

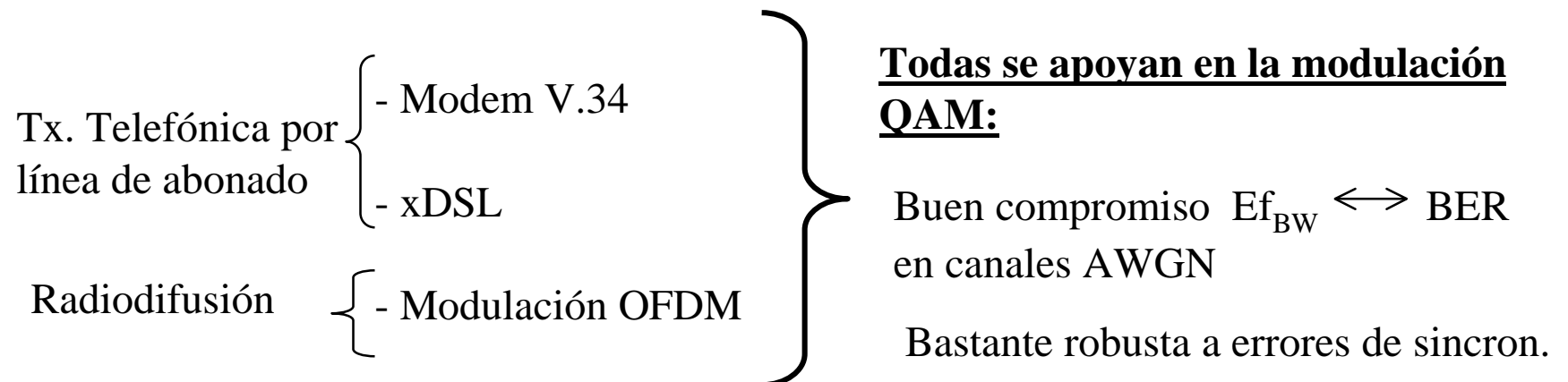
Modulaciones de alta velocidad

1. Modulaciones de alta velocidad

Transmiten: voz, imagen y datos

Requieren alta eficiencia espectral

Han de ser robustas a las degradaciones que introduce el canal
(ej: ecos y desvanecimientos)



Densidad espectral

Señal paso-banda: $s(t) = \text{Re}\left\{A_c b_s(t) e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)}\right\}$

$$b_s(t) = i_s(t) + jq_s(t)$$

información

$$b_s(t) = |b_s(t)| e^{j\theta_b(t)} \left\{ \begin{array}{l} |b_s(t)| = \sqrt{|i_s(t)|^2 + |q_s(t)|^2} \\ \theta_b(t) = \text{tg}^{-1} \frac{q_s(t)}{i_s(t)} \end{array} \right.$$

$$s(t) = A_c \left\{ i_s(t) \cos(w_c t + \theta_c) - q_s(t) \text{sen}(w_c t + \theta_c) \right\}$$

$$R_s(\tau) = \frac{A_c^2}{2} (R_{is}(\tau) + R_{qs}(\tau)) \cos(\omega_c \tau)$$

↓ TF

$$S_s(\tau) = \frac{A_c^2}{4} (S_{is}(f - f_c) + S_{is}(f + f_c) + S_{qs}(f - f_c) + S_{qs}(f + f_c))$$

Modulación M-ASK: $s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kT) \cos(\omega_c t + \theta_c)$

$i_s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kT) \longrightarrow$ Señal M-PAM

$S_{is}(f) = \sigma_a^2 r |P(f)|^2 + (m_a r)^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |P(nr)|^2 \delta(f - nr)$

$\sigma_a^2 = \frac{M^2 - 1}{12} \quad m_a = \frac{M - 1}{2} \longleftarrow$ unipolar

Si $p(t) = \Pi\left(\frac{t}{T}\right) \rightarrow P(f) = \frac{\text{sen } \pi f T}{\pi f} = T \text{ sinc}(fT)$

$$S_{is}(f) = \frac{M^2 - 1}{12r} \text{sinc}^2(fT) + \frac{(M - 1)^2}{4} \delta(f)$$

$$Ef_{BW} = \frac{r_b}{BW_s} \text{ (bits/s/Hz)}$$

Modulación M-APK (QAM): $s(t) = \text{Re} \left\{ A_c \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underbrace{a_k}_{I_k + jQ_k} e^{j\theta_k} p(t - kT) e^{j(\omega_c t + \theta_c)} \right\}$

\uparrow ASK+PSK \uparrow

$$s(t) = A_c \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k p(t - kT) \cos(\omega_c t + \theta_c) - \sum_{k=-\infty}^{\infty} Q_k p(t - kT) \text{sen}(\omega_c t + \theta_c) \right\}$$

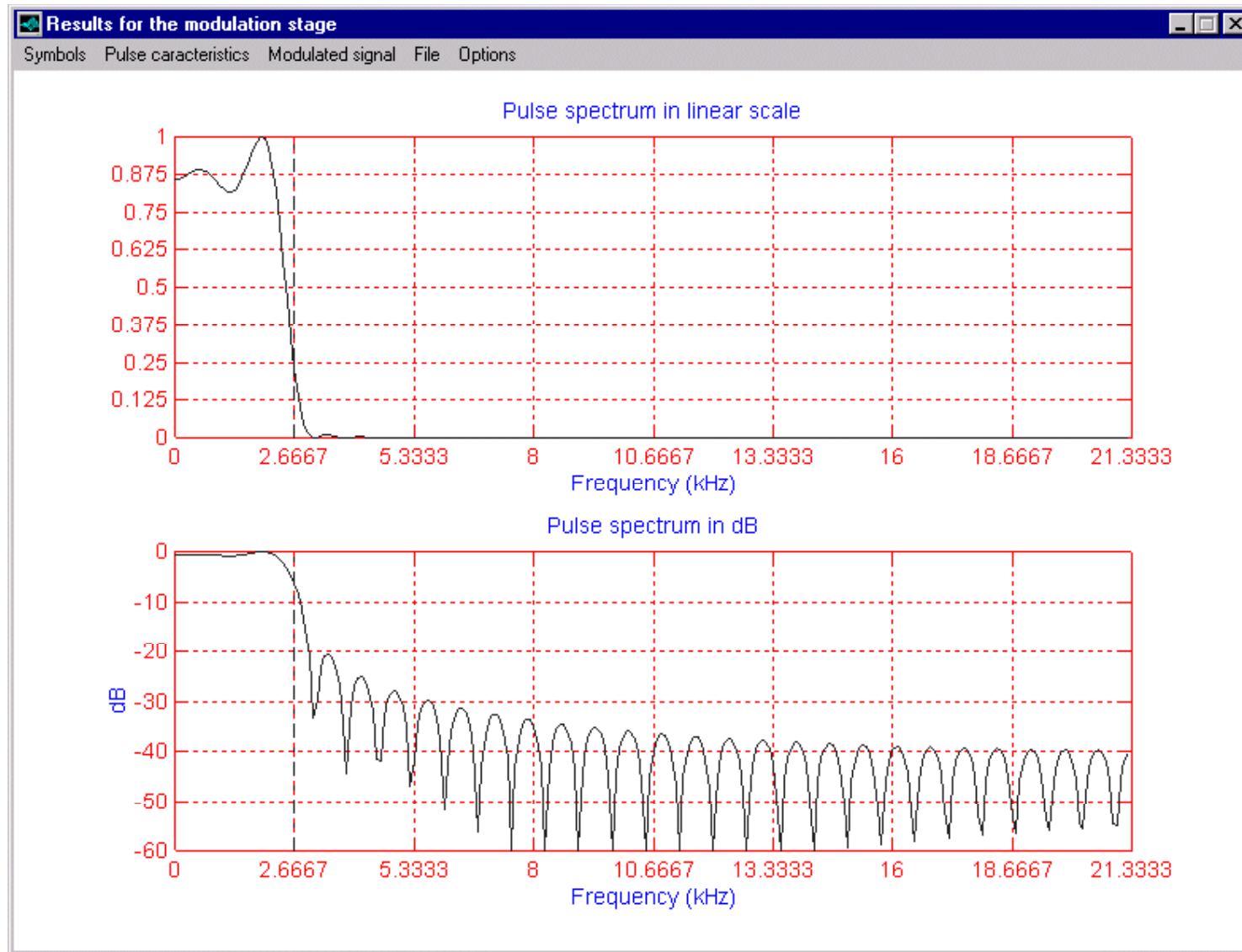
$$\left. \begin{aligned} i_s(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k p(t - kT) \\ q_s(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} Q_k p(t - kT) \end{aligned} \right\} \begin{aligned} I_k &= \pm 1, \pm 3 \dots \pm (M_1 - 1) && \text{M-APK} \\ Q_k &= \pm 1, \pm 3 \dots \pm (M_2 - 1) && \text{M=M1 M2} \end{aligned}$$

Si $M_1 = 2^n \quad M_2 = 2^m \longrightarrow M = 2^{n+m} = 2^b \longrightarrow r = \frac{r_b}{b} \text{ baudios}$

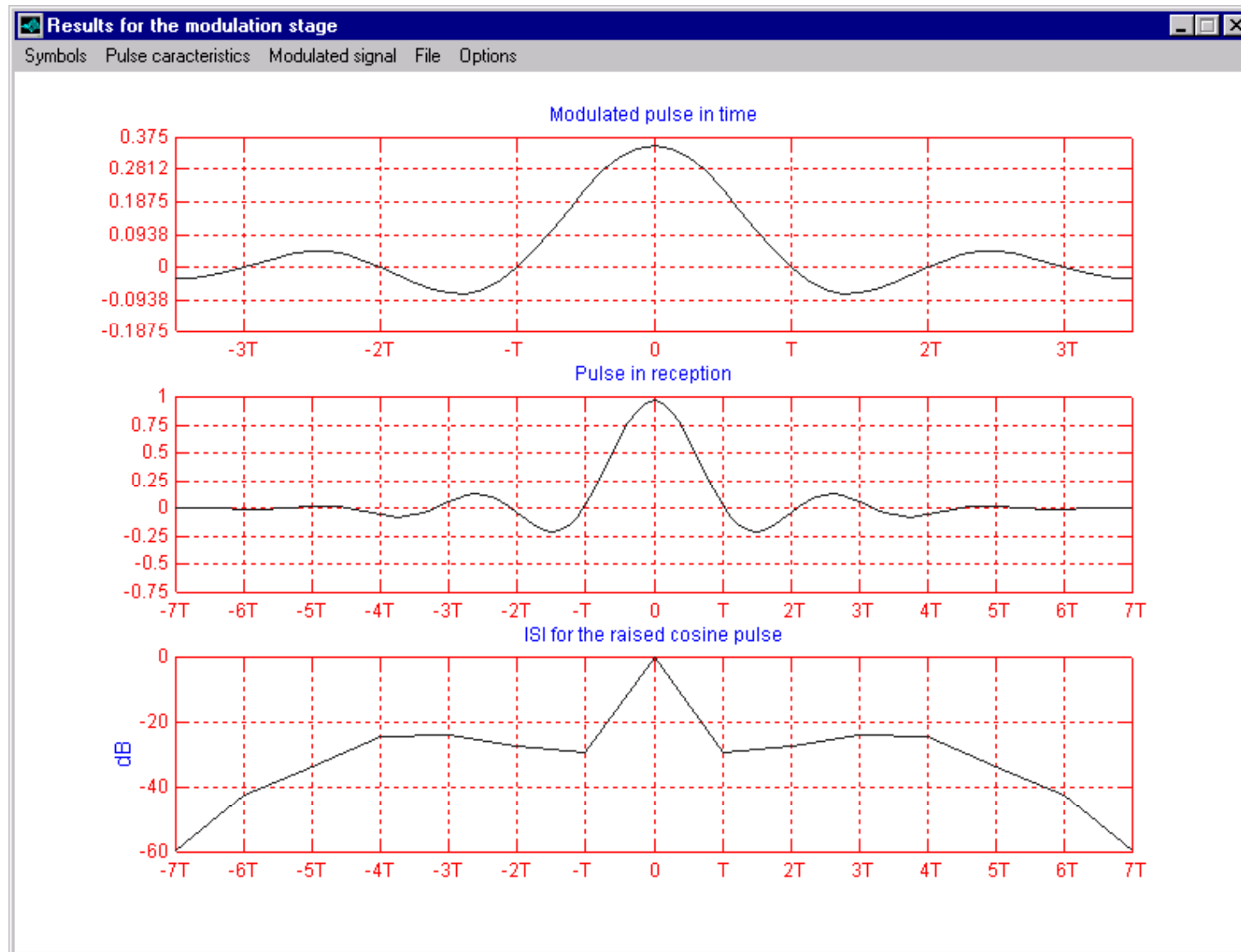
SIGNAL PROCESSING IN COMMUNICATIONS GROUP
DEPARTMENT OF SIGNAL THEORY AND COMMUNICATIONS



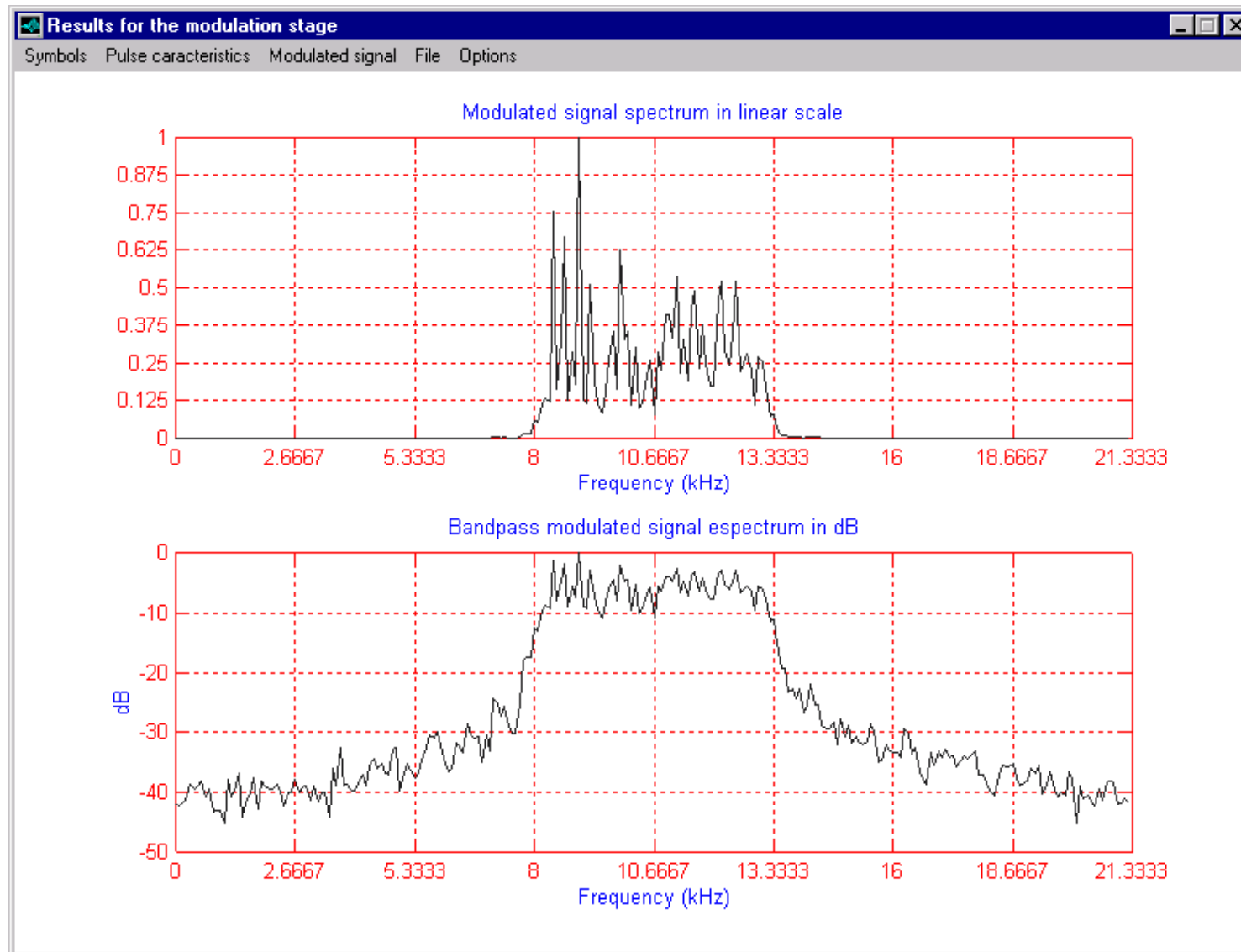
SIGNAL PROCESSING IN COMMUNICATIONS GROUP
DEPARTMENT OF SIGNAL THEORY AND COMMUNICATIONS



SIGNAL PROCESSING IN COMMUNICATIONS GROUP
DEPARTMENT OF SIGNAL THEORY AND COMMUNICATIONS



SIGNAL PROCESSING IN COMMUNICATIONS GROUP
DEPARTMENT OF SIGNAL THEORY AND COMMUNICATIONS




BER

A igual eficiencia espectral que PSK y ASK, QAM permite mejor BER; ya que hay más grados de libertad en su diseño

M	Mejora en SNR de QAM sobre PSK para igual BER
8	1.65
16	4.20
32	7.02
64	9.95

Comparación argumentos
BER



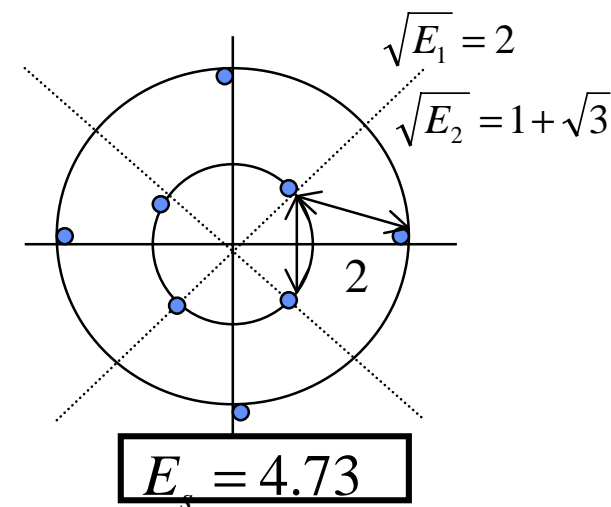
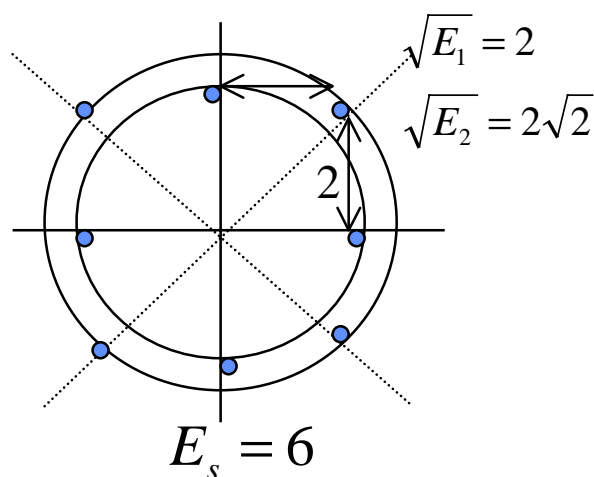
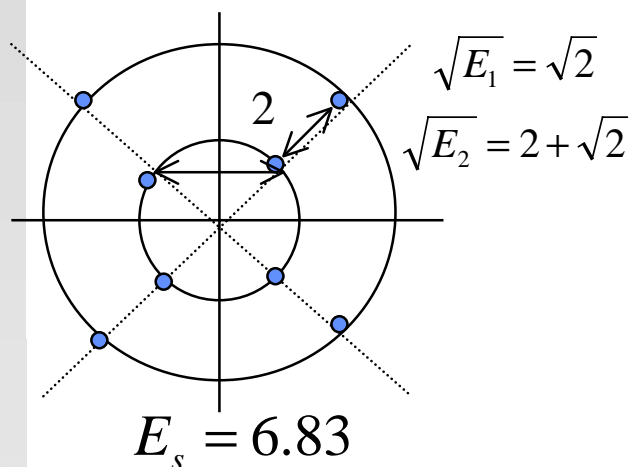
El límite de Shannon para transmisión libre de errores en canales limitados en banda y AWGN

$$C = BW_c \log_2[1 + SNR] \quad (bits / seg)$$

Ej.: canal telefónico: $BW_c = 3\text{KHz}$

$SNR = 30\text{ dB}$ ($\rightarrow 1000:1$) $C = 30\text{ kbps}$

Para determinar la probabilidad de error de una modulación digital como M-QAM se ha de recurrir a su constelación. La probabilidad de error se viene determinada principalmente por la distancia mínima entre ptos. de la constelación. **Ej.: M=8**



Aunque no sean óptimas las constelaciones cuadradas son las más sencillas de demodular

BER

M-ASK:

$$p_e = \frac{2(M-1)}{M} Q \left(\underbrace{\sqrt{\frac{6 E_s}{(M^2-1) N_o}}}_{d} \right)$$

$$2\sigma_n$$

$$\frac{E_s}{N_o} = SNR_{simbolo}$$

M-PSK: (M↑)

(SNR↑)

$$p_e \cong 2 Q \left(\sqrt{2 \frac{E_s}{N_o} \sin \frac{\pi}{M}} \right)$$

M-APK:

→ $M=2^b$ **b par**

$$p_e = 1 - p_c \quad p_c = \left(1 - p_{e\sqrt{M}}\right)^2 \quad p_{e\sqrt{M}} = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_s}{N_o}} \right)$$

→ $M=2^b$ **b impar** (“union bound”)

$$p_e \leq 1 - \left[1 - 2Q \left(\sqrt{\frac{3}{(M-1) N_o} E_s} \right) \right]^2 \leq 4Q \left(\sqrt{\frac{3}{(M-1) N_o} E_s} \right)$$

→ No rectangular (“union bound”)

$$p_e \leq (M-1)Q \left(\sqrt{\frac{d_{min}^2}{2N_o}} \right) \longrightarrow \text{Cota pesimista para M grande}$$

Modem de alta velocidad V.34

Surgió como estándar en 1994 para tx. Full-duplex por línea telefónica

Se basa en la modulación QAM

El ancho de banda de tx. y la frecuencia portadora son variables según la calidad del canal

$$BER \approx 10^{-5} \cdot 10^{-6}$$

Ej.: para 8 b/s/Hz (8 bits por símbolo QAM)

2400 bauds (Hz)	—————>	19.200 bps
3429 bauds (Hz)	—————>	27.429 bps

Hasta finales de los 80 se pensaba que sería necesario sustituir los actuales bucles de abonado de cobre por otros de fibra óptica para tx. Imágenes —————> gran inversión.

xDSL

DSL: “Digital subscriber line”

Trabajan en la línea telefónica por encima de los 4 KHz y disponen de un BW de canal de 1 MHz

Coexisten con los servicios de voz tradicionales

ADSL (Assymmetric DSL):

640 Kbps
→
←
6 Mbps

En 1995 se estableció un estándar empleado ahora en la World Wide Web

La modulación base para ADSL es QAM. La recuperación de “timing” exige muchas veces un exceso de BW, generalmente de un 15% (ej.: 680 kBauds → 782 KHz de BW)

La línea telefónica por encima de los 4 KHz es selectiva en frecuencia. Por ello se han de tx. Subcanales de menor BW → modulaciones multiportadora (robustas)

↓
MODULACIONES OFDM si se quiere un uso eficiente de la BW.

Son modulaciones que ponen énfasis en las prestaciones más que en la simplicidad del rx.

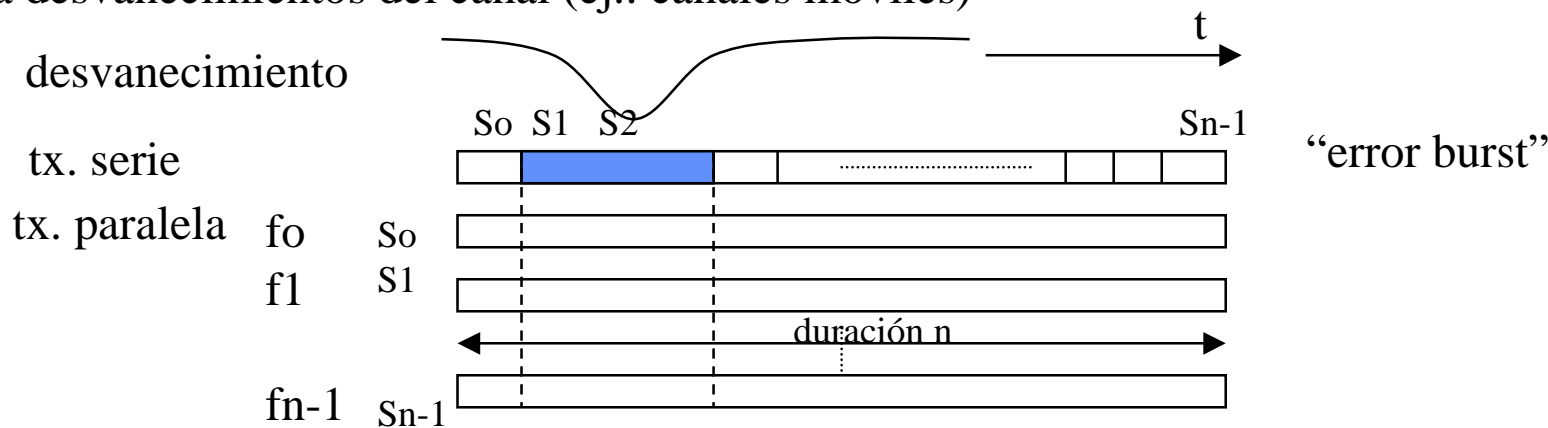
OFDM “Orthogonal Frequency Division Multiplexing”

Los canales selectivos en frecuencia (línea telefónica, radiodifusión terrestre,...) introducen ecos que provocan ISI; ya que alargan la duración de cada pulso.

Para un determinado canal, cuanto mayor sea la velocidad de la señal a tx. (mayor ancho de banda), menor será la duración de cada símbolo y más sensible será a los ecos que introduzca el canal (los ecos alargarán más en proporción la duración de un símbolo).

↓
SOLUCION

Las modulaciones multiportadora permiten tx. datos a velocidad elevada modulando varias portadoras en paralelo cada una a velocidad menor (robusto a ecos). También son robustas a desvanecimientos del canal (ej.: canales móviles)

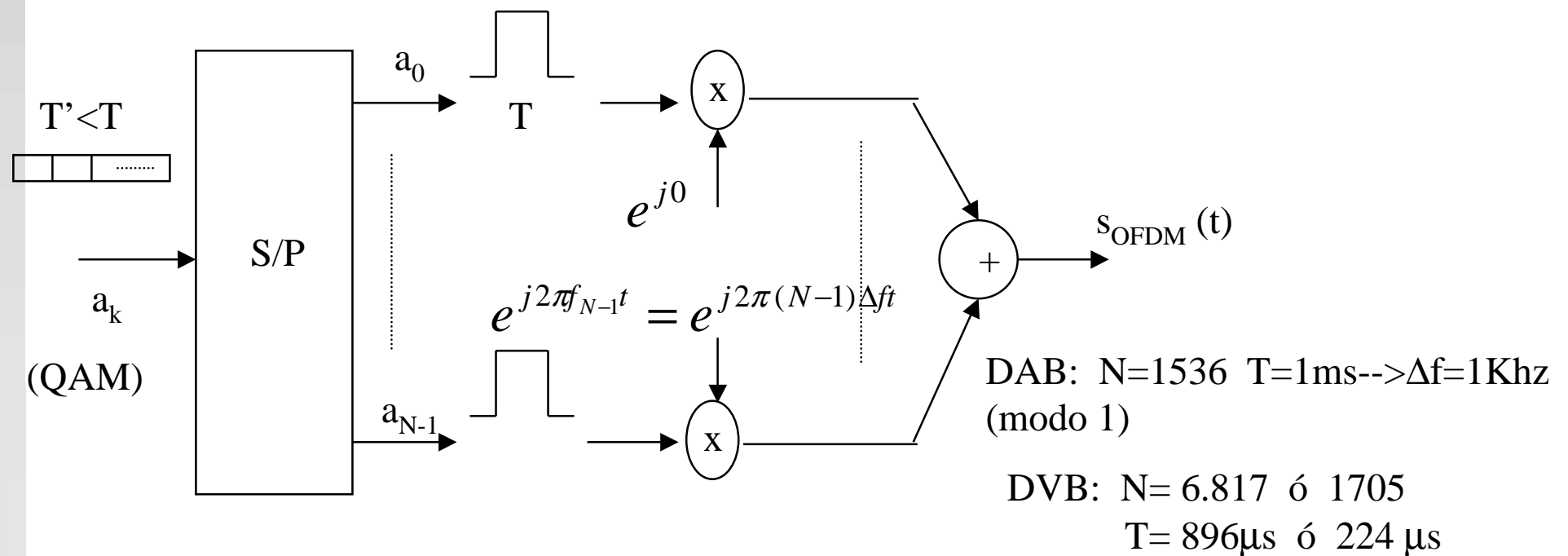


Surgió en los 50-60 para aplicaciones militares

En 1985 se empezó a emplear en comunicaciones móviles

Actualmente se emplea en el estándar de DAB y forma parte el futuro estándar europeo de DVB

$$b_s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} a_{m,k} e^{j2\pi f_k t} \Pi(t - mT)$$



$$f_k = \frac{k}{T}$$

→ Formas de onda asociadas a cada subcanal ortogonales

$$\varphi_{i,k}(t) = e^{j2\pi f_k t} \Pi(t - iT)$$

$$\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{i,k}(t) \cdot \varphi_{l,m}^*(t) dt = \delta(i-l) \cdot \delta(k-m)$$

Gracias a la ortogonalidad el receptor puede recuperar los datos tx. con filtros adaptados a cada subcanal

$$\hat{a}_{m,k} = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \cdot \varphi_{m,k}^*(t) dt$$

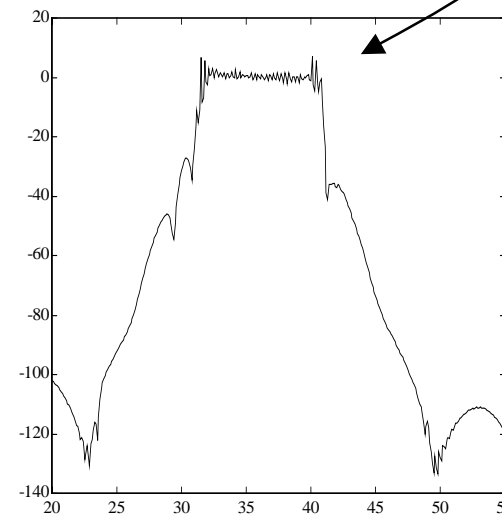
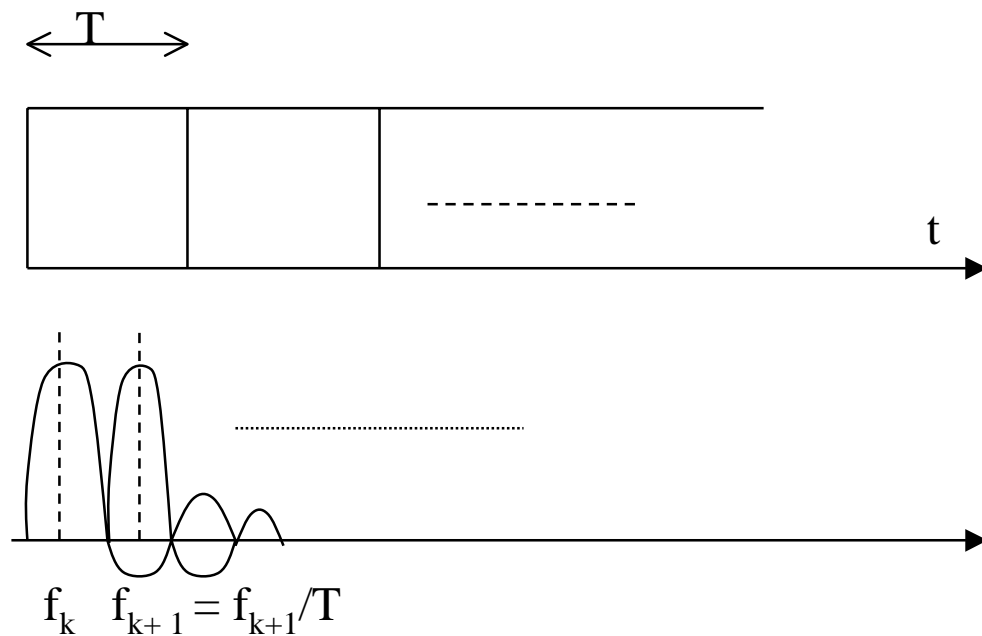
↑
Señal recibida

$$f_k = \frac{k}{T}$$

→ Mínima separación entre canales: OFDM tiene óptima eficiencia espectral

$$B_{sOFDM}(f) = T \sum_{l=0}^{N-1} \sigma_l^2 \operatorname{sinc}^2 \left[T \left(f - \frac{k}{T} \right) \right]$$

N=6.817 (DVB)
 T = 896 μs → Δf=1.11 KHz
 B_T = N · Δf = 7.6 MHz



Inconvenientes:

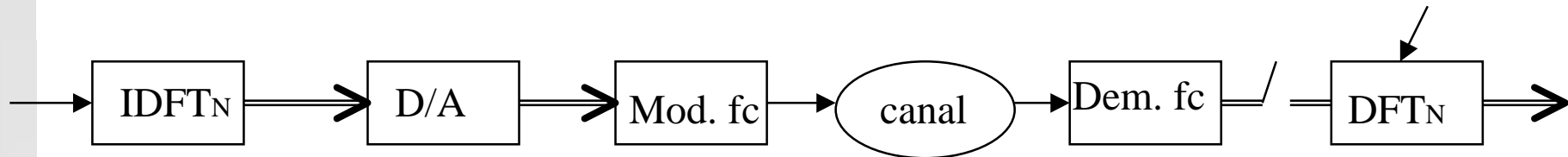
- muy sensible a offsets de frecuencia
- no es de envolvente cte.

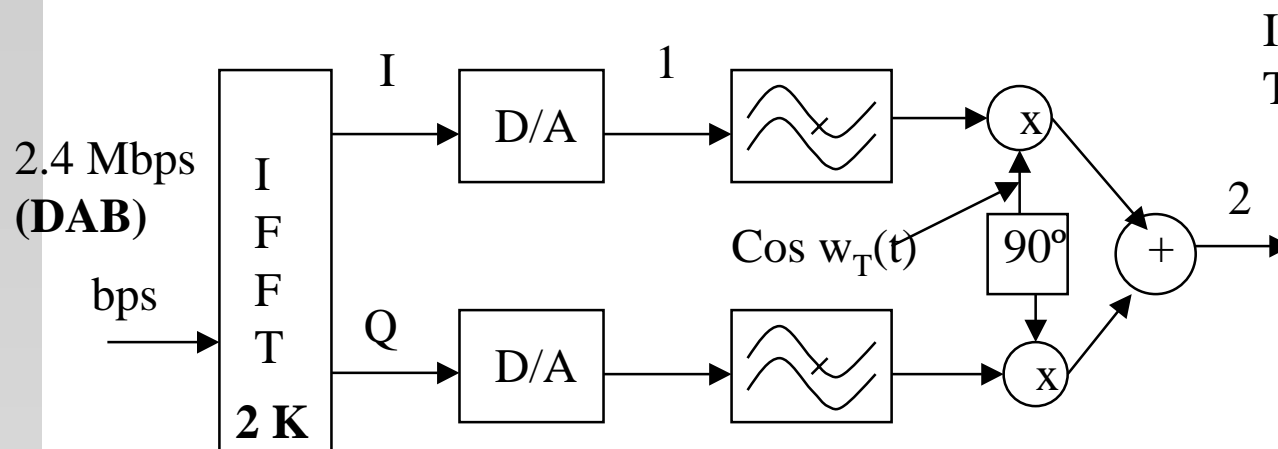
Fácil implementación del ts. y del rx. \longrightarrow Empleo de la DFT

Se toma $s_{\text{OFDM}}(t)$ entre $[mT, (m+1)T)$ y se muestrea a N/T , entonces resulta:

$$b_{s_{m,n}} = b_s(t) \Big|_{t=mT+nT/N} = \sum_{k=0}^{N-1} a_{m,k} e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \quad n = 0 \dots N-1$$

Por lo tanto: $\{b_{s_{m,0}}, \dots, b_{s_{m,N-1}}\} = \text{IDFT}_N \{a_{m,0}, \dots, a_{m,N-1}\}$ banco de FA





IFFT de $N=2K$ ptos (1536 port.):
 $T=1\text{ms}$ $1\text{ms}/2048 \text{ MHz}= 2K$

Problemas de la implementación analógica: simetría en ambas ramas

- Suma y mezcla de señales
- D/A y filtros

Implementación digital:

$$\cos\left(2\pi \frac{f_T}{4f_T} n\right) = \cos\left(\frac{\pi}{2} n\right) = 1,0,-1,0,1$$

$$\sin\left(2\pi \frac{f_T}{4f_T} n\right) = \sin\left(\frac{\pi}{2} n\right) = 0,1,0,-1,0,1$$

conmutación entre las 2 ramas
 + inversión.

8Kk IFFT (si 2K x4)

D/A con 8.192 MHz clock



SHARP LH9124

(8K IFFT en $820 \mu\text{s}$ + mod digital en $205 \mu\text{s} = 1.25\text{ms}$)
 T

IMPLEMENTACIONES DE 1K-FFT COMPLEJA

<u>Procesador</u>	<u>Tiempo</u>	<u>Precisión</u>	<u>Factor</u>
80386	200 ms	16-bit coma fija	1
TMS 320C30	2.5 ms	32-bit coma flotante	80
SHARP LH 9124	80ms	24-bit coma fija	2500

Ofrecen diferentes SNR



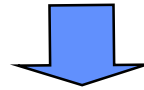
IMPLEMENTACIÓN VLSI (interesa reducir el espacio y el consumo de potencia a valores muy bajos adecuados para receptores móviles con baterías de larga duración)

<u>Nº puntos</u>	<u>Reloj</u>	<u>Consumo</u>	<u>Tecnología</u>	<u>Area</u>	<u>Tamaño</u>
8192	20 MHz	600 mW	0.5µm	100mm ²	1.5 M trt.
2048	“	300 mW	“	“	“
1024	16 MHz	9.5 mW	0.7µm	50mm ²	4.6 10 ⁵ trt.
1024	173 MHz	845 mW	“	“	“

Si se sobremuestrea la señal $f_m \geq \frac{N}{T}$ (o n° portadoras menor que N) y se toman $N_{ss} = \frac{N+L}{T}$

se obtiene que

$$b_{sm,n}^{N_{ss}} = b_s(t) \Big|_{t=mT + n \frac{T}{N+L}} \quad n = 0, \dots, N+L-1$$



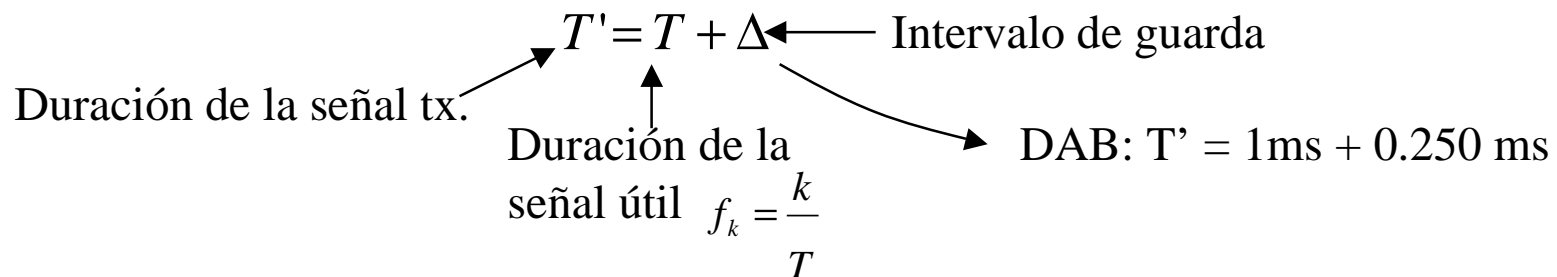
$$\{b_{sm,0}^{N_{ss}}, \dots, b_{sm,+L}^{N_{ss}}\} = IDFT_{N+L} \{a_{m,0}, \dots, a_{m,N-1}, \underbrace{0 \dots 0}_{\text{L ceros: "zero padding"}}\} \quad n = 0, \dots, N+L-1$$

Transmisión por canales selectivos en frecuencia: Intervalos de guarda

En presencia de ISI (canal selectivo en frecuencia) las propiedades de ortogonalidad entre $\varphi_{i,k}(t)$ ya no se mantienen. Ante ello hay dos soluciones que suponen menos carga de cálculo que la igualación:

1- Aumentar T (aumentando el nº de portadoras si se mantiene B_T). En canales móviles el límite de dicho aumento vendrá dado por el tiempo de coherencia del canal ($T > 1/B_d$)

2.- Al comienzo de cada símbolo poner un intervalo de guarda que “absorba” la ISI.



$$\varphi'_{i,k}(t) = g'_k(t - jT') \begin{cases} -\Delta \leq t < T : g'_k(t) = e^{j2\pi f_k t} \\ \text{resto} & g'_k(t) = 0 \end{cases}$$

$$b_s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} a_{m,k} \varphi'_{m,k}(t)$$

La regla de demodulación es ahora:

$$\hat{a}_{m,k} = \frac{1}{T} \int r(t) \varphi_{m,k}^*(t) dt$$

Se evita el transitorio posponiendo la integración.

con: $\varphi_{i,k}(t) = g_k(t - jT')$

Se observa que hay una desadaptación del filtro receptor

con el filtro adaptado que sería $\varphi_{i,k}'^*(t)$. Ello provoca una pérdida de $10 \log(T'/T)$, la cual se procura que sea < 1 dB (ej.: en DAB y DVB $\Delta=T/4 \rightarrow 10 \log(5/4)=0.96$)

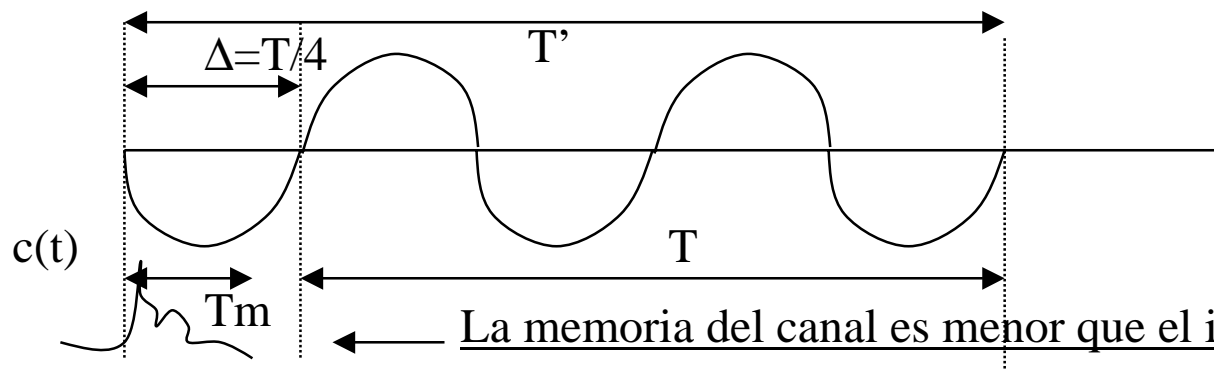
$$\varphi_{i,k}'^*(t)$$

Análisis en presencia de propagación multicamino

Supondremos que:- el “delay spread” (duración de la respuesta imp. del canal) o $T_m < \Delta$

- el canal varía lentamente con respecto a T'

$$T' \gg \frac{1}{B_d}$$



La memoria del canal es menor que el intervalo de guarda

$$(j+1)T'-T \leq t < (j+1)T' \quad r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} H_{j,k} a_{j,k} \varphi_{j,k}(t)$$

Respuesta a la frecuencia f_k en el instante jT'
Debido a Δ no hay ISI

canal multiplicativo

$$\hat{H}_{j,k} \hat{a}_{j,k} = \frac{1}{T} \int r(t) \varphi_{j,k}^*(t) dt$$

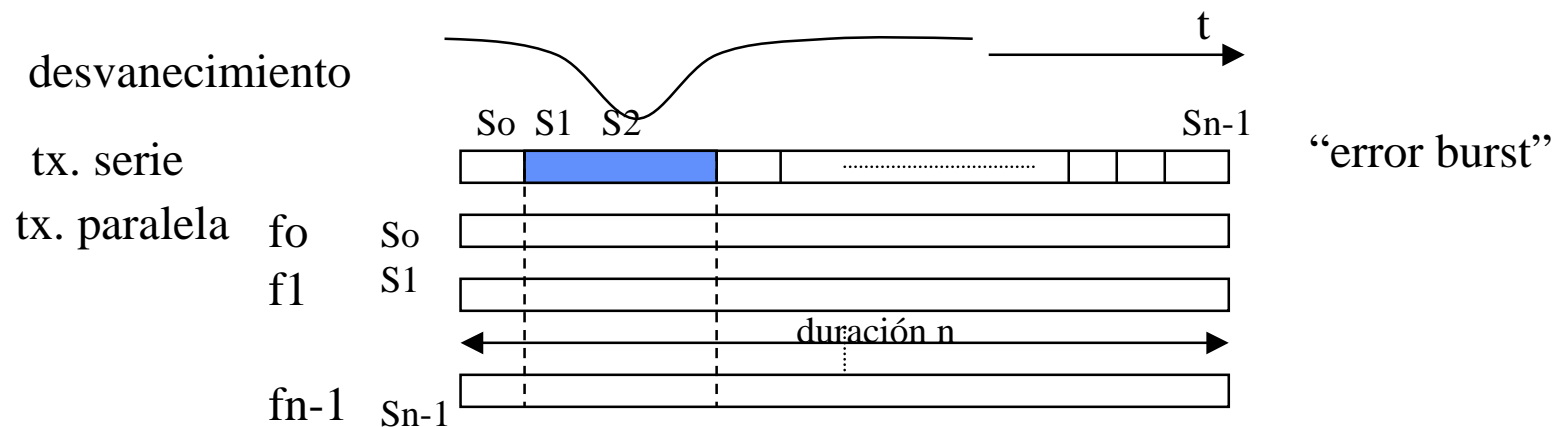
La ISI desaparece con Δ y, por lo tanto, desaparecen los efectos del canal selectivo.

En DAB y DVB, el intervalo de guarda consiste en una repetición cíclica del intervalo útil.

Transmisión por canales móviles con desvanecimientos no selectivos en frecuencia

Esta aplicación de la señal OFDM es una de las menos empleada.

En OFDM los símbolos transmitidos por los subcanales tienen una duración N veces mayor que en el caso de utilizar una única portadora. De esta manera, si se utiliza un n° de portadoras suficientemente elevado para que la duración de los símbolos sea superior al tiempo de coherencia del canal, resulta que la aparición de un desvanecimiento no provoca la pérdida de ninguno de ellos sino sólo su distorsión, debido a la atenuación parcial de amplitud. OFDM se puede aplicar para “promediar” los desvanecimientos no selectivos en frecuencia entre muchos símbolos y, de este modo, mitigar el efecto de su aparición.



La tx. por un canal multiplicativo implica la pérdida de la ortogonalidad entre las portadoras y, en consecuencia, la aparición de interferencia entre los distintos subcanales a la salida de los filtros adaptados a la DFT. Dicha interferencia se denominará ICI. Al igual que en el canal selectivo en frecuencia, esta ICI se puede interpretar en términos de una convolución.

$$r(t) = s(t).c(t) + w(t)$$

$$\downarrow \quad F_m=N/T$$

$$r(n) = s(n).c(n) + w(n) \quad 0 \leq n \leq N - 1$$

Realizando una DFT

$$R(k) = \sum_m S(k) \otimes C(k) + W(k) \quad 0 \leq k \leq N - 1$$

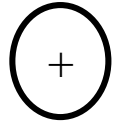
$$a_{m,k}$$

Efecto de “aliasing” debido al ensanchamiento “doppler”.

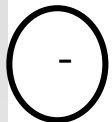
Si se sobremuestra la señal, con un factor igual a N_{ss} , la aplicación del “zero padding” a las señales $S(k)$ y $C(k)$ convierte la convolución circular en lineal (*)

$$R^{N_{ss}}(k) = S^{N_{ss}}(k) * C^{N_{ss}}(k) + W^{N_{ss}}(k) \quad 0 \leq k \leq N - 1$$

CONCLUSIONES: Características de la señal OFDM



- FDM de máxima eficiencia espectral
- Convierte canales selectivos en frecuencia en no selectivos
- Robusta a “fadings” rápidos debido a la mayor duración del símbolo
- Los lóbulos laterales decaen rápidamente en el espectro --> pequeñas interferencias provocadas en canales adyacentes.
- Inmunidad frente a ruido impulsivo al aumentar T, pero más vulnerable a interferencias de banda estrecha, aunque si son fijos puede evitar tx. en unas portadoras concretas
- Flexibilidad a distintos esquemas de modulación.
- No presenta el problema de “noise enhancement” que producen los igualadores necesarios en sistemas monoportadoras.



- No es de envolvente cte. (P_p/P_a) grande. Ello origina problemas en tx. Satélite y en grabación magnética.
- La recuperación de sincronismo es crítica
- Requiere un procesado en bloque

Corrección de las degradaciones producidas por el canal

1. Distorsión lineal: se considera que se tx. una señal de entrenamiento formada por portadoras sin modular (un “comb”)

1.1.- Introduciendo un intervalo de guarda Δ , en DAB y DVB $\Delta = T/4$

1.2.- La igualación se puede realizar en el dominio transformado (después de la FFT) o en el dominio temporal (con un LMS que adapte los coeficientes de un TDL).

Por ejemplo, si la distorsión del canal se modela con una amplitud o fase diferente para cada subcanal

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} H_{j,k} a_{j,k} \varphi_{j,k}(t)$$

la secuencia piloto permite estimar dicha distorsión en el dominio frecuencial y luego se invierte para obtener los coeficientes complejos de un conjunto de igualadores de 1 “tap” (actúan de igualadores de retardo + AGC) --> banco de multiplicadores (a penas afectan a la SNR; ya que esta se mide por subcanales).

A la hora de diseñar la duración del símbolo T y de la línea TDL se ha de tener en cuenta que:

- Si T disminuye entonces la ICI e ISI aumentan y con ello la complejidad del TDL
- Si T aumenta aparecen más portadoras y además se ha de tener en cuenta el ancho doppler del canal. Ej.: en el modo 1 de DAB: $f_0 = 230$ MHz, $v = 150$ km/h --> $f_d = 31.9$ Hz
 $T' \ll 1/f_d$ --> $T' < 1/25f_d$ $T' < 1.25$ ms --> $\Delta < 251$ μ s

1.3. Los efectos de los desvanecimientos son más perjudiciales para OFDM que los efectos de un canal selectivo en frecuencia. La solución más habitual es proteger la señal a nivel de bit o de símbolo de información, para ello se suele emplear: codificación de canal (códigos bloque, convolucionales o concatenación de ambos), entrelazado y modulaciones codificadas (TCM), que permita corregir los errores “burst” producidos por los desvanecimientos Rayleigh. Por ejemplo en el estándar DAB se emplea COFDM, es decir, *Coded OFDM*.

1.4. Si la modulación empleada es PSK, el canal no necesita ser igualado en amplitud; ya que toda la información está en la fase. Además la información puede tx. diferencialmente DPSK (caso de la señal DAB)

$$r_k(n) = H_k(n)a_k(n) + w_k(n) = \rho_k(n)e^{j\theta_k(n)}a_k(n) + w_k(n)$$

↓ “igualación” o detección

$$z_k(n) = y_k(n)y_k^*(n-1) = \rho_k^2(n)a_k(n)a_k^*(n-1) + w'_k(n)$$

↙ a penas varía entre 2 símbolos

↔ Secuencia original si la codif. es difer.

PERO: Se pierde de 3 a 4 dB en la SNR al emplear modulación diferencial en lugar de coher.

- 2.- Offsets de frecuencia: ocasionados por:
- el doppler debido al movimiento del móvil
 - desfases introducidos por el canal

Se pierde la ortogonalidad entre portadoras y aparece ICI

Ref. "A technique for OFDM freq. Offset correction," P.H.Moose, *IEEE Trans. On Comm.* Vol. 42, Oct. 94

2.1.- Estimar los offsets de frecuencia por retransmisión de símbolos de información

2.2.- Empleo de técnicas ciegas. Ej.:

R(k): muestras a la salida del la FFT en el receptor

Se calcula $\mathbf{C}_R = E[\mathbf{R}\mathbf{R}^T]$

Se demuestra que los elementos de la diagonal principal de dicha matriz son:

$$c_{kk} = \frac{E_s}{N} \left(1 + (N-1)e^{j2\pi(\varepsilon - \hat{\varepsilon})} \right) \rightarrow \varepsilon - \hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{N \operatorname{Im}\{c_{kk}\}}{N \operatorname{Re}\{c_{kk}\} - E_s} \right)$$

Alg. de gradiente que $\min |\varepsilon - \hat{\varepsilon}(i)|^2$