

Capítulo 9

Modulación de espectro disperso

- Modelo de un sistema de comunicaciones de espectro disperso.
- Sistemas de espectro disperso de secuencia directa (DS-SS).
- Espectro disperso de saltos en frecuencia (FH-SS).
- Otros tipos de señales de espectro disperso.
- Sincronización en sistemas de espectro disperso.

En el tratamiento del diseño de señales para comunicaciones digitales sobre un canal AWGN el principal objetivo ha sido la utilización eficiente de la potencia transmitida y el ancho de banda del canal. Como estudiado en el Capítulo anterior, la codificación de canal permite reducir la potencia transmitida mediante el incremento del ancho de banda de la señal transmitida a través de la redundancia del código y, de esta forma, obtener un compromiso entre la potencia transmitida y el ancho de banda del canal. Esta es la metodología básica para el diseño de sistemas de comunicaciones digitales con canales AWGN.

En la práctica, es posible encontrar frecuentemente otros factores que influyen en el diseño de un sistema de comunicaciones digitales eficiente. Por ejemplo, en el diseño de un sistema militar de comunicaciones, el diseñador del sistema se preocupa usualmente con las acciones que un adversario puede realizar para interrumpir las comunicaciones normales. Las interferencias intencionales sobre la señal transmitida son un tipo común de acción adversaria. En ese caso el diseñador del sistema debe incluir en el sistema de comunicaciones alguna característica autoinmune a la presencia de señales interferentes. Un problema similar aparece en las comunicaciones de acceso múltiple cuando dos o más transmisores utilizan el mismo canal para transmitir información. En ese caso la interferencia creada por los otros usuarios del canal no es intencional. De cualquier forma, el diseñador debe tener en cuenta la existencia de tal interferencia en el diseño de un sistema digital de comunicaciones confiable.

Aún en los problemas de diseño más complejos citados, los parámetros básicos de diseño del sistema son la potencia transmitida y el ancho de banda del canal. Para solucionar los problemas de interferencia, intencional o no, será necesario incrementar el ancho de banda de la señal transmitida, como descripto más abajo, tal que el factor de expansión de ancho de banda $B_r = W/R$ sea mucho mayor que la unidad. Esta es una característica de una *señal de espectro disperso*. Una importante segunda característica es que la señal que transporta información al modulador se dispersa en ancho de banda mediante un código que es independiente de la secuencia de información. Este código tiene como propiedad ser *seudoaleatorio*, o sea, aparece como aleatorio a otros receptores que no sean aquel que utiliza el conocimiento del código para demodular la señal. Es esta segunda característica la que distingue un sistema de comunicaciones de espectro disperso de un sistema de comunicaciones convencional que expande el ancho de banda de la señal transmitida mediante la redundancia de la codificación de canal. Sin embargo, es posible enfatizar que la codificación de canal es un elemento importante del diseño de un sistema eficiente de comunicaciones de espectro disperso.

Las señales de espectro disperso para comunicaciones digitales fueron desarrolladas originalmente y utilizadas en comunicaciones militares: 1) para proveer resistencia contra interferencias causales, o 2) para ocultar la señal transmitiéndola a baja potencia y, así, hacer difícil su detección en ruido por parte de

un intruso (baja probabilidad de interceptación). Sin embargo, las señales de espectro disperso pueden utilizarse también para proveer comunicaciones confiables en una variedad de aplicaciones civiles, tales como comunicaciones móviles y comunicaciones entre centrales de conmutación.

En este capítulo se estudiarán las características básicas de las señales de espectro disperso y su desempeño en términos de probabilidad de error. Se concentrará la discusión en dos métodos de dispersión del ancho de banda de la señal, o sea, mediante la modulación de secuencia directa y mediante saltos de frecuencia. Ambos métodos requieren la utilización de secuencias de código pseudoaleatorio cuya generación también se describirá. Se incluyen también varias aplicaciones de señales de espectro disperso.

9.1 Modelo de un sistema de comunicaciones de espectro disperso

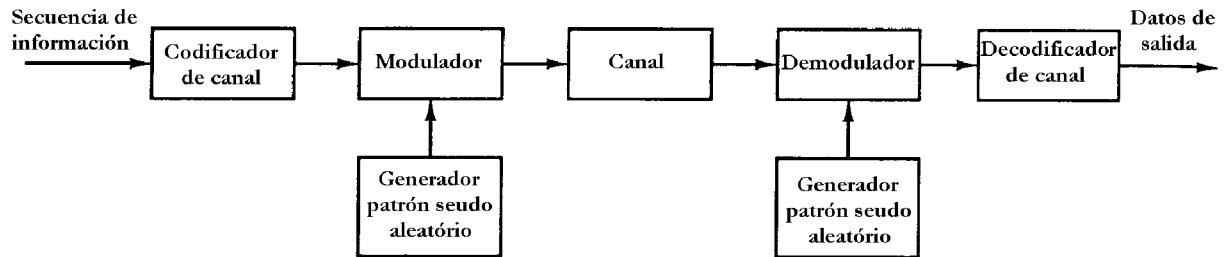


Figura 9.1: Modelo de un sistema de comunicaciones digital de espectro disperso.

Los elementos básicos de un sistema de comunicaciones de espectro disperso se ilustran en la figura 9.1. Se observa que el codificador y decodificador de canal y el modulador y demodulador son los elementos básicos de un sistema de comunicaciones digitales convencional. Además de esos elementos, un sistema de espectro disperso utiliza dos generadores de secuencias seudoaleatorias, uno relacionado con el modulador en la transmisión y el segundo relacionado con el demodulador en el receptor. Esos dos generadores producen una secuencia real seudoaleatoria o de seudoruido (PN) que se utiliza para dispersar la señal transmitida en frecuencia en el modulador y para invertir esa operación sobre la señal recibida en el demodulador.

Para esa operación de inversión de la dispersión se requiere la sincronización temporal de la secuencia PN generada en el receptor con la secuencia PN contenida en la señal recibida. En un sistema práctico, la sincronización se establece antes de la transmisión de la información mediante la transmisión de un patrón de bits PN fijo que se diseña para que el receptor lo detecte con alta probabilidad en presencia de interferencias. Después que se ha establecido la sincronización de los generadores de secuencia PN comienza la transmisión de información. En el modo datos, el sistema de comunicaciones sigue el temporizado de la señal recibida entrante y mantiene el generador de secuencia PN en sincronismo. La sincronización de los generadores de secuencia PN se discutirá más adelante.

A través del canal se introduce interferencia en la transmisión de la señal de espectro disperso. Las características de la interferencia dependen fundamentalmente de su origen. La interferencia puede categorizarse generalmente como de banda ancha o de banda estrecha en forma relativa al ancho de banda de la señal que transporta información, y como continua en el tiempo o pulsada (discontinua) en el tiempo. Por ejemplo, una señal bloqueante puede consistir en una sinusoidal de alta potencia en el ancho de banda ocupado por la señal que transporta información; ese tipo de señal bloqueadora es de banda estrecha. Como un segundo ejemplo, la interferencia generada por otros usuarios en un canal de acceso múltiple depende del tipo de señales de espectro disperso utilizadas por los diferentes usuarios para transmitir su información. Si todos los usuarios utilizan señales de banda ancha, la interferencia puede caracterizarse como ruido de banda ancha equivalente. Si los usuarios utilizan saltos de frecuencia (frequency hopping) para generar las señales de espectro disperso, la interferencia de los otros usuarios puede caracterizarse como de banda estrecha. Se considerará esos tipos de interferencias y otros en las discusiones de las secciones siguientes.

La discusión se focalizará en el desempeño de señales de espectro disperso para comunicaciones digitales en presencia de interferencias de banda estrecha y banda ancha. Se considerarán dos tipos de modulación digital, PSK y FSK. La modulación PSK es apropiada para aplicaciones donde la coherencia de fase entre la señal transmitida y la recibida pueden mantenerse sobre un intervalo de tiempo que abarque varios intervalos de bits o de símbolos. Por otro lado, la modulación FSK es apropiada en aplicaciones donde la coherencia de fase de la portadora no puede mantenerse debido a variaciones temporales en las características de transmisión del canal de comunicaciones. Por ejemplo, este puede ser el caso en un enlace de comunicaciones entre dos aviones de alta velocidad o entre un avión y una terminal terrestre.

La secuencia PN generada en el modulador se utiliza en conjunto con la modulación PSK para desplazar la fase de la señal PSK en forma seudoaleatoria, como se discutirá a continuación, a una velocidad que es un múltiplo entero de la velocidad de transmisión en bits/seg. La señal modulada resultante se denomina *señal de espectro disperso de secuencia directa* (DS). Cuando se utiliza en conjunto con FSK binaria o multinivel, la secuencia PN se utiliza para seleccionar la frecuencia de la señal transmitida en forma seudoaleatoria. La señal resultante se denomina *señal de espectro disperso de saltos en frecuencia* (FH). Si bien otros tipos de

señales de espectro disperso se discutirán brevemente, el tratamiento enfatizará sistemas de comunicaciones de espectro disperso DS y FH.

9.2 Sistemas de espectro disperso de secuencia directa (DS-SS)

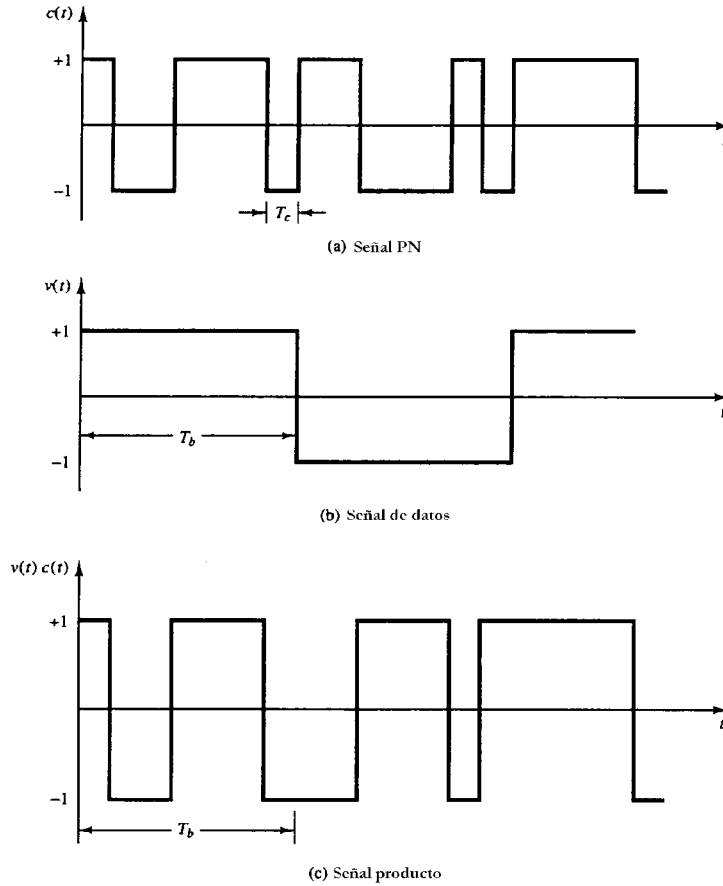


Figura 9.2: Generación de una señal de espectro disperso DS.

Es posible considerar la transmisión de una secuencia de información por medio de PSK binaria. La velocidad de transmisión de la información es de R bits/seg y el intervalo de bit es $T_b = 1/R$ seg. El ancho de banda de canal disponible es B_c Hz, donde $B_c \gg R$. El ancho de banda de la señal de información se expande en el modulador a $W = B_c$ Hz desplazando la fase de la portadora en forma pseudoaleatoria a una velocidad de W veces por segundo de acuerdo al patrón del generador PN. El método básico para lograr la dispersión se muestra en la figura 9.2.

La señal banda base que transporta información $v(t)$ será

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t - nT_b)$$

donde $\{a_n = \pm 1, -\infty < n < \infty\}$ y $g_T(t)$ es un pulso rectangular de duración T_b . Esta señal se multiplica por la señal del generador de secuencia PN, la que puede expresarse como sigue

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

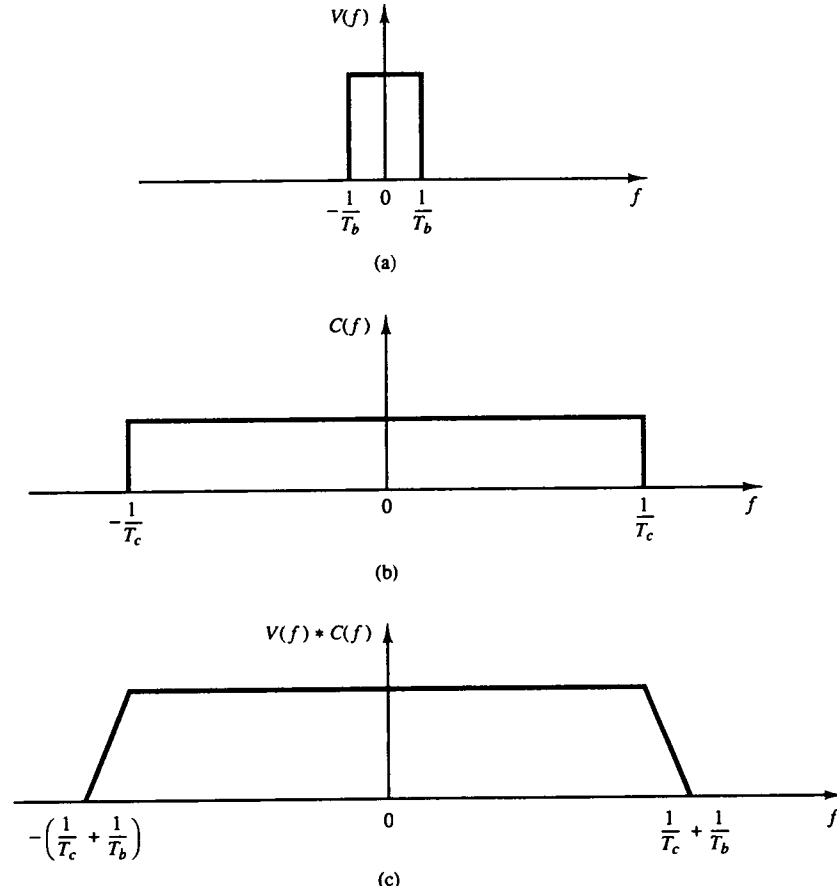


Figura 9.3: Convolución del espectro de (a) la señal de datos con (b) la señal de código PN.

donde $\{c_n\}$ representa la secuencia de código PN binario de ± 1 y $p(t)$ es un pulso rectangular de duración T_c , como se ilustra en la figura 9.2. Esta operación de multiplicación sirve para dispersar el ancho de banda de la señal que transporta información (cuyo ancho de banda es aproximadamente R_b Hz) a un ancho de banda mayor ocupado por la señal del generador PN $c(t)$ (cuyo ancho de banda es aproximadamente $1/T_c$). La dispersión del espectro se ilustra en la figura 9.3 donde se muestra, en términos simples utilizando espectros rectangulares, la convolución de los dos espectros: el espectro estrecho correspondiente a la señal que transporta información y el espectro ancho correspondiente a la señal de generador PN.

La señal producto $v(t)c(t)$, también ilustrada en la figura 9.2, se utiliza para modular la amplitud de la portadora $A_c \cos 2\pi f_c t$ y, de esta forma para generar la señal de tipo DBL

$$u(t) = A_c v(t)c(t) \cos 2\pi f_c t$$

Dado que $v(t)c(t) = \pm 1$ para cualquier t , se concluye que la señal de portadora modulada transmitida puede también expresarse como

$$u(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \theta(t)]$$

donde $\theta(t) = 0$ cuando $v(t)c(t) = 1$ y $\theta(t) = \pi$ cuando $v(t)c(t) = -1$. En consecuencia, la señal transmitida es una señal binaria.

El pulso rectangular $p(t)$ se denomina usualmente *chip*, y su duración temporal T_c se denomina intervalo de chip. Su recíproco $1/T_c$ se denomina la velocidad de transmisión en chips/seg y corresponde (aproximadamente) al ancho de banda W de la señal transmitida. En sistemas de espectro disperso prácticos, la relación del intervalo de bit T_b y el intervalo de chip T_c se elige usualmente como un número entero. Esta relación será

$$L_c = \frac{T_b}{T_c}$$

De aquí, L_c es el número de chips de la secuencia PN por bit de información. Otra interpretación es que L_c representa el número de transiciones de fase de 180° posibles en la señal transmitida durante un intervalo de bit T_b .

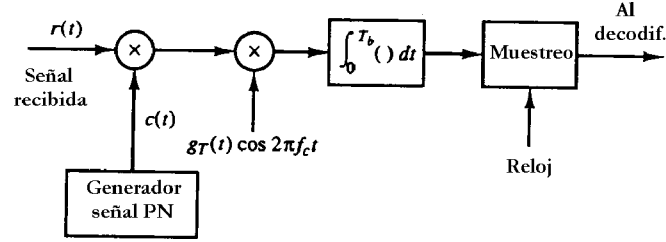


Figura 9.4: Demodulación de una señal de espectro disperso DS.

La demodulación de la señal se realiza como se ilustra en la figura 9.4. La señal recibida se multiplica primero por una réplica de $c(t)$ generada en el receptor, que está sincronizada con la secuencia PN de la señal recibida. De esta forma se tiene que

$$A_c v(t) c^2(t) \cos 2\pi f_c t = A_c v(t) \cos 2\pi f_c t$$

dado que $c^2(t) = 1$ para todo t . La señal resultante $A_c v(t) \cos 2\pi f_c t$ ocupa un ancho de banda de, aproximadamente, R Hz, el cual es el ancho de banda de la señal que transporta información. En consecuencia, el demodulador para la señal obtenida es simplemente el correlador convencional o el filtro acoplado previamente discutidos en el Capítulo 5. Dado que el demodulador tiene un ancho de banda idéntico al de la señal obtenida, el único ruido aditivo que corrompe la señal en el demodulador es el ruido que cae dentro del ancho de banda de la señal recibida.

Efectos de la operación inversa de dispersión sobre una interferencia de banda estrecha. Es interesante investigar el efecto de una señal interferente sobre la demodulación de la señal que transporta información. Supongamos que la señal recibida es

$$r(t) = A_c v(t) c(t) \cos 2\pi f_c t + i(t)$$

donde $i(t)$ es la interferencia. La operación inversa de dispersión en el receptor produce

$$r(t)c(t) = A_c v(t) \cos 2\pi f_c t + i(t)c(t)$$

El efecto de multiplicar la interferencia $i(t)$ con $c(t)$ es dispersar el ancho de banda de $i(t)$ a W Hz.

Como ejemplo, es posible considerar una señal interferente sinusoidal de la forma

$$i(t) = A_J \cos 2\pi f_J t$$

donde f_J es una frecuencia dentro del ancho de banda de la señal transmitida. Su multiplicación con $c(t)$ resulta en una interferencia de banda ancha con densidad espectral de potencia $J_0 = P_J/W$, donde $P_J = A_J^2/2$ es la potencia promedio de la interferencia. Dado que la señal deseada se demodula mediante un filtro acoplado (o un correlador) que tiene un ancho de banda R , la potencia total de la interferencia a la salida del demodulador es

$$J_0 R = P_J R / W = \frac{P_J}{W/R} = \frac{P_J}{T_b/T_c} = \frac{P_J}{L_c}$$

En consecuencia, la potencia de la señal interferente se reduce por una cantidad igual al factor de expansión de ancho de banda W/R . El factor $W/R = T_b/T_c = L_c$ se denomina *ganancia de procesamiento* del sistema de espectro disperso. La reducción de la potencia de la interferencia es la razón básica para la utilización de señales de espectro disperso para transmitir información digital sobre canales con interferencia.

En resumen, la secuencia PN se utiliza en el transmisor para dispersar la señal que transporta información a un ancho de banda mayor para la transmisión sobre el canal. Multiplicando la señal recibida con una secuencia PN sincronizada, la señal deseada vuelve al ancho de banda inicial mientras que cualquier interferencia se dispersa en un ancho de banda amplio. El efecto neto es una reducción en la potencia de la interferencia por un factor W/R , que es la ganancia de procesamiento del sistema de espectro disperso.

La secuencia PN $\{c_n\}$ se supone conocida solo por el receptor. Cualquier otro receptor que no tiene el conocimiento de esta secuencia no puede demodular la señal. En consecuencia, el uso de una secuencia PN provee un grado de privacidad (o seguridad) que no es posible con modulaciones convencionales. El costo primario por esta seguridad y ganancia de desempeño contra interferencias es un incremento en la utilización del ancho de banda del canal y en la complejidad del sistema de comunicaciones.

9.2.1 Probabilidad de error

Para obtener la probabilidad de error de un sistema de espectro disperso DS, se supondrá que la información se transmite mediante PSK binaria. Dentro del intervalo de bit $0 \leq t \leq T_b$, la señal transmitida será

$$s(t) = a_o g_T(t) c(t) \cos 2\pi f_c t, \quad 0 \leq t \leq T_b$$

donde $a_o = \pm 1$ es el símbolo de información, el pulso $G_T(t)$ está definido como

$$g_T(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T_b}} & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{para todo otro } t. \end{cases}$$

y $c(t)$ es la salida del generador PN que, sobre el intervalo de bit, puede expresarse como

$$c(t) = \sum_{n=0}^{L_c-1} c_n p(t - nT_c)$$

donde L_c es el número de chips por bit, T_c es el intervalo de chip, y $\{c_n\}$ es la secuencia PN. Los chips de la secuencia $\{c_n\}$ son no correlacionados, o sea

$$E[c_n c_m] = E[c_n] E[c_m] \quad \text{para } n \neq m$$

y cada chip es $+1$ o -1 con igual probabilidad. Esas condiciones implican que $E[c_n] = 0$ y $E[c_n^2] = 1$.

La señal recibida se supone corrompida por una señal interferente $i(t)$. En consecuencia,

$$r(t) = a_o g_T(t - t_d) c(t - t_d) \cos(2\pi f_c t + \phi) + i(t)$$

donde t_d representa el retardo de propagación a través del canal y ϕ representa el desplazamiento de fase de la portadora. Dado que la señal recibida $r(t)$ es la salida de un filtro pasabanda ideal en la entrada del receptor, la interferencia $i(t)$ es también una señal pasabanda y puede representarse como

$$i(t) = i_c(t) \cos 2\pi f_c t - i_s(t) \sin 2\pi f_c t \quad (9.1)$$

donde $i_c(t)$ e $i_s(t)$ son las componentes en fase y cuadratura, respectivamente.

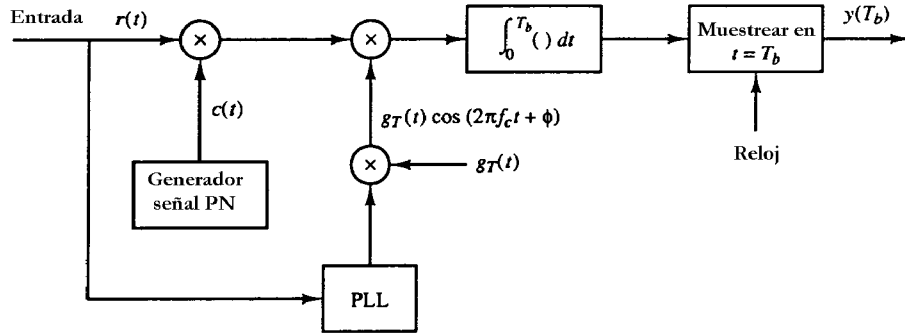


Figura 9.5: Demodulador de una señal de espectro disperso DS.

Suponiendo que el receptor está en sincronismo perfecto con la señal recibida, es posible hacer $t_d = 0$ por conveniencia. Además, la fase de la portadora se supone perfectamente estimada por un PLL. Luego, la señal $r(t)$ se demodula mediante la operación inversa de dispersión primero a través de la multiplicación por $c(t)$ y luego correlacionando con $g_T(t) \cos(2\pi f_c t + \phi)$, como mostrado en la figura 9.5. En el instante de muestreo $t = T_b$, la salida del correlador será

$$y(T_b) = \mathcal{E}_b + y_i(T_b)$$

donde $y_i(T_b)$ representa la componente de interferencia, que tiene la forma

$$\begin{aligned} y_i(T_b) &= \int_0^{T_b} c(t) i(t) g_T(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) dt \\ &= \sum_{n=0}^{L_c-1} c_n \int_0^{T_b} p(t - nT_c) i(t) g_T(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) dt \\ &= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T_b}} \sum_{n=0}^{L_c-1} c_n \nu_n \end{aligned} \quad (9.2)$$

donde por definición

$$\nu_n = \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} i(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) dt \quad (9.3)$$

La probabilidad de error depende de las características estadísticas de la componente de interferencia. Claramente, su valor medio será

$$E[y_i(T_b)] = 0$$

Su varianza es

$$E[y_i^2(T_b)] = \frac{2\mathcal{E}_b}{T_b} \sum_{n=0}^{L_c-1} \sum_{m=0}^{L_c-1} E[c_n c_m] E[\nu_n \nu_m]$$

Pero como $E[c_n c_m] = \delta_{mn}$, se tiene que

$$E[y_i^2(T_b)] = \frac{2\mathcal{E}_b}{T_b} \sum_{n=0}^{L_c-1} E[\nu_n^2] = \frac{2\mathcal{E}_b}{T_b} L_c E[\nu^2] \quad (9.4)$$

donde $\nu = \nu_n$, como en (9.3). Para determinar la varianza de ν , es necesario definir la forma de la interferencia.

Primero, es posible suponer que la interferencia es sinusoidal. Específicamente, es posible suponer que la interferencia tiene la frecuencia de la portadora y tiene la forma

$$i(t) = \sqrt{2P_J} \cos(2\pi f_c t + \Theta_J)$$

donde P_J es la potencia promedio y Θ_J es la fase de la interferencia, que se supone aleatoria y con distribución uniforme en $(0, 2\pi)$. Sustituyendo $i(t)$ en (9.3), se obtiene

$$\begin{aligned} \nu_n &= \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} \sqrt{2P_J} \cos(2\pi f_c t + \Theta_J) \cos(2\pi f_c t + \phi) dt \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{2P_J} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} \cos(\Theta_J - \phi) dt = \frac{T_c}{2} \sqrt{2P_J} \cos(\Theta_J - \phi) \end{aligned}$$

Dado que Θ_J es una variable aleatoria, ν_n es también aleatoria. Su valor medio es cero, o sea

$$E[\nu_n] = \frac{T_c}{2} \sqrt{2P_J} \int_0^{2\pi} \frac{1}{2\pi} \cos(\Theta_J - \phi) d\Theta_J = 0$$

y su valor medio cuadrático será

$$E[\nu_n^2] = \frac{T_c^2 P_J}{2} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos^2(\Theta_J - \phi) d\Theta_J = \frac{T_c^2 P_J}{4}$$

Es posible ahora subsituir $E(\nu^2)$ en (9.4) para obtener

$$E[y_i^2(T_b)] = \frac{\mathcal{E}_b P_J T_c}{2}$$

La relación de $\{E[y(T_b)]^2\}$ con $E[y_i^2(T_b)]$ es la SNR del detector. En este caso se tiene

$$(SNR)_D = \frac{\mathcal{E}_b^2}{\mathcal{E}_b P_J T_c / 2} = \frac{2\mathcal{E}_b}{P_J T_c} \quad (9.5)$$

Para ver el efecto de la señal de espectro disperso, se expresa la energía transmitida $\mathcal{E}_b$ como $\mathcal{E}_b = P_s T_b$, donde P_s es la potencia promedio de señal. Luego, si sustituimos $\mathcal{E}_b$ en (9.5) se obtiene

$$(SNR)_D = \frac{2P_s T_b}{P_J T_c} = \frac{2P_s}{P_J / L_c} \quad (9.6)$$

donde $L_c = T_b / T_c$ es la ganancia de procesamiento. En consecuencia, la señal de espectro disperso ha reducido la potencia de la interferencia por un factor L_c .

Otra interpretación del efecto de la señal de espectro disperso sobre la interferencia sinusoidal se obtiene si se expresa $P_J T_c$ en (9.6) como sigue. Dado que $T_c \cong 1/W$, se tiene que $P_J T_c = P_J W = J_0$, donde J_0 es la densidad espectral de potencia de una interferencia equivalente en un ancho de banda W . En consecuencia, la señal de espectro disperso ha dispersado, en efecto, la interferencia sinusoidal sobre un ancho de banda amplio W , creando un ruido equivalente espectralmente plano con densidad espectral de potencia J_0 . De esta forma

$$(SNR)_D = \frac{2\mathcal{E}_b}{J_0} \quad (9.7)$$

Ejemplo. La SNR requerida en el detector para lograr una comunicación confiable en un sistema de comunicaciones de espectro disperso DS es de 13 dB. Si la relación de la potencia de la bloqueadora a la potencia de señal en el receptor es 20 dB, determinar la ganancia de procesamiento requerida para lograr una comunicación confiable.

Se tiene que $(P_J/P_S)_{dB} = 20$, o equivalentemente, $P_J/P_S = 100$. También se tiene que $(SNR)_D = 13$ dB, o equivalentemente $(SNR)_D = 20$. Puede usarse (9.6) para obtener L_c , tal que

$$L_C = \frac{1}{2} \left(\frac{P_J}{P_S} \right) (SNR)_D = 1000$$

En consecuencia, la ganancia de procesamiento requerida es 1000, o equivalentemente, 30 dB.

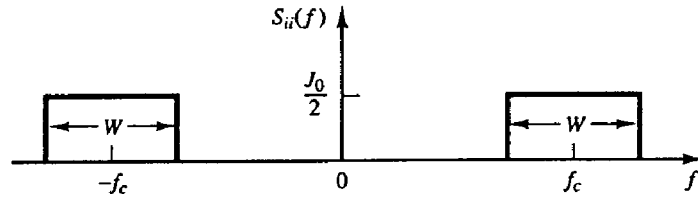


Figura 9.6: Densidad espectral de potencia de una interferencia de banda ancha.

Como un segundo caso, es posible considerar el efecto de una interferencia $i(t)$ como un proceso estocástico de banda ancha, de media cero con densidad espectral de potencia constante sobre el ancho de banda W de la señal de espectro disperso, como ilustrado en la figura 9.6. Notar que la potencia interferente total es

$$P_J = \int_{-\infty}^{\infty} S_{ii}(f) df = W J_0$$

La varianza de la componente interferente a la entrada del detector está dada por (9.4). Para evaluar el momento $E(\nu^2)$ es posible sustituir la representación pasabanda de $i(t)$, dada por (9.1) en (9.3). Despreciando los términos de frecuencia doble (que involucran $\cos 4\pi f_c t$) y haciendo uso de las propiedades estadísticas de las componentes en fase y cuadratura, o sea, $E[i_c(t)] = E[i_s(t)] = 0$ y

$$R_{i_c}(\tau) = E[i_c(t)i_c(t+\tau)] = E[i_s(t)i_s(t+\tau)] = J_0 \frac{\sin \pi W \tau}{\pi \tau}$$

es posible obtener

$$E(\nu^2) = \frac{1}{4} \int_0^{T_c} \int_0^{T_c} R_{i_c}(t_1 - t_2) dt_1 dt_2$$

Esta es una integral de la función autocorrelación sobre un cuadrado definido por la región $0 \leq t_1, t_2 \leq T_c$, como ilustrado en la figura 9.7. Haciendo $\tau = t_1 - t_2$, $E(\nu^2)$ puede reducirse a una única integral (ver figura 9.7),

$$\begin{aligned} E(\nu^2) &= \frac{1}{4} \int_{-T_c}^{T_c} (T_c - |\tau|) R_{i_c}(\tau) d\tau \\ &= \frac{J_0 T_c}{4} \int_{-T_c}^{T_c} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) \frac{\sin \pi W \tau}{\pi \tau} d\tau \\ &= \frac{P_J T_c}{4W} \int_{-T_c}^{T_c} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) \frac{\sin \pi W \tau}{\pi \tau} d\tau \end{aligned} \quad (9.8)$$

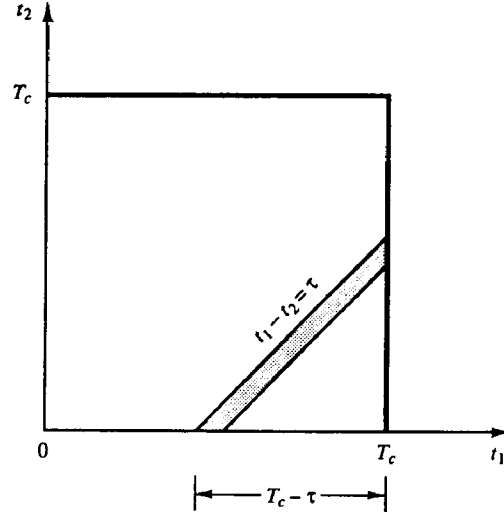


Figura 9.7: Región de integración de la función autocorrelación $R_{cc}(t_1, t_2)$.

dado que $T_c \cong \alpha/W$, donde $\alpha \geq 1$, la integral anterior puede expresarse como

$$I(\alpha) = 2 \int_0^\alpha \left(1 - \frac{x}{\alpha}\right) \frac{\sin \pi x}{x} dx \quad (9.9)$$

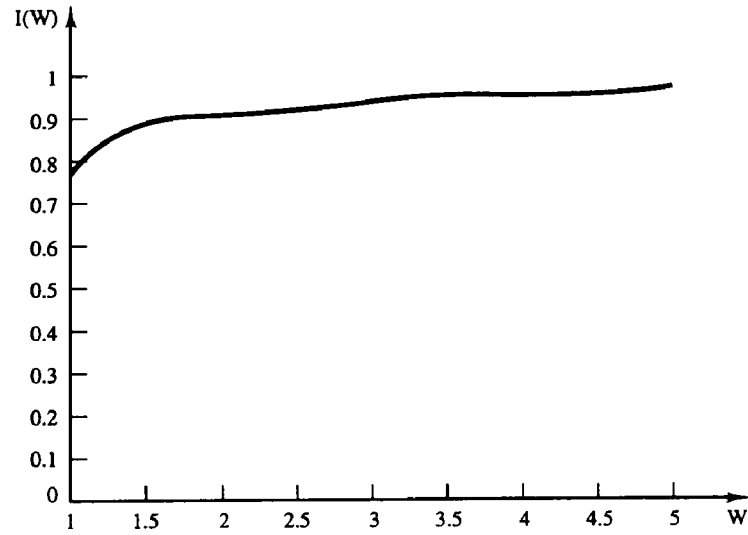


Figura 9.8: Gráfico de la función $I(\alpha)$ dada por (9.9).

y puede evaluarse numericamente para cualquier valor de α . La figura 9.8 ilustra $I(\alpha)$. Notar que $I(\alpha) \leq 1$ para cualquier valor de α y que $I(\alpha) \rightarrow 1$ para $\alpha \rightarrow \infty$. Combinando los resultados de (9.4), (9.8) y (9.9) es posible concluir que la varianza de la componente de interferencia $y_i(T_b)$ para el caso de interferencia de banda ancha es

$$E[y_i^2(T_b)] = \frac{\mathcal{E}_b P_J T_c}{2} I(\alpha)$$

De esta forma, la SNR en el detector es

$$(SNR)_D = \frac{2\mathcal{E}_b}{J_0 I(\alpha)} \quad (9.10)$$

Si comparamos (9.7) con (9.10) es posible notar que la SNR para el caso de interferencia de banda ancha es mayor debido al factor $I(\alpha)$. De esta forma, la interferencia sinusoidal resulta en una degradación mayor en el desempeño del sistema de espectro disperso DS.

La probabilidad de error para un sistema de espectro disperso con modulación binaria se obtiene fácilmente de la SNR en el detector, haciendo suposiciones sobre la distribución de probabilidades de la muestra $y_i(T_b)$. De (9.2) es posible notar que $y_i(T_b)$ consiste en una suma de L_c variables aleatorias no correlacionadas $\{c_n \nu_n, 0 \leq n \leq L_c - 1\}$, todas igualmente distribuidas. Dado que la ganancia de procesamiento L_c es usualmente grande en cualquier sistema práctico, es posible utilizar el teorema del límite central para justificar una distribución de probabilidades Gaussiana para $y_i(T)$. Con esta suposición, la probabilidad de error para una interferencia sinusoidal será

$$P_2 = Q \left[\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{J_0}} \right]$$

donde J_0 es la densidad espectral de potencia de una interferencia de banda estrecha equivalente. Una expresión similar se obtiene para el caso de una señal bloqueadora de banda ancha, donde la SNR en el detector se incrementa por un factor $1/I(\alpha)$.

El margen de bloqueo. Cuando la señal interferente es una señal bloqueadora, es posible expresar $\mathcal{E}_b/J_0$ como

$$\frac{\mathcal{E}_b}{J_0} = \frac{P_S T_b}{P_J W} = \frac{P_S/R}{P_J W} = \frac{W/R}{P_J/P_S}$$

Suponiendo ahora que se especifica una $\mathcal{E}_b/J_0$ requerida para lograr un desempeño deseado, entonces, usando una escala logarítmica es posible expresar la ecuación anterior como

$$\begin{aligned} 10 \log \frac{P_S}{P_J} &= 10 \log \frac{W}{R} - 10 \log \left(\frac{\mathcal{E}_b}{J_0} \right) \\ \left(\frac{P_J}{P_S} \right)_{dB} &= \left(\frac{W}{R} \right)_{dB} - \left(\frac{\mathcal{E}_b}{J_0} \right)_{dB} \end{aligned} \quad (9.11)$$

La relación $(P_J/P_S)_{dB}$ se denomina *márgen de bloqueo*. Es la potencia relativa que un bloqueador puede tener sin intervenir en el sistema de comunicaciones.

Ejemplo. Suponiendo el requerimiento de $(\mathcal{E}_b/J_0)_{dB} = 10$ dB para lograr una comunicación confiable. ¿Cuál es la ganancia de procesamiento necesaria para proveer un márgen de bloqueo de 20 dB?

Claramente, si $W/R = 1000$, entonces $(W/R)_{dB} = 30$ dB y el margen de bloqueo es $(P_J/P_S)_{dB} = 20$ dB. Esto significa que la potencia promedio de bloqueo en el receptor puede ser 100 veces la potencia P_S de la señal deseada y aún sería posible mantener una comunicación confiable.

Desempeño de señales de espectro disperso codificadas. Como discutido en el Capítulo anterior, cuando la información transmitida está codificada por un código lineal (de bloques o convolucional), la SNR a la salida de un decodificador con decisión suave aumenta en proporción a la ganancia de codificación, definida como

$$\text{ganancia de codificación} = R_c d_{min}^H$$

donde R_c es la tasa de codificación y d_{min}^H es la distancia mínima de Hamming del código. En consecuencia, el efecto de la codificación es incrementar el margen de bloqueo por la ganancia de codificación. De esta forma, (9.11) puede modificarse como

$$\left(\frac{P_J}{P_S}\right)_{dB} = \left(\frac{W}{R}\right)_{dB} + (GC)_{dB} - \left(\frac{\mathcal{E}_b}{J_0}\right)_{dB} \quad (9.12)$$

9.2.2 Algunas aplicaciones de señales DS-SS

Se describirá el uso de las señales de espectro disperso DS en cuatro aplicaciones. Se considerará primero una aplicación en la cual la señal se transmite con muy baja potencia, de forma que alguien tratando de detectar su presencia debería encontrar gran dificultad. Una segunda aplicación es la de acceso múltiple en comunicaciones de radio. Una tercera aplicación involucra el uso de una señal de espectro disperso DS para resolver el multicamino en un canal de radio con dispersión temporal. Finalmente, se considerará el uso de espectro disperso DS para solucionar el problema de señales bloqueadoras.

Transmisión de señales de baja detectabilidad. En esta aplicación la señal que transporta información se transmite con muy baja potencia relativa al piso de ruido del canal y el ruido térmico generado en el receptor. Si la señal de espectro disperso DS ocupa un ancho de banda W y la densidad espectral de potencia del ruido aditivo es N_0 W/Hz, la potencia de ruido promedio en el ancho de banda W es $P_N = WN_0$.

La potencia promedio de señal recibida en el receptor es P_R . Si se desea ocultar la presencia de la señal de receptores que estén en la vecindad del receptor de interés, la señal se transmite con un nivel de potencia tal que $P_R/P_N \ll 1$. El receptor de interés recuperará la señal débil que transporta información del piso de ruido con la ayuda de la ganancia de procesamiento y la ganancia de codificación. Sin embargo, cualquier otro receptor que no tenga conocimiento de la secuencia PN no será capaz de tomar ventaja de la ganancia de procesamiento y la ganancia de codificación. En consecuencia, la presencia de la señal que transporta información será difícil de detectar. Se dice que la señal transmitida tiene una *baja probabilidad de ser interceptada* (LPI) y se la denomina *señal LPI*.

La probabilidad de error discutida en la sección anterior se aplica también a la demodulación y decodificación de señales LPI en el receptor de interés.

Ejemplo. Una señal de espectro disperso DS se diseña tal que la relación de potencias P_R/P_N en el receptor de interés es 10^{-2} . a) Si la $\mathcal{E}_b/N_0$ deseada para desempeño aceptable es 10, determinar el valor mínimo de la ganancia de procesamiento, b) Suponer que la señal de espectro disperso DS se transmite mediante radio a un receptor a una distancia de 2000 km. La antena transmisora tiene una ganancia de 20 dB, mientras que la antena receptora es omnidireccional. La frecuencia de la portadora es 3 MHz, el ancho de banda de canal disponible $W = 10^5$ Hz, y el receptor tiene una temperatura de ruido de 300° K. Determinar la potencia transmitida requerida y la velocidad de transmisión para el sistema de espectro disperso DS.

a) Es posible escribir $\mathcal{E}_b/N_0$ como

$$\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = \frac{P_R T_b}{N_0} = \frac{P_R L_c T_c}{N_0} = \left(\frac{P_R}{WN_0}\right) L_c = \left(\frac{P_R}{P_N}\right) L_c$$

Dado que $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ y $P_R/P_N = 10^{-2}$, se concluye que la ganancia de procesamiento necesaria es $L_c = 1000$.

b) La expresión para la potencia de señal recibida es

$$P_{R_{dB}} = P_{T_{dB}} - L_{s_{dB}} + G_{T_{dB}}$$

donde $L_{s_{dB}}$ es la atenuación del espacio libre y $G_{T_{dB}}$ es la ganancia de la antena. La atenuación es

$$L_{s_{dB}} = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$$

donde la longitud de onda es $\lambda = 100$ m. De esta forma $L_{s_{dB}} = 108$ dB, y en consecuencia $P_{T_{dB}} = P_{R_{dB}} + 88$. La potencia recibida puede obtenerse de la condición $P_R/P_N = 10^{-2}$. Primero de todo $P_N = WN_0$, donde

$N_0 = kT = 4 \times 10^{-21}$ W/Hz y $W = 10^5$ Hz, de forma que $P_N = 4.1 \times 10^{-16}$ W y $P_R = 4.1 \times 10^{-18}$ W, o equivalentemente $P_{R_{dB}} = -174$ dBw. En consecuencia, $P_{T_{dB}} = -86$ dBw, o equivalentemente, $P_T = 2.5 \times 10^{-9}$ W. La velocidad de transmisión es $R = W/L_c = 10^5/10^3 = 100$ bits/seg.

Acceso múltiple por división de códigos. La mejora en desempeño obtenida de una señal de espectro disperso DS a través de la ganancia de procesamiento, y la ganancia de codificación puede utilizarse para hacer que varias señales de espectro disperso DS ocupen el mismo ancho de banda de canal siempre que cada señal tenga su propia secuencia PN. De esta forma, es posible tener varios usuarios transmitiendo mensajes simultáneamente sobre el mismo ancho de banda de canal. Este tipo de comunicaciones digitales en el cual cada par usuario transmisor/receptor tiene su propio código de firma para transmitir sobre un ancho de banda de canal común se denomina *acceso múltiple por división de códigos* (CDMA).

En la demodulación de cada señal de espectro disperso DS las señales de los otros usuarios simultáneos del canal aparecen como interferencia de ruido aditivo. El nivel de interferencia varía en función del número de usuarios del canal en cualquier instante de tiempo. Una ventaja principal de CDMA es que un gran número de usuarios puede acomodarse si cada usuario transmite mensajes por un corto período de tiempo. En tal sistema de acceso múltiple es relativamente simple adicionar nuevos usuarios o disminuir el número de los mismos sin reconfigurar el sistema.

Se determinará a continuación el número de señales simultáneas que pueden acomodarse en un sistema CDMA. Por simplicidad se supone que todas las señales tienen potencias idénticas. En varios sistemas prácticos el nivel de potencia de señal recibido de cada usuario se monitorea en una estación central y el control de potencia se ejerce sobre todos los usuarios simultáneamente mediante el uso de un canal de control que instruye a los usuarios sobre cuando incrementar o disminuir su nivel de potencia. Con ese control de potencia, si existen N_u usuarios simultáneos, la relación deseada de potencia de señal a potencia de interferencia en un receptor dado es

$$\frac{P_S}{P_N} = \frac{P_S}{(N_u - 1)P_S} = \frac{1}{N_u - 1}$$

De esta relación es posible determinar el número de usuarios que pueden acomodarse simultáneamente. El ejemplo siguiente ilustra los cálculos.

Ejemplo. Es posible suponer que el nivel deseado de desempeño de un usuario en un sistema CDMA es una probabilidad de error de 10^{-6} , lo cual puede lograrse cuando $\mathcal{E}_b/J_0 = 20$ (13 dB). Es necesario determinar el máximo número de usuarios simultáneos que pueden acomodarse en un sistema CDMA si la relación ancho de banda / velocidad de transmisión es 1000 y la ganancia de codificación es $R_c d_{min}^H = 4$ (6 dB). De la relación básica dada en (9.12), se tiene que

$$\frac{\mathcal{E}_b}{J_0} = \frac{W/R}{N_u - 1} R_c d_{min}^H = 20$$

de donde resolviendo para N_u se obtiene

$$N_u = \frac{W/R}{20} R_c d_{min}^H + 1$$

Para $W/R = 1000$ y $R_c d_{min}^H = 4$ se obtiene que $N_u = 201$.

En la determinación del máximo número de usuarios del canal se asumió explícitamente que las secuencias PN utilizadas por los diferentes usuarios no son correlacionadas y que la interferencia de los otros usuarios se suma en base a potencia solamente. Sin embargo, la ortogonalidad de las secuencias PN entre los N_u usuarios es generalmente difícil de lograr, especialmente si N_u es grande. En realidad, el diseño de un gran número de secuencias PN con buenas propiedades de correlación es un problema importante que ha recibido considerable atención en la literatura técnica. Se discutirá brevemente este problema más adelante.

CDMA es un método viable para brindar el servicio telefónico celular a cierto número de usuarios móviles. Como se discutió en el Capítulo 4, la codificación predictiva lineal de las señales de voz puede utilizarse para comprimir la velocidad de transmisión de la voz digitalizada a un rango de 4800 a 7200 bits/seg. Con la codificación de canal la voz digitalizada puede transmitirse por medio de PSK de cuatro fases en un canal de 10 kHz de ancho de banda o menos. La señal de cada usuario puede entonces dispersarse mediante DS a un ancho de banda mayor para la transmisión sobre un canal de acceso múltiple. Por ejemplo, si se dispersa la señal sobre un ancho de banda de $W = 1$ MHz, se tiene una ganancia de procesamiento de $W/R \cong 100$. Esto permitiría que un número de usuarios relativamente grande acceda al canal de banda ancha simultáneamente.

Comunicaciones sobre canales con multicamino. Ya se han discutido las características de los canales con desvanecimiento y multicamino y el diseño de señales para una comunicación efectiva a través de esos canales. Ejemplos de canales con desvanecimiento y multicamino incluyen la propagación ionosférica en la banda de frecuencias de HF (3 a 30 MHz), donde las capas ionosféricas sirven como reflectores de señal, y en los sistemas de comunicaciones de radio móviles, donde la propagación multicamino se debe a las reflexiones en edificios, arboles y otros obstáculos localizados entre el transmisor y el receptor.

La discusión sobre diseño de señales del Capítulo 7 se enfocaba primariamente en canales no selectivos en frecuencia, donde el ancho de banda de la señal transmitida W es menor que el ancho de banda de coherencia B_{cb} del canal. Por otro lado, si $W > B_{cb}$, se consideraron dos aproximaciones al diseño de señales. Una aproximación es subdividir el ancho de banda disponible W en N subcanales tal que el ancho de banda por canal $W/N < B_{cb}$. De esta forma, cada subcanal no es selectivo en frecuencia y las señales en cada subcanal satisfacen la condición de que el intervalo de símbolo sea $T \gg T_m$, donde T_m es la dispersión multicamino del canal. Así se evita la ISI. Una segunda aproximación es diseñar la señal para utilizar el ancho de banda de señal entero W y transmitirla sobre una portadora única. En este caso, el canal es selectivo en frecuencia y las componentes multicamino con retardos diferenciales de $1/W$ o mayores pueden resolverse.

La técnica de espectro disperso DS es una forma particularmente efectiva de generar una señal de banda ancha para resolver las componentes de señal multicamino. Mediante la separación de las componentes multicamino es posible reducir también los efectos del desvanecimiento. Por ejemplo, en sistemas de comunicaciones de enlace visual (LOS), donde existe un camino directo y un camino de propagación secundario resultante de la reflexión de señal en edificios y terrenos circundantes, el demodulador en el receptor puede sincronizarse con la componente de señal directa e ignorar la existencia de la componente multicamino. En tal caso, la componente multicamino es una forma de ISI sobre la demodulación de señales transmitidas en forma subsiguiente.

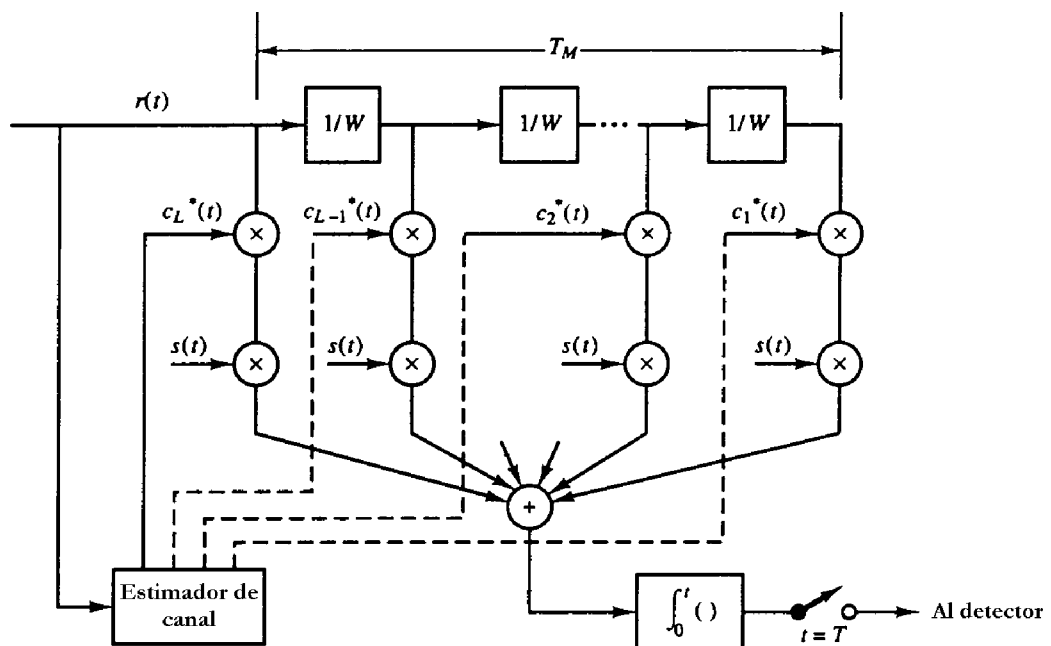


Figura 9.9: Demodulador tipo RAKE para detección coherente.

La ISI puede evitarse si se desea reducir la velocidad de transmisión de símbolos $1/T$ tal que $T \gg T_m$. En este caso se emplea una señal de espectro disperso DS con ancho de banda W para resolver el multicamino. Así el canal es selectivo en frecuencia y el modelo apropiado del canal es el modelo de línea de retardos (tapped-delay-line) con coeficientes variantes en el tiempo como mostrado en la figura 7.57. El demodulador óptimo para este canal es un filtro acoplado a este modelo. O sea, el filtro acoplado es un modelo de línea de retardos de longitud T_m , como mostrado en la figura 9.9, que emplea un conjunto de correladores, uno por cada tap, para formar la correlación cruzada de la señal recibida con cada una de las componentes de señal multicamino posiblemente resolubles. Para detección coherente, cada una de las salidas de los correladores se corrige en fase mediante el desplazamiento de fase de la portadora de cada componente de señal, posiblemente ponderada por la potencia de señal de cada componente (para una combinación de relación máxima) y luego todas las salidas de los correladores se suman y se conducen al detector. Alternativamente, para la detección no coherente de señales ortogonales, cada salida de correlador puede elevarse al cuadrado y la suma de los cuadrados de todas las salidas de los correladores ser conducida al detector. Así, para detección coherente o no coherente, toda la energía de las componentes de señal a resolver se extraen de la señal recibida mediante un filtro acoplado. El demodulador de filtro acoplado se denomina correlador RAKE (rastrillo). En ese sentido, el correlador/ filtro acoplado RAKE se parece a un rastrillo en la forma en que colecciona la energía de señal de todas las componentes de señal multicamino resolubles. Así, si existen D componentes multicamino, la salida combinada consiste en D elementos. Dado que las componentes multicamino que están separadas una de otra en un retardo de propagación de $1/W$ exhiben características de desvanecimiento independientes, el demodulador/detector RAKE logra el desempeño de un sistema con diversidad de orden D . Así los efectos del desvanecimiento que pueden ocurrir en cada camino de señal se reducen significativamente. Por más detalles de las características y desempeño de un correlador RAKE, el lector interesado puede referirse a Proakis (1989).

Resistencia al bloqueo intencional. En secciones pasadas se evaluó la efectividad de un sistema de espectro disperso DS en presencia de interferencias de banda estrecha y banda ancha. Se observó que la ganancia de procesamiento y la ganancia de codificación proveen un medio para reducir los efectos perniciosos de esos tipos de interferencia. Se discutirá ahora otro tipo de amenaza bloqueadora que tiene un efecto dramático en el desempeño de un sistema de espectro disperso DS.

Es posible considerar una señal bloqueadora que consiste en pulsos de ruido Gaussiano espectralmente planos que cubren el ancho de banda completo de la señal. Este tipo de bloqueo se denomina usualmente *interferencia pulsada* o *bloqueo de tiempo parcial*. Es posible suponer que el bloqueador tiene potencia promedio limitada P_J con ancho de banda de señal W . De esta forma $J_0 = P_J/W$. En lugar de transmitir la señal de bloqueo continuamente, el bloqueador transmite pulsos en un nivel de potencia P_J/α en un porcentaje α de tiempo. Así, la probabilidad de que el bloqueador esté transmitiendo en un instante dado es α . Por simplicidad, se supone que un pulso interferente barre un número entero de bits (o símbolos). Cuando el bloqueador no está transmitiendo, los bits transmitidos se suponen recibidos libres de error, y cuando el bloqueador está transmitiendo, la probabilidad de error para un sistema de espectro disperso DS no codificado será

$$P(\alpha) = \frac{\alpha}{2} Q \left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{J_0/\alpha}} \right) = \frac{\alpha}{2} Q \left(\sqrt{\frac{2\alpha W/R}{P_J/P_S}} \right) \quad (9.13)$$

donde W/R es la ganancia de procesamiento y P_J/P_S es la relación de potencias de la bloqueadora y la señal.

La bloqueadora selecciona el ciclo α para maximizar la probabilidad de error del sistema de comunicaciones. Diferenciando (9.13) con respecto a α es posible hallar que la bloqueadora de peor caso ocurre cuando

$$\alpha^* = \begin{cases} \frac{0.71}{\mathcal{E}_b/J_0} & \mathcal{E}_b/J_0 \geq 0.71 \\ 1 & \mathcal{E}_b/J_0 < 0.71 \end{cases}$$

y la probabilidad de error correspondiente es

$$P_2 = \begin{cases} \frac{0.082}{\mathcal{E}_b/J_0} = \frac{0.082 P_I/P_S}{W/R} & \mathcal{E}_b/J_0 \geq 0.71 \\ Q\left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{J_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2W/R}{P_I/P_S}}\right) & \mathcal{E}_b/J_0 < 0.71 \end{cases} \quad (9.14)$$

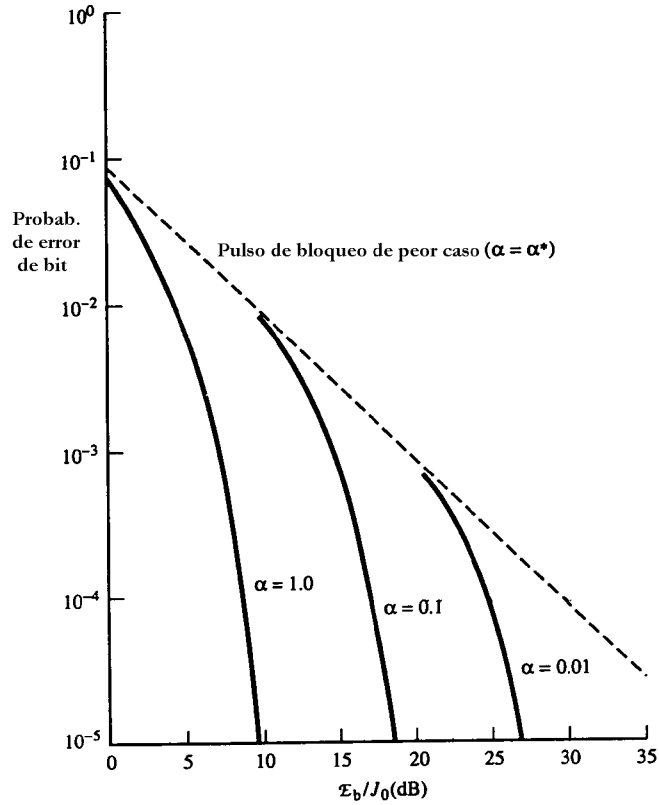


Figura 9.10: Desempeño de PSK binaria con DS y con pulso de bloqueo.

La probabilidad de error dada por (9.13) para $\alpha = 1.0$, 0.1 y 0.01 junto con el desempeño de peor caso basado en α^* está graficado en la figura 9.10. Cuando se compara la probabilidad de error para una bloqueadora continua de banda ancha Gaussiana ($\alpha = 1$) con el peor caso de bloqueadora pulsada es posible hallar una gran diferencia en desempeño, o sea, aproximadamente 40 dB para una probabilidad de error de 10^{-6} . Esto es por supuesto un gran problema.

Debe tenerse en cuenta que diversas consideraciones prácticas generalmente impiden a la bloqueadora lograr valores de α pequeños con un pico de potencia alto. De cualquier forma, la probabilidad de error dada por (9.14) sirve como una cota superior sobre el desempeño de PSK binaria no codificada con una bloqueadora pulsada de peor caso. Claramente, el desempeño del sistema de espectro disperso DS en la presencia de una bloqueadora pulsada es pobre.

Si simplemente se adiciona codificación al sistema de espectro disperso DS, el desempeño en SNR se mejora por una cantidad igual a la ganancia de codificación, la cual en la mayoría de los casos está limitada a ser menor de 10 dB. La razón de que la adición de la codificación no mejore el desempeño significativamente es que la duración de la señal bloqueadora pulsante puede estar seleccionada para afectar varios bits codificados. En consecuencia, la probabilidad de error de palabra de código es alta debido a las características de ráfaga de la bloqueadora.

Para mejorar el desempeño del sistema de espectro disperso DS es posible utilizar entremezclado (interleaving) de los bits codificados previo a la transmisión sobre el canal. El efecto del entremezclado es hacer que los bits codificados afectados sean estadísticamente independientes de la bloqueadora. La figura 9.11 ilustra un diagrama de bloques de un sistema de espectro disperso DS que emplea codificación y entremezclado. Mediante la selección de un entremezclador suficientemente largo tal que las características en ráfaga de la bloqueadora sean eliminadas, la penalidad en desempeño debido al bloqueo se reduce significativamente, o sea, en el rango de 3 a 5 dB para códigos convolucionales o de bloques convencionales.

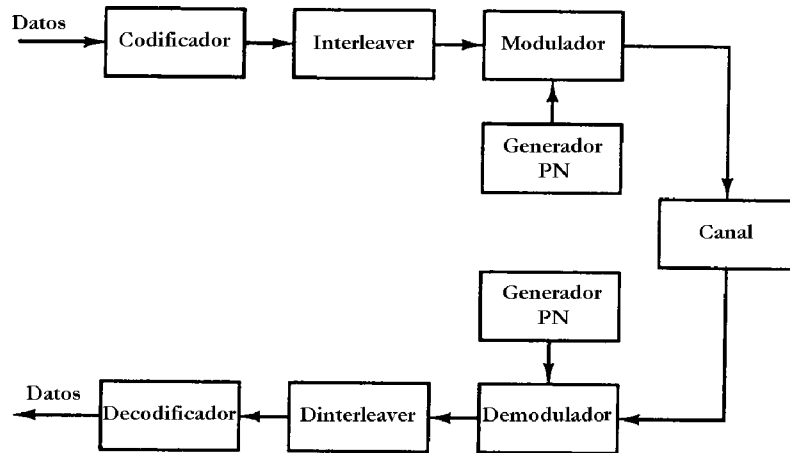


Figura 9.11: Diagrama en bloques de un sistema de comunicaciones antibloqueo.

m	Etapas conectadas al sumador módulo 2	m	Etapas conectadas al sumador módulo 2	m	Etapas conectadas al sumador módulo 2
2	1,2	13	1,10,11,13	24	1,18,23,24
3	1,3	14	1,5,9,14	25	1,23
4	1,4	15	1,15	26	1,21,25,26
5	1,4	16	1,5,14,16	27	1,23,26,27
6	1,6	17	1,15	28	1,26
7	1,7	18	1,12	29	1,28
8	1,5,6,7	19	1,15,18,19	30	1,8,29,30
9	1,6	20	1,18	31	1,29
10	1,8	21	1,20	32	1,11,31,32
11	1,10	22	1,22	33	1,21
12	1,7,9,12	23	1,19	34	1,8,33,34

Tabla 9.1: Conexiones de los registros de desplazamiento para generar secuencias de longitud máxima.

9.2.3 Generación de secuencias pseudoaleatorias

Una secuencia pseudoaleatoria o PN está compuesta por ceros y unos cuya autocorrelación tiene propiedades similares a la del ruido blanco. En esa sección se describirá brevemente la construcción de algunas secuencias PN y sus propiedades de autocorrelación y correlación cruzada.

Las secuencias PN más ampliamente conocidas son las *secuencias de registro de desplazamiento de longitud máxima*. Una secuencia de registro de desplazamiento de longitud máxima, o secuencia m para abreviar, tiene una longitud de $L = 2^m - 1$ bits y se genera mediante un registro de desplazamiento de m etapas con realimentación lineal como ilustrado en la figura 9.12. La secuencia es periódica con período L . Cada período tiene una secuencia de 2^{m-1} unos y $2^{m-1} - 1$ ceros. La tabla 9.1 lista las conexiones de los registros de desplazamiento para generar secuencias de longitud máxima.

En aplicaciones de espectro disperso DS, la secuencia binaria con elementos $\{0,1\}$ se mapea en una secuencia binaria correspondiente con elementos $\{-1,1\}$. A la secuencia equivalente $\{c_n\}$ con elementos $\{-1,1\}$ se la denominará una *secuencia bipolar*.

Una característica importante de una secuencia PN periódica es su función autocorrelación que se define usualmente en términos de las secuencias bipolares $\{c_n\}$ como

$$R_c(m) = \sum_{n=1}^L c_n c_{n+m} \quad 0 \leq m \leq L-1$$

donde L es el período de la secuencia. Dado que la secuencia $\{c_n\}$ es periódica con período L , la secuencia de autocorrelación $\{R_c(m)\}$ es también periódica con período L .

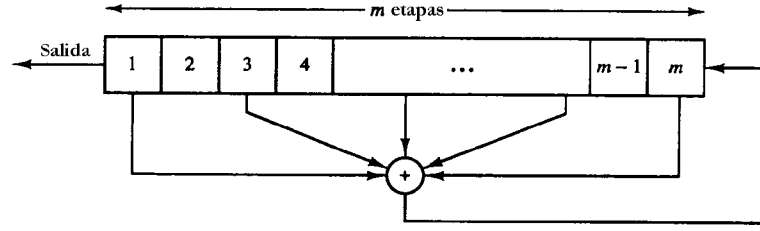


Figura 9.12: Registro de desplazamiento general de m etapas con realimentación lineal.

Idealmente, una secuencia PN debería tener una función autocorrelación que tiene propiedades de correlación similares al ruido blanco. Esto es, la secuencia de autocorrelación ideal para $\{c_n\}$ es $R_c(0) = L$ y $Y_c(m) = 0$ para $1 \leq m \leq L - 1$. En el caso de secuencias m , la función autocorrelación será

$$R_c(m) = \begin{cases} L, & m = 0 \\ -1, & 1 \leq m \leq L - 1 \end{cases}$$

Para secuencias m largas el tamaño de los picos fuera del origen de $R_c(m)$ en relación al valor pico $R_c(0)$, o sea $R_c(m)/R_c(0) = -1/L$ es pequeño y desde un punto de vista práctico no introduce consecuencias. Por ello, las secuencias m son muy próximas a las secuencias PN ideales al menos desde el punto de vista de sus funciones autocorrelación.

En aplicaciones de antibloqueo con señales de espectro disperso DS el período de la secuencia PN debe ser largo para prevenir que la bloqueadora aprenda las conexiones de realimentación de la secuencia PN observando la señal recibida. Sin embargo, este requerimiento es impráctico en muchos casos porque, debido a la propiedad de linealidad de las secuencias PN, la bloqueadora puede determinar las conexiones de realimentación observando solo $2m$ chips de la secuencia PN. Para reducir esta vulnerabilidad en relación a la bloqueadora las secuencias de salida de varias etapas del registro de desplazamiento o las salidas de varias secuencias m distintas se combinan en forma no lineal para producir una secuencia no lineal que es considerablemente más difícil de aprender por parte de la bloqueadora. Reducciones adicionales de la vulnerabilidad se logran cambiando frecuentemente las conexiones de realimentación y/o el número de etapas del registro de desplazamiento de acuerdo a algún plan preestablecido entre el transmisor y el receptor.

En algunas aplicaciones las propiedades de correlación cruzada de las secuencias PN son tan importantes como las propiedades de autocorrelación. Por ejemplo, en CDMA cada usuario tiene asignada una secuencia PN particular. Idealmente las secuencias PN entre usuarios deberían ser mutuamente no correlacionadas tal que el nivel de interferencia experimentado por un usuario por las transmisiones de otros usuarios pueda sumarse en base a potencias. Sin embargo, las secuencias PN utilizadas en la práctica por diferentes usuarios exhiben alguna correlación.

Para ser específico, es posible considerar la clase de secuencias m . Es sabido que la función correlación cruzada periódica entre un par de secuencias m del mismo período puede tener picos relativamente grandes. La tabla 9.2 lista la magnitud pico R_{max} para la correlación cruzada periódica entre pares de secuencias m para $3 \leq m \leq 12$. También se lista en esa tabla el número de secuencias m de longitud $L = 2^m - 1$ para $3 \leq m \leq 12$. Es posible observar que el número de secuencias m de longitud L aumenta rápidamente con m . Se observa también que, para muchas secuencias, la magnitud pico R_{max} de la función correlación cruzada es un gran porcentaje del valor pico de la función autocorrelación. En consecuencia, las secuencias m no son adecuadas para los sistemas de comunicaciones CDMA. Si bien es posible seleccionar un subconjunto pequeño de secuencias m que tengan valores pico R_{max} de correlación cruzada menores, el número de secuencias en ese subconjunto es usualmente muy pequeño para aplicaciones de CDMA.

Algunos métodos para generar secuencias PN con mejores propiedades de correlación cruzada que las secuencias m han sido desarrolladas por Gold (1967, 1968) y Kasami (1966). Las secuencias Gold se construyen tomando un par de secuencias m especialmente seleccionadas, denominadas *secuencias m preferidas*, y formando la suma módulo 2 de las dos secuencias, para cada una de las L versiones desplazadas ciclicamente de una secuencia en forma relativa a la otra. Así, las secuencias Gold se generan como ilustrado en la figura 9.13. Para m impar, el valor máximo de la función correlación cruzada entre cualquier par de secuencias Gold es $R_{max} = \sqrt{2L}$. Para m par, $R_{max} = \sqrt{L}$.

Kasami (1966) describió un método para construir secuencias PN decimando una secuencia m . En el

m	$L = 2^{m-1}$	Número	Secuencias m		Secuencias R_{max}	Gold $R_{min}/R(0)$
			R_{max} (pico)	$R_{max}/R(0)$		
3	7	2	5	0.71	5	0.71
4	15	2	9	0.60	9	0.60
5	31	6	11	0.35	9	0.29
6	63	6	23	0.36	17	0.27
7	127	18	41	0.32	17	0.13
8	255	16	95	0.37	33	0.13
9	511	48	113	0.22	33	0.06
10	1023	60	383	0.37	65	0.06
11	2047	176	287	0.14	65	0.03
12	4095	144	1407	0.34	129	0.03

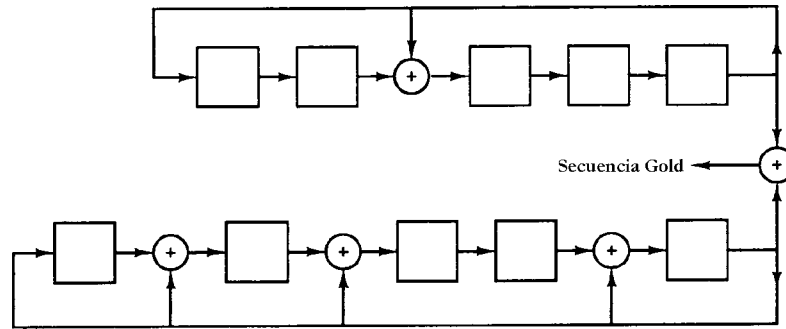
Tabla 9.2: Valor pico de las correlaciones cruzadas de secuencias M y secuencias Gold.

Figura 9.13: Generación de secuencias Gold de longitud 31.

método de construcción de Kasami, se selecciona cada $2^{m/2} + 1$ bit de una secuencia m . Este método de construcción produce un conjunto menor de secuencias m comparado con las secuencias Gold, pero su valor de correlación cruzada máxima es $R_{max} = \sqrt{L}$.

Es interesante comparar el valor pico de la función correlación cruzada para secuencias Gold y para secuencias Kasami con una cota inferior para la máxima correlación cruzada entre cualquier par de secuencias binarias de longitud L . Dado un conjunto de N secuencias de período L , una cota inferior sobre su correlación cruzada máxima es

$$R_{max} \geq L \sqrt{\frac{N-1}{NL-1}}$$

la cual, para valores grandes de L y N , es aproximadamente similar a $R_{max} \geq \sqrt{L}$. De esta forma, se observa que las secuencias Kasami satisfacen la cota inferior y, en consecuencia, son óptimas. Por otro lado, las secuencias Gold con m impar tienen $R_{max} = \sqrt{2L}$, de forma que son algo subóptimas.

Finalmente debe señalarse que a pesar que se ha discutido aspectos relacionados con la función correlación cruzada periódica entre pares de secuencias periódicas, varios sistemas prácticos de CDMA utilizan una duración de bit de información que abarca solo una fracción de una secuencia periódica. En tal caso es la correlación cruzada de período parcial entre las dos secuencias lo que importa. Las propiedades de correlación cruzada de período parcial han sido ampliamente investigadas y discutidas en la literatura técnica.

9.3 Espectro disperso de saltos en frecuencia (FH-SS)

En espectro disperso de saltos en frecuencia (Frequency-Hopped, FH) el ancho de banda de canal disponible W se subdivide en un gran número de franjas de frecuencia no solapadas. En cualquier intervalo de señalización la señal transmitida ocupa una o más de las franjas de frecuencia disponibles. La selección de la

frecuencia de las franjas en cada intervalo de señal se realiza pseudoaleatoriamente de acuerdo a la salida de un generador PN.

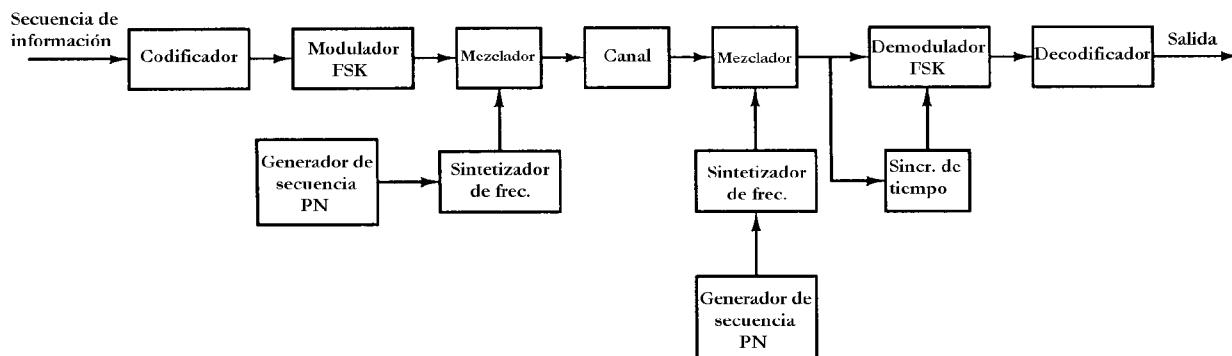


Figura 9.14: Diagrama en bloques de un sistema de comunicaciones de espectro disperso FH.

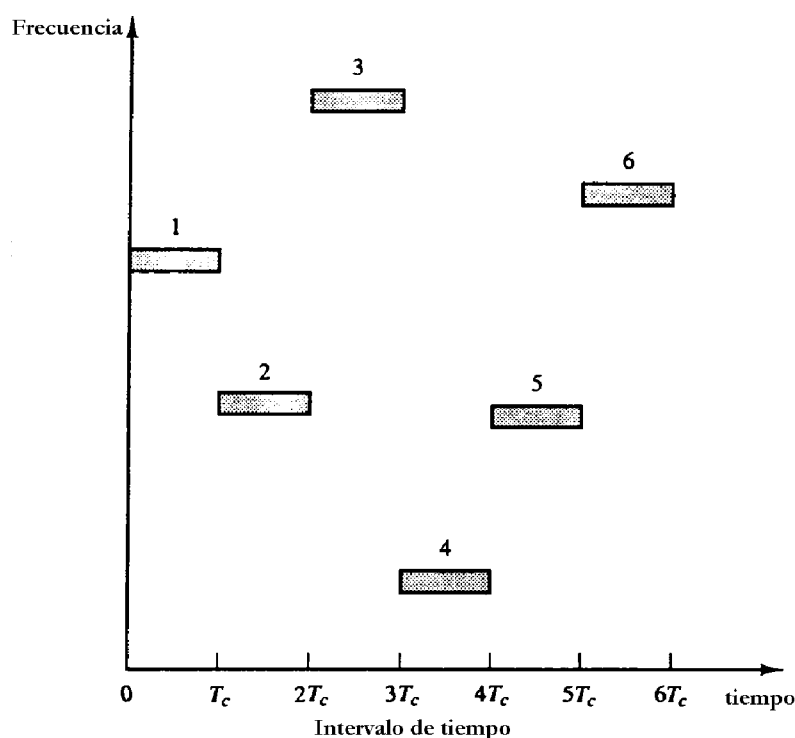


Figura 9.15: Un ejemplo de un patrón FH.

Un diagrama en bloques del transmisor y el receptor para un sistema de espectro disperso FH se muestra en la figura 9.14. La modulación es FSK binaria ó FSK multinivel (MFSK). Por ejemplo, si se emplea FSK binaria, el modulador selecciona una de dos frecuencias, f_0 ó f_1 , correspondientes a la transmisión de un 0 o un 1. La señal FSK resultante se traslada en frecuencia por una cantidad determinada por la secuencia de salida del generador PN, el cual se usa para seleccionar la frecuencia f_c que se origina en el sintetizador de frecuencias. Esta frecuencia se mezcla con la salida del modulador FSK y la señal trasladada en frecuencia resultante se transmite por el canal. Por ejemplo, tomando m bits del generador PN es posible especificar $2^m - 1$ posibles frecuencias portadoras. La figura 9.15 ilustra el patrón de una señal FH.

En el receptor hay un generador de secuencias PN idéntico sincronizado con la señal recibida que se utiliza para controlar la salida del sintetizador de frecuencias. De esta forma, la traslación de frecuencia

seudoaleatoria introducida en el transmisor se remueve en el demodulador mezclando la salida del sintetizador con la señal recibida. La señal resultante se demodula luego por medio de un demodulador FSK. Para mantener el sincronismo del generador de secuencias PN con la señal FH recibida se extrae usualmente la información de la señal recibida.

Aunque la modulación PSK binaria produce generalmente un mejor desempeño que FSK binaria, es difícil mantener la coherencia de fase en la síntesis de frecuencias utilizadas en el patrón de saltos (hopping) y, también, en la propagación de la señal sobre el canal cuando esta señal salta de una frecuencia a otra sobre el ancho de banda de interés. En consecuencia, la modulación FSK con demodulación no coherente es utilizada frecuentemente en los sistemas de espectro disperso FH.

La velocidad de saltos en frecuencia, R_h , puede seleccionarse igual, menor o mayor que la velocidad de transmisión de símbolos. Si R_h es igual o menor, el sistema FH se denomina *sistema FH lento*. Si R_h es mayor que la velocidad de transmisión de símbolos, o sea, existen saltos múltiples por símbolo, el sistema FH se denomina *sistema FH rápido*.

Los sistemas FH rápidos se emplean usualmente en aplicaciones antibloqueo cuando es necesario prevenir un tipo de bloqueador, denominado bloqueador seguidor, de forma de disponer de tiempo suficiente para interceptar la frecuencia y retransmitirla junto con frecuencias adyacentes como para crear componentes de señal interferente. Sin embargo, hay una penalización al subdividir un símbolo de información en varios elementos FH, dado que la energía de esos elementos separados se combina en forma no coherente.

Las señales de espectro disperso FH se utilizan primariamente en sistemas de comunicaciones digitales que requieren protección antibloqueo y en CDMA donde varios usuarios comparten un ancho de banda común. En muchos casos, una señal FH se prefiere a una señal DS si los requerimientos de sincronización inherentes a esta última son muy sofisticados. Específicamente, en un sistema DS el temporizado y la sincronización deben establecerse dentro de una fracción de un intervalo de chip $T_c = 1/W$. Por otro lado, en un sistema FH el intervalo de chip es el tiempo gastado en transmitir una señal en una franja de frecuencia determinada de ancho de banda $B \ll W$. Pero este intervalo es aproximadamente $1/B$, el cual es mucho mayor que $1/W$. De esta forma, los requerimientos de temporizado en un sistema FH no son tan restrictivos como en un sistema DS.

A continuación se evaluará el desempeño de los sistemas de espectro disperso FH bajo la condición que el sistema sea FH lento o FH rápido.

9.3.1 Sistemas FH lentos

Es posible considerar un sistema FH lento en el cual $R_h = 1$ hop/bit. Se asume que la interferencia sobre el canal es de banda ancha y está caracterizada por AWGN con densidad espectral J_0 . Bajo estas condiciones, la probabilidad de error para detección de FSK binaria demodulada no coherentemente es

$$P_2 = \frac{1}{2} e^{-\rho_b/2} \quad (9.15)$$

donde $\rho_b = \mathcal{E}_b/J_0$ es la SNR por bit.

Como en el caso de un sistema de espectro disperso DS es posible observar que la energía por bit $\mathcal{E}_b$ puede expresarse como $\mathcal{E}_b = P_S T_b = P_S/R$, donde P_S es la potencia promedio transmitida y R es la velocidad de transmisión en bits/seg. En forma similar, $J_0 = P_J/W$, donde P_J es la potencia promedio de la interferencia de banda ancha y W es el ancho de banda disponible de canal. En consecuencia, la SNR ρ_b puede expresarse como

$$\rho_b = \frac{\mathcal{E}_b}{J_0} = \frac{W/R}{P_J/P_S}$$

donde W/R es la ganancia de procesamiento y P_J/P_S es el margen de bloqueo para la señal de espectro disperso FH.

Los sistemas de espectro disperso FH lentos son particularmente vulnerables a interferencias de banda parcial que pueden resultar tanto del bloqueo intencional como debido a sistemas CDMA FH. Para ser específicos, es posible suponer que la interferencia de banda parcial se modela como un proceso estocástico Gaussiano de media cero con una densidad espectral de potencia plana sobre la fracción del total del ancho de banda W y cero en el ancho de banda remanente. En la región o regiones donde la densidad espectral de

potencia no es cero, su valor es $S_J(f) = J_0/\alpha$, donde $0 \leq \alpha \leq 1$. En otras palabras, la potencia promedio de interferencia P_J se supone constante.

Es posible suponer que la interferencia de banda parcial proviene de una bloqueadora que selecciona α para optimizar el efecto sobre el sistema de comunicaciones. En un sistema FH lento con modulación FSK binaria y detección no coherente, las frecuencias transmitidas se seleccionan con probabilidad uniforme en la banda de frecuencias W . En consecuencia, la señal recibida será bloqueada con una probabilidad α y no será bloqueada con probabilidad $1 - \alpha$. Cuando es bloqueada, la probabilidad de error es $\frac{1}{2}e^{-\alpha\rho_b/2}$, y cuando no es bloqueada, la detección de la señal se supone libre de errores. En consecuencia, la probabilidad promedio de error será

$$P_2(\alpha) = \frac{\alpha}{2}e^{-\alpha\rho_b/2} = \frac{\alpha}{2}e^{-\frac{\alpha W/R}{2P_J/P_S}} \quad (9.16)$$

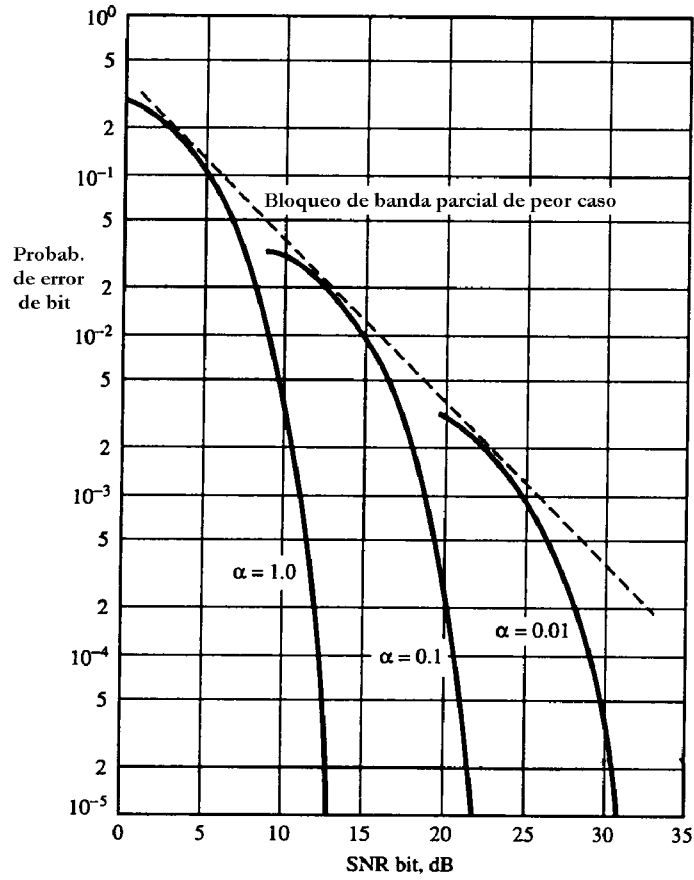


Figura 9.16: Desempeño de FSK binaria con interferencia de banda parcial.

La figura 9.16 ilustra la probabilidad de error como función de ρ_b para varios valores de α . Se supone que la bloqueadora optimiza esta estrategia seleccionando α para maximizar la probabilidad de error. Diferenciando $P_2(\alpha)$, y resolviendo para el valor de α que maximiza $P_2(\alpha)$ se encuentra que la mejor elección de α para la bloqueadora es

$$\alpha^* = \begin{cases} 2/\rho_b, & \rho_b \geq 2 \\ 1, & \rho_b < 2 \end{cases}$$

La probabilidad de error correspondiente para el peor caso de bloqueo de banda parcial será

$$P_2 = \begin{cases} e^{-1}/\rho_b, & \rho_b \geq 2 \\ \frac{1}{2}e^{-\rho/2}, & \rho_b < 2 \end{cases}$$

que también se muestra en la figura 9.16. Mientras la probabilidad de error disminuye exponencialmente para el bloqueo de banda completo, como observado de (9.16), la probabilidad de error para el bloqueo de peor caso de banda parcial disminuye solo inversamente con $\mathcal{E}_b/J_0$. Este resultado es similar al de la probabilidad de error para señales de espectro disperso DS en presencia de bloqueo pulsado. Es también similar a la probabilidad de error para FSK binaria en un canal con desvanecimiento Rayleigh.

En la discusión de diseño de señales para comunicaciones eficientes y confiables sobre un canal con desvanecimiento del Capítulo 7 se halló que la diversidad provee una mejora de desempeño significativa en relación a una transmisión no codificada. Esta diversidad puede obtenerse por la repetición simple de los bits de información transmitidos sobre frecuencias diferentes (o por medio de códigos de bloques o convolucionales). No debería ser sorprendente que el mismo tipo de codificación de señal sea también efectiva en canales con interferencia de banda parcial. En realidad, ha sido mostrado por Viterbi y Jacobs (1975) que optimizando el diseño del código en el escenario de bloqueo de banda parcial, el sistema de comunicaciones puede lograr una probabilidad de error promedio de bits de

$$P_2 = e^{-\rho_b/4}$$

En consecuencia, la probabilidad de error lograda con el diseño óptimo del código disminuye exponencialmente con el incremento en la SNR y está a 3 dB del desempeño obtenido en un canal AWGN. Así, la penalidad debida al bloqueo de banda parcial se reduce significativamente.

9.3.2 Sistemas FH rápidos

En sistemas FH rápidos la frecuencia de saltos R_h es algún múltiplo de la velocidad de transmisión de símbolos. Basicamente, cada intervalo de símbolo M -ario se subdivide en N subintervalos, que se denominan chips y una de las M frecuencias se transmite en cada subintervalo. R_h se elige suficientemente alta tal que una bloqueadora potencial no tenga tiempo suficiente para detectar la presencia de la frecuencia transmitida y tampoco para sintetizar una señal bloqueadora que ocupe el mismo ancho de banda.

Para recuperar la información en el receptor, la señal recibida se mezcla primero con una portadora de frecuencia portadora adecuada. Esta operación remueve el patrón de saltos y vuelve la señal recibida en todos los subintervalos (chips) a la banda de frecuencias común que incluye las M frecuencias posibles transmitidas. La señal en cada subintervalo se pasa luego por M filtros acoplados (o correladores) sintonizados con las M frecuencias posibles, las cuales se muestrean al final de cada subintervalo y finalmente se pasan al detector. La detección de las señales FSK es no coherente. De esta forma, las decisiones estarán basadas en la magnitud de las salidas de los filtros acoplados (o correladores).

Dado que cada símbolo se transmite sobre N chips, la decodificación puede realizarse sobre la base de decisiones fuertes o decisiones suaves. El ejemplo siguiente ilustra la decodificación basada en decisiones fuertes.

Ejemplo. Es posible suponer que se usa FSK para transmitir símbolos binarios, y cada uno de los símbolos se transmite sobre N saltos de frecuencia. Determinar la probabilidad de error para un canal AWGN si se utiliza decodificación con decisión fuerte.

La probabilidad de error para la detección no coherente de FSK binaria para cada salto de frecuencia es

$$p = \frac{1}{2} e^{-\rho_b/2N} \quad (9.17)$$

donde

$$\frac{\rho_b}{N} = \frac{\mathcal{E}_b/N}{N_0}$$

es la SNR por chip y $\mathcal{E}_b$ es la energía total por bit. El decodificador decide por la frecuencia transmitida que es mayor que al menos $(N+1)/2$ chips. Así, la decisión se hace sobre la base de un voto de mayoría dadas las decisiones sobre los N chips. En consecuencia, la probabilidad de un bit en error será

$$P_2 = \sum_{m=(N+1)/2}^N \binom{N}{m} p^m (1-p)^{N-m} \quad (9.18)$$

donde p está dada por (9.17). Debería notarse que la probabilidad de error P_2 para decodificación con decisión fuerte de los N chips será mayor que la probabilidad de error para un salto/bit simple del sistema FH, la cual está dada por (9.15), cuando la SNR por bit ρ_b es la misma en los dos sistemas. Sin embargo lo opuesto es también cierto en la presencia de una bloqueadora.

La alternativa a la decodificación con decisión fuerte es la decodificación con decisión suave en la cual las magnitudes (o magnitudes al cuadrado) de las salidas correspondientes de los filtros acoplados se suman sobre los N chips y se realiza una única decisión en base a la frecuencia que provee la mayor salida. Por ejemplo, si se utiliza FSK binaria ortogonal para transmitir la información, las dos métricas de decisión suave para los N chips serán

$$\begin{aligned} DM_1 &= \sum_{k=1}^N \left| \frac{\mathcal{E}_b}{N} + \nu_{1k} \right|^2 \\ DM_2 &= \sum_{k=1}^N |\nu_{2k}|^2 \end{aligned}$$

donde $\{\nu_{1k}\}$ y $\{\nu_{2k}\}$ son las componentes de ruido de los dos filtros acoplados para los N chips. Dado que la frecuencia f_1 se supone que ha sido transmitida, un error de decisión ocurre cuando $DM_2 > DM_1$. La probabilidad de este evento de error para ruido aditivo Gaussiano puede obtenerse en forma cerrada, a pesar que su derivación es engorrosa. El resultado final es el siguiente

$$P_2 = \frac{1}{2^{2N-1}} e^{-\rho_b/2} \sum_{i=0}^{N-1} K_i \left(\frac{\rho_b}{2} \right)^i \quad (9.19)$$

donde el conjunto $\{K_i\}$ son constantes que pueden expresarse como

$$K_i = \frac{1}{i!} \sum_{r=0}^{N-1-i} \binom{2N-1}{r}$$

La probabilidad de error para la decodificación con decisión suave dada por (9.19) es menor que la de la decodificación con decisión fuerte dada por (9.18) para la misma $\mathcal{E}_b/N_0$. La diferencia en desempeño es la pérdida en la decodificación con decisión fuerte. Sin embargo, (9.19) es mayor que la probabilidad de error para FSK de un único salto, dada por (9.15) para un canal AWGN. La diferencia en desempeño entre (9.15) y (9.19) para la misma SNR se debe a la combinación no coherente en el decodificador. Esta pérdida se denomina usualmente *pérdida por combinación no coherente* del sistema.

Si se utiliza la decodificación con decisión suave en presencia de una bloqueadora o interferencia de banda parcial, es importante normalizar (escalar) las salidas de los filtros acoplados en cada salto, de forma que una bloqueadora o interferencia fuerte que cae dentro de la banda de señal en cada salto no domine la salida del combinador. Una buena estrategia en tal caso es normalizar o limitar las salidas de los filtros acoplados de cada salto si sus valores exceden algún umbral que se coloca cerca (levemente por encima) de la media del nivel de potencia de señal más ruido. Alternativamente, es posible monitorear el nivel de potencia de ruido. Así, los niveles de potencia de ruido de las salidas de los filtros acoplados estarán normalizados. En consecuencia, con un escalamiento apropiado, un sistema de espectro disperso FH no será tan vulnerable al bloqueo o interferencia de banda parcial dado que la información transmitida por bit estará distribuida (o dispersada) sobre N saltos de frecuencia.

9.3.3 Aplicaciones de FH

La técnica de espectro disperso FH es una alternativa viable a espectro disperso DS en el caso de protección contra una señal bloqueadora y para CDMA. En los sistemas CDMA basados en FH, cada par transmisor - receptor tiene asignado su propio patrón pseudoaleatorio FH. Aparte de esta característica distintiva, los transmisores y receptores de todos los usuarios pueden ser idénticos, o sea, con los mismos codificadores / decodificadores, moduladores/demoduladores.

Los sistemas CDMA basados en señales de espectro disperso FH son particularmente atractivos para usuarios móviles (en tierra, aire o mar) porque los requerimientos de temporizado (sincronización) no son tan sofisticados como en un sistema de espectro disperso DS. Además, se han desarrollado técnicas de síntesis de frecuencias, y la implementación asociada, que hacen posible saltos de frecuencia sobre anchos de banda significativamente grandes, en uno o dos ordenes de magnitud, que aquellos actualmente posibles con señales de espectro disperso DS. En consecuencia, mayores ganancias de procesamiento pueden obtenerse mediante FH, lo cual compensa con creces la pérdida de desempeño inherente a la detección no coherente de las señales de tipo FSK.

FH también es efectivo contra señales bloqueadoras. Como se discutió en la sección previa, un sistema FSK M -ario FH que emplea codificación, o que simplemente repite el símbolo de información sobre saltos múltiples (código de repetición) es muy efectivo contra una bloqueadora de banda parcial. En consecuencia, la amenaza de esa bloqueadora se reduce a la de una bloqueadora de ruido de banda ancha equivalente cuya potencia transmitida se dispersa sobre el ancho de banda del canal W .

9.4 Otros tipos de señales de espectro disperso (*)

DS y FH son las formas más comunes de señales de espectro disperso utilizadas en la práctica. Sin embargo, puede usarse otros métodos para dispersar pseudoaleatoriamente el ancho de banda de la señal de información.

Un método que es similar a FH es el de *saltos en tiempo* (Time Hopping, TH). En TH un intervalo de tiempo seleccionado mucho mayor que el recíproco de la velocidad de transmisión se subdivide en un gran número de franjas temporales. Los símbolos de información codificados son transmitidos en una franja de tiempo seleccionada pseudoaleatoriamente como un bloque de una o más palabras de código. PSK, QAM o PAM son los métodos de modulación adecuados para la transmisión de información.

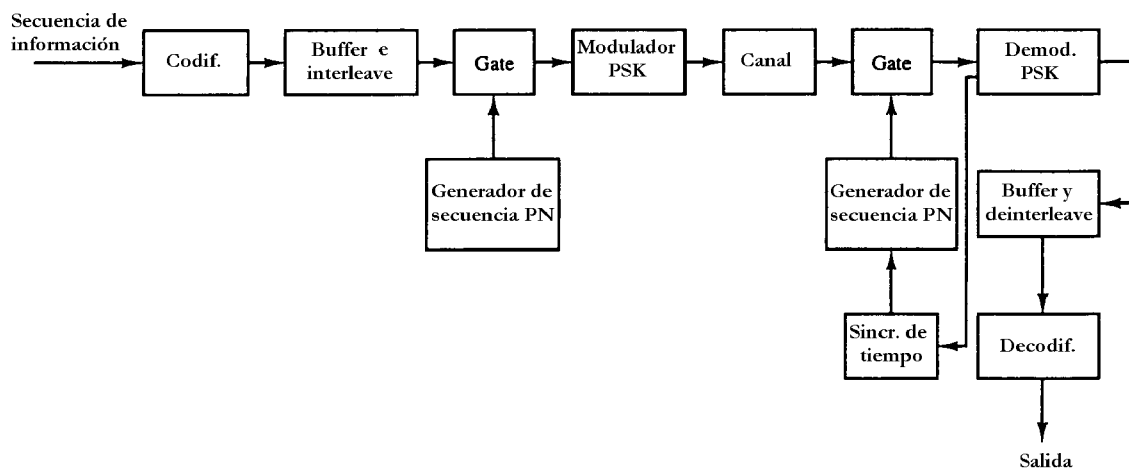


Figura 9.17: Diagrama en bloques de un sistema de espectro disperso TH.

Un diagrama de bloques de un transmisor y un receptor para un sistema de espectro disperso TH se muestra en la figura 9.17. Debido a las características en ráfaga de la señal transmitida, en un sistema TH debe preverse una memoria de almacenamiento en el transmisor. Una memoria de almacenamiento puede utilizarse también en el receptor para brindar un flujo de datos uniforme al usuario.

Ejemplo. Es posible suponer que se desea transmitir la salida de una fuente de información cuya velocidad de transmisión es de 10000 bits/seg. La información se codifica a una tasa de $R_c = 1/2$. Determinar el

ancho de banda de canal requerido para transmitir la información codificada utilizando un sistema de espectro disperso TH con una ganancia de procesamiento de 1000. Suponer que los datos se transmiten mediante QPSK.

Para lograr una ganancia de procesamiento de 1000 es necesario suponer que se tiene un intervalo de tiempo T , el cual se divide en 1000 franjas de tiempo de ancho $T/1000$ cada una. La velocidad con codificación será 20000 bits/seg. Con el uso de QPSK, la velocidad de símbolos es 10000 simb/seg. En consecuencia, en un intervalo de tiempo de $T/1000$ se debe transmitir 10000 T símbolos. Con QPSK el ancho de banda de canal requerido será

$$W = \frac{10000T}{T/1000} = 10 \text{ MHz}$$

Puede obtenerse otros tipos de señales de espectro disperso combinando DS, FH y TH. Por ejemplo, se puede tener un híbrido DS/FH, lo que significa generar una señal de espectro disperso DS que luego se dispersa mediante FH. Así, la señal transmitida en un salto simple de frecuencia consiste en una señal de espectro disperso DS que se demodulará coherentemente. Otra señal de espectro disperso híbrido posible es DS/TH. Ese tipo de señal de espectro disperso puede no ser práctica debido al incremento en la complejidad del sistema en el receptor y los requerimientos de temporizado más restrictivos.

9.5 Sincronización en sistemas de espectro disperso (*)

La sincronización temporal del receptor en relación a la señal de espectro disperso puede separarse en dos fases distintas. Existe una fase inicial de adquisición durante la cual el receptor establece la sincronización temporal mediante la detección de una secuencia especial de inicialización de la adquisición. A la fase de inicialización de la adquisición le sigue la transmisión de datos, durante cuyo período el receptor debe hacer un seguimiento del temporizado de la señal.

Adquisición de la fase. La secuencia PN de un sistema de espectro disperso DS debe sincronizarse en tiempo dentro de una pequeña fracción del intervalo de chip $T_c = 1/W$. El problema de sincronización inicial puede verse como uno en el cual se intenta sincronizar el reloj del receptor con el reloj del transmisor. Usualmente se utilizan relojes extremadamente precisos y estables en los sistemas de espectro disperso para reducir la incertidumbre temporal entre esos relojes. A pesar de ello existirá inicialmente una incertidumbre temporal inicial debida al retardo de propagación en la transmisión de la señal a través del canal. Esto es particularmente problemático cuando la comunicación se lleva a cabo entre dos usuarios móviles. En cualquier caso, el procedimiento usual para establecer la sincronización inicial es que el transmisor envíe una secuencia PN conocida al receptor. El receptor estará continuamente en un modo de búsqueda de esta secuencia para establecer la sincronización inicial.

Si se supone que la incerteza temporal inicial es T_u segundos y la duración del chip es T_c , dado que la sincronización inicial tiene lugar en presencia de ruido aditivo y tal vez otras interferencias, será necesario disponer de $T_d = NT_c$ segundos para testear el sincronismo en cualquier instante de tiempo (N es algún entero positivo). Si la búsqueda en el intervalo de incertidumbre temporal se realiza en pasos temporales de $T_c/2$, entonces el tiempo requerido para establecer la sincronización temporal inicial será

$$T_{inic} = \frac{T_u}{T_c/2} = 2NT_u$$

Claramente, la secuencia de sincronización transmitida al receptor debe ser de por lo menos $2NT_c$ segundos para que el receptor tenga tiempo suficiente para efectuar la búsqueda necesaria en una forma serie.

En principio el filtrado acoplado o la correlación cruzada son métodos óptimos para establecer la sincronización inicial en presencia de ruido aditivo Gaussiano. Un filtro acoplado a una forma de onda conocida asociada a la secuencia PN compara su salida con un umbral predeterminado. Cuando se excede el umbral se establece la sincronización inicial y el demodulador entra en el modo de recepción de datos.

Alternativamente, es posible implementar un *correlador de corrimiento* como mostrado en la figura 9.18. El correlador procesa en el tiempo de incertidumbre, usualmente en intervalos discretos de $T_c/2$ segundos

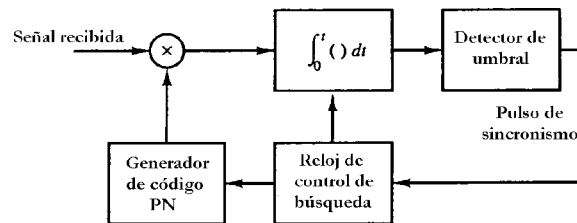


Figura 9.18: Un correlador para la adquisición de una señal DS.

o menos. La correlación cruzada se realiza sobre un intervalo NT_c , donde N es el número de chips en la secuencia de sincronización, y la salida del correlador se compara con un umbral para determinar si la secuencia de señal conocida está presente. Si no se excede el umbral, la secuencia de referencia conocida se avanza en $T_c/2$ segundos y se repite el proceso de correlación. Esas operaciones se efectúan hasta que una señal se detecta o hasta que la búsqueda se halla efectuado sobre el intervalo de incertidumbre T_u . En el caso de esta última se repite el proceso de búsqueda.

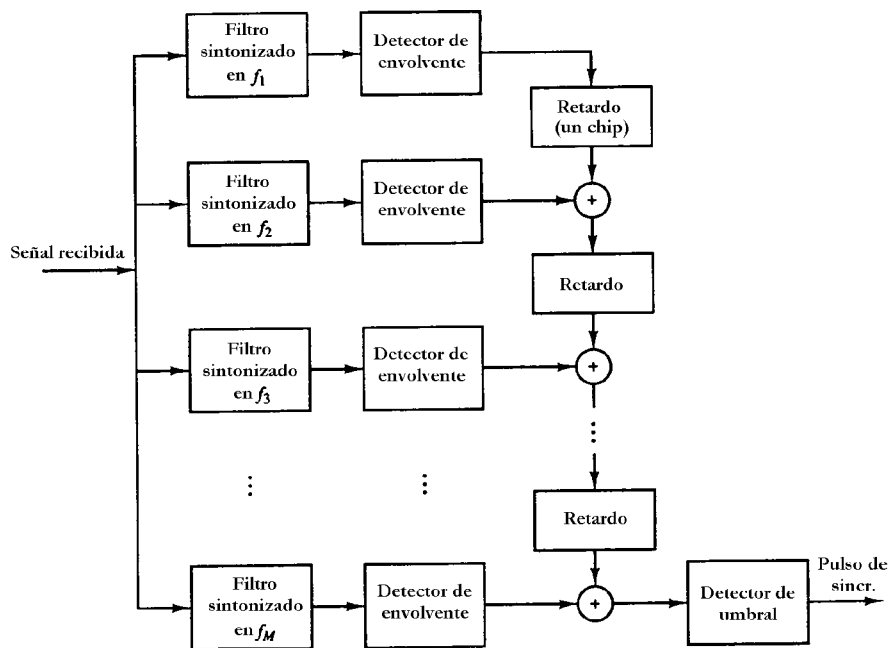


Figura 9.19: Sistema de adquisición para una señal FH.

Un procedimiento similar puede utilizarse para señales FH. En este caso el problema es sincronizar la secuencia PN generada en el receptor que controla el patrón de saltos de frecuencia. Para lograr esta sincronización inicial se transmite al receptor una señal FH conocida. El sistema de adquisición inicial en el receptor buscará este patrón conocido de señal FH. Puede emplearse, por ejemplo, un banco de filtros acoplados sintonizados a las frecuencias de transmisión del patrón conocido. Sus salidas deberán retardarse adecuadamente, detectarse por envolvente o por ley cuadrática, ponderarse si es necesario y sumarse para producir la señal de salida que será comparada con un umbral. Se detecta una señal presente (adquisición de la señal) cuando se excede el umbral. El proceso de búsqueda se efectúa usualmente en forma continua en tiempo hasta que se excede un umbral. Un diagrama en bloques que ilustra este esquema de adquisición de señal se muestra en la figura 9.19. Como alternativa, puede utilizarse un único filtro acoplado y detector de envolvente precedido por un generador del patrón FH y seguido por un detector de umbral. Esta configuración, mostrada en la figura 9.20, está basada en una búsqueda serie y es similar al correlador de corrimiento para señales de espectro disperso DS.

El correlador de corrimiento para señales DS y su contraparte para señales FH efectúan una búsqueda se-

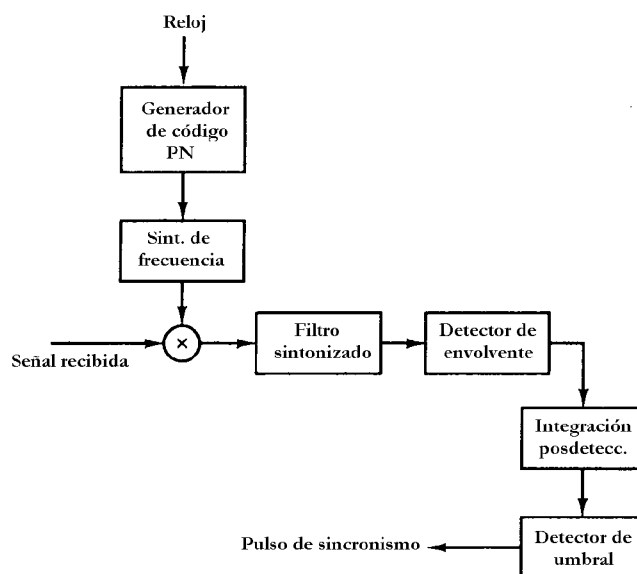


Figura 9.20: Sistema alternativo para la adquisición de una señal FH.

rie que consume generalmente mucho tiempo. Como alternativa, es posible emplear algún grado de paralelismo a través del uso de dos o más correladores operando en paralelo y buscando sobre períodos de tiempo no solapados. En tal caso, el tiempo de búsqueda se reduce a expensas de una implementación más compleja y costosa. Obviamente, la figura 9.19 representa tal implementación paralela para señales FH.

Pueden existir, durante el modo de búsqueda, falsas alarmas que ocurren ocasionalmente debido al ruido aditivo y otras interferencias. Para manejar estas falsas alarmas ocasionales es necesario disponer de un método adicional o circuito que chequee que la señal recibida a la salida del correlador se mantiene por encima del umbral. Con tal estrategia de detección, un pulso de ruido grande que hace la salida del filtro acoplado mayor que el umbral, tendrá solo un efecto transitorio sobre la sincronización dado que la salida del filtro acoplado caerá debajo del umbral una vez que el pulso de ruido grande pase a través del filtro. Por otro lado, cuando una señal de interés esté presente la salida del correlador o filtro acoplado se mantendrá por encima del umbral durante la duración de la señal transmitida. De esta forma, si la confirmación falla, la búsqueda de la señal de sincronización recommienza.

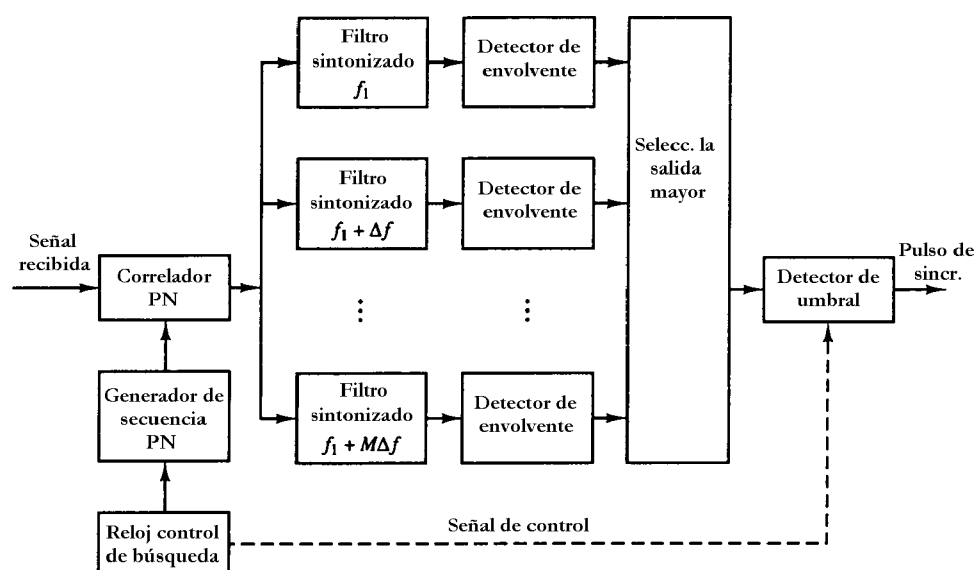


Figura 9.21: Búsqueda inicial del desplazamiento de frecuencia Doppler en un sistema DS.

En la discusión anterior se consideró solo incertidumbre temporal para establecer la sincronización inicial. Sin embargo, otro aspecto de la sincronización inicial es la incertidumbre de frecuencia. Si el transmisor y/o el receptor son móviles, la velocidad relativa entre ellos resulta en un desplazamiento de frecuencia Doppler en la señal recibida relativo a la señal transmitida. Dado que el receptor no conoce la velocidad relativa a priori, el desplazamiento de frecuencia Doppler no es conocido y deberá determinarse mediante un método de búsqueda en frecuencia. Tal búsqueda se logra usualmente en forma paralelo sobre un intervalo de incertidumbre de frecuencias cuantizado adecuadamente y en forma serie sobre un intervalo de incertidumbre temporal. Un diagrama en bloques de este esquema para señales de espectro disperso DS se muestra en la figura 9.21. Métodos de búsqueda de frecuencia Doppler pueden implementarse también para señales FH.

Seguimiento. Una vez que la señal ha sido adquirida, se detiene el proceso de sincronización inicial y comienza el seguimiento y sincronización fina. El seguimiento mantiene al generador de secuencia PN en el receptor en sincronismo con la señal recibida. El seguimiento incluye la sincronización fina del intervalo de chip.

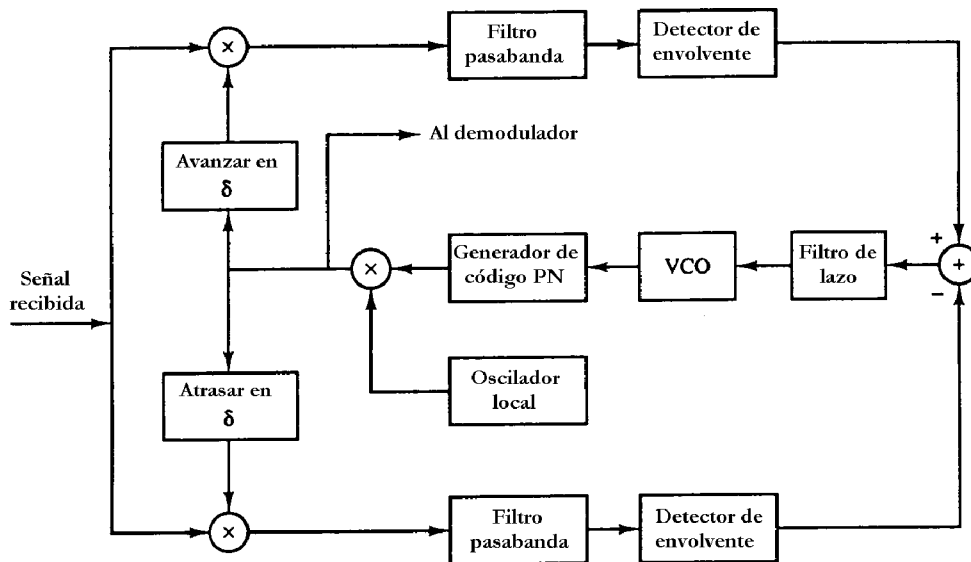


Figura 9.22: DLL para seguimiento de código PN.

Para una señal de espectro disperso DS, el seguimiento se efectúa usualmente por medio de un lazo, denominado *lazo de seguimiento de retardo* (delay-locked loop, DLL), como mostrado en la figura 9.22. En este lazo de seguimiento la señal recibida se aplica a dos multiplicadores donde se multiplica por las salidas de dos generadores de secuencias PN, los cuales están retrasados en forma relativa en $2\delta \leq T_c$. De esta forma, las señales producto son las correlaciones cruzadas entre la señal recibida y la secuencia PN en los dos valores de retardo. Esos productos se pasan por filtros pasabanda, se detectan por envolvente (o por ley cuadrática) y luego se sustraen. Esta señal diferencia se aplica a un filtro de lazo que alimenta al reloj de un VCO. La salida del VCO sirve como reloj para el generador de señal PN.

Si el sincronismo no es exacto, la salida filtrada de un correlador excederá a la otra y el VCO será apropiadamente avanzado o retrasado. En el punto de equilibrio las salidas filtradas de los correladores estarán igualmente desplazadas del valor pico y la salida del generador PN estará exactamente sincronizada con la señal recibida, la cual se conducirá al demodulador. Es posible observar que esta implementación del DLL para el seguimiento de la señal DS es equivalente al lazo de sincronismo de bit temprano-tarde previamente discutido en el Capítulo 6.

Un método alternativo para el seguimiento temporal de una señal DS es utilizar un lazo TDL (tau-dither loop), el que se ilustra en el diagrama en bloques de la figura 9.23. El TDL utiliza un único *brazo* en lugar de los dos mostrados en la figura 9.22. Mediante una forma de onda adecuada de disparo es posible hacer que esta implementación de un único brazo sea equivalente a la de dos brazos. En este caso, la salida del correlador cruzado se muestrea regularmente en dos valores de retardo mediante pasos en el reloj del generador de secuencia PN hacia adelante y hacia atrás en tiempo en una cantidad δ . La envolvente de

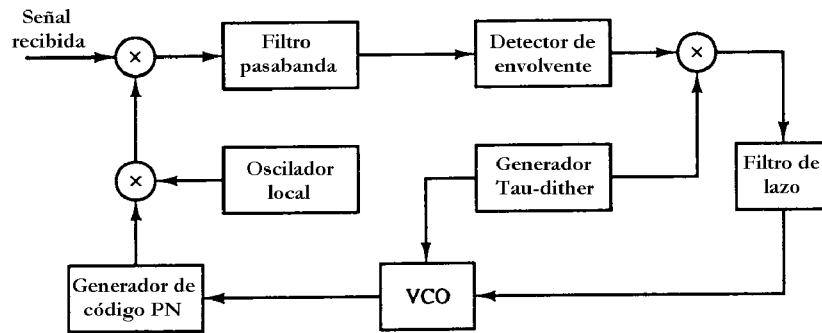


Figura 9.23: Lazo Tau - dither.

la correlación cruzada que se muestrea en $\pm\delta$ es de amplitud modulada y cuya fase relativa al modulador tau-dither determina el signo del error de seguimiento.

Una ventaja del TDL es su implementación menos costosa resultante de la eliminación de uno de los brazos del circuito DLL convencional. Una segunda ventaja, menos aparente, es que el TDL no sufre de una degradación de desempeño que es inherente al DLL cuando la ganancia de amplitud de los dos brazos no está apropiadamente balanceada.

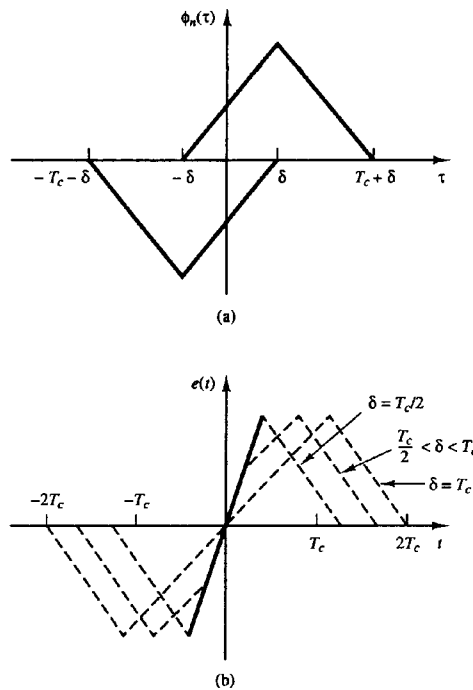


Figura 9.24: Función autocorrelación (a) y señal de error de seguimiento para DLL.

Tanto el DLL como el TDL generan una señal error obtenida muestreando la señal de salida del correlador en instantes $\pm\delta$ en relación al pico, como mostrado en la figura 9.24a. Esto genera una señal de error como mostrado en la figura 9.24b. El análisis del desempeño del DLL es similar al realizado para el *lazo de seguimiento de fase* (PLL). Si no fuera por los detectores de envolvente en los dos brazos del DLL, el lazo se asemejaría al *lazo de Costas*. En general, la varianza del error de estimación en tiempo en el DLL es inversamente proporcional a la SNR del lazo, la cual depende de la SNR de entrada al lazo y el ancho de banda del lazo. Su desempeño se degrada, como en el caso del PLL de ley cuadrática, debido a las no linealidades inherentes a los detectores de envolvente, pero esta degradación es relativamente pequeña.

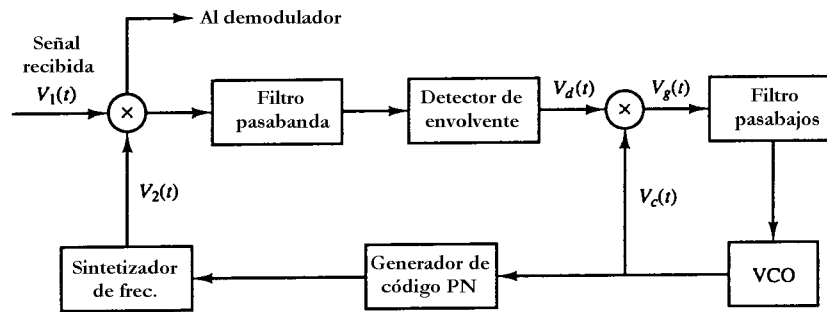


Figura 9.25: Método de seguimiento para señales FH.

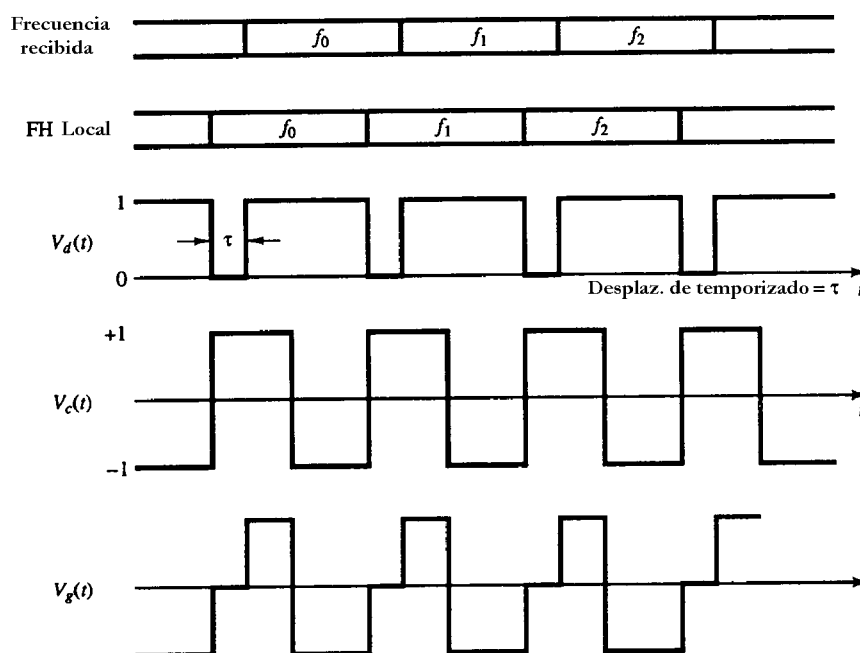


Figura 9.26: Formas de onda para el método de seguimiento de FH.

Un método de seguimiento para señales de espectro disperso FH se ilustra en la figura 9.25. Este método se basa en la premisa de que, a pesar que la adquisición inicial halla sido lograda, existirá un error de temporizado pequeño entre la señal recibida y el reloj recibido. El filtro pasabanda se sintoniza a una única frecuencia intermedia y su ancho de banda es del orden de $1/T_c$, donde T_c es el intervalo de chip. Su salida se detecta por envolvente y se multiplica luego por la señal de reloj para producir una señal de tres niveles, como mostrado en la figura 9.26, la cual se conduce al filtro de lazo. Notar que cuando las transiciones de chip de las señales sinusoidales generadas localmente no ocurren al mismo tiempo que las transiciones de la señal recibida entrante, la salida del filtro de lazo será positiva o negativa dependiendo de si el VCO está atrasado o avanzado en relación al temporizado de la señal de entrada. Esta señal de error del filtro de lazo será la señal de control para ajustar el temporizado de la señal VCO tal que conduzca la frecuencia de la señal FH sintetizada al sincronismo apropiado con la señal recibida.