

III. COMUNICACIONES DE ESPECTRO ENSANCHADO

III.1. Introducción.

III.2. Espectro ensanchado por secuencia directa (DSSS).

III.2.1. Transmisores/Receptores DSSS.

III.2.2. Prestaciones de DSSS.

III.3. Espectro ensanchado por salto de frecuencia (FHSS).

III.4. Generación de las señales código y sincronización.

III.4.1. Generación de secuencias pseudo-aleatorias.

III.4.2. Sincronización.

III.5. Diversidad. Receptor RAKE.

III.5.1. Concepto de diversidad.

III.5.2. Receptor RAKE.

III.6. Acceso Múltiple por División de Código (CDMA).

III.1. Introducción

➤ Motivación espectro ensanchado:

- De acuerdo a la fórmula de Shannon para la capacidad de un canal con ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN), se puede intercambiar relación señal-ruido por ancho de banda y seguir teniendo una probabilidad de error arbitrariamente pequeña:

$$\begin{aligned} C \text{ (bps)} &= B \log_2(1 + \text{SNR}_{out}) = \\ &= B \log_2\left(1 + \frac{P_{out}}{\eta B}\right) \end{aligned}$$

C (bps) = Mayor tasa binaria que se puede transmitir por el canal con probabilidad de error arbitrariamente pequeña

- En esta línea, se ha desarrollado tecnología de transmisión radio donde se produce un *intercambio de potencia por ancho de banda*: la anchura de banda de la señal transmitida es mucho mayor que la necesaria para transportar la información

- La señal de *información se procesa con un código* de expansión de banda

- En recepción, la señal se recupera aplicando el mismo código en un proceso de compresión.

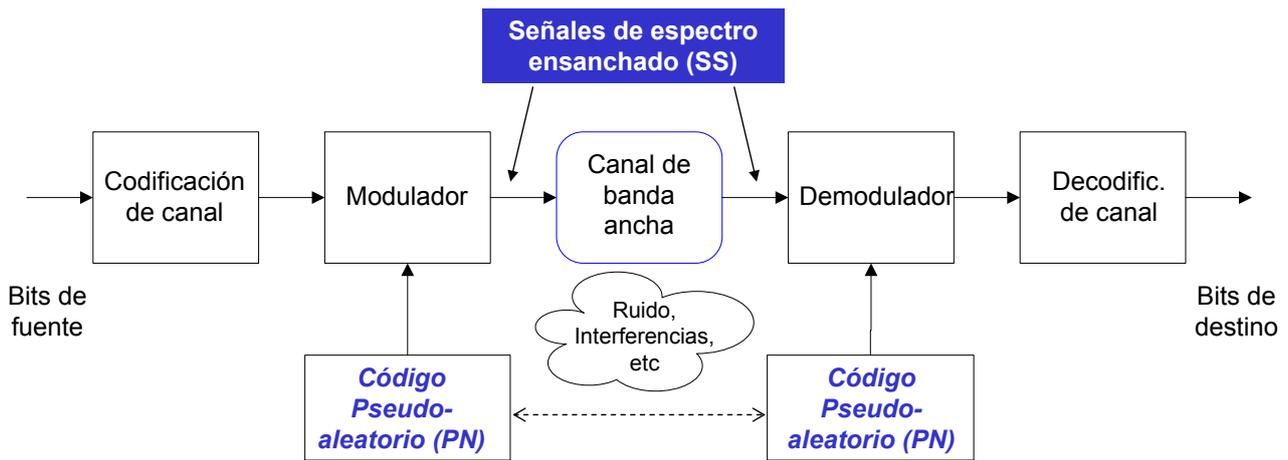
➤ Ventajas:

- **Reducción de la densidad espectral de potencia** de la señal transmitida, ya que su potencia se distribuye en un mayor ancho de banda
- Se consiguen por tanto **señales poco detectables** (confundibles con ruido de fondo) y con poca posibilidad de interferir en otros servicios radioeléctricos
- **Resistencia frente a interferencias externas** de otras redes radio, ya sean deliberadas (como en comunicaciones militares) o ineludibles (debidas a la compartición de bandas de frecuencias con otros servicios)
- **Privacidad**, debida a la utilización de los códigos de expansión: la captación de la señal no implica la extracción de su información, a menos que se conozca el código de expansión de frecuencias del servicio
- Elevada **resolución temporal**, que facilita la medición de distancias mediante señales SS (Spread Spectrum)
- **Aprovechamiento de la propagación multitrayecto**. En SS pueden recuperarse y combinarse favorablemente, por lo que deja de ser un problema

➤ Clasificación de las técnicas de Espectro Ensanchado (**SS ó Spread Spectrum**):

- **Secuencia directa: DS (Direct Sequence)**. La señal de información se multiplica por el código de expansión (se usa p. ej. en los sistemas CDMA actuales y es la base del interfaz radio UMTS)
 - **Salto de frecuencia: FH (Frequency Hopping)**. La frecuencia de la portadora varía en función del código
 - **Salto de tiempo: TH (Time Hopping)**. Se varía el intervalo temporal según el código
 - **Multiportadora, MC (Multicarrier)**. Cada símbolo de información genera un conjunto de símbolos, según el código, que modulan distintas portadoras (p. ej en CDMA 2000)
- **Definición SS**: Se conocen como sistemas de espectro ensanchado aquellos en los que el ancho de banda de la señal transmitida es mucho mayor que el mínimo necesario para transportar la información: $R_{binario}/B_{utilizado} \ll 1$
- Se usa una secuencia pseudo-código, que es independiente de la señal de datos
 - El desensanchado se hace correlando la señal recibida con una copia sincronizada del código pseudo-aleatorio

➤ Modelo de sistema con SS:



- Es formalmente idéntico al modelo habitual salvo por los generadores de secuencias pseudoaleatorias (*Pseudorandom o PseudoNoise*) (en adelante PN)

- Se considerará que además de ruido blanco y gaussiano, se pueden tener interferencias de banda estrecha y banda ancha

III.2. Espectro ensanchado por secuencia directa (DSSS)

DSSS= *Direct-Sequence Spread Spectrum*

➤ Espectro ensanchado (SS) sobre una señal PAM en banda base:

- Sea la **señal de datos $d(t)$** , donde cada a_k puede tomar $M=2^k$ valores distintos que multiplican a un pulso básico $g(t)$ cada **periodo de símbolo T** (Régimen binario $R_b=k/T$)

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT)$$

- Sea una **señal código $c(t)$** (señal pseudo-aleatoria PN) que toma valores ± 1 cada cierto **periodo de chip $T_c = T/L_c$** (L_c entero $\gg 1$)

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n p(t - nT_c)$$

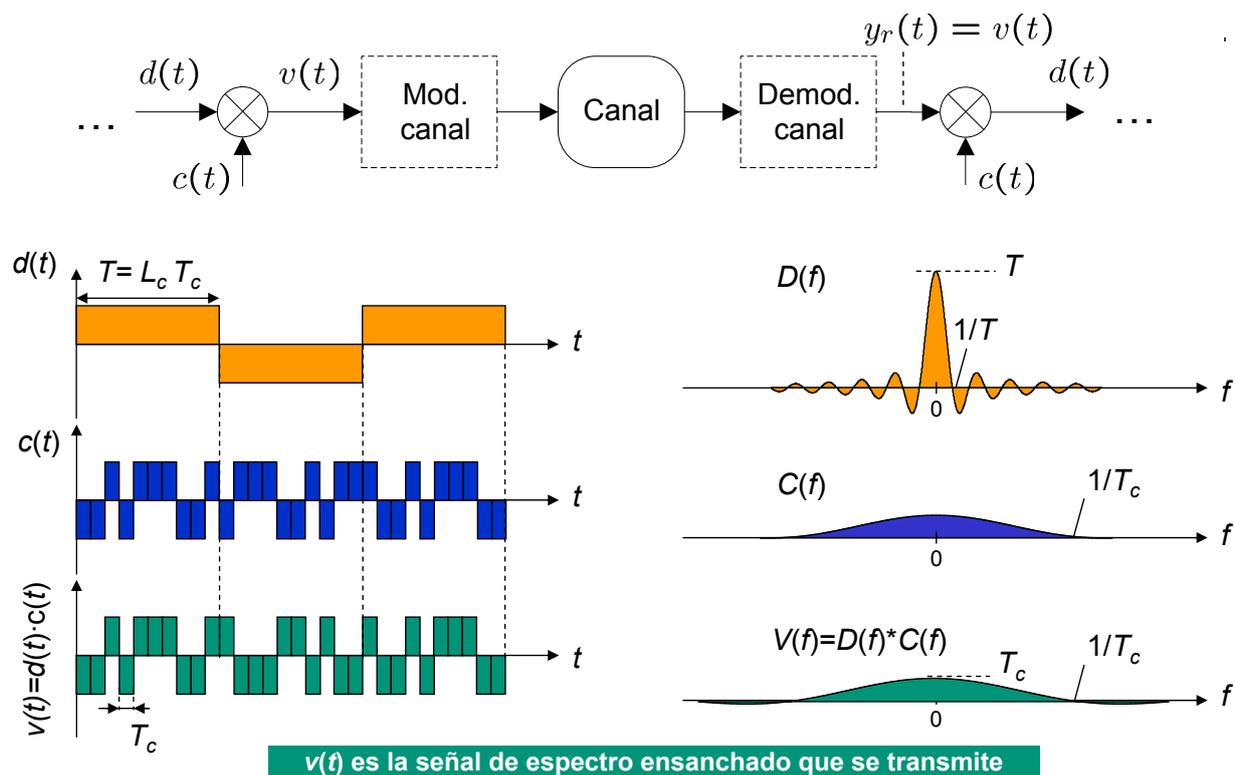
- La señal **$v(t)$** se forma multiplicando la señal de datos con la señal código y después **se transmite** (quizás se hace previamente una modulación de canal IQ, p. ej: M-QAM, M-PSK)

$$v(t) = d(t)c(t)$$

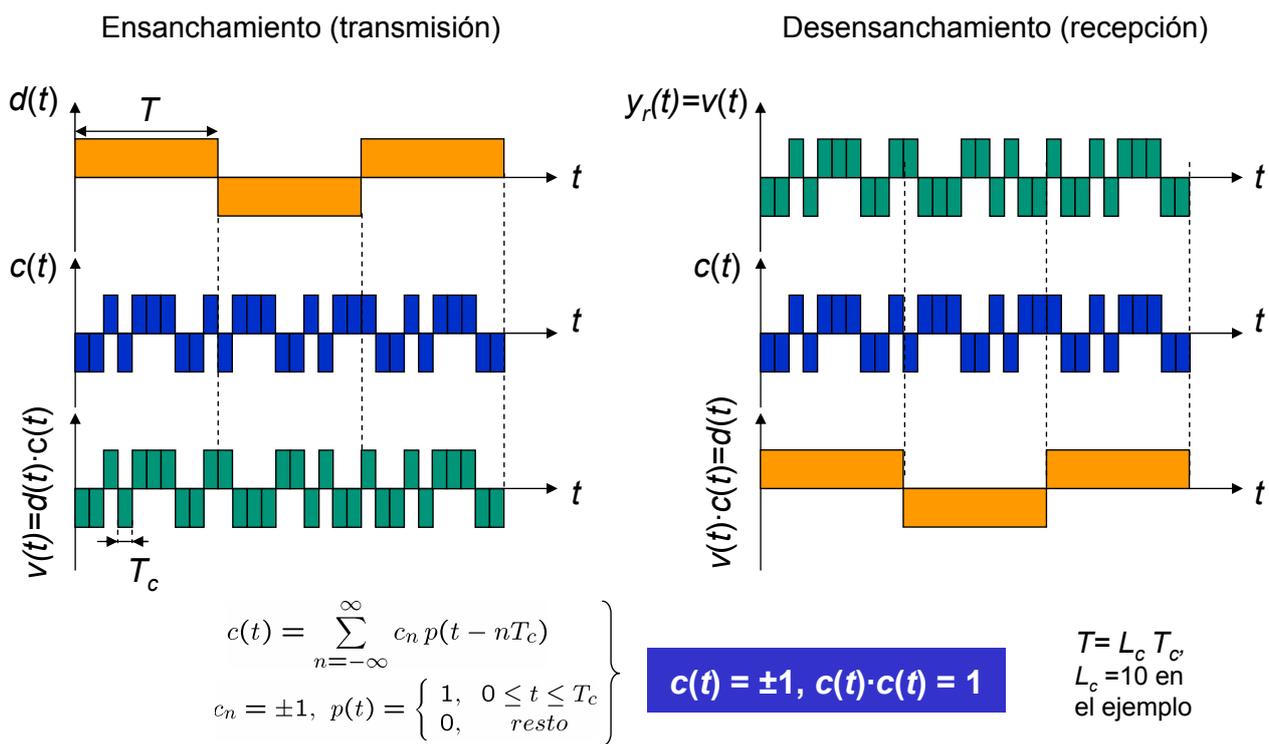
- En **recepción** (quizás después de una demodulación de canal IQ), se multiplica la señal recibida de nuevo por una réplica sincronizada de la señal código. Si esa señal recibida es $r(t)$:

$$\begin{aligned} r(t)c(t) &= v(t)c(t) = \\ &= d(t)c(t)c(t) = \\ &= d(t) \end{aligned}$$

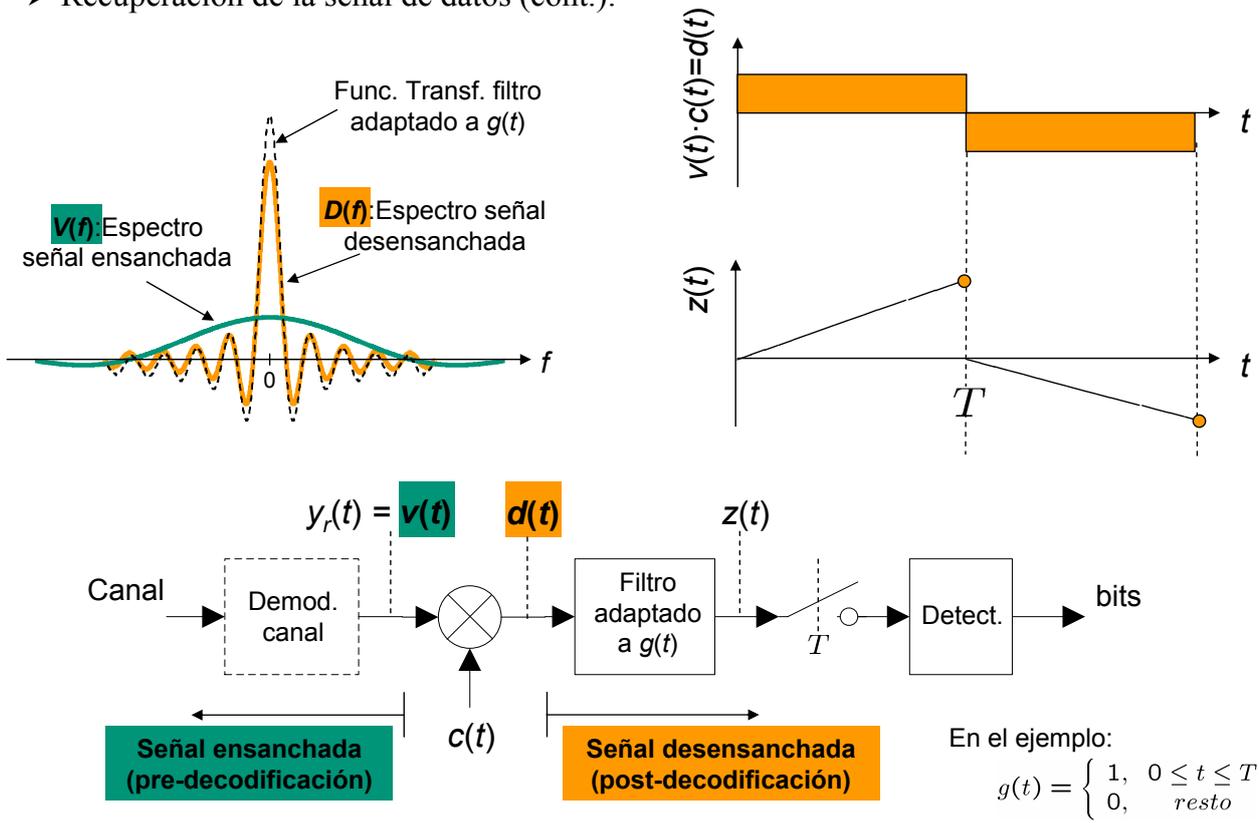
➤ Formación de la señal de espectro ensanchado:



➤ Recuperación de la señal de datos:



➤ Recuperación de la señal de datos (cont.):



➤ Recuperación de la señal de datos (cont.):

- El desensanchado de la señal de información la convierte a su forma original.
- La secuencia PN del receptor debe estar sincronizada con la de la señal recibida
- Habitualmente se sincronizan antes de la transmisión, enviando una secuencia PN conocida.

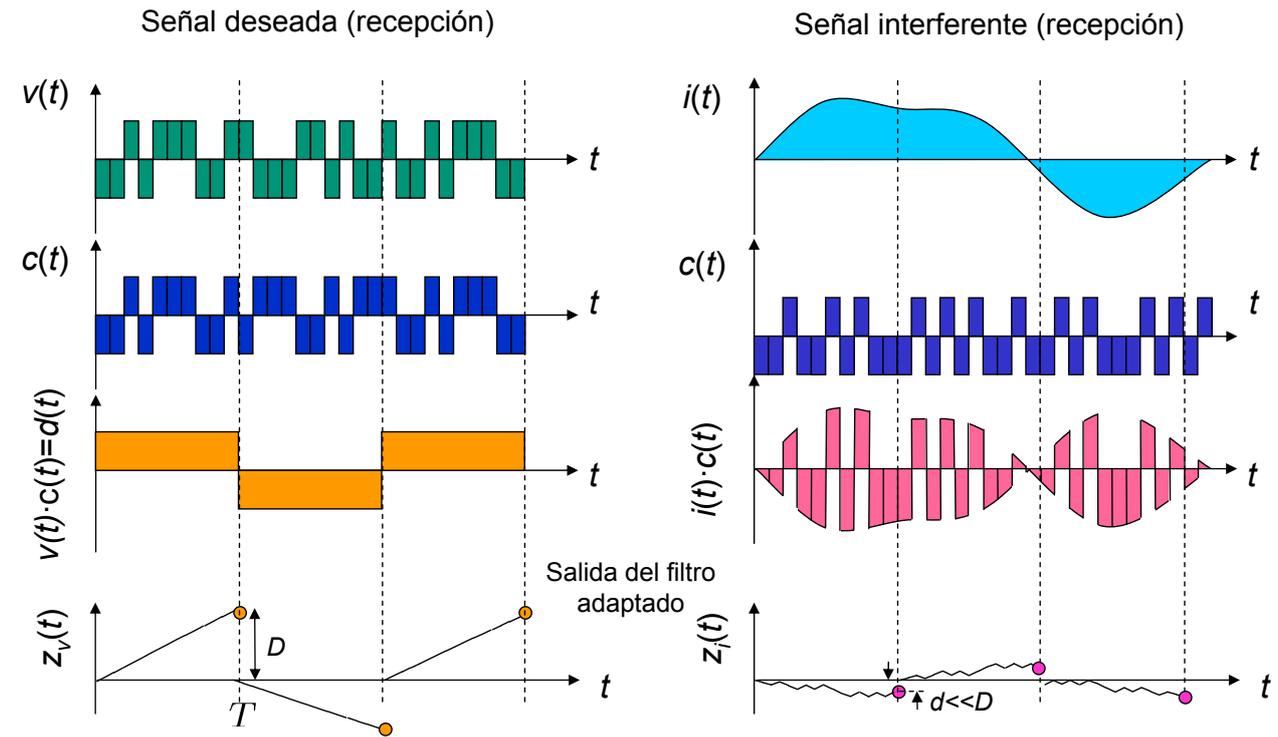
➤ Se considerarán a continuación tres tipos de perturbación:

- Interferencia de banda estrecha
- Interferencia de banda ancha
- Multitrayecto

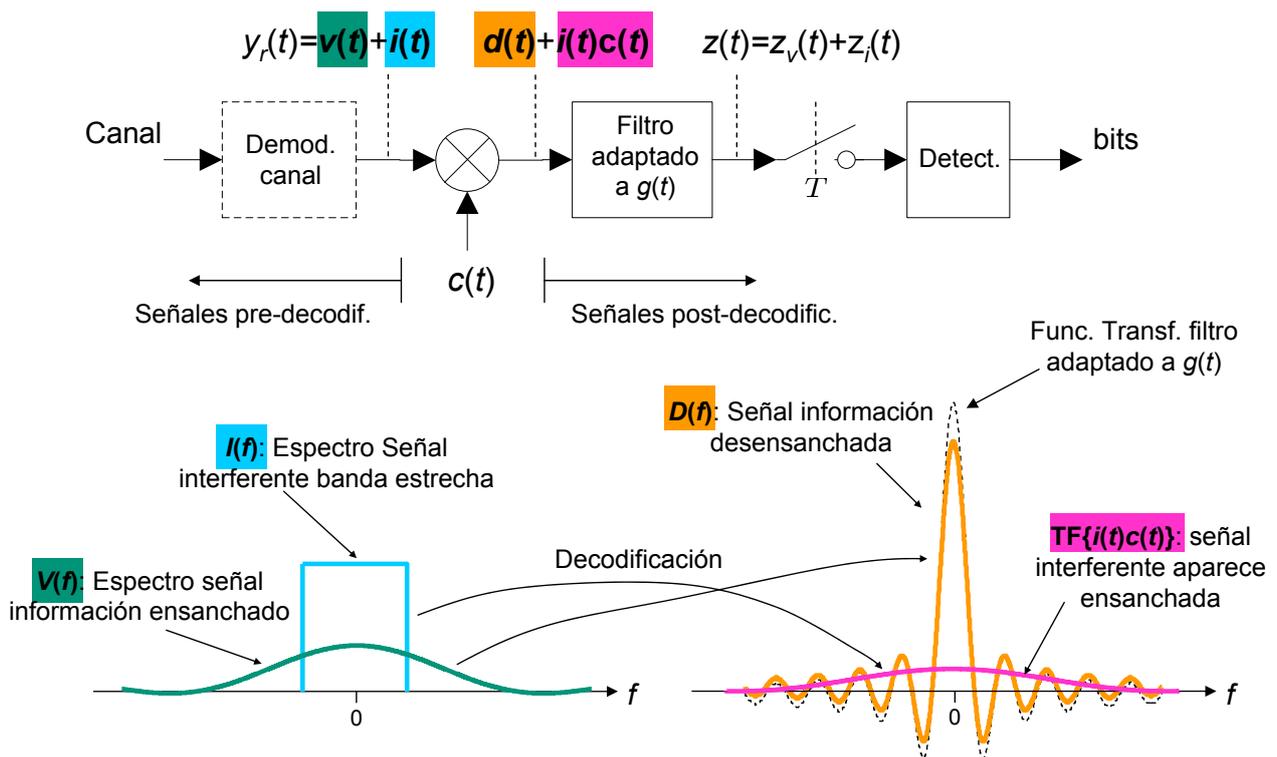
- Se presentarán las ideas básicas. La forma de los transmisores/receptores y el análisis cuantitativo de prestaciones se dejarán para los puntos II.2.1, II.2.2

- Las ideas se presentarán sobre las señales en banda-base. Este análisis tiene toda la información del proceso, puesto que en DSSS la modulación de canal se suele hacer de tipo *IQ*: lo único que se hace es trasladar el espectro a la frecuencia de la portadora.

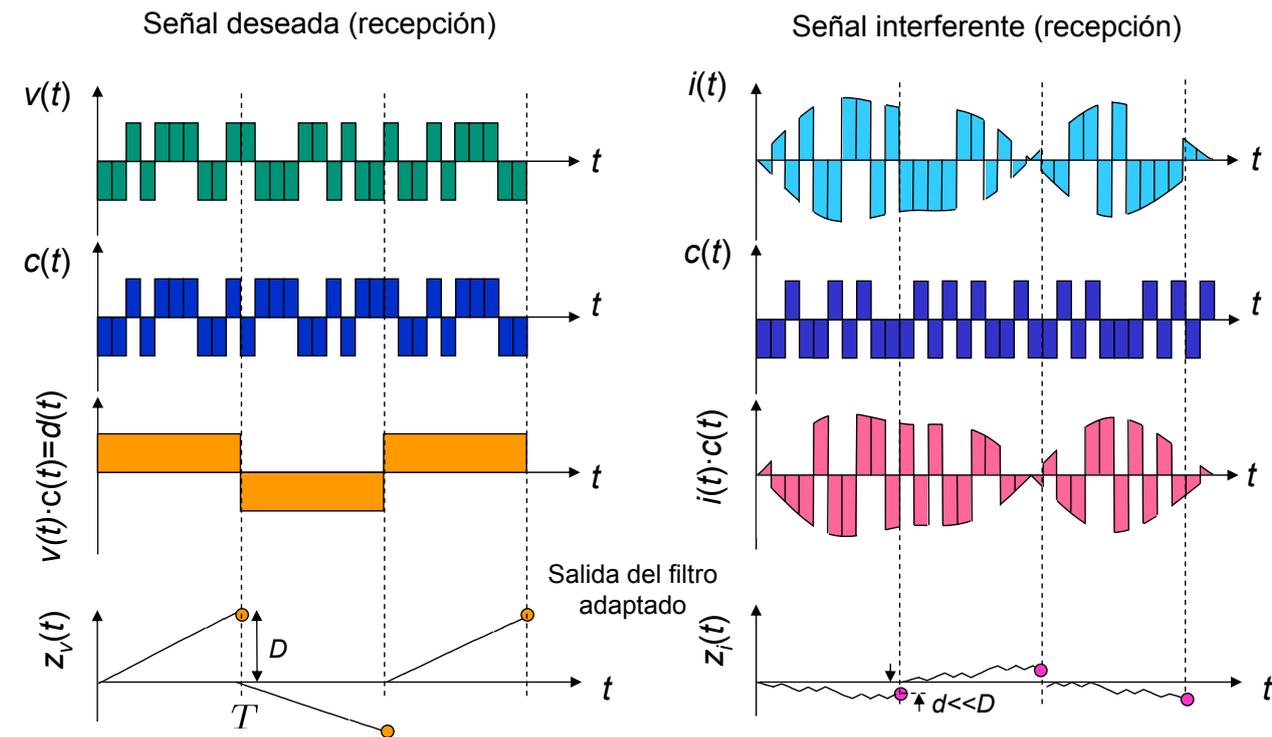
➤ A) Protección frente a Interf. de **Banda Estrecha** (señal recibida $y_r(t)=v(t)+i(t)$):



➤ A) Protección frente a Interferencias de **Banda Estrecha** (cont.):



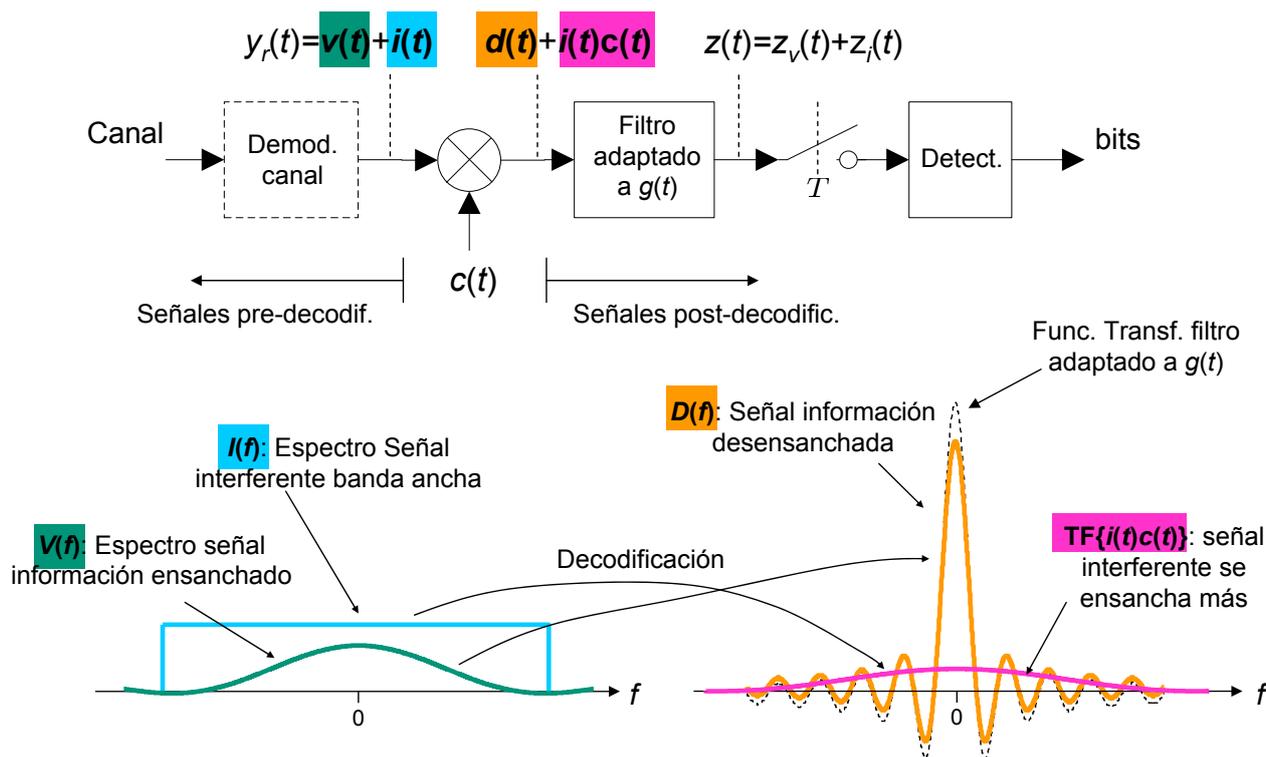
➤ B) Protección frente a Interf. de **Banda Ancha** (señal recibida $y_r(t)=v(t)+i(t)$):



13

ver. 0

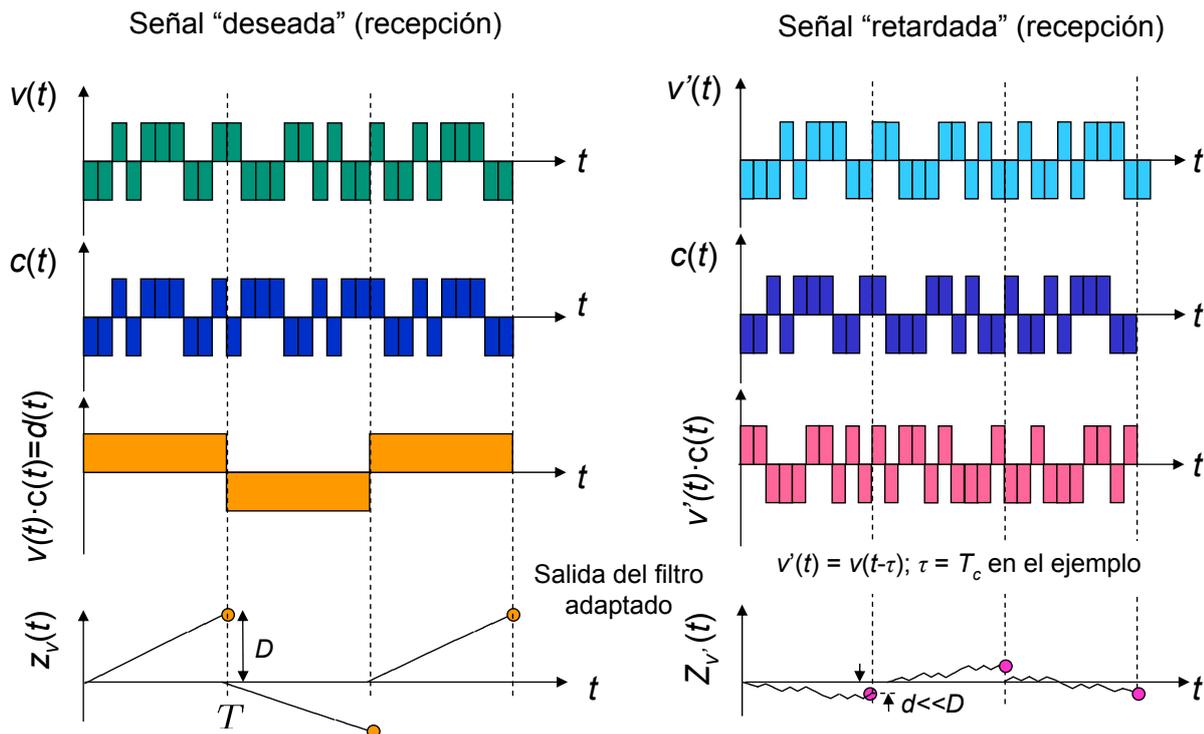
➤ B) Protección frente a Interferencias de **Banda Ancha** (cont.):



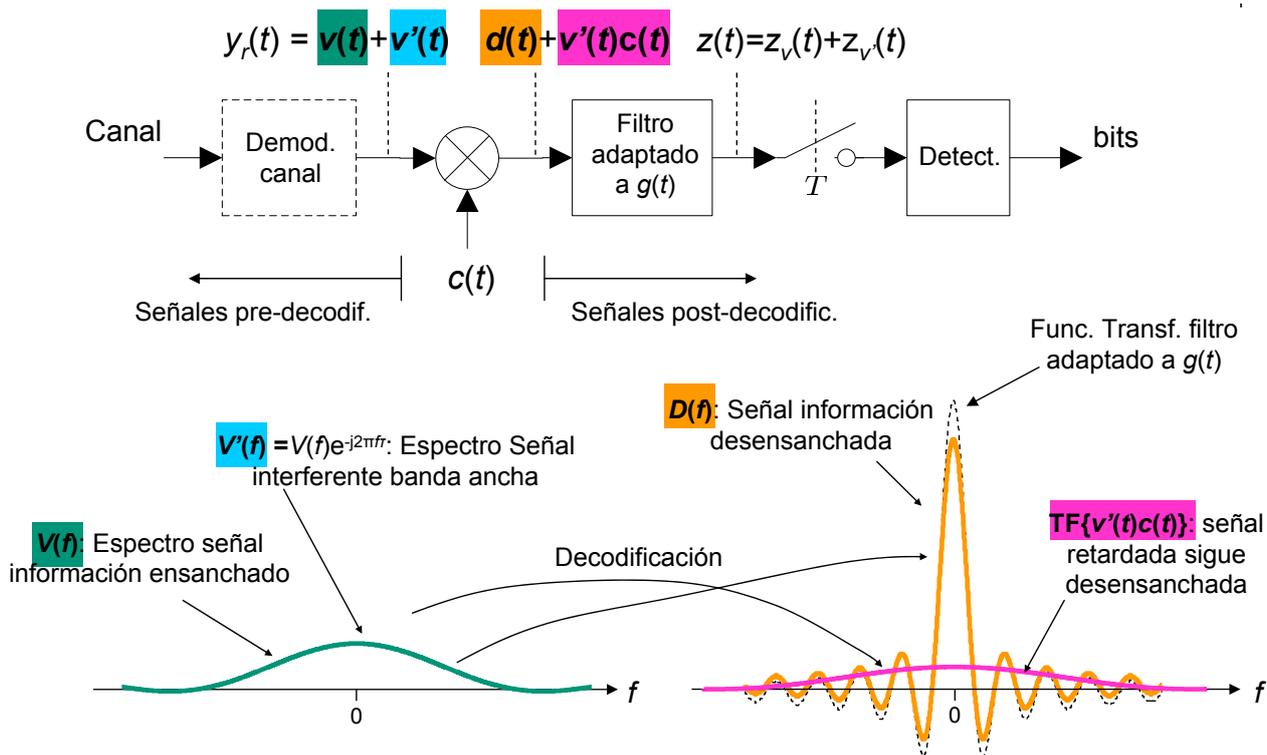
14

ver. 0

➤ C) Protección frente a **Multitrayecto** (señal recibida $y_r(t)=v(t)+v'(t)$):



➤ C) Protección frente a **Multitrayecto** (cont.):



III.2.1. Transmisores/Receptores DSSS

- Las ideas introducidas en las pag. anteriores se van a formalizar con los transmisores y receptores vistos en este punto y con el análisis de prestaciones del punto III.2.2.
- Los transmisores/receptores de DSSS son los moduladores/demoduladores IQ ya estudiados (simplemente hacen una traslación del espectro en banda base a la frecuencia de la portadora), con una única modificación:
 - En el módulo transmisor habrá una codificación
 - En el módulo receptor habrá una decodificación
- La codificación/decodificación que se ha visto en el punto anterior estaba basada en multiplicación de formas de onda. Esta opción se llamará (A).
- El mismo proceso se puede hacer también mediante multiplicación de secuencias: esta opción se llamará (B).

- **Transmisor DSSS** por multiplicación de formas de onda (A) y por multiplicación de secuencias (B):

- Opción A:

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT) \rightarrow \otimes \rightarrow v(t) \rightarrow \text{Modulador canal IQ} \rightarrow y(t)$$

Señal de datos

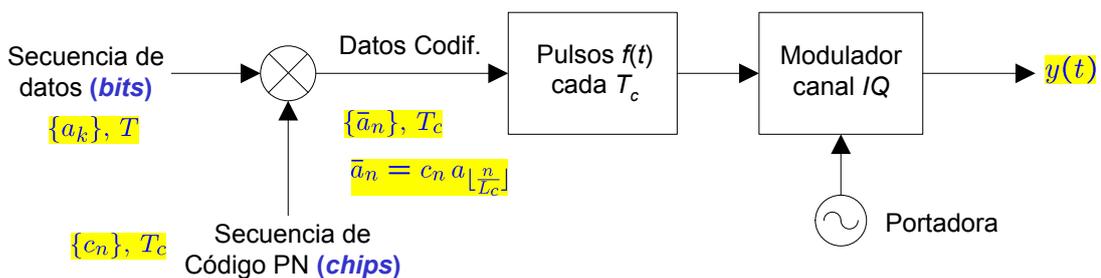
$$\text{Señal de Código Pseudo-ruido (PN): } c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n p(t - nT_c)$$

Portadora

Mod. IQ puede ser p. ej: M-QAM, M-PSK

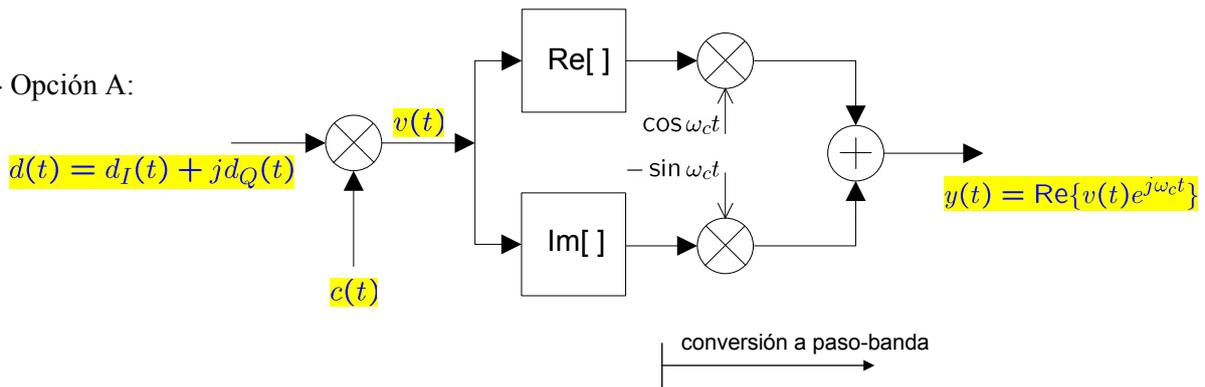


- Opción B:

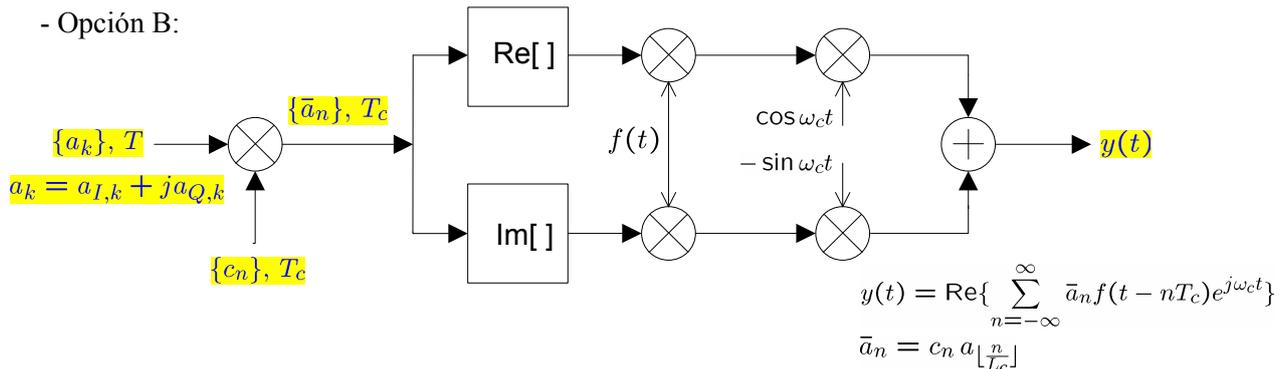


➤ El modulador *IQ* se haría de la manera convencional:

- Opción A:



- Opción B:

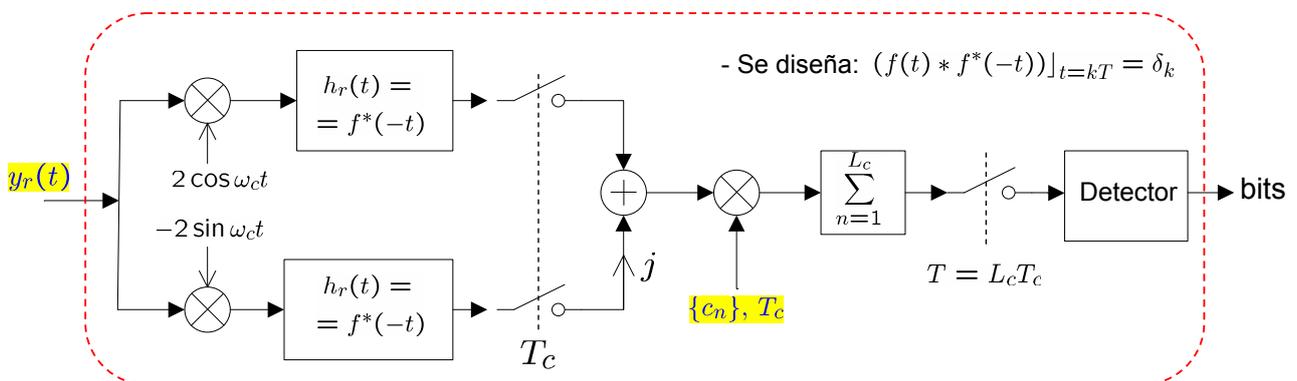


19

ver. 0

➤ El *receptor DSSS* también se puede hacer con multiplicación de formas de onda (Opción A) y con multiplicación de secuencias (Opción B):

- El demodulador para la Opción B de la pag. anterior se puede hacer con un demod. IQ:



- Si la señal recibida es $y_r(t) = y(t)$, justo antes del multiplicador por el código se tiene: $\bar{a}_n = \bar{a}_{I,n} + j\bar{a}_{Q,n}$

- Al multiplicar por la secuencia código: $\bar{a}_n c_n = a_{\lfloor \frac{n}{L_c} \rfloor} c_n c_n = a_{\lfloor \frac{n}{L_c} \rfloor}$

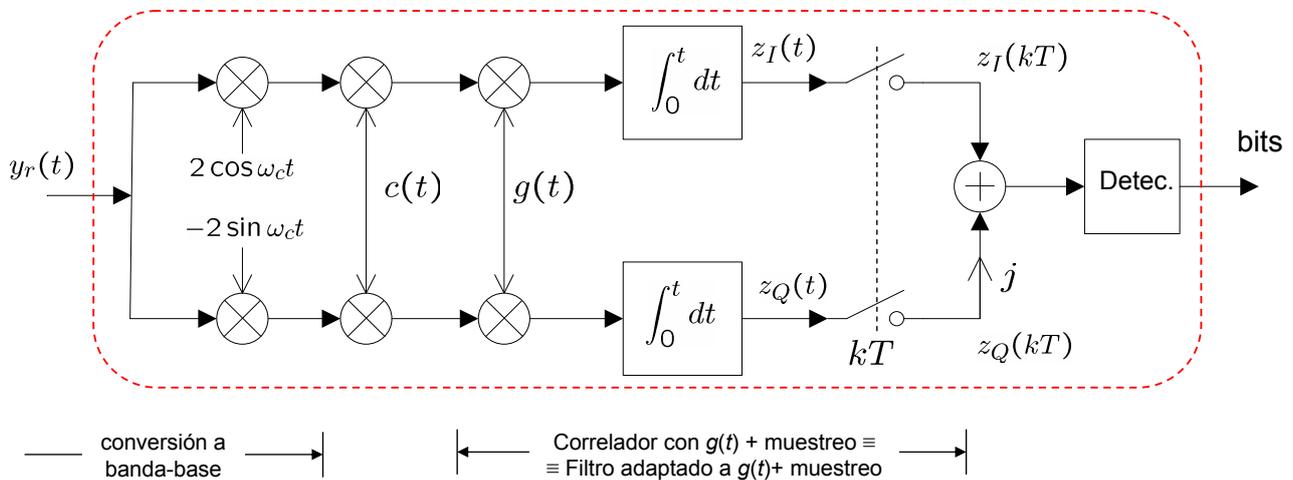
- Y después se suman los L_c valores correspondientes a un periodo de símbolo, por si hay ruido o interferencias quedarse con el promedio

20

ver. 0

➤ El efecto de las perturbaciones se explicará sobre el **receptor DSSS** basado en multiplicación de formas de onda (opción **A**):

- La señal código se inserta después de la multiplicación por las portadoras, para hacerlo lo más próximo a banda-base posible
- El filtro adaptado a $g(t)$ seguido del muestreo se hace con su forma equivalente: correlador con $g(t)$ + muestreo



III.2.2. Prestaciones de DSSS



➤ Reducción de la densidad espectral de potencia de la señal transmitida:

- Las amplitudes a_k en las que se codifican los bits forman un proceso estocástico en tiempo discreto: son una secuencia aleatoria que depende del flujo aleatorio de bits a transmitir.

- Se supondrá que las amplitudes forman una secuencia estacionaria en sentido amplio de media nula ($E[a_k]=0$) y potencia media P_a :

$$P_a = E[|a_k|^2]$$

- La señal de datos $d(t)$ es un proceso estocástico en tiempo continuo:

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT)$$

- La densidad espectral de potencia del proceso estocástico $d(t)$ es: (ver p. ej. Proakis, "Comm. Systems Eng.", sec. 8.2, p. 483)

$$\Rightarrow S_d(f) = \frac{P_a}{T} |G(f)|^2$$

- La señal código es otro proceso estocástico del mismo tipo, por lo que su d.e.p. viene dada por una expresión similar:

$$\Rightarrow S_c(f) = \frac{P_c}{T_c} |P(f)|^2$$

• Puesto que los chips valen $c_n = +1, -1$, con igual probabilidad:

$$P_c = 1$$

• Puesto que $p(t)$ es un pulso de amplitud unidad y duración $[0, T_c]$

$$|P(f)| = T_c |\text{sinc}(T_c f)|$$

➤ Reducción de la densidad espectral de potencia de la señal transmitida (cont.):

- Si se suponen pulsos rectangulares de duración T para la señal de datos ($g(t)=1, 0 \leq t \leq T$)

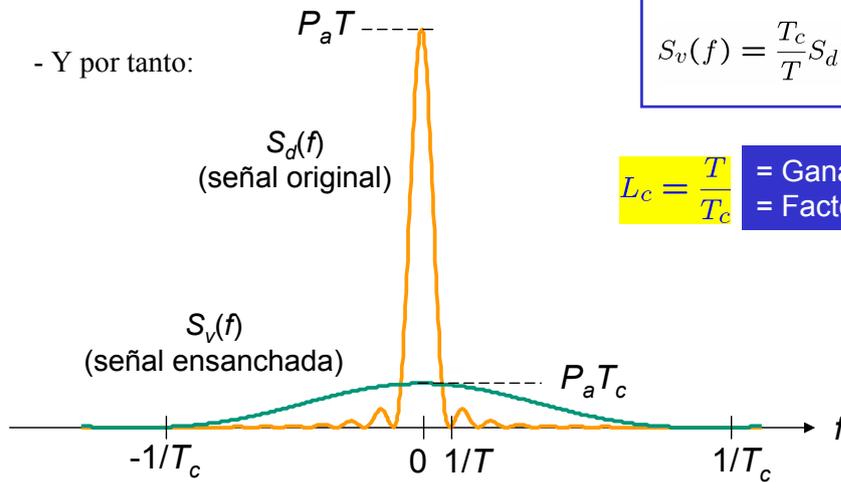
$$S_d(f) = \frac{P_a}{T} |G(f)|^2 = P_a T \text{sinc}^2(Tf)$$

- La señal de datos codificada $v(t)=d(t)c(t)$, tiene propiedades formalmente idénticas (salvo la amplitud) a la señal código $c(t)$:

$$S_v(f) = \frac{P_a}{T_c} |P(f)|^2 = P_a T_c \text{sinc}^2(T_c f)$$

- Y por tanto:

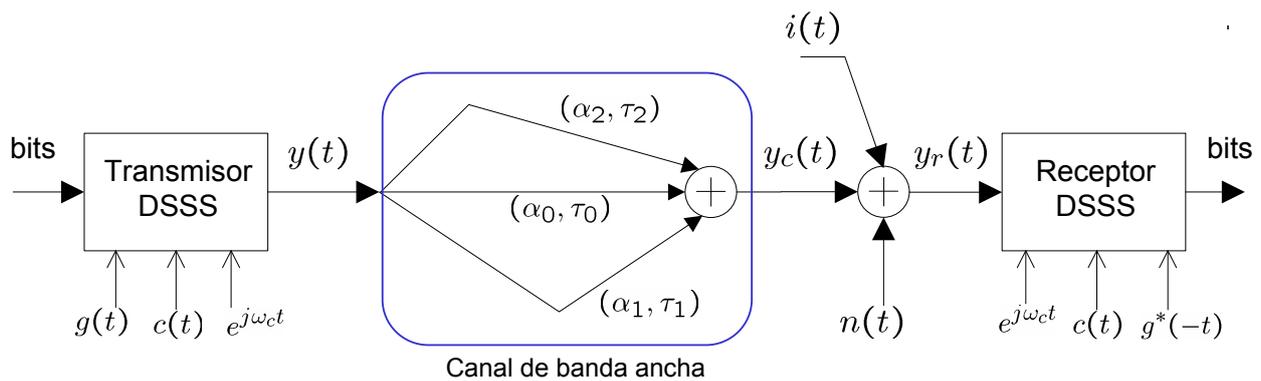
$$S_v(f) = \frac{T_c}{T} S_d\left(\frac{T_c}{T} f\right) = \frac{1}{L_c} S_d\left(\frac{f}{L_c}\right)$$



$$L_c = \frac{T}{T_c} = \text{Ganancia del Proceso} = \text{Factor de Ensanchamiento}$$

(Ésta es la d.e.p. en banda-base. La d.e.p. transmitida tendría exactamente esta misma distribución pero centrada en la portadora f_c)

➤ Sistema para el estudio de las perturbaciones:



- **Señal SS modulada** con la información $d(t)$ codificada con $c(t)$:

$$y(t) = \text{Re}[v(t)e^{j\omega_c t}] = \text{Re}[d(t)c(t)e^{j\omega_c t}]$$

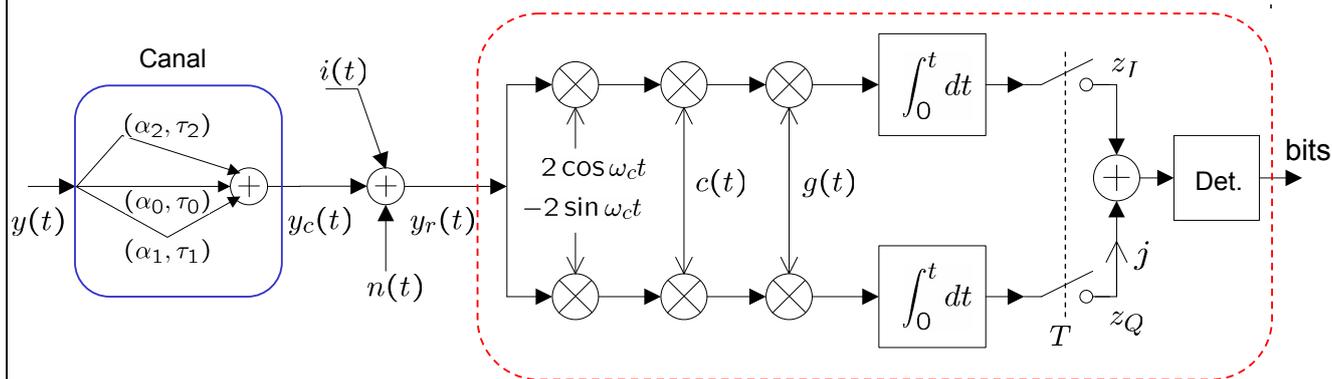
- Señal a la salida del canal (se ha incluido **distorsión multitrayecto**):

$$y_c(t) = \alpha_0 y(t - \tau_0) + \sum_{k=1}^K \alpha_k y(t - \tau_k)$$

- **Señal recibida total**, con ruido aditivo e interferencias:

$$y_r(t) = y_c(t) + n(t) + i(t)$$

➤ Sistema para el estudio de las perturbaciones (cont.):



- Se hará un estudio para un **símbolo aislado** $a = a_I + ja_Q$

- El efecto de la **IES** se hará en relación a la señal **multitrayecto**

- Muestras para tomar la decisión del símbolo enviado

$$y(t) = \text{Re}[v(t)e^{j\omega_c t}] = v_I(t) \cos \omega_c t - v_Q(t) \sin \omega_c t =$$

$$= d_I(t)c(t) \cos \omega_c t - d_Q(t)c(t) \sin \omega_c t =$$

$$(0 \leq t \leq T) = a_I g(t)c(t) \cos \omega_c t - a_Q g(t)c(t) \sin \omega_c t$$

$$\begin{cases} z_I = 2 \int_0^T y_r(t)c(t)g(t) \cos \omega_c t dt = z_I^{(info)} + z_I^{(ruido)} + z_I^{(int)} + \sum_{k=1}^K z_I^{(tray_k)} \\ z_Q = -2 \int_0^T y_r(t)c(t)g(t) \sin \omega_c t dt = z_Q^{(info)} + z_Q^{(ruido)} + z_Q^{(int)} + \sum_{k=1}^K z_Q^{(tray_k)} \end{cases}$$

➤ Caso 1) En recepción sólo hay señal *deseada* (retardada y escalada)

- Señal recibida: $y_r(t) = \alpha_0 \text{Re}[v(t - \tau_0)e^{j\omega_c(t - \tau_0)}] =$
 $\phi_0 = \omega_c \tau_0$ $= \alpha_0 v_I(t - \tau_0) \cos(\omega_c t - \phi_0) - \alpha_0 v_Q(t - \tau_0) \sin(\omega_c t - \phi_0)$

Receptor **IQ** tiene que ser **coherente**

- Para que el demodulador **IQ** funcione, el oscilador del receptor tiene que estar en fase con la portadora a demodular
- En caso contrario se produce pérdida de señal e interferencia **IQ** (ver Ap. A, Tema II)

Señales **código** deben estar **sincronizadas**

- El producto de la señal código que va insertada en la señal recibida y la señal código que se utiliza para decodificar en el receptor debe ser la unidad para todo instante de tiempo
- En caso contrario la señal de información no se recupera

- Para simplificar la escritura, se va a suponer que el oscilador del rx está en fase con la portadora recibida y que los códigos de la señal deseada y del receptor están sincronizados

$$\alpha_k \leftarrow \alpha_k / \alpha_0$$

$$\tau_k \leftarrow \tau_k - \tau_0$$

(nuevas) (antiguas)

$$\tau_0 = 0$$

$$\alpha_0 = 1$$

$$\phi_0 = 0$$

- Y por tanto, **todas las componentes multitrayecto a partir de ahora están dadas relativas a la principal, con $\tau_0=0, \alpha_0=1, \phi_0=0$**

➤ Caso 1) En recepción sólo hay señal *deseada* (cont.)

- Muestras a la salida del integrador:

$$\begin{aligned}
 \rightarrow z_I^{(info)} &= 2 \int_0^T y_r(t)c(t)g(t) \cos \omega_c t dt = && \text{0, por } g(t) \text{ paso} \\
 &= 2 \int_0^T \underbrace{v_I(t)}_{a_I g(t)c(t)} c(t)g(t) \cos^2 \omega_c t dt - \int_0^T v_Q(t)c(t)g(t) \underbrace{2 \cos \omega_c t \sin \omega_c t}_{\sin 2\omega_c t} dt = && \text{bajo respecto } f_c \\
 &= \int_0^T a_I |g(t)|^2 dt - \int_0^T a_I |g(t)|^2 \cos 2\omega_c t dt = && \\
 &= a_I && \text{0} \\
 \rightarrow z_Q^{(info)} &= -2 \int_0^T y_r(t)c(t)g(t) \sin \omega_c t dt = \int_0^T a_Q |g(t)|^2 dt = \\
 &= a_Q
 \end{aligned}$$

El código "desaparece" porque $c(t)c(t)=1$

- Para normalizar las muestras obtenidas se diseña: $E_g = \int_0^T |g(t)|^2 dt = 1$

- La señal recibida se decodifica multiplicando por el código ($c(t)c(t)=1$): *las muestras de información obtenidas después de todo el proceso son totalmente idénticas a las de un demodulador IQ típico de un sistema sin SS*

➤ Caso 2) En recepción se tiene la señal *deseada* más ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN)

- La componente de señal de información a la salida de los demoduladores $z_I^{(info)}, z_Q^{(info)}$ es la vista en el caso 1), a la que habrá que sumarle la parte proveniente del ruido $z_I^{(ruido)}, z_Q^{(ruido)}$.

- Esta componente se forma integrando y muestreando la multiplicación del ruido gaussiano blanco por el código

$$z_I^{(ruido)} = \pm 2 \int_0^T \frac{n(t)c(t)}{n'(t)} g(t) \cos \omega_c t dt$$

- La señal $n'(t)=n(t)c(t)$ es un ruido también aproximadamente blanco si el código $c(t)$ es "suficientemente" pseudo-aleatorio (la multiplicación por el código es una convolución en la frecuencia con $C(f)$, que volverá a dejar una d.e.p. aprox. plana y con la misma amplitud)

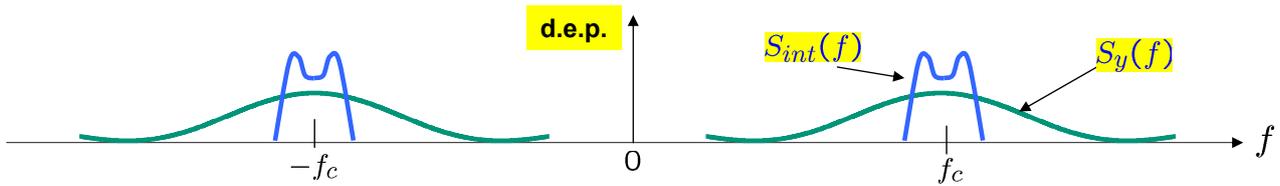
- La componente de ruido es por tanto similar a la que se encuentra en un sistema IQ sin SS

- En conclusión, *respecto del ruido AWGN, un sistema de espectro ensanchado da la mismas prestaciones que un sistema sin ensanchar* (p. ej. curvas de P_E para M-QAM, M-PSK), *usando mucho más ancho de banda pero con una d.e.p. mucho menor.*

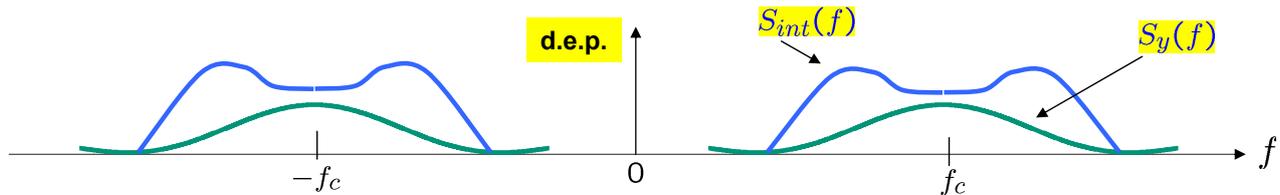
- *Respecto de un sistema sin SS, el ensanchado protege frente a interferencias y multitrayecto*

➤ Caso 3) En recepción se tiene la señal *deseada* más otra interferente:

- Interferencia de **banda estrecha** respecto de la señal SS modulada



- Interferencia de **banda ancha** respecto de la señal SS modulada



- La **señal SS modulada** tiene un ancho de banda B_{ss} del orden de $1/T_c$ (el valor exacto dependerá de la forma de $g(t)$). Para las próximas expresiones se supondrá $B_{ss} \equiv 1/T_c = L_c / T$

➤ Caso 3) En recepción se tiene la señal *deseada* más otra interferente (cont.):

- A la salida del demodulador se tendrá la contribución de la señal interferente:
$$z_I^{(int)} = \pm 2 \int_0^T i(t)c(t)g(t) \frac{\cos \omega_c t}{\sin \omega_c t} dt$$

- Las muestras $z_I^{(int)}$, $z_Q^{(int)}$ son **variables aleatorias** que dependen de los estadísticos de la señal interferente $i(t)$ (proceso estocástico con una determinada d.e.p.)

- La media y varianza (potencia) de estas muestras determinarán la P_E del sistema y vendrán influenciadas por el código $c(t)$

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n p(t - nT_c) \quad \left\{ \begin{array}{l} c_n = \pm 1, \quad p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{resto} \end{cases} \\ E[c_n] = 0, \quad E[|c_n|^2] = 1, \quad E[c_n c_{n+m}] = \delta[m - n] \end{array} \right.$$

- La forma de calcular $z_I^{(int)}$ para obtener la P_E se describe a continuación (para $z_Q^{(int)}$ sería similar)

- Para simplificar los cálculos, se supondrá:
$$g(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T}, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{resto} \end{cases} \quad \Rightarrow \quad E_g = \int_0^T |g(t)|^2 dt = 1$$

➤ Caso 3) En recepción se tiene la señal *deseada* más otra interferente (cont.):

- **Expresión de las muestras** en función de los chips c_n del código y de las submuestras ν_{In} en cada periodo de chip

$$\begin{aligned} \rightarrow z_I^{(int)} &= \frac{2}{\sqrt{T}} \int_0^T i(t)c(t) \cos \omega_c t dt \stackrel{(1)}{=} \\ &= \frac{2}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{L_c-1} c_n \int_0^T i(t)p(t-nT_c) \cos \omega_c t dt = \\ &= \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{L_c-1} c_n \nu_{In} \end{aligned} \quad \begin{array}{l} (1)=\text{en un periodo de símbolo} \\ T=L_c T_c \text{ hay } L_c \text{ chips} \end{array}$$

$$\rightarrow \nu_{In} = 2 \int_0^T i(t)p(t-nT_c) \cos \omega_c t dt = 2 \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} i(t) \cos \omega_c t dt$$

- **Media y varianza de las muestras:**

$$\rightarrow E[z_I^{(int)}] = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{L_c-1} E[c_n \nu_{In}] \stackrel{(2)}{=} \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{L_c-1} \underbrace{E[c_n]}_0 E[\nu_{In}] = 0$$

(2)=el código y la interferencia se suponen estadísticamente independientes

$$\begin{aligned} \rightarrow E[|z_I^{(int)}|^2] &= \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{L_c-1} \sum_{m=0}^{L_c-1} E[c_n c_m \nu_{In} \nu_{Im}] \stackrel{(2)}{=} \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{L_c-1} \sum_{m=0}^{L_c-1} \underbrace{E[c_n c_m]}_{\delta_{|m-n|}} E[\nu_{In} \nu_{Im}] = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{L_c-1} E[|\nu_{In}|^2] = \frac{L_c}{T} E[|\nu_{In}|^2] \end{aligned}$$

➤ Caso 3.1) En recepción se tiene la señal *deseada* más otra interferente de **banda estrecha**:

- Si la señal interferente tiene potencia P_{int} y es de banda estrecha alrededor de la portadora, se puede representar de la siguiente manera, donde θ_{int} es una fase aleatoria distribuida uniformemente entre 0 y 2π :

$$\begin{aligned} i(t) &= \sqrt{2P_{int}} \cos(\omega_c t + \theta_{int}) \\ \nu_{In} &= 2 \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} i(t) \cos \omega_c t dt = \sqrt{2P_{int}} \left(\int_{nT_c}^{(n+1)T_c} \cos \theta_{int} dt + \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} \cos(2\omega_c t + \theta_{int}) dt \right) = \\ &= T_c \sqrt{2P_{int}} \cos \theta_{int} \end{aligned} \quad \begin{array}{l} =0 \quad (2f_c \gg 1/T_c) \end{array}$$

$$E[|\nu_{In}|^2] = 2T_c^2 P_{int} \int_0^{2\pi} \underbrace{f_{dp}(\theta_{int})}_{\frac{1}{2\pi}} \cos^2 \theta_{int} d\theta_{int} = T_c^2 P_{int}$$

$$\begin{cases} E[|z_I^{(int)}|^2] = \frac{L_c}{T} E[|\nu_{In}|^2] = T_c P_{int} \equiv \eta_{int} \\ E[|z_Q^{(int)}|^2] = \frac{L_c}{T} E[|\nu_{Qn}|^2] = T_c P_{int} \equiv \eta_{int} \end{cases}$$

- Se ha definido la d.e.p. equivalente de la interferencia como:

$$\eta_{int} \equiv \frac{P_{int}}{B_{ss}} \equiv P_{int} T_c$$

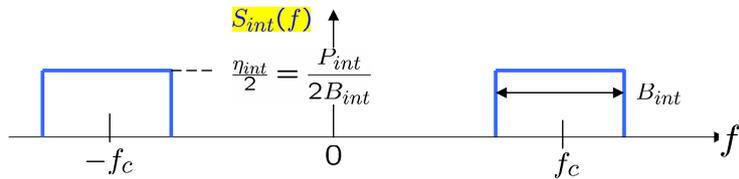
➤ Caso 3.2) En recepción se tiene la señal *deseada* más otra interferente de **banda ancha**:

- La señal interferente de potencia P_{int} y ancho de banda B_{int} se podrá escribir como:

$$i(t) = i'(t) \cos(\omega_c t + \theta_{int}(t)) = i_I(t) \cos \omega_c t - i_Q(t) \sin \omega_c t$$

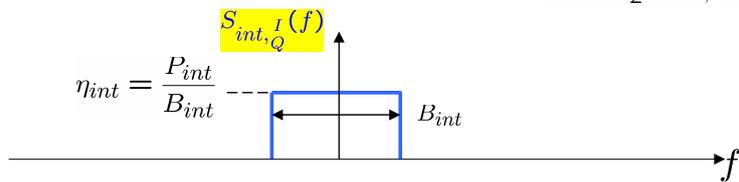
- Se supondrá que la interferencia $i(t)$ tiene una d.e.p. plana de valor $\eta_{int}/2 = P_{int}/(2B_{int})$ y que por tanto sus componentes I, Q son paso bajo y tienen una d.e.p. del doble de amplitud

(ver p.ej. Proakis, "Comm.", Sec. 4.7)



$$S_{int}(f) = \begin{cases} \eta_{int}/2, & |f \pm f_c| \leq B_{int} \\ 0, & \text{resto} \end{cases}$$

$$P_{int} = \frac{1}{2}(P_{int,I} + P_{int,Q}) = \eta_{int} B_{int}$$



$$S_{int,I}(f) = \begin{cases} \eta_{int}, & |f| \leq B_{int} \\ 0, & \text{resto} \end{cases}$$

➤ Caso 3.2) En recepción se tiene la señal *deseada* más otra interferente de banda ancha (cont.):

- Si el ancho de banda de la señal interferente B_{int} es mayor o igual que el de la señal SS a la entrada del receptor B_{ss} , este caso también sirve para cuantificar la P_E por ruido AWGN

$$i(t) = i'(t) \cos(\omega_c t + \theta_{int}(t)) = i_I(t) \cos \omega_c t - i_Q(t) \sin \omega_c t$$

$$v_{In} = 2 \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} i(t) \cos \omega_c t dt = \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} i_I(t) dt$$

$$E[|v_{In}|^2] = \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} E[i_I(t_1) i_I(t_2)] dt_1 dt_2 \stackrel{(3)}{=} \frac{P_{int} T_c}{B_{int}} J(T_c B_{int})$$

$$\begin{cases} E[|z_I^{(int)}|^2] = \frac{L_c}{T} E[|v_{In}|^2] = \frac{P_{int}}{B_{int}} J(T_c B_{int}) \\ E[|z_Q^{(int)}|^2] = \frac{L_c}{T} E[|v_{Qn}|^2] = \frac{P_{int}}{B_{int}} J(T_c B_{int}) \end{cases}$$

(3): desarrollo en Proakis, "Comm.", pp. 739-740. $J(\alpha)$ es una función monótona creciente que se evalúa numéricamente y que vale en torno a 1

$$J(\alpha) = 2 \int_0^\alpha (1 - \frac{x}{\alpha}) \text{sinc } x dx$$

$$0 < J(\alpha) \leq 1, J(\alpha) \xrightarrow{\alpha \uparrow} 1$$

➤ Caso 3.1 y 3.2) Prob. de error y margen sobre la interferencias:

- Como las muestras $z_I^{(int)}$, $z_Q^{(int)}$ se forman con la suma de L_c variables aleatorias v_{I_n} , v_{Q_n} y L_c es elevado, se justifica que su **distribución sea gaussiana por el teorema del límite central**

- Gracias a que las muestras $z_I^{(int)}$, $z_Q^{(int)}$ son gaussianas y a las varianzas $E[|z_I^{(int)}|^2]$, $E[|z_Q^{(int)}|^2]$ calculadas anteriormente, **la probabilidad de error del sistema DSSS se obtendría como en una modulación IQ típica**

(ver p.ej. Proakis, "Comm...", Cap. 7,10)

- Se llegarían a las mismas expresiones, donde habría que intercambiar la d.e.p. η del ruido AWGN que aparece en los demoduladores "convencionales" por la d.e.p. η_{int} de interferencia equivalente definida anteriormente en los casos 3.1,3.2

- Por ejemplo, para el caso binario PSK: $P_E = Q\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{|z^{(info,"1")} - z^{(info,"0")}|^2}{|z^{(inte)}|^2}}\right)$

$$\begin{cases} \text{"0"} \rightarrow s_1(t) = +ag(t)\cos\omega_c t \\ \text{"1"} \rightarrow s_0(t) = -ag(t)\cos\omega_c t \end{cases} \begin{cases} E_b = P_{rx1}E_{s1} + P_{rx0}E_{s0} = \frac{1}{2}(a^2/2 + a^2/2) = a^2/2 \\ P_{info} = E_b/T = E_b R_{bin} \end{cases}$$

➤ Caso 3.1 y 3.2) Prob. de error y margen sobre la interferencias (cont.):

- Para una interferencia de banda estrecha: $P_E = Q\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{|a - (-a)|^2}{T_c P_{int}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{\eta_{int}}}\right)$

- Donde se ha definido:
$$\begin{cases} \eta_{int} \equiv \frac{P_{int}}{B_{ss}} \equiv P_{int} T_c \\ \gamma_b = \frac{E_b}{\eta_{int}} = \frac{P_{info} T}{P_{int}/B_{ss}} = \frac{B_{ss}/R_{bin}}{P_{int}/P_{info}} \end{cases}$$

- Si un sistema requiere una $P_{E,o}$ dada, eso implicará diseñar el sistema para conseguir: $\gamma_b \geq \gamma_{b,o} = \frac{1}{2}(Q^{-1}(P_{E,o}))^2$

- Se define el **margen de interferencias** como: **valor máximo de potencia de señal interferente sobre potencia de señal de información que puede haber en el sistema sin disminuir las prestaciones de P_E**

$$\left. \frac{P_{int}}{P_{info}} \right|_{dB} = \left. \frac{B_{ss}}{R_{bin}} \right|_{dB} - \gamma_{b,o} \Big|_{dB}$$

- En el caso de una interferencia de banda ancha B_{int} tal que $B_{int} = B_{ss} \equiv 1/T_c$ se llega a las mismas expresiones que en banda estrecha, con una mejora en el sistema dada por el factor $1/J(T_c B_{int})$

➤ Caso 4) En recepción se tiene la señal *deseada* mas sus réplicas retardadas y escaladas debidas al *multitrayecto*:

- A la salida del demodulador se tendrá la contribución de cada camino/trayecto k :
$$z_I^{(trayk)} = \pm 2 \int_0^T y_k(t)c(t)g(t) \frac{\cos \omega_c t}{\sin \omega_c t} dt$$

- La señal del camino k $y_k(t) = \alpha_k \text{Re}[v(t - \tau_k)e^{j\omega_c(t-\tau_k)}] =$
será la siguiente $(\phi_k = \omega_c \tau_k) = \alpha_k v_I(t - \tau_k) \cos(\omega_c t - \phi_k) - \alpha_k v_Q(t - \tau_k) \sin(\omega_c t - \phi_k)$

- Para evaluar las muestras $z_I^{(trayk)}, z_Q^{(trayk)}$ de manera *sencilla* se va a suponer ahora que el retardo τ_k del camino k es un múltiplo entero K del periodo de símbolo: $\tau_k = KT$

- Para el intervalo de análisis $0 \leq t \leq T$, la contribución del camino con retardo $\tau_k = KT$ estará relacionada con el símbolo $a_I^{(-K)} + ja_Q^{(-K)}$ enviado previamente hace K periodos de símbolo. El simbolo asociado al camino principal para $0 \leq t \leq T$ es $a_I + ja_Q$ (ver p. 25).

- Por tanto $y_k(t)$ en $0 \leq t \leq T$ se podrá escribir como:

$$y_k(t) = a_I^{(-K)} g(t)c(t - KT) \cos(\omega_c t - \phi_k) - a_Q^{(-K)} g(t)c(t - KT) \sin(\omega_c t - \phi_k)$$

➤ Caso 4) En recepción se tiene la señal *deseada* y *multitrayecto* (cont.):

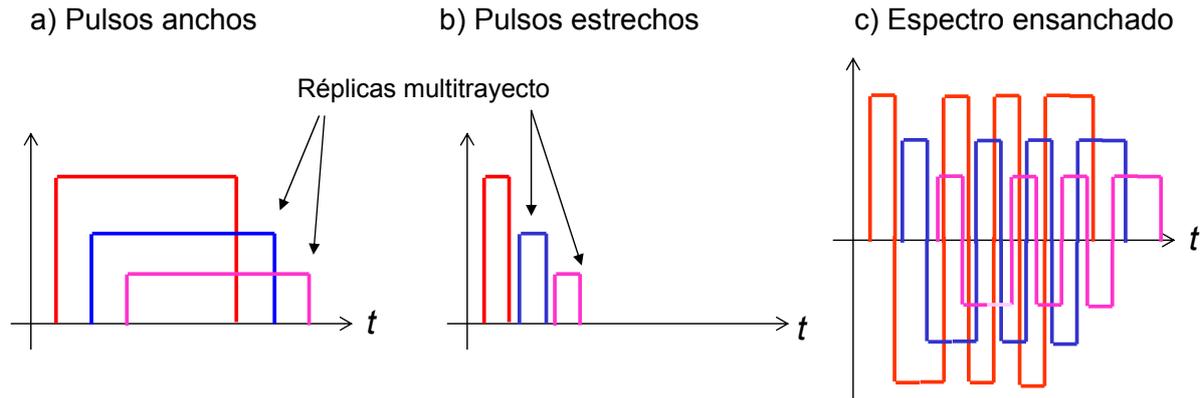
- Las muestras de perturbación por multitrayecto serán entonces: $\left\{ \begin{array}{l} \bullet \text{ se hace uso de las identidades trigonométricas habituales,} \\ \bullet \text{ se desprecian las integrales con términos en } 2\omega_c, \\ \bullet \text{ se utiliza un pulso } g(t) \text{ limitado a } [0, T] \text{ y de amplitud } 1/\sqrt{T} \end{array} \right.$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Rightarrow z_I^{(trayk)} = 2 \int_0^T y_k(t)c(t)g(t) \cos \omega_c t dt = \\ = a_I^{(-K)} \cos \phi_k \int_0^T c(t - KT)c(t)g^2(t)dt - a_Q^{(-K)} \sin \phi_k \int_0^T c(t - KT)c(t)g^2(t)dt = \\ = (a_I^{(-K)} \cos \phi_k - a_Q^{(-K)} \sin \phi_k) \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T c(t)c(t - KT)dt}_{R_c(t, t - KT)} = \\ = (a_I^{(-K)} \cos \phi_k - a_Q^{(-K)} \sin \phi_k) R_c(t, t - KT) \\ \Rightarrow z_Q^{(trayk)} = -2 \int_0^T y_k(t)c(t)g(t) \sin \omega_c t dt = \\ = (-a_I^{(-K)} \sin \phi_k + a_Q^{(-K)} \cos \phi_k) R_c(t, t - KT) \end{array} \right.$$

$R_c(t, t - \tau) \equiv \frac{1}{T} \int_0^T c(t)c(t - \tau)dt$
Función autocorrelación del código en un periodo de símbolo T

- Si se consigue que la señal código cumpla $R_c(t, t - KT) \approx 0$, *las perturbaciones por multitrayecto serán muy pequeñas*: $z_I^{(trayk)} \approx 0, z_Q^{(trayk)} \approx 0$. Esto es equivalente a decir que la *señal código y su réplica desplazada sean muy distintas*, que el código tenga mucha “aleatoriedad” (ver III.4.1).

➤ Caso 4) Protección frente al multitrayecto en diferentes sistemas



- Si se usara la opción a), habría mucha distorsión en la señal recibida (el rx ve la suma de los tres pulsos)
- La opción b) permite discriminar las réplicas y rechazarlas, pero presenta muy poca protección frente al ruido (la energía media por bit es muy pequeña)
- La opción (c) es un intermedio: permite mayor E_b/η (cada periodo de símbolo lleva más energía que en b) y se consiguen rechazar las réplicas por las propiedades del código $c(t)$

➤ Conclusión: por el hecho de usar espectro ensanchado (y por lo tanto gastar un ancho de banda mucho mayor), se obtienen una serie de ventajas/aplicaciones:

Ventajas/Características de DSSS:

- **Reducción de densidad espectral de potencia** (la potencia de la señal de datos original se distribuye en un espectro mucho más ancho)
- **Protección frente a interferencias de banda ancha y estrecha**
- **Privacidad** (sólo conociendo el código se puede desensanchar la señal recibida y recuperar los datos)
- **Protección frente al multitrayecto** (las contribuciones de otros caminos son rechazadas). Luego se estudiará la resolución temporal y la diversidad para no desperdiciar las componentes multicamino

Aplicaciones de DSSS:

- **Sistemas LPI** (Low Probability of being Intercepted) donde se transmiten señales con baja d.e.p. con respecto al ruido de fondo y térmico para que no se distingan
- Acceso múltiple por división de código (**CDMA**): las señales de otros usuarios que utilizan el mismo espectro ensanchado son interferencias que rechaza un usuario dado
- **Comunicaciones móviles** donde la señal recibida es la suma de las contribuciones de diferentes caminos

III.3. Espectro ensanchado por salto de frecuencia (FHSS)

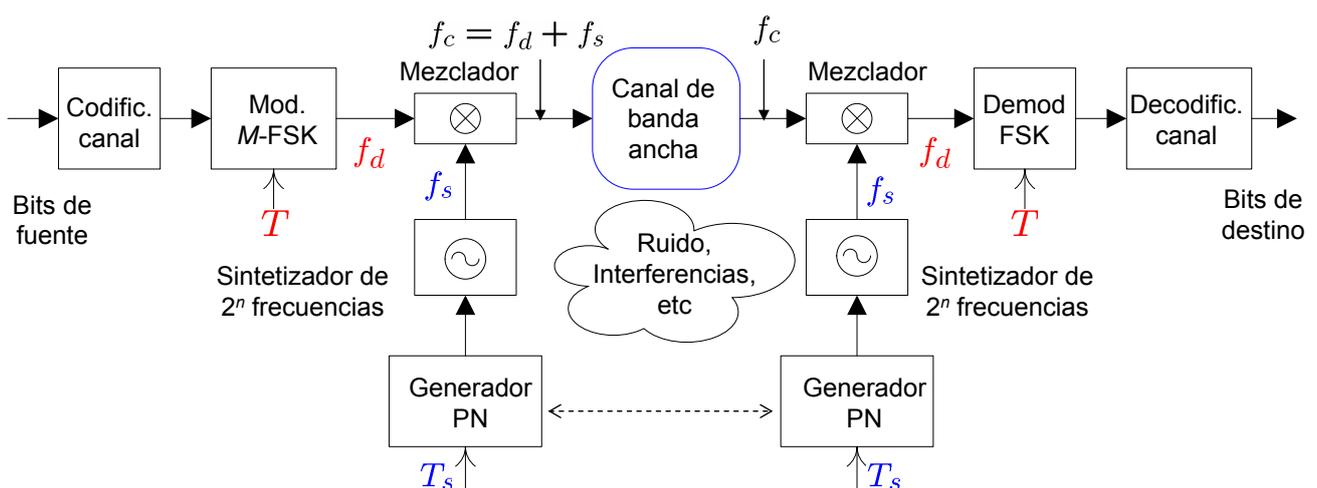
S/F FHSS= Slow/Fast
Frequency Hopping
Spread Spectrum

- En los sistemas de espectro ensanchado por salto de frecuencia (FHSS), el ancho de banda disponible B_{ss} se divide en un gran número de *slots de frecuencia* B_{slot} no solapados.
- Las *secuencias código PN* determinan en cada momento de la comunicación que slot de frecuencia de entre los disponibles se utiliza.
- Si se utilizan códigos de longitud n bits, significa que se tienen 2^n slots de frecuencias diferentes.
- El esquema natural para conseguir señales de espectro ensanchado de esta manera es usando *modulaciones M-FSK*.
- FHSS permite obtener señales de espectro ensanchado de *anchos de banda de GHz*, al menos un orden de magnitud mayor que los anchos de banda permitidos por DSSS.

41

ver. 0

- Diagrama de bloques de un sistema por salto de frecuencia (FHSS):



- El modulador M -FSK agrupa los bits que le llegan en símbolos de $k = \log_2 M$ bits cada periodo de símbolo T . A cada símbolo de datos se le asocia una frecuencia f_d de $M = 2^k$ posibles.

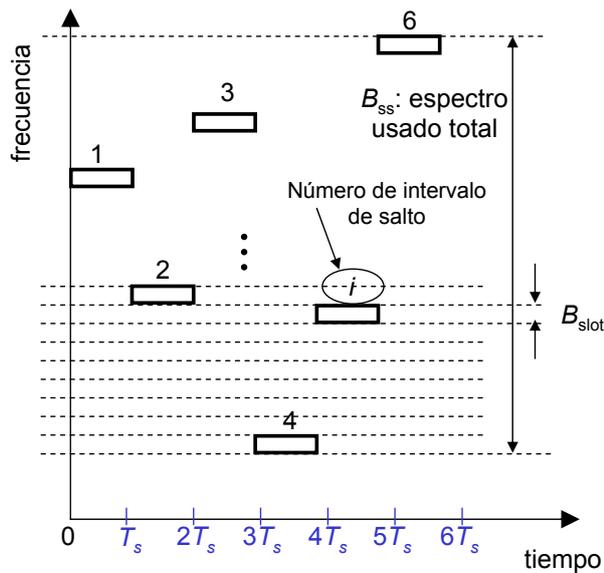
- El generador PN entrega una secuencia pseudo-aleatoria de longitud n chips cada periodo de salto T_s . Cada secuencia código tiene asociada una frecuencia f_s de 2^n posibles del sintetizador.

- El mezclador (ver Ap. A) combina f_d y f_s y transmite la frec. f_c . El receptor hace el proceso inverso.

42

ver. 0

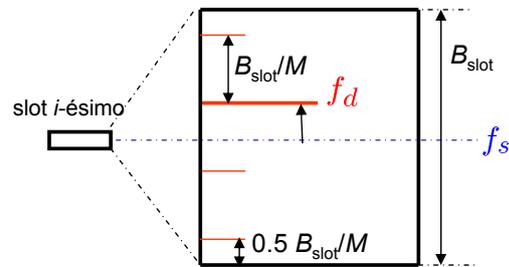
➤ Plano tiempo-frecuencia para una comunicación:



T_s : Tiempo empleado en un slot de frecuencia determinado

- La frecuencia central f_s de cada slot de frecuencia viene determinada por la señal código

- Cada slot de frecuencia, en el eje vertical, se subdivide en las posibles frecuencias de M-FSK, con sus bandas de guarda intra-slot e inter-slot. Por ejemplo, para $M=4$:



- La frecuencia f_d escogida depende de los bits de datos.

- La frecuencia final transmitida es $f_d + f_s$.

➤ En el esquema anterior falta la división que marca el periodo de símbolo en el eje horizontal de tiempos.

➤ El periodo de símbolo T puede ser mayor o menor que el periodo de salto T_s

➤ Se define $R_s = 1/T_s$ como el régimen de saltos:

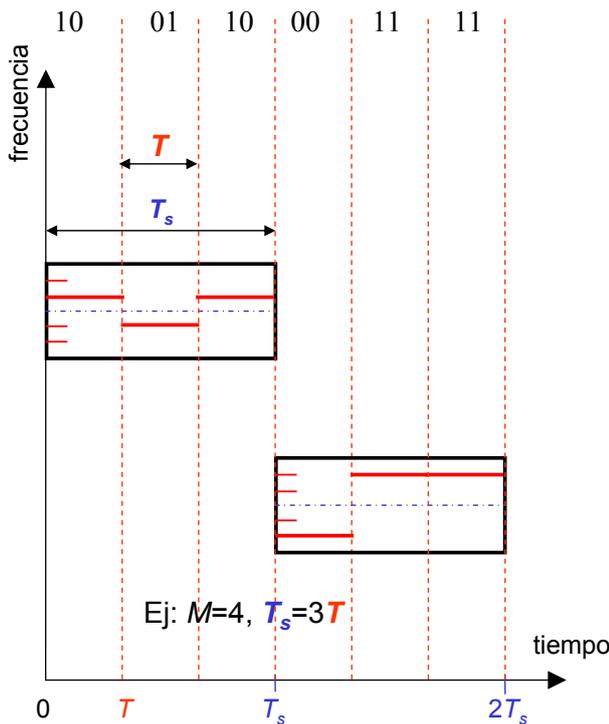
- Slow Frequency Hopping (SFH)

- R_s es menor o igual que la velocidad de símbolo $\leftrightarrow T_s \geq T$
- La frecuencia central f_s del slot se mantiene durante varios periodos de símbolo.

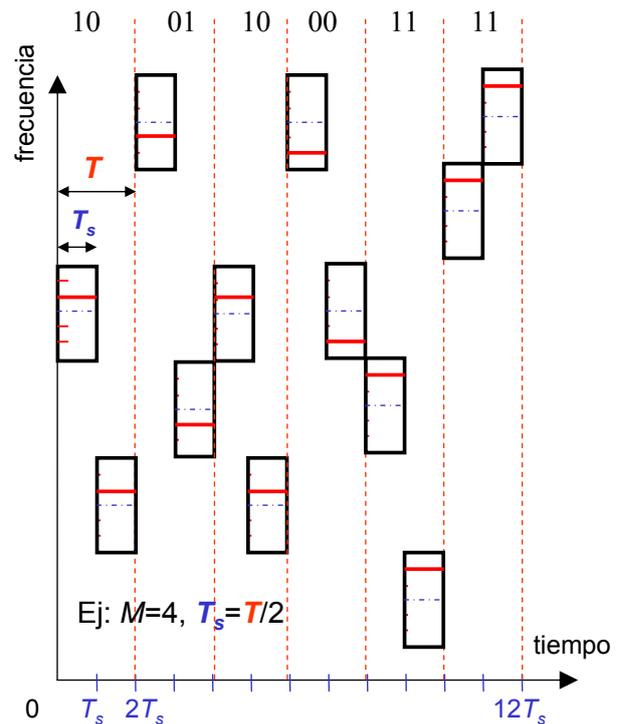
- Fast Frequency Hopping (FFH)

- R_s es mayor que la velocidad de símbolo $\leftrightarrow T_s < T$
- El mismo símbolo se transmite con distintas frecuencias, ya que aunque la f_d asociada a un símbolo de datos es única, la frecuencia central del slot f_s puede cambiar varias veces en un periodo de símbolo.

Slow Frequency Hopping (SFH):



Fast Frequency Hopping (FFH):



45

ver. 0

➤ Las prestaciones de los sistemas SFH y FFH, al igual que en DSSS, también se pueden calcular de forma analítica para interferencias de banda ancha o estrecha.

- Se llega a la conclusión de que *son una alternativa a los sistemas DSSS para combatir las interferencias*.

(ver p.ej. Proakis, "Comm...", Sec. 10.3.6)

- En particular, *FFH es muy útil en aplicaciones militares*, ya que aunque se detecte por que slot de frecuencia se está transmitiendo, antes de que se genere una señal para interferir en esa banda, el sistema ya ha saltado a otro slot.

➤ Los transmisores/receptores de FHSS se hacen con moduladores/demoduladores FSK, en vez de los IQ habituales de DSSS. La demodulación FSK se puede hacer con:

- receptor óptimo, que utiliza osciladores coherentes con la portadora recibida (ver Tema I, p. 11). El enganche en fase de las señales se consigue mediante circuitos PLL's.

- *demodulación no coherente con detectores de envolvente* (ver siguiente página), que es una esquema subóptimo (peores prestaciones de P_e) pero que no necesita PLL's.

- En FHSS, es muy difícil mantener la coherencia de fase en la síntesis de todas las frecuencias que se emplean. Por eso se utiliza *FSK con detectores de envolvente* y no se utilizan modulaciones IQ tipo QAM ó PSK que requieran demodulación coherente.

46

ver. 0

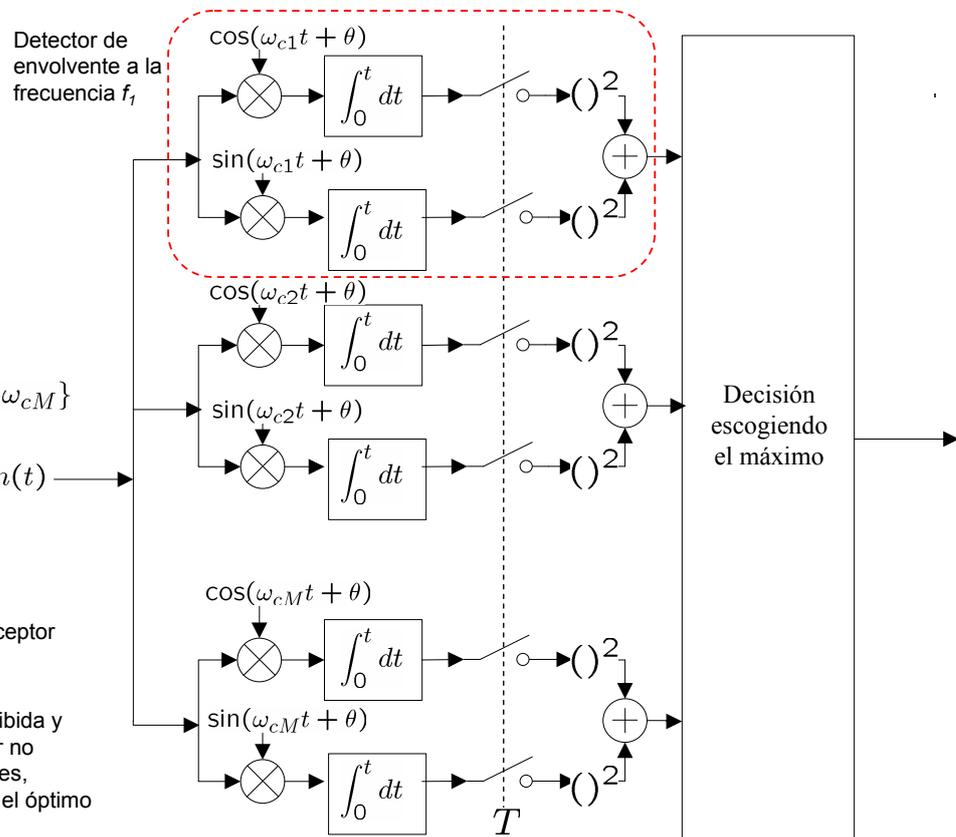
➤ Demodulador no coherente de M -FSK con detectores de envolvente:

$$\omega_{ck} \in \{\omega_{c1}, \omega_{c2}, \dots, \omega_{cM}\}$$

$$A \cos(\omega_{ck}t + \varphi) + n(t)$$

- Tiene "peor" P_E que el receptor óptimo (ver Tema I, p. 11)

- Sin embargo, la señal recibida y los osciladores del receptor no tienen porqué ser coherentes, requisito imprescindible en el óptimo



47

ver. 0

Conclusiones sobre los sistemas FHSS:

➤ A) FHSS es una **alternativa a DSSS** en sistemas CDMA o en sist. con interferencias.

- Por ejemplo, en FFH la misma información se repite en distintos slots de frecuencia; una interferencia en una banda determinada afectará a una pequeña parte de la información. Esta técnica es una primera aproximación a las técnicas de diversidad (ver III.5).

➤ B) Los sistemas FHSS requieren una **sincronización menos exigente** que DSSS

- La sincronización en DSSS debe conseguirse hasta fracciones muy pequeñas del periodo de chip $T_c = 1/B_{ss}$

- En FHSS, el requisito de sincronización más exigente para SFH es en fracciones de T_s , y para FFH en fracciones de T_s . En cualquiera de los dos casos, **FHSS requiere sincronización en fracciones de tiempos del orden de $1/B_{slot} \gg 1/B_{ss}$**

➤ C) **La tecnología existente puede usarse de manera eficaz**

- Los sintetizadores actuales permiten el uso de frecuencias muy separadas y conseguir espectros ensanchados mucho mayores que en DSSS

- Se pueden usar receptores no coherentes

48

ver. 0

III.4. Generación de las señales código y sincronización

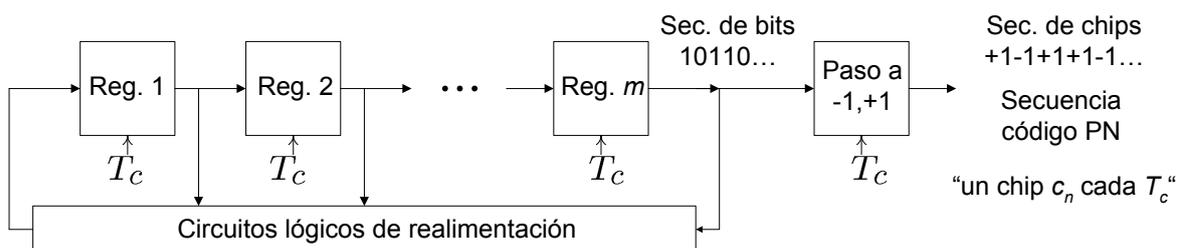
- Ahora se van a presentar algunos aspectos prácticos de los sistemas vistos anteriormente, como la forma en que se generan las señales código y la sincronización del sistema
- Las señales código en los sistemas vistos (bien DSSS, bien FHSS) son secuencias pseudoaleatorias (PN o *Pseudo-Noise*), cuya autocorrelación idealmente debería ser como la de un ruido blanco para maximizar las prestaciones del sistema
- No obstante, estas señales PN deben generarse de manera determinista, lo que implica que sus propiedades no sean exactamente las deseadas, sino una aproximación a ellas.
- Por otro lado, en cualquier sistema digital se requiere sincronización en al menos tres niveles: portadora, símbolo y trama. En los sistemas de espectro ensanchado también se requiere sincronización de código.
- Las ideas fundamentales de las técnicas usadas se presentan a continuación.

49

ver. 0

III.4.1. Generación de secuencias PN

- El sistema de generación más utilizado es el “*maximum-length-shift-register*”



- Está formado por una cadena de m registros de desplazamiento cuyas salidas se realimentan hacia el primero después de pasar por una lógica combinacional adecuada.
- La secuencia de bits a la salida tipo $\{0,1\}$ se suele convertir a valores bipolares $\{-1,1\}$.
- La secuencia a la salida es una *señal determinista periódica* de periodo $P=2^m$, aunque con propiedades parecidas al ruido blanco. Por ej., cada periodo tiene 2^{m-1} unos y $2^{m-1}-1$ ceros.
- Otros métodos de generación son las “*Gold sequences*”, las secuencias *Kasami* o las matrices *Walsh-Hadamard*, empleadas en CDMA.

50

ver. 0

➤ Funciones autocorrelación de las secuencias *maximum-length-shift-register*

- La autocorrelación de la secuencia periódica determinista obtenida es también periódica con el mismo periodo P . Se puede demostrar que su autocorrelación es:

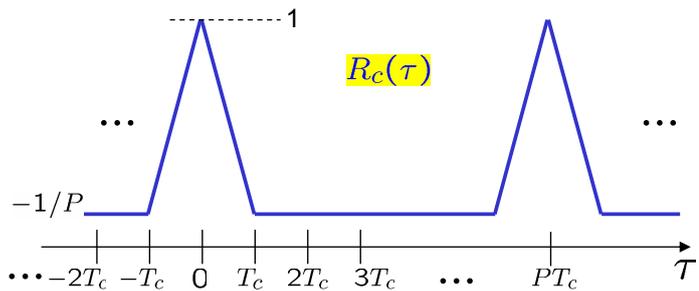
$$R[m] \stackrel{(1)}{\equiv} \frac{1}{P} \sum_{n=1}^P c_{n+m} c_n = \begin{cases} 1, & m = 0, \pm P, \pm 2P, \dots \\ -1/P, & \text{resto} \end{cases} \quad (1): \text{ por definición}$$

Si m es suficientemente grande (y por tanto para elevados periodos $P=2^m$), la función autocorrelación de la secuencia generada es parecida al de una secuencia de ruido blanco

- Si a cada chip de la secuencia se le asigna un pulso de amplitud unidad de duración T_c , la señal $c(t)$ así generada tiene periodo PT_c y una función autocorrelación periódica dada por:

$$R_c(\tau) \stackrel{(1)}{\equiv} \frac{1}{PT_c} \int_0^{PT_c} c(t)c(t-\tau)dt =$$

$$\stackrel{(2)}{=} \begin{cases} 1 - |\tau|(1 + 1/P)T_c, & |\tau| \leq T_c \\ -1/P, & \text{resto} \end{cases}$$



(1): por definición. Comparar con p. 38

(2): expresión para un periodo PT_c

III.4.2. Sincronización

➤ En general, en un sistema digital se encuentran *tres niveles de sincronización* :

- A) **Portadora**. Los receptores óptimos requieren una réplica de la portadora recibida con la *misma frecuencia y fase*. Si la portadora no llevara información, la señal recibida y su réplica en el receptor deberían pasar por cero simultáneamente.
 - B) **Símbolo**. En el receptor se necesita conocer con gran exactitud en que momento determinado *comienza y termina cada símbolo*. Si el receptor integra en un periodo de símbolo T que no es el que se está usando en transmisión, la P_e aumentará considerablemente.
 - C) **Trama**. En muchos sistemas digitales también se necesita sincronización en un *nivel jerárquico superior*, cuando la información está organizada en bloques o tramas de un determinado número de símbolos: por ejemplo cuando se usan códigos bloque de corrección de errores o cuando el canal está multiplexado en TDMA.
- Sincronización de portadora y símbolo se parecen en que ambos involucran *generar en el receptor una réplica de la señal recibida*. Para la sincronización de portadora, la réplica es una señal sinusoidal y para la sincronización de símbolo, es una señal de reloj (periodo T).
- La sincronización de trama es similar a sincronización de símbolo, donde hay que generar una señal de reloj asociada al periodo de trama.

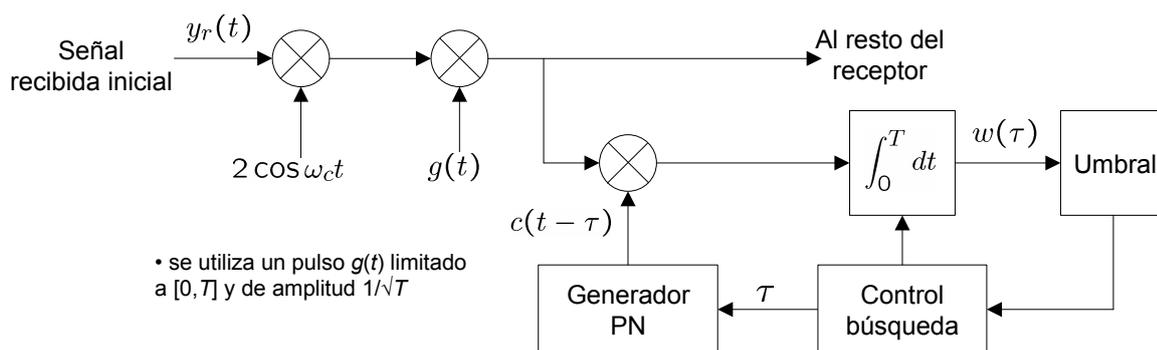
➤ Los sistemas de espectro ensanchado también requieren sincronización de código (en cierto modo parecida a la de símbolo), que se puede dividir en dos fases: adquisición y seguimiento.

- La **adquisición** (*acquisition* o *coarse synchronization*) es la primera fase, en la que se busca la sincronización inicial usando alguna secuencia PN especial
- El **seguimiento** (*tracking*), consiste en mantener la sincronización entre emisor y receptor una vez que se están transmitiendo los datos.

➤ Fase inicial de adquisición

- El receptor está continuamente escuchando para recibir una **secuencia PN conocida**
- La secuencia PN deberá sincronizarse en una fracción del intervalo de chip T_c , para lo que se suelen emplear relojes muy precisos y estables
- Un método de sincronización es hacer **correlaciones cruzadas** de la secuencia recibida y la generada en el receptor para diferentes retardos.
- La salida se compara con un umbral. Si se supera, se da por buena la sincronización. En caso contrario, se vuelve a empezar con otro retardo.

➤ Fase inicial de adquisición de sincronismo (DSSS)



- Si la señal recibida inicial que se espera es del tipo indicado, a la salida del integrador se tendrá una muestra dada por la siguiente expresión (cálculo similar al de la pag. 27):

$$y_r(t) = a_I c(t) g(t) \cos \omega_c t \quad \Rightarrow \quad w(\tau) = a_I \frac{1}{T} \int_0^T c(t) c(t - \tau) dt = a_I R_c(t, t - \tau)$$

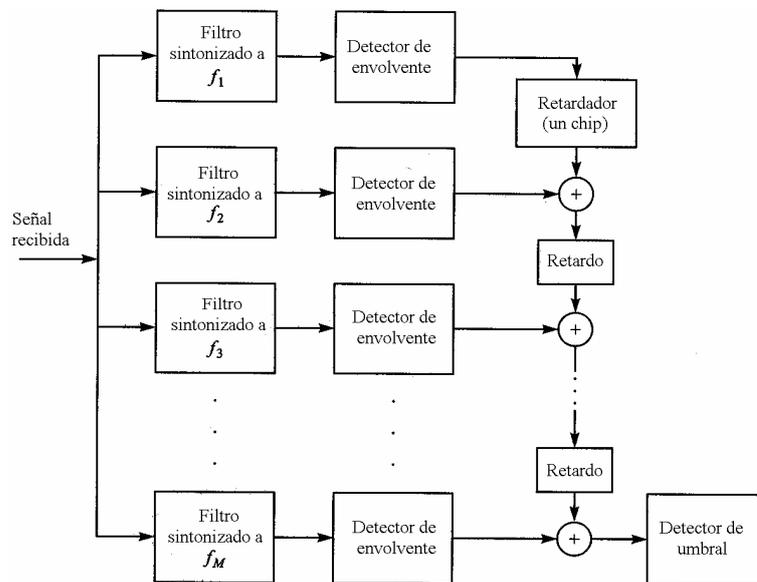
- Para cada valor de τ decidido por el bloque de control se tendrá una muestra $w(\tau)$. **Este valor será máximo cuando el código recibido y el generado en el receptor estén sincronizados**, momento en que se pasa a la fase de datos y a hacer seguimiento (*tracking*) del sincronismo

➤ Fase inicial de adquisición de sincronismo (FHSS)

- En este caso, el problema está en sincronizarse con el código que genera las distintas frecuencias, para lo que *se transmite una señal con un patrón de saltos conocido*.

- La fase de adquisición busca el patrón de frecuencias acordado f_1, f_2, \dots, f_M , por ejemplo con un banco de filtros sintonizados a las frecuencias que se esperan.

- Cuando las muestras de cada detector de envolvente, convenientemente procesadas, superan un determinado umbral, se ha conseguido el sincronismo. En caso contrario se sigue el proceso.



➤ El esquema que se ha visto para DSSS es de tipo *búsqueda serie* y el de FHSS de *búsqueda paralelo*.

- Para ambos sistemas existen esquemas tanto serie como paralelo.

- Normalmente la búsqueda en serie lleva un tiempo más largo y es necesario comprobar que la señal recibida supera el umbral durante un cierto periodo de tiempo.

➤ El esquema visto para DSSS, si existe multitrayecto, se sincronizará con la *primera componente que supere un determinado umbral de potencia*.

➤ Una vez que se ha terminado la fase inicial de adquisición y que ya se están transmitiendo los datos, el *seguimiento* (tracking) consiste en mantener la sincronización inicial establecida.

- No consiste en hacer una sincronización aproximada dentro del periodo de chip, sino en realizar una sincronización fina dentro de éste.

- Existen diferentes técnicas, tales como el *Delay Locked Loop* (DLL) o *Tau Dither Loop* (TDL)

(ver Proakis, "Comm....", Sec. 10.3.7)

III.5. Diversidad. Receptor RAKE.

➤ El receptor de DSSS se sincroniza con la primera componente que supere un determinado umbral de potencia.

- Esta componente puede que no sea la más potente, con la consiguiente *pérdida de prestaciones del sistema*.

- Además, independientemente de la componente con la que se sincronice, *todas las demás serán tratadas como interferencias y rechazadas*.

- Sin embargo, las componentes multitrayecto llevan información, que a lo mejor se podría recuperar de alguna manera.

➤ El problema que se plantea ahora es intentar *aprovechar las componentes multitrayecto*, que también llevan la información original, y no intentar eliminarlas como interferencias.

➤ La forma de hacerlo es utilizar un *receptor RAKE*, que se puede considerar como un caso particular de *técnica de diversidad*.

III.5.1. Concepto de diversidad

➤ La idea de diversidad es transmitir/recibir la *misma información en distintos canales*, los cuales pueden sufrir perturbaciones (p. ej. desvanecimientos), pero de manera independiente.

- Por ejemplo, en un sistema con dos antenas en el emisor o el receptor, si las dos antenas están suficientemente alejadas, es improbable que las dos sufran desvanecimientos a la vez.

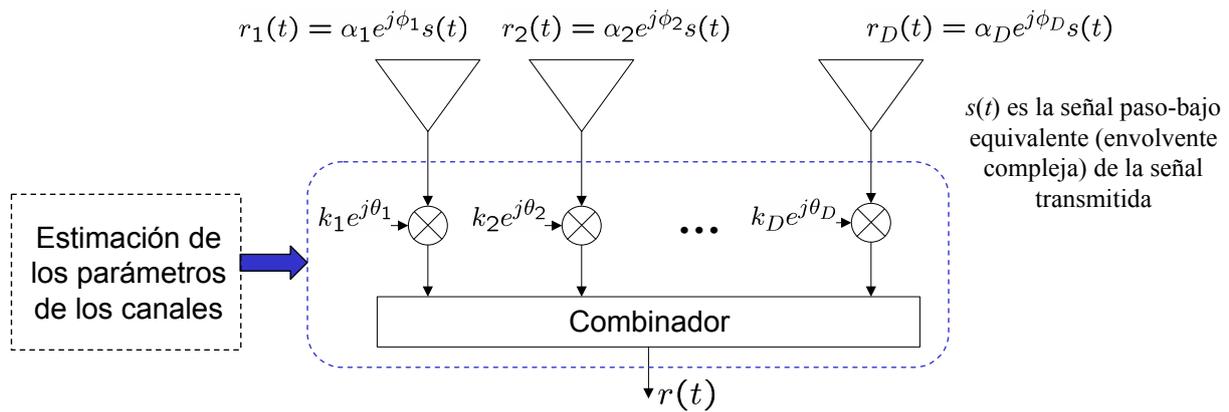
- Si se selecciona la señal de la antenas con más potencia, se obtienen mejores prestaciones que con sólo una antena.

- Otra forma de diversidad sería transmitir la misma información sobre distintas canales de frecuencias, o en diferentes instantes de tiempo (canales temporales).

➤ Cuanto más *diversa* sea la forma en que la señal se transmite/recibe, más *robusta* será la comunicación frente a perturbaciones.

➤ Las técnicas de diversidad se tratan de manera distinta en el transmisor y en el receptor. Ahora se verá el modelo básico para recepción.

➤ Modelo genérico de diversidad en un receptor:



- Se tienen D señales correspondientes a **D canales con desvanecimientos independientes**. Todas las señales están asociadas a una única comunicación.
- Esas D señales se procesan y se combinan para formar la señal recibida.
- El procesamiento puede requerir conocer el tipo de canales que se están usando. Por ello puede que previa/simultánea-mente exista un **bloque de estimación adaptativa de canal**.
- La combinación se puede hacer según diversos criterios enumerados a continuación.

➤ Tipos principales de combinación por diversidad:

- Selección de la señal de la rama con más potencia (**selection combining**). La combinación se convierte en una conmutación a la rama de mayor potencia recibida.

$$r(t) = r_i(t) = \alpha_i e^{j\phi_i} s(t)$$

- Selección por umbral (**threshold combining**). La combinación se convierte en una conmutación a la primera rama cuya potencia está por encima de un determinado umbral.

$$r(t) = r_i(t) = \alpha_i e^{j\phi_i} s(t)$$

- De igual ganancia (**equal-gain combining**). Se compensan las fases de las señales recibidas y se suman con igual ganancia.

$$r(t) = c s(t)$$

$$c = k \sum_{i=1}^D \alpha_i$$

- Implica conocer las fases con las que afecta cada canal a la señal.

$$\theta_1 = -\phi_1, \dots, \theta_D = -\phi_D \quad k_1 = k_2 = \dots = k_D \equiv k$$

- Si cada rama tiene asociada un **potencia de ruido de valor $p_{n,i}$** antes de pasar por $k_i e^{j\theta_i} = k e^{-j\phi_i}$, la snr que se tiene a la salida del combinador es la siguiente:

$$p_r = c^2 p_s \quad snr = \frac{p_r}{p_{n,total}} = \frac{(\sum_{i=1}^D k \alpha_i)^2 p_s}{\sum_{i=1}^D k^2 p_{n,i}} \quad (\text{los ruidos son estadísticamente independientes y se suman en potencia})$$

➤ Tipos de combinación por diversidad (cont.):

- De máxima proporción (*maximal-ratio combining*).

Se compensan las fases de las señales recibidas y la ganancia de cada rama es la óptima para proporcionar la snr máxima

$$r(t) = c s(t)$$

$$c = \sum_{i=1}^D k_i \alpha_i$$

$$k_i^2 = \frac{\alpha_i^2}{p_{n,o}}$$

$$(k_i e^{j\theta_i} = \frac{\alpha_i}{\sqrt{p_{n,o}}} e^{-j\phi_i})$$

• Si todas las ramas tienen el mismo ruido $p_{n,o}$, el valor de las ganancias que optimizan la snr final son:

$$snr = \frac{p_r}{p_{n,total}} = \frac{(\sum_{i=1}^D k_i \alpha_i)^2 p_s}{\sum_{i=1}^D k_i^2 p_{n,o}} = \sum_{i=1}^D \frac{\alpha_i^2 p_s}{p_{n,o}}$$

• La snr final es la suma de las snr's de cada rama. *Si las snr's de cada rama fueran iguales, la final sería D veces mayor.*

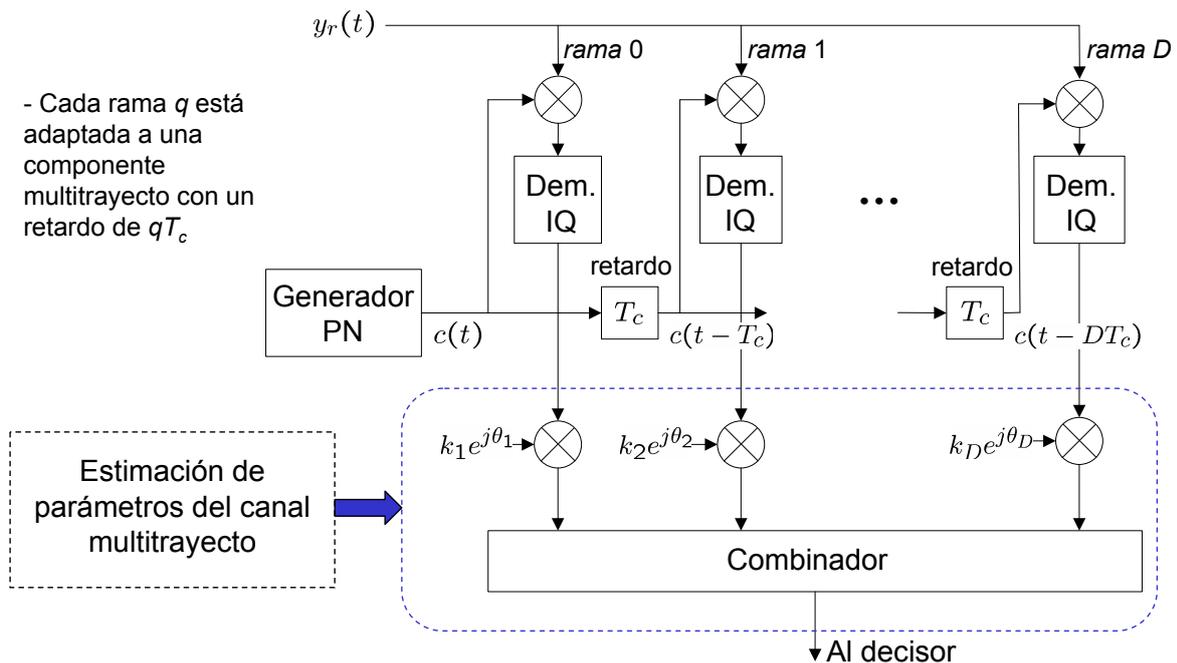
➤ En el ejemplo de receptor visto, las D señales vienen de D sensores distintos, por ejemplo de D antenas suficientemente separadas. Este caso sería *diversidad espacial*.

➤ Ahora se verá un esquema similar, pero de *diversidad multitrayecto*, en el que las D señales recibidas son las asociadas a D caminos de propagación distintos, pero captadas por la misma antena.

III.5.2. Receptor RAKE

➤ En un sistema DSSS, el receptor RAKE *combina* las componentes multitrayecto de la señal recibida con retardos múltiplos del periodo de chip T_c

- Cada rama q está adaptada a una componente multitrayecto con un retardo de qT_c



➤ En vez de rechazar las componente multirrayecto como interferencia, **el receptor RAKE las combina como diversidad:**

- Realmente, cada rama q es como el receptor visto en la p. 25, y por tanto rechaza cualquier señal no sincronizada con el código $c(t-qT_c)$ usado en la rama q .
- Por tanto, una componente multirrayecto de **retardo qT_c será demodulada en la rama q** y contribuiría al sistema, aunque será tratada como **interferencia en cualquier otra rama $p \neq q$**
- Existen otras formas de este receptor en el que se retarda la señal recibida, en vez del código.
- El bloque combinador puede ser cualquiera de los ya vistos, como por ejemplo el de maximal-ratio combining.
- El nombre RAKE está relacionado con las múltiples ramas que tiene, como un “rastrillo”.

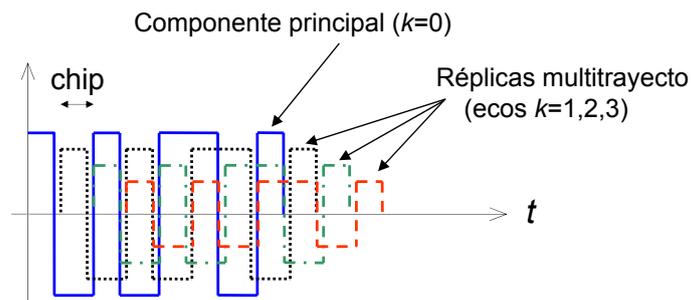
➤ Para que el receptor RAKE discrimine las componentes multirrayecto, los **retardos de los ecos tendrán que ser aproximadamente múltiplos de T_c** .

- Cuanto más pequeño sea T_c , más posibilidades habrá de que se cumpla lo anterior.
- La protección frente al multirrayecto se verá ahora en el tiempo y en la frecuencia

➤ Protección frente a **Multirrayecto** en DSSS (dominio del tiempo):

Señal recibida:

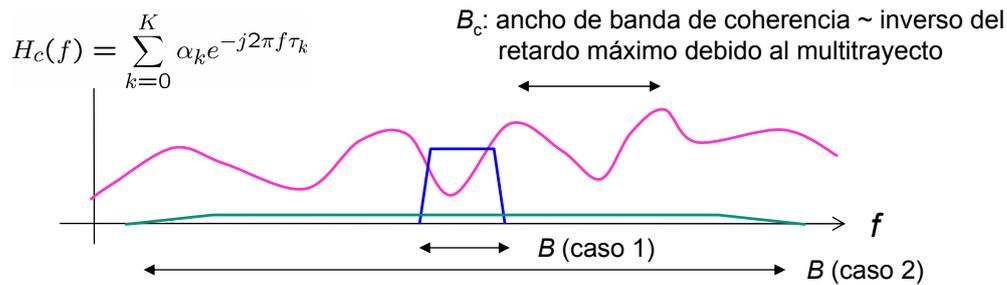
$$y_c(t) = \alpha_0 y(t - \tau_0) + \sum_{k=1}^K \alpha_k y(t - \tau_k)$$



- Si los retardos son mayores o del orden del periodo de chip T_c , se pueden separar los ecos.
- Sólo pueden interferir destructivamente (desvanecimiento) los ecos con diferencia de retardos menor que T_c .
- Otra enfoque para explicar la resolución temporal es ver como afecta la función autocorrelación del código a las muestras detectadas (p. 38) y la forma de esta función (p. 51).

- Menor T_c implica mayor **resolución temporal (mayor capacidad para discriminar ecos asociados al multirrayecto)** y mayor protección frente al desvanecimiento. El receptor RAKE será capaz de aprovechar los ecos y combinarlos adecuadamente.

➤ Protección frente a **Multitrayecto** en DSSS (dominio de la frecuencia):



- Caso 1) Para un sistema cualquiera, si el ancho de banda B de la señal es menor que el ancho de banda de coherencia del canal B_c , se tiene poca variación en frecuencia del canal (selectividad en frecuencia pequeña) y por tanto poca distorsión de la señal recibida

- Caso 2) Si $B \gg B_c$, hay una selectividad en frecuencia alta y la señal se distorsiona. En un sistema cualquiera daría lugar a una IES muy significativa. Sin embargo, en DSSS la IES no es tan grave:

- es capaz de separar los símbolos provenientes de distintas componentes multitrayecto gracias al código (ver pags. 37-38)
- e incluso puede aprovechar la información que llevan las distintas componentes con el receptor RAKE.

III.6. Code Division Multiple Access (CDMA)

➤ Toda emisión radioeléctrica implica la ocupación de un **volumen tridimensional en tiempo, espacio y frecuencia**.

➤ Por motivos de interferencia mutua en entornos multiusuarios, los volúmenes espectrales de las distintas radiocomunicaciones deben ser disjuntos

- **SDMA**: *Space Division Multiple Access*. Característico de los sistemas celulares

- **TDMA**: *Time Division Multiple Access*

- **FDMA**: *Frequency Division Multiple Access*

- Ejemplo GSM: comunicaciones se separan según en el espacio (SDMA), y luego se hace FDMA (separación de comunicaciones simultáneas en una misma zona con distintas frecuencias) y TDMA (distintos intervalos de tiempo para la misma frecuencia)

➤ **CDMA** se basa en una técnica totalmente diferente a las anteriores. Aquí no es sólo posible, sino que se hace a propósito la superposición total de los volúmenes radioeléctricos de todos los usuarios.

➤ CDMA (cont.):

- Se transmite en la misma zona, con el mismo ancho de banda sobre la misma portadora
- Los códigos son el recurso para la separación de las distintas comunicaciones simultáneas que llegan al receptor y deben poderse distinguir de los códigos de otros usuarios
- Principal ventaja: todos los usuarios de una misma celda y de celdas contiguas pueden usar la misma frecuencia si cada usuario tiene su propia secuencia código PN:
principio de reutilización universal
- El utilizar CDMA implica saber separar las distintas comunicaciones de acuerdo a los códigos de cada usuario y la detección de señales en un entorno de elevada interferencia, como se ha explicado durante este tema III.

➤ Prestaciones del sistema CDMA :

- La señal del resto de usuarios será interferencia aditiva para cada usuario
- Será conveniente un control de potencia para que la energía media transmitida por cada usuario sea igual que la del resto.

➤ Prestaciones del sistema CDMA (cont.):

- Si hay N_u usuarios, la relación de potencia de señal de información a potencia de señal interferente que habrá que incluir en la evaluación de prestaciones de la p. 36 es la siguiente:

$$\frac{P_{info}}{P_{int}} = \frac{P_{info}}{(N_u - 1)P_{info}} = \frac{1}{N_u - 1}$$

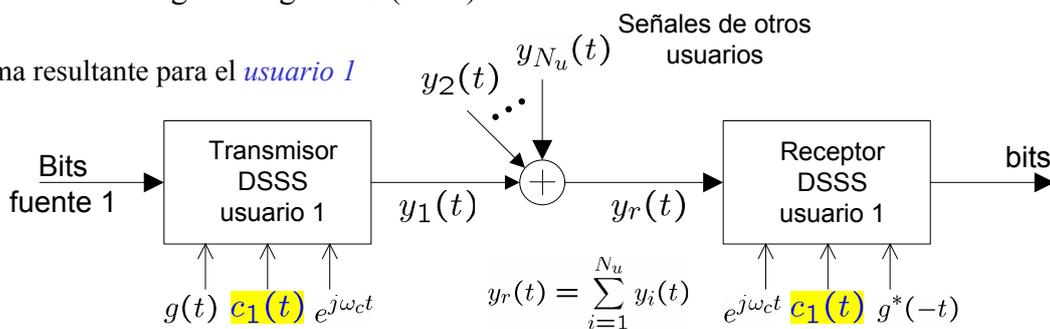
- A partir de ella se podría comenzar el *cálculo del número de usuarios* de un sistema dado

➤ CDMA con códigos ortogonales

- Pero además del enfoque anterior, *en condiciones de propagación ideales*, se podría separar todos los usuarios sin ninguna interferencia mediante códigos ortogonales: misma idea que se utiliza en OFDM (ver Tema II).
- En OFDM, el recurso en el que se buscaba la ortogonalidad era en la frecuencia, en las portadoras. En este caso, *el recurso es el código* y se pueden encontrar códigos ortogonales.
- En concreto, los N_u códigos distintos (uno para cada usuario) de un sistema CDMA con códigos ortogonales cumplen: $\frac{1}{T} \int_0^T c_i(t)c_j(t) dt = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$

➤ CDMA con códigos ortogonales (cont.):

- Sistema resultante para el *usuario 1*



- Señales de cada usuario *i* del sistema, **compartiendo el mismo ancho de banda y portadora f_c , pero distinto código $c_i(t)$** :

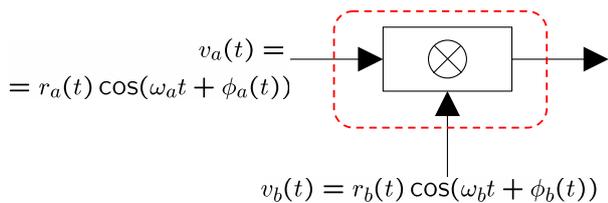
$$y_i(t) = \text{Re}[d_i(t)c_i(t)e^{j\omega_c t}]$$

- Para el tx/rx de la comunicación 1, las muestras a la salida del receptor de la pag. 25 son :

$$\begin{cases} z_I = 2 \int_0^T y_r(t)c(t)g(t) \cos \omega_c t dt = z_I^{(1)} + \sum_{i=2}^{N_u} z_I^{(i)} = a_I^{(1)} \\ z_Q = 2 \int_0^T y_r(t)c(t)g(t) \sin \omega_c t dt = z_Q^{(1)} + \sum_{i=2}^{N_u} z_Q^{(i)} = a_Q^{(1)} \end{cases} \begin{cases} z_I^{(i)} = a_I^{(i)} \frac{1}{T} \int_0^T c_1(t)c_i(t) dt = \begin{cases} a_I^{(1)}, & i = 1 \\ 0, & i \neq 1 \end{cases} \\ z_Q^{(i)} = a_Q^{(i)} \frac{1}{T} \int_0^T c_1(t)c_i(t) dt = \begin{cases} a_Q^{(1)}, & i = 1 \\ 0, & i \neq 1 \end{cases} \end{cases}$$

En este modelo cada usuario recupera la información de manera exacta, sin que los otros usuarios interfieran con él de ninguna manera

Ap. A: Mezcladores de frecuencias



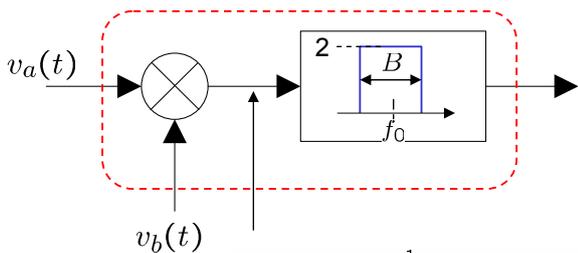
- Opción 1) Mezclador = convertor superior

$$r_a(t)r_b(t) \cos((\omega_a + \omega_b)t + \phi_a(t) + \phi_b(t))$$

- Opción 2) Mezclador = convertor inferior

$$r_a(t)r_b(t) \cos((\omega_a - \omega_b)t + \phi_a(t) - \phi_b(t))$$

↕ Mezclador (a veces se utiliza directamente el símbolo del multiplicador, y su función se entiende por el contexto)



- Si el filtro sólo deja pasar la banda alrededor de $f_0=f_a+f_b$ se tiene el convertor superior

- Si $f_0=f_a-f_b$ se tiene el convertor inferior

- B es el ancho de banda para dejar pasar sólo una banda (la superior en el caso 1) y la inferior en el caso 2)). Normalmente f_a+f_b y f_a-f_b están muy separadas, con lo que el filtrado es sencillo

$$v_a(t)v_b(t) = \frac{1}{2}r_a(t)r_b(t) \cos((\omega_a + \omega_b)t + \phi_a(t) + \phi_b(t)) + \frac{1}{2}r_a(t)r_b(t) \cos((\omega_a - \omega_b)t + \phi_a(t) - \phi_b(t))$$

Bibliografía

- J.G. Proakis, M. Salehi, "*Communication systems engineering*", 2nd ed., Prentice-Hall 2002, Cap.10
- J. M. Hernando, C. Lluch, "*Comunicaciones Móviles de Tercera Generación- UMTS*", Telefónica Móviles España, 2001
- S. Haykin, "*Communication Systems*", 4th ed., John Willey & Sons, 2001, Cap. 7
- A. Goldsmith, "*Wireless Communications*", 1ª ed., Cambridge University Press, 2005, Cap. 7,13
- B. Sklar, "*Digital Communications: Fundamentals and Applications*", 2nd ed., Prentice-Hall, 2001, Cap. 10
- J.G. Proakis, "*Digital Communications*", 4th ed., McGraw-Hill, 2001, Cap. 13,14