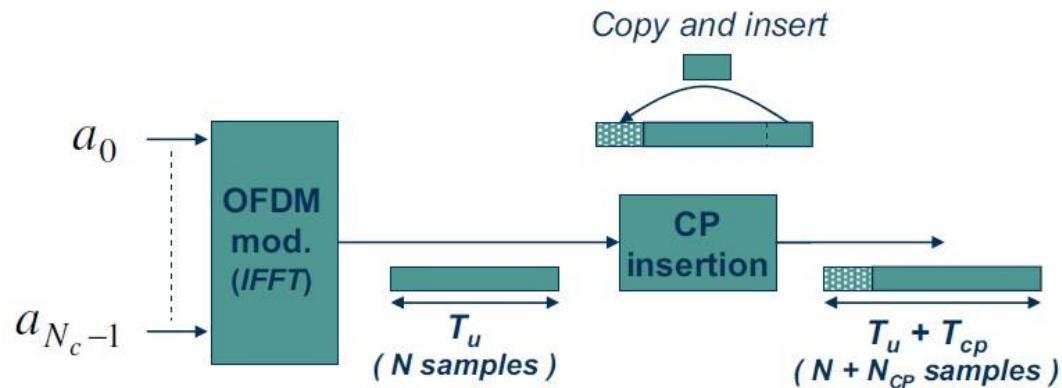
- A costa de una reducción en la tasa de símbolos OFDM



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Prefijo Cíclico

- En la práctica, la inserción del CP se lleva a cabo en la salida de t-discreto del TX
- Las últimas N_{CP} muestras del bloque de salida IFFT de longitud N
- Son copiadas e insertadas al inicio del bloque
- Longitud del bloque pasa de
 - N a $N + N_{CP}$
- En el lado del RX las muestras correspondientes son descartadas



Desventaja → solo una fracción $T_u/(T_u + T_{CP})$ de la potencia de la señal Rx es realmente usada por el demodulador → Pérdida de potencia y ~~latencia~~

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Prefijo Cíclico

- **Importante**

τ

- CP no necesariamente tiene que cubrir la longitud total de la dispersión-t del canal
- Compromiso entre
 - Pérdida de potencia debido al CP
 - Corrupción de la señal debido a un t residual no cubierto por el CP
 - Interferencia inter-símbolo
 - Interferencia inter-subportadora
- En cierto punto, una reducción adicional de la corrupción de la señal debido a un incremento de longitud de CP no justifica la pérdida adicional de potencia
- La cantidad de dispersión-t típicamente incrementa con el tamaño de celda

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Prefijo Cíclico

- LTE especifica **3 valores para el CP**

- **Normal** → $4.7 \mu\text{s}$ para subportadoras 15 kHz
- **Extendido** para espacio entre subportadoras de 15 kHz → $16.6 \mu\text{s}$
- **Extendido** para espacio entre subportadoras de 7.5 kHz → $33 \mu\text{s}$

Parámetro cp para práctica: Pie.Pyo cp normal, extendido

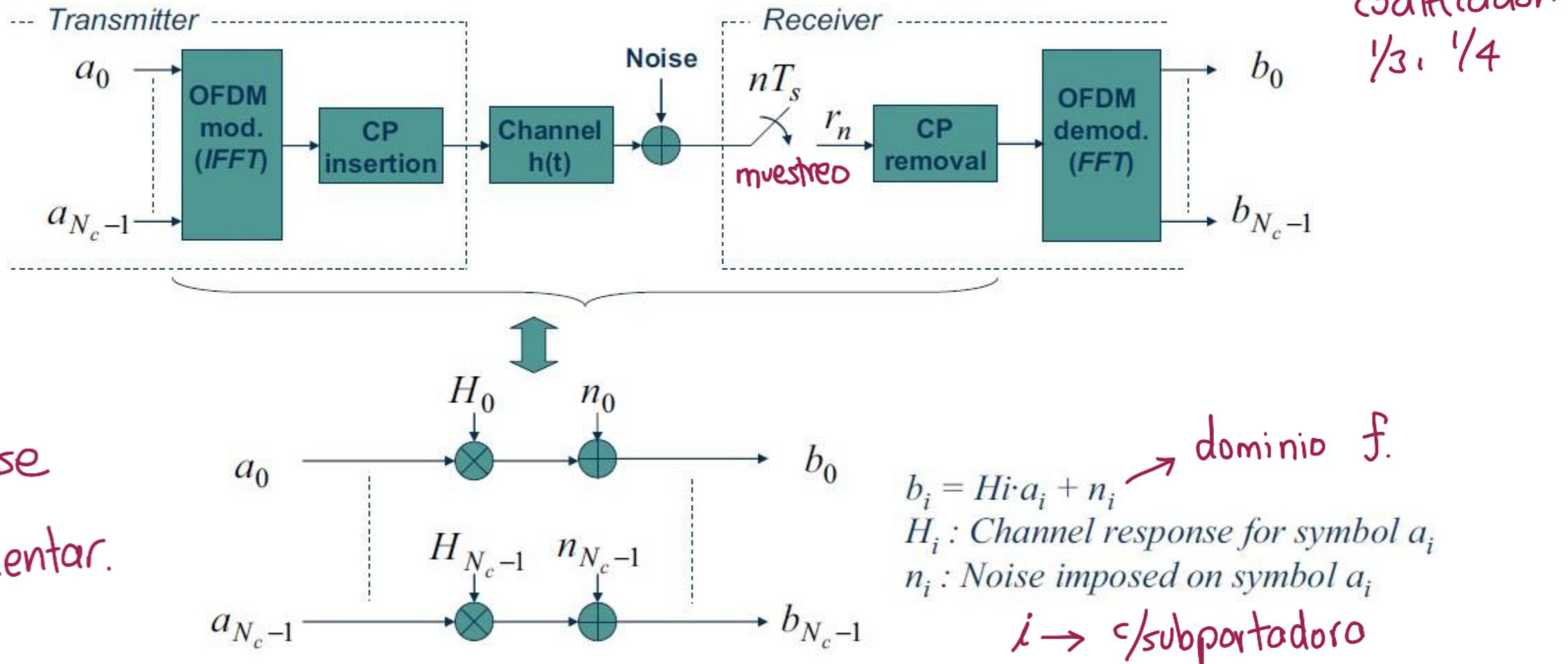
Tecnologías Habilitantes

OFDM. Modelo de un TX en el Dominio-f

- Asumiendo un CP suficientemente largo
- La convolución lineal de un canal de radio dispersivo-t
- Parecerá como una convolución circular durante el intervalo de integración del demodulador T_u
- La combinación
 - Modulación OFDM → procesamiento IFFT
 - Canal de radio dispersivo-t
 - Demodulación OFDM → FFT
- Puede verse como un canal en el dominio-f

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Modelo de un TX en el Dominio-f

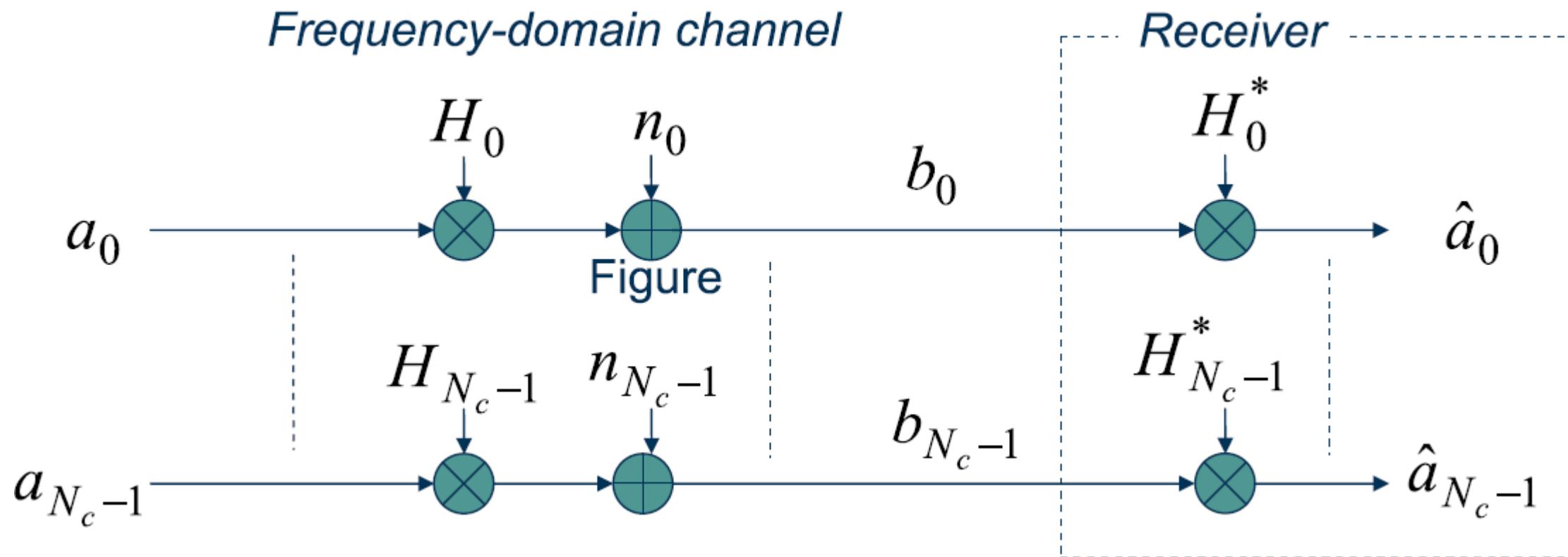


Los taps del canal H_i pueden derivarse directamente de la respuesta al impulso del canal

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Modelo de un TX en el Dominio-f

- Ecualización 1-tap en el RX



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Estimación de Canal y Símbolos de Referencia

- En el RX, una correcta decodificación de la información TX requiere
- Un escalamiento por el conjugado complejo de tap de canal H_k en el dominio-f
- El RX necesita por tanto un estimado de los taps del canal en el dominio-f
 - H_0, \dots, H_{N_c-1}
- **Dos opciones**
 - **Estimación indirecta** a través de estimar la respuesta al impulso del canal
 - **Estimar directamente** los taps en el dominio-f
 - Insertando **símbolos de referencia** a intervalos regulares → **símbolos piloto** dentro del grid OFDM t-f

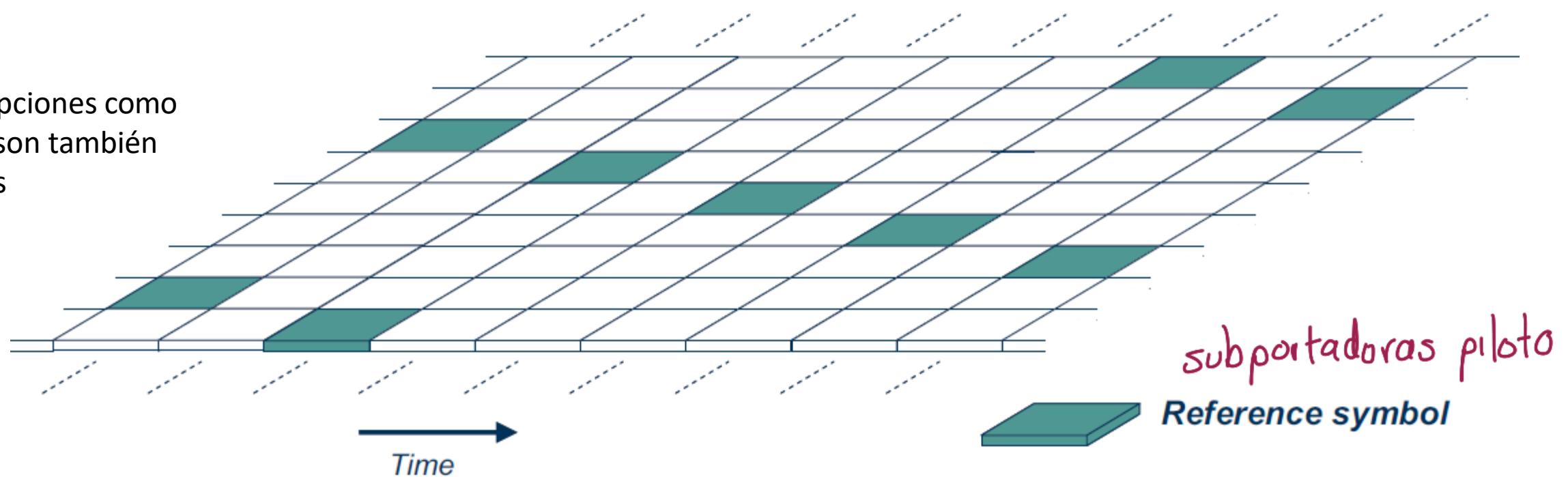
Tecnologías Habilitantes

OFDM. Estimación de Canal y Símbolos de Referencia

- Grid t-f con símbolos de referencia conocidos

- El RX puede estimar la respuesta en f del canal
- Debe haber la suficiente densidad de símbolos tanto en f como en t

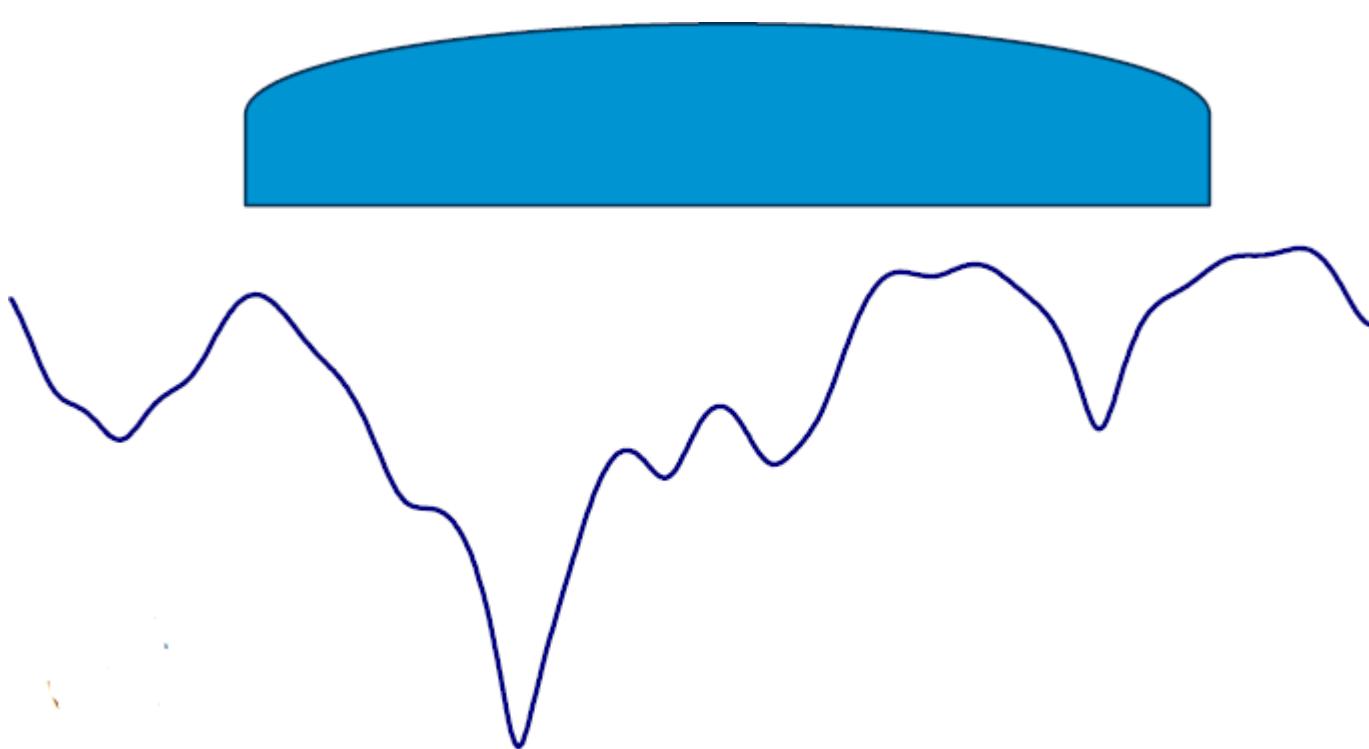
Otras opciones como
MMSE son también
posibles



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Diversidad en f – Codificación de Canal

- Canal de radio de calidad variable en el dominio-f
- 1 sola portadora de banda ancha como W-CDMA



El canal generalmente de f-selectiva
C/símbolo de modulación es TX sobre el ancho de banda completo
Sobre bandas f con buena calidad y bandas de baja calidad
Tal TX sobre bandas con calidades diferentes se conoce como **diversidad en f**

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Diversidad en f – Codificación de Canal

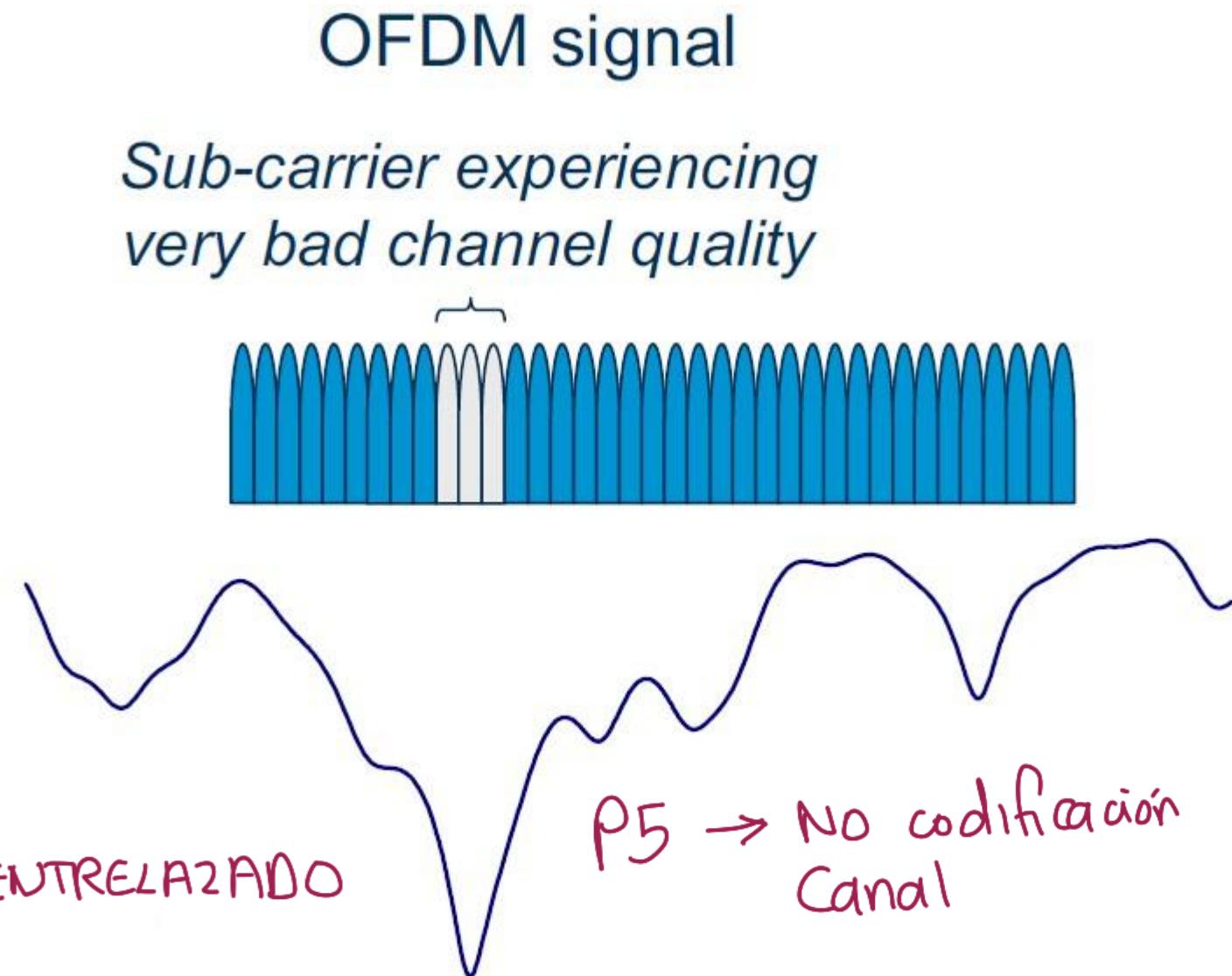
En OFDM c/símbolo está principalmente confinado a un BW relativamente angosto

Símbolos individuales prácticamente no experimentan diversidad en f aún si el canal es altamente de f-selectiva

La tasa de error básica de OFDM es relativamente pobre y

Especialmente mucho peor que la tasa de error básica de una portadora simple de banda ancha

DATOS + CODIFICACIÓN + ENTRELAZADO
CANAL



Tecnologías Habilitantes

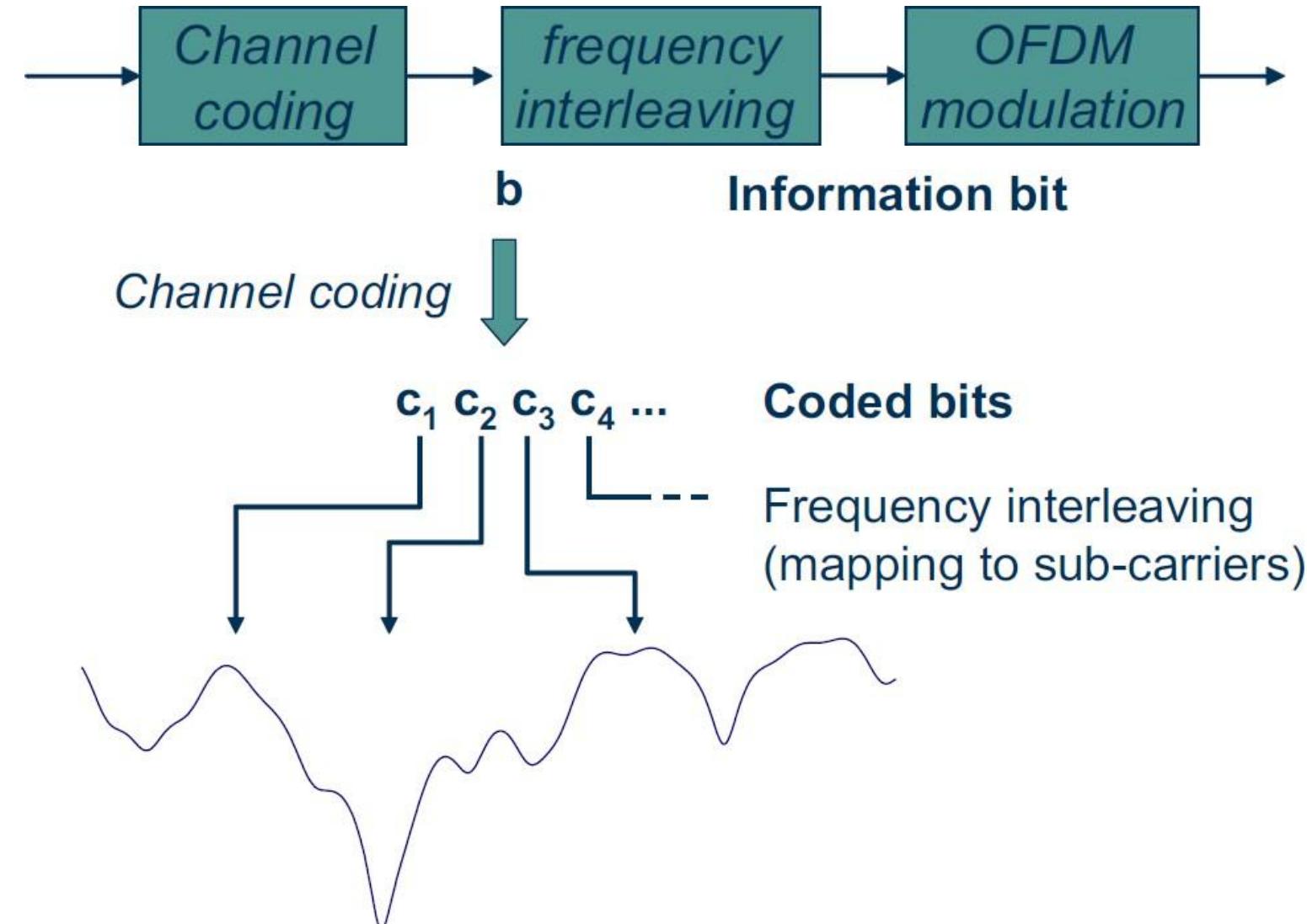
OFDM. Diversidad en f – Codificación de Canal

La **codificación de canal** implica que c/bit de información a ser TX es esparcido entre varios bits de código

Si éstos son mapeados a un conjunto de subportadoras OFDM bien distribuidas

C/bit de información experimentará diversidad en f

Distribución de los bits de código en el dominio-f → **entrelazado en f**



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Selección de Parámetros Básicos OFDM

- 3 Parámetros básicos a configurar

- Espaciamiento entre subportadoras Δf

LTE 15KHz
7.5K → podemos poner en P5

- Cantidad de subportadoras N_c

- Junto con el espaciamiento determinan el BW total de TX de la señal OFDM

- Longitud del prefijo cíclico T_{CP}

Parámetros para práctica 5

- Junto con el espaciamiento $\Delta f = 1/T_u$

- La longitud de CP determina el tiempo de símbolo OFDM total

$$T = T_{CP} + T_u$$

→ "bps"

- Que es, equivalentemente, la tasa de símbolos OFDM

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Selección de Parámetros Básicos – Δf

- 2 factores que restringen la selección de espaciamiento entre subportadoras:
 - Debe ser lo más pequeño posible para minimizar el overhead del CP

$$\frac{T_{CP}}{T_u + T_{CP}}$$

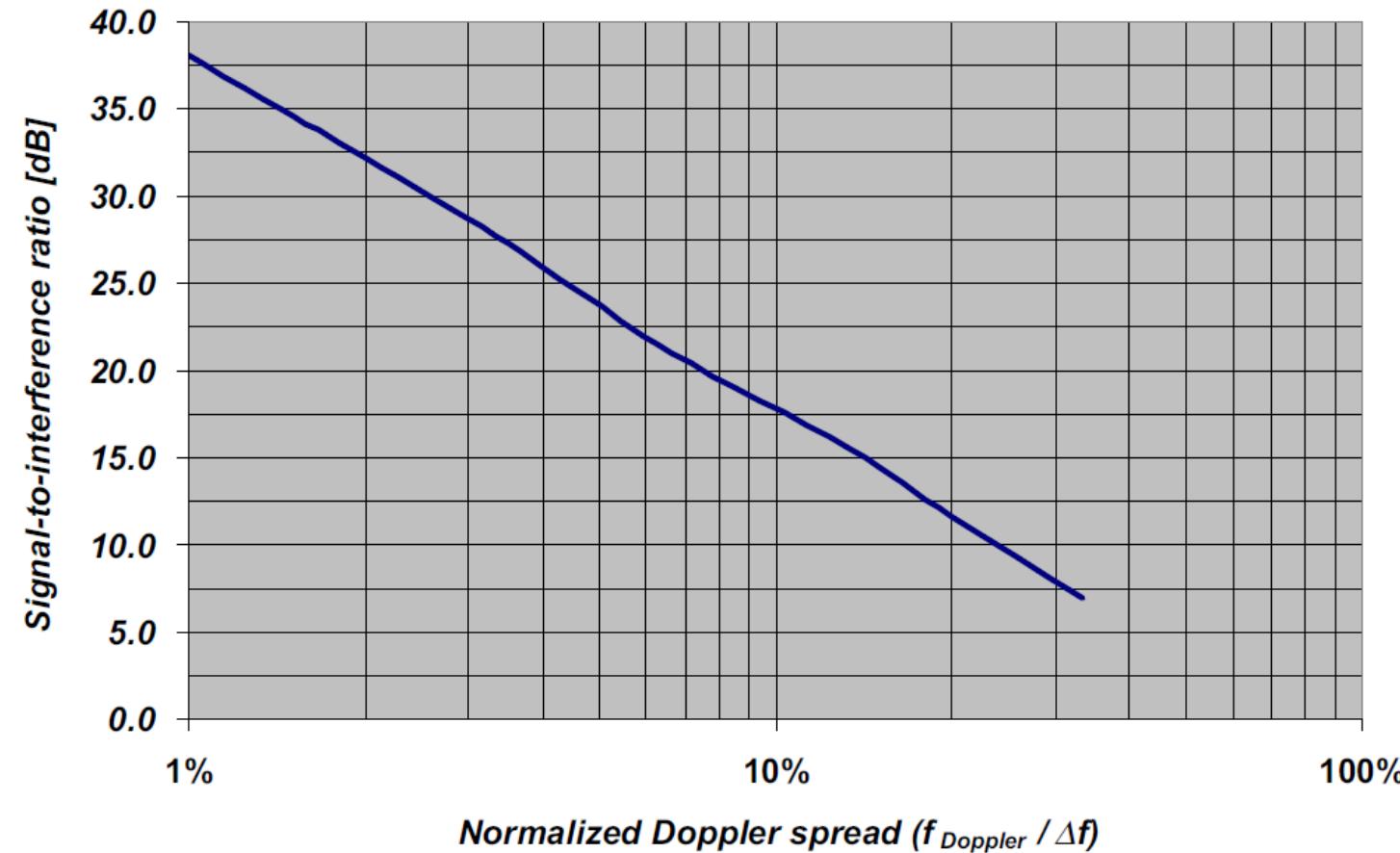
- Un espaciamiento muy pequeño incrementa la sensibilidad de la TX OFDM a la dispersión Doppler y diferentes tipos de inexactitudes de f
 - Errores en f
 - Ruido de fase

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Selección de Parámetros Básicos – Δf

- SIR debido a interferencia inter-subportadora como una función de la dispersión Doppler normalizada

Factor mucho más relevante en escenarios con alta SINR



$f_{Doppler}$
 Δf
pequeña
para interf.
sea pequeña

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Selección de Parámetros Básicos – N_c

- La cantidad de subportadoras debe estimarse en base a
 - La cantidad de espectro disponible y
 - Las emisiones fuera de banda aceptables
- BW básico de una señal OFDM

$$BW = N_c \Delta f$$

Calcular N_c con BW y Δf
en P5

Bandwidth (MHz)	Number of subcarriers	FFT size
1.25	76	128
2.5	150	256
5	300	512
10	600	1024
15	900	1536
20	1200	2048

- La caída de la señal es muy lenta debido al uso de pulsos rectangulares
- En la práctica se usa filtrado de ventaneado en el dominio-t para suprimir la parte principal de las emisiones OFDM fuera de banda
 - Una banda de guarda de 10% → Con 5 MHz → 4.5 MHz útiles → 300 portadoras

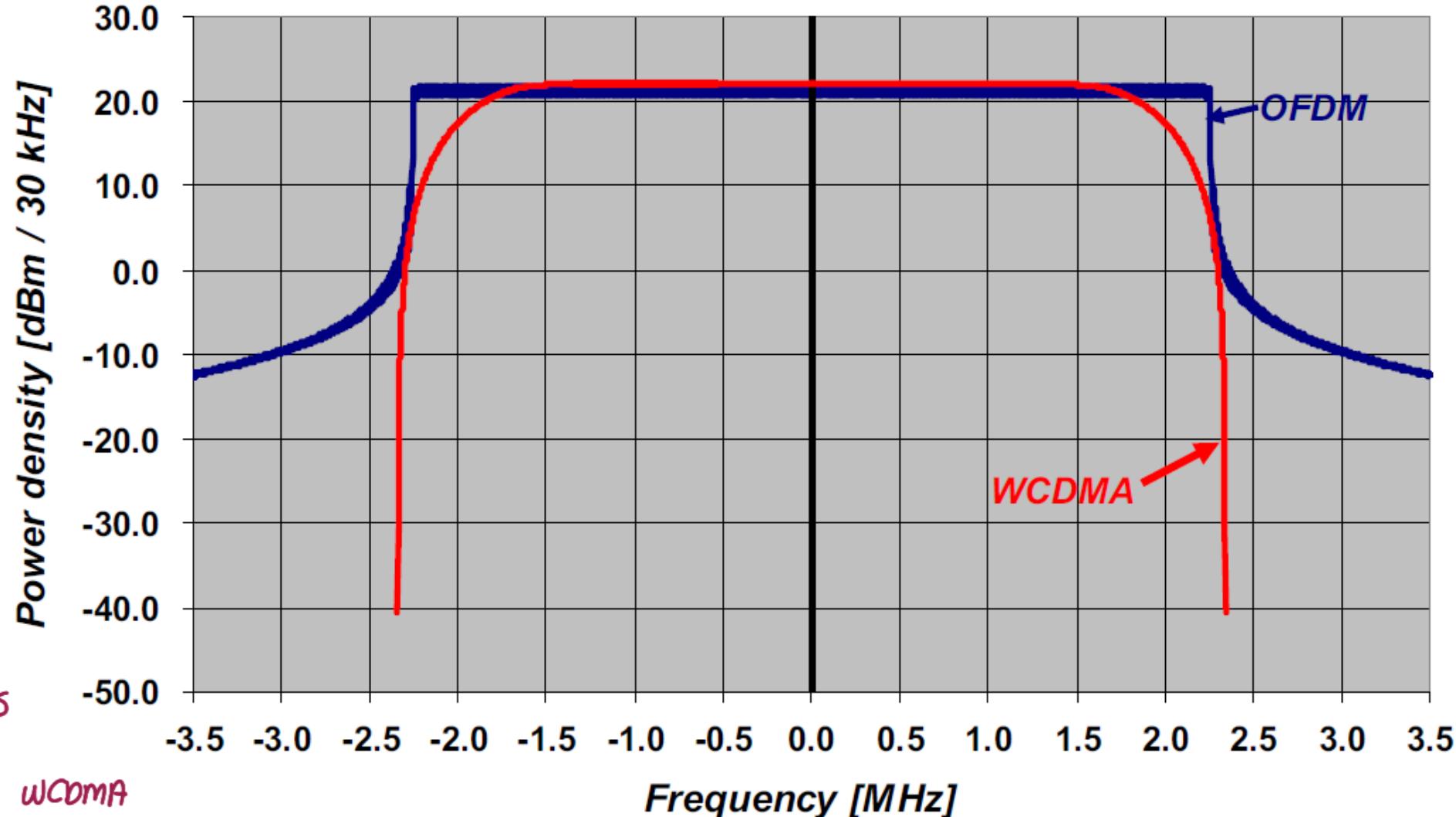
Tecnologías Habilitantes

OFDM. Selección de Parámetros Básicos – N_c

Espectro de una señal de 5MHz

En la práctica generalmente se usa una banda de guarda de 10%

ofdm emisiones fuera de banda mayores que wcdma



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Selección de Parámetros Básicos – T_{CP}

- En principio, la longitud del prefijo cíclico CP debería cubrir la longitud máxima del tiempo de dispersión esperado
- Problema sin reducción del Δf → overhead en términos de potencia y BW
- Compromiso entre
 - Pérdida de potencia debido al CP
 - Corrupción de la señal debido a la dispersión en t no cubierta por el CP
- La dispersión en t incrementa con el tamaño de la celda
 - Pero, más allá de un cierto tamaño de celda no hay razón para incrementar el CP
 - Porque la pérdida correspondiente de potencia tiene un efecto más negativo que la ventaja del CP

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Selección de Parámetros Básicos – T_{CP}

- Situación en la que se puede necesitar un CP más largo → **TX multi-celda**
- Usando **SFN Single-Frequency Network**  *Celdas contiguas. Pueden usar las mismas celdas.*
- Para optimizar el rendimiento en diferentes entornos
- Algunos sistemas OFDM suportan múltiples longitudes de CP
- Usados en diferentes escenarios
 - CP más pequeño en entornos de celdas pequeñas → minimiza el overhead
 - CP más largo en ambientes con dispersión en t extrema
 - Especialmente en el caso de operación SFN

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Variaciones en la Potencia de TX instantánea

- Desventaja de la TX multi-portadora
 - Grandes variaciones en la potencia de TX instantánea, que implica
 - Reducción de la eficiencia del amplificador de potencia
 - Mayor consumo de energía del terminal móvil
- Métodos para reducir las grandes potencias pico de una señal OFDM
 - Reservación de tono $\longrightarrow \downarrow \text{PAPR} \quad \downarrow \text{bps}$
 - Pre-filtrado o pre-codificación
 - Scrambling selectivo

PAPR
Potencia
Pico a
Promedio

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Variaciones en la Potencia de TX instantánea

- **Reservación de Tono**

- Un subconjunto de subportadoras OFDM no son usadas para TX de datos
- Estas subportadoras son moduladas de forma que los picos más grandes de la señal OFDM sean suprimidos
- Reducción del back-off del amplificador de potencia
- Desventaja → pérdida de BW
- El cálculo de qué modulación aplicar a los tonos reservados puede ser relativamente de alta complejidad

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Variaciones en la Potencia de TX instantánea

- **Pre-filtrado o Pre-codificación**

- Procesamiento lineal aplicado a la secuencia de símbolos antes de la modulación OFDM
- DTFS-spread OFDM → DFTS-OFDM
 - Usado en el UL LTE puede ser visto como una clase de pre-filtrado

calcular PAPR en Práctica 5

Tecnologías Habilitantes

OFDM. Variaciones en la Potencia de TX instantánea

- **Scrambling (Aleatorización) Selectiva**

- La secuencia de bits-codificados a ser TX es aleatorizado con una cantidad de diferentes códigos de aleatorización
- C/Secuencia aleatorizada es luego modulada OFDM
- La señal con la menor potencia pico es seleccionada para TX
- Despues de la demodulación OFDM en el lado RX se hace la des-aleatorización y decodificación para todas las secuencias de aleatorización posibles
- Solo la correcta dará un resultado de decodificación correcta
- Desventaja → incremento de la complejidad del RX
 - Múltiples decodificaciones son necesarias en paralelo

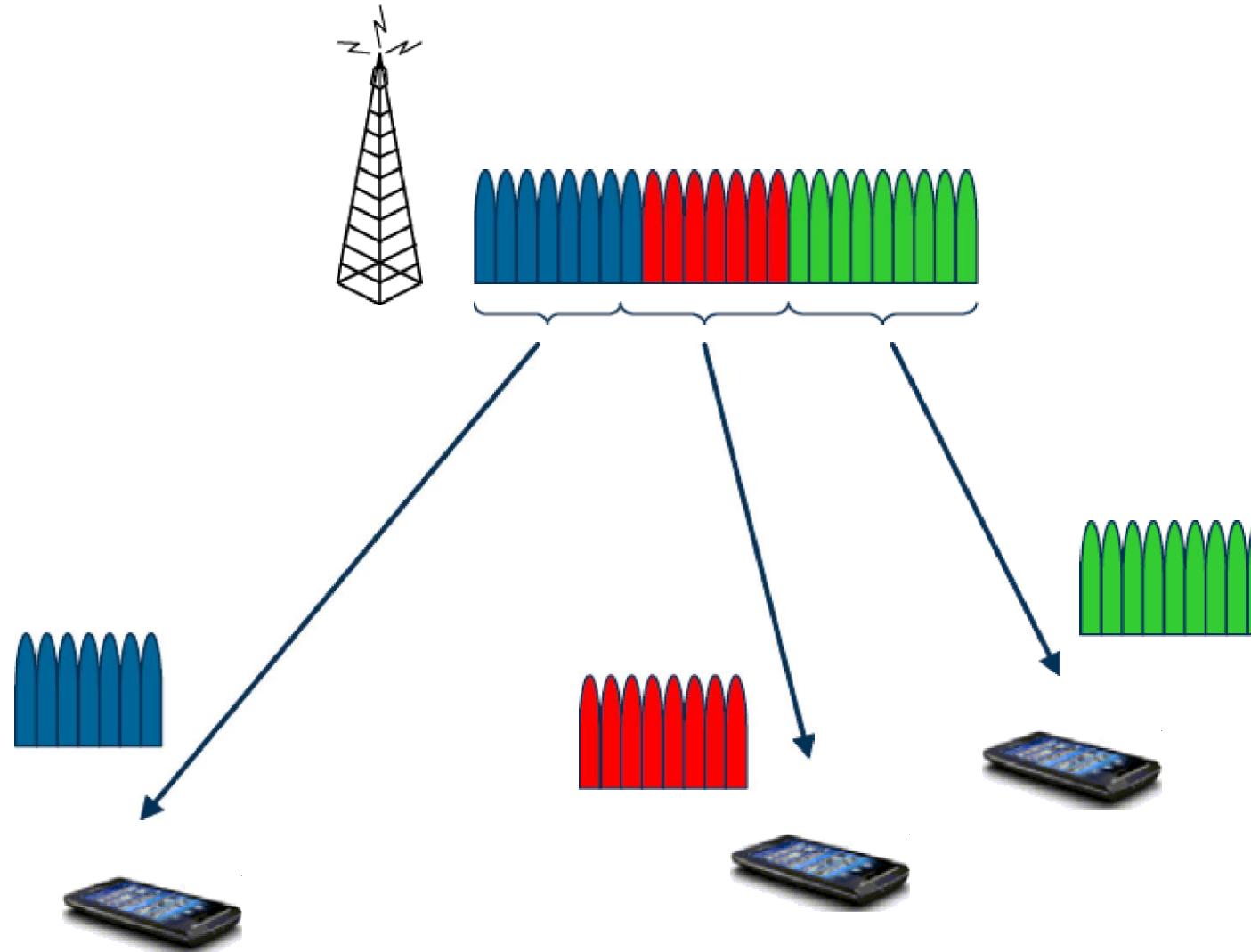
Tecnologías Habilitantes

OFDM. Como Esquema de Acceso Múltiple

- Implícitamente se ha asumido que todas las subportadoras OFDM son TX desde el mismo TX hacia cierto RX
 - Tx DL → todas las subportadoras a un solo terminal
 - Tx UL → todas las subportadoras desde un solo terminal
- OFDM puede ser usado como un esquema de **multiplexación de usuario**
- Como **esquema de acceso múltiple**
 - Permitiendo TX simultáneas separadas en f hacia/desde múltiples terminales

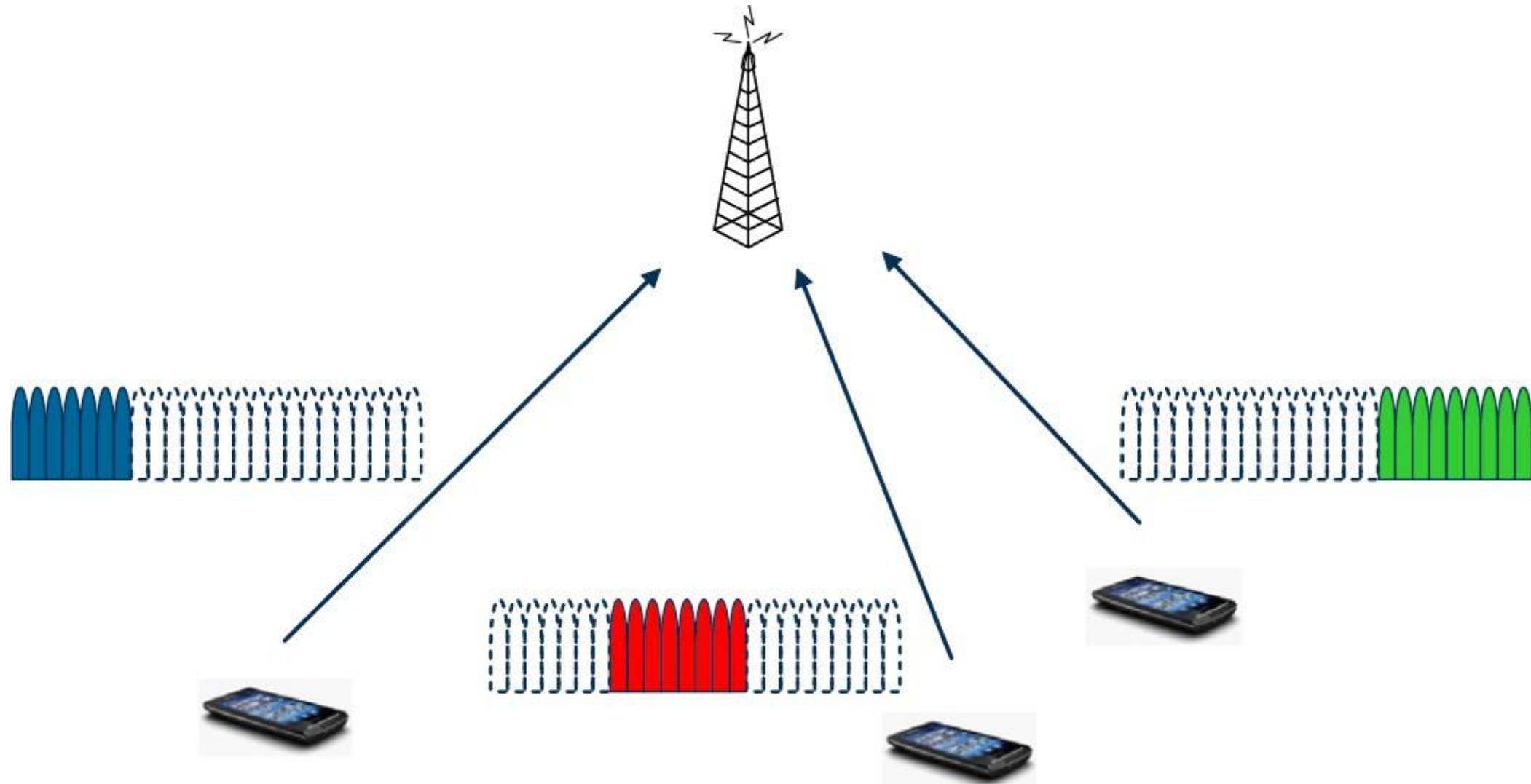
Tecnologías Habilitantes

OFDM. Como Esquema de Acceso Múltiple —DL



Tecnologías Habilitantes

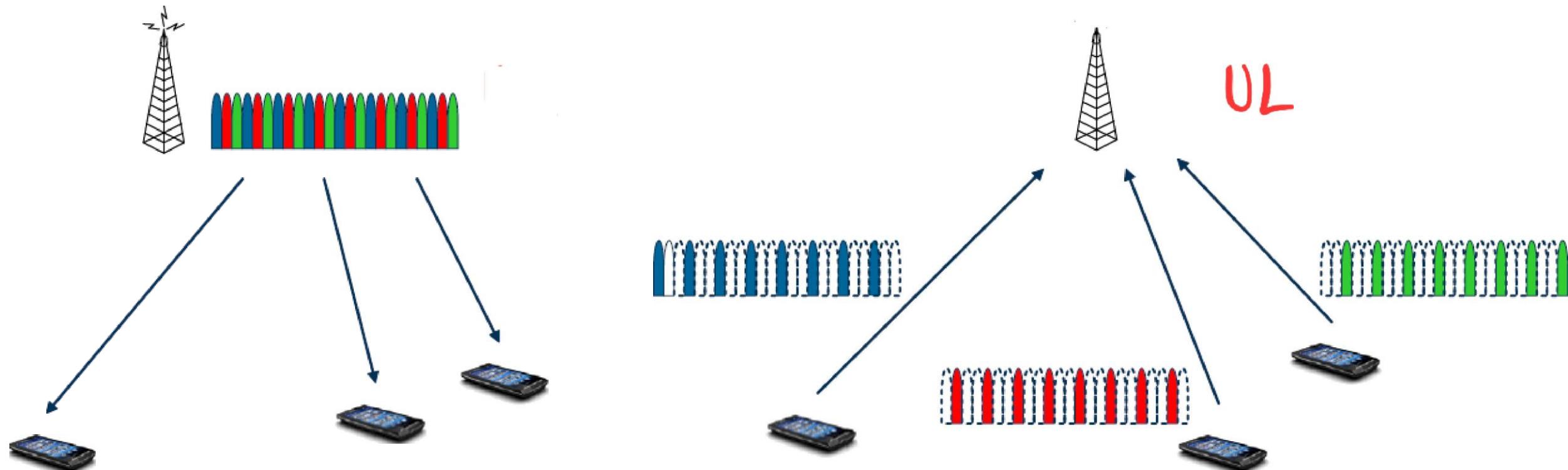
OFDM. Como Esquema de Acceso Múltiple – UL



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Como Esquema de Acceso Múltiple

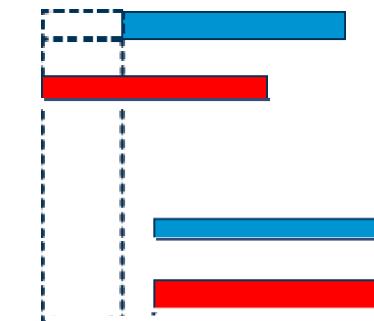
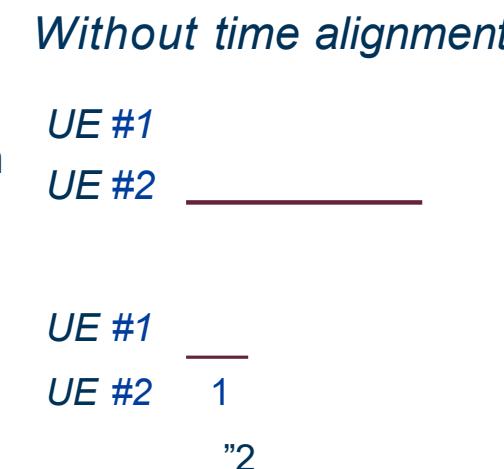
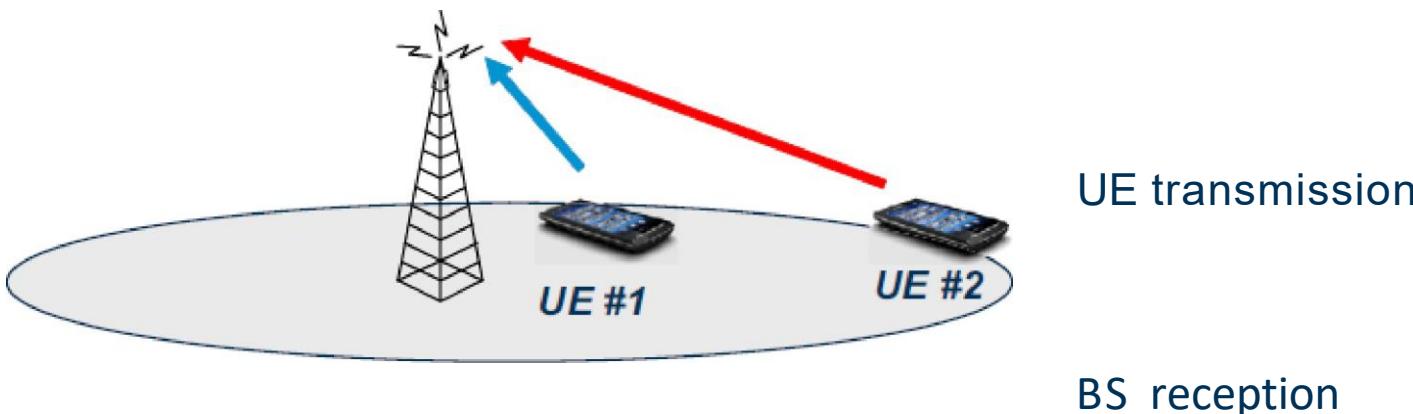
- No es necesario que sean subportadoras consecutivas
- Con acceso múltiple distribuido se gana diversidad en f en c/TX
- En el UL —OFDMA es crítico que las TXs arriben aprox alineadas en t a la BS



Tecnologías Habilitantes

OFDM. Como Esquema de Acceso Múltiple

- Es necesario controlar la temporización de la TX UL de c/terminal
- Tx-timing control → Proceso activo
 - Debe ajustar la temporización de TX de c/terminal para
 - Asegurar que las TXs UL arriban aproximadamente alineadas a la BS
- Es necesario también algún grado de control de potencia de TX

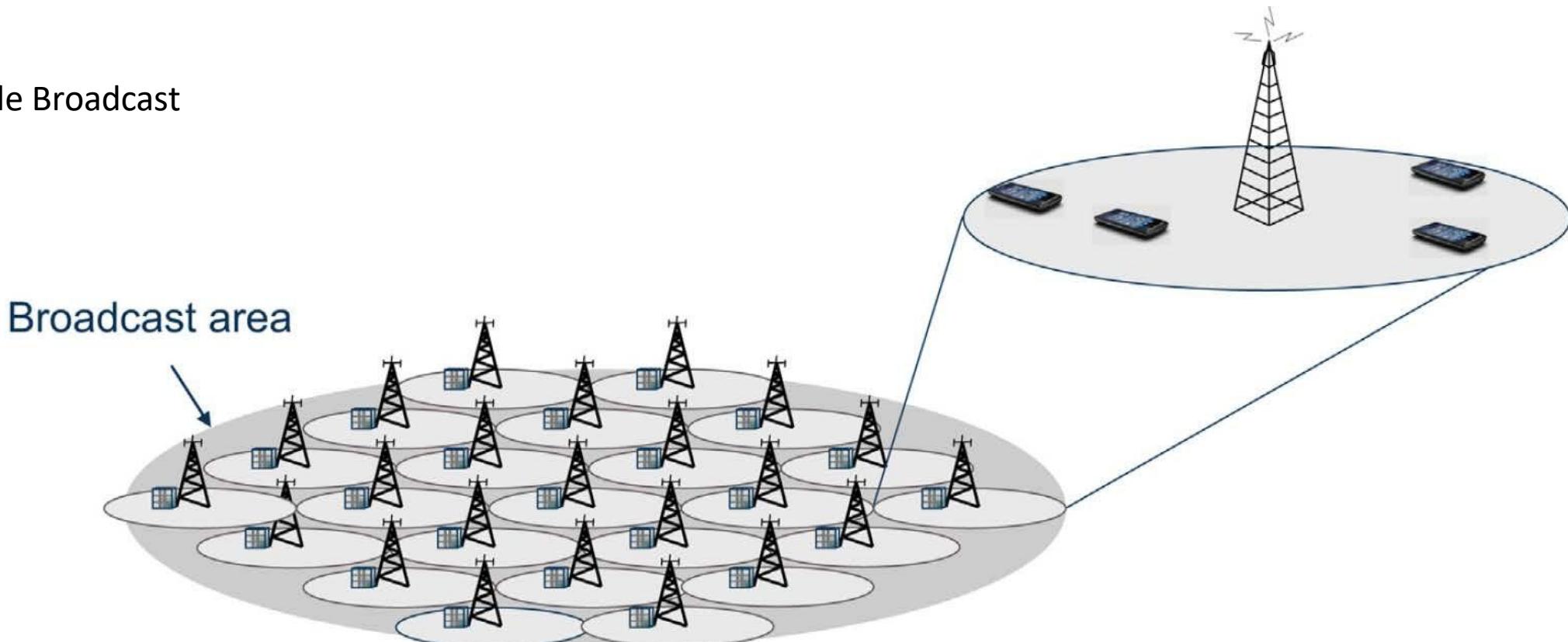


Tecnologías Habilitantes

OFDM. TX Broadcast/Multicast Multi-Celda

- La misma información es provista simultáneamente a múltiples terminales
 - A menudo dispersos sobre una gran área correspondiente a una gran cantidad de celdas

Ejemplos de Broadcast

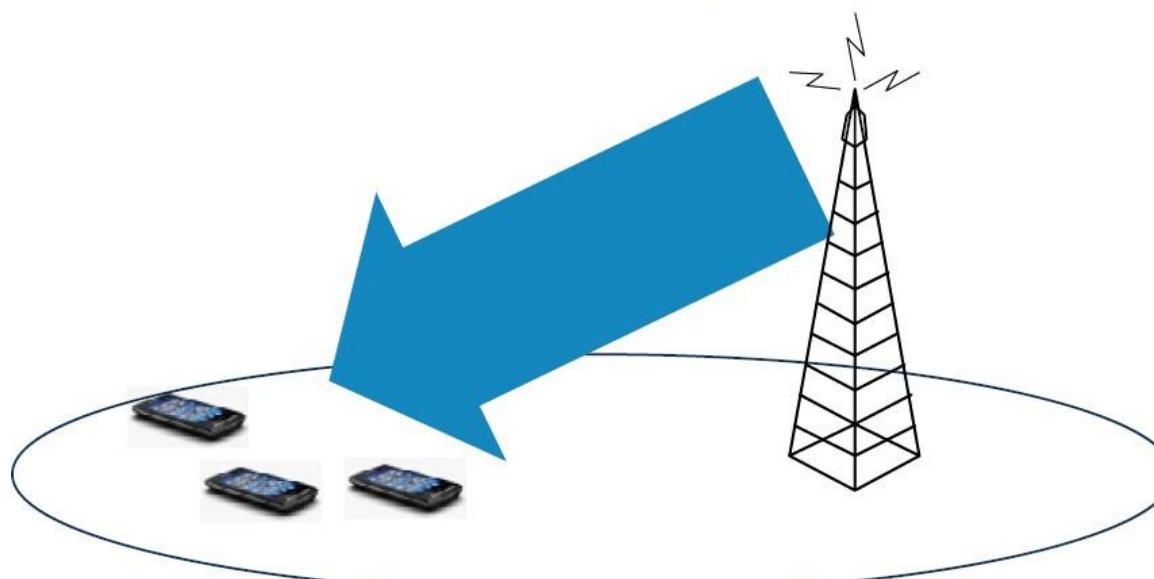


Tecnologías Habilitantes

OFDM. TX Broadcast/Multicast Multi-Celda

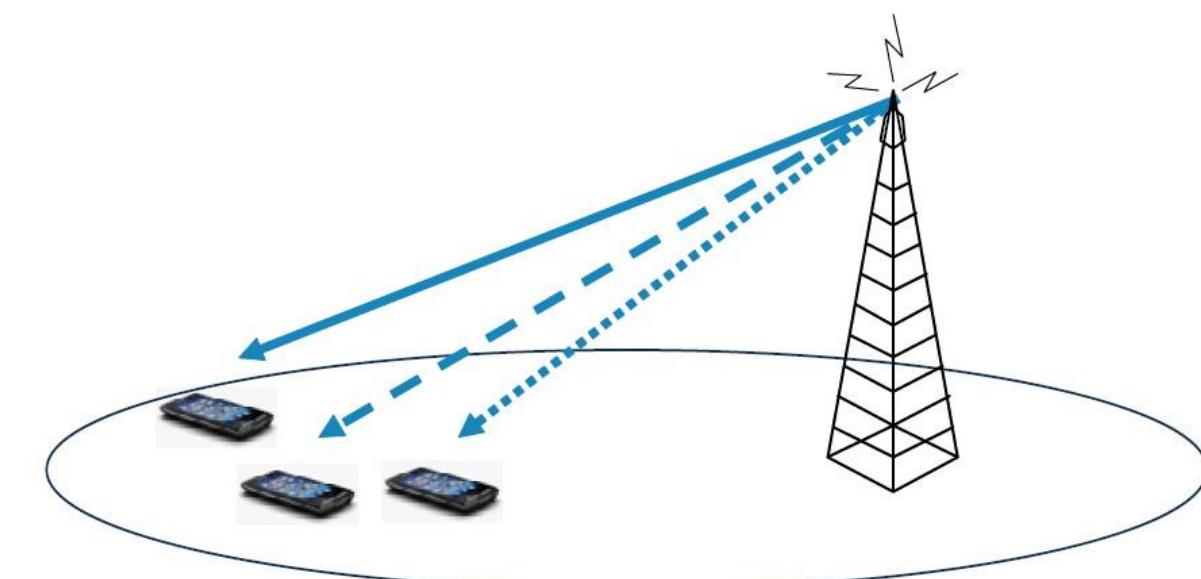
- Broadcast vs Unicast

Broadcast



Una sola Tx de radio cubriendo la celda completa

Unicast



TXs individuales a c/terminal

Tecnologías Habilitantes

OFDM. TX Broadcast/Multicast Multi-Celda

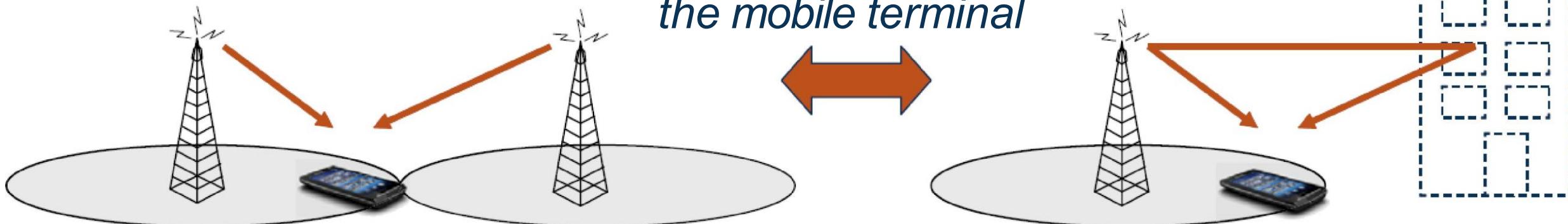
- Broadcast debe alcanzar los terminales de peor caso → borde de las celdas
- Costoso en términos de recursos
 - Potencia de TX de las BSs
 - Reducción de los tamaños de celdas → incremento del # de celdas → costo despliegue
- Los recursos necesarios para brindar una cierta tasa de broadcast puede reducirse considerablemente si
- Los terminales en los bordes de las celdas pueden utilizar la potencia RX de las TXs de broadcast desde **múltiples celdas**
- Para esto es necesario que las TX de diferentes celdas sean realmente **idénticas** y sean **mutuamente TX alineadas en tiempo**

Tecnologías Habilitantes

OFDM. TX Broadcast/Multicast Multi-Celda

- Las TXs Rx desde múltiples celdas, vistas desde el terminal,
- Parecerán una única TX sujeta a propagación multi-camino severa
- Este tipo de TX se conoce como operación SFN Single-Frequency Network

*Equivalence as seen from
the mobile terminal*



Tecnologías Habilitantes

OFDM

2 Problemas en OFDM

- Tx fuera de banda
- PAPR

2.2. TX PORTADORA SIMPLE SC-FDM

TX de Portadora Simple

- Una de las **principales desventajas** de la TX multi-portadora OFDM es
- La gran variación en la potencia de TX instantánea
- Implica una eficiencia reducida de los amplificadores de potencia
- Resulta en un mayor consumo de energía del terminal móvil
- En la TX UL, el diseño de un amplificador de potencia complejo es especialmente desafiante
- **Resultado →** Para la TX del UL, LTE ha seleccionado **SC-FDM (Single Carrier Frequency Division Multiplexing)**
 - Variante de OFDM

TX de Portadora Simple

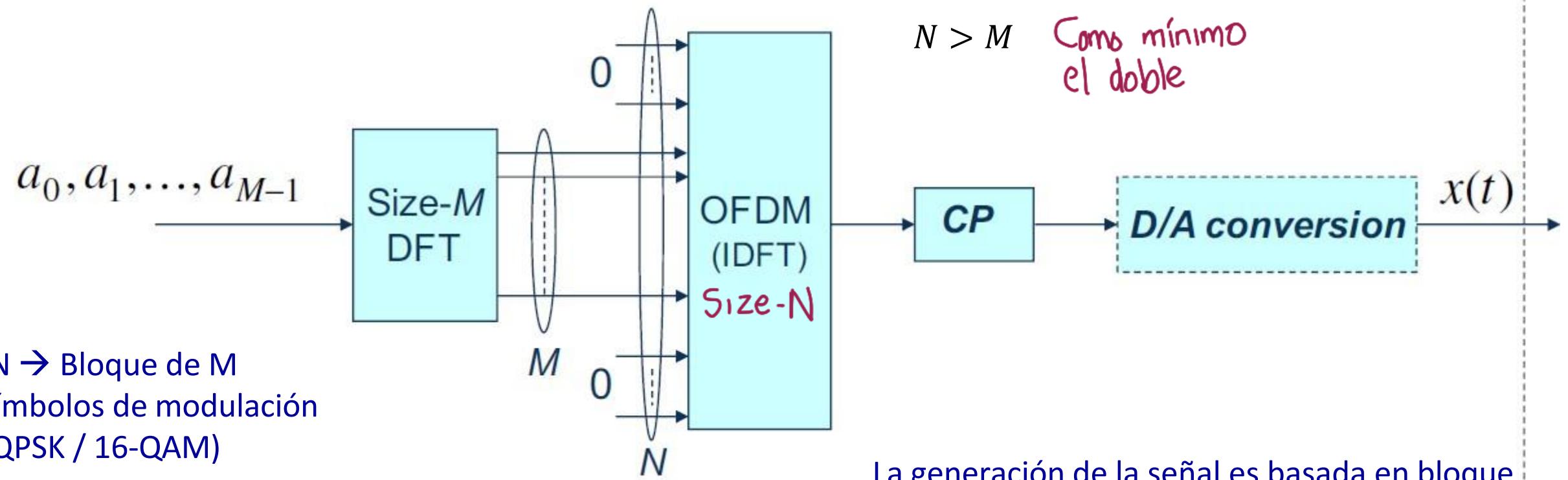
- SC-FDM es un esquema de TX que combina las **propiedades** deseables de OFDM sin el problema de variación de potencia asociado:
 - Propiedad “**Single-Carrier**” → Pequeñas variaciones en la potencia instantánea de la señal TX
 - Requisitos menos exigentes en el diseño del amplificador de potencia
 - Posibilidad de ecualización de baja complejidad y alta calidad en el dominio-f
 - Posibilidad de FDMA con asignación flexible de BW
 - Scheduling en el dominio-f

TX de Portadora Simple

SC-FDM. Principios Básicos

- Se implementa combinando un sistema OFDM regular con una **pre-codificación basada en la DFT** Transformada Discreta de Fourier de M puntos

----- *Transmitter* -----



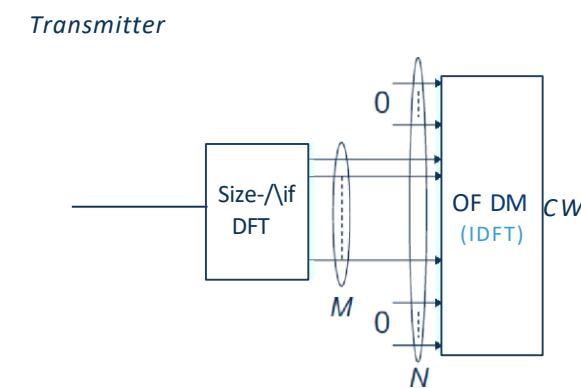
TX de Portadora Simple

SC-FDM. Principios Básicos

- Si el tamaño-ñf de la DFT se iguala al tamaño-JY de la IDFT, el procesamiento en cascada se cancelaría mutuamente
- Pero, con $M < N$ la salida de la IDFT será una señal con **propiedades de portadora-simple**
 - Señal con pequeñas variaciones de potencia
 - Un BW que depende de M y de la frecuencia de muestreo f_s a la salida de la IDFT

$$BW = \frac{M}{N} \cdot f_s$$

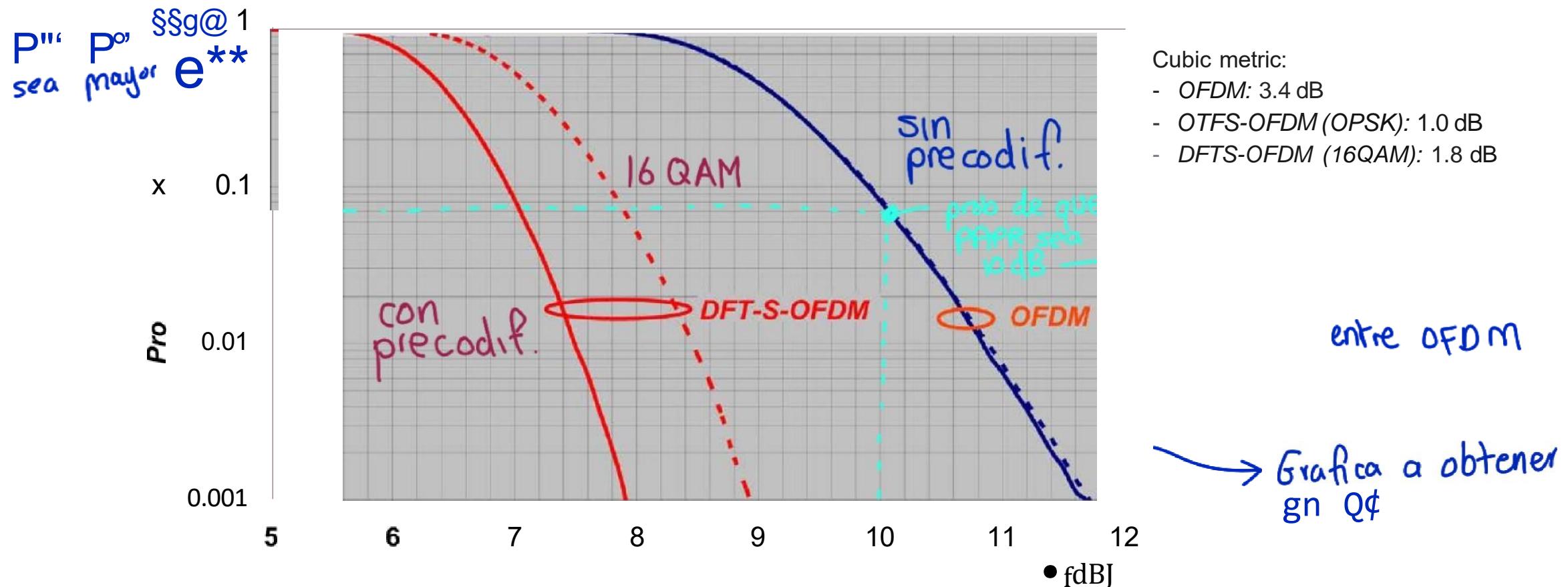
- Posibilidad de una asignación flexible de BW
- Desplazando las entradas IDFT
 - La señal TX puede ser desplazada en el dominio-f



TX de Portadora Simpie

SC-FDM. Principios Básicos

- Principal beneficio → reducción de la variaciones en la potencia de TX instantánea —Distribución de la PAPR —Peak to Average Power Ratio



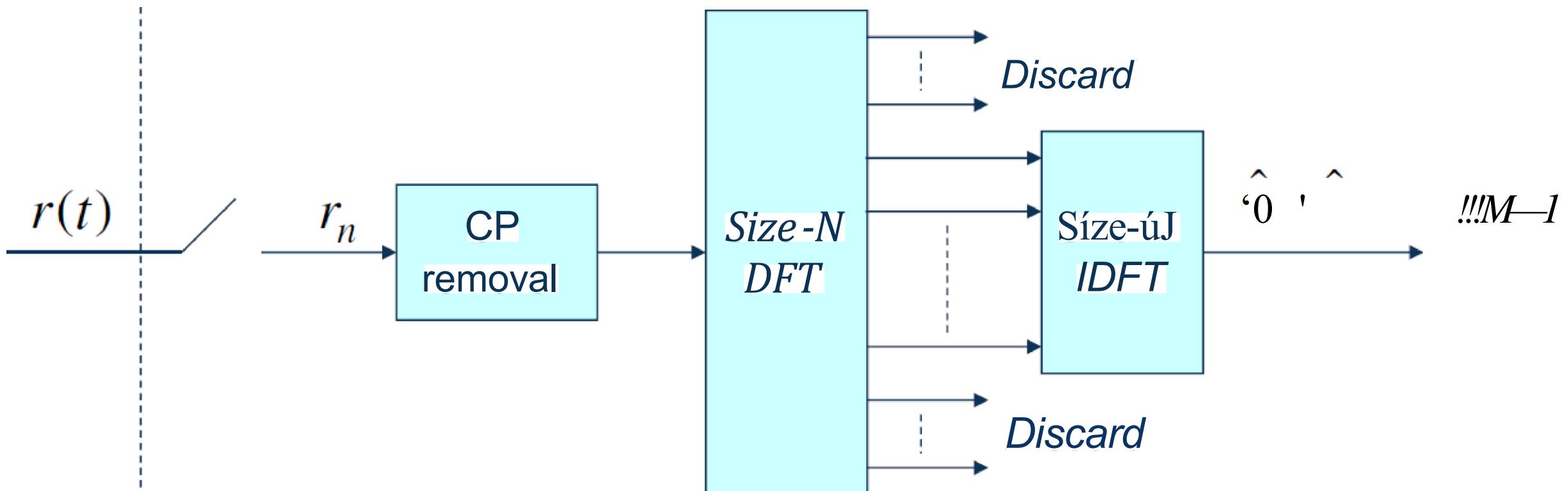
TX de Portadora Simple

SC-FDM

- Principio básico de demodulación de una señal SC-FDM

implementar
en P6

-Receiver



TX de Portadora Simple

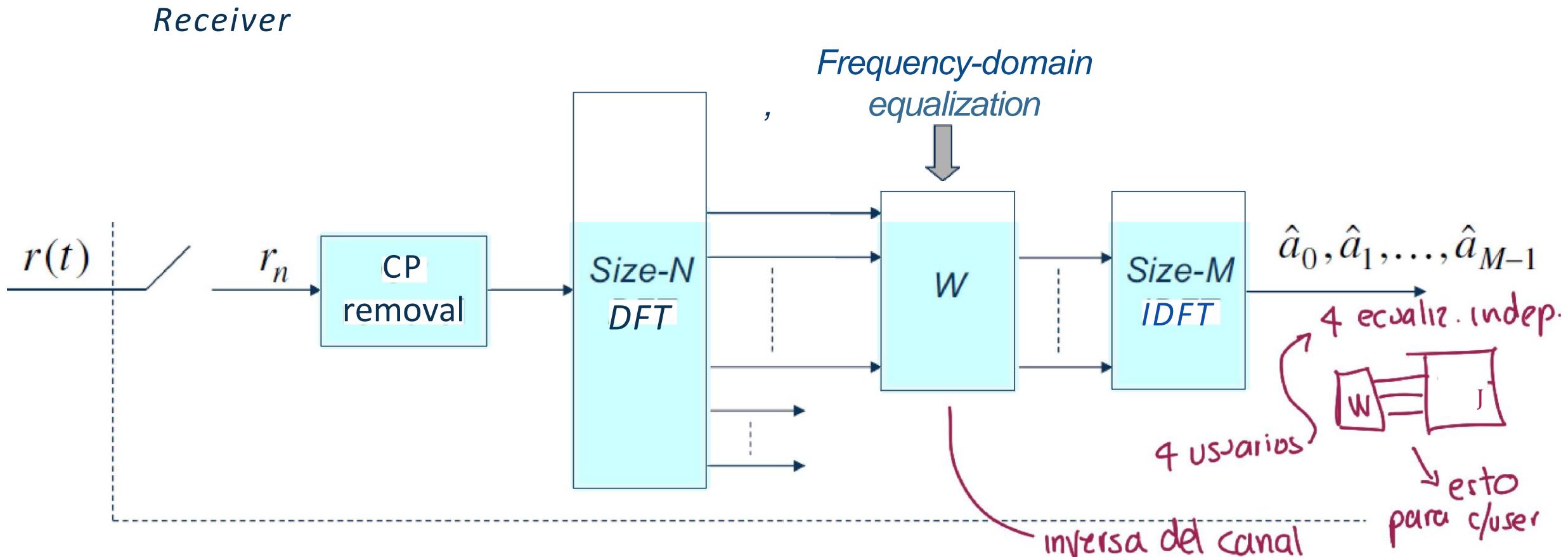
RX SC-FDM

- En el caso ideal, sin corrupción de la señal en el canal de radio
- La demodulación SC-FDM restaurará perfectamente el bloque de símbolos TX
- Pero, en el caso de un canal dispersivo-t o de f-selectiva
- La señal estará corrupta con **auto-interferencia**
 - Al ser una señal de banda ancha de portadora simple, se corrompe por la dispersión-t
 - Si el canal es de f-selectiva, la IDFT no será capaz de reconstruir correctamente el bloque original
- Hace falta entonces un **ecualizador** para compensar la selectividad del canal

TX de Portadora Simpie

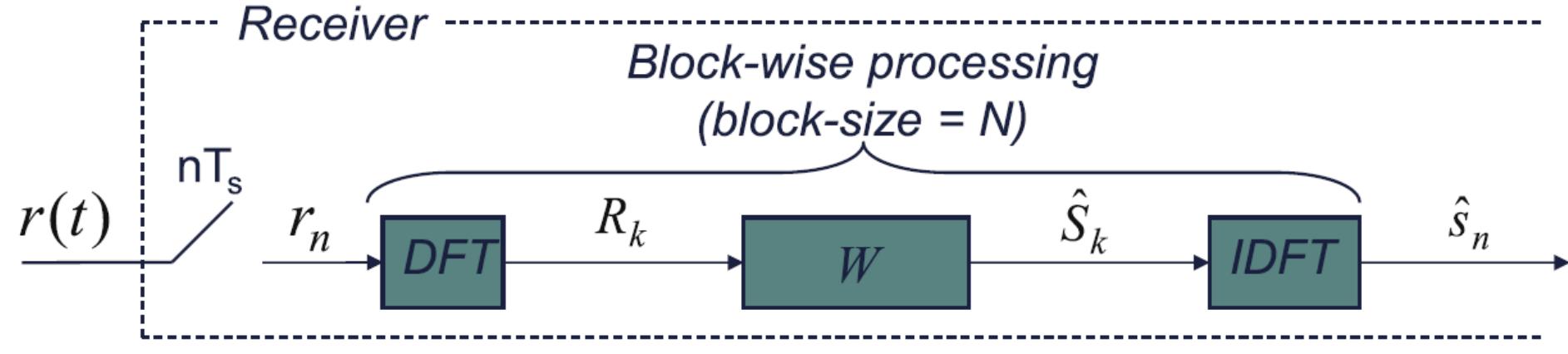
SC-FDM

- Demodulador SC-FDM con ecualización en el dominio-f



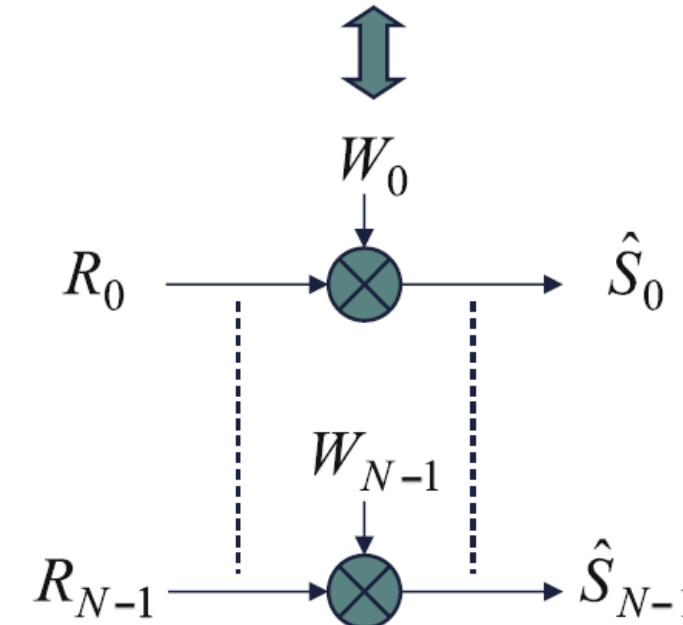
TX de Portadora Simple

RX SC-FDM – Ecualización en el dominio-f



Ecualizador lineal en el dominio-f

Llevada a cabo como un filtrado en el dominio-f



TX de Portadora Simple

RX SC-FDM – Ecualización en el dominio-f

Los taps del filtro W_k pueden calcularse directamente

A partir de un estimado de la respuesta en f del canal

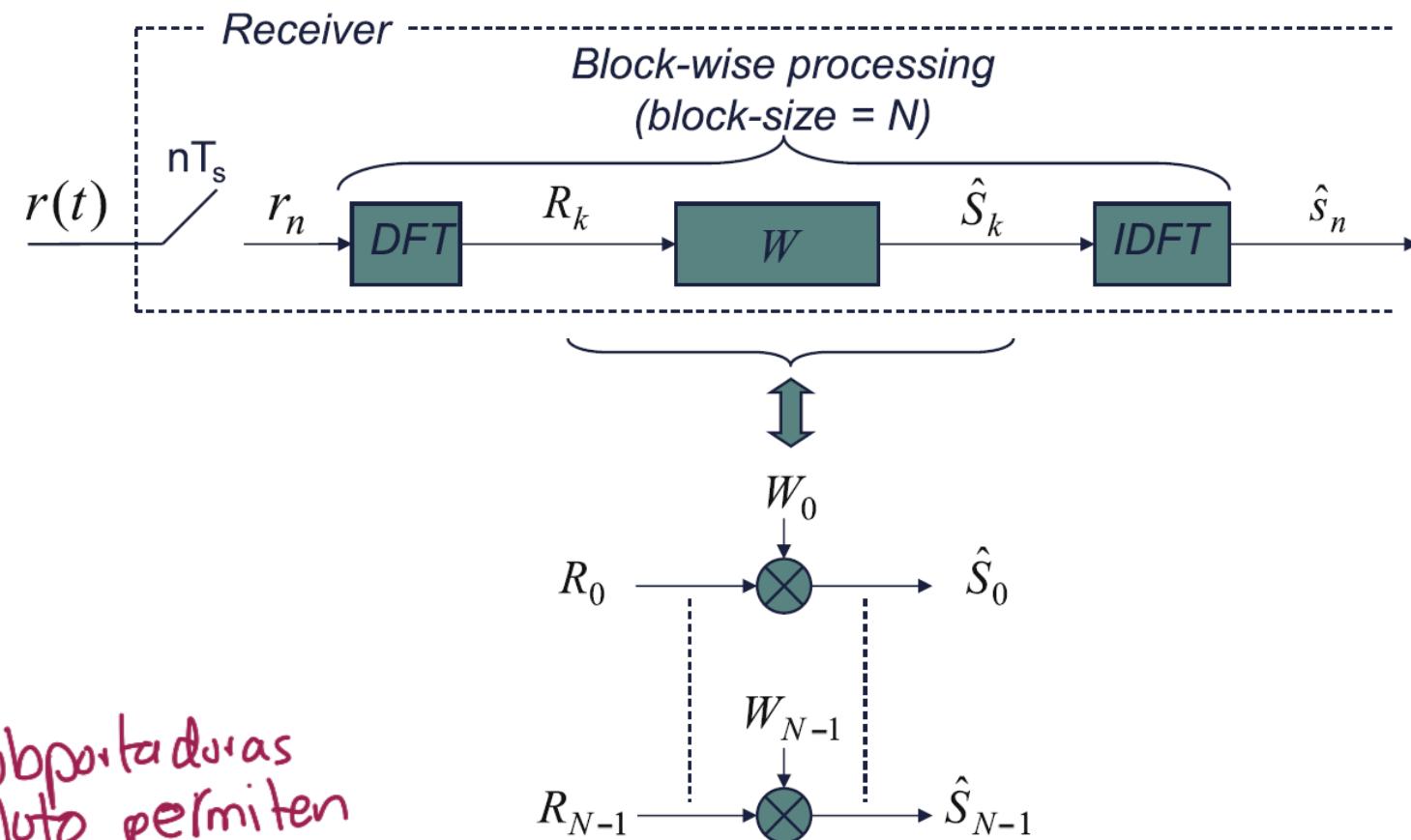
Ej. en el caso de un ecualizador MMSE

$$W_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + N_0}$$

$N_0 \rightarrow$ potencia del ruido

$H_k \rightarrow$ respuesta en f del canal
muestreada

→ Subportadoras piloto permiten obtener H_k



TX de Portadora Simple

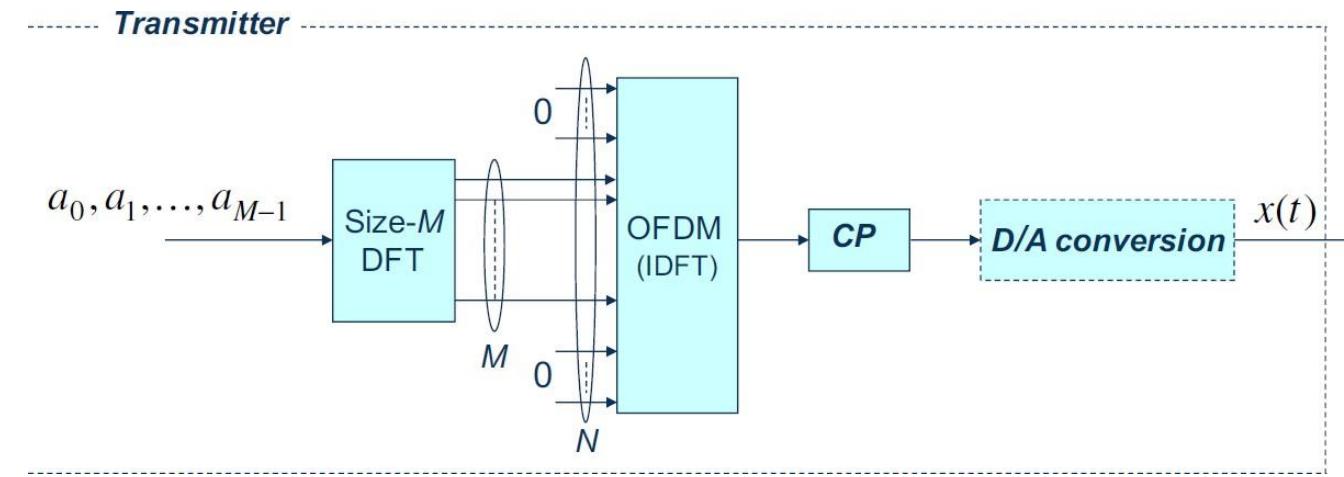
RX SC-FDM – Multiplexación de Usuarios

- El ancho de banda nominal de la señal SC-FDM puede ajustarse dinámicamente a través de
 - Ajustar dinámicamente el tamaño del TX DFT
 - Consecuentemente, el tamaño del bloque de símbolos de modulación a_0, a_1, \dots, a_{M-1}

$$N_c < M < N$$

Se puede ajustar la **posición** exacta en el dominio-f de la señal a ser TX

Desplazando las entradas IDFT a las cuales se mapean las salidas DFT

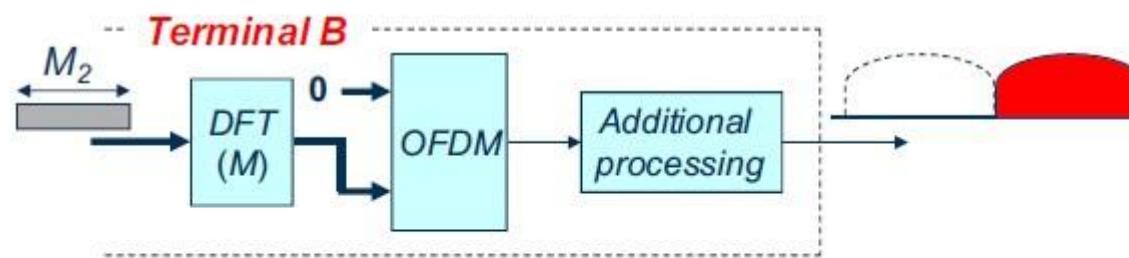
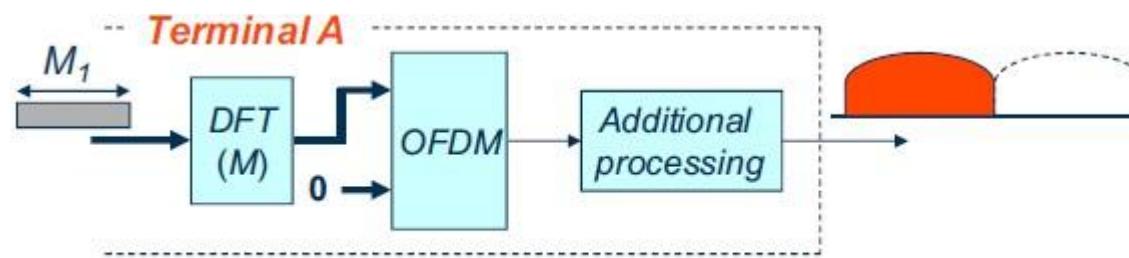


SC-FDM permite por este medio, un FDMA UL con asignación de BW flexible

TX de Portadora Simple

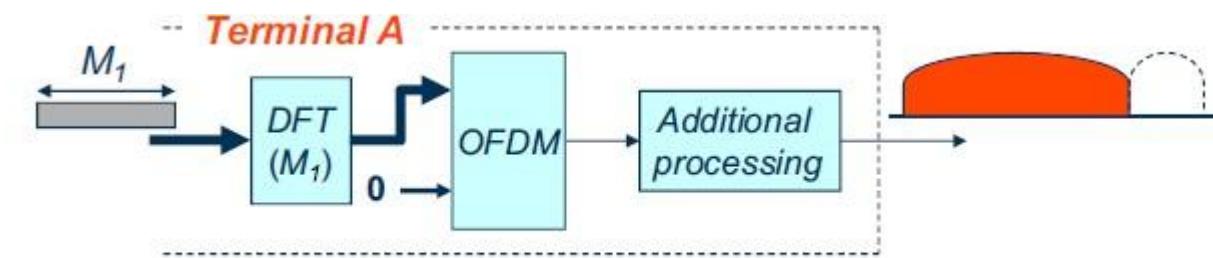
RX SC-FDM – Multiplexación de Usuarios

- Multiplexación de usuarios en el UL
 - A) Asignación con el mismo BW para todos los usuarios
 - B) Asignación no uniforme



(a)

$$M_1 = M_2$$



(b)

$$M_1 > M_2$$

TX de Portadora Simple

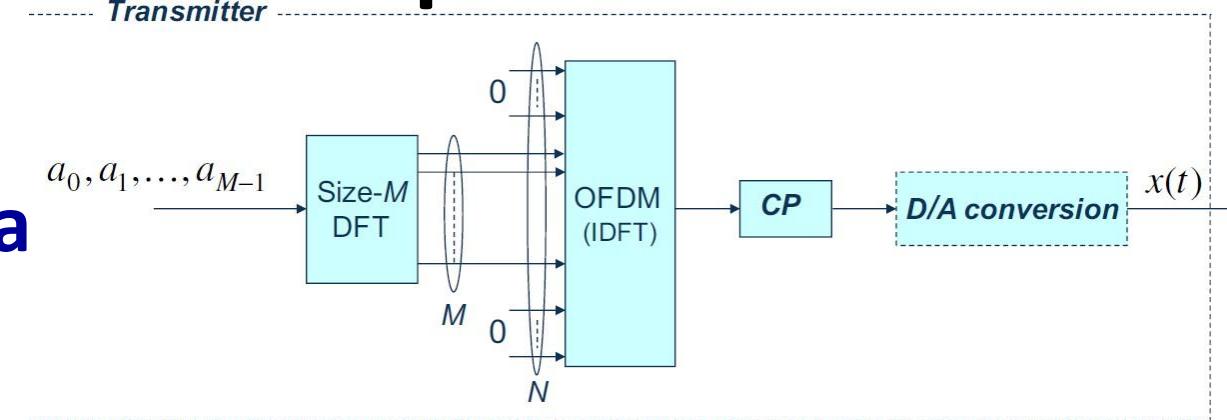
SC-FDM Distribuido

- Implementación **SC-FDM Localizada**

- La salida de la DFT es mapeada a Entradas consecutivas del modulador OFDM

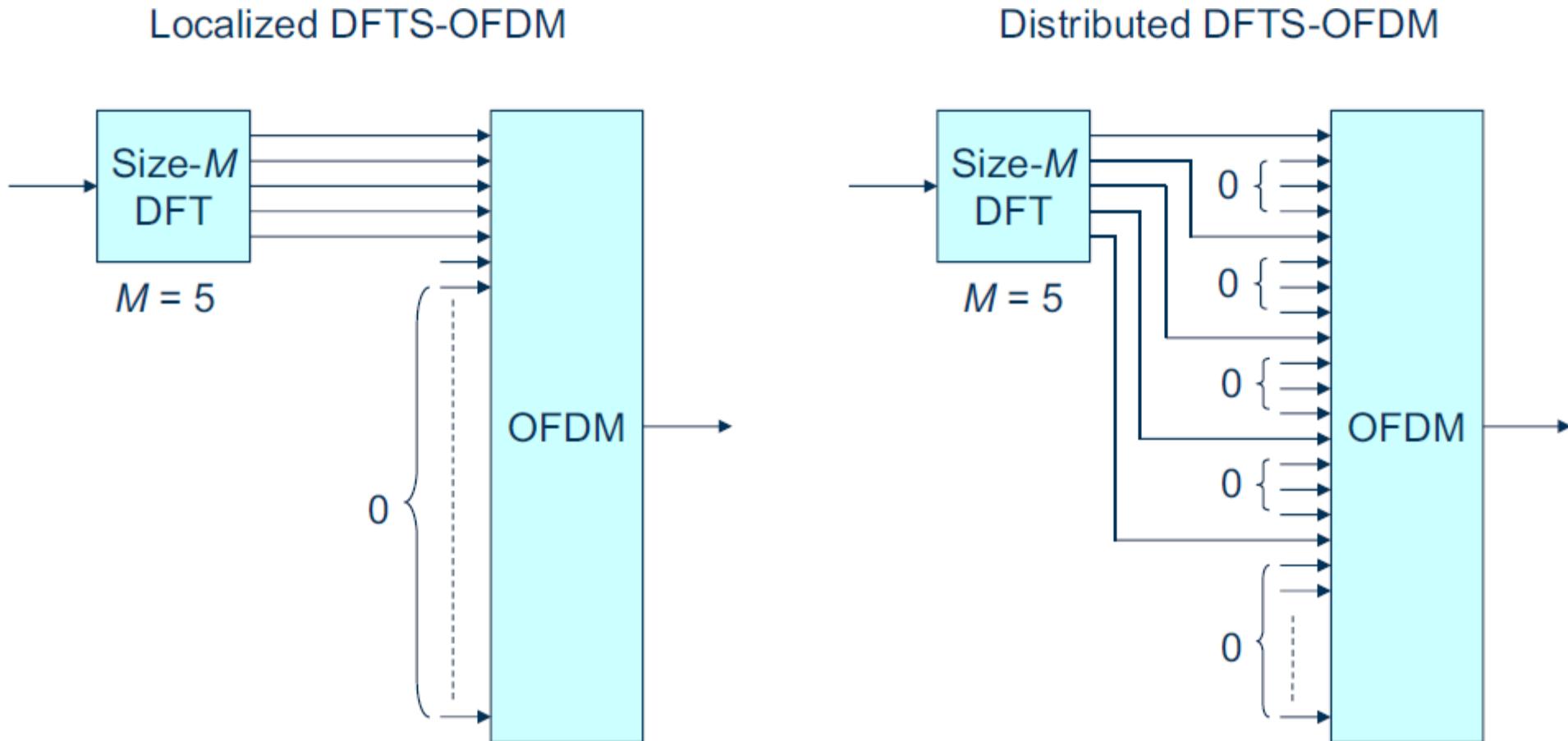
- Alternativa → **SC-FDM Distribuida**

- Mapear la salida de la DFT a entradas equidistantes del modulador OFDM
 - “0” insertados en medio



TX de Portadora Simple

SC-FDM Distribuido



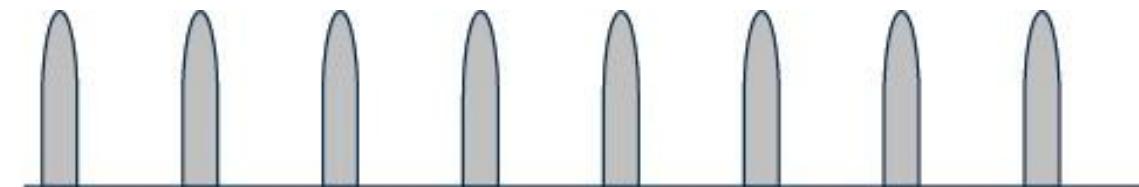
TX de Portadora Simple

SC-FDM Distribuido

- Estructura básica del espectro TX de la señal
 - El espectro de la TX localizada es claramente TX de portadora simple
 - Se puede mostrar que una señal SC-FDM distribuida tiene variaciones de potencia similares a las de la localizada
 - Una señal SC-FDM es equivalente al denominado **FDMA Entrelazado**
 - IFDMA Interleaved FDMA



Localized transmission

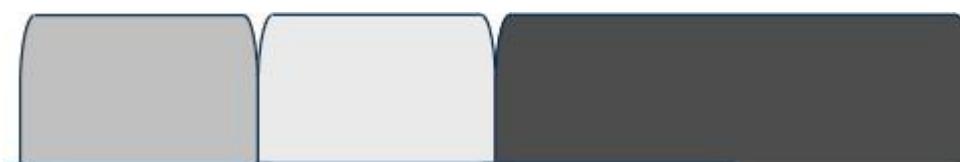


Distributed transmission

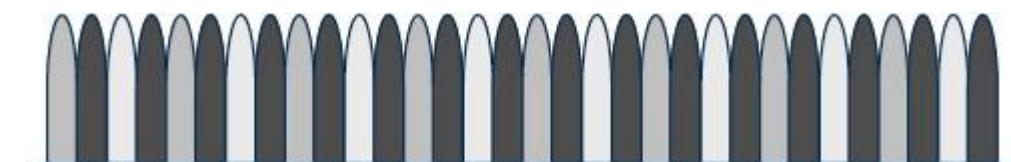
TX de Portadora Simple

SC-FDM Distribuido

- Beneficios del SC-FDM distribuido respecto al localizado
 - Posibilidad de diversidad de f adicional
 - Aún una señal SC-FDM distribuida de baja tasa (M pequeña) puede dispersarse sobre un BW potencialmente muy largo
- Con SC-FDM distribuido es posible
 - Multiplexación de usuario en f
 - Asignación flexible de BW
 - Los diferentes usuarios son entrelazados en f → más sensible a errores de f



Localized transmission



Distributed transmission

TX de Portadora Simple

- Trabajo autónomo

- Implementación de una cadena de TX – RX basado en SC-FDM

P6

→ P5 agregado SC-FDM

→ 1 a 4 users

- Ingresar # user, BW de c/user, c/u una imagen predefinida
- Talvez fijo N, calcular Nc y M
- Distribuida o localizada o ambas y comparar L para diversidad en freq.

Marco teórico → Como
hure SC OFDM
para reducir
PAPR

Revisar diapositiva 101

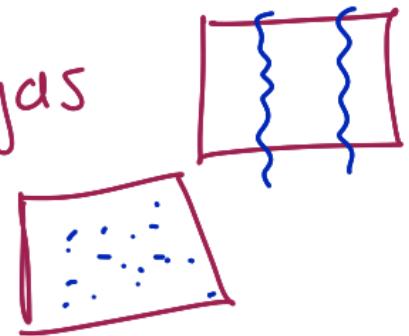
TX de Portadora Simple

P6 no usar canal generado sino estimar canal con subportadoras

No debe salir imagen con manchas o franjas

Debería salir imagen con manchas aleatorias

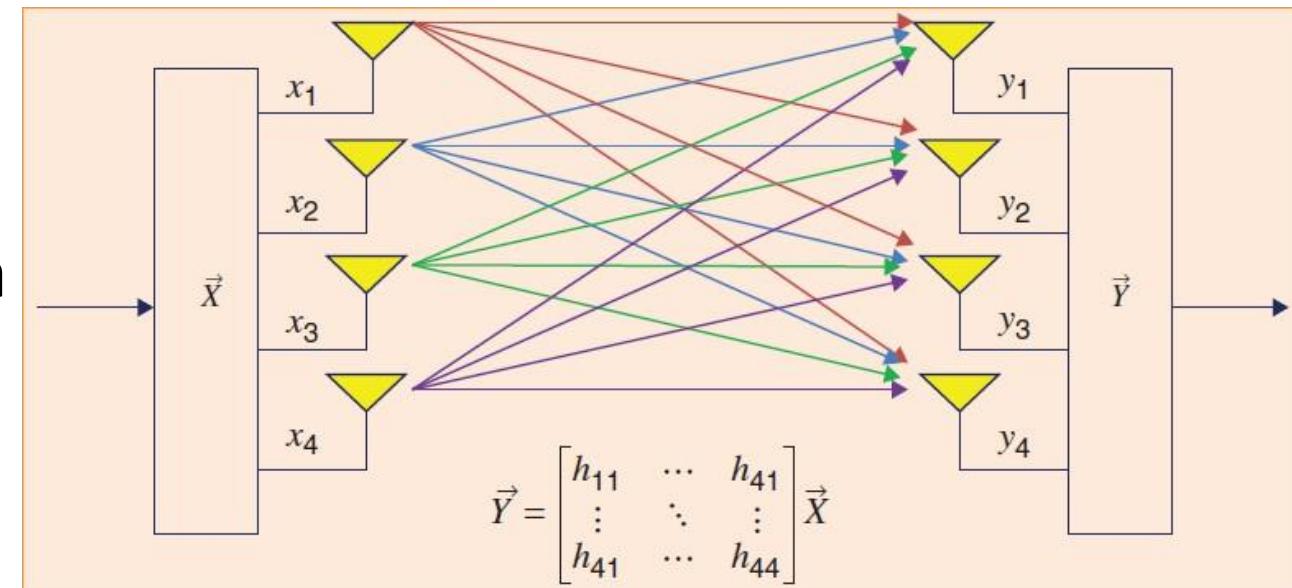
Hacer paso por paso e ir probando cada sección



2.3. TÉCNICAS MULTI-ANTENA

MIMO

- Una de las tecnologías clave desplegadas en LTE
- Las técnicas MIMO se valen del uso de múltiples antenas con el fin de cumplir los requisitos ambiciosos de LTE en términos de
 - Tasas de datos
 - Throughput
 - Rendimiento mejorado del sistema
 - Capacidad
 - Más usuarios por celda
 - Cobertura mejorada
 - Celdas más grandes



MIMO. Beneficios

- La disponibilidad de múltiples antenas en el TX y/o RX puede ser utilizado de diferentes maneras para alcanzar diferentes objetivos:
- **Diversidad adicional contra el desvanecimiento en el canal de radio**
 - Los canales experimentados por las diferentes antenas deben tener **baja correlación**
 - **Diversidad Espacial**
 - Necesidad de una distancia entre-antenas suficientemente grande
 - **Diversidad de Polarización**
 - Uso de diferentes direcciones de polarización

$\lambda/4$
 $\lambda/2$

MIMO. Beneficios

- **Beamforming → Conformación del haz general de la antena**

- Para maximizar la ganancia total de la antena en la dirección del RX/TX objetivo
- Suprimir ciertas señales interferentes dominantes
- Beamforming basado en ya sea una alta o baja correlación de desvanecimiento entre las antenas



MIMO. Beneficios

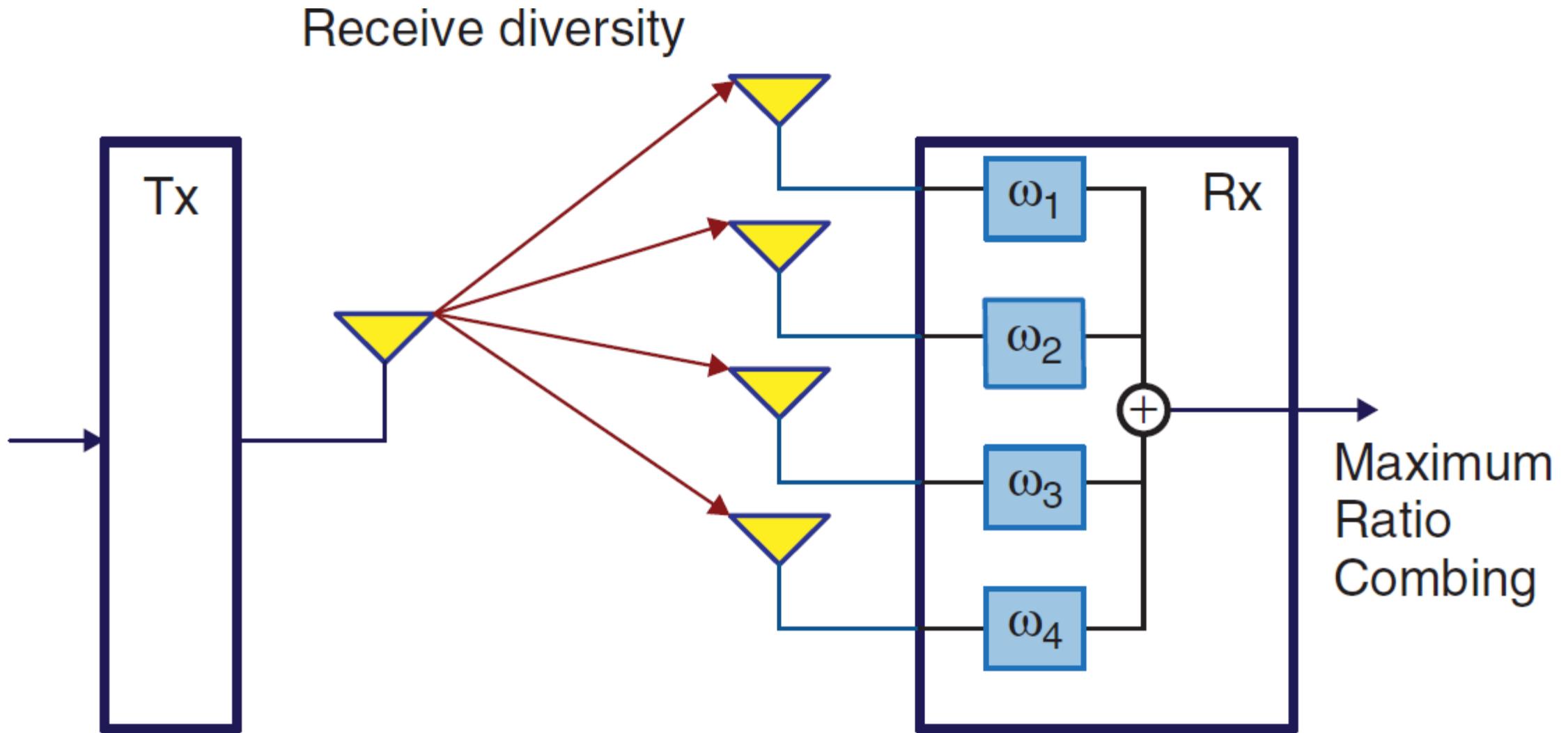
- **Canales de comunicación paralelos múltiples**
 - Multiplexación Espacial
 - Posibilidad para una utilización de BW muy alta
 - Sin la reducción correspondiente en la eficiencia energética
 - Posibilidad de tasas de datos muy altas dentro de un BW limitado sin degradaciones desproporcionadamente grandes en términos de cobertura

MIMO

- LTE y LTE-Advanced alcanzan sus máximas tasas de datos en parte debido a la incorporación de varias técnicas multi-antena
 - LTE combina perfectamente
 - La estructura de TX OFDM con
 - Varias metodologías MIMO
 - Los algoritmos MIMO usados en LTE pueden dividirse en 4 grandes categorías
 - Diversidad en RX *SIMO*
 - Diversidad en TX
 - Beamforming
 - Multiplexación espacial
- \rightarrow Ataca directamente Capacidad $C = Bw \log_2 (1 + SNR)$

MIMO. Diversidad en RX

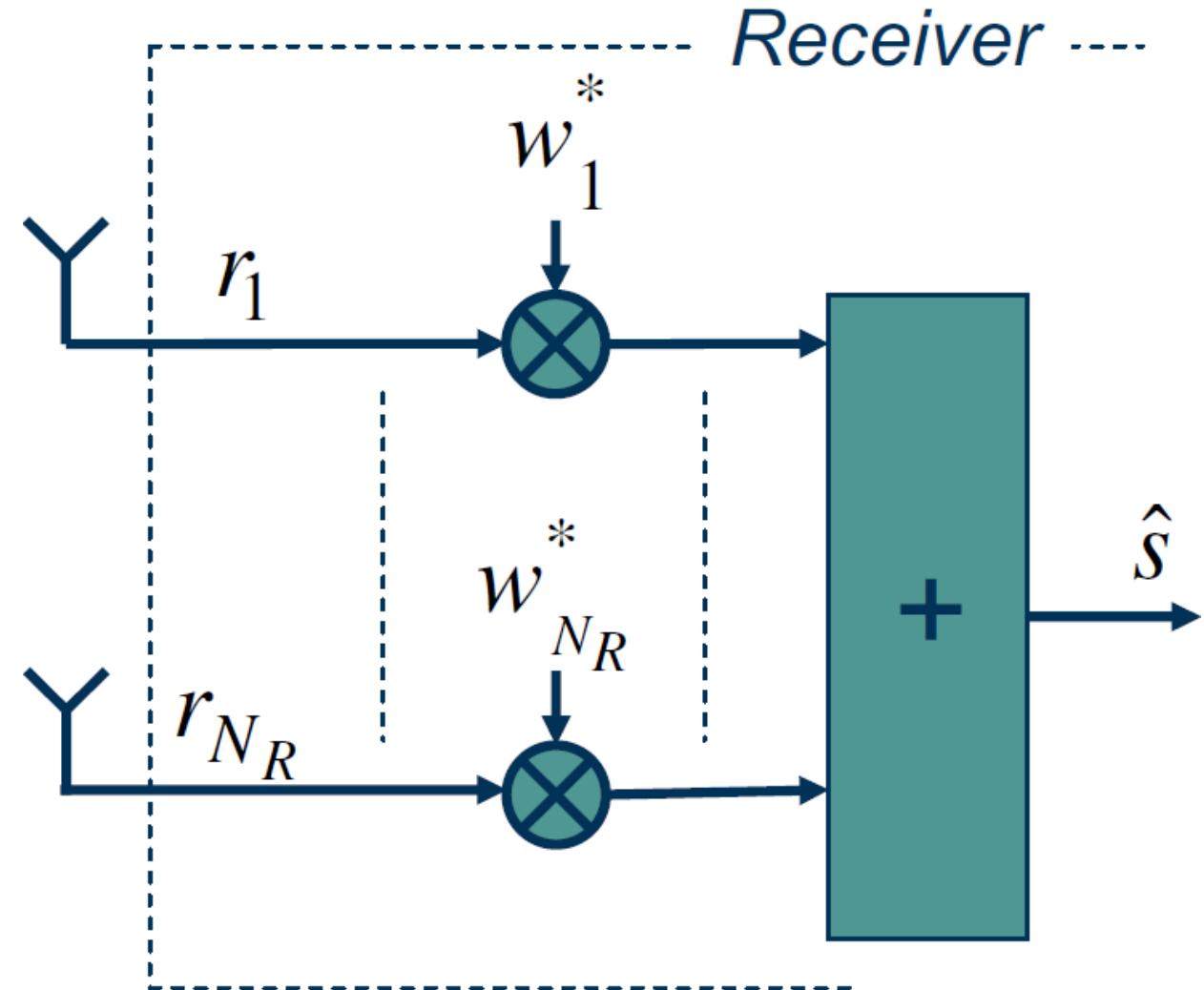
- Configuración multi-antena más común y simple



MIMO. Diversidad en RX

- Principio básico de **combinación lineal** de señales r_1, \dots, r_{N_R}
- Rx en las N_R diferentes antenas
- Antes de ser sumadas, las
- Señales RX son multiplicadas por
 - Pesos complejos $w_1^*, \dots, w_{N_R}^*$
- **Combinación lineal de antenas-RX**

$$\hat{s} = [w_1^* \dots w_{N_R}^*] \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_{N_R} \end{bmatrix} = \bar{w}^H \cdot \bar{r}$$

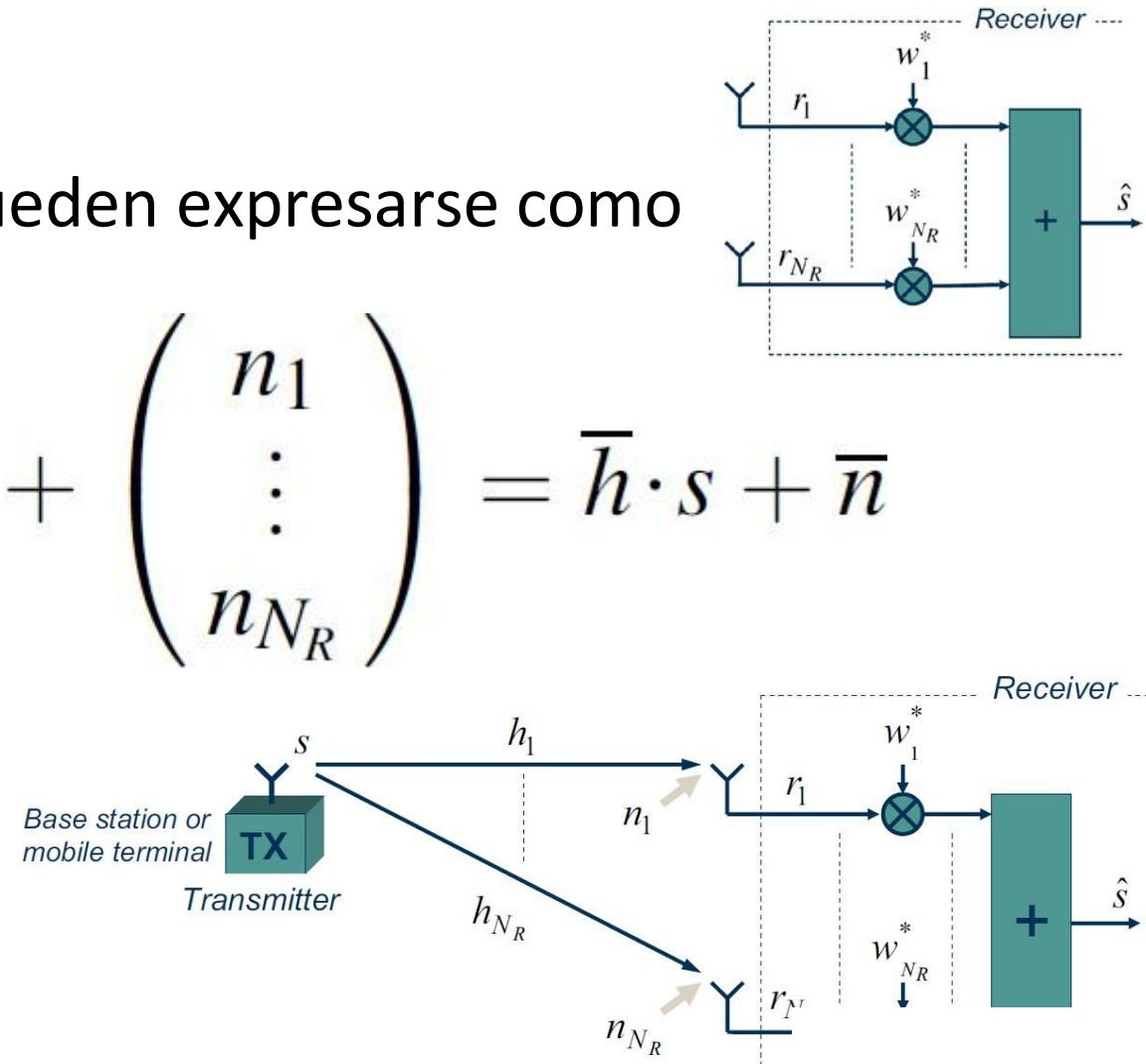


MIMO. Diversidad en RX

- Asumiendo que la señal TX es solamente sujeta a desvanecimiento de f-no-selectiva y ruido blanco
- No hay dispersión-t del canal de radio
- Las señales RX en las diferentes antenas pueden expresarse como

$$\bar{r} = \begin{pmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_{N_R} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_{N_R} \end{pmatrix} \cdot s + \begin{pmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{pmatrix} = \bar{h} \cdot s + \bar{n}$$

- s es la señal TX
- \bar{h} vector de ganancias complejas del canal
- \bar{n} vector de ruido

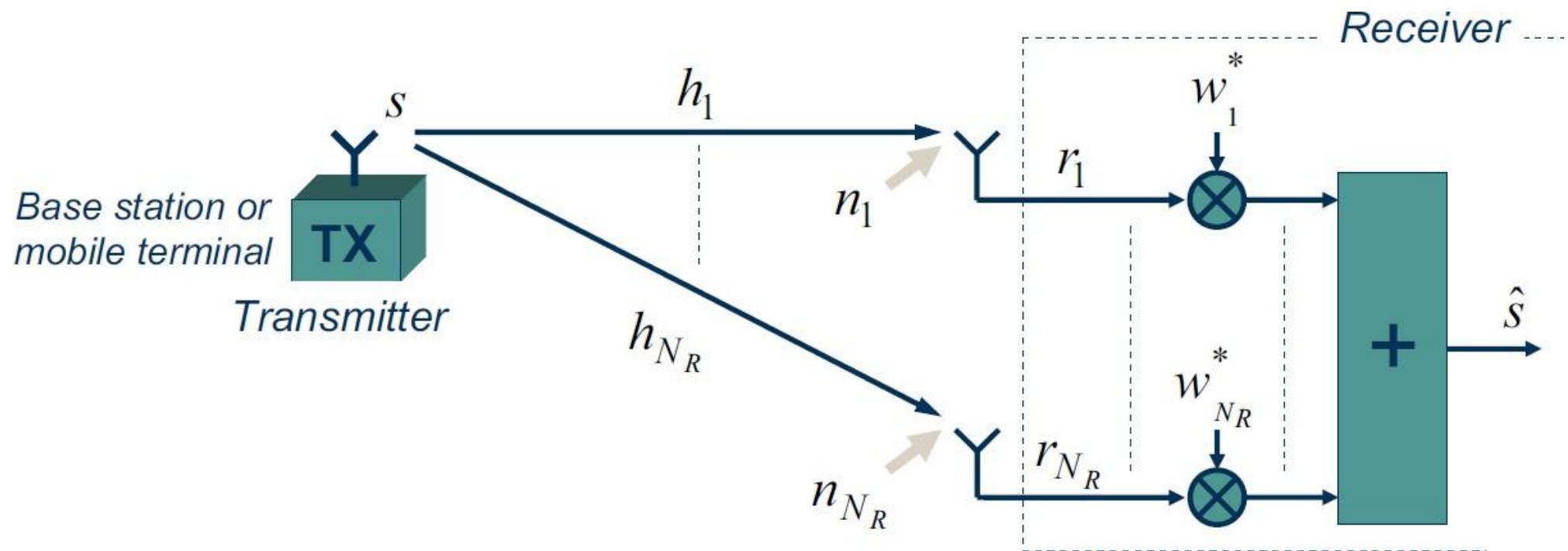


MIMO. Diversidad en RX

Maximum-Ratio Combination MRC

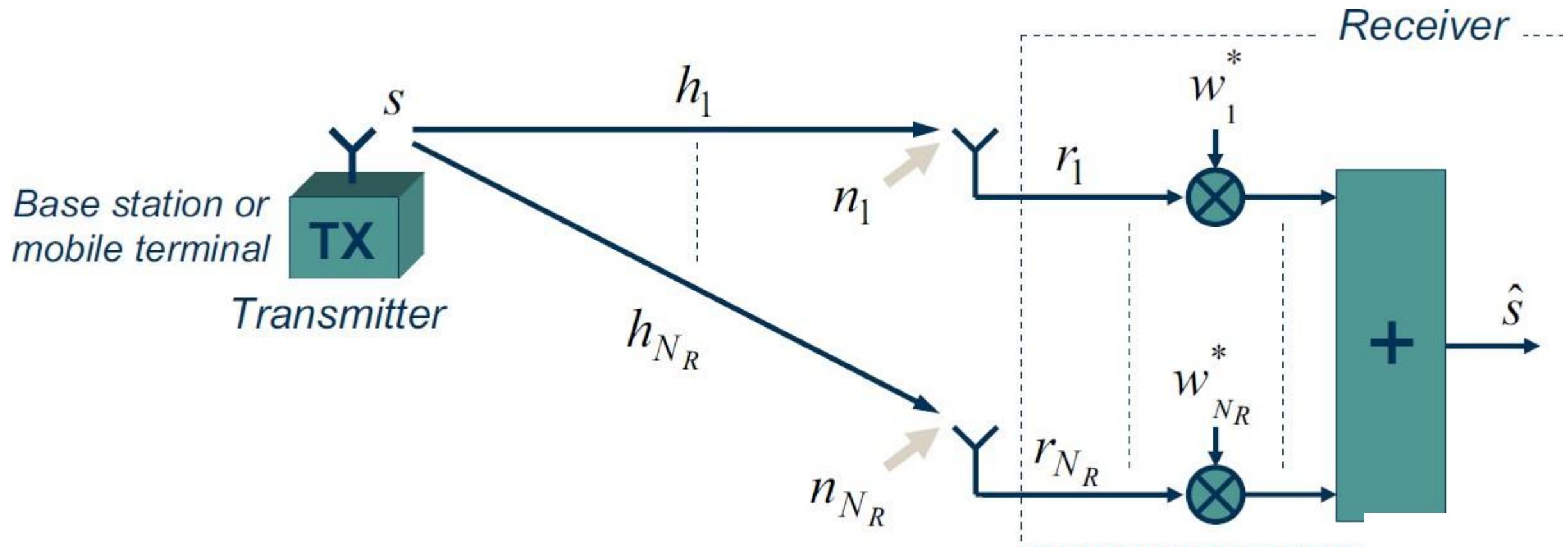
- Para maximizar la SNR después de la combinación lineal
- El vector de pesos \mathbf{w} debe seleccionarse como

$$\mathbf{w}_{\text{MRC}} = \mathbf{\hat{h}}$$



MIMO. Diversidad en RX

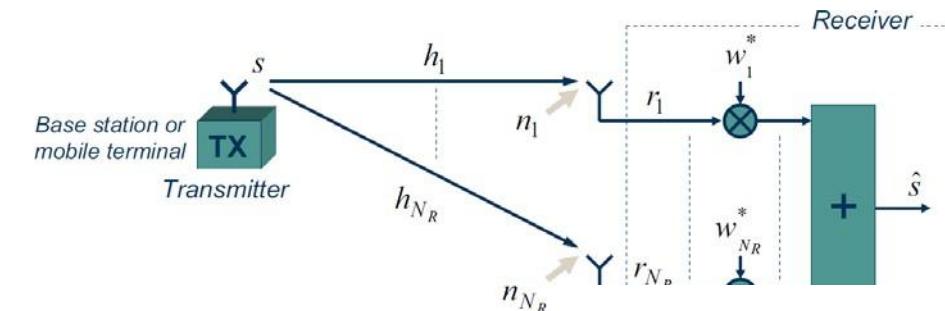
- Algoritmo **Maximum-Ratio Combining MRC**
 - Combina las múltiples señales RX usualmente promediándolas
 - Para encontrar la estimación más probable de la señal TX



MIMO. Diversidad en RX

Maximum-Ratio Combining

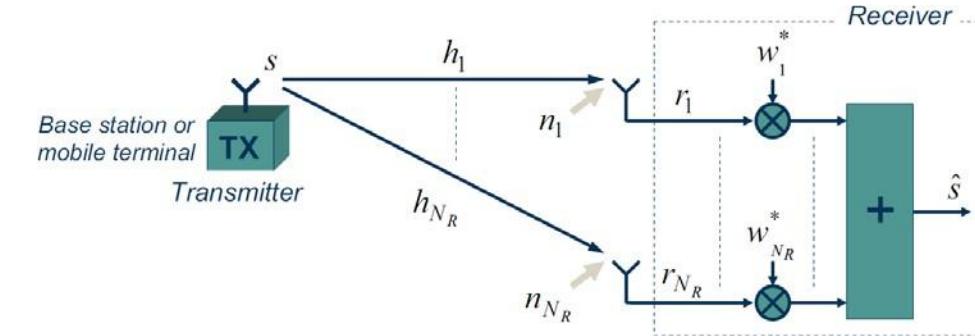
- Los pesos MRC cumplen 2 propósitos:
 - **Rotación en fase de las señales RX en las diferentes antenas para**
 - Compensar las fases de canal correspondientes
 - Asegurar que las señales están alineadas en fase cuando se suman – combinación coherente
 - **Ponderar las señales en proporción con las correspondientes ganancias de canal**
 - Aplicar mayores pesos a las señales RX más fuertes



MIMO. Diversidad en RX

Maximum-Ratio Combining

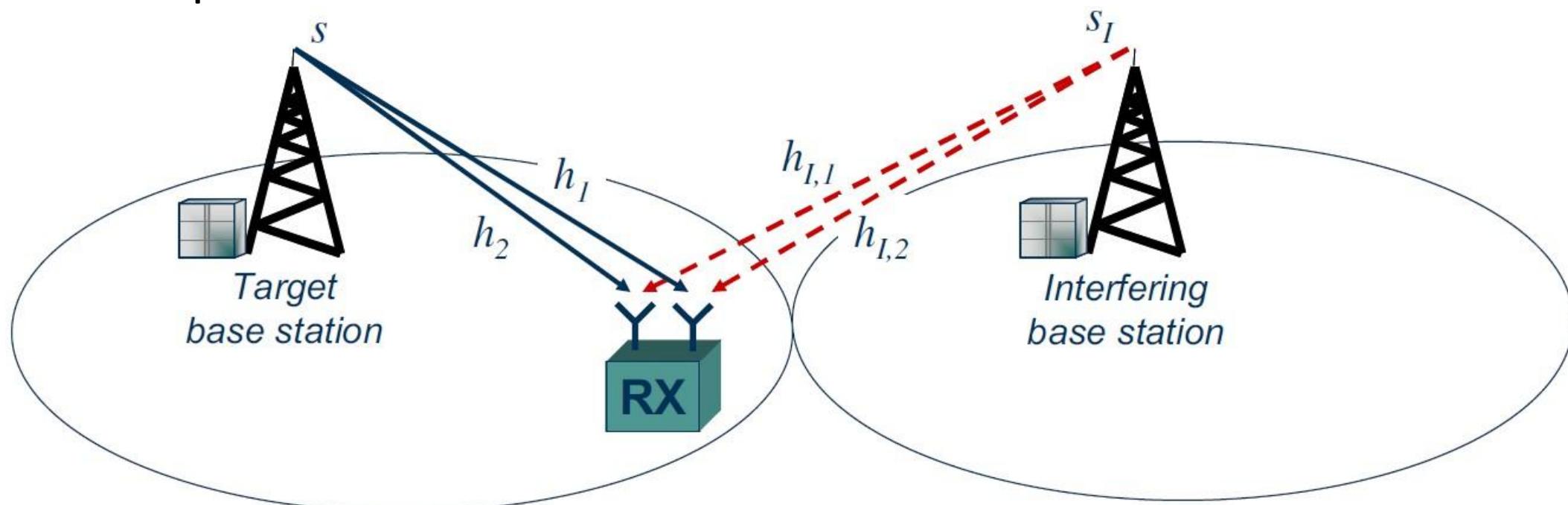
- En caso de antenas mutuamente no-correladas
 - Distancias suficientemente grandes entre antenas
 - Diferentes direcciones de polarización
- Las ganancias de canal no estarán correlacionadas
- La combinación lineal de antenas brinda diversidad del orden N_R
- La selección de los pesos de acuerdo a $\mathbf{w}_{\text{MRC}} = \mathbf{h}^*$ corresponde a un haz RX con ganancia máxima N_R en la dirección de la señal objetivo
- El uso de múltiples antenas RX puede incrementar la SNR en proporción al # de antenas RX



MIMO. Diversidad en RX

Maximum-Ratio Combining

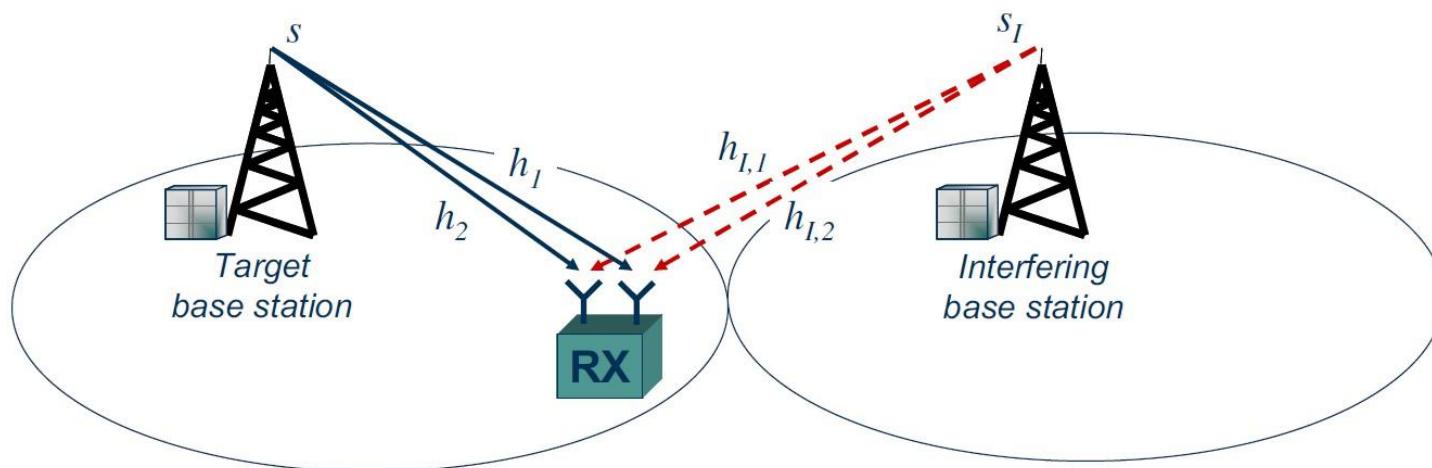
- MRC es una estrategia de combinación de antenas apropiada cuando
- La señal RX es principalmente deteriorada por ruido
- En muchos casos de comunicaciones móviles la señal RX es principalmente deteriorada por interferencia desde otros TXs dentro del sistema



MIMO. Diversidad en RX

Interference Rejection Combination IRC

- En el caso de un solo interferente dominante o un # limitado de interferentes
- La mejora del rendimiento puede alcanzarse si en lugar de
 - Seleccionar los pesos de las antenas para maximizar la SNR después de la combinación de antenas
 - Los pesos son seleccionados de forma que se suprima la interferencia
- Haz del RX con alta atenuación en la dirección del interferente



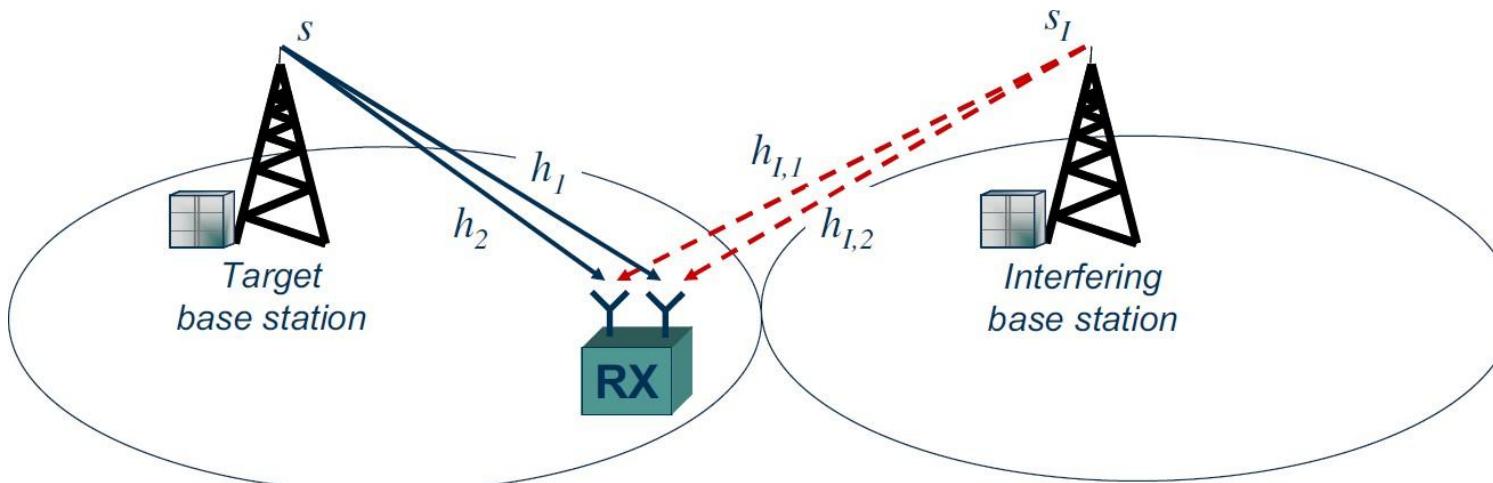
MIMO. Diversidad en RX

Interference Rejection Combination IRC

- En el caso de un solo interferente dominante, la señal RX será

$$\bar{r} = \begin{pmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_{N_R} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_{N_R} \end{pmatrix} \cdot s + \begin{pmatrix} h_{I,1} \\ \vdots \\ h_{I,N_R} \end{pmatrix} \cdot s_I + \begin{pmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{pmatrix} = \bar{h} \cdot s + \bar{h}_I \cdot s_I + \bar{n}$$

- La señal interferente será completamente suprimida si el vector peso es



$$w^H \cdot h_I = 0$$

Con N_R antenas, en teoría se pueden eliminar hasta $N_R - 1$ interferentes separados

A costa de un incremento en el nivel de ruido

MIMO. Diversidad en RX

Combinación Minimum Mean Square Error MMSE

- Mejor alternativa es seleccionar el vector de pesos \hat{w} que minimice el error cuadrático medio

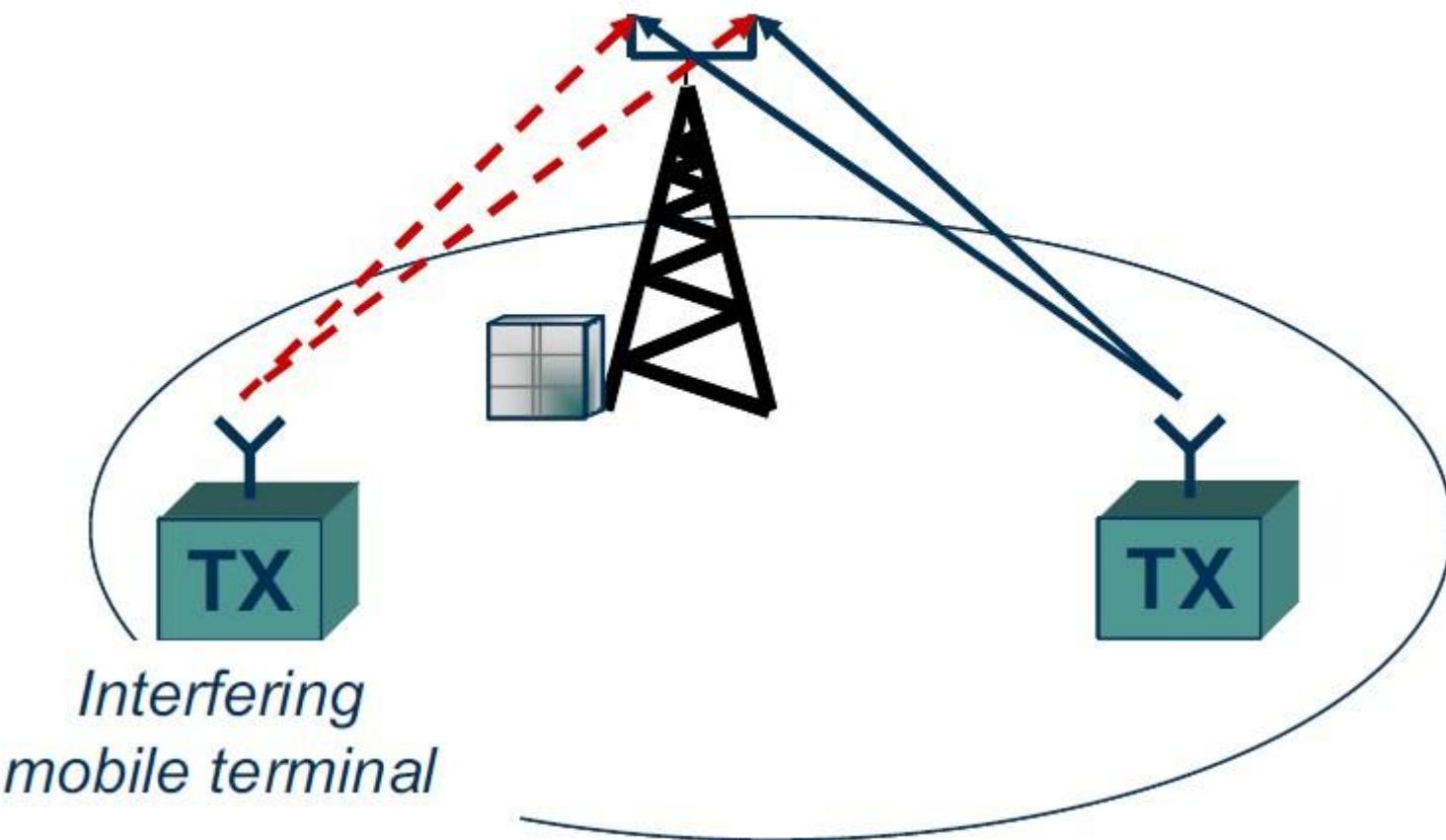
$$\mathcal{E} = E\{|\hat{s} - s|^2\}$$

- Ilustración previa para el DL
- IRC puede ser también aplicado en el UL
- Suprimir la interferencia de terminales específicos
 - Interferencia inter-celda
 - Interferencia intra-celda

MIMO. Diversidad en RX

Combinación Minimum Mean Square Error MMSE

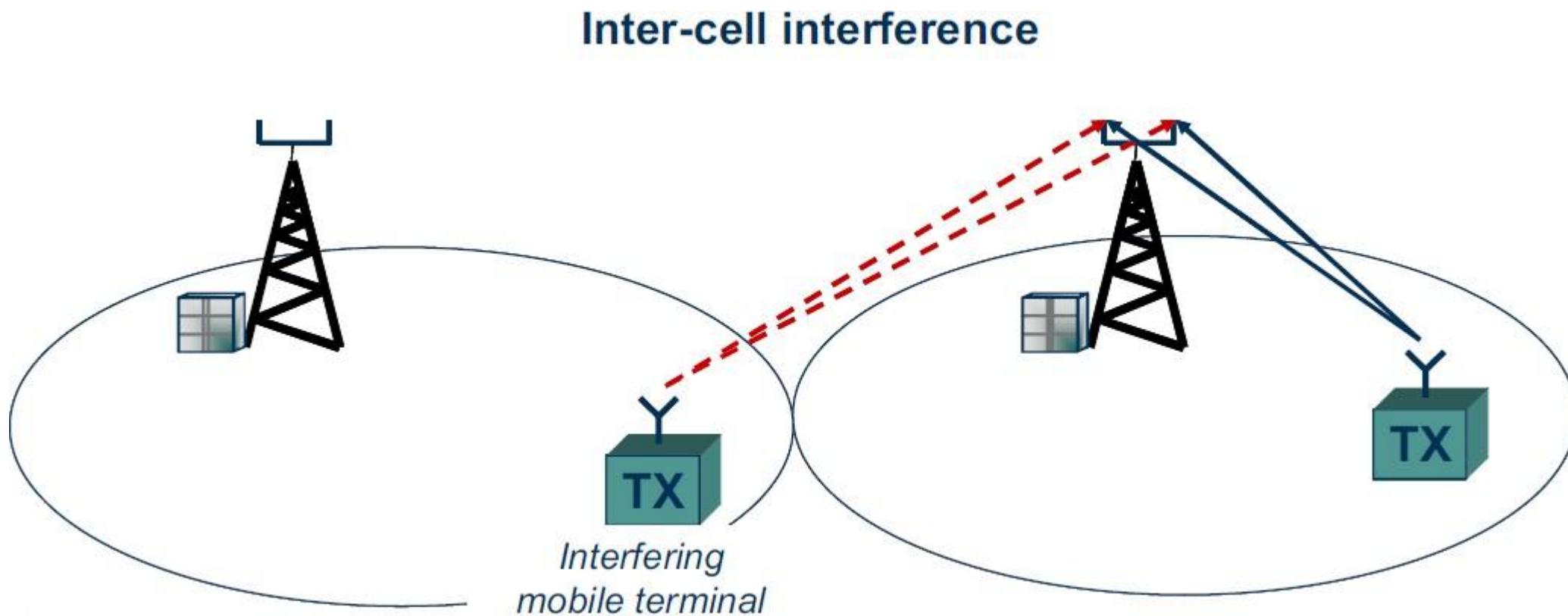
Intra-cell interference



MIMO. Diversidad en RX

Combinación Minimum Mean Square Error MMSE

- Escenario de RX con un terminal interferente fuerte



MIMO. Diversidad en RX

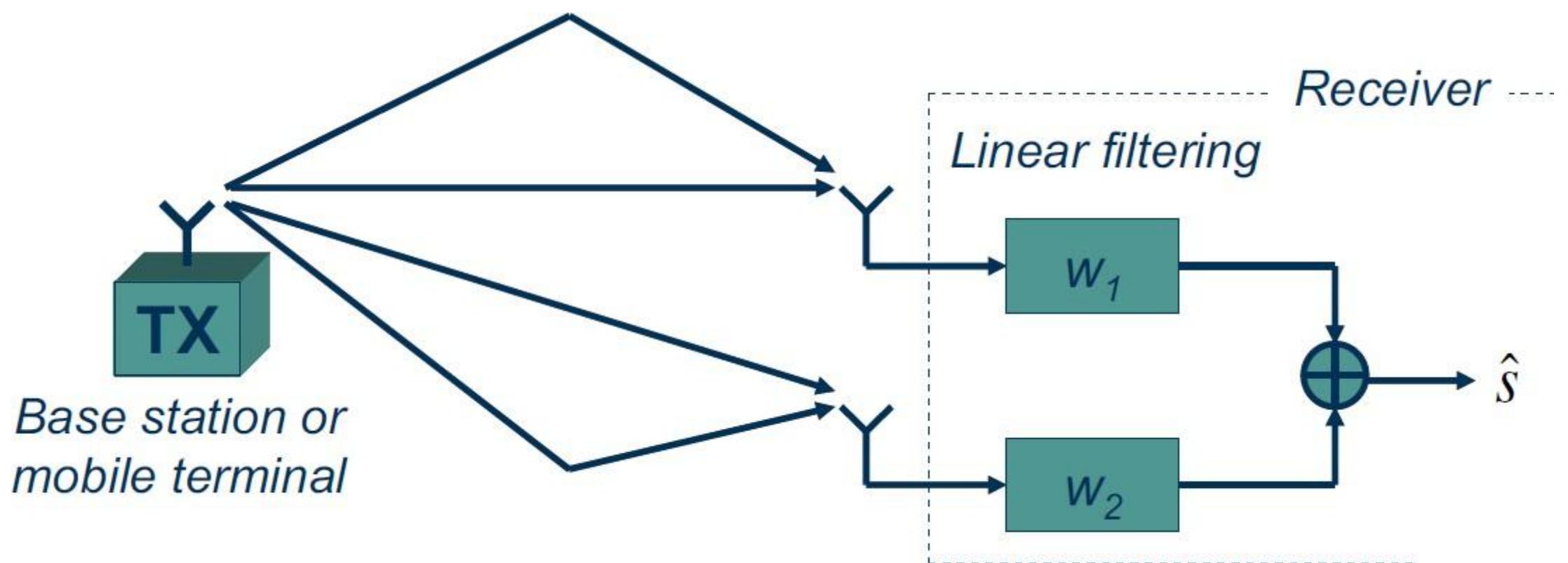
- En la práctica el canal de radio siempre está sujeto al menos a cierto grado de
 - Dispersión-t, o equivalentemente
 - Selectividad-f
- Lo que implica corrupción de la señal de banda ancha
- Método para contrarrestar
 - Aplicación de **ecualización lineal** en t o f

MIMO. Diversidad en RX

- La combinación lineal de antenas-RX tiene muchas similitudes con la ecualización lineal
 - **Filtrado/Ecualización lineal en el dominio-t (dominio-f) implica que**
 - El procesamiento lineal es aplicado a las señales RX en diferentes instancias de t (diferentes f)
 - Con un objetivo de maximizar la SNR post-ecualizador → ecualización MRC
 - O suprimir la corrupción de la señal debido a la selectividad-f del canal → ecualización MMSE
 - **Combinación lineal de antenas-RX implica que**
 - El procesamiento lineal es aplicado a las señales RX en diferentes antenas
 - Procesamiento en el dominio-espacial
 - Con el objetivo de maximizar la SNR post-combinador (MRC) o
 - Suprimir interferentes específicos (IRC basado en MMSE por ejemplo)

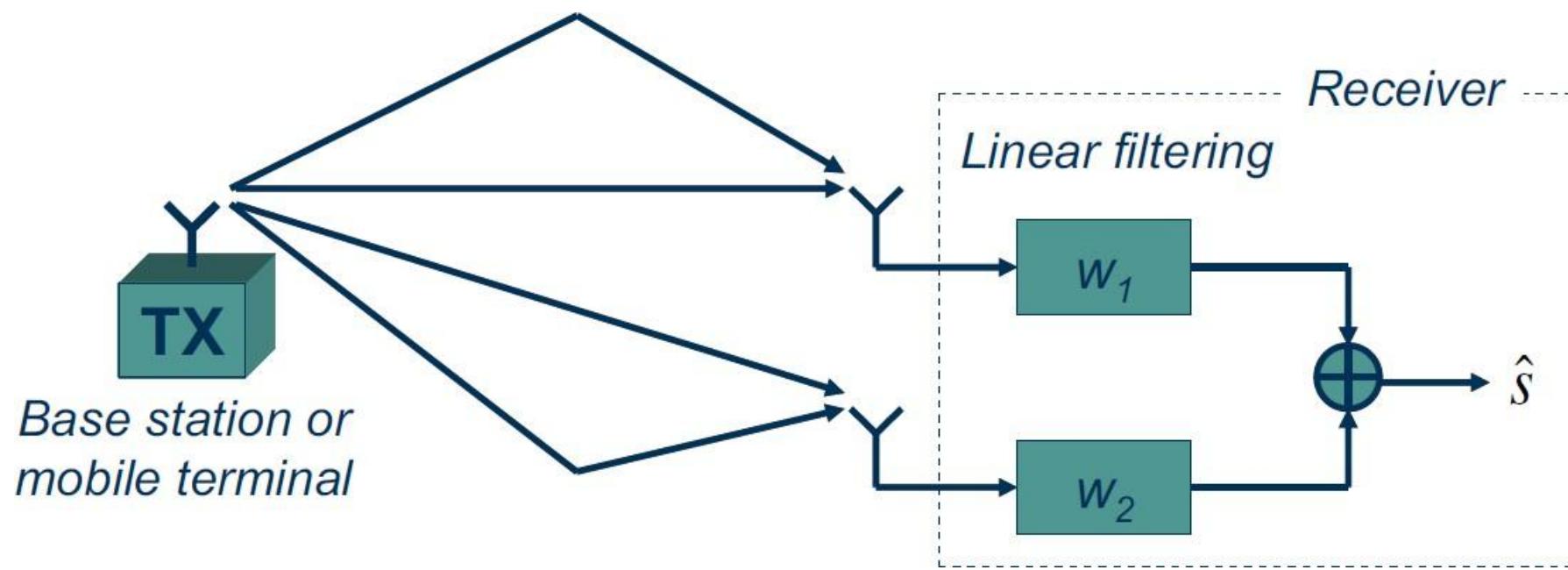
MIMO. Diversidad en RX

- En el caso general de un canal de f-selectiva y múltiples antenas de RX
- Procesamiento/Filtrado lineal en tiempo/espacio bi-dimensional puede ser aplicado
 - El filtrado lineal puede ser visto como una generalización de los pesos de las antenas



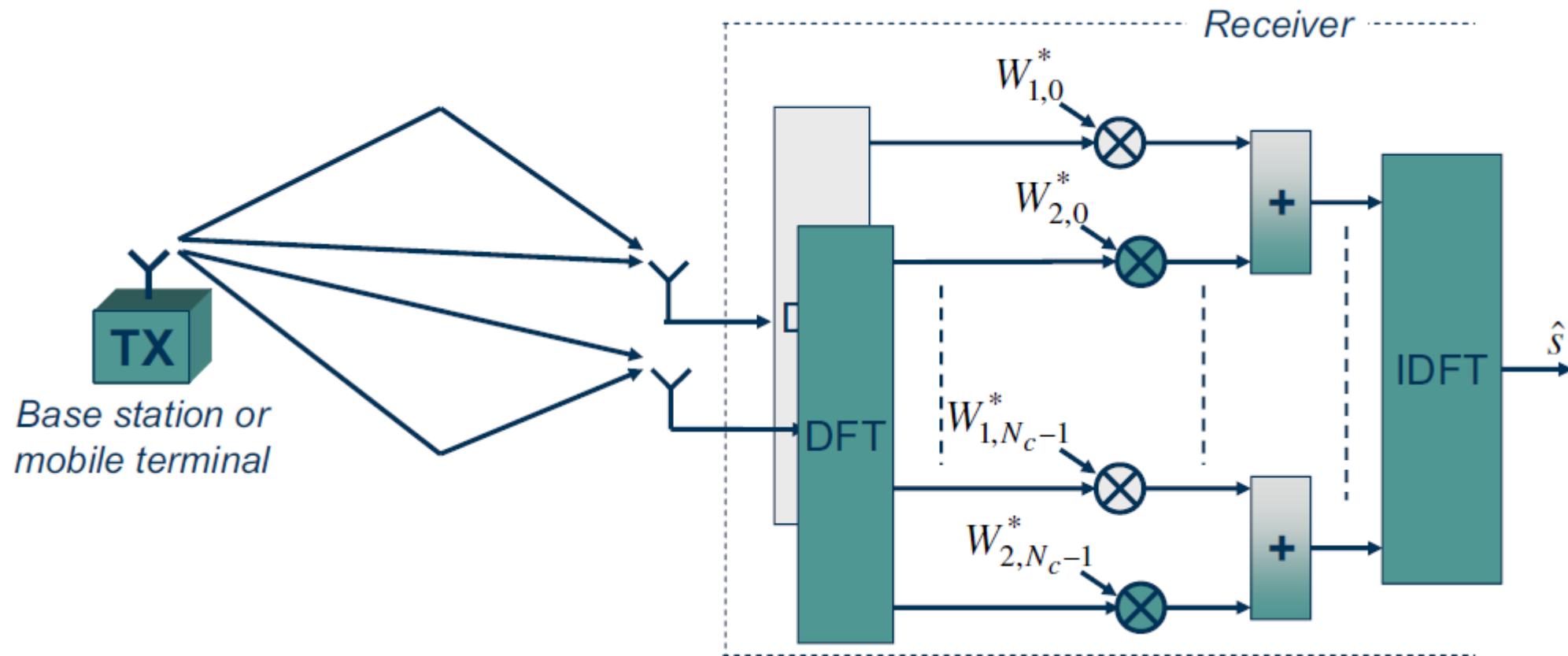
MIMO. Diversidad en RX

- Los filtros deben ser seleccionados conjuntamente para minimizar el impacto general de
 - Ruido
 - Interferencia
 - Corrupción de la señal debido a la selectividad-f del canal de radio



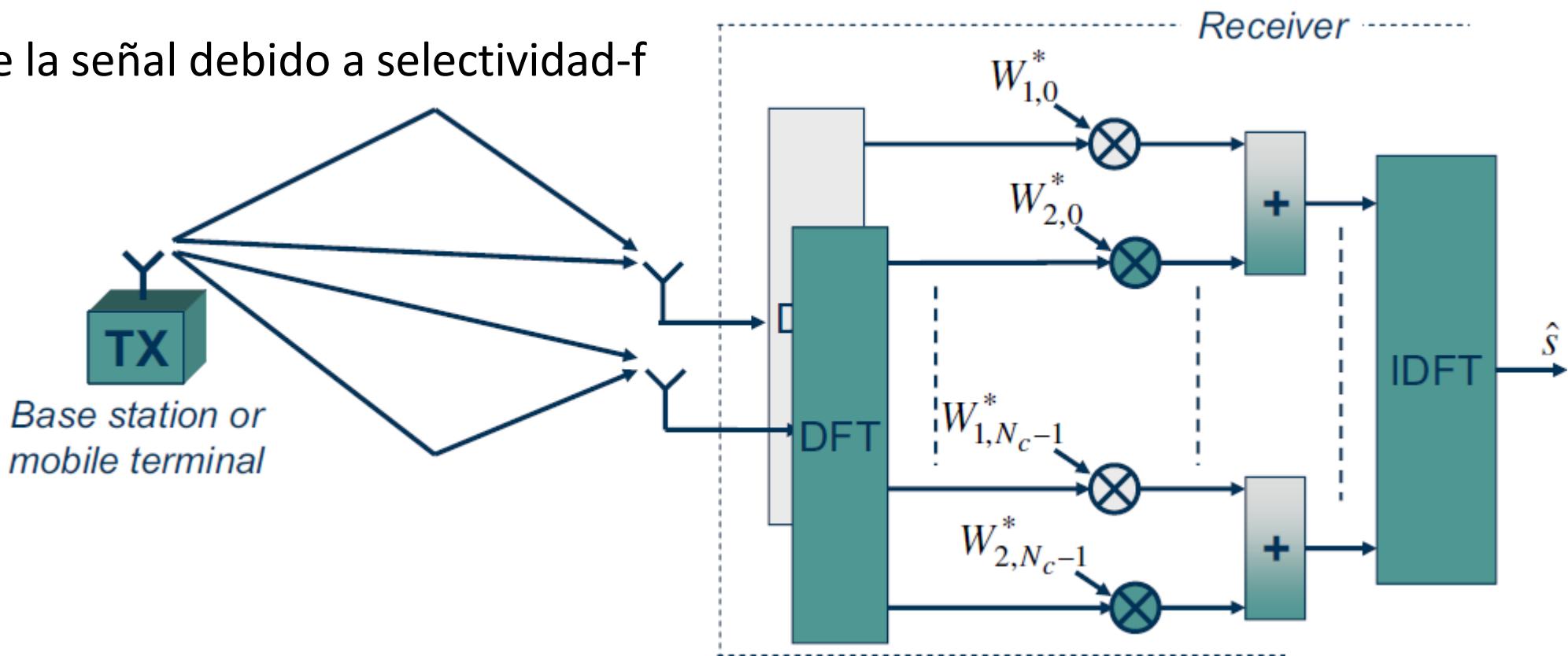
MIMO. Diversidad en RX

- Cuando debe aplicarse la inserción del prefijo cíclico en el lado TX
- El procesamiento lineal frecuencia/espacio bi-dimensional se aplica



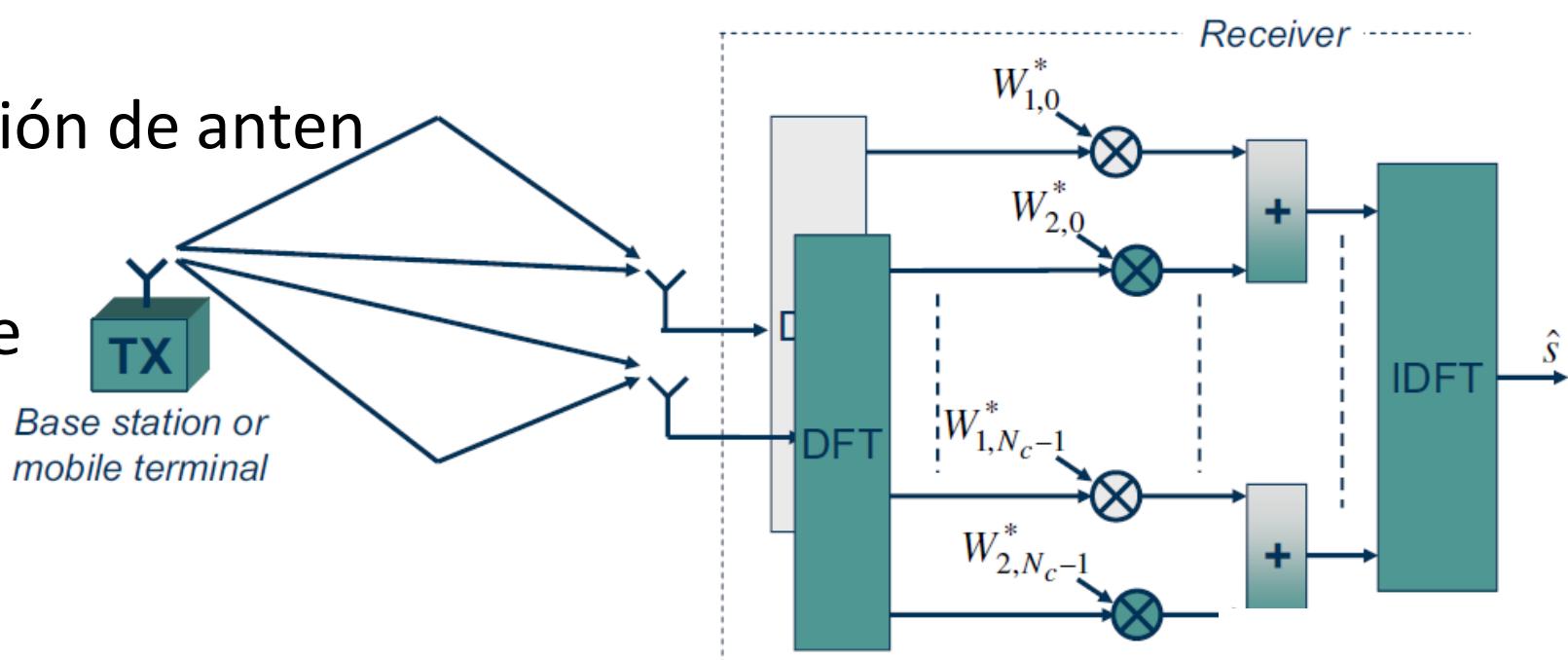
MIMO. Diversidad en RX

- Los pesos en el dominio-f deben ser seleccionados conjuntamente para minimizar el impacto general de
 - Ruido
 - Interferencia
 - Corrupción de la señal debido a selectividad-f



MIMO. Diversidad en RX

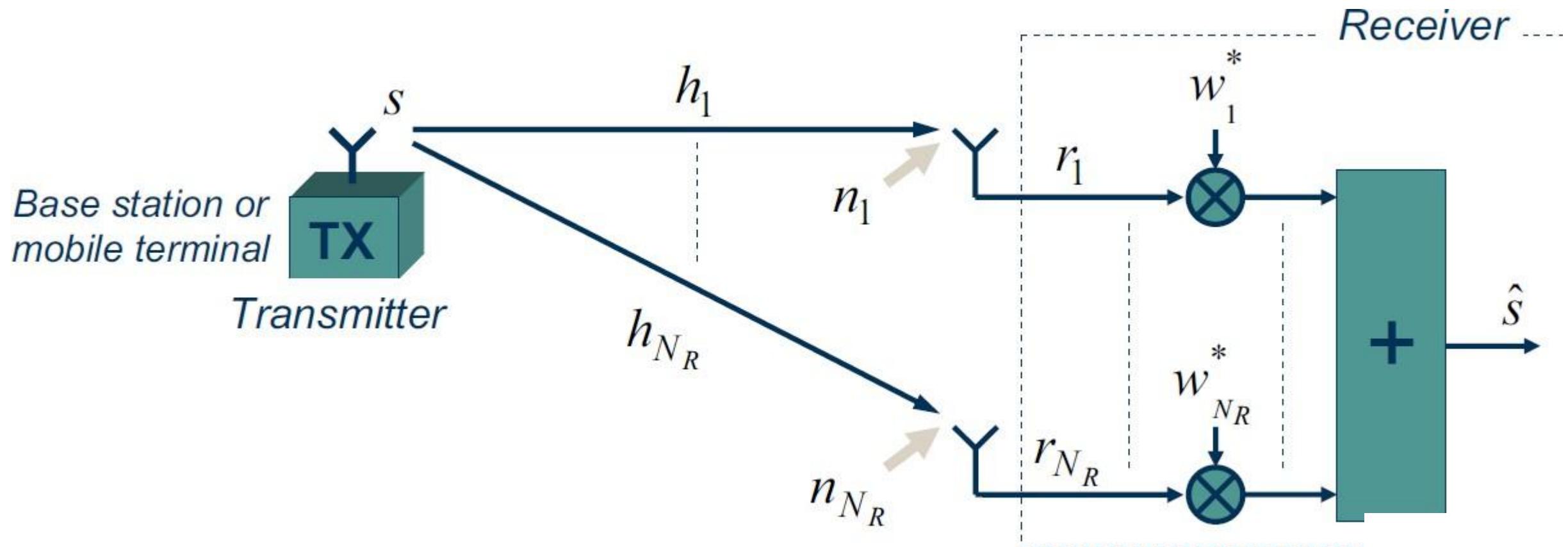
- El procesamiento f/espacio, sin la IDFT, es también aplicable si la diversidad en RX será aplicada a TX ODFM
- En caso de OFDM no hay corrupción de la señal debido a selectividad-f
- Los coeficientes en el dominio-f solo tomarán en cuenta
 - Ruido
 - Interferencia
- Los esquemas de combinación de antena
 - MRC e IRC
- Serán aplicados en una base
 - **Por subportadora**



MIMO. Diversidad en RX

- Algoritmo **Selection Combining SC**

- Solo la señal RX con la SNR más alta es usada para estimar la señal TX



MIMO. Diversidad en RX

- Trabajo Autónomo
- Implementar un sistema de comunicación con Diversidad en RX

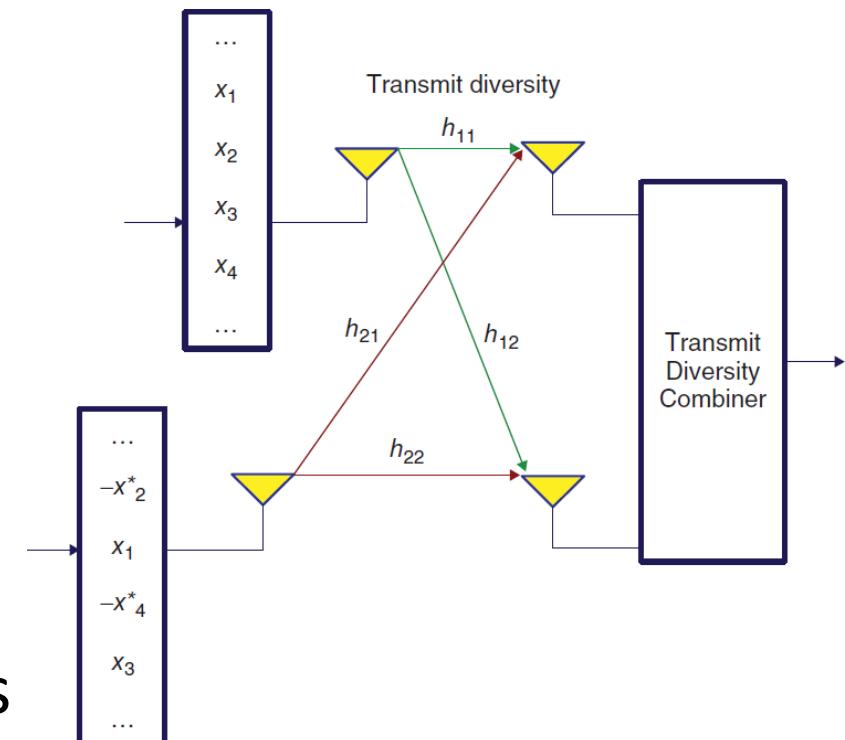
P7

MIMO. Diversidad en TX

- Explotar múltiples antenas en el lado TX
- Introduce diversidad TX **versiones redundantes de la misma señal** en múltiples antenas
- **Técnica seleccionada por LTE para diversidad en TX**

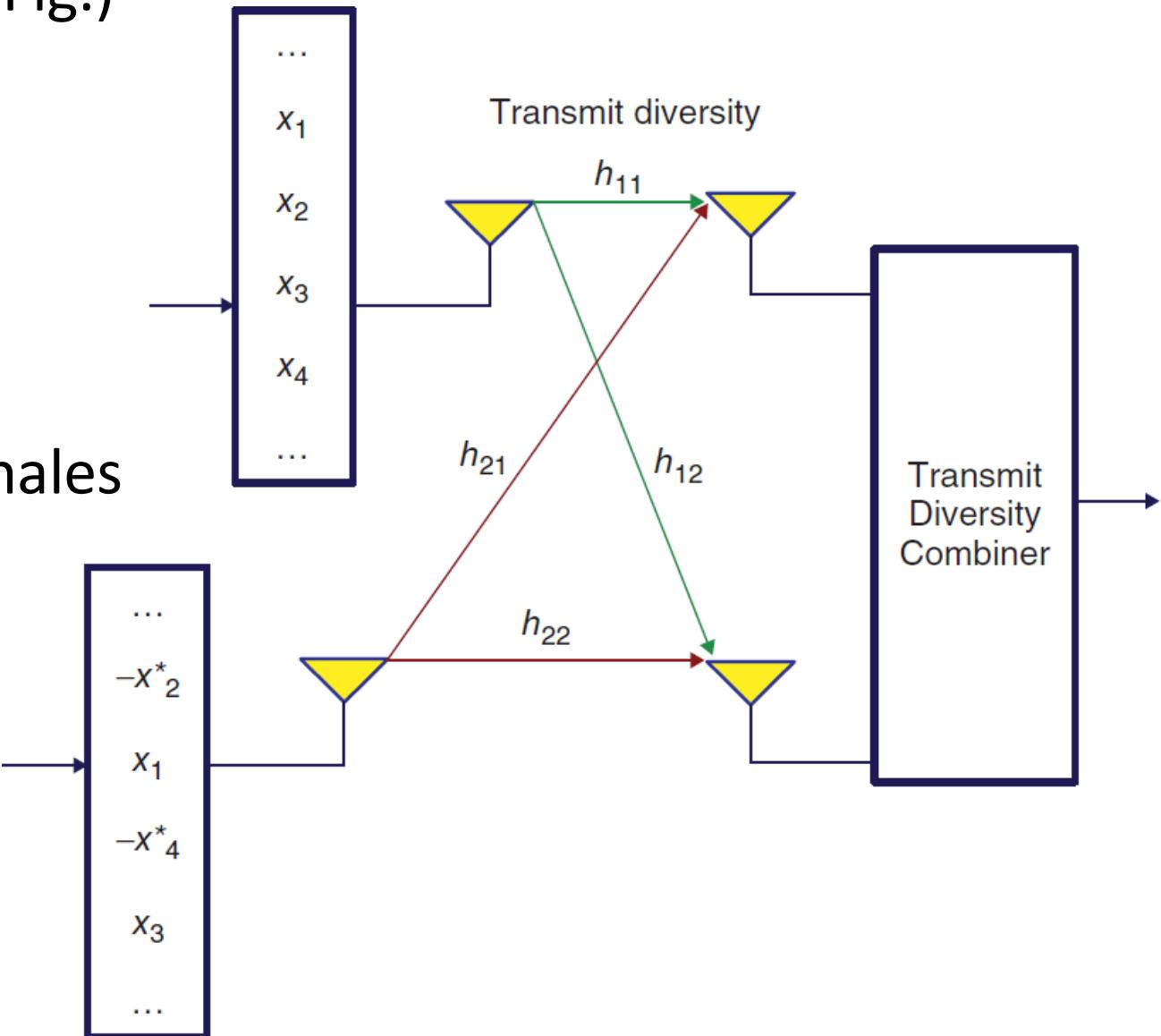
SFBC Space-Frequency Block Coding

- La codificación se realiza en el dominio de
 - Antena (espacio) y frecuencia
- 2do modo MIMO LTE
- La diversidad en TX no ayuda a elevar la tasa de datos
- Solo contribuye a incrementar la robustez frente al desvanecimiento del canal
- Mejora la calidad del enlace



MIMO. Diversidad en TX

- SFBC Space-Frequency Block Coding (Fig.)
- Principalmente de interés en el DL
- Uso de múltiples antenas TX
 - Diversidad
 - Beamforming
- Sin la necesidad de antenas RX adicionales
 - Ni cadenas adicionales de RX en el UE
- En el UL no es tan común
 - Complejidad del uso



MIMO. Diversidad en TX

- Requisito fundamental → baja correlación mutua entre los canales de las antenas diferentes
- Se pueden tomar diferentes enfoques para entender la diversidad ofrecida por las múltiples antenas
 - Delay Diversity \longrightarrow Multicamino controlado
 - Explotar el efecto multicamino de la señal TX
 - Señal propagada a través de múltiples caminos de desvanecimiento independientes
 - Diferentes retardos
 - Posibilidad de Diversidad multicamino
 - Equivalentemente → diversidad en frecuencia
 - CDD Cyclic-delay Diversity
 - Similar a la delay diversity con la diferencia que opera en bloques y aplica desplazamientos cíclico diversidad en lugar de retardos lineales *Retardos iguales*

MIMO. Diversidad en TX

Delay Diversity

- La propagación multicamino es beneficiosa en términos del rendimiento del enlace-radio
- Asumiendo que
 - La cantidad de propagación multicamino no es tan extensa
 - El esquema de TX incluye herramientas para contrarrestar la corrupción de la señal debido a la selectividad-f
 - TX OFDM
 - Ecualización del lado de RX

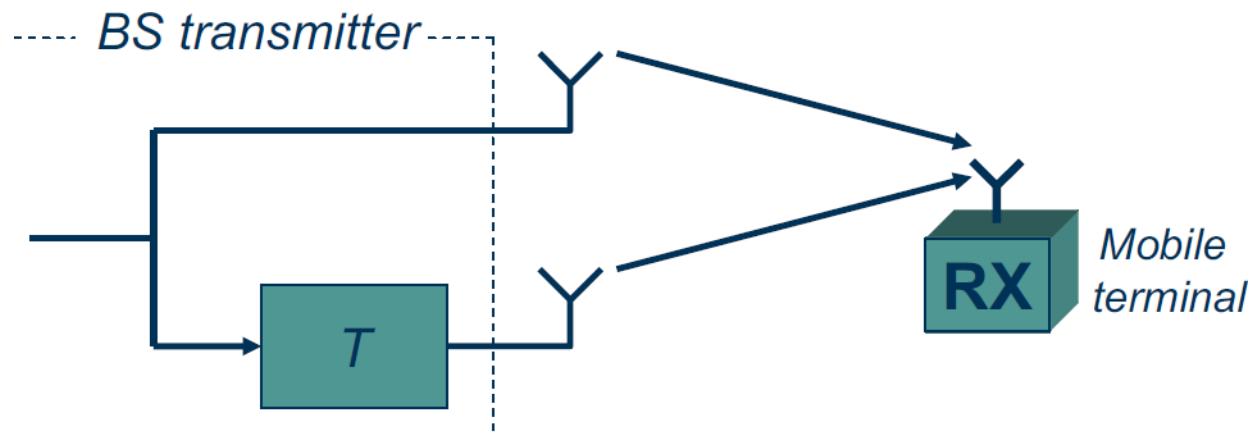
Red WSN usando SDN

Esquemas 2, 4 max 8 antenas

MIMO. Diversidad en TX

Delay Diversity

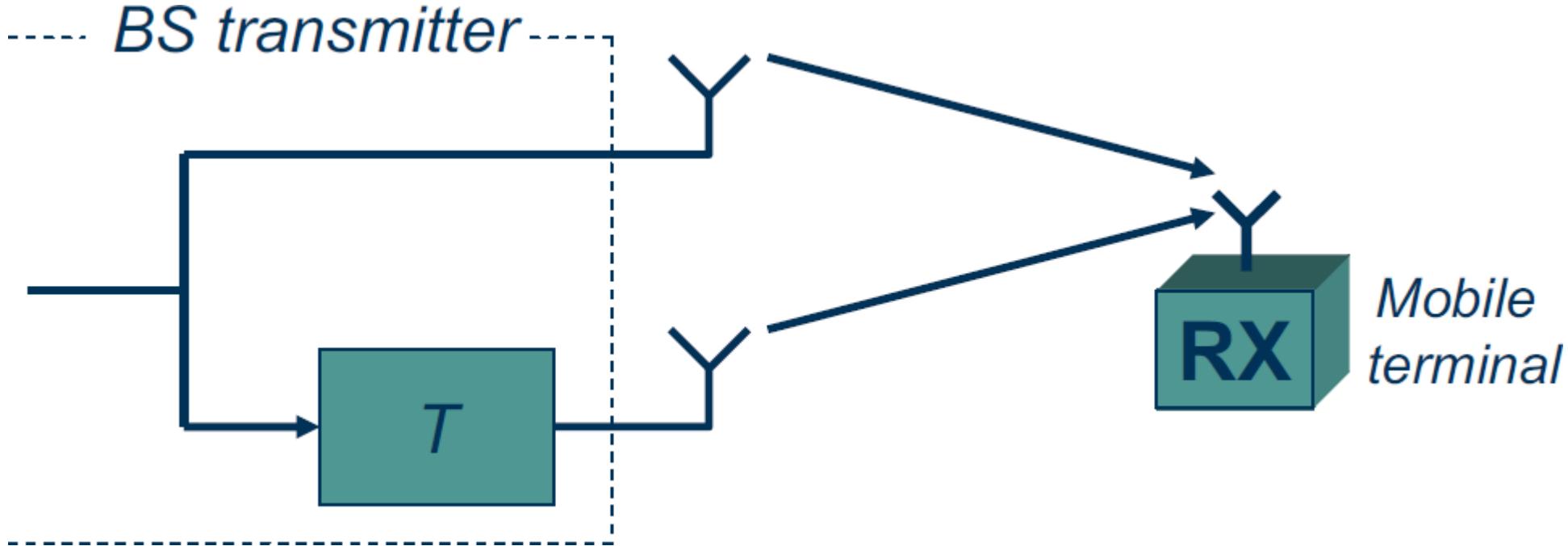
- Si el canal en sí mismo no es dispersivo-t
- La disponibilidad de múltiples antenas TX puede ser usado para crear dispersión-t artificial
- Equivalentemente, selectividad en f artificial
- TX señales idénticas con diferentes retardos relativos desde diferentes antenas
- De esta forma la baja correlación se transforma en diversidad en f



MIMO. Diversidad en TX

Delay Diversity

Caso especial de 2
antenas TX



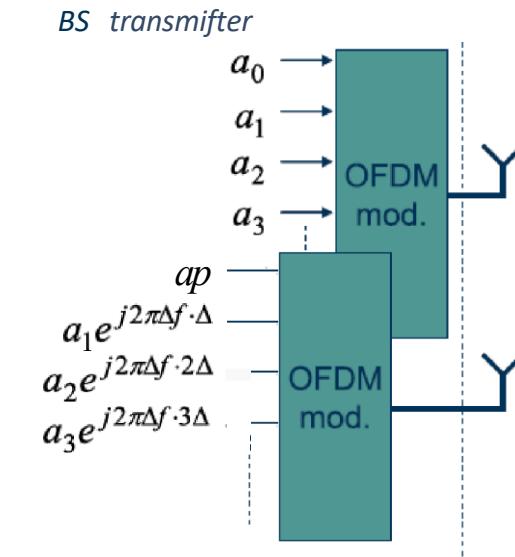
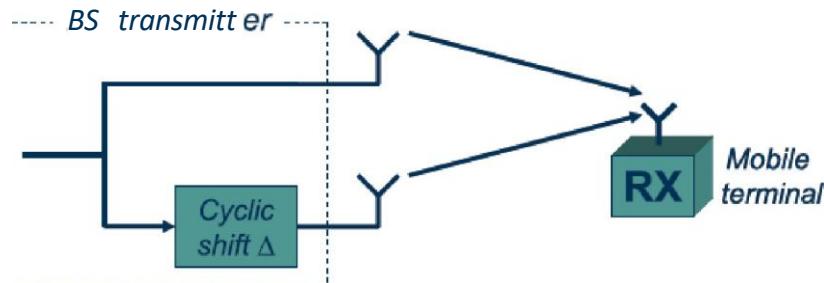
El retardo relativo T debe seleccionarse para asegurar una cantidad adecuada de selectividad en f sobre el BW de la señal a ser TX

Delay diversity es en esencia invisible al terminal y aplicable a cualquier esquema de TX

MIMO. Diversidad en TX

CDD Cyclic-delay Diversity

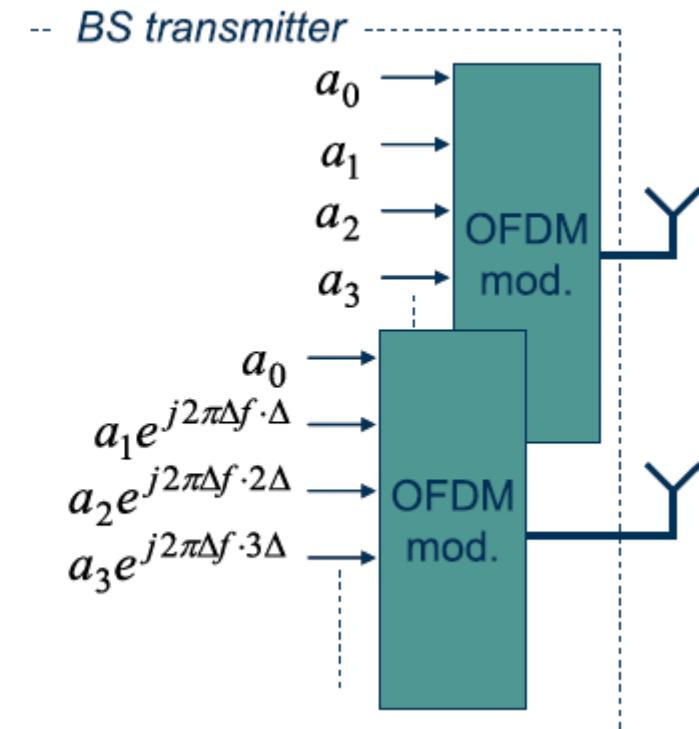
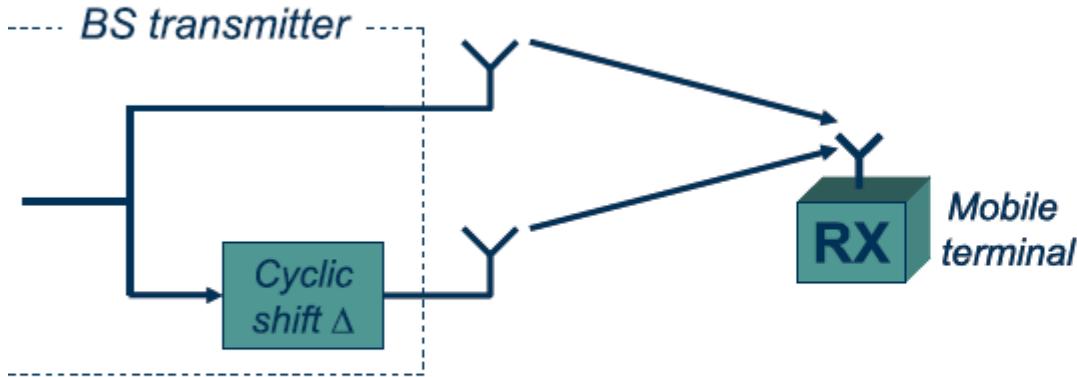
- Similar a la diversidad de retardo
- Principal diferencia
 - La cíclica opera en bloque y aplica desplazamientos cílicos a las antenas
 - En lugar de desplazamientos lineales
- Aplicable a esquemas de TX basados en bloque como OFMD y SC-FDM



MIMO. Diversidad en TX

CDD Cyclic-delay Diversity

- En el caso de una TX OFDM
- Un desplazamiento cíclico de la señal en el dominio-t
- Corresponde a un desplazamiento en fase dependiente-f antes de la modulación OFDM



Esto crea una **selectividad-f artificial vista por el RX**

MIMO. Diversidad en TX

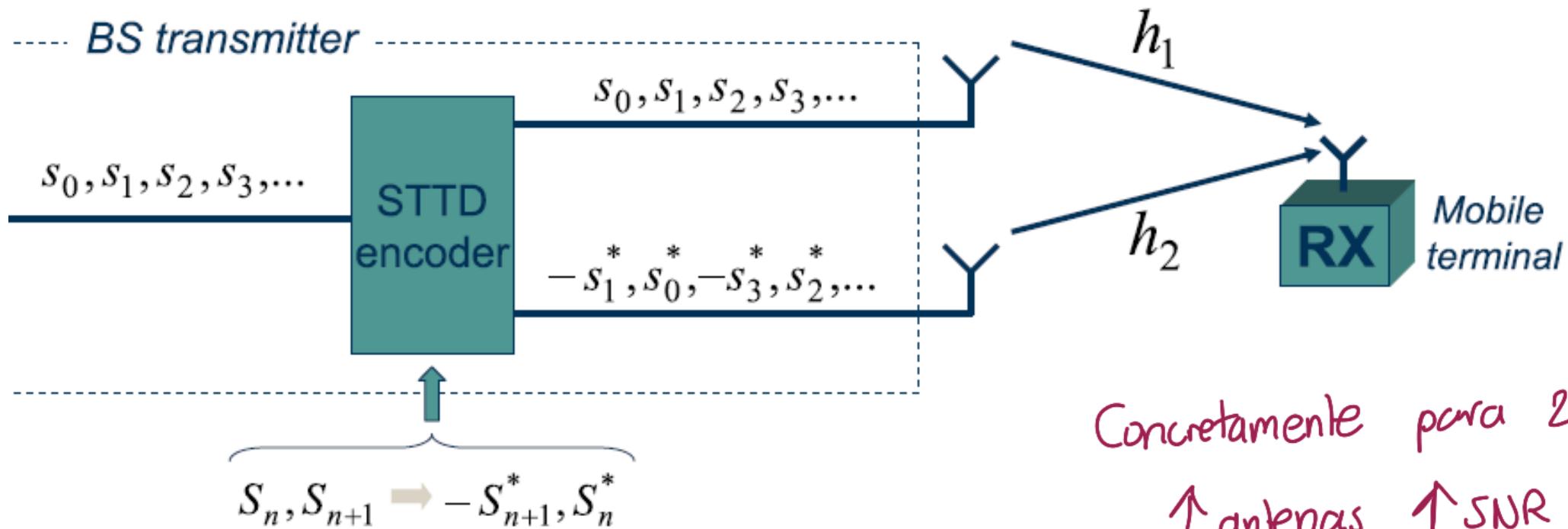
Codificación Espacio – tiempo

- Codificación espacio-tiempo → término general usado para indicar esquemas de TX multi-antena
- Donde los símbolos modulados son mapeados en el dominio temporal y espacial (antena-TX)
- Para capturar la diversidad ofrecida por múltiples antenas TX
- **STTD Space–Time Transmit Diversity**
 - STBC Space-Time Block Coding
 - Esquema de codificación de bloque espacio-tiempo de 2-antenas
 - Parte del estándar 3G WCDMA

MIMO. Diversidad en TX

Codificación Espacio – tiempo

- STTD Space–Time Transmit Diversity

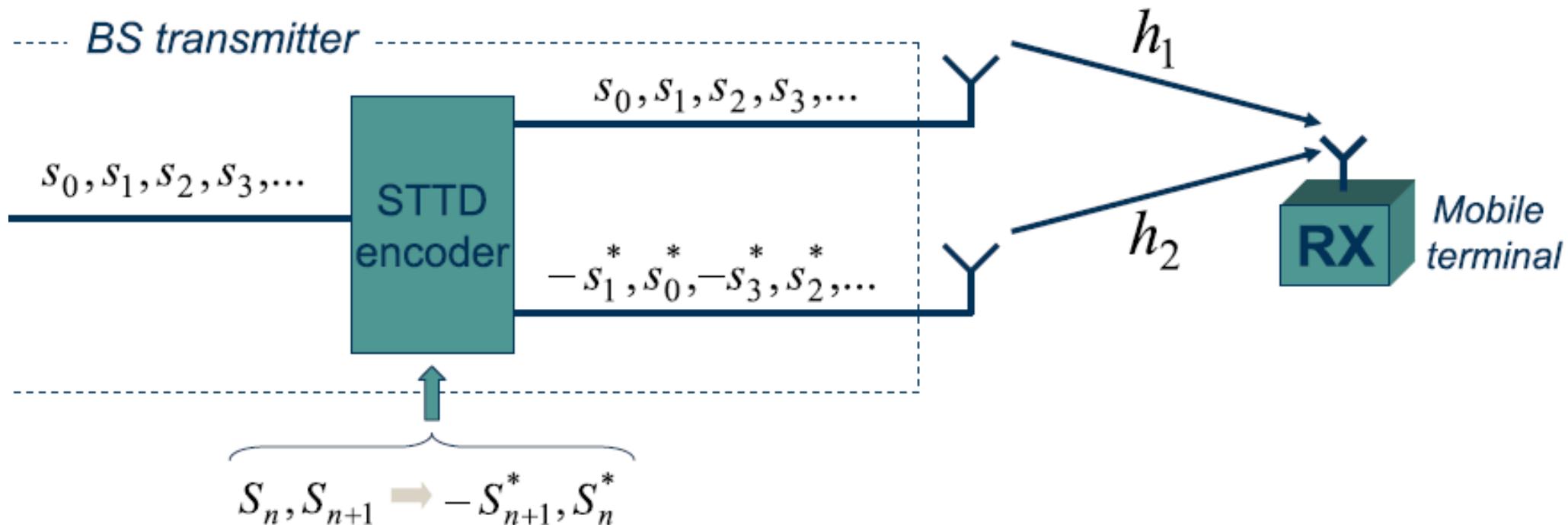


- STTD opera en pares de símbolos de modulación
- Los símbolos modulados son TX directamente en la primera antena
- En la 2da antena el orden de los símbolos modulados dentro de un par es invertido

MIMO. Diversidad en TX

Codificación Espacio – tiempo

- STTD Space–Time Transmit Diversity

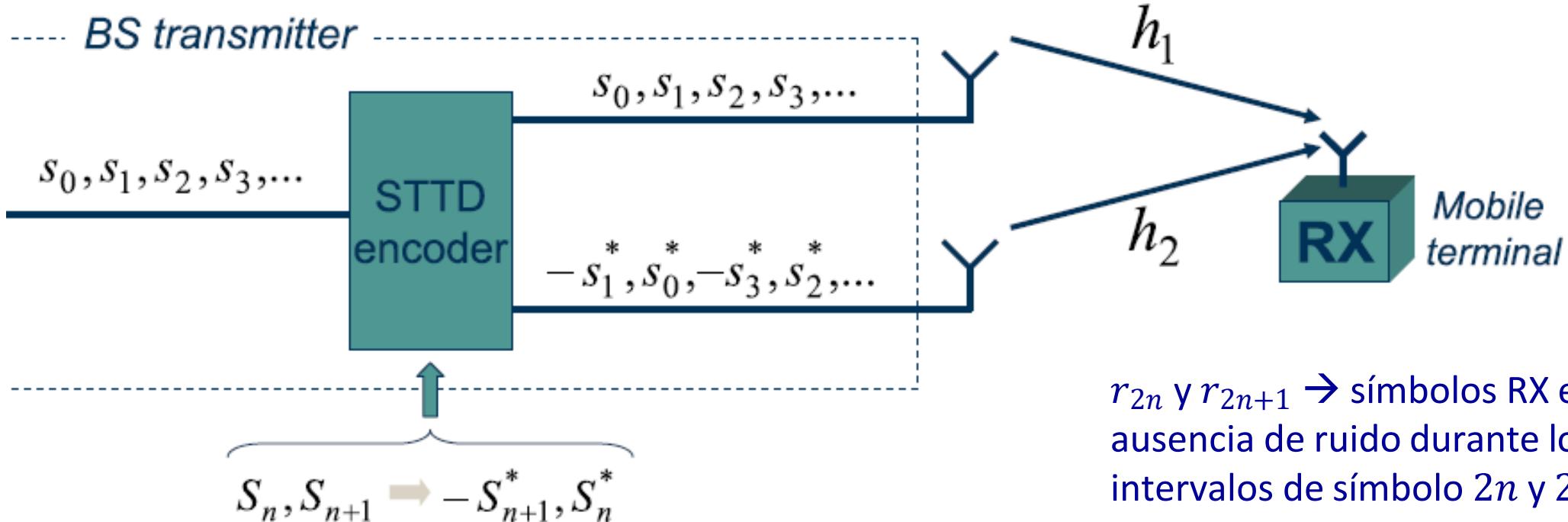


- Los símbolos son complejos conjugados y de signo cambiado
- En notación vectorial, una TX STTD puede ser expresada como:

MIMO. Diversidad en TX

Codificación Espacio – tiempo

- STTD Space–Time Transmit Diversity

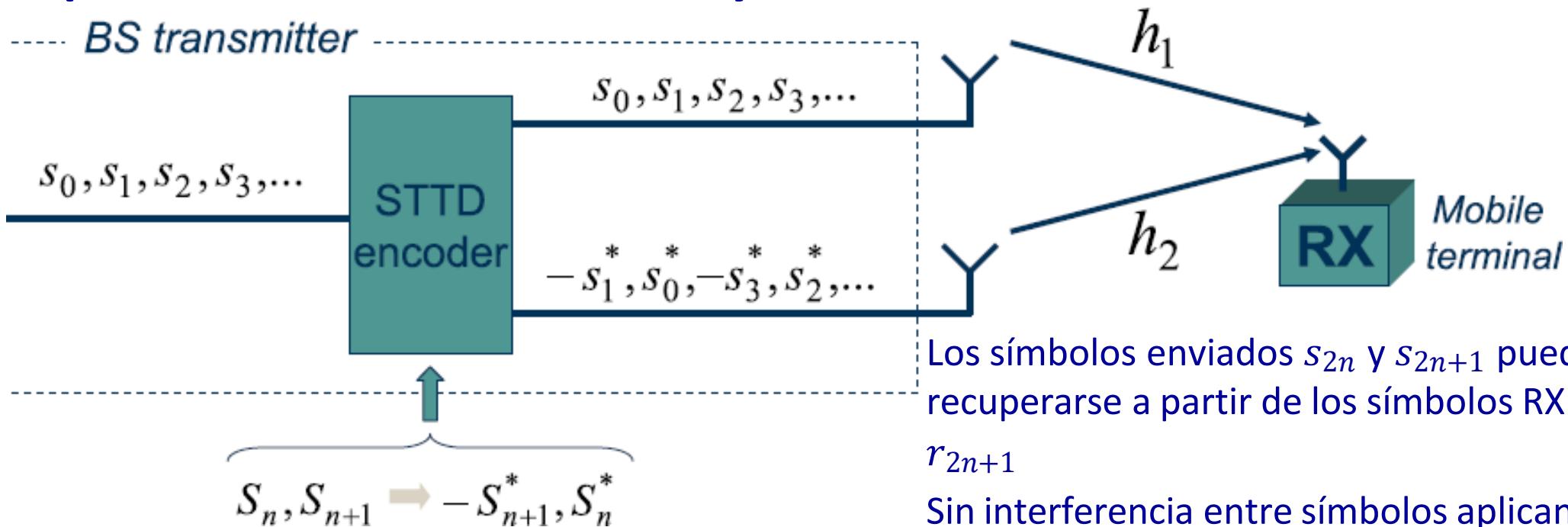


$$\bar{r} = \begin{pmatrix} r_{2n} \\ r_{2n+1}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_{2n} \\ s_{2n+1}^* \end{pmatrix} = H \cdot \bar{s}$$

MIMO. Diversidad en TX

Codificación Espacio – tiempo

- STTD Space–Time Transmit Diversity



H es una matriz unitaria escalada

Los símbolos enviados s_{2n} y s_{2n+1} pueden recuperarse a partir de los símbolos RX r_{2n} y r_{2n+1}

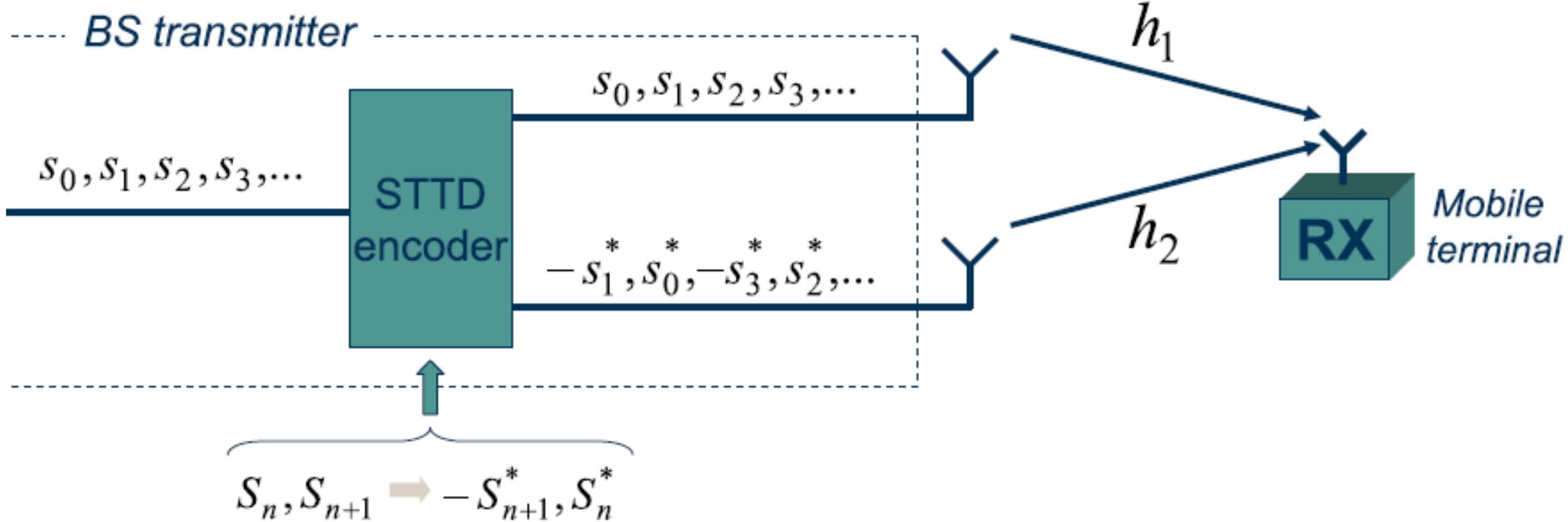
Sin interferencia entre símbolos aplicando la matriz $W = H^{-1}$ al vector \bar{r}

$$\bar{r} = \begin{pmatrix} r_{2n} \\ r_{2n+1}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_{2n} \\ s_{2n+1}^* \end{pmatrix} = H \cdot \bar{s}$$

MIMO. Diversidad en TX

Codificación Espacio – tiempo

- STTD Space–Time Transmit Diversity



Puede extenderse a más de 2 antenas, pero no para modulaciones complejas (QPSK, x-QAM)

- Esta codificación espacio-t de 2-antenas puede considerarse de tasa 1
- La tasa de símbolos de entrada es la misma que la tasa de símbolos en c/antena
- Utilización de BW de 1

MIMO. Diversidad en TX

Codificación Espacio – tiempo

- **STTD Space–Time Transmit Diversity**
- En el caso de modulación de valores complejos como QPSK o 16/64-QAM
 - Los códigos espacio-t de tasa 1 sin ninguna interferencia inter-símbolo
 - Códigos espacio-t ortogonales
 - Solamente existe para 2 antenas
- Si la interferencia inter-símbolo debe ser evitada en el caso de más de 2 antenas,
- Se deben usar códigos espacio-t con tasa < 1
 - Correspondiente reducción de la utilización de BW

MIMO. Diversidad en TX

Codificación Espacio – tiempo

- Trabajo Autónomo

- Análisis del artículo “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”

T5

MIMO. Diversidad en TX

Diversidad por Codificación Espacio – frecuencia

- **SFBC Space – Frequency Block Coding**

- Similar a la codificación de bloque espacio-t
- Diferencia
 - La codificación se lleva a cabo en los dominios antena/frecuencia
 - En lugar de los dominios antena/tiempo
- La codificación SFBC es aplicable a OFDM y otros esquemas de TX en el domino-f
- Se conoce también como
 - SFTD Space–Frequency Transmit Diversity

→ Esto se usa en LTE

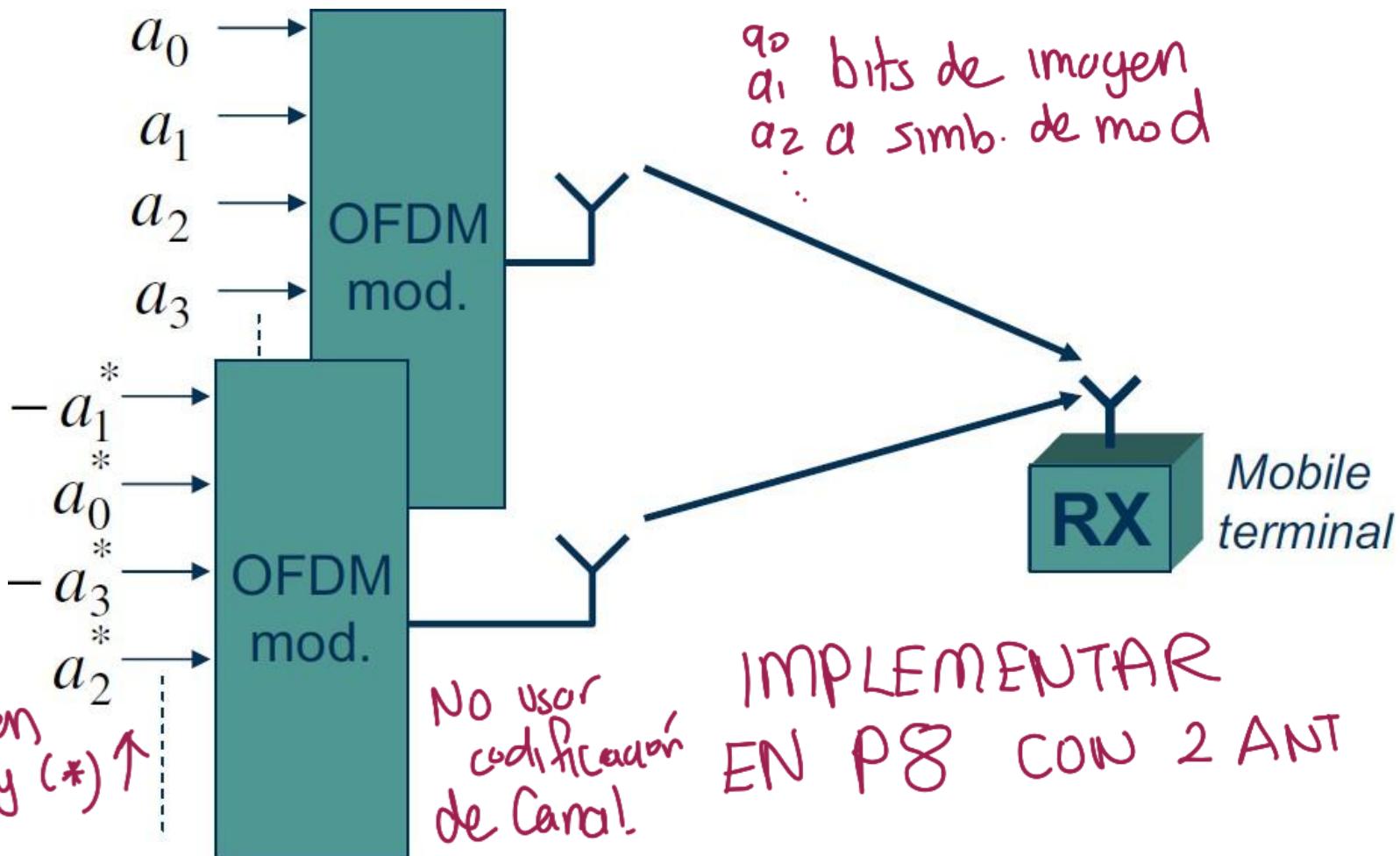
MIMO. Diversidad en TX

Diversidad por Codificación Espacio – frecuencia

- SFBC Space–Frequency Block Coding / Space – Frequency TX Diversity

- El bloque de símbolos de modulación en el dominio f
- $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots$
- Es mapeado directamente a portadoras OFDM de la 1era antena

subportadoras se toma como dato y tambien se debe hacer (-) y (*) ↑



MIMO. Diversidad en TX

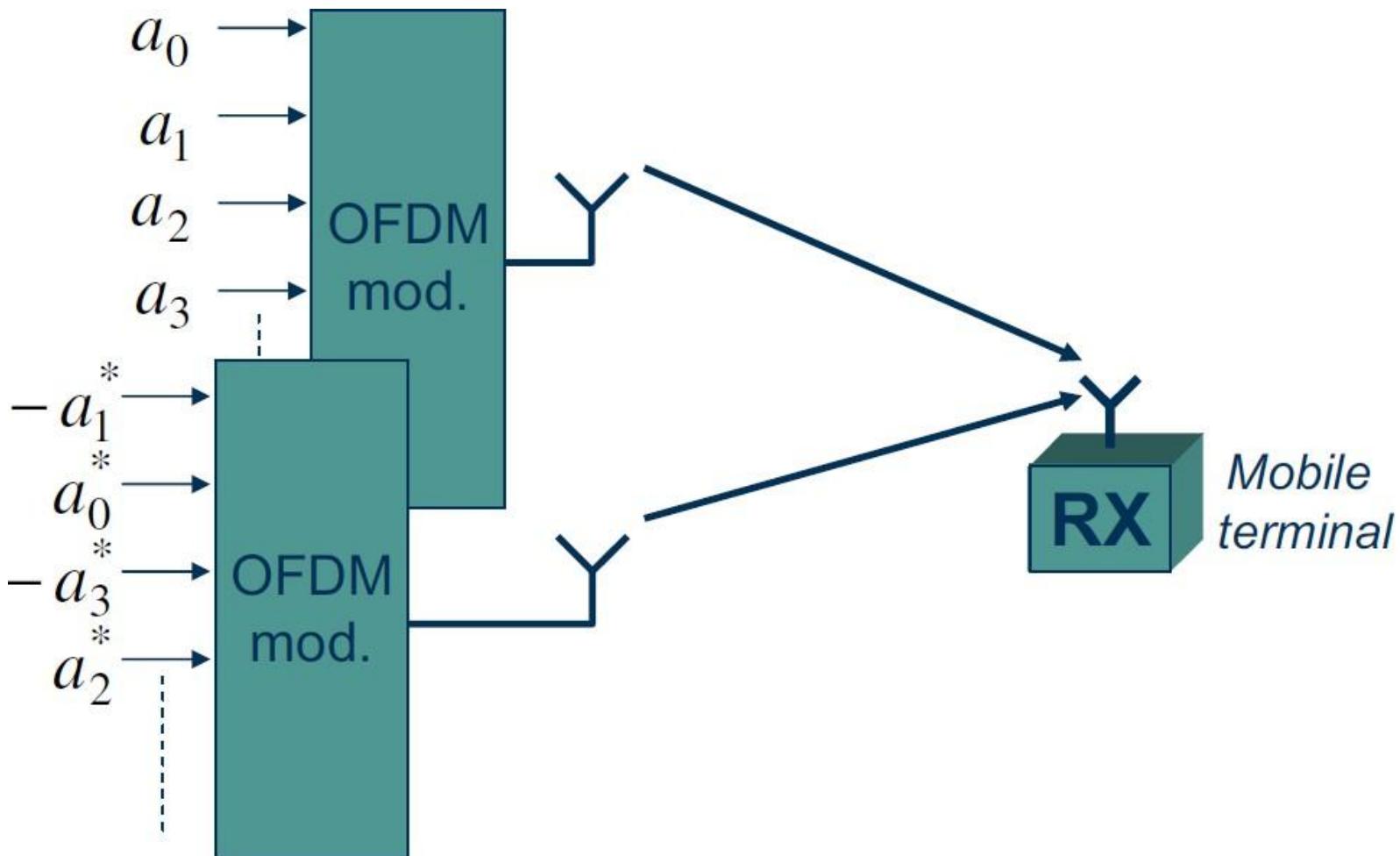
Diversidad por Codificación Espacio – frecuencia

- SFBC Space–Frequency Block Coding / Space – Frequency TX Diversity

- Mientras el bloque de símbolos

- $-a_1^*, a_0^*, -a_3^*, a_2^*$

- Es mapeado a las subportadoras correspondientes de la 2da antena

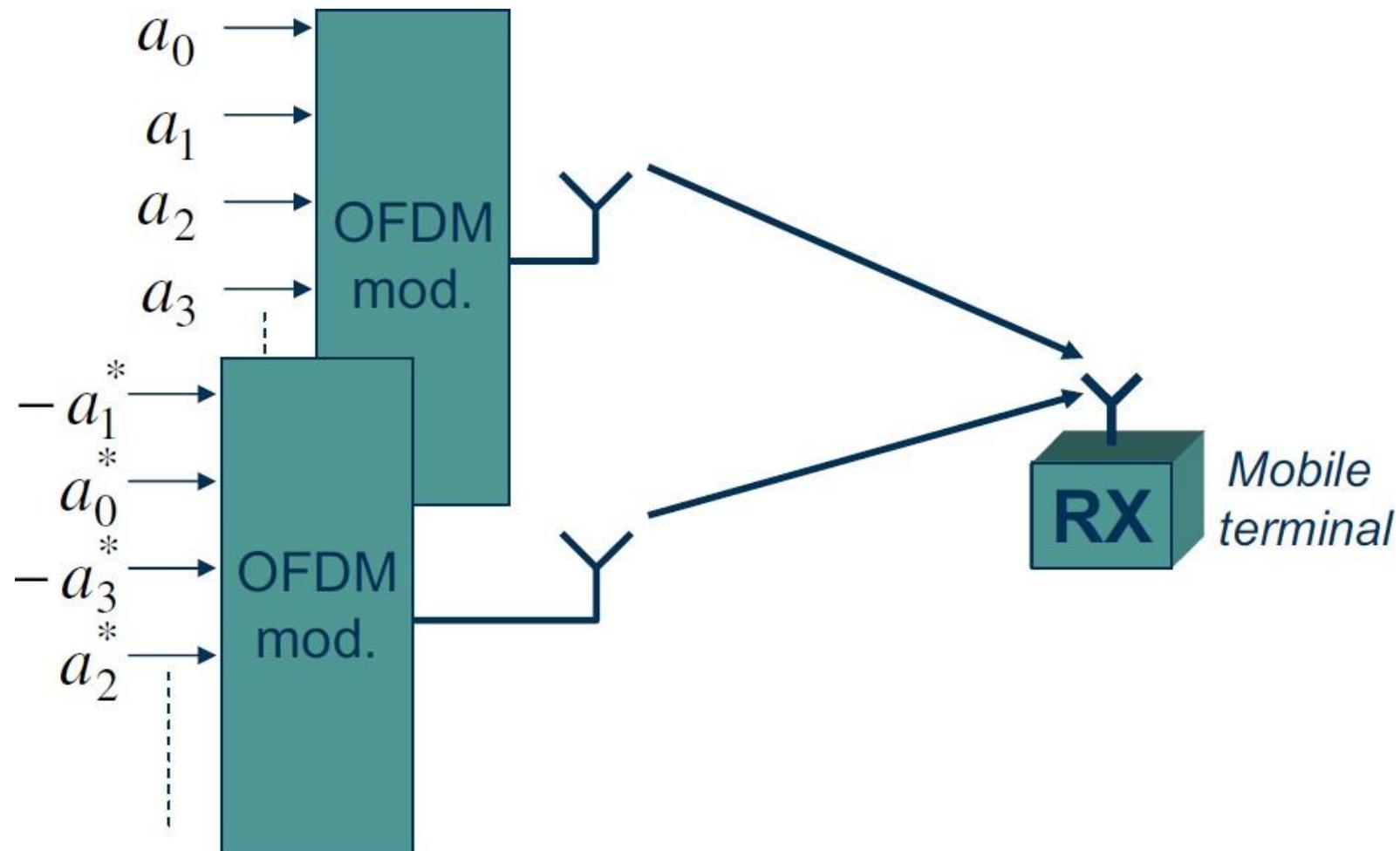


MIMO. Diversidad en TX

Diversidad por Codificación Espacio – frecuencia

- SFBC Space–Frequency Block Coding / Space – Frequency TX Diversity

- De manera similar a la codificación espacio-t
- La **desventaja** de SFBC
- No hay una extensión directa a más de 2 antenas
- A menos que sea aceptable una reducción de tasa

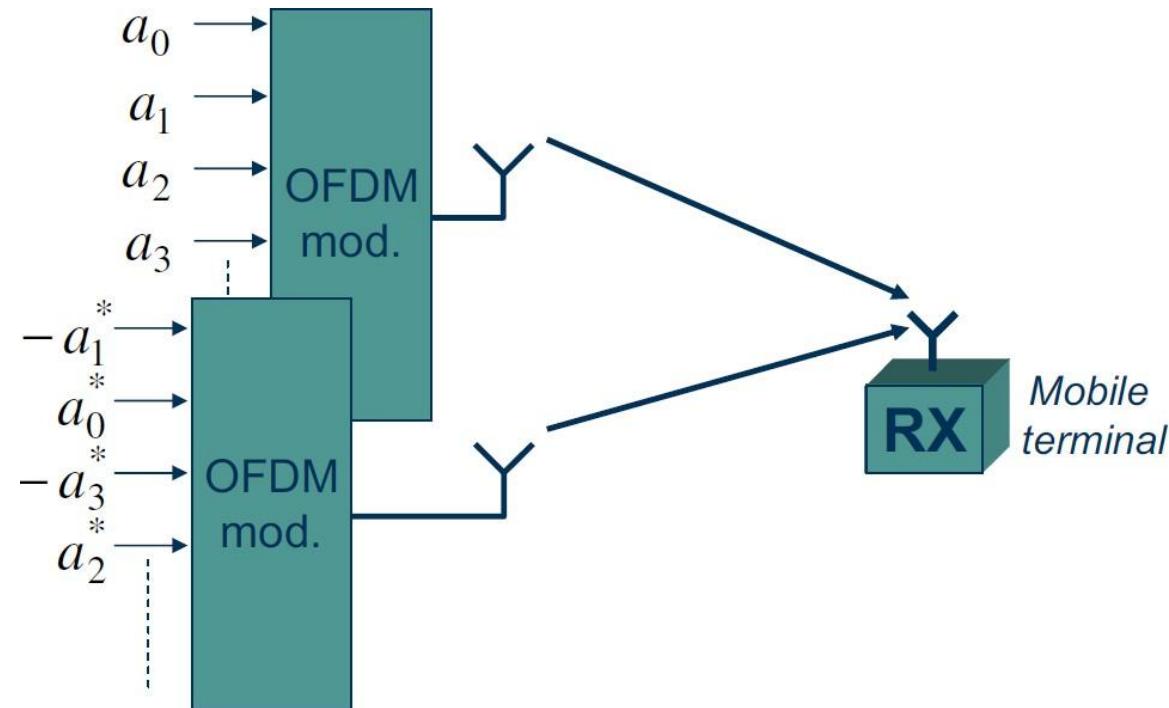
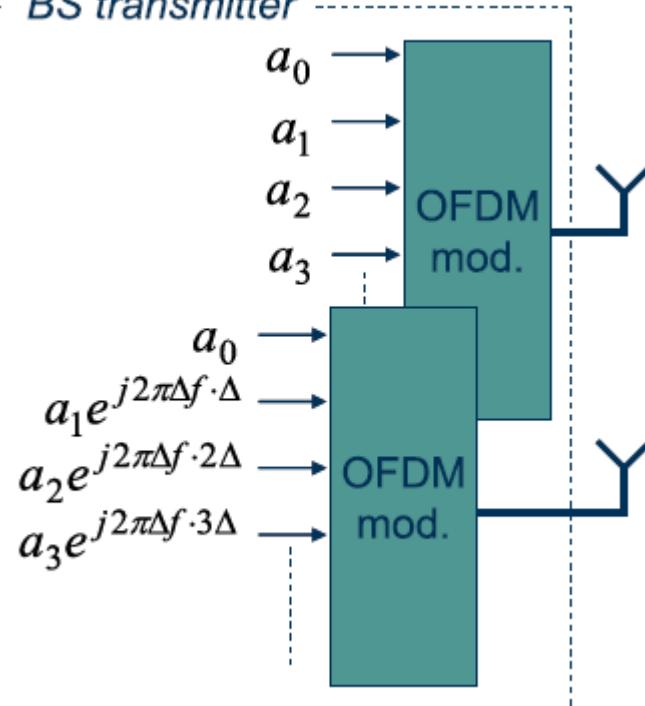


MIMO. Diversidad en TX

Diversidad por Codificación Espacio – frecuencia

- SFBC Space–Frequency Block Coding / Space – Frequency TX Diversity

-- BS transmitter

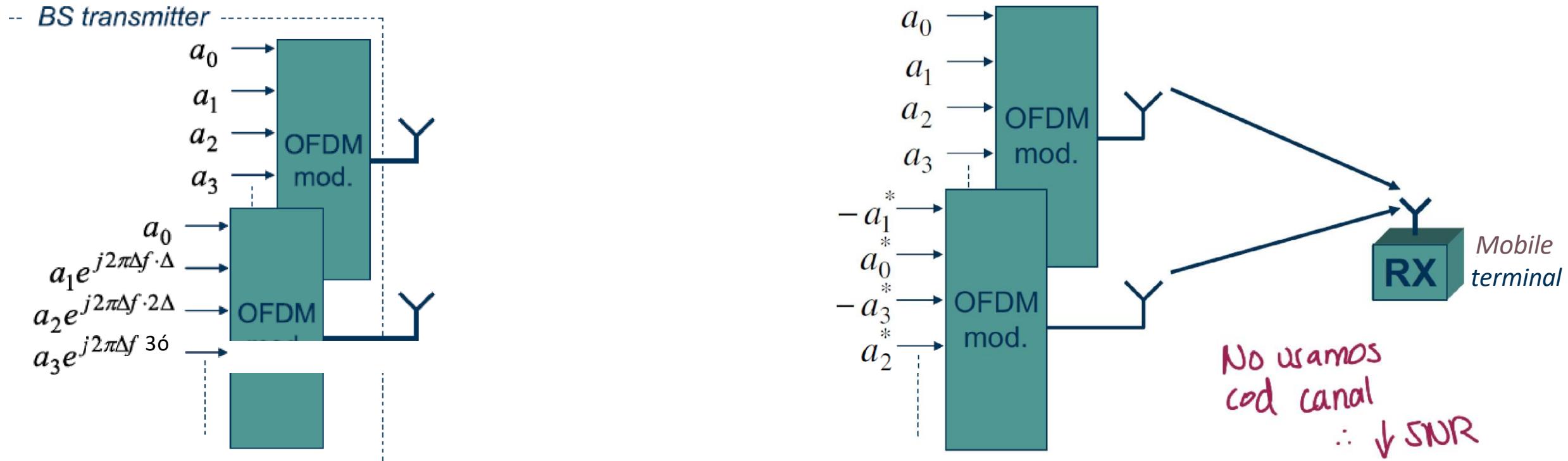


- Una comparación con CDD muestra que la diferencia está esencialmente en
- Cómo el bloque de símbolos de modulación en el dominio-f son mapeados a la 2da antena

MIMO. Diversidad en TX

Diversidad por Codificación Espacio —frecuencia

- SFBC Space—Frequency Block Coding / Space —Frequency TX Diversity



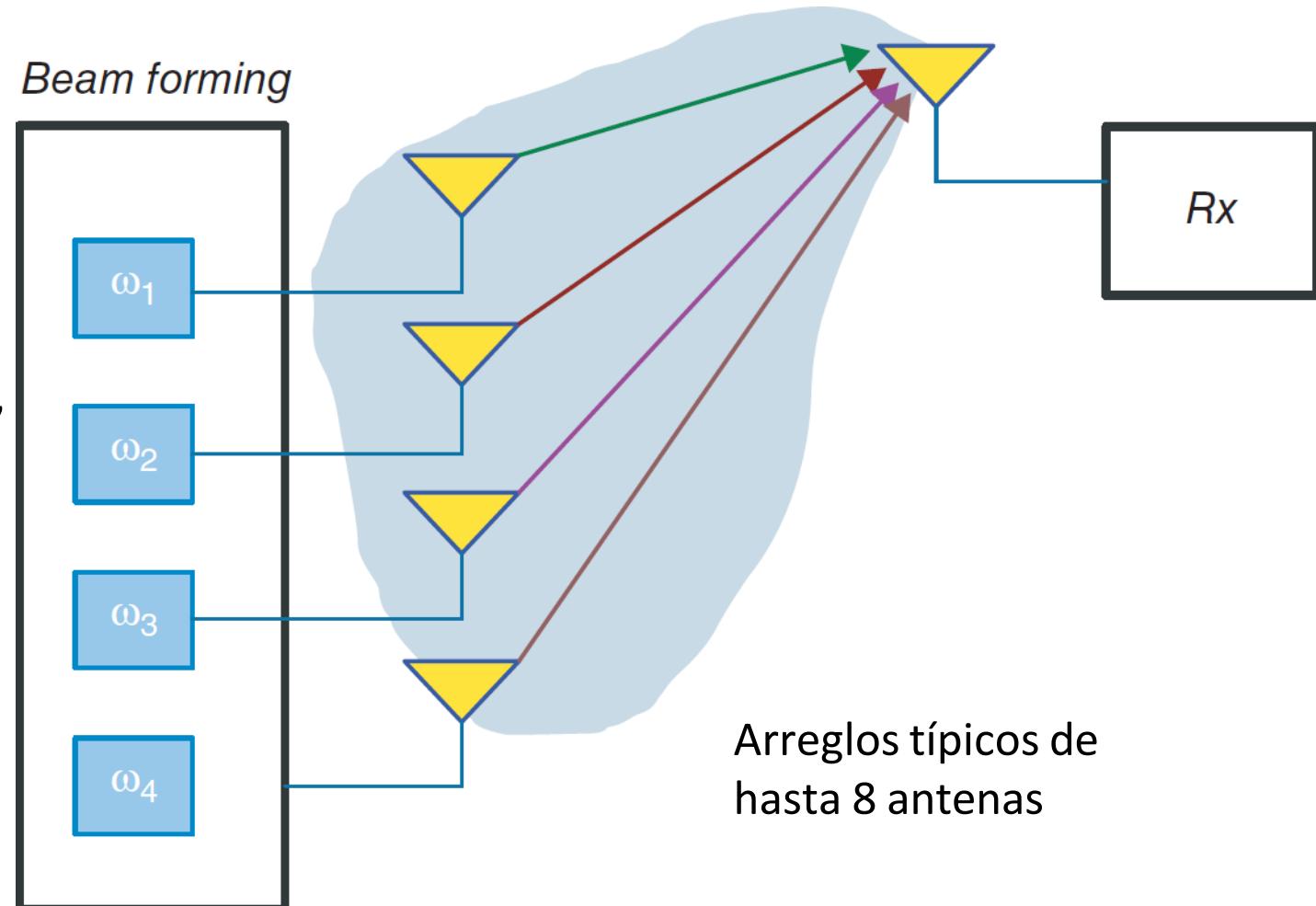
- La ventaja de SFBC es que provee diversidad a nivel de los símbolos modulados
- En tanto que CDD, en el caso de OFDM, debe confiar en la codificación de canal en combinación con entrelazado en el dominio f para proveer diversidad

cnmzim
oanda

MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX

- Múltiples antenas TX pueden usarse para formar el patrón de radiación global de la antena
- **Objetivo**
 - Maximizar la ganancia total
 - En la dirección del RX
- Base del modo de TX MIMO LTE 7
 - Para el DL
- Incremento de la potencia de la señal en el RX
- Proporcional al # de antenas



MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX

- Si en el lado del TX está disponible algún conocimiento de los canales DL de las diferentes antenas TX
 - Específicamente, algún conocimiento de las fases relativas del canal
- Las múltiples antenas TX pueden, además de la diversidad, proveer formación del haz
 - Formación del haz general de la antena en la dirección del RX objetivo
- En general, tal formación del haz puede incrementar la fuerza de la señal en el RX con hasta un factor N_T
 - Es decir, en proporción al # de antenas TX

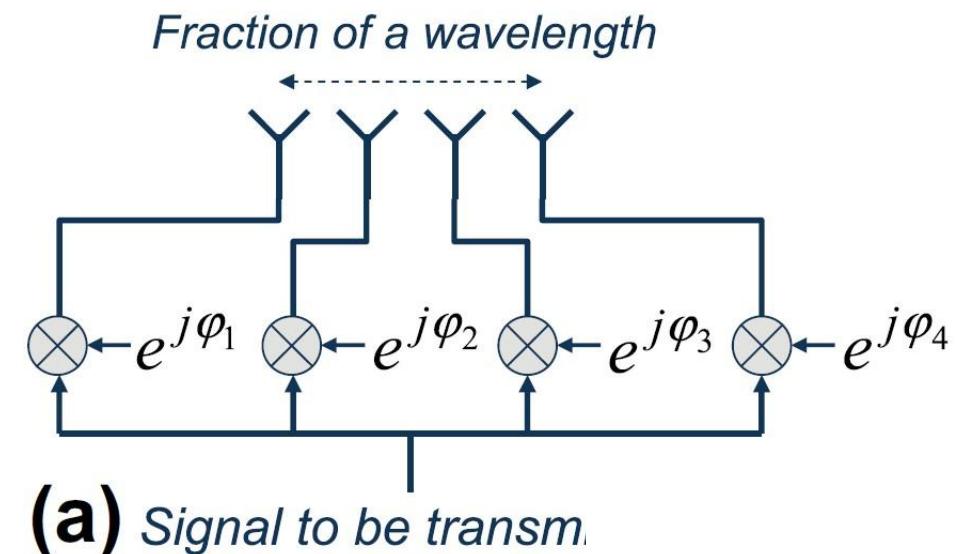
MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX

- Los esquemas de TX para proveer beamforming pueden distinguirse en 2 casos
 - Alta correlación mutua entre antenas
 - Baja correlación mutua entre antenas

Alta correlación mutua de antenas

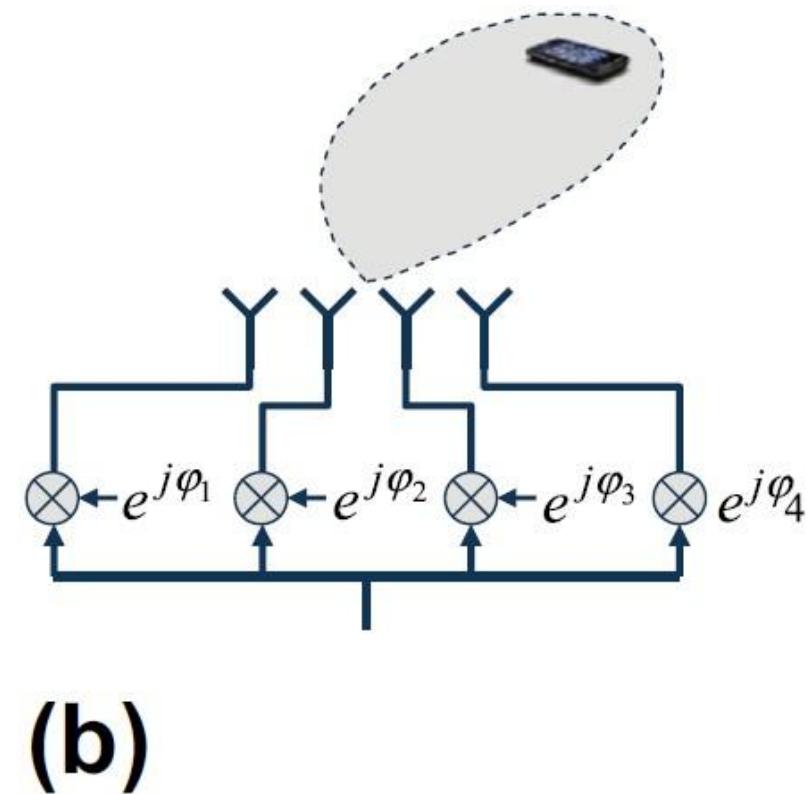
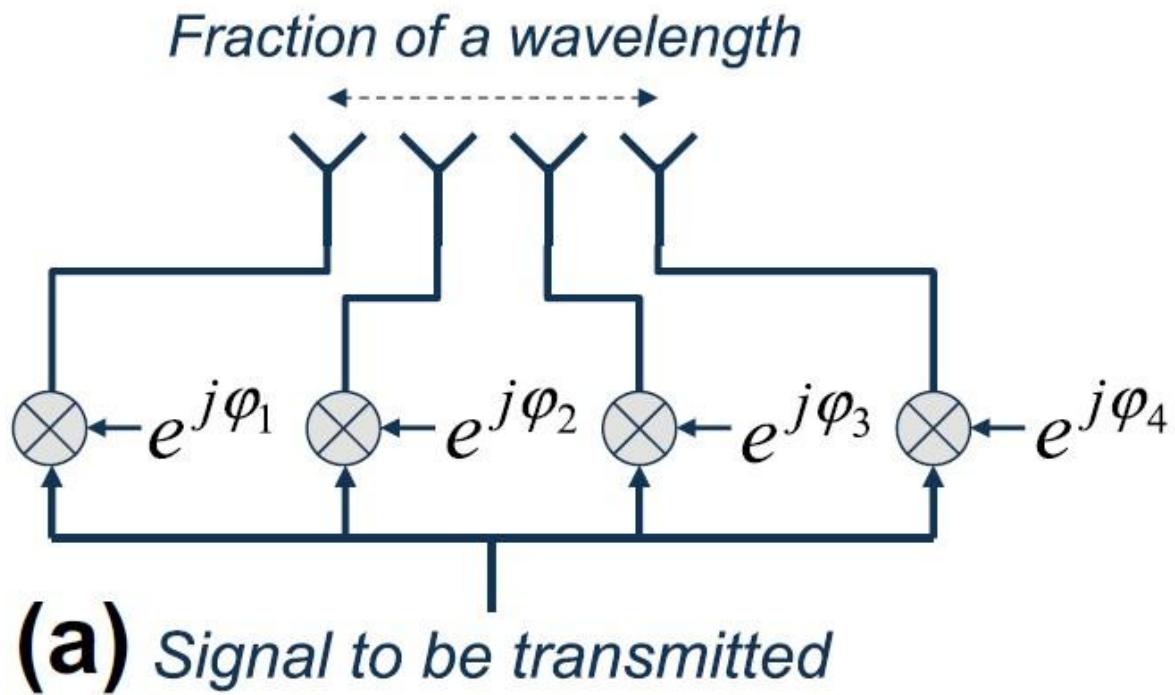
- Típicamente implica una configuración de antenas con una distancia inter-antena pequeña
- Los canales entre las diferentes antenas y el RX específico son esencialmente los mismos
- Incluyendo el mismo desvanecimiento del canal, excepto por una diferencia en fase dependiente de la dirección



MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX – Alta correlación

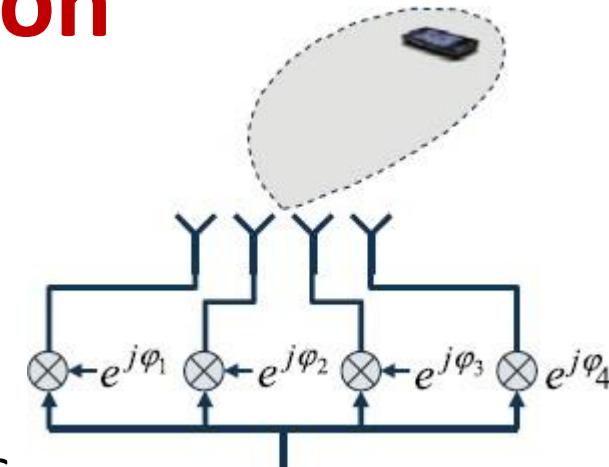
- El haz de TX general puede ser dirigido en diferentes direcciones
- Aplicando diferentes desplazamientos en fase a la señales a ser TX en las diferentes antenas → **Beamforming clásico**



MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX – Alta Correlación

- Debido a la pequeña distancia entre antenas
- El haz de TX general será relativamente ancho
- Cualquier ajuste de la dirección del haz
 - En la práctica, ajustes en los desplazamientos en fase de las antenas
- Será típicamente llevado a cabo de una manera relativamente lenta
- El ajuste puede, por ej., ser basado en estimaciones de la dirección del terminal objetivo derivado de mediciones UL
- Debido a la alta correlación, el beamforming clásico no puede proveer ninguna diversidad contra desvanecimiento del canal
- Solo se incrementa la fuerza de la señal RX

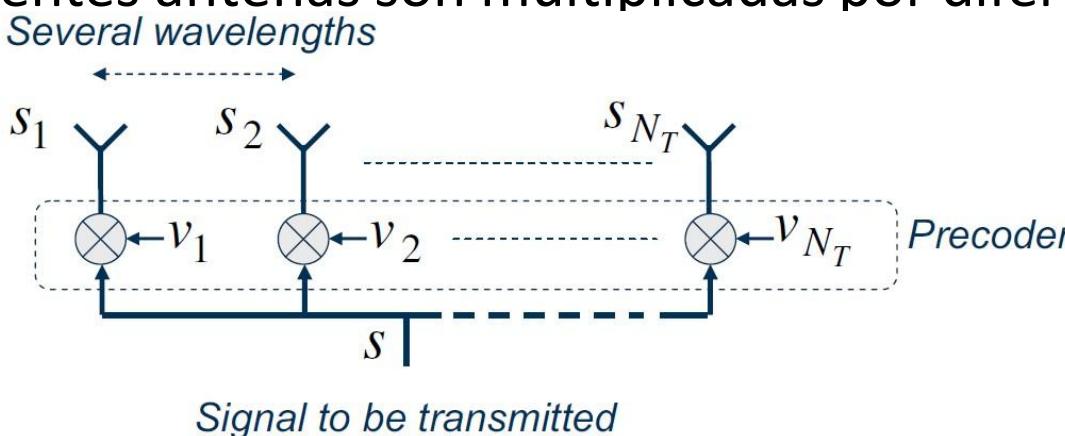


MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX

Baja correlación mutua entre antenas

- Implica distancias entre antenas suficientemente largas o
- Diferentes direcciones de polarización de las antenas
- Con baja correlación mutua
- El principio de formación del haz es similar al anterior
 - Las señales a ser TX en las diferentes antenas son multiplicadas por diferentes pesos complejos

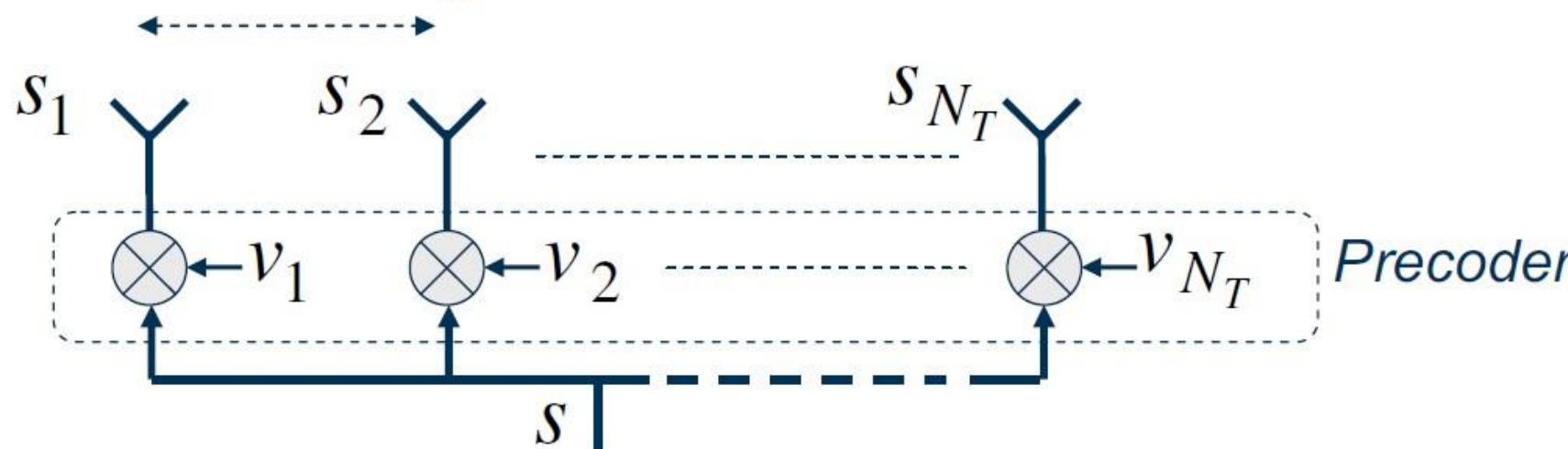


MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX – Baja Correlación

- Pero en contraste con el beamforming clásico
- Los pesos de las antenas deben ahora tomar valores complejos generales
- Tanto la fase como la amplitud de las señales a ser TX en las diferentes antenas puede ser ajustado

Several wavelengths



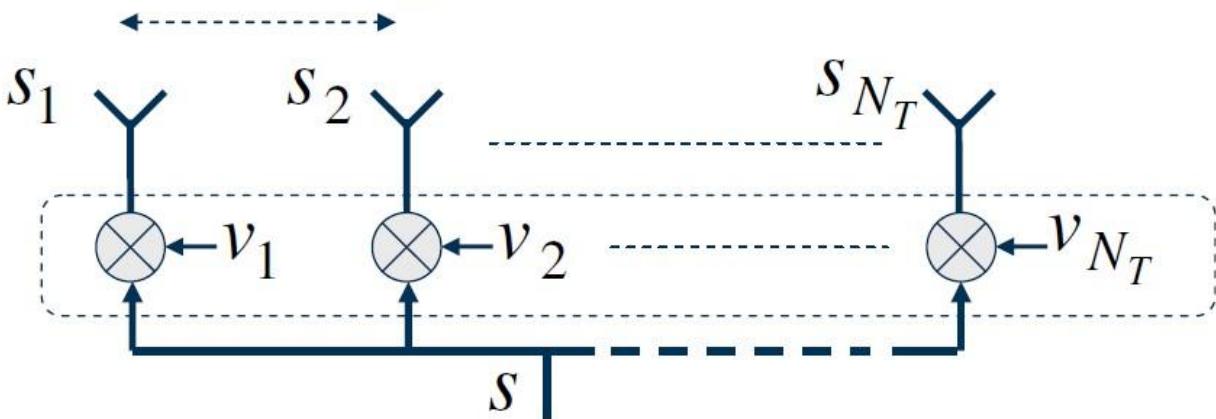
Signal to be transmitted

MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX – Baja Correlación

- Esto refleja el hecho que debido a la baja correlación mutua
- Tanto la fase como la ganancia instantánea de los canales de c/antena pueden diferir
- Esta aplicación de diferentes pesos, en notación vectorial se puede expresar como la aplicación de un vector de pre-codificación \bar{v} a la señal a ser TX

Several wavelengths



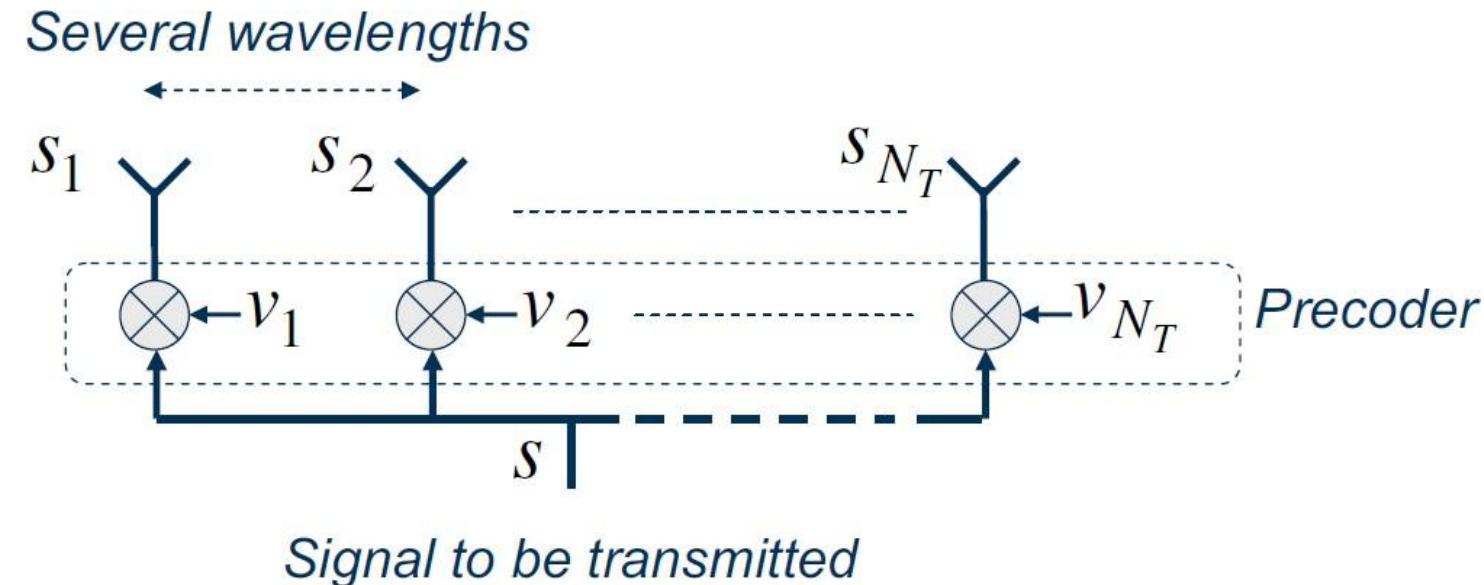
Signal to be transmitted

$$\text{Precoder } \bar{s} = \begin{pmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{N_T} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_{N_T} \end{pmatrix} \cdot s = \bar{v} \cdot s$$

MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX – Baja Correlación

- Asumiendo que las señales TX desde diferentes antenas solo están sujetas a desvanecimiento de frecuencia no selectiva y ruido blanco
 - No hay dispersión-t del canal
- Para maximizar la potencia de la señal RX, los pesos deben escogerse



$$v_i = \frac{h_i^*}{\sqrt{\sum_{k=1}^{N_T} |h_k|^2}}$$

MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX – Baja Correlación

- Así, el vector de pre-codificación
 - **Rota en fase las señales TX** para compensar la fase instantánea del canal
 - Asegurar que las señales RX son RX alineadas en fase
 - **Asigna potencia** a las diferentes antenas con, en general,
 - Más potencia asignada a las antenas con buenas condiciones instantáneas del canal
 - Alta ganancia del canal $|h_i|$
 - Asegura una **potencia de TX unitaria global**
 - O cualquier otro valor constante

$$v_i = \frac{h_i^*}{\sqrt{\sum_{k=1}^{N_T} |h_k|^2}}$$

MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX

- **Diferencia clave** entre beamforming clásico de alta correlación y el beamforming de baja correlación
 - El de baja correlación requiere de un conocimiento más detallado del desvanecimiento del canal
 - Incluyendo estimaciones instantáneas
 - Las actualizaciones al vector de pre-codificación son típicamente realizadas en escalas temporales relativamente cortas para capturar las variaciones del desvanecimiento
 - El ajuste de los pesos del pre-codificador toma en cuenta el desvanecimiento instantáneo
 - Incluyendo la ganancia instantánea del canal
 - Este beamforming rápido también provee diversidad contra desvanecimiento del canal

MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX

- En el caso de una **comunicación basada en FDD**
 - UL y DL en diferentes bandas de f
 - El desvanecimiento es típicamente no correlacionado entre el UL y el DL
 - Solo el terminal puede determinar el desvanecimiento de DL
 - El UE reportaría una estimación del canal de DL a la estación base mediante señalización UL
 - El terminal por sí mismo puede seleccionar un vector de pre-codificación adecuado desde un conjunto limitado de posibles vectores → **Libro de códigos**
 - Y lo reporta a la BS

MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX

- **En el caso de TDD**

- UL y DL en la misma banda de f
- Generalmente existe alta correlación del desvanecimiento entre el DL y el UL
- La BS podría en teoría determinar el desvanecimiento DL instantáneo a partir de mediciones en el UL
- Se podría evitar la necesidad de realimentación
- Se asumiría que el terminal está TX continuamente en el UL

MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX

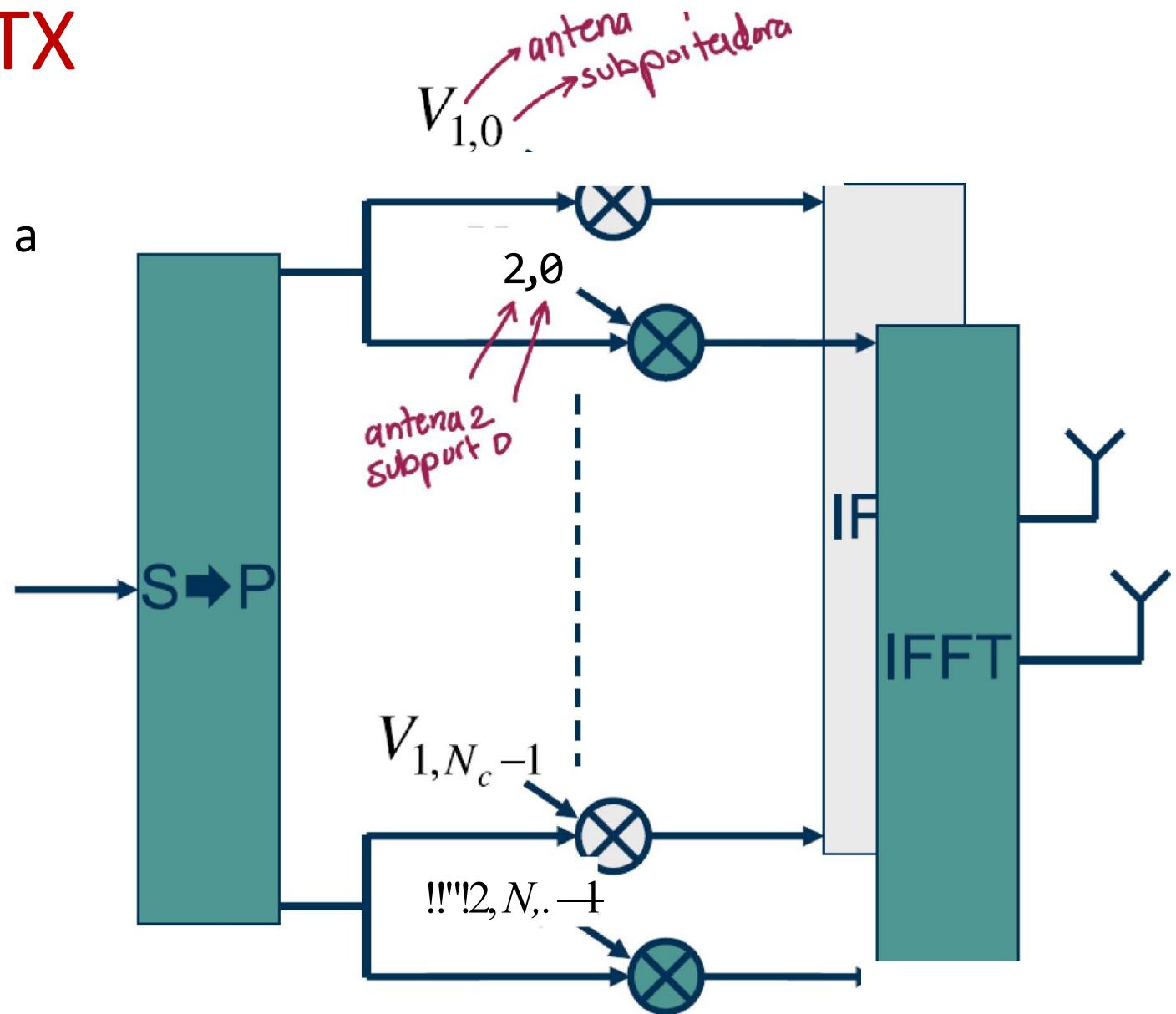
- Hasta ahora se ha asumido que la ganancia del canal fue constante en el dominio-f
 - No hay selectividad-f
- En el caso de un **canal de f-selectiva**
 - No hay un solo coeficiente de canal por antena, en base al cual se puedan seleccionar los pesos de la antena
 - En el caso de TX OFDM
 - C/subportadora experimentará un canal de f no selectiva
 - La pre-codificación puede llevarse a cabo en una base por subportadora

MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX

- Los pesos de c/subportadora de acuerdo a

$$v_i = \frac{h_i^*}{\sqrt{\sum_{k=1}^{N_T} |h_k|^2}}$$



MIMO. Diversidad en TX

Beamforming en el lado TX

- Trabajo Autónomo

Hasta para 4 u 8 antenas

Pesos calculados x antena
y x subportador

- Implementación de SFBC y Beamforming en Matlab

Práctica

Esque MISO-MU

Proxima semana

500 vectores si hay
500 subportadores

Consultar matlab

DFDM y SC/OFDM

Receptor le
dice directamente
el comportamiento
digital

MIMO. Multiplexación Espacial

- En el caso de múltiples antenas tanto en el TX como en el RX hay la posibilidad de multiplexación espacial
- Permite una utilización más eficiente de altas SNIR
- Y tasas de datos significativamente más altas
 - Proporcional al # de puertos de antenas
- Utilización más eficiente del BW
- Se requiere muy baja correlación mutua entre antenas
- Se TX flujos de datos completamente independientes simultáneamente sobre c/antena TX

Proyecto final
- SDR beamforming
- o proyecto de 5G
para arriba

MIMO. Multiplexación Espacial.

Principios Básicos

- Múltiples antenas en el TX y el RX pueden usarse para mejorar la SNR
 - En proporción al # de antenas
- Aplicación de beamforming en el RX y el TX
- En el caso general de N_T antenas TX y N_R antenas RX
 - La SNR puede incrementarse en proporción $N_T \times N_R$
- Este incremento en SNR permite un incremento correspondiente en las tasas de datos alcanzables
 - Asumiendo que están limitadas en potencia, en lugar de BW
- Pero cuando se alcanza el rango de operación limitado por BW
 - Las tasas de datos empiezan a **saturarse**

MIMO. Multiplexación Espacial.

Principios Básicos

- Expresión normalizada de la capacidad del canal

$$\frac{C}{BW} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

- Las técnicas multi-antena analizadas podrían mejorar la SNR proporcionalmente a $N_T \times N_R$
- Para valores pequeños de SNR la capacidad crece aproximadamente proporcional a SNR
- Para valores más grandes el crecimiento es mas bien logarítmico

MIMO. Multiplexación Espacial.

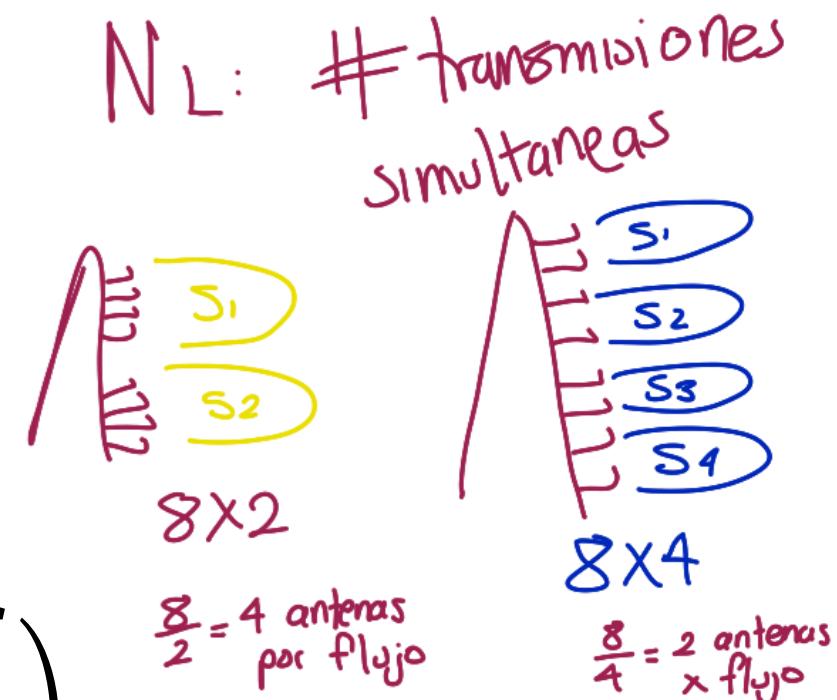
Principios Básicos

- En el caso de múltiples antenas en el TX y el RX
- Es posible, **bajo ciertas condiciones**, crear hasta:

$$N_L = \min\{N_T, N_R\}$$

- **Canales paralelos**, c/u con N_L veces menor SNR
 - La potencia de la señal es dividida entre los canales
- Esto es, con una capacidad de canal:

$$\frac{C}{BW} = \log_2 \left(1 + \frac{N_R}{N_L} \frac{S}{N} \right)$$



MIMO. Multiplexación Espacial.

Principios Básicos

- Entonces la capacidad de canal total para la configuración multi-antena de N_L canales paralelos sería

$$\frac{C}{BW} = N_L \log_2 \left(1 + \frac{N_R}{N_L} \frac{S}{N} \right)$$

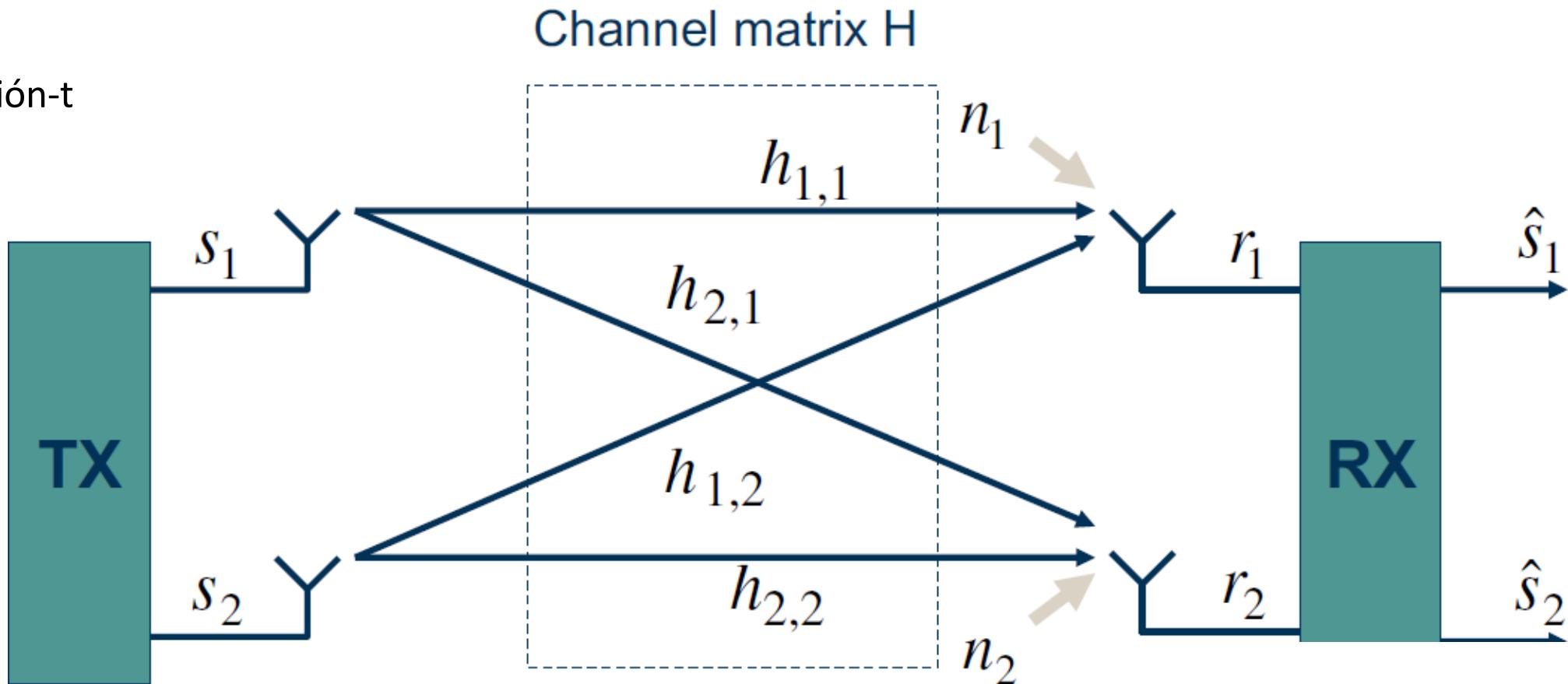
$$\frac{C}{BW} = \min\{N_T, N_R\} \log_2 \left(1 + \frac{N_R}{\min\{N_T, N_R\}} \cdot \frac{S}{N} \right)$$

- Así, **bajo ciertas condiciones**, la capacidad del canal puede hacerse crecer linealmente con el # de antenas → Concepto de **Multiplexación Espacial**
 - Evitando saturación en las tasas de datos

MIMO. Multiplexación Espacial.

Principios Básicos

- Considerar un sistema MIMO 2×2
- Asumir que las señales TX solo están sujetas a desvanecimiento de frecuencia no selectiva y ruido blanco
 - No hay dispersión-t



MIMO. Multiplexación Espacial

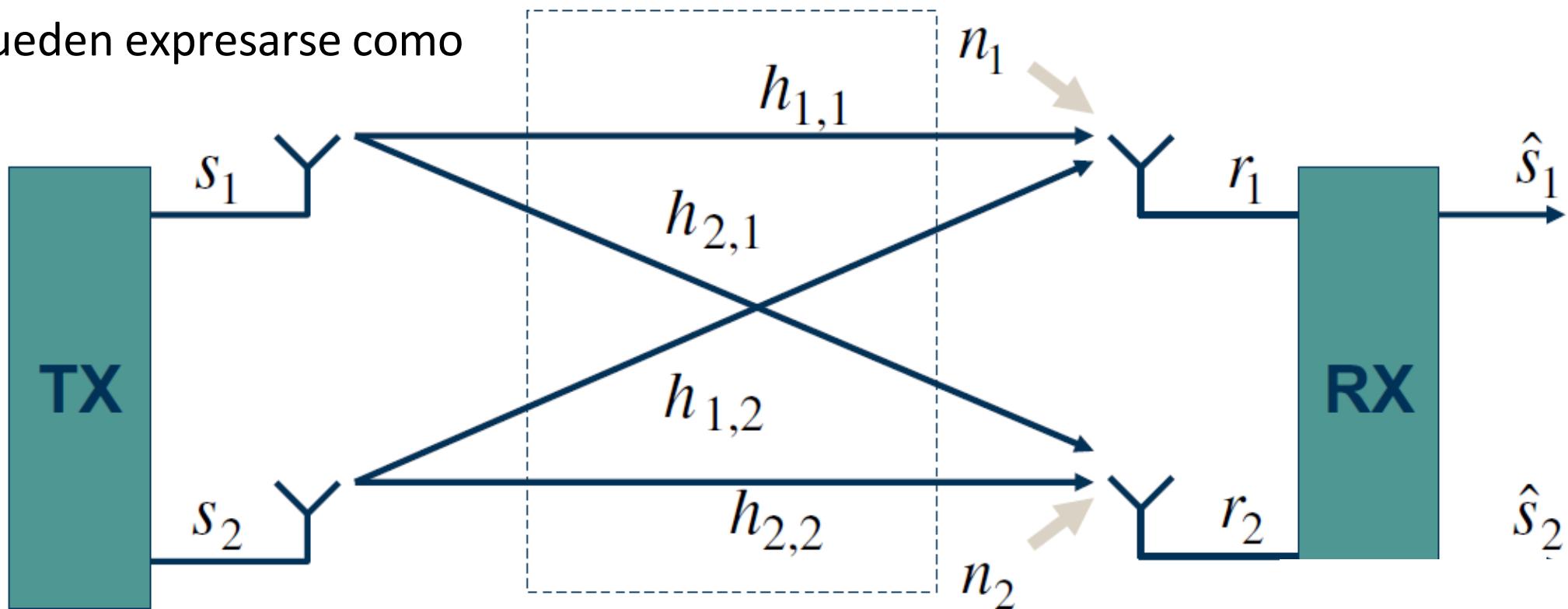
Principios Básicos

$$\bar{r} = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} = H \cdot \bar{s} + \bar{n}$$

Channel matrix H

- Las señales RX pueden expresarse como

H es la matriz
de canal de
 2×2

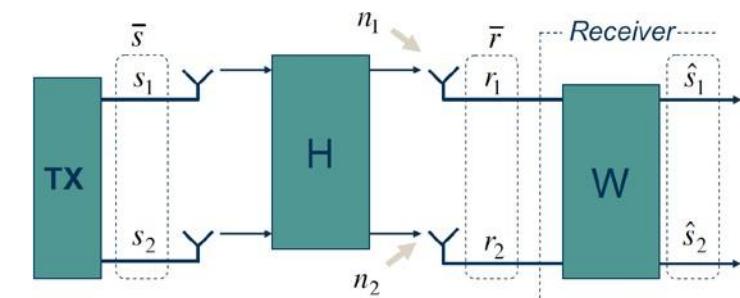


MIMO. Multiplexación Espacial.

Principios Básicos

- Asumiendo que no hay ruido y que la matriz H es invertible
- El vector \bar{s} , es decir, las señales s_1 y s_2 , pueden recuperarse perfectamente en el RX
- Sin interferencia residual entre las señales
- Multiplicando el vector RX \bar{r} por una matriz $W = H^{-1}$:

$$\begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{pmatrix} = W \bar{r} = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + H^{-1} n$$

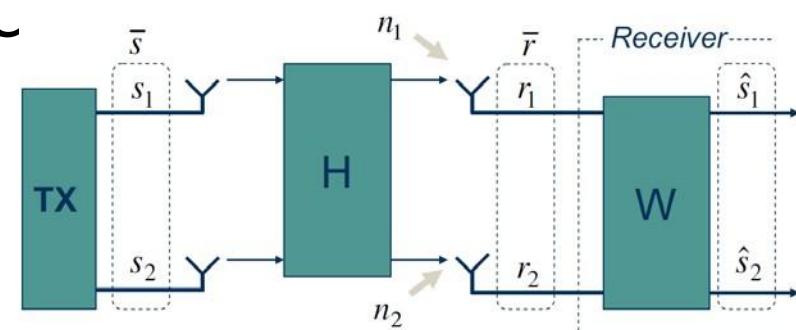


- Las propiedades de H determinarán en qué grado la demodulación conjunta de las 2 señales incrementará el nivel de ruido
 - Mientras más se parezca a una matriz singular, mayor incremento en el nivel de ruido

MIMO. Multiplexación Espacial.

Principios Básicos

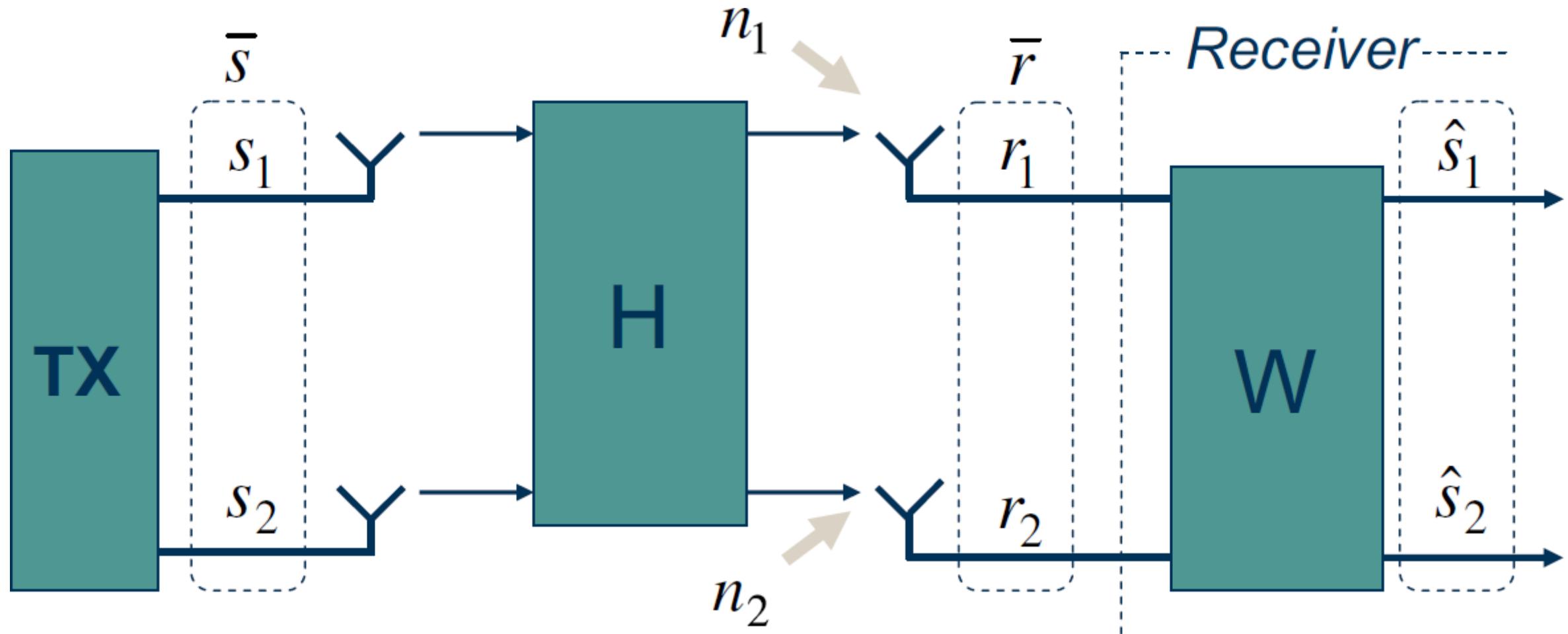
- Forma de interpretar la matriz W
- Las señales TX desde las 2 antenas son 2 señales causándose interferencia entre sí
- Las 2 antenas RX pueden usarse para llevar a cabo IRC
 - Interference Rejection Combining
 - Suprimir completamente la interferencia
 - Desde la señal TX en la 2da antena cuando se detecta señal TX en la 1era antena y viceversa
- Las filas de la matriz W implementan tal IRC



MIMO. Multiplexación Espacial.

Principios Básicos

- RX/demodulación lineal de señales multiplexadas espacialmente



MIMO. Multiplexación Espacial.

Principios Básicos

- En el caso general
- Una configuración multi-antena consiste en $N_T \times N_R$ antenas
- En tal caso, **el # de señales paralelas** que pueden multiplexarse espacialmente está, al menos en la práctica,
- Limitada superiormente por

$$N_L = \min\{N_T, N_R\}$$

- No se pueden TX más de N_T señales diferentes
- Un máximo de $N_R - 1$ de señales interferentes pueden suprimirse

MIMO. Multiplexación Espacial.

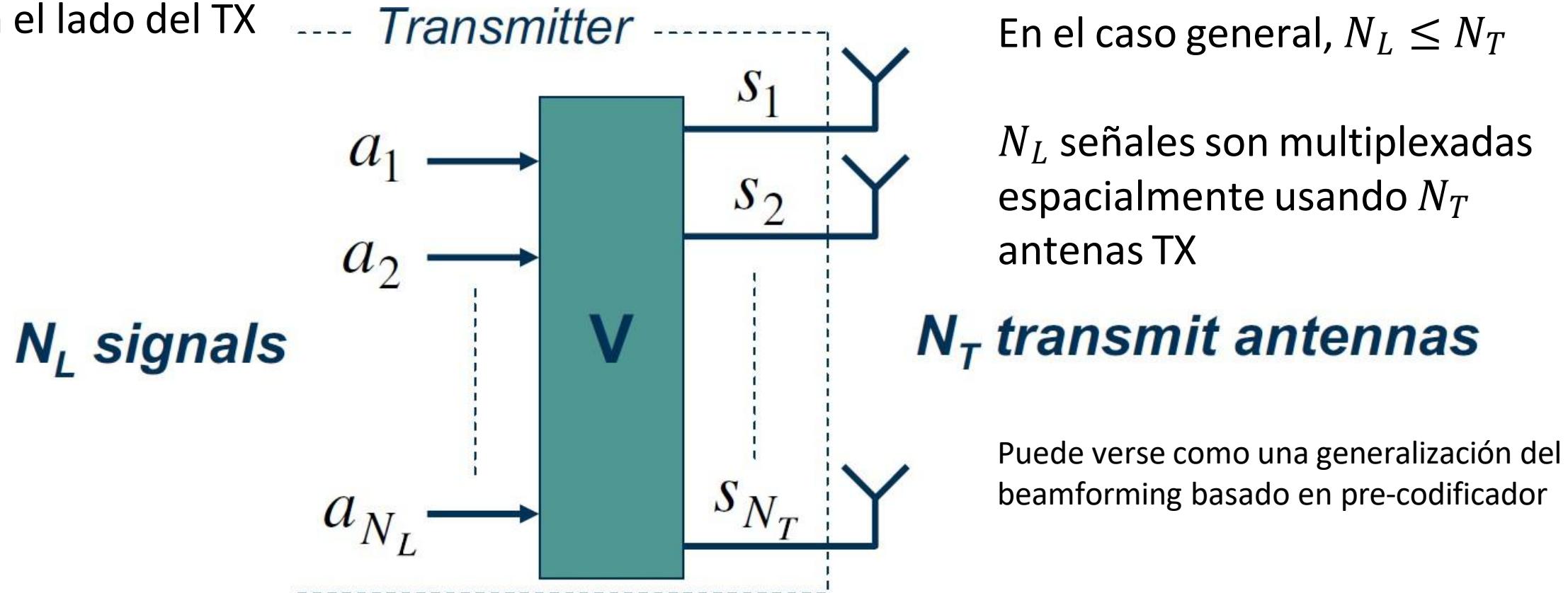
Principios Básicos

- En muchos casos, el **orden de la multiplexación espacial**, # de señales espacialmente multiplexadas, será $< N_L$
 - Muy malas condiciones de canal → baja SNR
 - No hay ganancia de multiplexación espacial
 - Las múltiples antenas deberían usarse para proporcionar diversidad
 - En el caso más general, el orden de multiplexación debe determinarse en base a las propiedades del tamaño de la matriz del canal $N_T \times N_R$
 - Antenas adicionales deben usarse para beamforming
 - Esta combinación es alcanzada a través de una multiplexación espacial basada en pre-codificador

MIMO. Multiplexación Espacial..

Multiplexación Espacial Basada en Precodificador

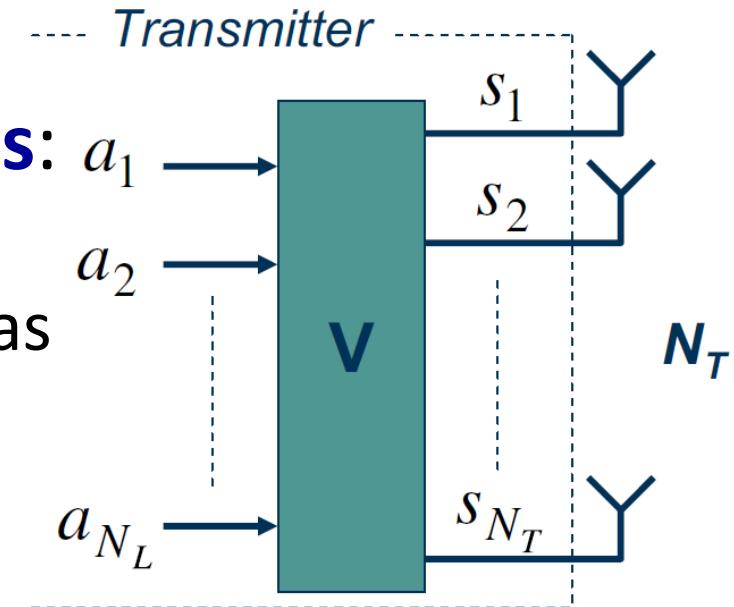
- Una **pre-codificación lineal** en el caso de multiplexación espacial implica
 - Procesamiento lineal por medio de una **matriz de pre-codificación** de tamaño $N_T \times N_L$
 - En el lado del TX



MIMO. Multiplexación Espacial.

Multiplexación Espacial Basada en Precodificador

- La **pre-codificación** puede servir para **2 propósitos**:
 - Con $N_L = N_T$ sirve para **ortogonalizar** las TXs paralelas
 - Aislamiento mejorado de la señal en el lado RX
 - Con $N_L < N_T$ la pre-codificación también provee el **mapeo** de las N_L señales multiplexadas a las N_T antenas
 - Incluyendo la combinación de multiplexación espacial y beamforming



MIMO. Multiplexación Espacial.

Multiplexación Espacial Basada en Precodificador

- Confirmación de que la pre-codificación puede mejorar el aislamiento entre las señales multiplexadas
- Se puede expresar la matriz de canal H
- Como su descomposición de valor singular

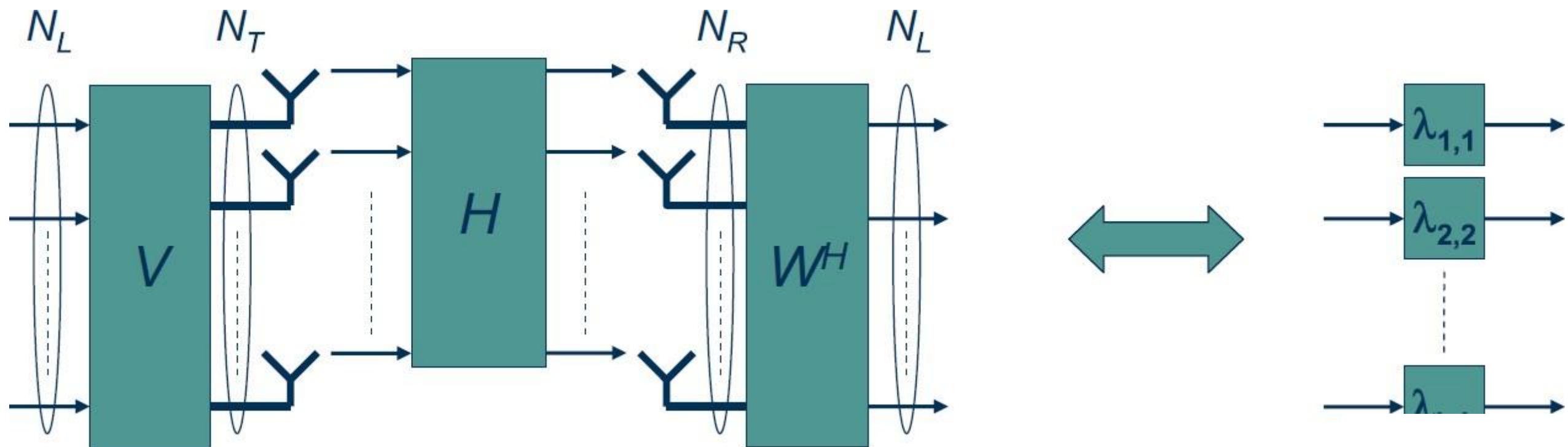
$$H = W \Sigma V^H$$

- Las columnas de V y W c/u forman un conjunto ortogonal
- Σ es una matriz diagonal $N_L \times N_L$
- N_L valores singulares fuertes de H como sus elementos de la diagonal

MIMO. Multiplexación Espacial..

Multiplexación Espacial Basada en Precodificador

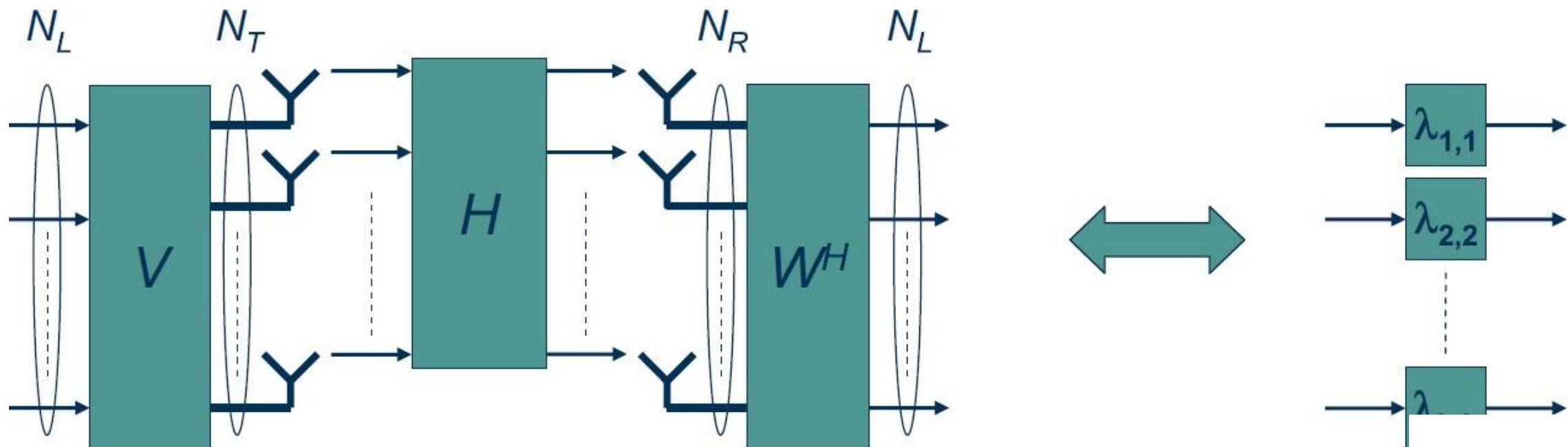
- Aplicando la matriz V como matriz de pre-codificación en el lado TX
- Y la matriz W^H en el lado RX
- Se llega a una matriz de canal equivalente $H' = \Sigma$



MIMO. Multiplexación Espacial..

Multiplexación Espacial Basada en Precodificador

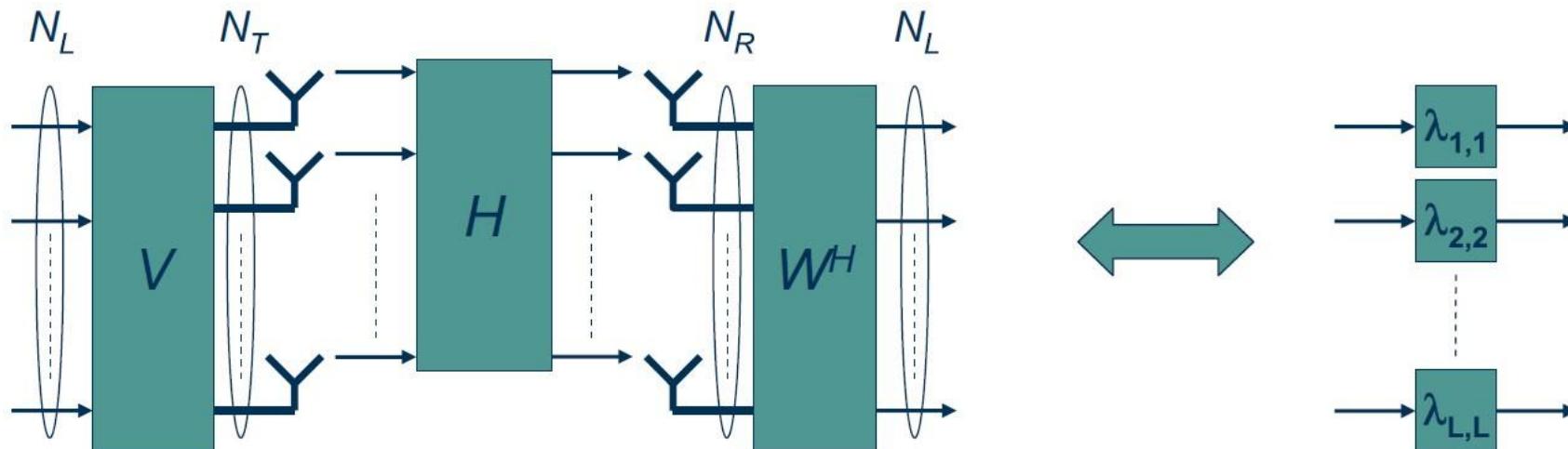
- Como H' es una matriz diagonal
- No hay interferencia entre las señales multiplexadas en el RX
- Al mismo tiempo, como tanto V y W tienen columnas ortogonales, la potencia de TX como el nivel de ruido del demodulador se mantienen sin cambio



MIMO. Multiplexación Espacial.

Multiplexación Espacial Basada en Precodificador

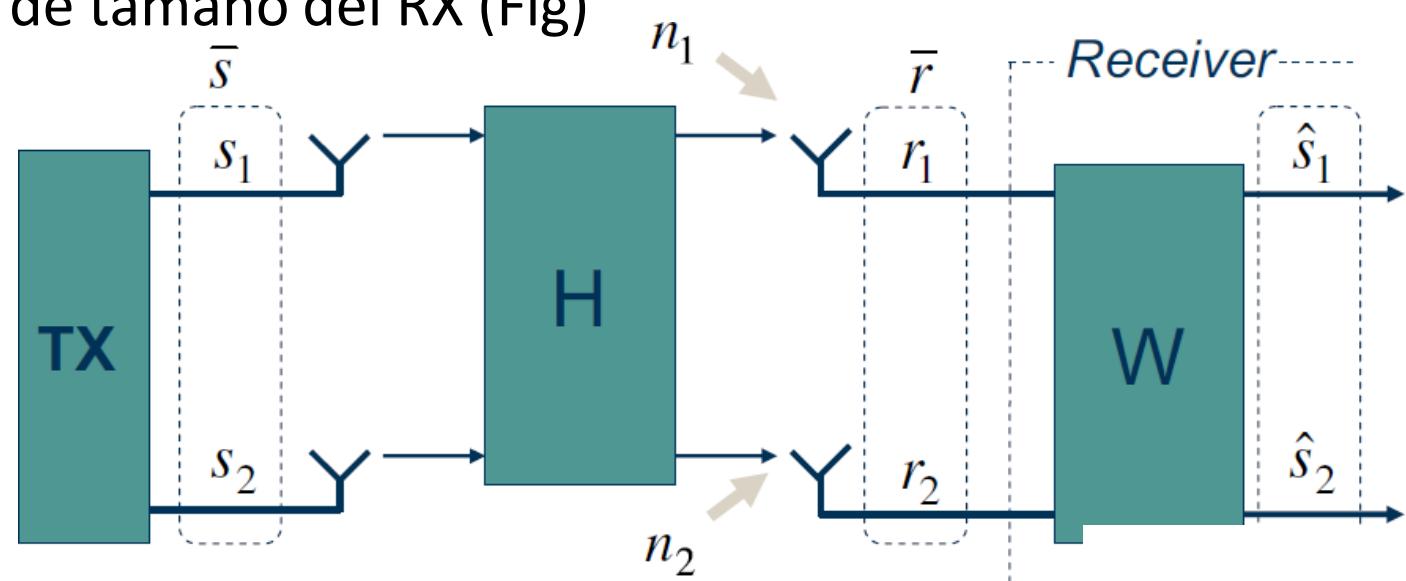
- En el caso de pre-codificación c/señal RX tendrá cierta **calidad**
- Dependiendo de los **eigenvalores de la matriz del canal** (Fig. derecha)
- Esto indica los beneficios potenciales de aplicar adaptación de enlace dinámica en el **dominio espacial**
- Selección adaptativa de tasas de codificación y/o esquemas de modulación para c/señal a ser TX



MIMO. Multiplexación Espacial.

Multiplexación Espacial Basada en Precodificador

- En la práctica
- La matriz de codificación nunca emparejará perfectamente la matriz del canal
- Siempre habrá cierta interferencia residual entre las señales multiplexadas
- Esta interferencia se puede atender por medio de
 - Un **procesamiento lineal adicional** de tamaño del RX (Fig)
 - Un **procesamiento no lineal**



MIMO. Multiplexación Espacial.

Multiplexación Espacial Basada en Precodificador

- Para determinar la matriz de pre-codificación V
- Se requiere conocimiento acerca de la matriz del canal H
- Un enfoque común
- El RX estima el canal y decide una matriz de adecuada pre-codificación de un conjunto de matrices disponible → libro de código
- El RX realimenta la información del pre-código seleccionado al TX

MIMO. Multiplexación Espacial.

Procesamiento no Lineal en el RX

- Alcanzar un rendimiento mejorado de la demodulación
- Con un procesamiento no lineal en el RX
- Un enfoque de **RX óptimo** para señales multiplexadas espacialmente
- Aplicar **detección Maximum-Likelihood ML**
- Pero en muchos casos, ML es muy complejo de utilizar
- Varias propuestas para reducir la complejidad
- Esquemas quasi-ML

MIMO. Multiplexación Espacial.

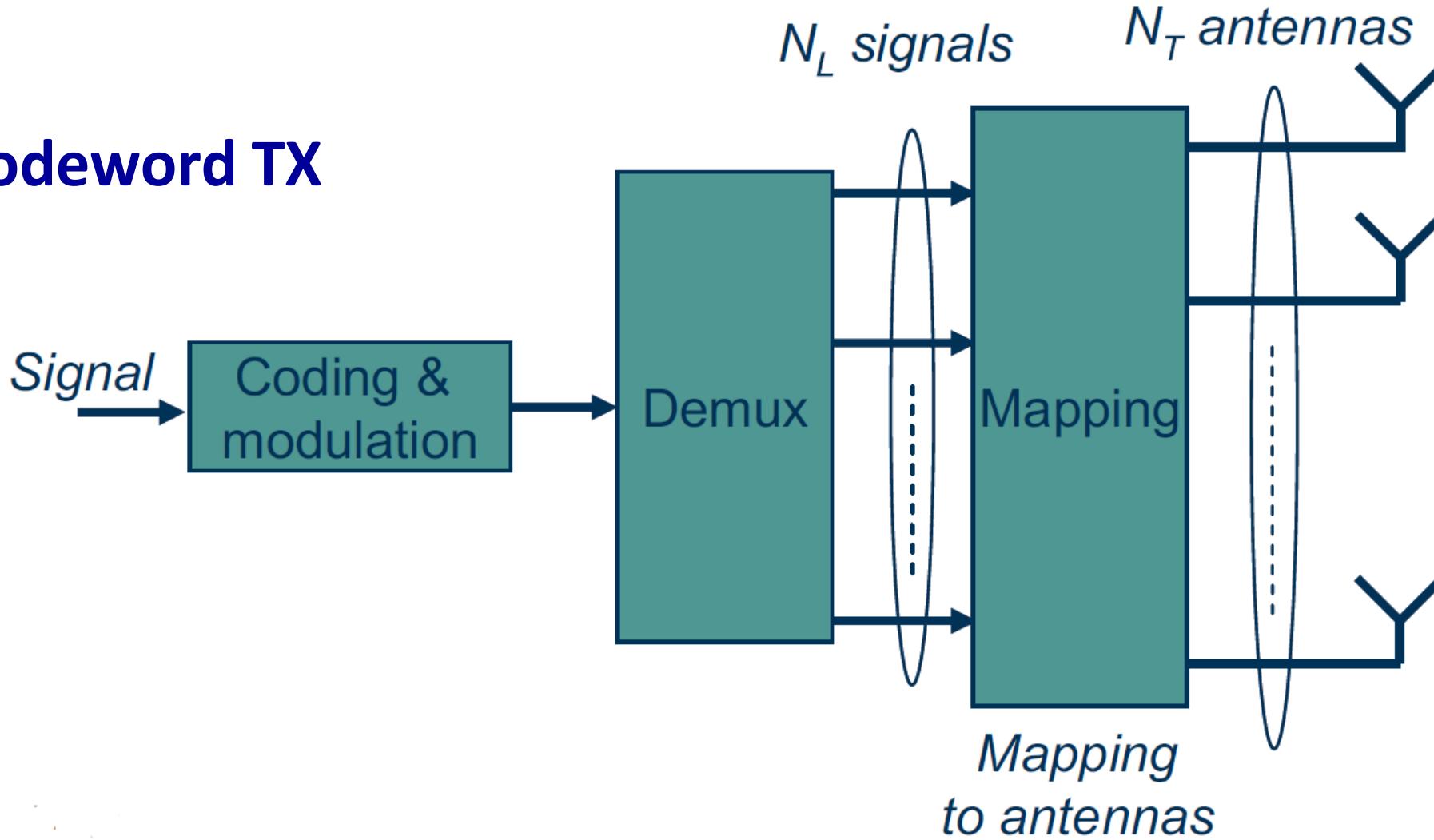
Procesamiento no Lineal en el RX

- Otro enfoque no lineal a la demodulación de señales multiplexadas
- Aplicar **SIC Successive Interference Cancellation**
- Basada en el supuesto de que las señales multiplexadas están **codificadas** separadamente antes de la multiplexación espacial
- También conocido como **TX Multi-Codeword**
- En contraste con **TX Single-Codeword** donde las señales multiplexadas son codificadas conjuntamente

MIMO. Multiplexación Espacial.

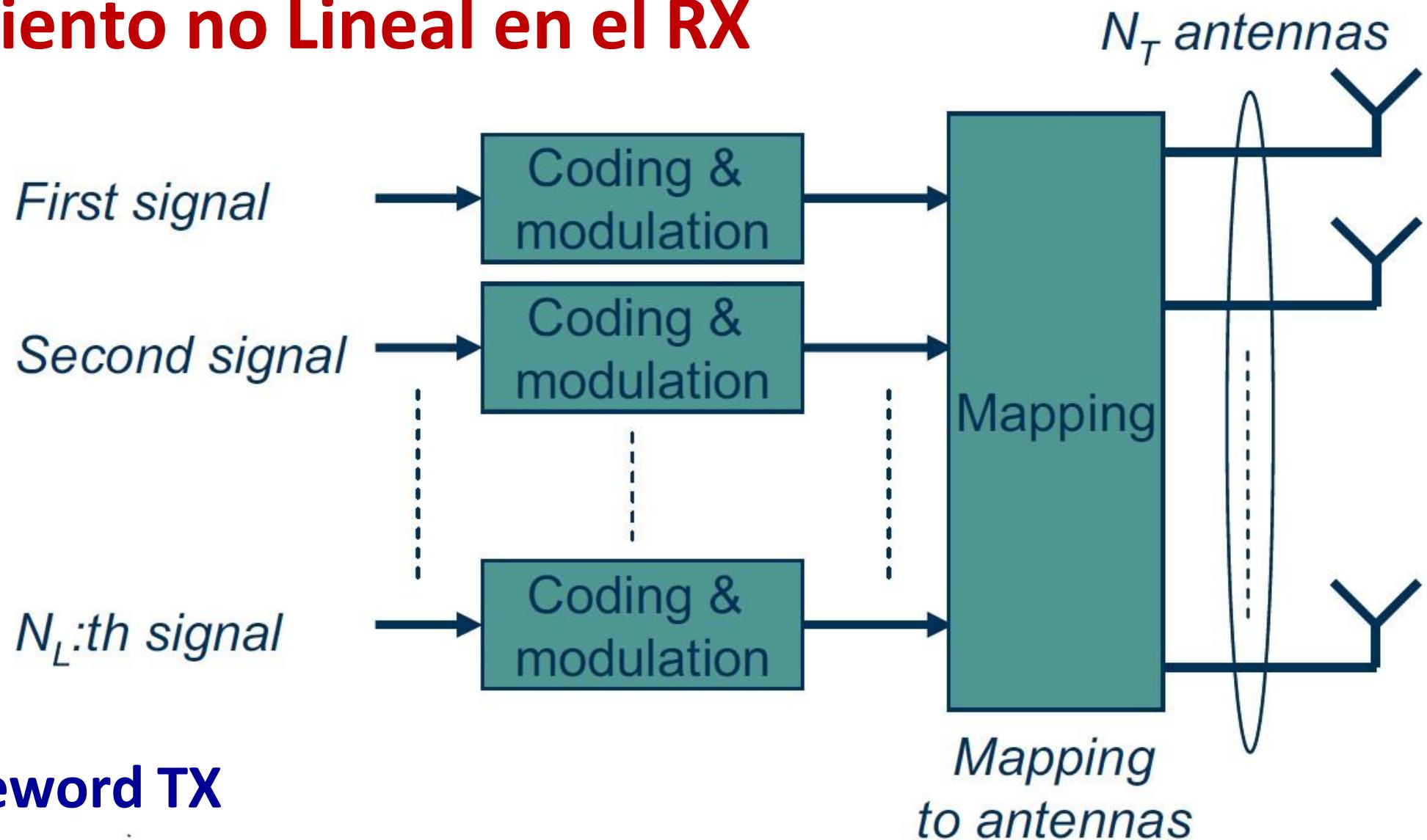
Procesamiento no Lineal en el RX

- Single-Codeword TX



MIMO. Multiplexación Espacial

Procesamiento no Lineal en el RX

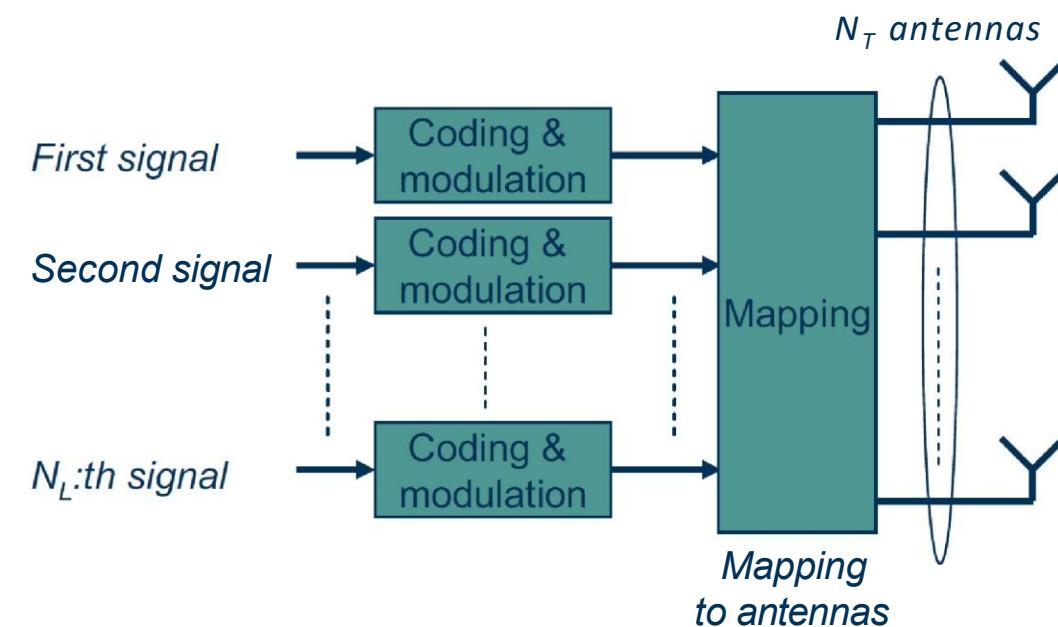


MIMO. Multiplexación Espacial.

Procesamiento no Lineal en el RX

- También en el caso de TX multi-codeword
- Los datos pueden originarse desde la misma fuente
- Pero entonces son demultiplexados en diferentes señales para estar multiplexadas espacialmente antes de la codificación de canal

Modulaci
Más robustos
los primeros



MIMO. Multiplexación Espacial.

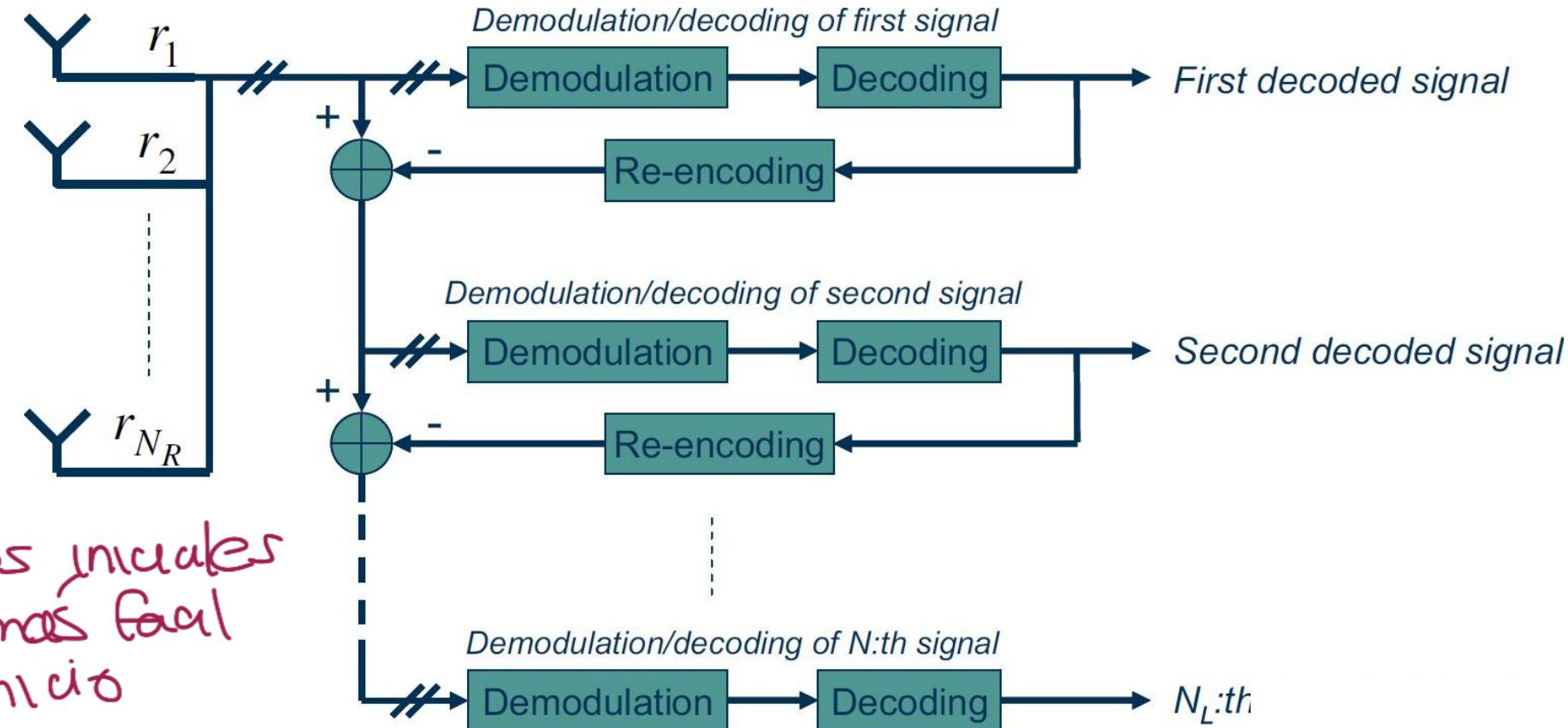
Procesamiento no Lineal en el RX

- En el caso de **cancelación de interferencia sucesiva**
- El RX primero demodula y decodifica una de las señales multiplexadas

- Si los datos son correctamente decodificados

- Son recodificados y restados de las señales RX

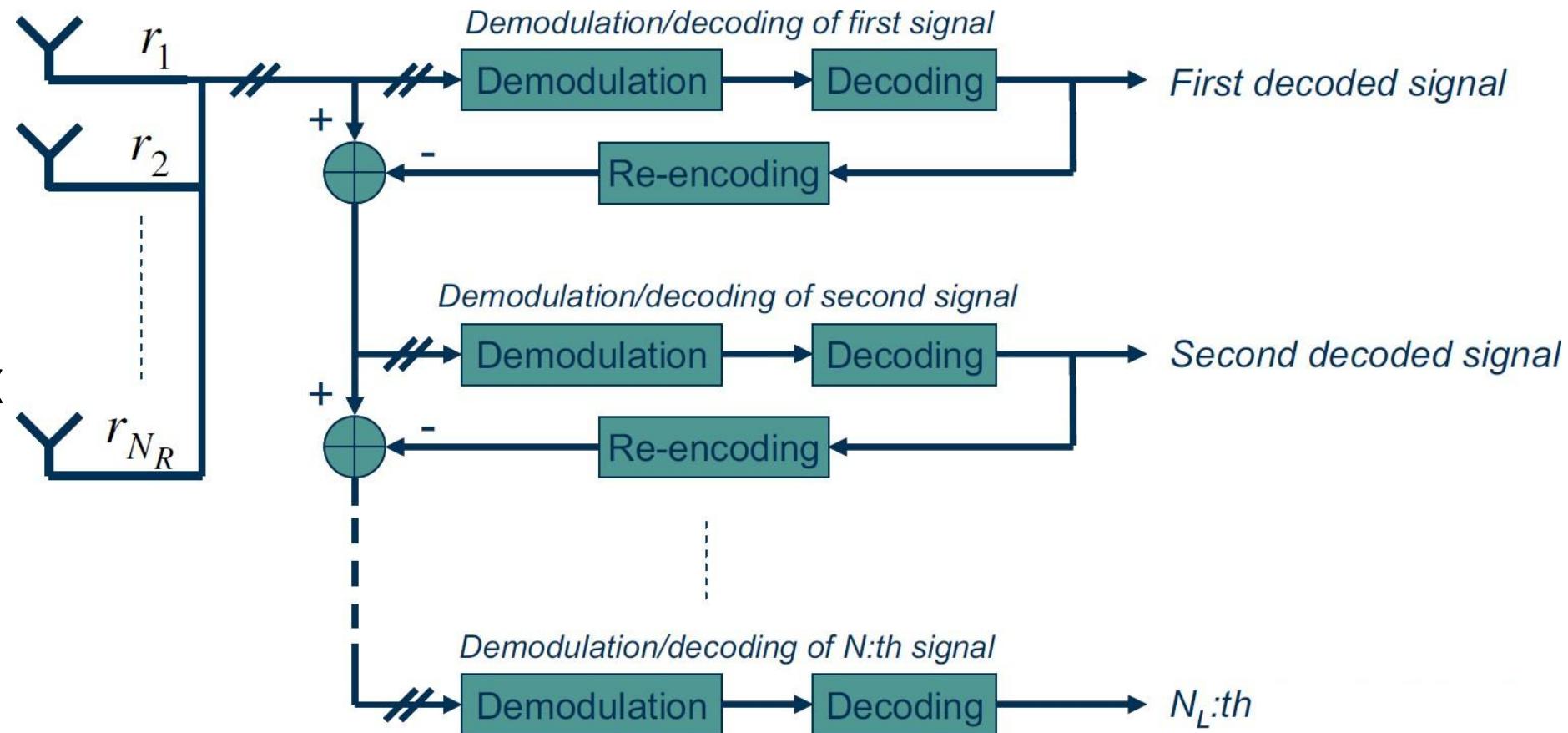
*Mas robustos los iniciales
hacen que sea mas facil
restar en el inicio*



MIMO. Multiplexación Espacial.

Procesamiento no Lineal en el RX

- Una 2da señal mux puede entonces ser idealmente demodulada y decodificada sin ninguna interferencia de la 1era señal
- Con una SIR mejorada
- Los datos decodificados de la 2da señal son luego recodificados y restados de la señal RX
- Antes de decodificar una 3ra señal
- El proceso iterativo continua



MIMO. Multiplexación Espacial.

Procesamiento no Lineal en el RX

- En el caso de Successive Interference Cancelation
- Las 1eras señales a ser decodificadas están sujetas a mayores niveles de interferencia
- En comparación con las últimas
- Debe haber una diferenciación en la robustez de las diferentes señales
- La 1era más robustas que las 2da y así sucesivamente
- Asumiendo **TX multi-codeword**
- Esto se puede lograr aplicando diferentes esquemas de modulación y tasas de codificación a las diferentes señales → **PARC Per-Antenna Rate Control**
 - Menores tasas de datos a las primeras señales

MIMO. Multiplexación Espacial.

- **Trabajo Autónomo**

- Implementación de un sistema MIMO – Multiplexación Espacial en Matlab

Esta opción

o

modo SIC
diapositiva 202

8x2 o 8x4

Beamf. + Div RX

- Evaluar tiempos de TX

MU o SU MIMO

- Flujos enviados en Paralelo
simultáneo

→ NO SECUENCIAL

MiMO LTE Resumen

LTE 4ansmission modes

Mode 1	Single-antenna transmission	Ji [^;}{tJi
Mode 2	Transmit diversity	\$• \$Q C.
Mode 3	Open-loop codebook-based precoding	Q{2QfC
Mode 4	Closed-loop codebook-based precoding	Qglfo lwY fian<<:\$>
Mode S	Multi-user MIMO version of transmission mode 4	M T1fb—HU
Mode 6	Single-layer special case of closed-loop codebook-based precoding	f\$t?nrt1 <:A3ñ\$n<zrk
Mode 7	Release 8 non-codebook-based precoding supporting only a single layer, based on beam forming	{/,qn JJJ § .esp
Mode 8	Release 9 non-codebook-based precoding supporting up to two layers	Beam + multiplex. esp
Mode 9	Release 10 non-codebook-based precoding'Jup; lJring up to eight layers	

MIMO

Tecnologías Habilitantes

2.4. CODIFICACIÓN DE CANAL

Codificación de Canal

REFERENCIAS

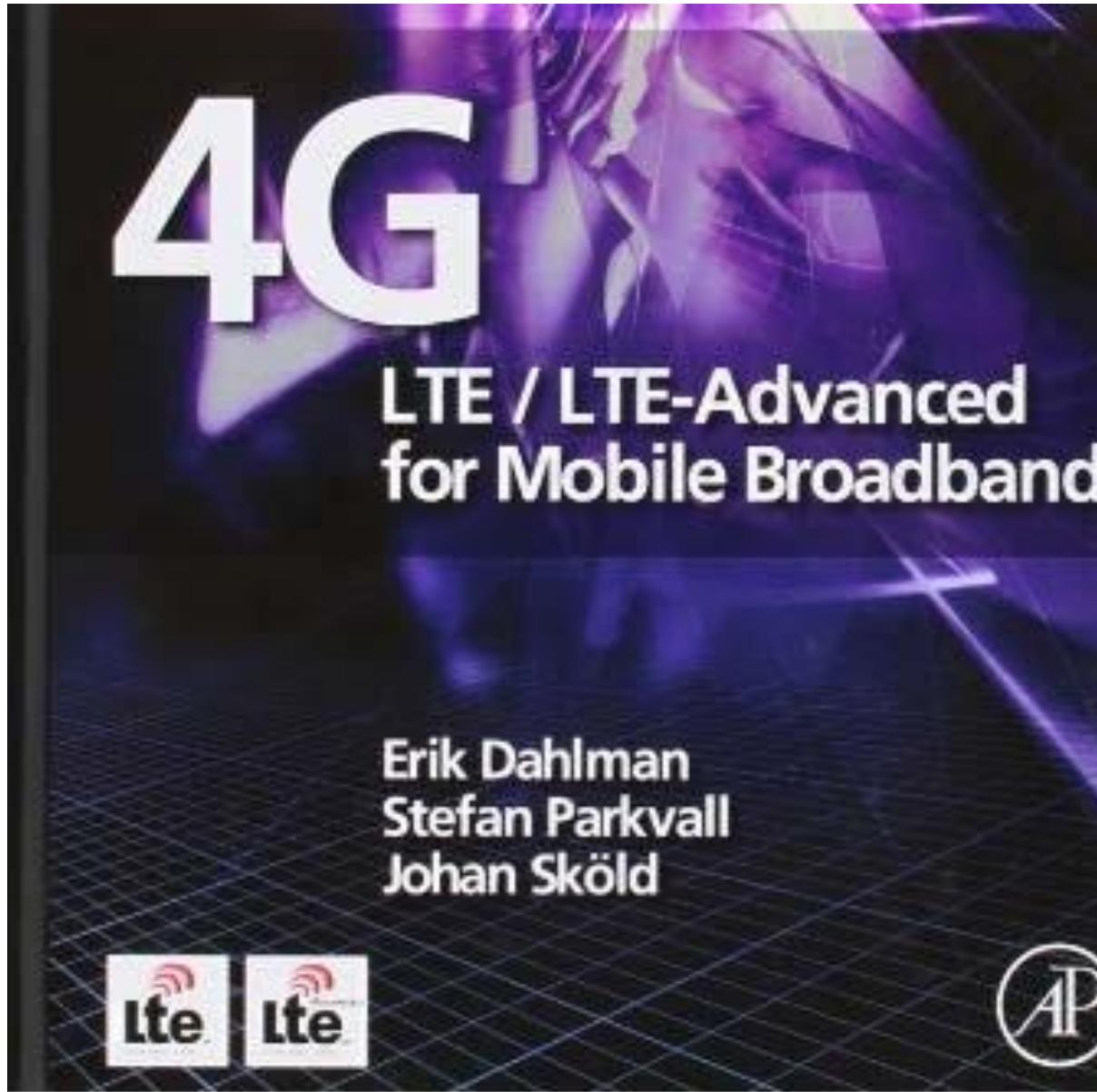
Referencias

- [Principal] Dahlman E., Parkvall S., Skold J., “4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband” 2nd Edition, Academic Press, 2014.
- [Básica] Zarrinkoub H. “Understanding LTE with MATLAB”, Wiley 2014.

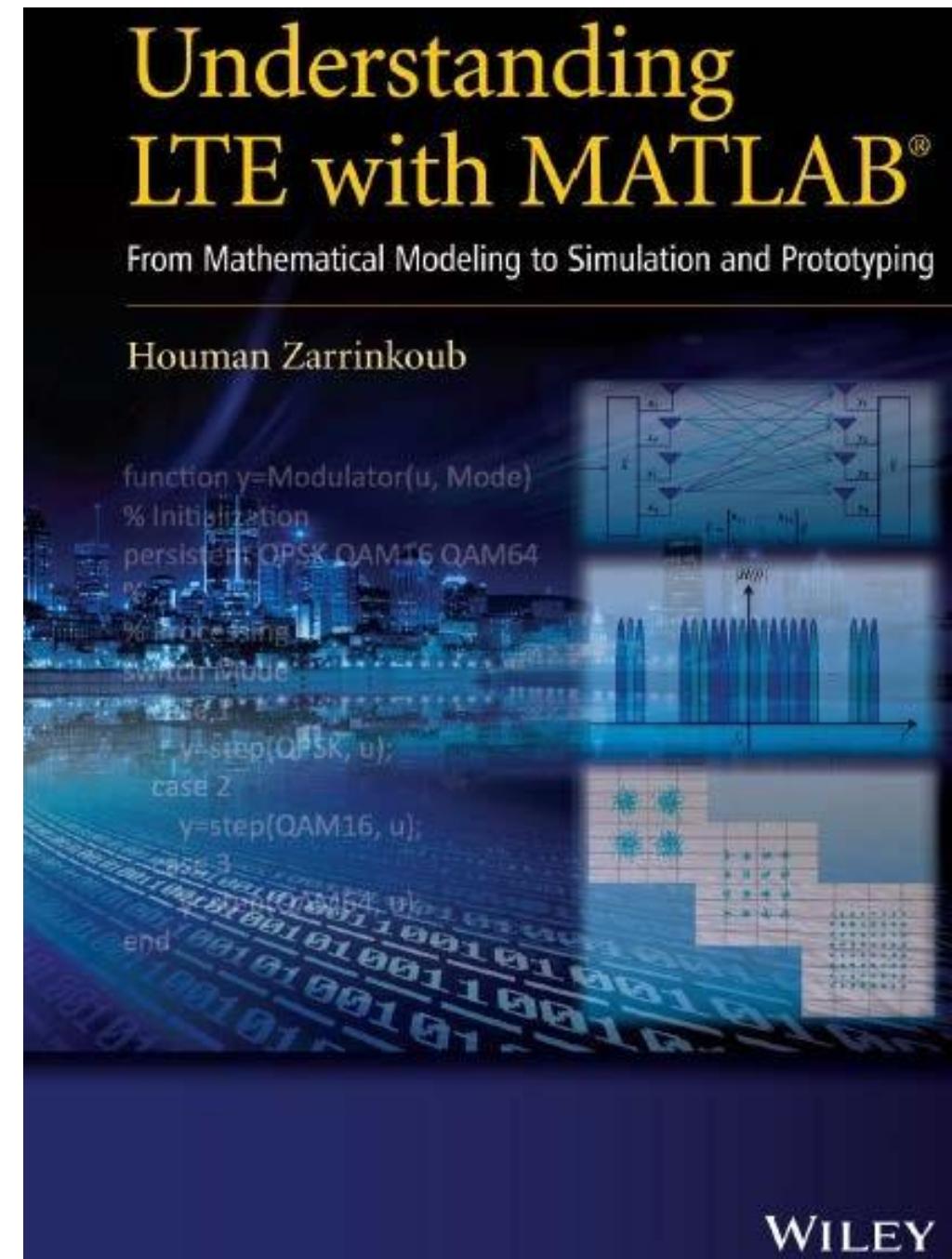
Otras Referencias

- [2] Sauter M. “From GSM to LTE-Advanced An Introduction to Mobile Networks and Mobile Broadband”, 2nd Edition, 2014.
- [3] Penttinen Jyrki, “The Telecommunications Handbook, Engineering Guidelines for Fixed, Mobile and Satellite Systems”, Wiley, 2015.

Referencias



Referencias

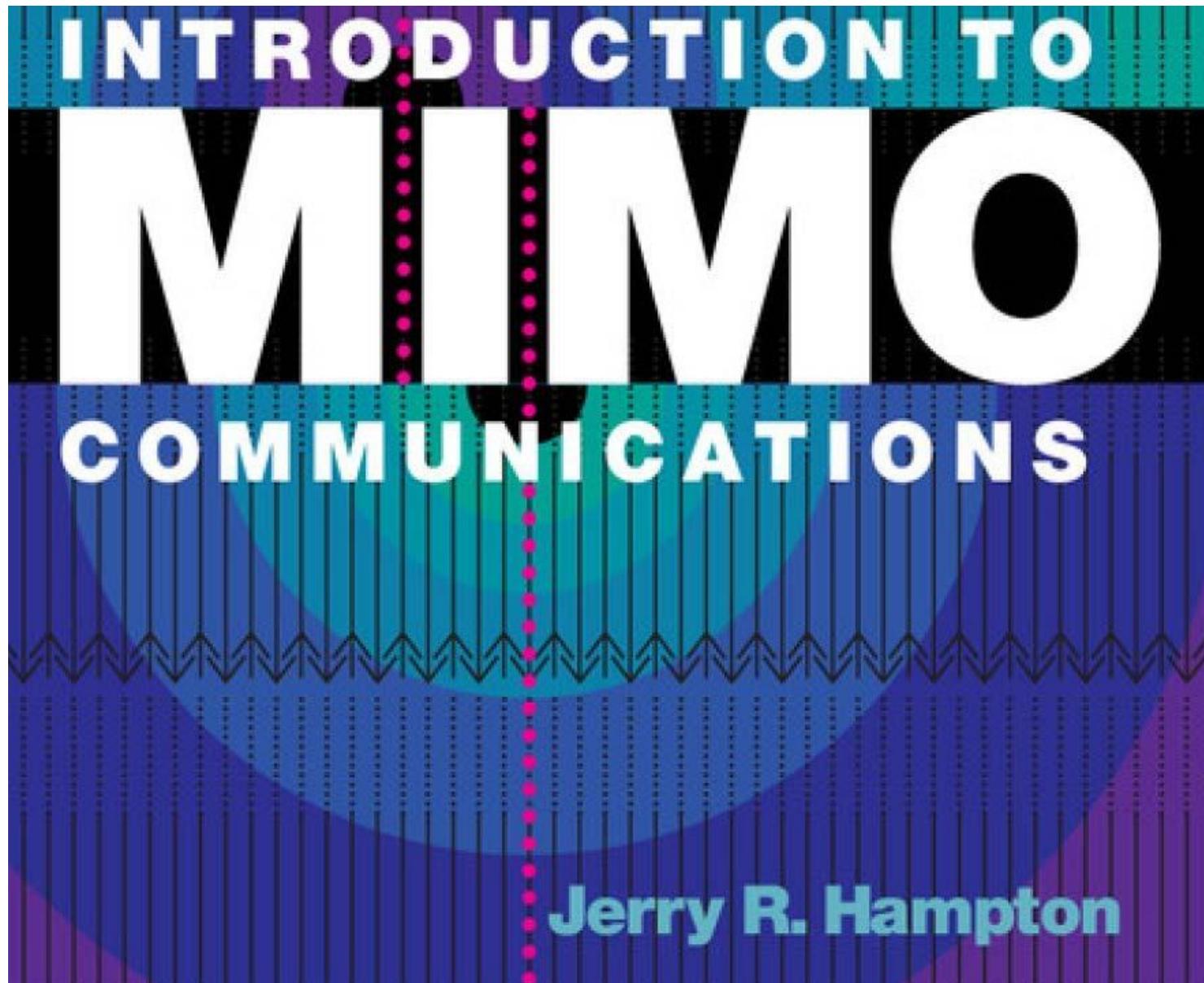


WILEY

Referencias



Referencias



Referencias