

# Codificación de canal e interleaving en OFDM

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



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

# Introducción

## ■ Teorema de Shannon ( Noisy Channel Coding)

En un canal con una capacidad  $C$  (bits/seg) se podrá transmitir información con una tasa de error de bit arbitrariamente baja utilizando “códigos apropiados” si la tasa de transmisión es inferior a  $C$ .

¿Códigos apropiados?

Shannon demostró que existen códigos infinitamente largos que permiten alcanzar la capacidad de canal.

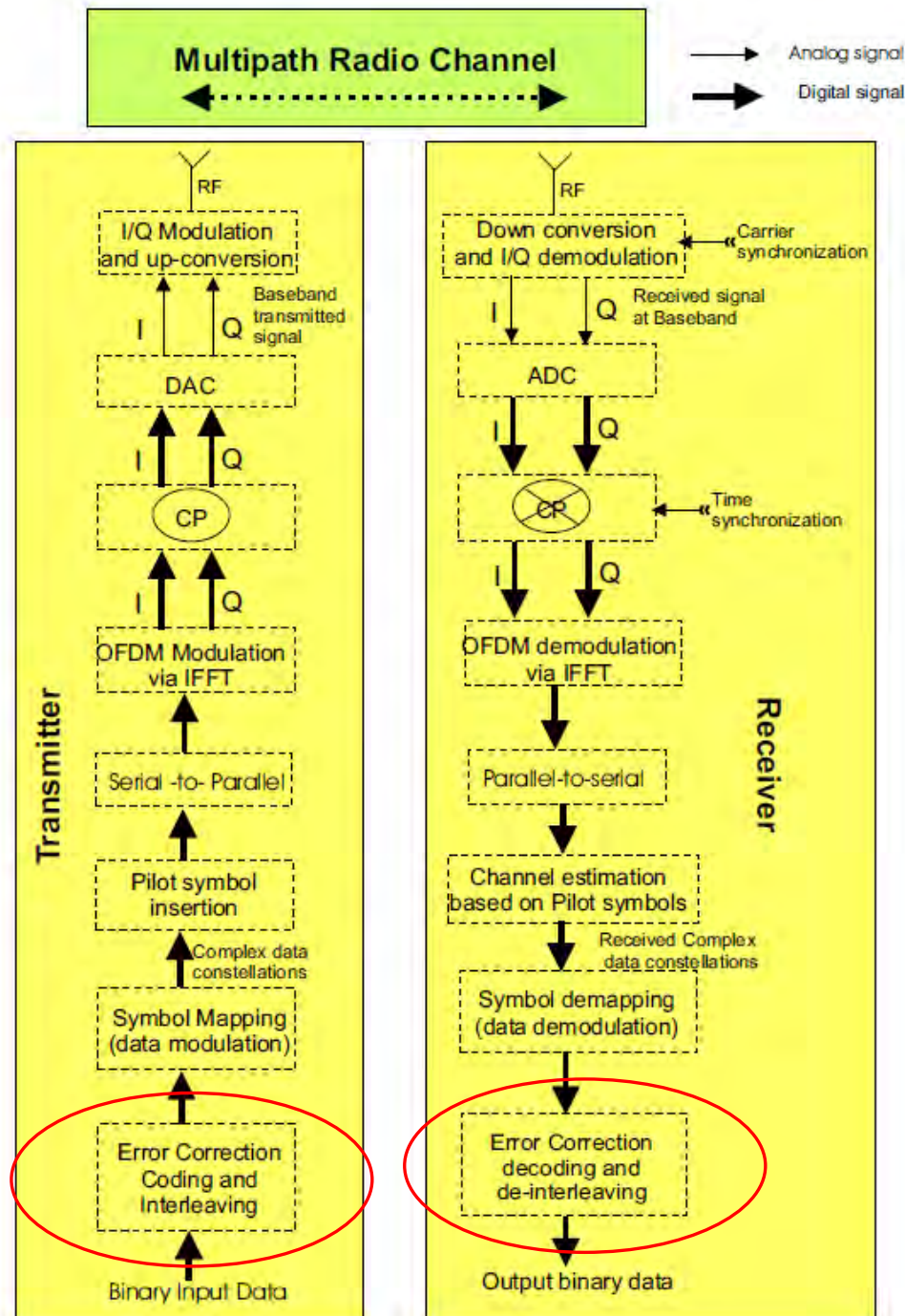
Estos códigos SON IRREALIZABLES en la práctica.

# Códigos

- En los sistemas actuales se utilizan:
  - Códigos en bloques
  - Códigos convolucionales
  - Códigos Trellis
  - Turbo coding
  - LDPC
- En combinación con la codificación de canal:
  - Interleaving

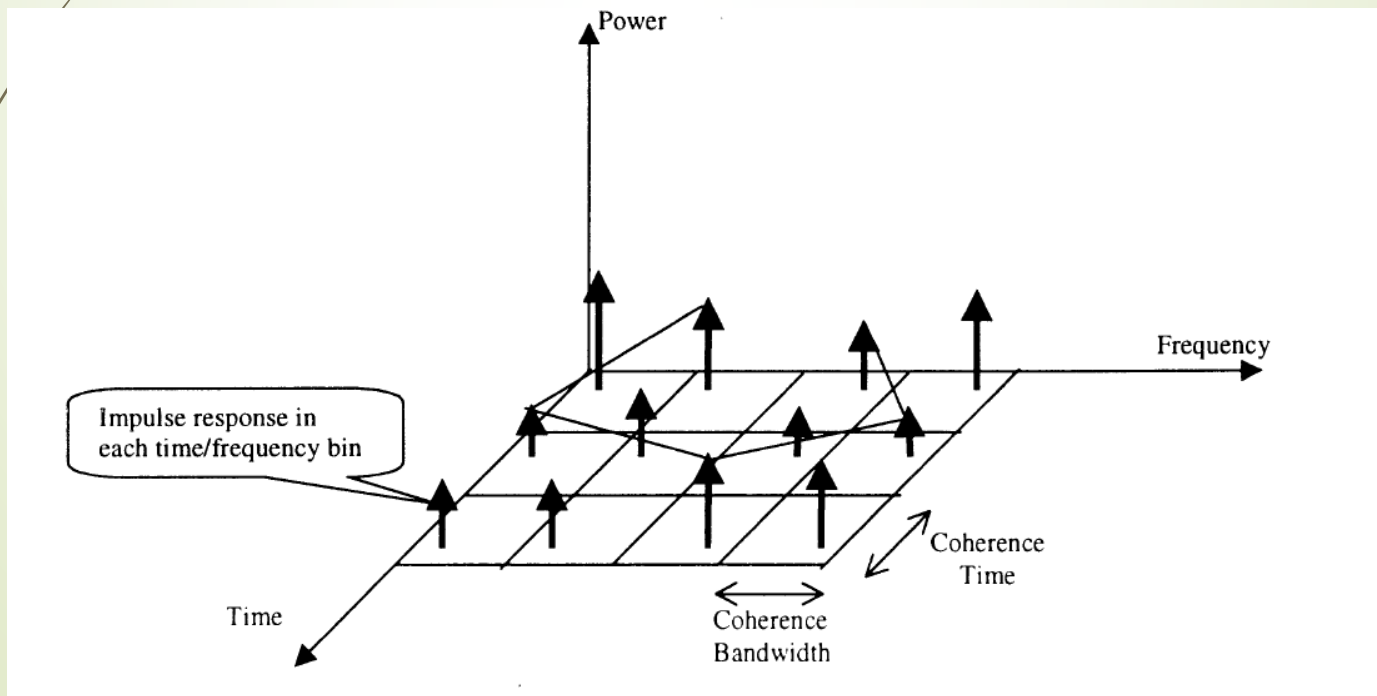
# OFDM

La codificación es clave para lograr sistemas robustos al ruido, a interferencias, a imperfecciones de RF, etc



# Codificación en OFDM

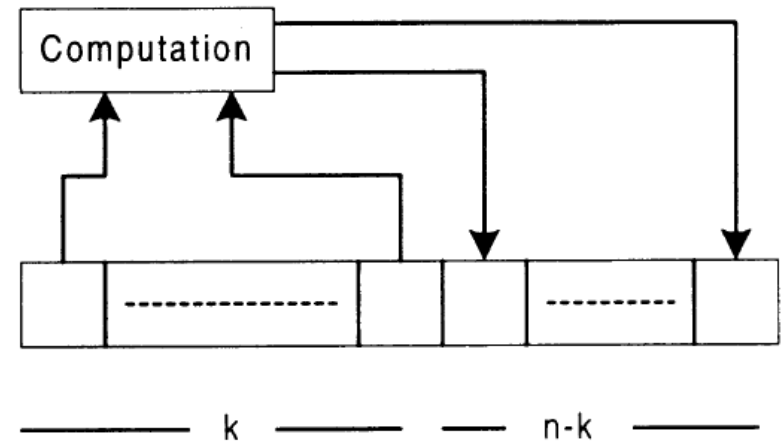
- En OFDM se puede utilizar codificación en ambas dimensiones.
  - frecuencia y tiempo → obteniéndose inmunidad a canales selectivos en frecuencia y en tiempo.



# Codificación en bloques

Un bloque de datos de entrada de  $k$  bits es mapeado en un bloque de salida de  $n$  bits ( $n > k$ ).

$n-k$  bits de paridad son calculados siguiendo un predeterminado procedimiento algebraico.



$n/k \rightarrow$  incremento del ancho de banda

Codigo resultante



# Codificación en bloques

- El código de salida es elegido de forma tal que la mínima distancia de Hamming es maximizada.
- El código en bloques se caracteriza por:  
 $(n, k, d)$
- **Distancia de Hamming**: Número de bits en que difieren dos palabras de código

$$d_H(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \sum_n |x_n - y_n|$$

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N] \quad \mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]$$
$$x, y \in [0, 1]$$

**Distancia Euclediana**: es la distancia geométrica entre dos vectores

$$\mathbf{x} \text{ e } \mathbf{y} : d_E^2(x, y) = \sum_n |x_n - y_n|^2$$

# Codificación en bloques

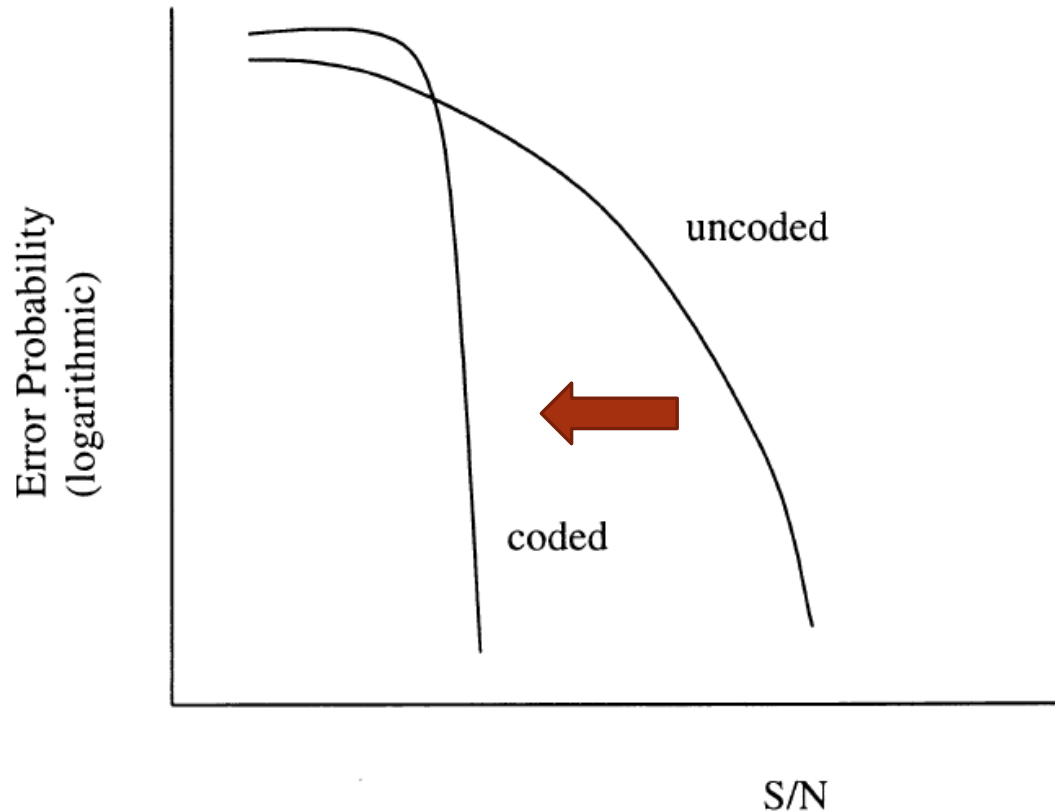
- En el receptor, el bloque de  $n$  bits es recuperado.
- El decoder encuentra las palabras de código con distancia de Hamming mas cercana al bloque recibido.
- Si  $d=2t+1 \rightarrow$  hasta  $t$  errores dentro del bloque pueden ser corregidos



# Codificación en bloques

## ➡ Desempeño

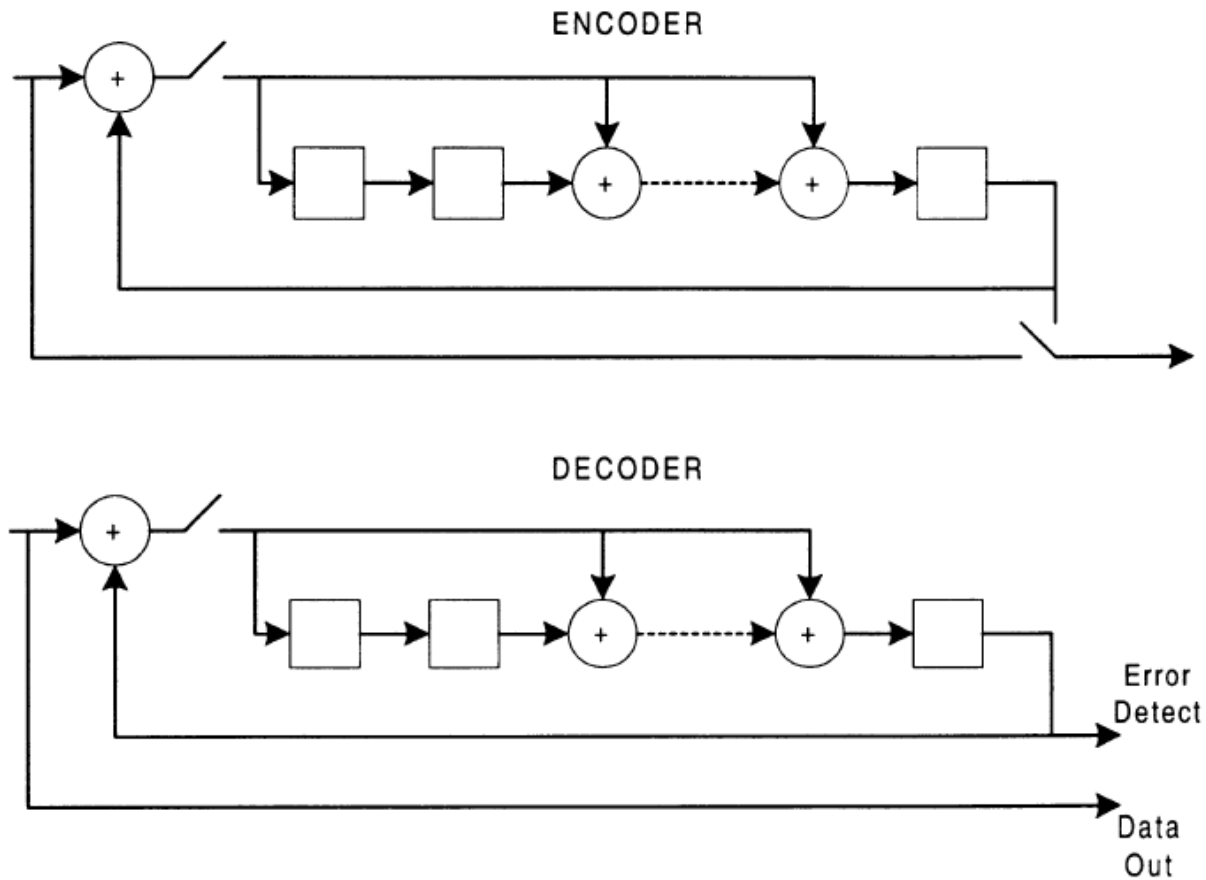
Si aumentamos la longitud del bloque, nos acercamos al sistema ideal



# Codificación en bloques - CRC

- Un código en bloques muy sencillo es el CRC (cyclic redundancy check).
- Un número fijo de bits son agregados a un bloque.
- Si el receptor detecta un error, solicita una re-transmisión de la trama.
- El proceso de codificación emplea un registro de desplazamiento cuyo patrón de conexión es definido por un polinomio.
- Idem en el decoder.

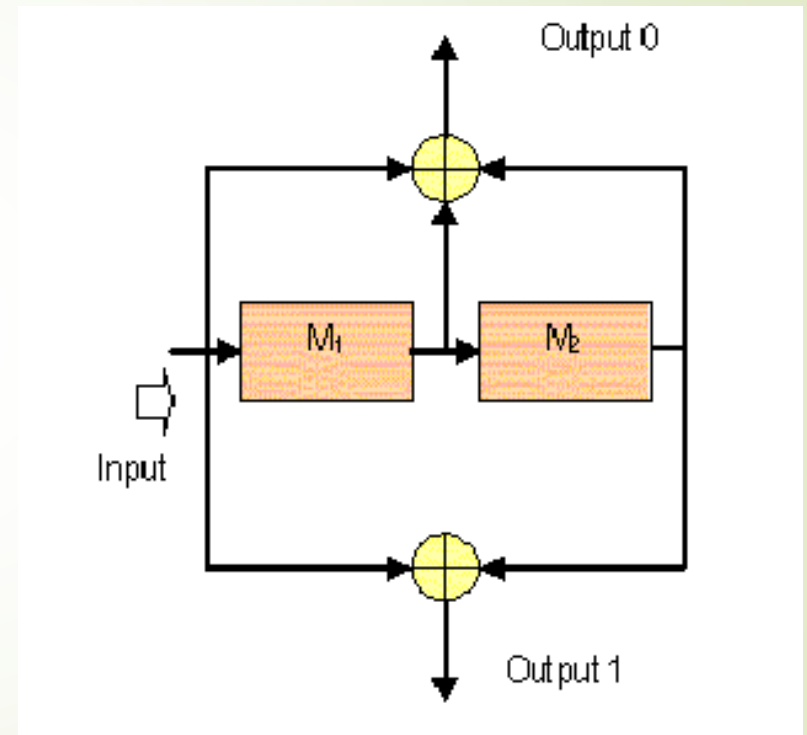
# CRC



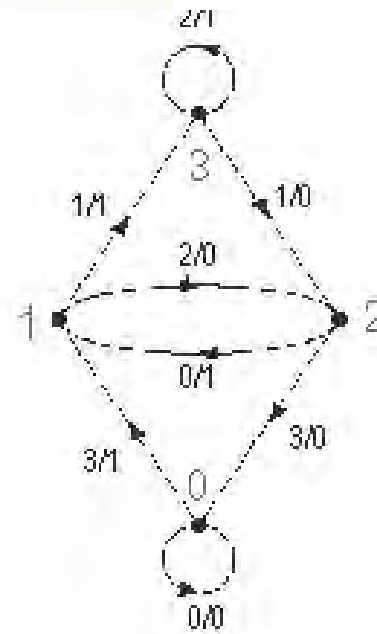
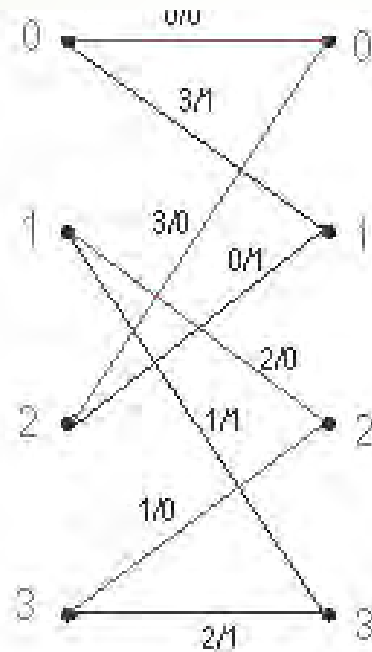
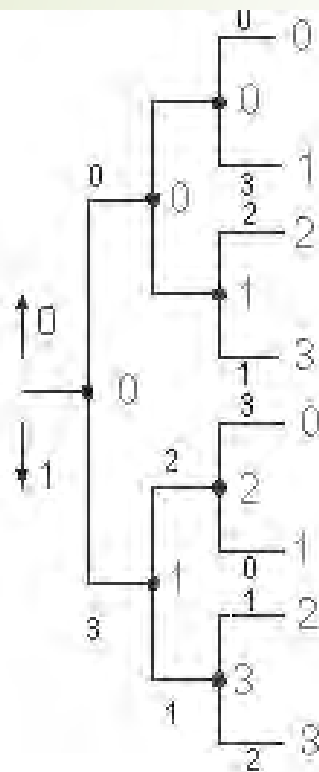
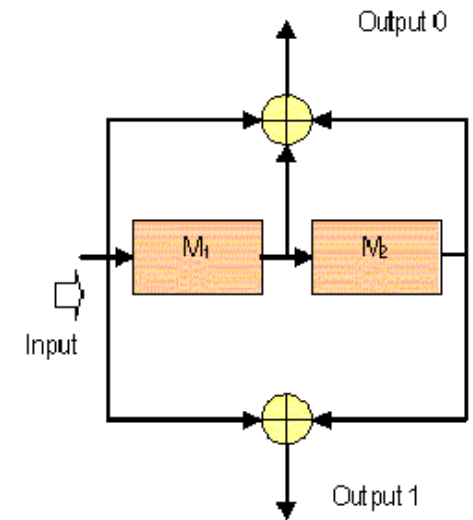
# Codigos Convolucionales

## ► Características

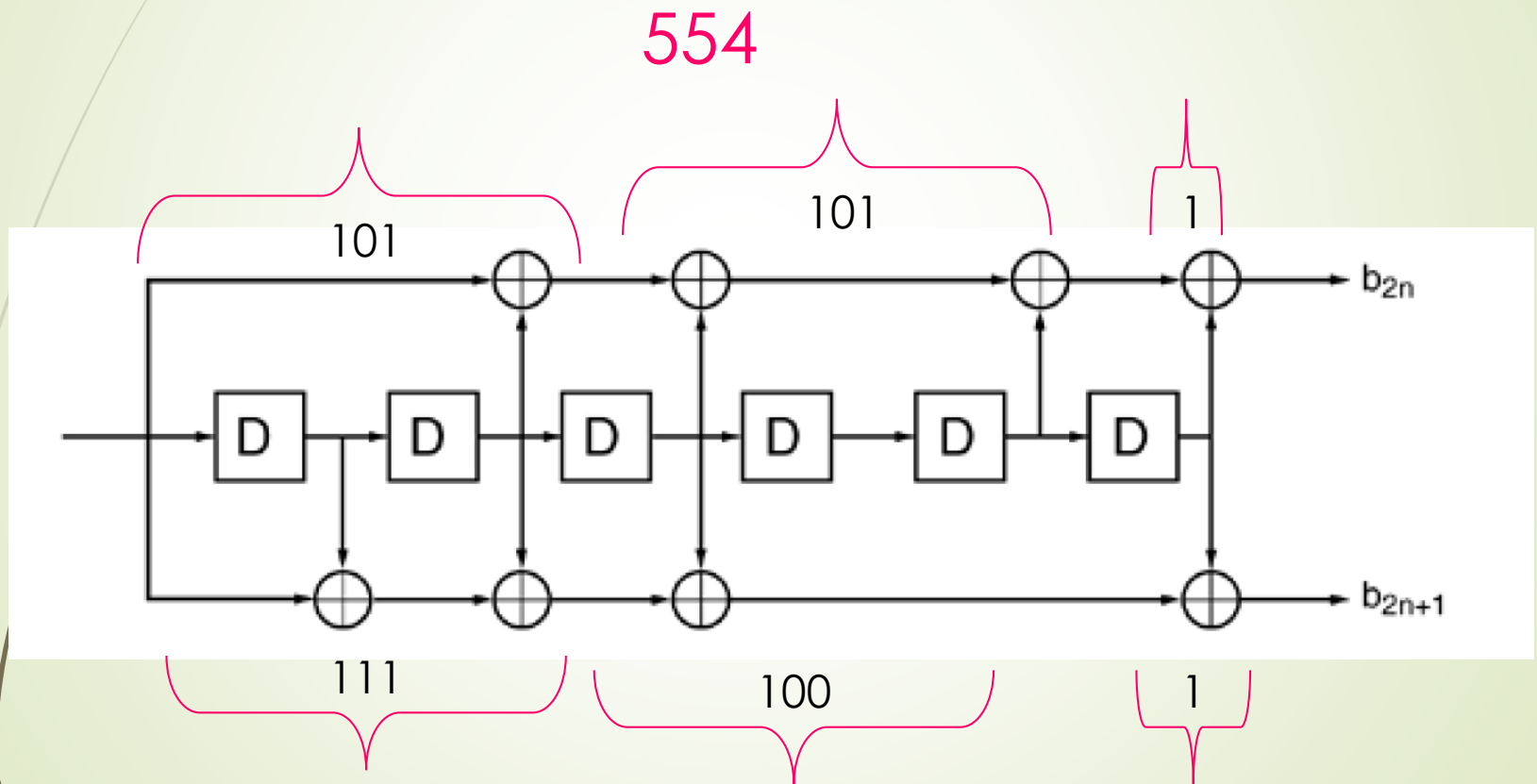
- La salida es función de los bits actuales y de los bits previos → memoria.
- Parametros
  - $n$  – número de bits de salida.
  - $K$  - número de bits de entrada.
  - $M$ - número de registros de memoria.
  - $k / n$  code rate.
  - Constraint Length  $L = k(m-1)$



# Codigos Convolucionales



# CODIGOS CONVOLUCIONALES



744



# CODIGOS CONVOLUCIONALES

## ► Free distance

- La distancia libre mínima determina el desempeño del código convolucional.
- La distancia mínima es la mínima distancia de Hamming entre todos los pares de palabras de código.

## ► Coding Gain

- Reducción del SNR requerido para obtener un determinado BER en un canal AWGN.

$$C_{gain} = 10\log_{10}(CR.d_{free})$$

# Codigos convolucionales en WiFi

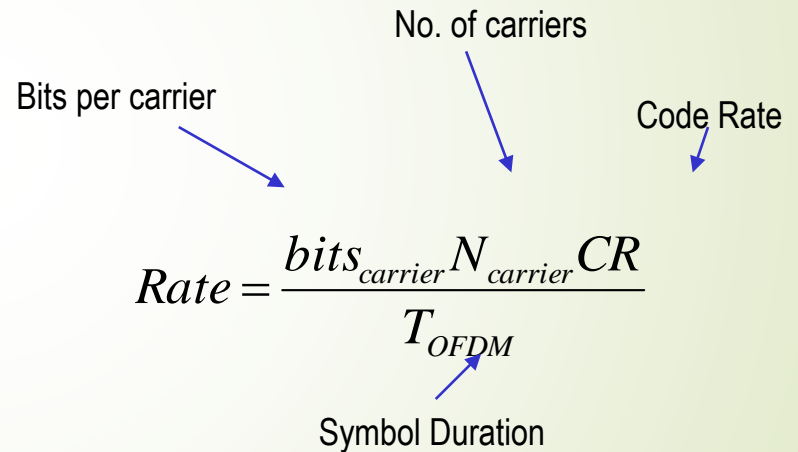
## ➤ IEEE802.11a

- $M=6$  ,  $g_1=133_8$   $g_2=177_8$
- Code rate = 1/2
- Modulation : BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
- Example
  - Data Rate = 12 Mbps
    - BPSK, no coding
    - QPSK , coding  $\frac{1}{2}$  code rate.
- IEEE 802.11a
  - Data Rate = 6 , 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps

Bits per carrier      No. of carriers      Code Rate

$$Rate = \frac{bits_{carrier} N_{carrier} CR}{T_{OFDM}}$$

Symbol Duration



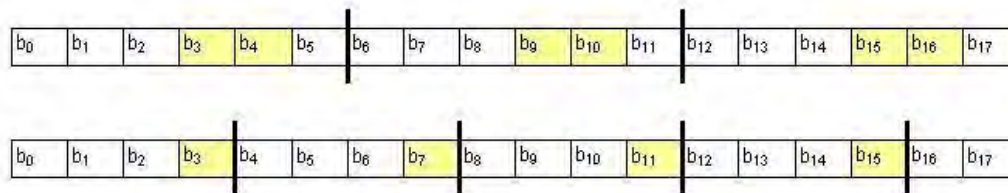
# Velocidad de transferencia

WIFI IEEE802.11g

Data rate (Mbps)	Modulation scheme	Coding rate	Coded bits per subcarrier	Code bits per OFDM symbol	Data bits per OFDM symbol
6	BPSK	$\frac{1}{2}$	1	48	24
9	BPSK	$\frac{3}{4}$	1	48	36
12	QPSK	$\frac{1}{2}$	2	96	48
18	QPSK	$\frac{3}{4}$	2	96	72
24	16-QAM	$\frac{1}{2}$	4	192	96
36	16-QAM	$\frac{3}{4}$	4	192	144
48	64-QAM	$\frac{2}{3}$	6	288	192
54	64-QAM	$\frac{3}{4}$	6	288	216

# Puncturing Codes

- ¿Como obtener diferentes tasas de transmisión?
  - Tamaño de constelación.
  - Código convolucional.
  - Puncturing encoders
    - Algunos de los bits de salida **no** son transmitidos
    - The bit selection rule is changed to generate different rates of codes



$$CR = \frac{1}{CR_{or} \cdot PR}$$

Puncturing Rate = 2/3

Code rate = 3/4

Puncturing Rate = 3/4

Code rate = 2/3

# Puncturing Codes

Code rates	Punctured Free Distance	Punctured Coding Gain	Optimum Free Distance	Optimum Coding Gain
$\frac{1}{2}$	-	-	10	10.0 dB
$\frac{2}{3}$	6	6.0 dB	7	6.7 dB
$\frac{3}{4}$	5	5.7	6	6.5

# Puncturing Codes – Recuperación bits

Original Encoder data

$B_{1,1}$	$B_{1,1}$	$B_{3,1}$	-- -- --	$B_{L,1}$
$B_{1,2}$	$B_{2,2}$	$B_{3,2}$	-- -- --	$B_{L,2}$



1	X	1	-- -- --	1
1	1	X	-- -- --	X



$E_{1,1}$	X	$E_{3,1}$	-- -- --	$E_{L,1}$
$E_{1,2}$	$E_{2,2}$	X	-- -- --	X

$$y = (B_{1,1}B_{1,2}, XB_{2,2}, B_{3,1}X, \dots, B_{L,1}X)$$

Received Punctured Data

$$r = (B_{1,1}B_{1,2}, 0B_{2,2}, B_{3,1}0, \dots, B_{L,1}0)$$

$B_{1,1}$	X	$B_{3,1}$	-- -- --	$B_{L,1}$
$B_{1,2}$	$B_{2,1}$	X	-- -- --	X



1	0	1	-- -- --	1
1	1	0	-- -- --	0



$B_{1,1}$	0	$B_{3,1}$	-- -- --	$B_{L,1}$
$B_{1,2}$	$B_{2,2}$	0	-- -- --	0

→ To Decoder

L- Length of the information stream

1- Transmitting bits  
0-Erasure bits



# Parámetros de Wifi

**Table 1.4. Key Parameters of the OFDM Standards**

<b>Data Rate</b>	<b>6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps</b>
Modulation	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Coding Rates	1/2, 9/16, 2/3, 3/4
Number of Subcarriers	52
Number of Pilot Tones	4
OFDM Symbol Duration	4 $\mu$ sec
Guard interval	800 $\mu$ sec, 400 $\mu$ sec (optional)
Subcarrier Spacing	312.5 kHz
Signal Bandwidth	16.66 MHz
Channel Spacing	20 MHz

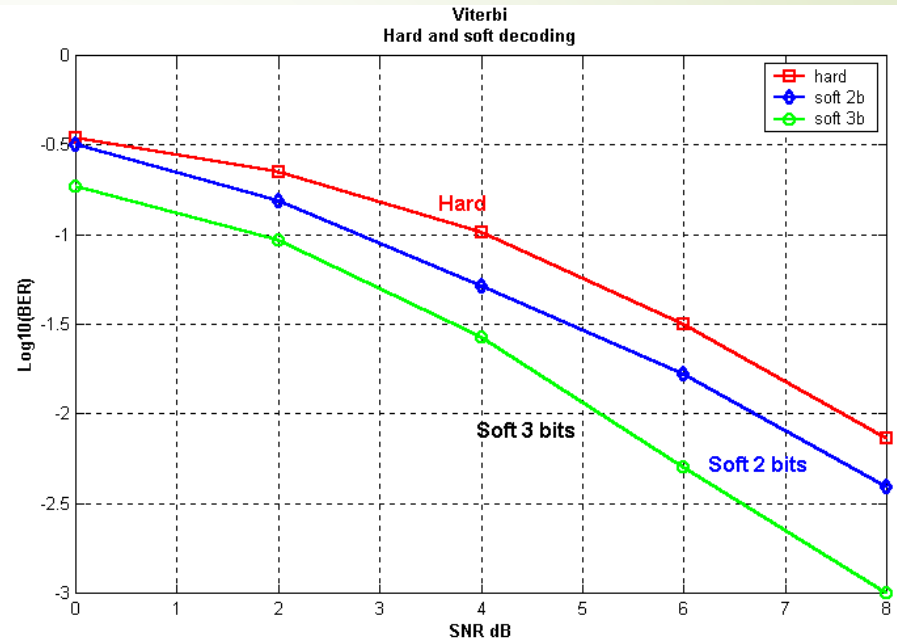
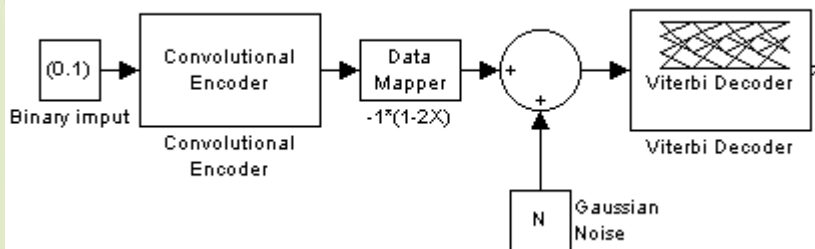
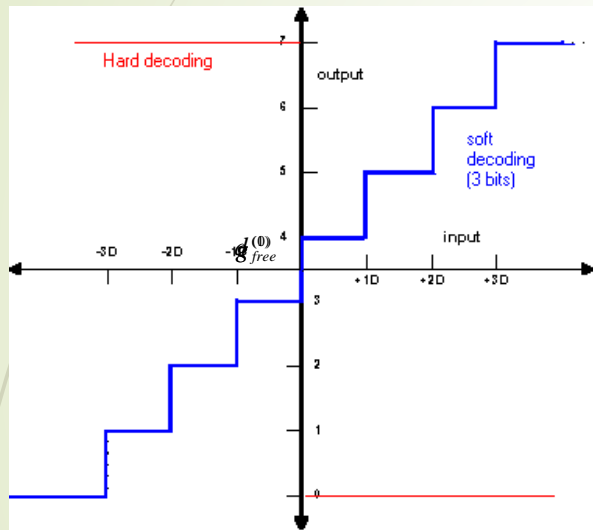
Data rate=(bits/símbolo)\*Número de subportadoras activas\* Coding rate/Ts

Ejemplo: BPSK, coding rate=1/2 Dr=1\*52\*1/2/4 $\mu$ s=6Mbps

# Decoding

- Viterbi decoding
  - Estimador de Maximum likelihood
  - Hard decoding
    - Los símbolos recibidos a la salida del demodulador son cuantizados en dos niveles, y enviados al decoder. La distancia de Hamming es calculada.
  - Soft decoding
    - Los símbolos recibidos a la salida del demodulador son cuantizados en mas de dos niveles (o valores no-cuantizados) y enviados al decoder. La distancia euclediana es calculada.

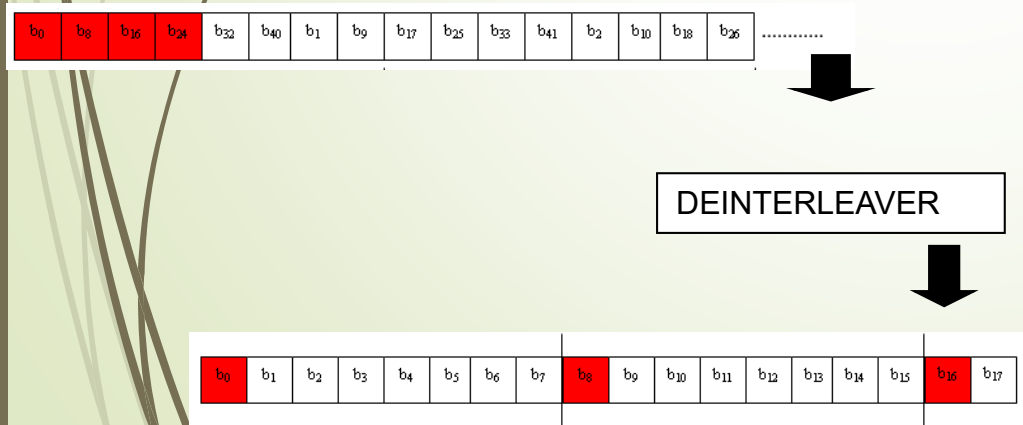
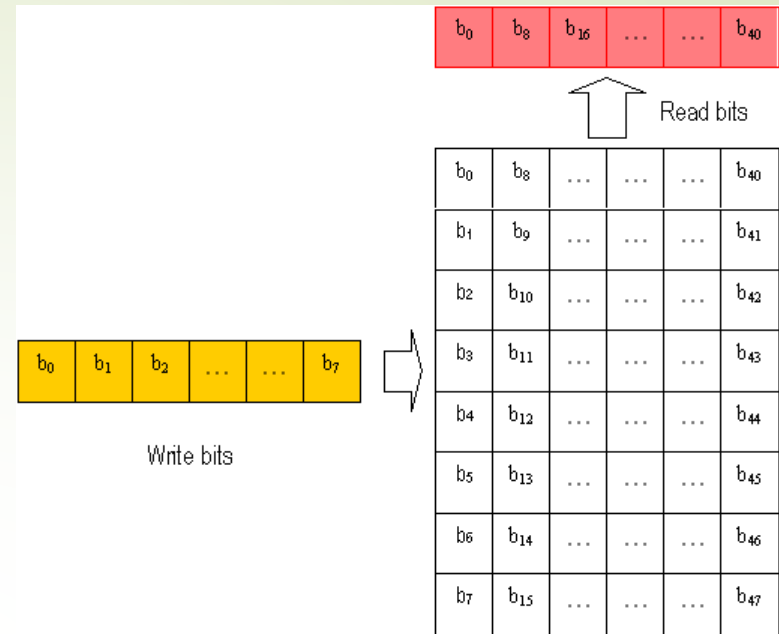
# Soft-Decoding



K	$g_0$	$g_1$	$d_{\text{free}}$
7	554(octal) 1011011(binary)	744(octal) 1111001(binary)	10

# Interleaver

- Errores en forma de rafaga
- Capacidad de corrección de código
- Interleaver
  - La rafaga de errores es transformada en errores independientes

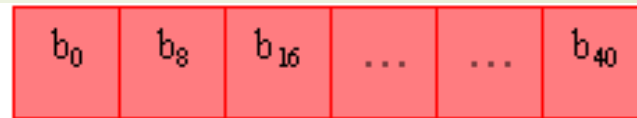




Write bits

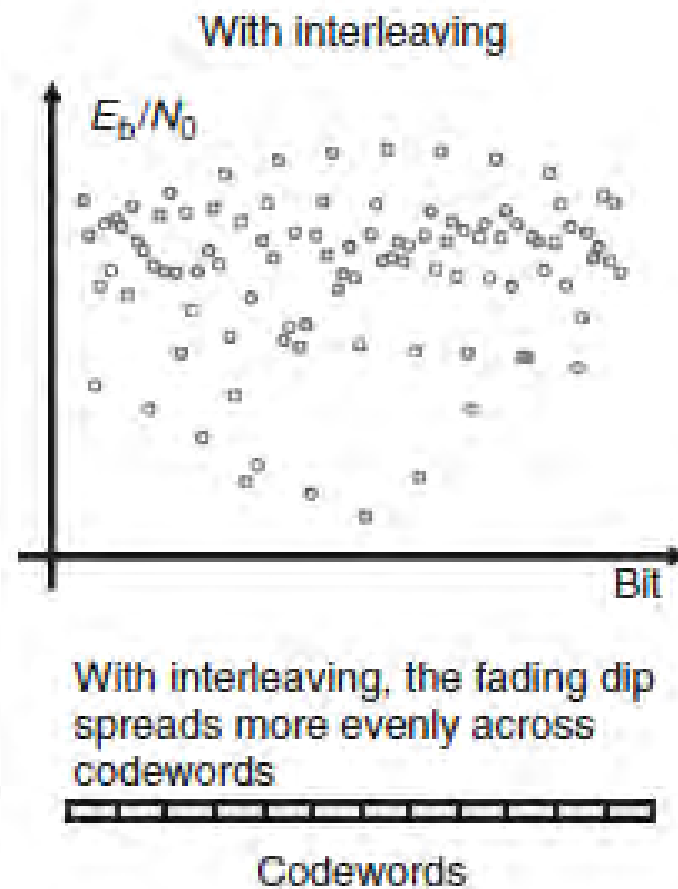
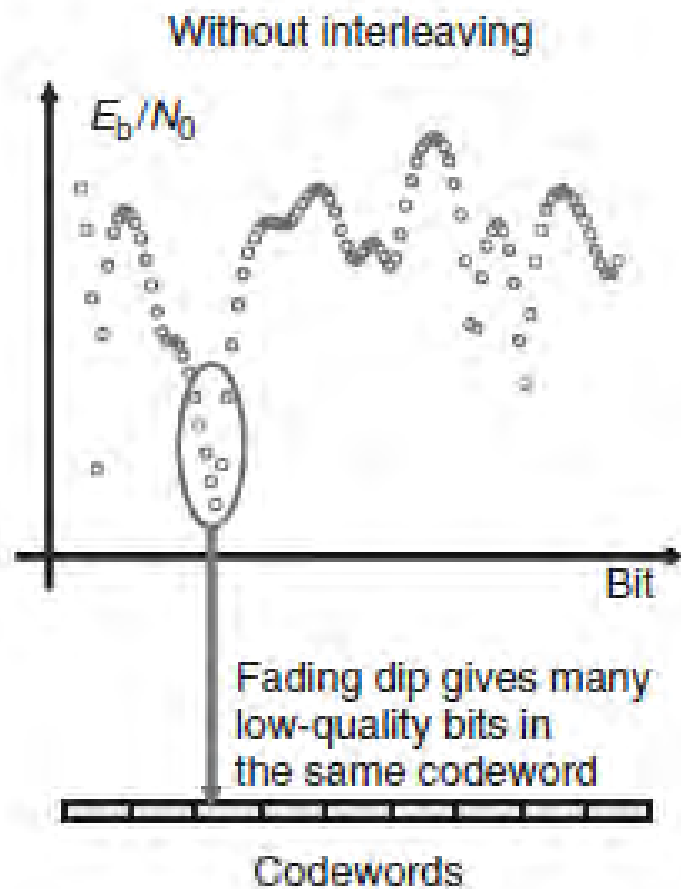


$b_0$	$b_8$	...	...	...	$b_{40}$
$b_1$	$b_9$	...	...	...	$b_{41}$
$b_2$	$b_{10}$	...	...	...	$b_{42}$
$b_3$	$b_{11}$	...	...	...	$b_{43}$
$b_4$	$b_{12}$	...	...	...	$b_{44}$
$b_5$	$b_{13}$	...	...	...	$b_{45}$
$b_6$	$b_{14}$	...	...	...	$b_{46}$
$b_7$	$b_{15}$	...	...	...	$b_{47}$



Read bits

# Interleaver





# Interleaver – IEEE802.11a

## ➤ Interleaving en frecuencia

➤ Depth: 1 OFDM symbol

## ➤ Channel

➤ Quasi-static.

➤ Frequency selective fading

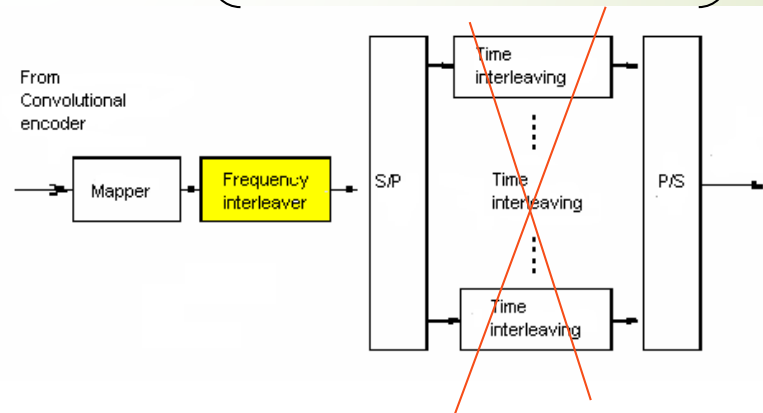
➤ Time interleaving is not applied

BPSK → 48 bits

QPSK → 96 bits

16-QAM → 192 bits

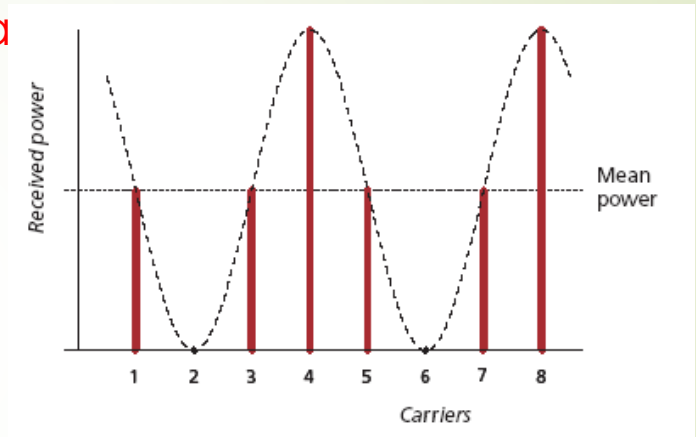
64-QAM → 288 bits



# Metric weighting

Hay subportadoras mas “confiables”

- Data conveyed by carriers having a high SNR are *a priori* more reliable than those conveyed by carriers having low SNR.
- Extra *a priori* information is usually known as *channel-state information* (CSI).
- The Viterbi metrics for each bit should be weighted according to the SNR of the carrier by which it traveled. The bits from the nulled carriers are effectively flagged as having “no confidence”.

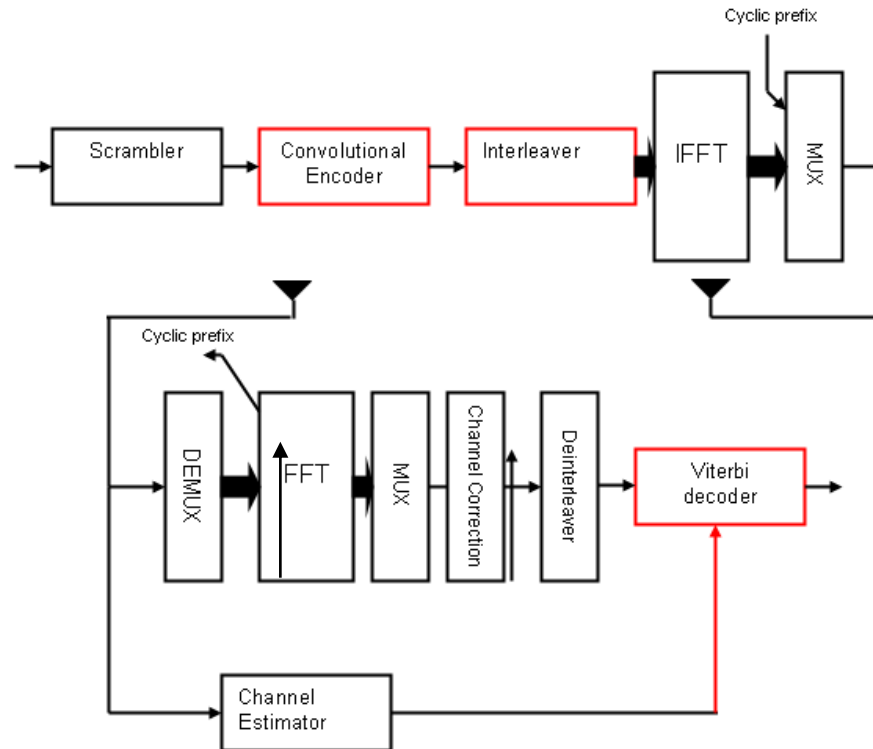


$$p_n = |H_k|^2 \left| \hat{b}_n - b_n \right|^2$$

# Simulaciones

## ➔ Diagrama en bloques OFDM

Simulation software from  
"OFDM  
Wireless  
LANs"  
book.

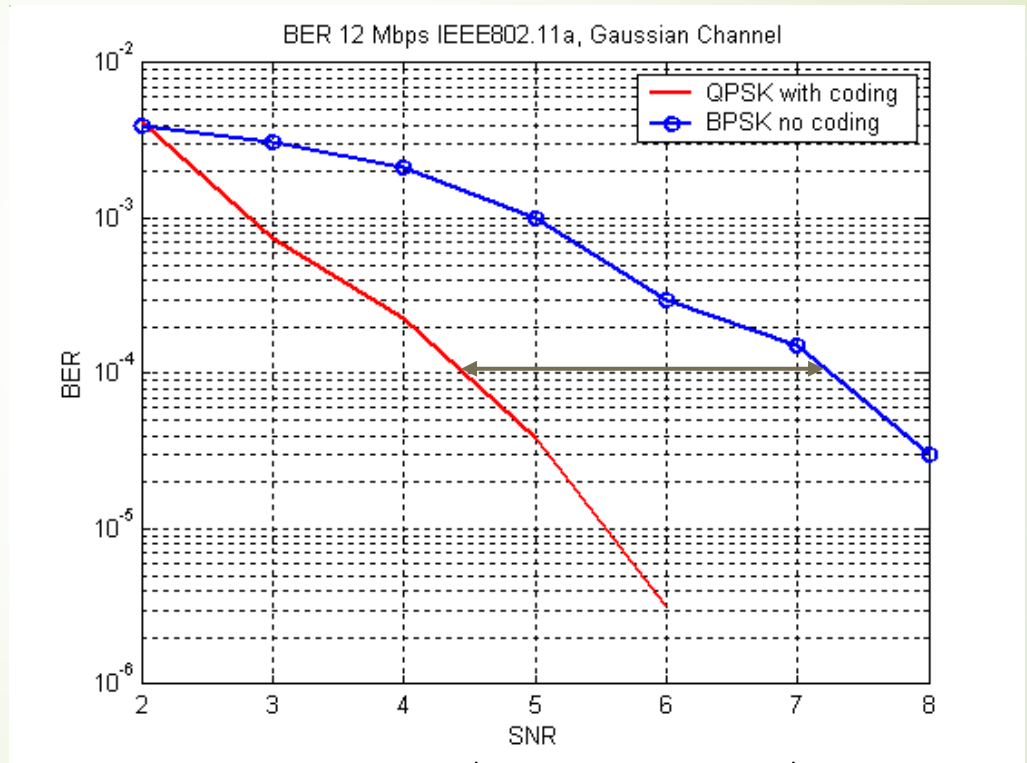


# Simulaciones

## ➡ Coding

QPSK – code  
rate=1/2

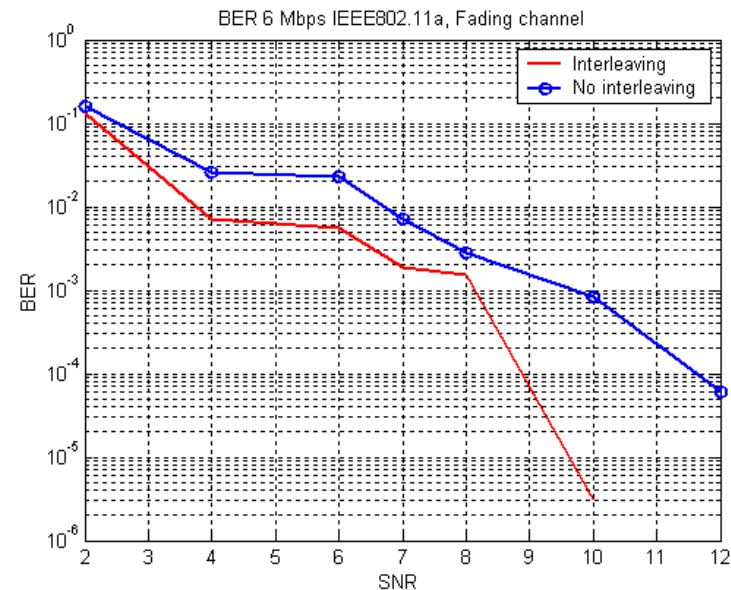
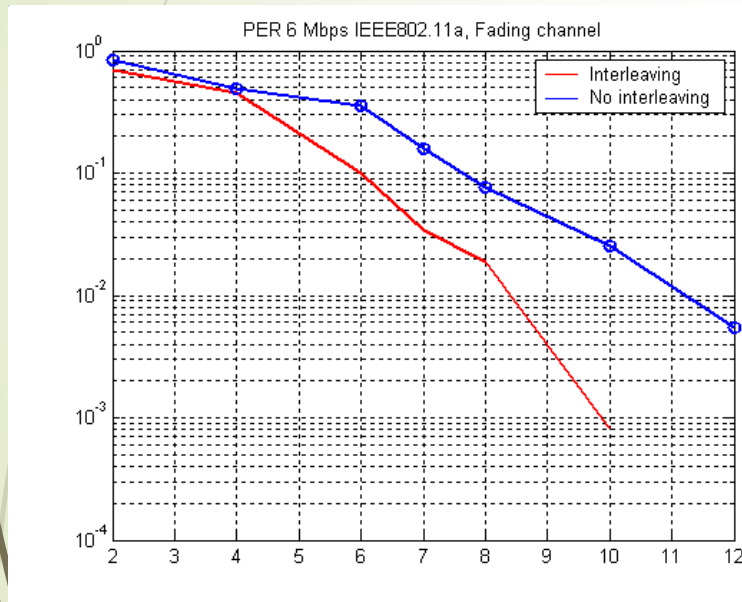
BPSK – No coding



2.9  
dB

# Simulaciones

## ➡ Interleaver

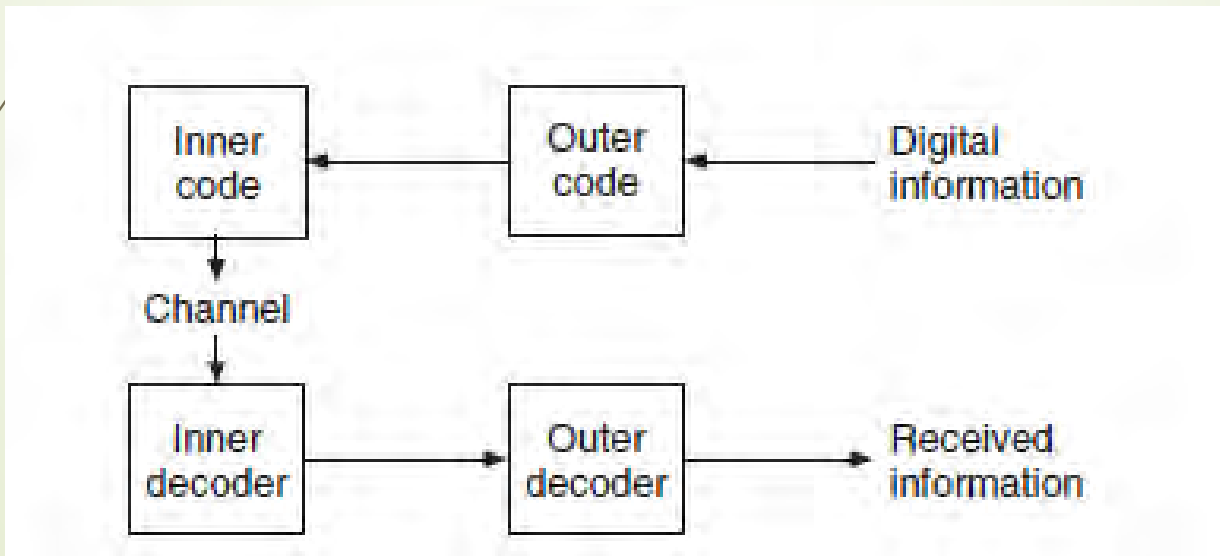


BPSK – code  
rate=1/2

Data Rate = 6 Mbps

# Codificación concatenada

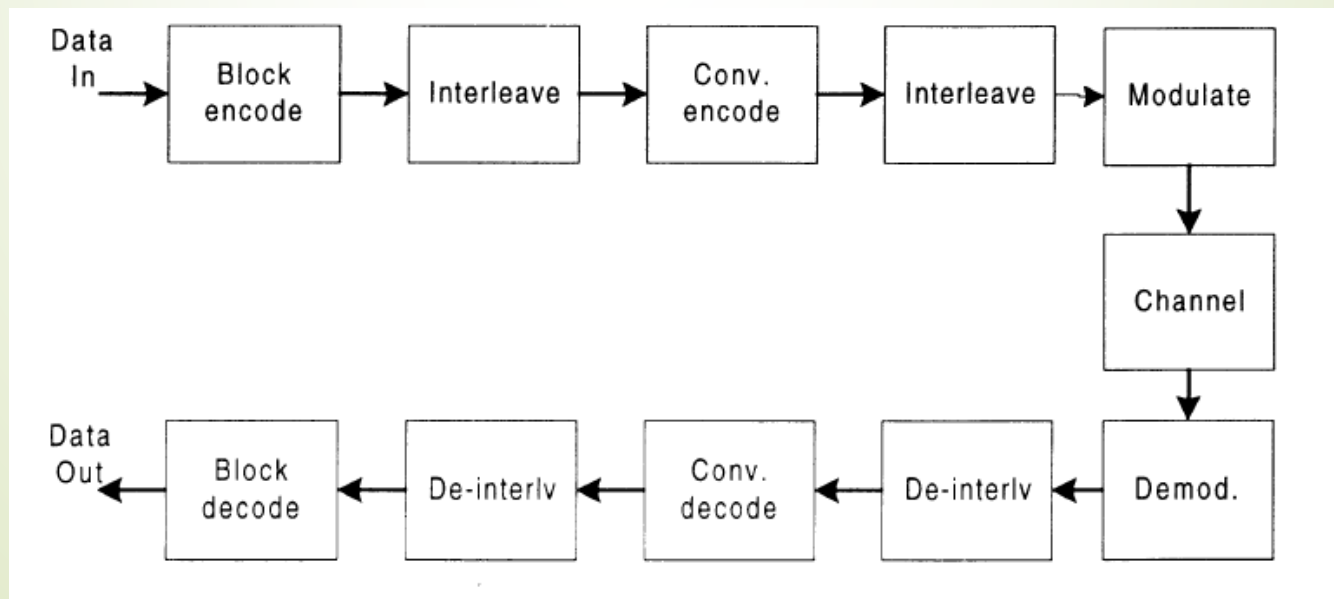
- Combina códigos en bloques y códigos convolucionales





# Codificación concatenada

- Codificación en bloques + convolucional
- Inner code: se utiliza cod. convolucional
- Outer code: es la codificación aplicada inicialmente (se utiliza cod. Bloques)



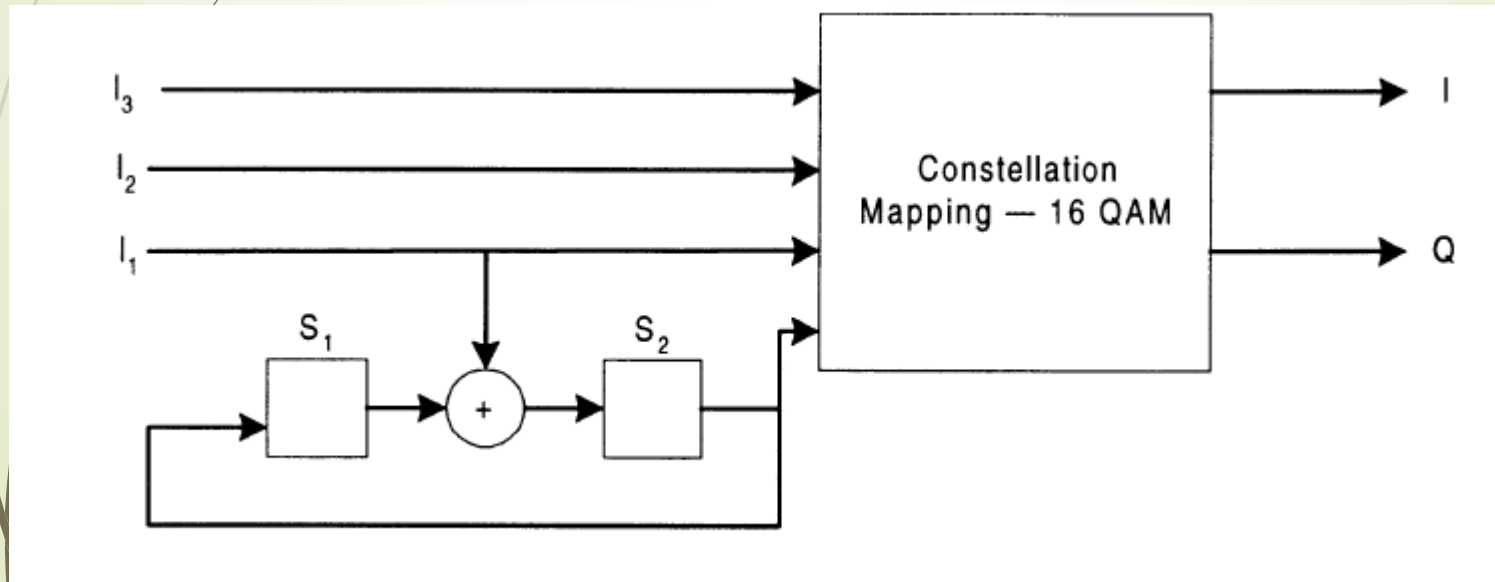
# Codificación Trellis

- Es similar a la cod. Convolutacional.
- Se aplica en el proceso de modulación ( no es un proceso separable).
- La decodificación es basada en la distancia Euclediana.
- La redundancia es agregada utilizando constelaciones con mayor cantidad de puntos.
- Normalmente se duplica el tamaño de la constelación.
- El número de simbolos por segundo **NO** se modifica. → NO SE MODIFICA EL ANCHO DE BANDA REQUERIDO.

# Trellis

C	B	C	B
D	A	D	A
C	B	C	B
D	A	D	A

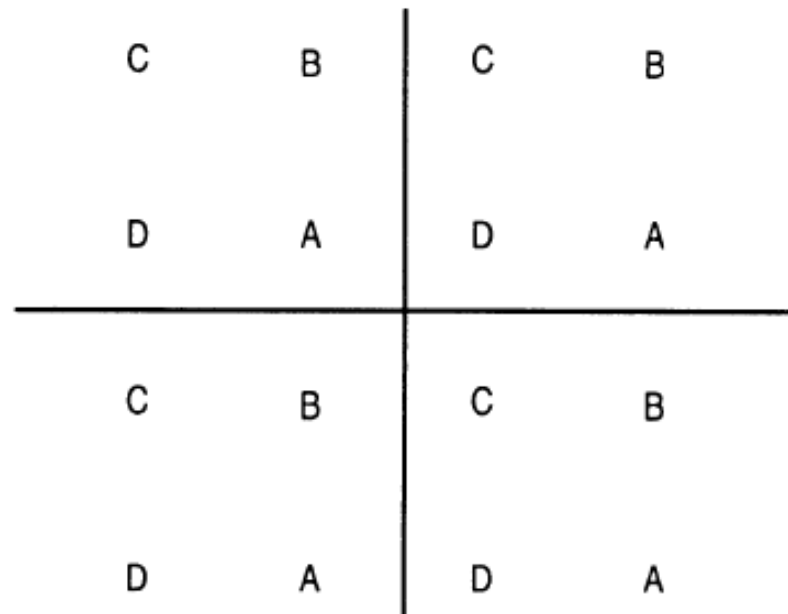
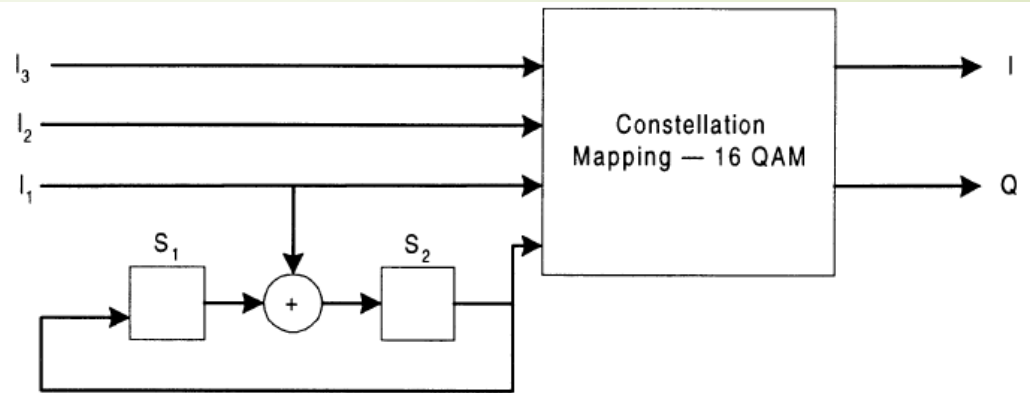
- Solo determinados puntos de la constelación son permitidos.



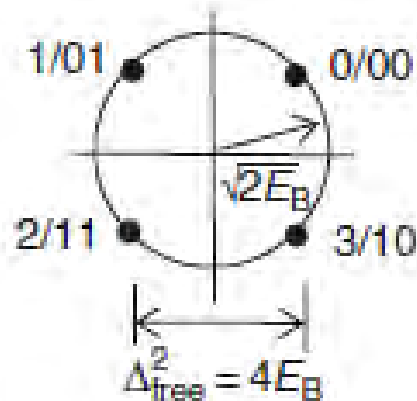
3 bits/símbolo utilizando 16-QAM

# Trellis

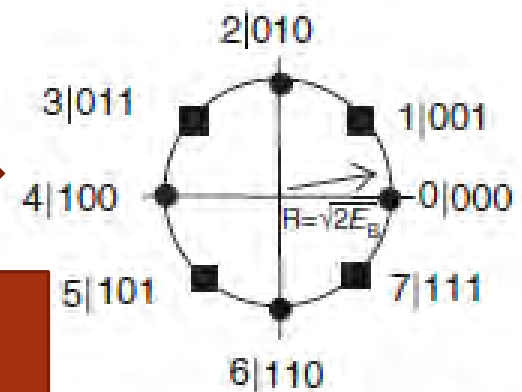
I<sub>2</sub> e I<sub>3</sub> determinan que elemento del sub-set corresponde.  
El bit I<sub>1</sub> alimenta un código convolucional con tasa 1/2 y determina el subset utilizado.



# Trellis – Un ejemplo. QPSK $\rightarrow$ 8-PSK

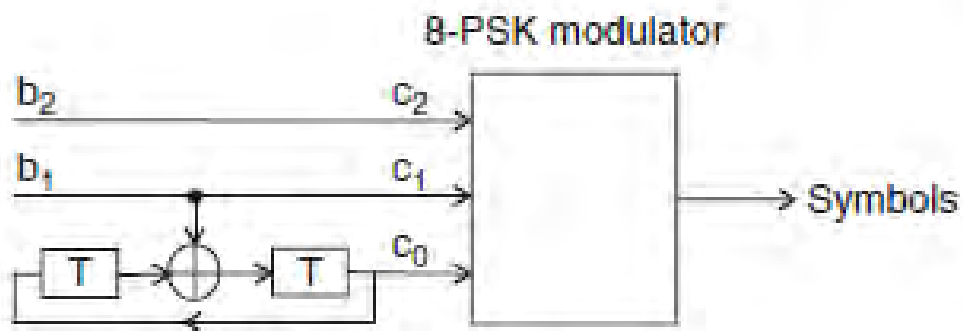


8-PSK:  $A|C_2 C_1 C_0$

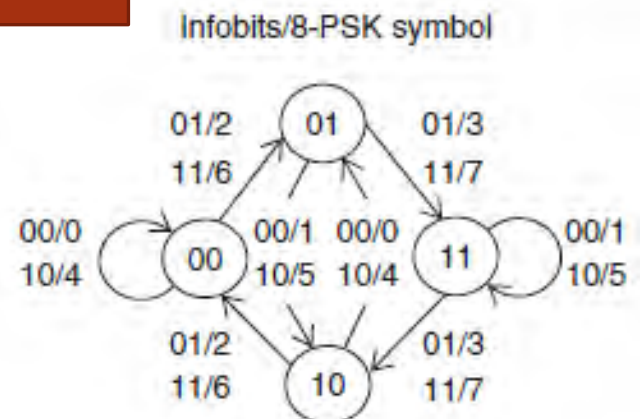


8-PSK signal constellation diagram

El código transmitido depende de la secuencia actual + el estado de la memoria.  
En este ejemplo, la longitud de memoria es 2  $\rightarrow$  4 estados posibles 00, 01, 10, 11. + el bit de  $C_2 \rightarrow$  8-PSK símbolos

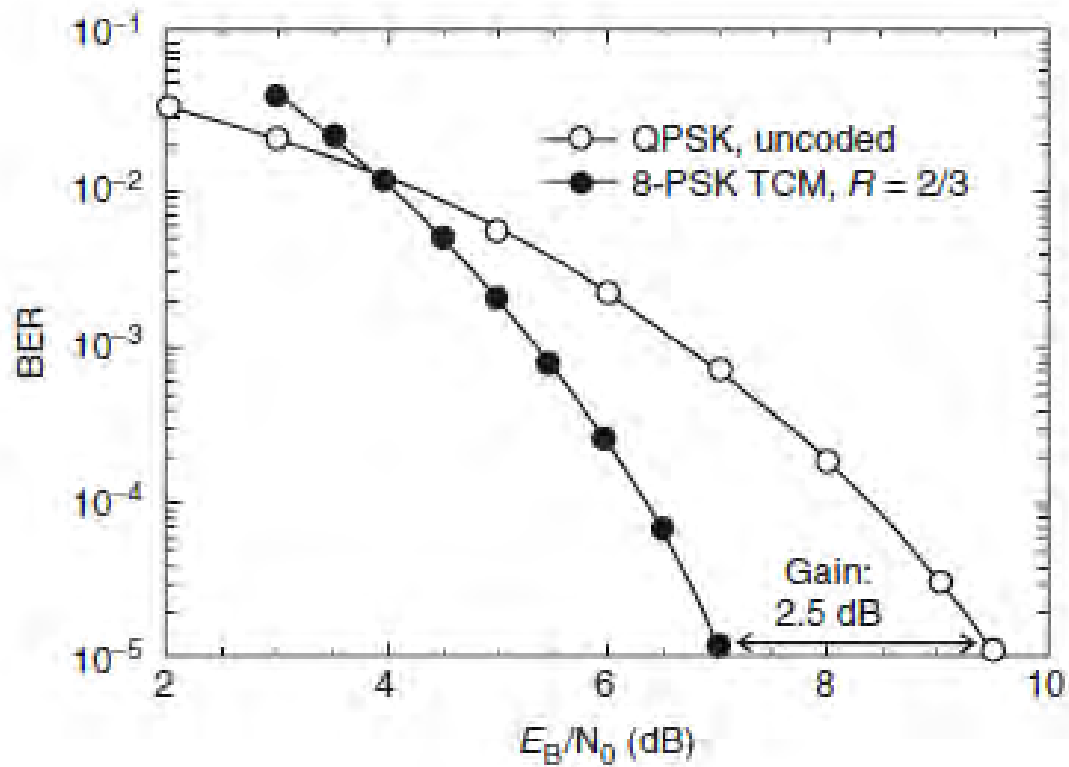


Trellis encoder for 8-PSK TCM



State transition diagram

# Trellis





# Turbo Coding

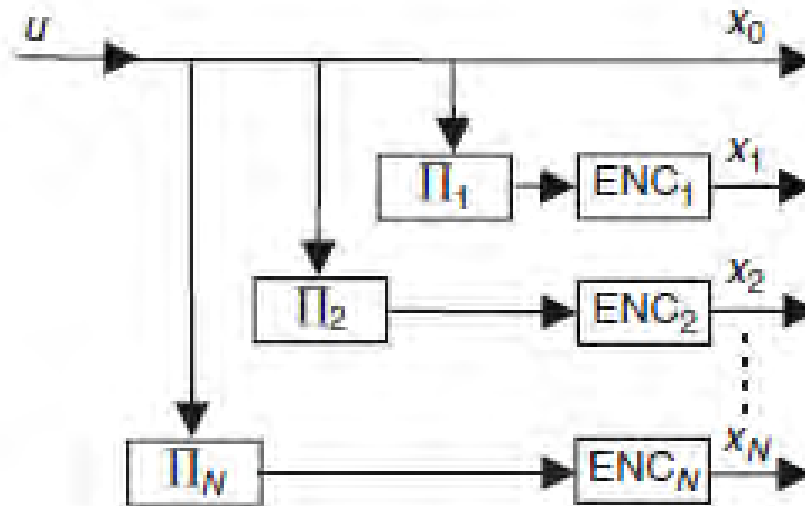
- TC alcanzan desempeño cercanos al limite de Shannon.
- Un turbo encoder esta formado por una concatenación de dos codigos convolucionales conectados a traves de un interleaver.
- Es adoptado por UMTS y LTE.



# Turbo coding

➤ Coder (generico)

$$\text{Rate} = 1/1 + N$$



**Figure 14.15** Structure of a turbo encoder.  $\Pi$  denotes interleavers.

# Turbo Coding

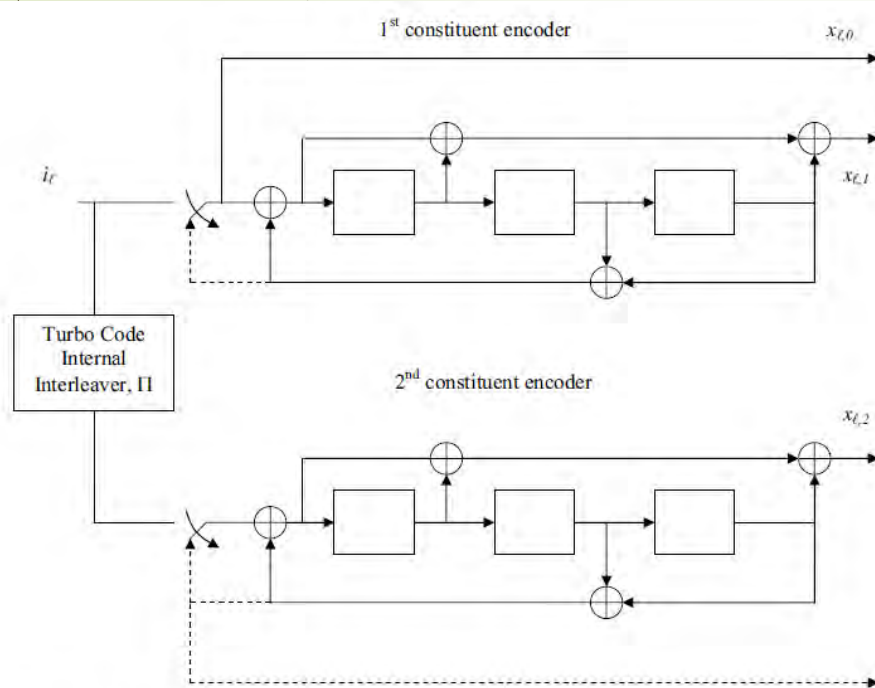


Figure 10.7 Schematic view of parallel turbo code used in LTE and UMTS [10]. Reproduced by permission of © 3GPP.

Elevada complejidad de implementación !!!

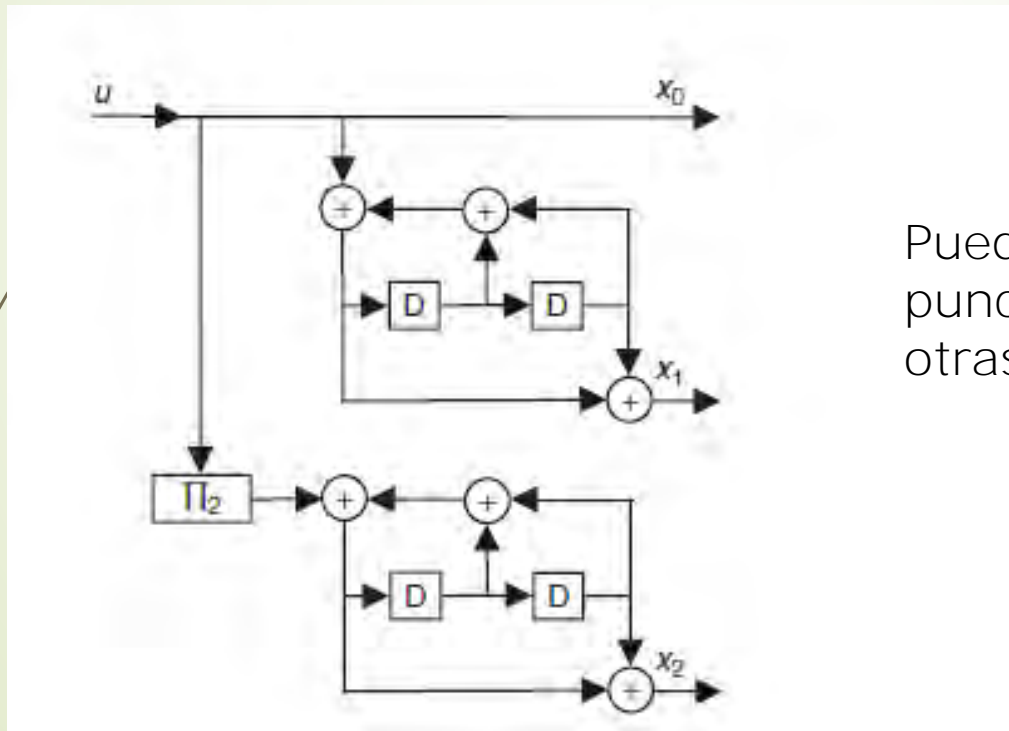
Los datos de entrada son codificados dos veces (con y sin interleaver) y genera dos sets distintos de bits de paridad.

La tasa del código de la figura es 1/3.

Métodos de decodificación iterativa son empleados en el receptor.

# Turbo coding

➤ Coder

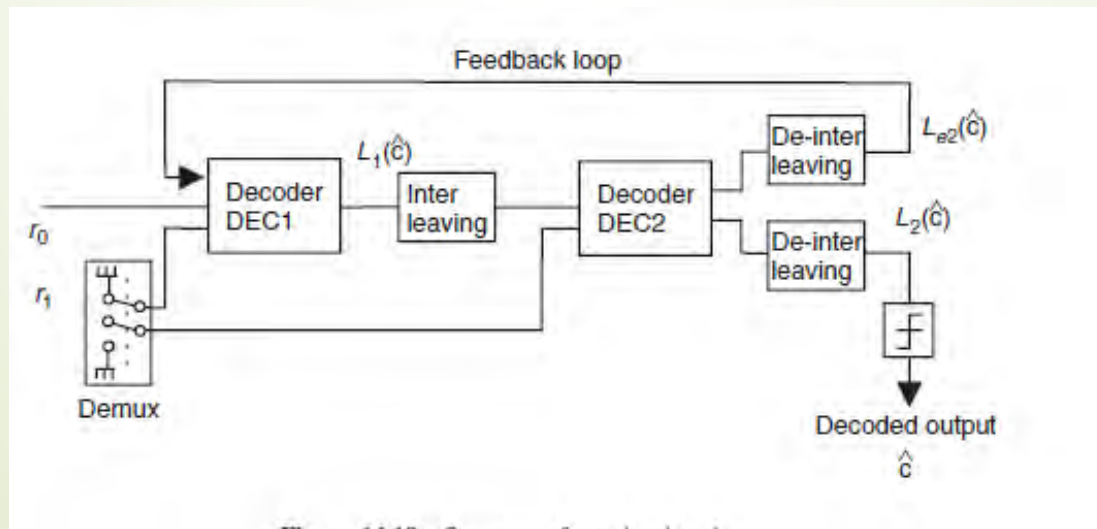


Original rate  
 $1/3$

Puede aplicarse  
puncturing para obtener  
otras tasas.

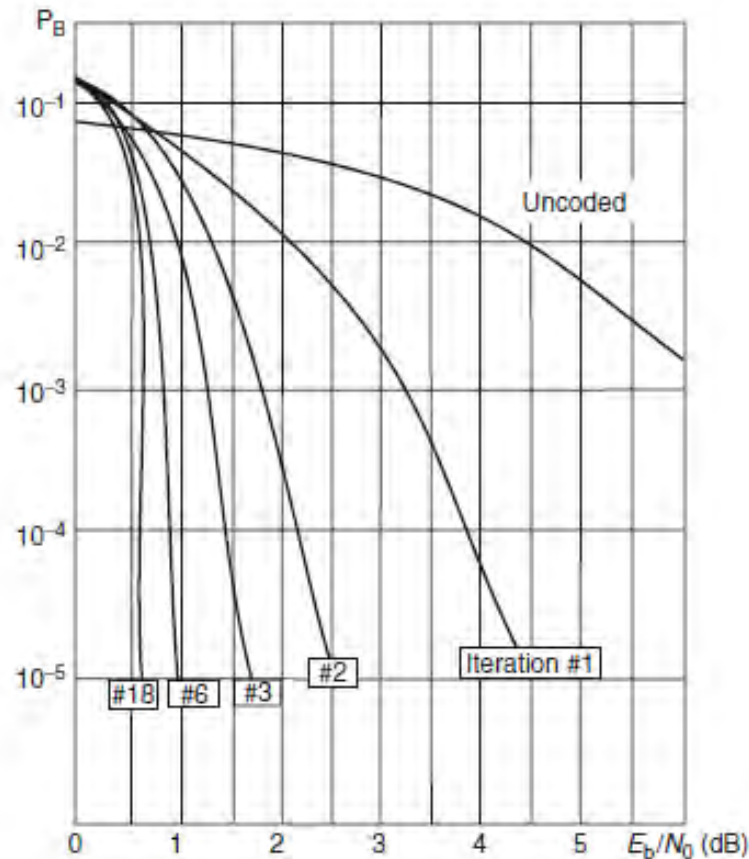
# Turbo: Decodificación iterativa

- Se pueden decodificar los dos códigos convolucionales que conforman el TC en forma separada y luego combinar la información de ambos decoders.
- Los TC son decodificados en forma iterativa empleando intercambio de información soft entre los decoders de los códigos constituyentes.



**Figure 14.18** Structure of a turbo decoder.  
Reproduced with permission from Sklar [1997] © IEEE.

# Turbo: Decodificación iterativa



**Figure 14.19** Bit error rate of a  $R_c = 1/2$  turbo code with interleaver length 64,000 for different numbers of iterations in an additive white Gaussian noise channel.

# Codigos LDPC

- Desempeño cercano a Shannon con menor complejidad que TC ( 8 veces menor).
- Son codigos lineales por bloques.
- Fueron propuestos por Gallager en 1960.
- Recien a fines de los 90's se volvieron a considerar.
- WiMAX y TV digital lo incluyen en el estandard (opcionales).
- **COMPLEJIDAD!!**

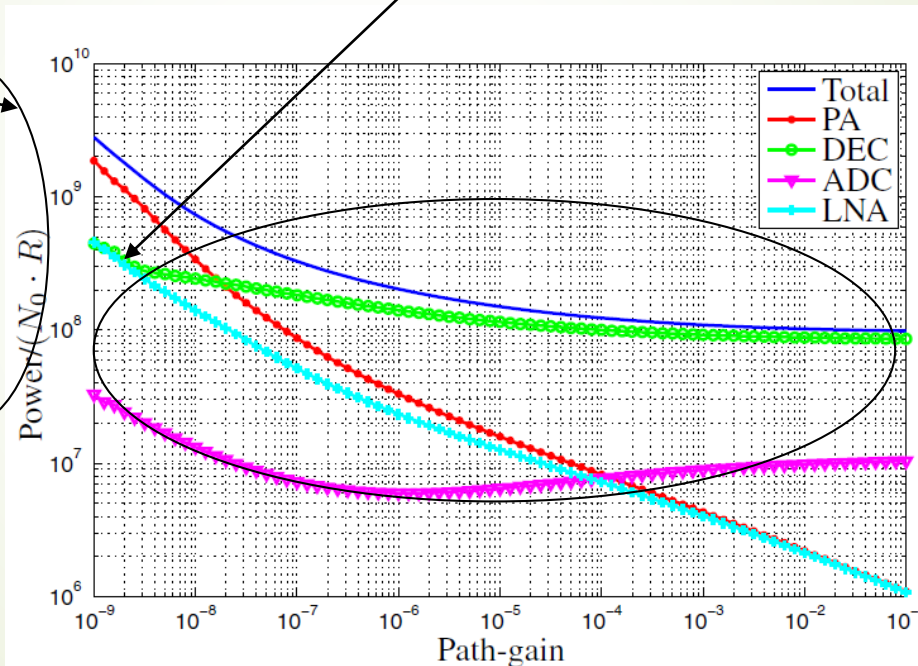


# Codigos LDPC

Short-range communication (UWB)

El  
amplificador  
es el principal  
consumidor

$$P_{\text{total}} = P_{\text{PA}} + P_{\text{ADC}} + P_{\text{LNA}} + P_{\text{DEC}},$$



Decoder  
del LDPC  
domina el  
consumo  
de la  
unidad

Mas lejanos



Distancia entre transceiver

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



# Adaptación de enlace

- Link adaptation:

- En los enlaces celulares, la calidad de la señal recibida depende de: a) canal, b) interferencias y c) nivel de ruido.



- Para optimizar la cobertura y el desempeño del sistema, la tasa de transmisión se ajusta en función de la calidad de la señal recibida.



**ADAPTIVE MODULATION AND CODING – AMC**

# AMC

## ➤ ADAPTIVE MODULATION AND CODING - AMC

Esquema de  
modulación: QPSK a  
64-QAM

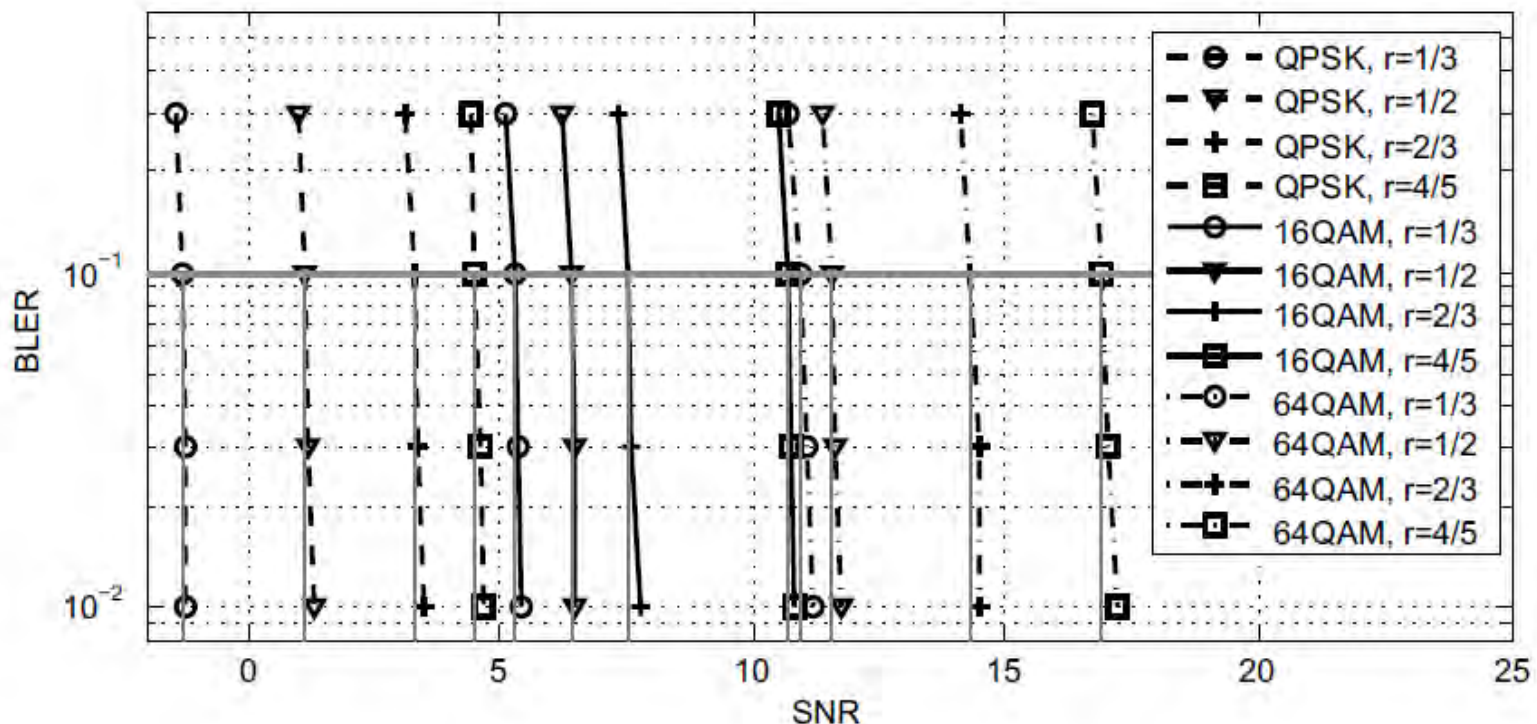
Tasa de código: se adapta  
aplicando técnicas de  
puncturing

CQI: channel quality information.

En LTE, la UE (unidad móvil, user equipment), puede ser configurada para reportar CQIs a la estación base, y de este modo poder seleccionar una modulación adecuada.

# AMC y calidad de canal

- La AMC se selecciona para obtener una block error rate (BLER)  $< 10^{-1}$



# AMC y calidad de canal

- La tasa de transmisión es función del CQI

CQI index	Modulation	Approximate code rate	Efficiency (information bits per symbol)
0	No transmission	—	—
1	QPSK	0.076	0.1523
2	QPSK	0.12	0.2344
3	QPSK	0.19	0.3770
4	QPSK	0.3	0.6016
5	QPSK	0.44	0.8770
6	QPSK	0.59	1.1758
7	16QAM	0.37	1.4766
8	16QAM	0.48	1.9141
9	16QAM	0.6	2.4063
10	64QAM	0.45	2.7305
11	64QAM	0.55	3.3223
12	64QAM	0.65	3.9023
13	64QAM	0.75	4.5234
14	64QAM	0.85	5.1152
15	64QAM	0.93	5.5547



# Imperfecciones de RF en OFDM

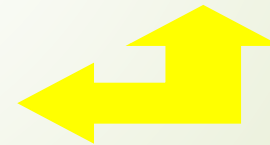


# Desafíos en OFDM

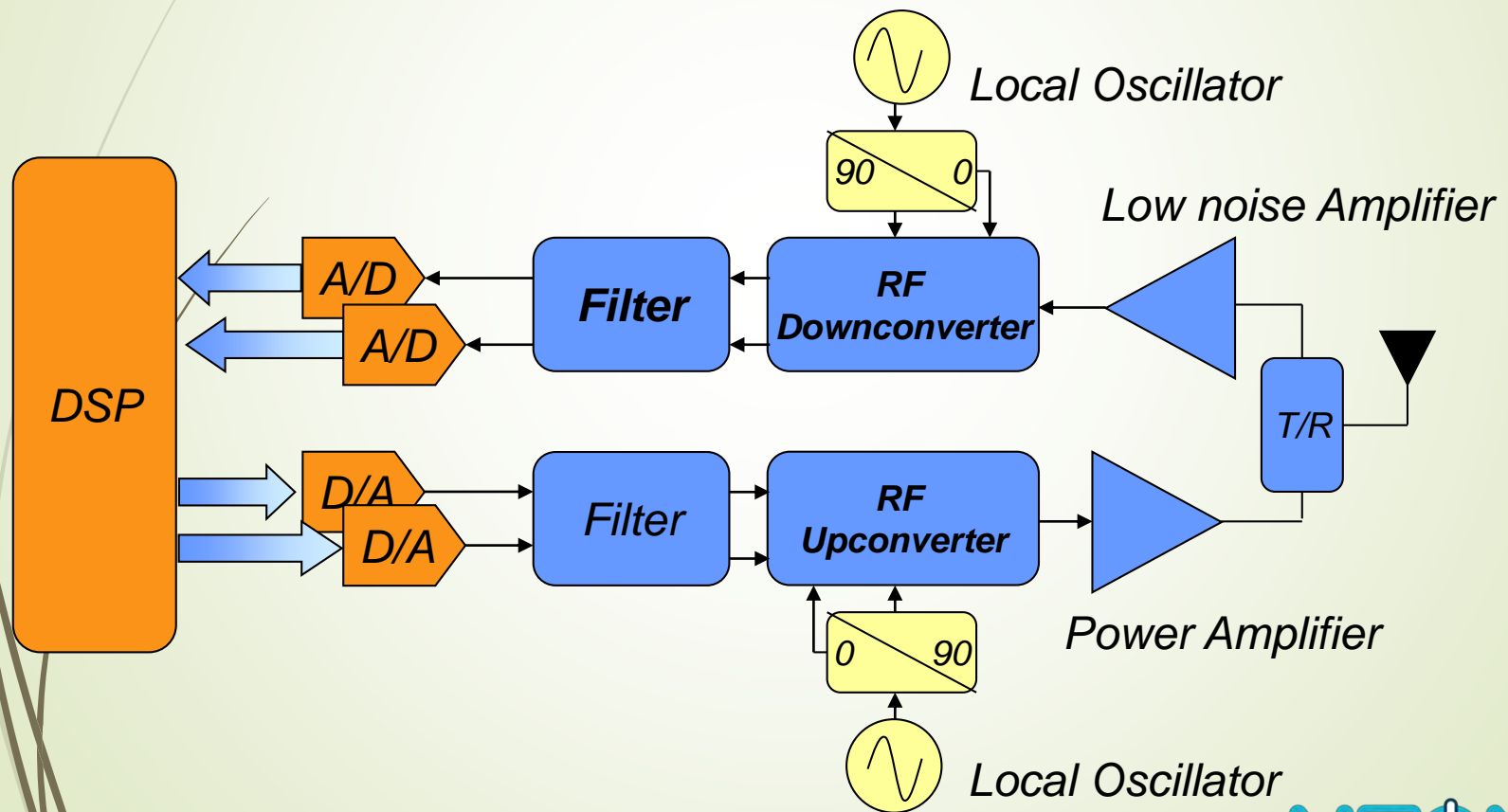
- Elevado PAPR
  - Distorsión no lineal
  - Reducida eficiencia
  - Interferencia
- Desbalance I/Q
  - Reducción de desempeño
- Carrier frequency offset
  - Reducción de desempeño
- Ruido de fase
- Conversión A/D y D/A,



Front-end

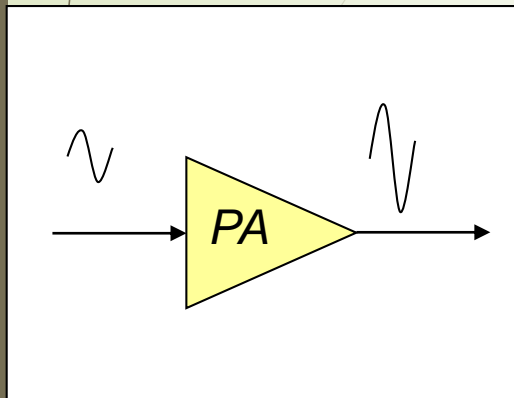


## Desafíos en OFDM



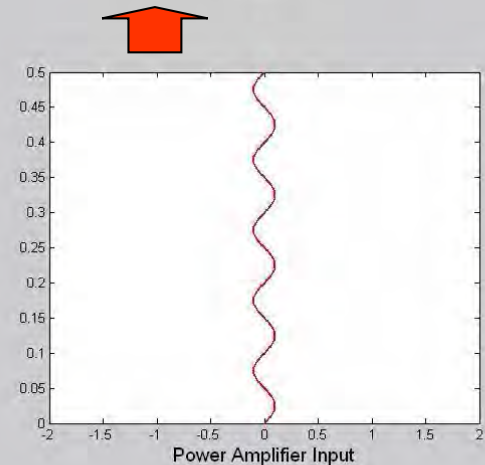
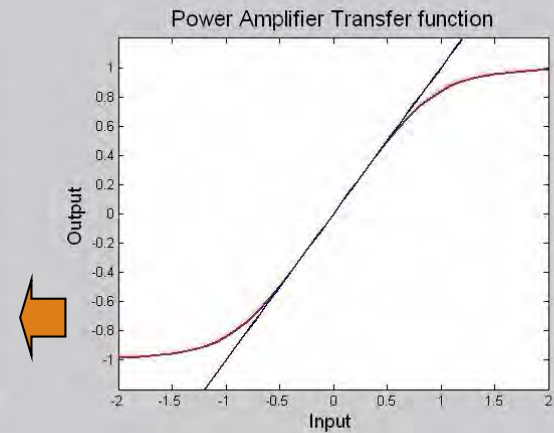
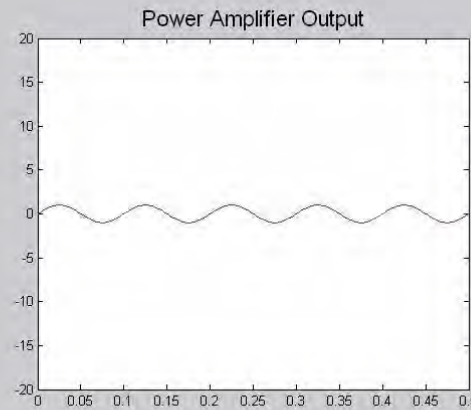


# Respuesta de un amplificador



$$Y=g(x)$$

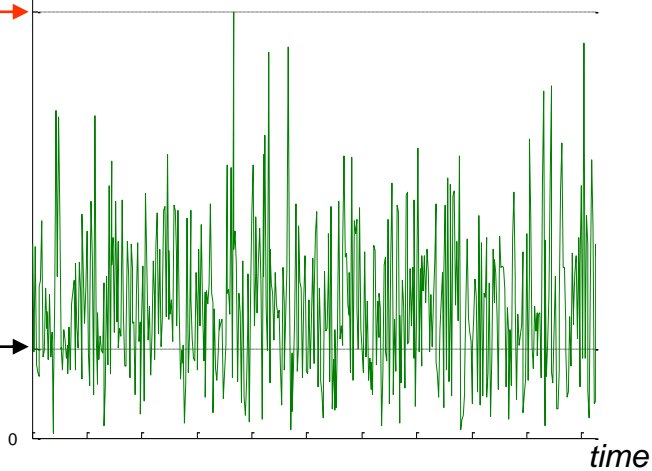
Polinomio  
nolineal



# Señal OFDM

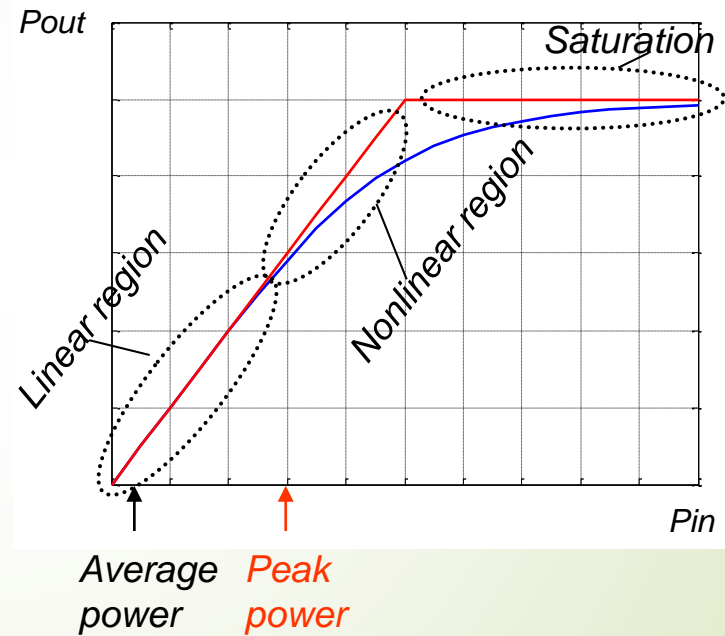
Peak  
power

Average  
power

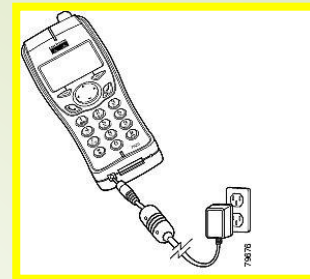


OFDM signal

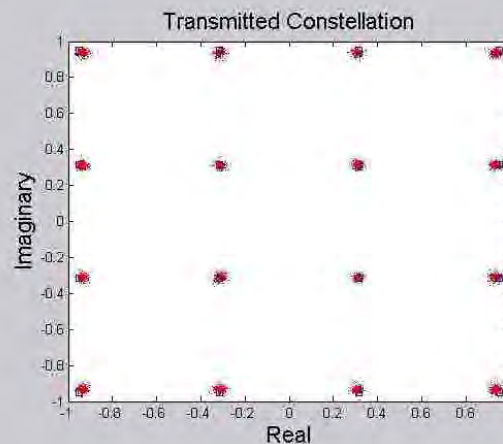
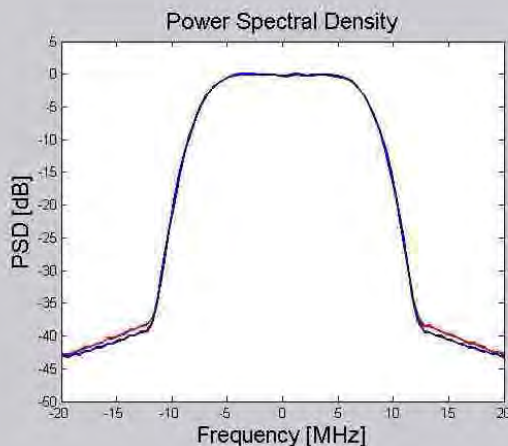
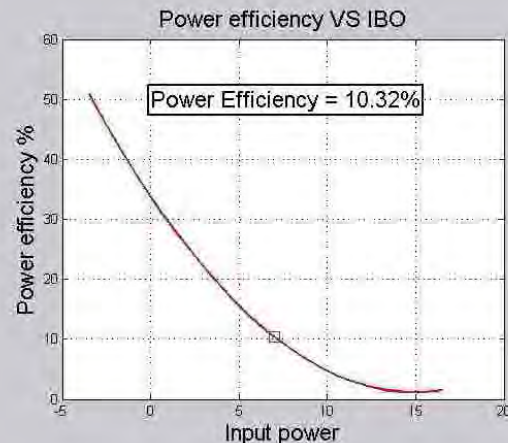
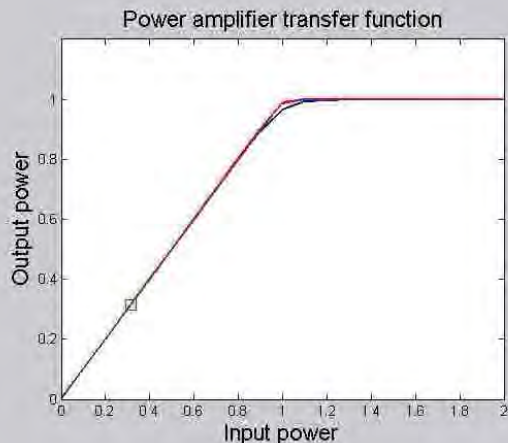
PA transfer function



# Distorsión



*How much distortion can be allowed?*



*In-band distortion*

*Out-of-band distortion*

# Punto de operación amplificador

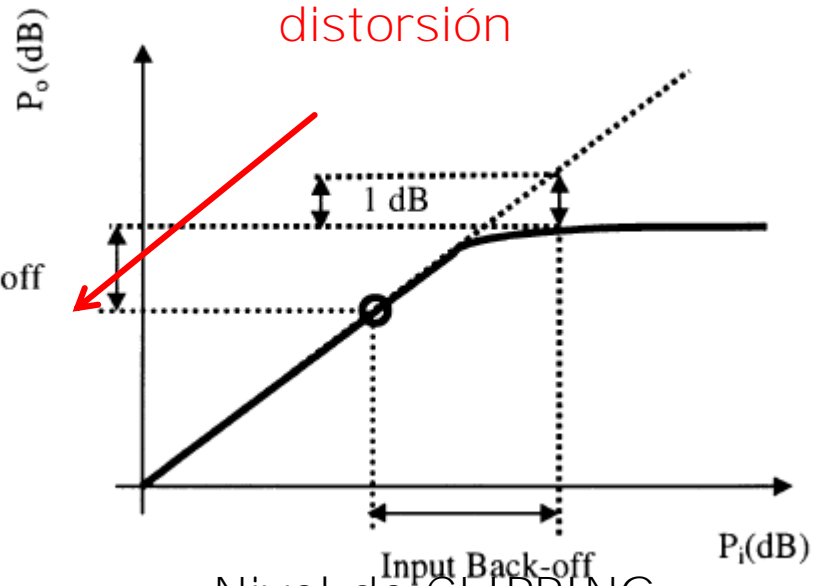
$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{inSat}}{\bar{P}_{in}}$$

CLIPPING

Output Back-off

Menor  
distorsión

Mayor  
distorsión

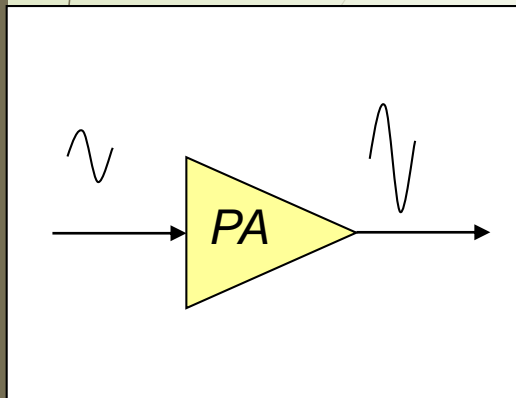


Nivel de CLIPPING

$$\tilde{x}_L[n] = \begin{cases} Ae^{j\angle x[n]}, & f | x[n] | > A \\ x[n], & f | x[n] | \leq A \end{cases}$$

$$\gamma \triangleq \frac{A}{\sqrt{E\{|x[n]|^2\}}} = \frac{A}{\sqrt{\mathcal{E}_x}}$$

# Distorsion nolineal



Modelo linealizado

$$x_{PA} = c_1x + c_3x|x|^2 + c_5x|x|^4 + \dots$$

Termino  
lineal

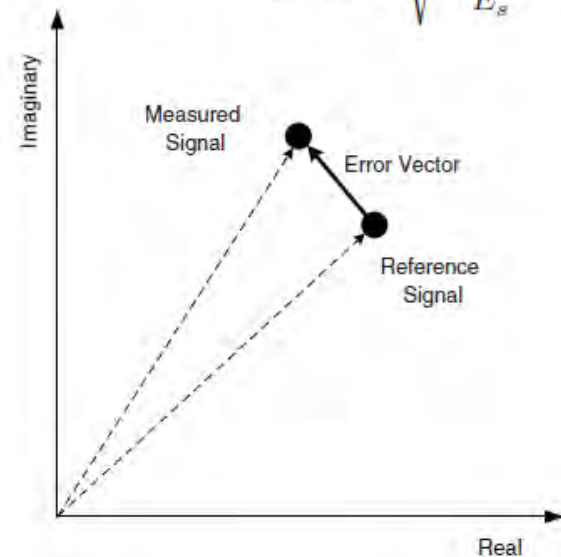
Distorsión  
nolineal

$$x_{PA}(n) = c_1x(n) + d(n)$$

Ruido aditivo, media  
cero y varianza

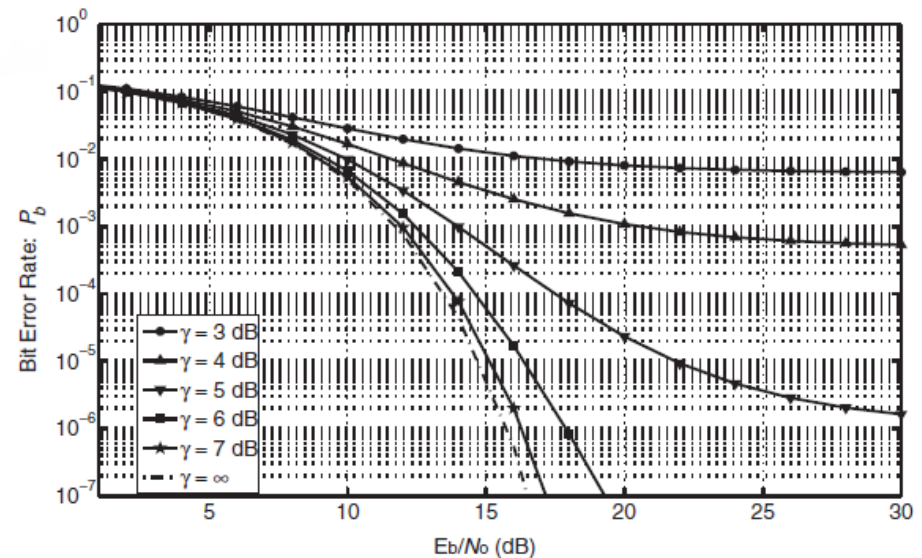
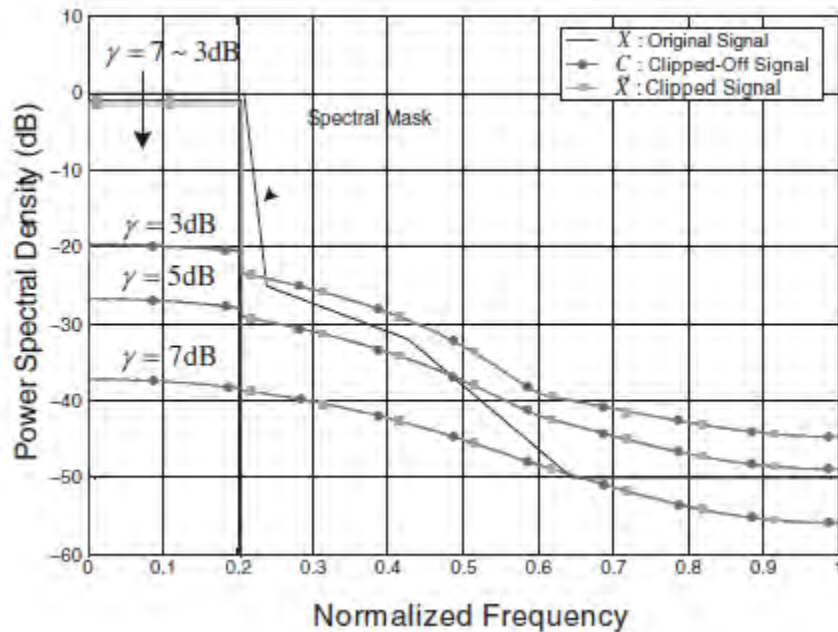
$$\sigma_d^2$$

$$EVM = \sqrt{\frac{|\text{error}|^2}{E_s}} = \sqrt{\frac{\sigma_d^2}{E_s}}$$

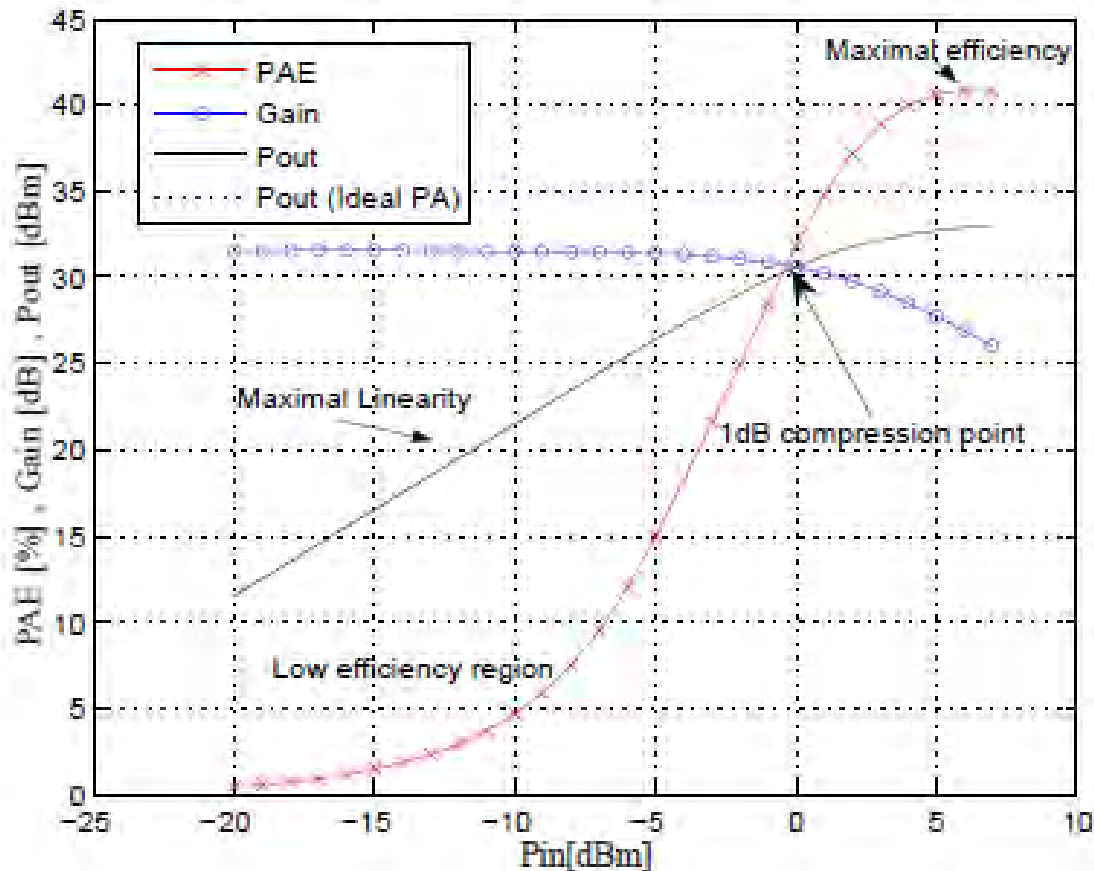




# BER y spectral regrowth



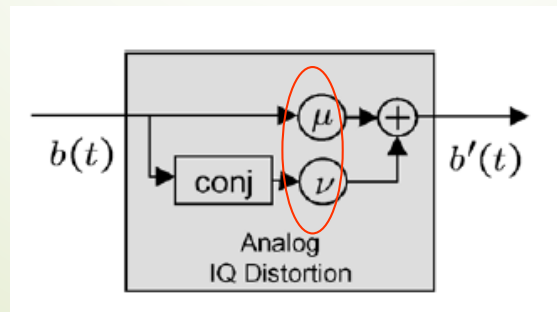
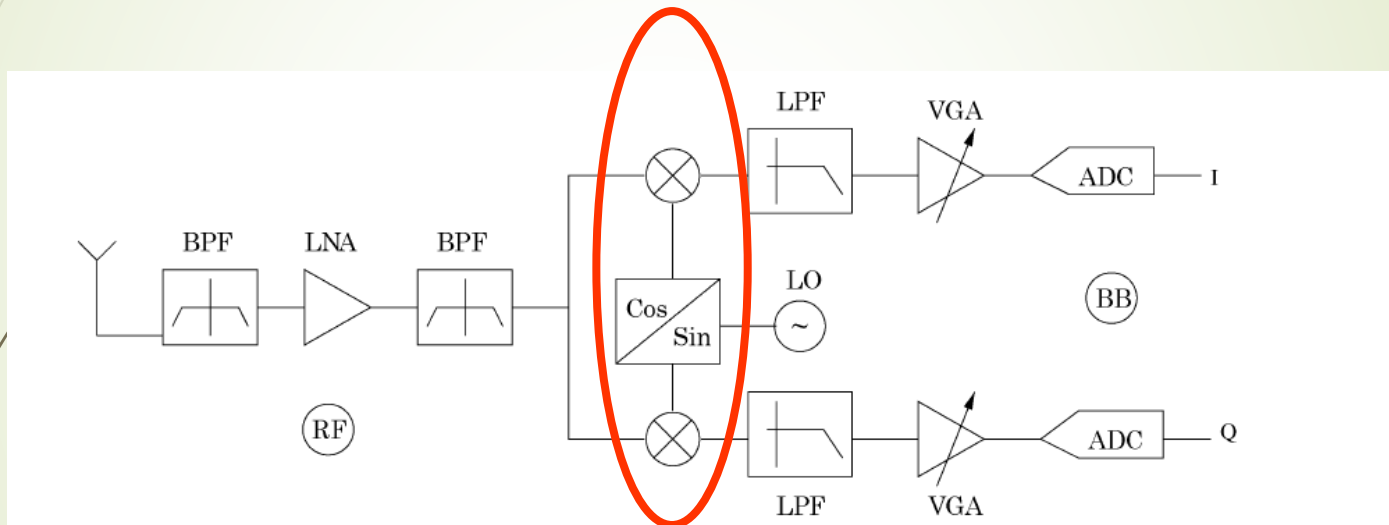
# HMC904 – amplificador WIMAX





# DESBALANCE I/Q

I/Q imbalance – Direct conversion receiver



# DESBALANCE I/Q (transmisor/receptor)

➤ Un sistema con desbalance I/Q se modela:

$$K_1 = \cos(\theta/2) - j\beta \sin(\theta/2)$$

Desbalance en fase

$$K_2 = \beta \cos(\theta/2) + j \sin(\theta/2).$$

Desbalance en amplitud

Dominio tiempo

$$x(n) = K_1 x(n) + K_2 x^*(n)$$

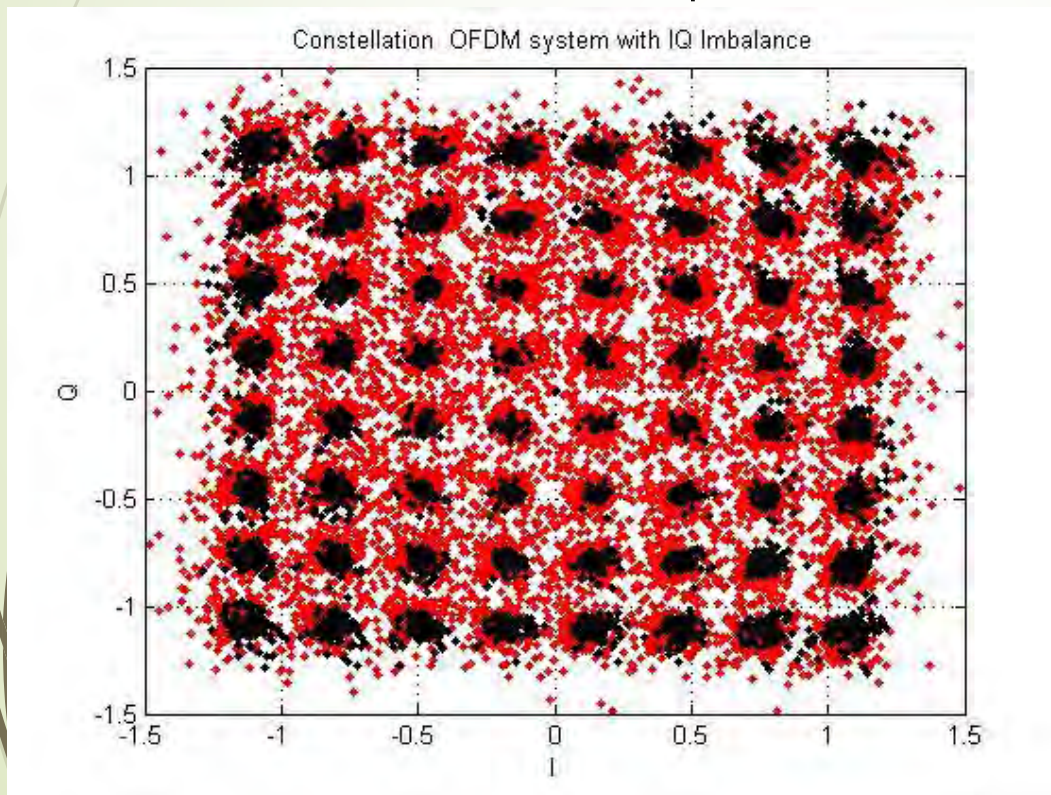
Dominio frecuencia (subportadora k)

$$X(k) = K_1 X(k) + K_2 X^*(N - k)$$

Símbolo espejo

# DESBALANCE I/Q

The design of low-cost direct-conversion receivers typically yields an IQ imbalance on the order of 3-5 ° and 5% of amplitude imbalance



Without IQ compensation  
With IQ compensation

## FEATURES

Output frequency range: 700 MHz to 2700 MHz  
 Modulation bandwidth: dc to 160 MHz (large signal BW)  
 1 dB output compression: 5.6 dBm @ 2140 MHz  
 Output disable function: output below -50 dBm in < 50 ns  
 Noise floor: -156 dBm/Hz  
 Phase quadrature error: 0.3 degrees @ 2140 MHz  
 Amplitude balance: 0.1 dB  
 Single supply: 4.75 V to 5.5 V  
 Pin compatible with AD8345/AD8346s  
 16-lead, exposed-paddle TSSOP package

## APPLICATIONS

Cellular/PCS communication systems infrastructure  
 WCDMA/CDMA2000/PCS/GSM/EDGE  
 Wireless LAN/wireless local loop  
 LMDS/broadband wireless access systems

## FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

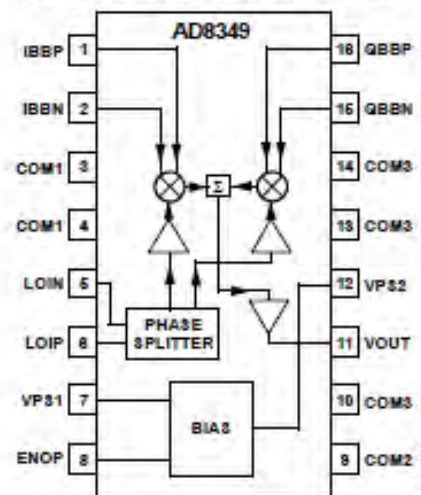
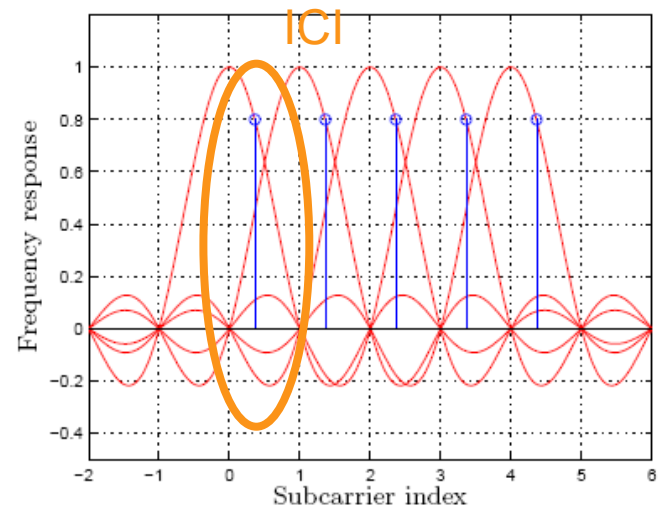
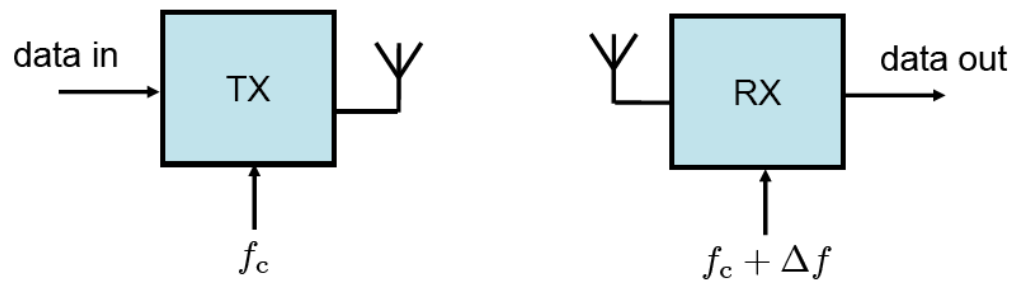


Figure 1.

LO = 2140 MHz				
Output Power		-2	2.4	5.1
Output P1dB			5.6	
Carrier Feedthrough			-42	-30
Sideband Suppression			-43	-36
Third Harmonic <sup>1</sup>	$P_{OUT} = (F_{LO} + (3 \times F_{BB})), P_{OUT} = 2.4 \text{ dBm}$		-37	-36
Output IP3	$F_{1BB} = 3 \text{ MHz}, F_{2BB} = 4 \text{ MHz}, P_{OUT} = -6.5 \text{ dBm}$		19	
Quadrature Error			0.3	degree
I/Q Amplitude Balance			0.1	dB
Noise Floor	20 MHz offset from LO, all BB inputs 400 mV dc bias only		-156	dBm/Hz
	20 MHz offset from LO, BB inputs = 1.2 V p-p differential on 400 mV dc		-151	dBm/Hz
WCDMA Noise Floor	LO = 2140 MHz, 30 MHz offset from LO, $P_{CHAN} = -17.3 \text{ dBm}$		-156	dBm/Hz



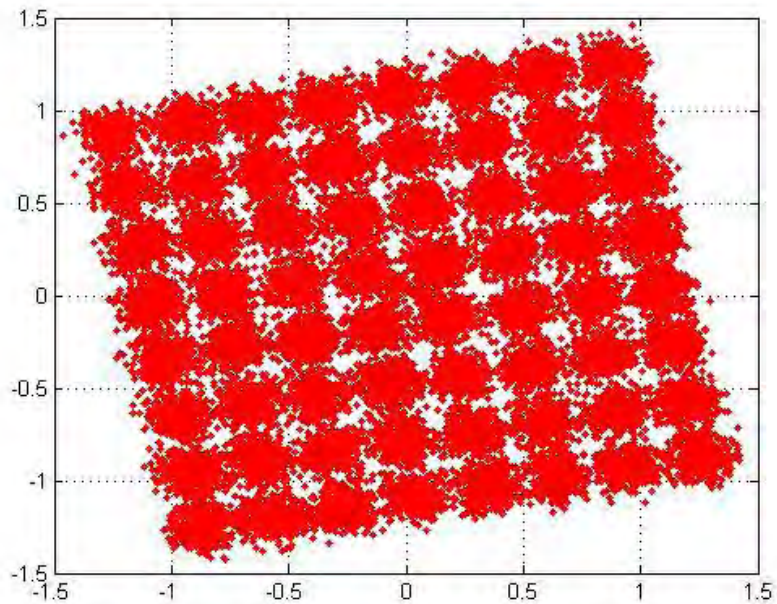
# Carrier frequency offset



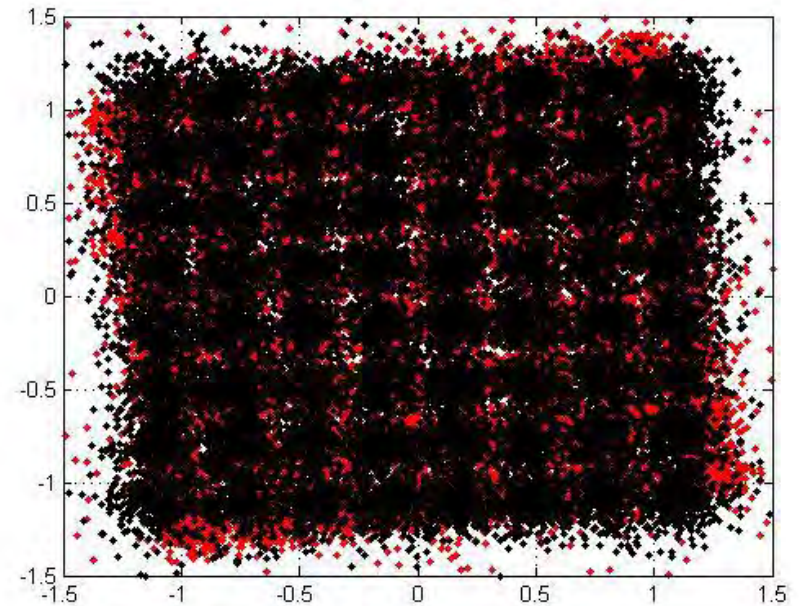
Carrier frequency offset



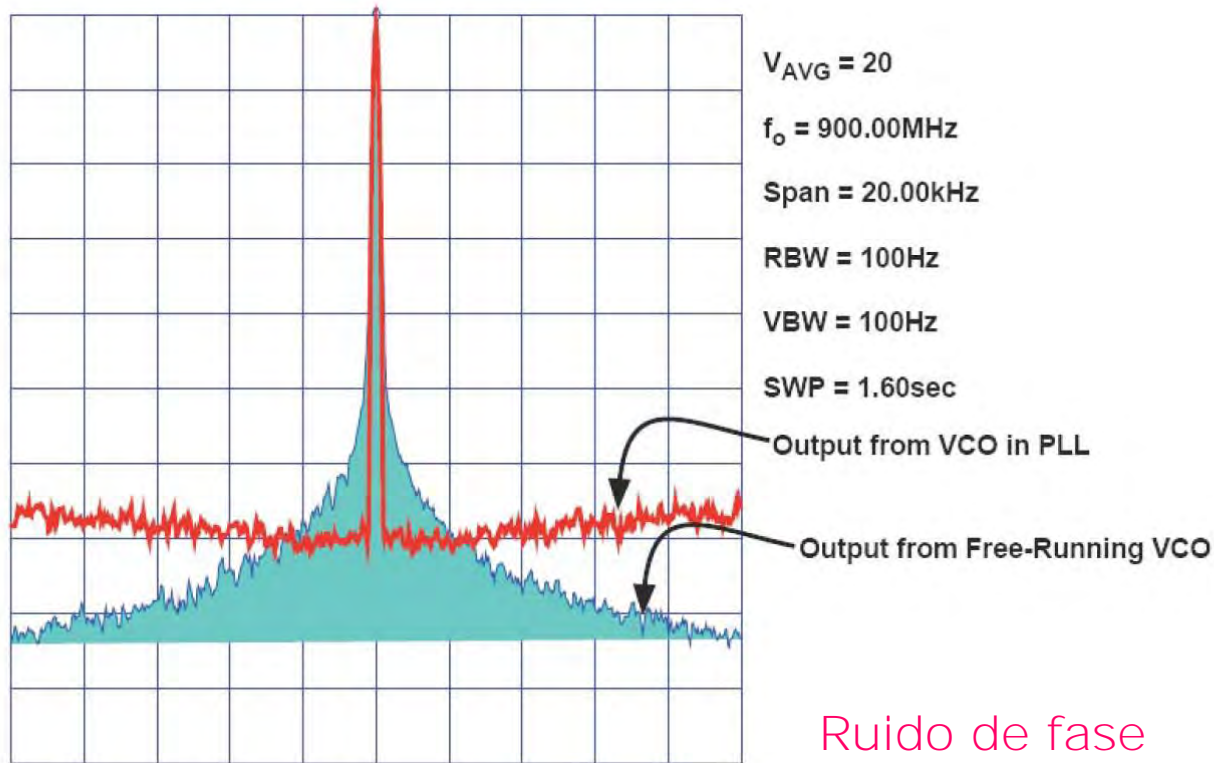
CFO + IQ imbalance



Normalized Cfo=0.05



# Ruido de fase



Ruido de fase  
TX

Ruido de fase  
RX

$$r(t) = \{s(t) \exp(j\phi_{TX}(t)) + n(t)\} \exp(j\phi_{RX}(t))$$

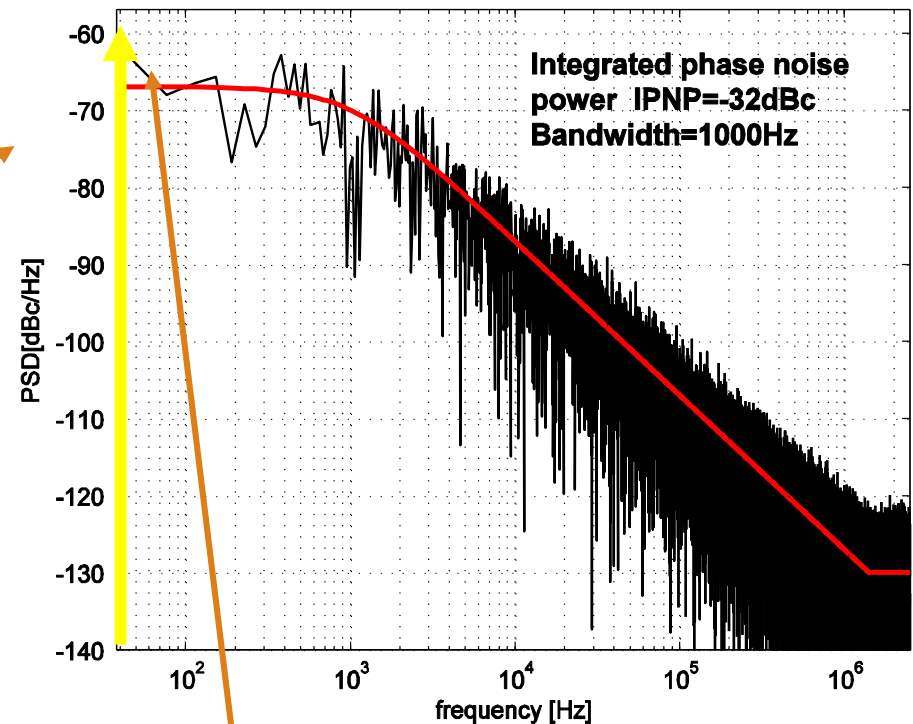


## MODELO RUIDO DE FASE

$$H(f) = 10^{-c} + \begin{cases} 10^{-a} & |f| \leq f_1 \\ 10^{b(f_1-f)/(f_2-f_1)-a} & f > f_1 \\ 10^{b(f_1+f)/(f_2-f_1)-a} & f < -f_1 \end{cases}$$

Ideal local oscillator

## Power Spectral Density



“real” local oscillator

# Ruido de fase

- La señal recibida en dominio frecuencia

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{l=0}^{N-1} X_l Q_{l-k} + N_k \\ &= X_k Q_0 + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l Q_{l-k} + N_k \\ &= Y_{CPE_k} + Y_{ICI} + N_k \end{aligned}$$

Sin  
considerar  
el efecto  
de canal

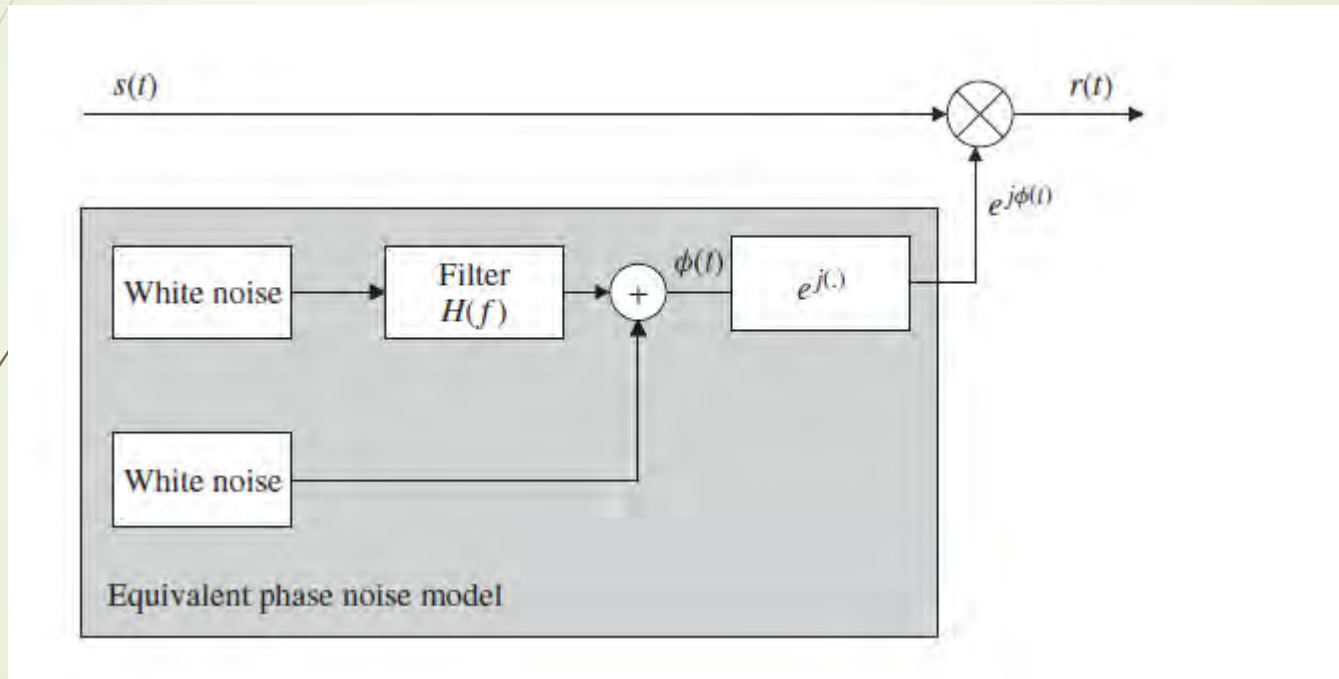
rotación

$$Q_0 = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \exp(j\phi_m)$$

$$Q_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \exp(j\phi_m) \exp\left(j\frac{2\pi km}{N}\right)$$

ICI- ruido aditivo  
gausiano

# Modelo de ruido de fase





# Ruido de fase

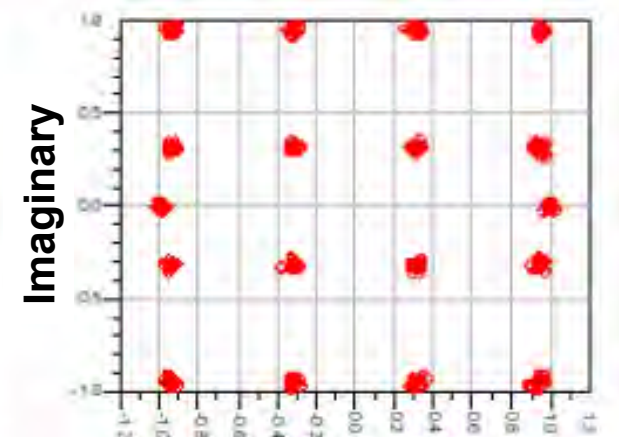
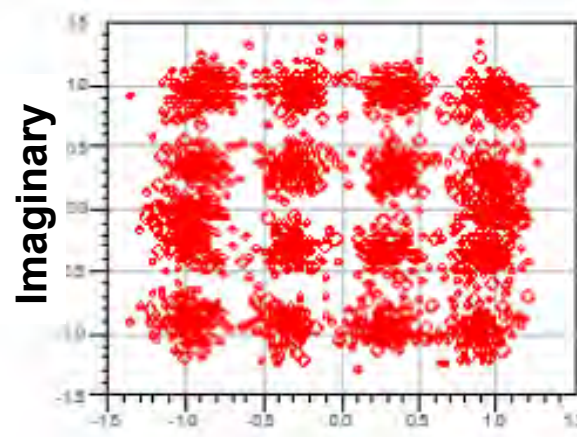
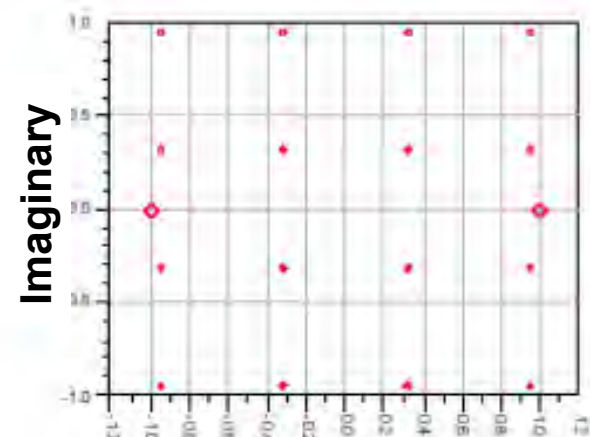
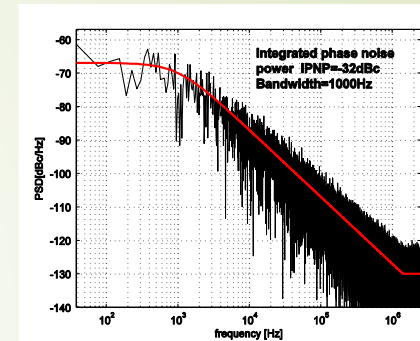
- Ondas milimétricas
- VER MATERIAL ADICIONAL : “WF on Phase Noise Modeling”

# Ruido de fase

## Phase noise

Common phase error

Intercarrier interference (ICI)



real

# CFO + ruido de fase

➡ Modelo

$$\begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ \vdots \\ Y_{N-2} \\ Y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_0 & Q_{N-1} & \cdots & Q_1 \\ Q_1 & Q_0 & \cdots & Q_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{N-2} & Q_{N-3} & \cdots & Q_1 \\ Q_{N-1} & Q_{N-2} & \cdots & Q_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_0 & C_{N-1} & \cdots & C_1 \\ C_1 & C_0 & \cdots & C_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N-2} & C_{N-3} & \cdots & C_1 \\ C_{N-1} & C_{N-2} & \cdots & C_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & H_{N-2} & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & H_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \vdots \\ X_{N-2} \\ X_{N-1} \end{bmatrix}$$

Matrix PHN

Varia  
símbolo a  
símbolo

Matrix CFO

Varia  
lentamente  
en el  
tiempo  
(doppler)

Matrix canal



# Imperfecciones de RF

- Oscilador local- Ruido de fase
  - ICI
  - Common phase error rotation.
- Carrier frequency offset
  - ICI
  - Common phase error rotation
- Amplificación no lineal
  - Escalamiento
  - Ruido aditivo



# Imperfecciones de RF

- Conversores A/D y D/A
  - Ruido de cuantización → ruido aditivo.
- Desbalance en modulador I/Q
  - Rotación
  - Interferencia espejo

## Soluciones?

- Mejora en el diseño de RF → elevado costo → NO es útil para productos de uso masivo!!
- Técnicas de compensación en el dominio digital banda-base