

## **IV. ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DE CÓDIGO**

### **IV-1. Introducción a las técnicas de acceso múltiple**

Las denominadas técnicas de acceso múltiple surgen de la necesidad de poder permitir a usuarios diferentes compartir un mismo medio físico de transmisión como el interfaz aire dentro del ámbito de las comunicaciones móviles. La idea básica que aparece en la definición de estas estrategias radica en la capacidad de separación que debe existir en el extremo receptor entre las señales provenientes de cada uno de los usuarios, para que puedan ser recuperadas de forma independiente y sin verse afectadas por las señales del resto. Dicho de otro modo, y matemáticamente hablando, es preciso que las señales transmitidas por los diferentes usuarios que comparten el mismo medio físico sean ortogonales entre sí, lo que garantiza su capacidad de separación.

Como ya vimos en el capítulo sobre **OFDM**, la condición para que dos señales  $x(t)$  y  $z(t)$  sean ortogonales viene dada, en los dominios temporal y frecuencial, por:

$$\int x(t)z(t)dt = \int X(f)Z(f)df = 0$$

De esta definición se desprende que siempre que no exista solapamiento a nivel frecuencial o a nivel temporal entre dos señales, éstas serán ortogonales entre sí, pues esto implicaría que el integrando constituido por el producto de las dos señales en el dominio frecuencial o temporal sería nulo.

A partir del concepto de ortogonalidad surgen tres técnicas básicas de acceso múltiple sobre las que se sustentan los diferentes sistemas de comunicaciones, y que son las que a continuación se detallan [15]:

- **Acceso múltiple por división en frecuencia (FDMA, Frequency Division Multiple Access)**

El principio de esta técnica de acceso múltiple consiste en ortogonalizar las señales en banda base por medio de su traslación a bandas frecuenciales diferentes del espectro radioeléctrico, permitiéndose que los diferentes usuarios transmitan simultáneamente. En recepción, para separar la señal de un usuario de las del resto, basta con sintonizarse con la frecuencia empleada por el transmisor deseado y filtrar la señal recibida teniendo en cuenta su ancho de banda ocupado.

En la figura 1 se muestra una representación gráfica de cómo diferentes usuarios comparten el medio de transmisión haciendo uso de la técnica de acceso **FDMA**. Como podemos ver, en un sistema de comunicaciones que disponga de un ancho de banda total de  $B_T$  Hz, y para un ancho de banda de la señal de cada usuario de  $B_C$  Hz, se puede dar cabida a un total de  $K=B_T/B_C$  usuarios que transmiten simultáneamente. Cabe destacar la necesidad de que la separación entre las portadoras o frecuencias centrales de cada banda sea como mínimo igual al ancho de banda  $B_C$  de cada usuario, lo que garantiza la ortogonalidad entre todas las señales transmitidas.

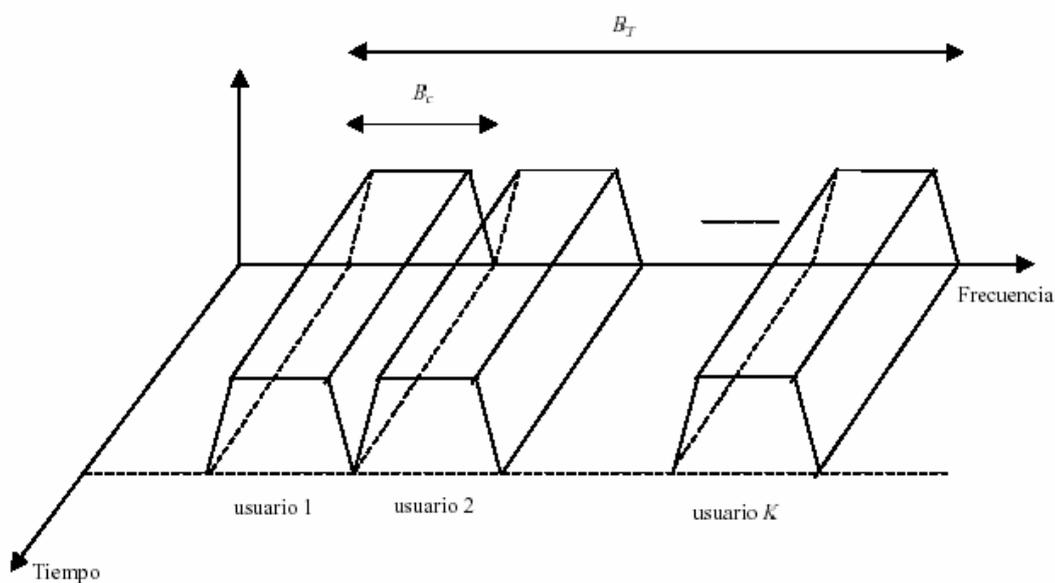


Figura 1: **FDMA**

Esta técnica de acceso ha sido ampliamente utilizada por los diferentes sistemas de radiocomunicaciones y, de hecho, todavía hoy cualquier sistema que emplee el espectro radioeléctrico conserva una cierta componente **FDMA** como mínimo a través de la asignación de bandas diferentes de dicho espectro para diferentes sistemas.

- **Acceso múltiple por división en tiempo (TDMA, Time Division Multiple Access)**

A diferencia de **FDMA**, el acceso **TDMA** permite a diferentes usuarios compartir una misma banda frecuencial, a través de restringir la transmisión de cada uno a un cierto intervalo temporal denominado ranura (slot). En consecuencia, en este caso la capacidad de separación entre señales en el receptor viene propiciada por la no existencia de solapamiento temporal.

Esta técnica de acceso aparece ligada habitualmente a una estructura de tramas repetidas periódicamente y cada una formada por un número de ranuras temporales, con lo que a cada usuario se le permitiría transmitir una vez cada trama. En cualquier caso, debemos indicar que esta estrategia obliga a disponer de mecanismos apropiados de sincronización para que cualquier usuario conozca sin ambigüedad posible cual es el intervalo en el que puede transmitir. Igualmente, debe evitarse la posibilidad de que las señales de usuarios diferentes pudieran llegar a solaparse en un mismo intervalo temporal, por ejemplo debido a los diferentes tiempos de propagación de cada uno.

La figura 2 ilustra gráficamente cómo diferentes usuarios comparten el medio de transmisión según **TDMA**. Como podemos observar, para una trama de duración  $T_F$  segundos subdividida en ranuras temporales de duración  $T_S$  segundos, el número de usuarios a los que se podrá dar cabida en el sistema en este caso es de  $K=T_F/T_S$ , y cada vez que uno de ellos transmita hará uso de todo el ancho de banda de transmisión asignado,  $B_T$ .

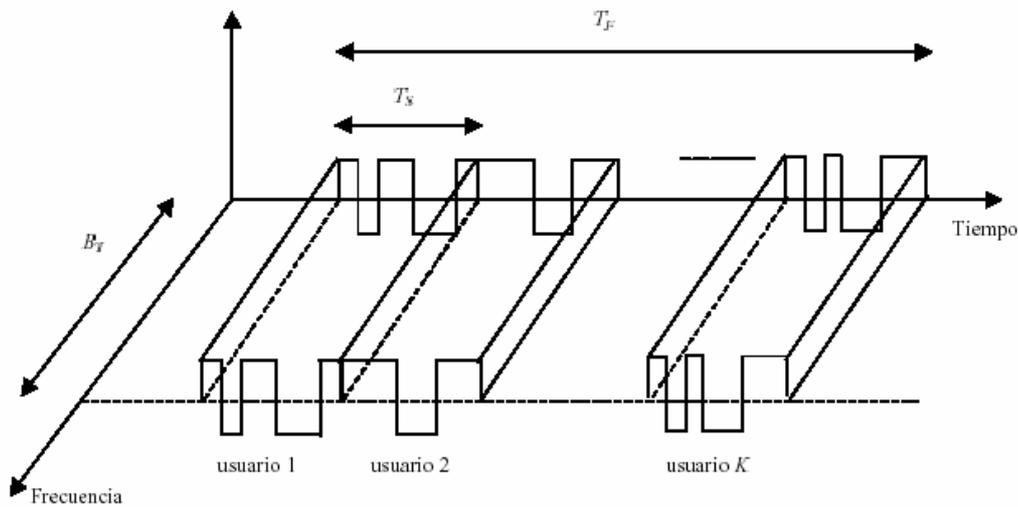


Figura 2: TDMA

Tradicionalmente, los esquemas de multiplexación basados en **TDMA** se han empleado para comunicaciones inalámbricas, tales como la estructura de tramas **MIC 30 + 2** (Modulación por Impulsos Codificados) utilizada por ejemplo para el transporte de señales vocales entre centrales de conmutación.

- **Acceso múltiple por división en código (CDMA, Code Division Multiple Access)**

El modo de funcionamiento de este esquema de acceso consiste en ortogonalizar las señales de los diferentes usuarios mediante el empleo de secuencias código ortogonales entre sí, lo que permite a dichos usuarios el transmitir simultáneamente y emplear a su vez la misma banda frecuencial. En recepción, basta con conocer la secuencia código de cada usuario para conseguir separar cada una de las señales.

En la figura 3 se muestra gráficamente cómo diferentes usuarios comparten el medio de transmisión según la técnica **CDMA**, y como puede apreciarse los usuarios emplean al mismo tiempo todo el ancho de banda disponible.

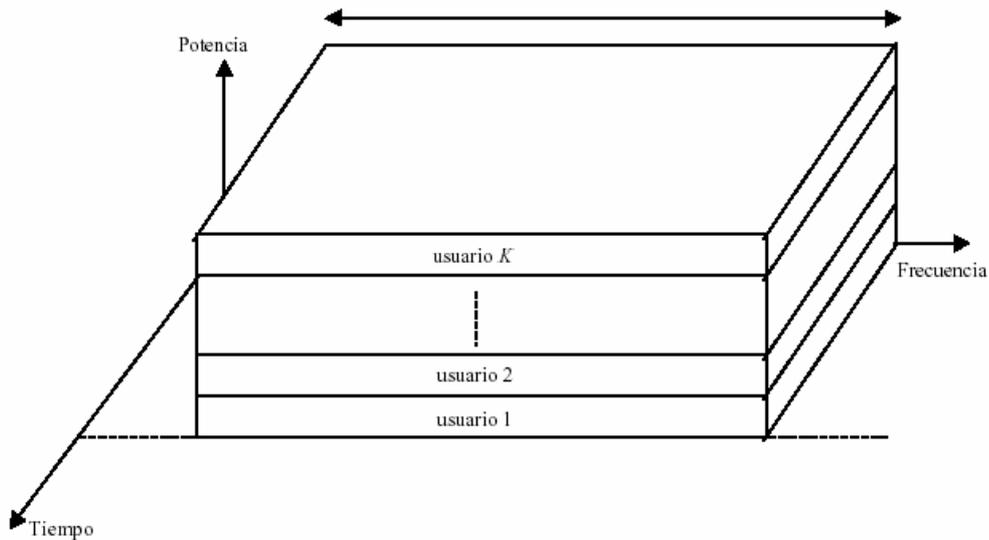


Figura 3: CDMA

En este caso, la limitación respecto del número máximo de usuarios que pueden tolerarse en el sistema no es tan clara como en los casos **TDMA** y **FDMA**, para los que existe un número fijo de canales disponible dado por el ancho de banda de cada canal, el ancho de banda total o la duración de la trama y de la ranura temporal. Por el contrario, en **CDMA**, hay que tener en cuenta las siguientes consideraciones:

- Cuando se hace uso para separar las señales de los diferentes usuarios de códigos totalmente ortogonales entre sí, se dispone en general de familias de códigos bastante reducidas. De esta forma, puede existir una limitación en el número de usuarios motivada por el número total de códigos disponible.
- Habitualmente, con objeto de disponer de un número de secuencias código mayor, no se emplean códigos que sean totalmente ortogonales sino que es suficiente con que tengan unas buenas propiedades de correlación. En este caso, las señales de los diferentes usuarios se pueden separar pero se mantiene un cierto nivel de interferencia residual tanto mayor como mayor sea el número de usuarios transmitiendo simultáneamente. Esto se traduce en una cierta tasa de error en la señal recuperada dependiente de los usuarios existentes en el sistema, por lo que el límite máximo de usuarios que pueden tolerarse dependerá directamente de la tasa de error que cada uno pueda

tolerar. Por tanto aquí no puede hablarse de un límite de capacidad rígido como en los casos **TDMA** y **FDMA**.

Puesto que se escogen secuencias de código cuyo ancho de banda es mucho más grande que el ancho de banda de las señales portadoras de información, el proceso de codificación ensancha el espectro de la señal y es, por lo tanto, conocido como modulación de espectro ensanchado (**SSM**, Spread Spectrum Modulation). La señal que resulta es denominada señal de espectro ensanchado (**SS**), y **CDMA** es denominado, a veces, acceso múltiple por espectro ensanchado (**SSMA**).

Para poder recuperar la señal transmitida, el receptor genera de forma síncrona una réplica del código de ensanchamiento que se ha aplicado en el emisor, y calcula la correlación entre la señal recibida y la réplica para recuperar la señal portadora de información originaria. Naturalmente, esto implica que el receptor necesita conocer el código de ensanchamiento utilizado para modular la señal.

### IV-2. Orígenes de CDMA

La técnica de acceso **CDMA** presenta su origen en las técnicas de espectro ensanchado que fueron desarrolladas en el ámbito militar como estrategia para proporcionar robustez frente a interferencias de banda estrecha y para llevar a cabo comunicaciones secretas gracias a la apariencia de ruido de las señales transmitidas. Era difícil interceptar o interferir una señal **CDMA** pues se trataba de una señal de espectro ensanchado. Su aplicación civil fue propuesta de forma teórica en los años 40, pero su aplicación práctica no se llevó al mercado hasta 40 años después, debido a la gran cantidad de obstáculos técnicos que se encontraron en su realización. Por aquel entonces la viabilidad de **CDMA** fue desechada por la técnica de acceso múltiple por división de tiempo, **TDMA**. El rápido desarrollo de la microelectrónica hizo posible la materialización de un sistema con tecnología **CDMA** en la década de los 90. El primer servicio comercial que se ofreció con tecnología **CDMA** fue en Hong Kong, en 1995.

En los sistemas de comunicaciones móviles, ha sido utilizada ya en algunos sistemas de segunda generación, como **IS-95** en Estados Unidos impulsado por la empresa Qualcomm Inc., pero son los sistemas de tercera generación los que harán un uso extensivo de este mecanismo (**UMTS**).

Normalmente, todas las modulaciones utilizadas en comunicaciones buscaban una utilización eficiente del ancho de banda y la potencia necesaria para la transmisión, ya que son dos recursos primarios. Sin embargo, la técnica de espectro ensanchado (**SS**) no centra sus objetivos en estos recursos, sino en la capacidad de ofrecer una comunicación lo más segura posible con el fin de que la señal transmitida no sea fácilmente detectable por receptores no deseados y, además, sea bastante robusta ante las interferencias, ya sean intencionadas o no.

### **IV-3. Técnicas de Espectro Ensanchado (SS)**

Las técnicas de modulación de espectro ensanchado satisfacen dos criterios:

- ❖ El ancho de banda de transmisión debe ser mucho más grande que el ancho de banda de información.
- ❖ El ancho de banda de radiofrecuencia resultante de la modulación es independiente (estadísticamente) de la información transmitida.

Existe una magnitud que relaciona el ancho de banda de transmisión y de información. Esta magnitud se denomina ganancia de procesamiento (processing gain) del sistema de espectro ensanchado:

$$G_p = \frac{W}{R}$$

### IV-3.1. Propiedades de señales de espectro ensanchado

Debido al ensanchamiento en el ancho de banda, las señales **SS** presentan ciertas propiedades que las hacen peculiares frente a las señales de banda estrecha. A continuación se describen las más interesantes:

- ❖ **Capacidad para el acceso múltiple:** si varios usuarios transmiten simultáneamente señales de espectro ensanchado, el receptor puede distinguir entre ellos con tal de que cada uno utilice un código diferente de los demás. Si las correlaciones entre el código de cada usuario y los códigos de los demás son suficientemente pequeñas, el receptor puede realizar sin problemas el proceso de desensanchado (despreading). Esto consiste en calcular la correlación de la señal recibida con la señal de código de un determinado usuario, de manera que, sólo la señal de banda ancha de este mismo usuario vuelve a ser una señal de información de banda estrecha, mientras que las señales de los demás usuarios siguen ocupando todo el ancho de la banda de transmisión. Así, dentro del ancho de banda de información la potencia del usuario deseado será mayor que la potencia de interferencia de las demás señales, si no hay un número excesivo de usuarios interferentes.

Vemos este proceso en la figura 4 para el caso de dos usuarios:

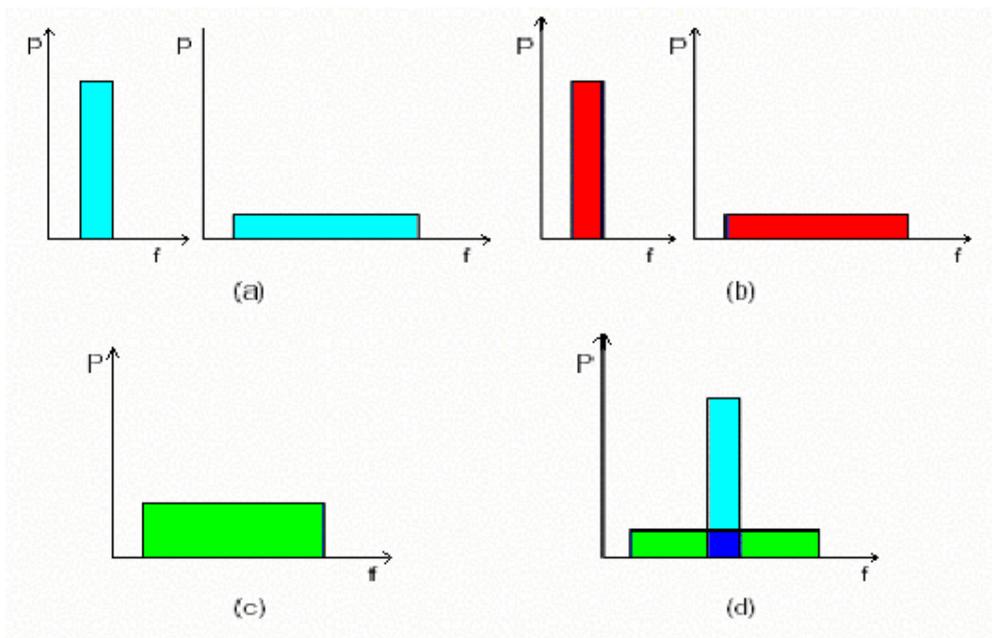


Figura 4: Esquema de transmisión de una señal de espectro ensanchado

Después de ensanchar la señal del primer usuario (a) y del segundo (b), ambas se transmiten juntas (c). El receptor (d), calculando la correlación cruzada de la señal recibida con el código del primer usuario, es capaz de recuperar la señal portadora de información de éste, quedando la señal del segundo usuario como una señal de interferencia de banda ancha cuya potencia en la banda de información resulta reducida por un factor igual a la ganancia del procesado.

- ❖ **Protección contra la interferencia multitrayecto:** en un canal de radio no hay un trayecto sólo entre el transmisor y el receptor. Debido a las reflexiones y refracciones, una señal puede ser recibida por distintos trayectos. Las señales recibidas por los distintos trayectos son todas copias de la señal transmitida pero con diferentes amplitudes, fases, retrasos, y ángulos de llegada. Estas señales se sumarán en el receptor de forma constructiva a unas determinadas frecuencias y de forma destructiva a otras. La modulación por espectro ensanchado puede combatir esta interferencia multitrayecto, pero la forma con la que se consigue depende mucho de la modulación **SS** empleada.
  
- ❖ **Seguridad:** la señal transmitida puede ser recuperada solo si se conoce el código utilizado en transmisión.
  
- ❖ **Inmunidad a la interferencia:** si en el ancho de banda de transmisión se encuentra una señal de interferencia (producida intencionadamente o no) de banda estrecha, calculando la correlación cruzada entre ésta y una señal de código, la potencia de la señal interferente se distribuye por todo el ancho de banda de información, de forma que la señal **SS** se recibe correctamente. Lo vemos en la figura 5:

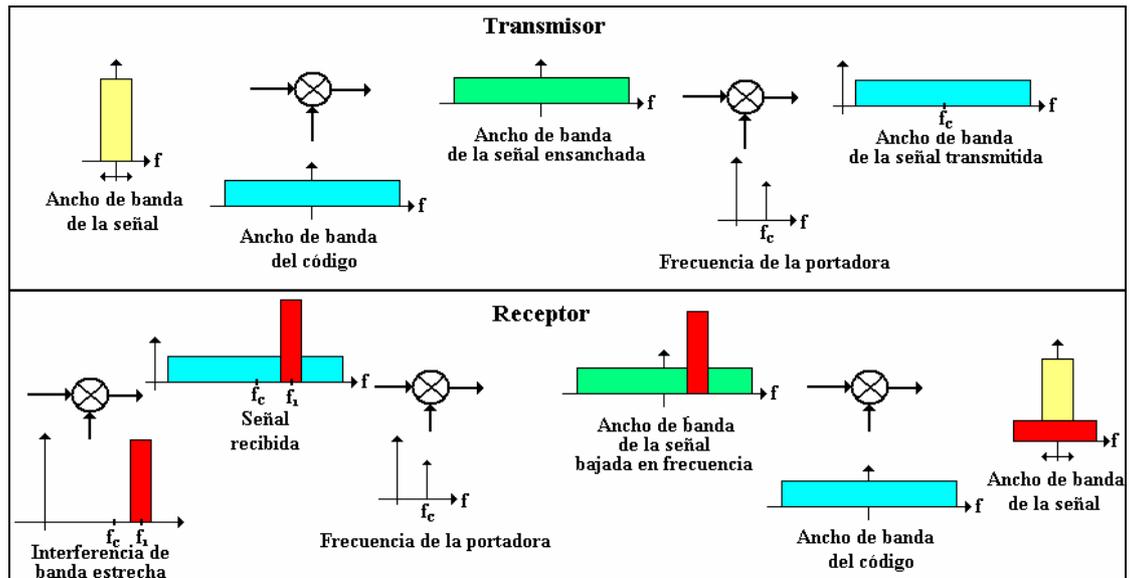


Figura 5: Eliminación de la interferencia de banda estrecha en un sistema de espectro ensanchado con secuencia directa.

- ❖ **Baja probabilidad de interceptación:** la señal a secuencia directa, ya que utiliza siempre todo el ancho de banda de transmisión, tendrá una densidad muy baja de potencia por unidad de ancho de banda. Esto hace muy difícil la detección de las señales SS.

#### IV-3.2. Clasificación de las técnicas de Espectro Ensanchado

Existen diferentes técnicas de modulación para generar señales de espectro ensanchado y, en general, para generar señales **CDMA**. Una clasificación para las señales **CDMA** sería la que podemos ver en la figura 6:

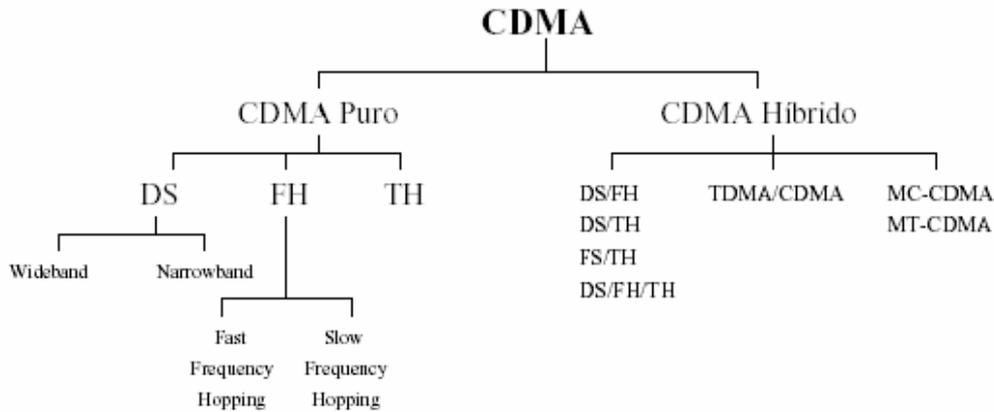


Figura 6: Clasificación de señales **CDMA**

Vemos las más importantes:

- **Secuencia directa** (Direct Sequence) o **DS-CDMA**: en este caso el ensanchamiento espectral se produce por medio de la multiplicación de cada bit de información por una secuencia código diferente para cada usuario que presenta una variación mucho más rápida que la de la señal de información. En recepción basta con multiplicar nuevamente por la misma secuencia para devolver el espectro recibido a su forma original.
- **Salto de frecuencia** (Frequency Hopping) **FH-CDMA**: la frecuencia de la portadora a la que se transmite la señal cambia velozmente de acuerdo con el código del usuario. Consiste en efectuar la transmisión de la señal de información alternando la frecuencia portadora según una secuencia pseudoaleatoria de frecuencias diferentes conocida por el receptor. Esta característica dota a la transmisión de una diversidad inherente que permite que aunque la transmisión a una frecuencia pueda verse degradada por el canal no ocurra así para el resto de frecuencias. Uno de los inconvenientes que dificulta la puesta en práctica de esta estrategia radica en la necesidad de disponer de sintetizadores de frecuencias capaces de efectuar los cambios de frecuencia en tiempos muy inferiores al período de bit.

- **Salto de tiempo** (Time Hopping) **TH-CDMA**: la señal portadora de información se transmite de manera discontinua en ráfagas cortas cuyo instante temporal de comienzo depende del código de usuario.
- **Modulación híbrida** (Hybrid Modulation): cualquier esquema que combine varios de los anteriores mecanismos de modulación, para combinar sus ventajas y, de forma conjunta, combatir sus desventajas. Además, también es posible combinar un sistema **CDMA** con otro tipo de acceso múltiple: **TDMA**, modulación por multiportadora (**MC**, Multicarrier) **MC-CDMA**, en las que a partir de cada símbolo se genera un conjunto de chips, cada uno de los cuales modula una subportadora de frecuencia diferente y que es la modulación usada en las simulaciones de este proyecto, la cual veremos con mayor detalle más adelante, o por multitono (**MT**, Multitone) **MT-CDMA**.

En la figura 7 se comparan las técnicas puras con respecto a su comportamiento en tiempo y frecuencia:

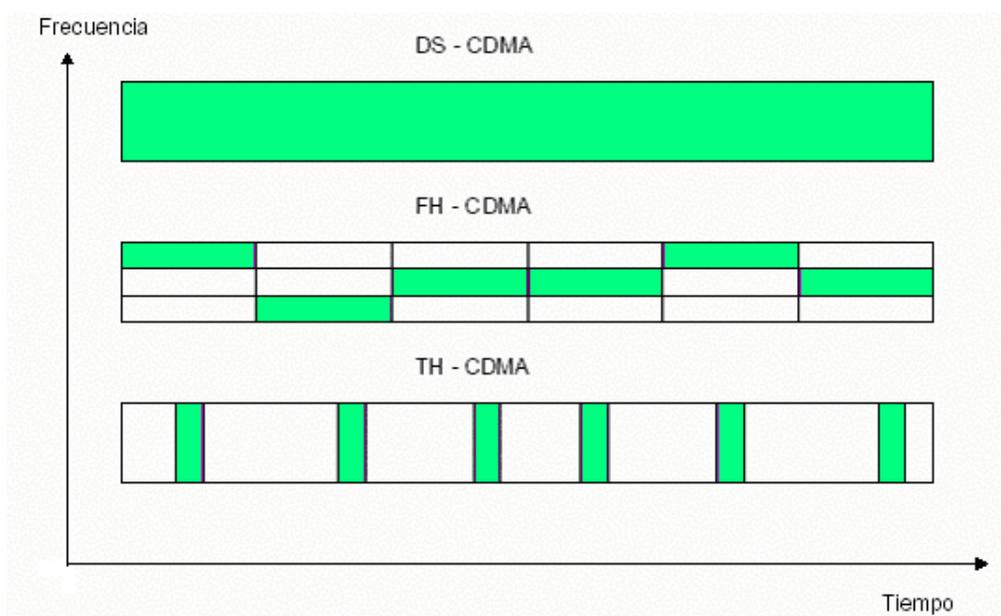


Figura 7: Comparativa tiempo/frecuencia en técnicas puras **CDMA**.

#### **IV-4. Códigos de ensanchamiento**

Los códigos de ensanchamiento son los encargados de proporcionar el acceso de múltiples usuarios a la interfaz radio. Al mismo tiempo proporcionan una señal de banda ancha, robusta y resistente a interferencias. Por estos y otros motivos, es de vital importancia la correcta elección de los códigos de ensanchamiento.

Los códigos de ensanchamiento se pueden clasificar en códigos pseudoaleatorios (**PN**) y en códigos ortogonales. Los códigos **PN** son códigos pseudoruidosos, no ortogonales, generados con un registro de desplazamiento realimentado y con características similares a las del ruido Gaussiano. Los códigos **PN** utilizados para **CDMA** están normalmente generados con un registro de desplazamiento lineal. En los códigos ortogonales, para una transmisión sincronía, la correlación cruzada es cero, lo cual permitirá suprimir la interferencia producida por otros usuarios. Los códigos ortogonales, como los códigos Walsh, se emplean normalmente para separación de canales en sistemas **DS-CDMA**.

##### **IV-4.1. Propiedades básicas**

Los códigos de ensanchamiento juegan un papel fundamental en cualquiera de las técnicas de generación de señales de espectro ensanchado. En un transmisor **DS-CDMA**, la señal de información es modulada por un código de ensanchamiento, y en el receptor es descorrelada con una réplica del mismo código.

Se pueden extraer una serie de características exigibles a estos códigos:

- Buena correlación cruzada entre el código del usuario deseado y el resto de código para suprimir la interferencia del espectro múltiple.
- Buenas características en cuanto a lo que se refiere a autocorrelación para facilitar la sincronización de los códigos y para distinguir las distintas componentes derivadas del multitrayecto. Si la función de autocorrelación tiene lóbulos laterales se puede derivar problemas de sincronización.

La autocorrelación y correlación cruzada están relacionadas entre sí, de tal forma que no es posible conseguir una buena autocorrelación y correlación cruzada simultáneamente. Esto se puede ver intuitivamente pensando que unas buenas propiedades en cuanto a autocorrelación son indicativas de una buena aleatoriedad en la secuencia, y estas presentan peor correlación cruzada que los códigos deterministas por su carácter aleatorio.

#### IV-4.2. Secuencias Pseudoaleatorias

Una secuencia binaria aleatoria consiste en una secuencia estadísticamente independiente de 1's y 0's, los cuales ocurren con probabilidad  $\frac{1}{2}$  cada uno. Una secuencia pseudoaleatoria (PN) se define como una secuencia binaria con unas propiedades especiales en su autocorrelación y correlación cruzada. Una secuencia PN se genera mediante un registro de desplazamiento realimentado. En la figura 8 puede observarse el tipo de registro de desplazamiento que permite generar una secuencia PN.

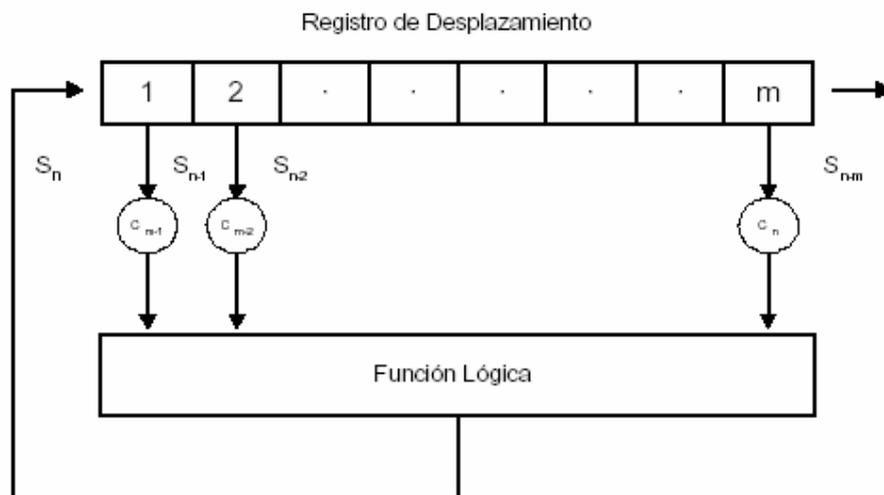


Figura 8: Generación de una secuencia PN

En este registro de desplazamiento realimentado, las secuencias de 1's y 0's se van desplazando de izquierda a derecha según el periodo marcado por el reloj del propio registro. Los bits contenidos en el registro de desplazamiento son realimentados a través

de una función lógica, de esta forma, los bits contenidos inicialmente en el registro, denominados semilla, son los que determinan los sucesivos estados del registro.

Un registro de desplazamiento realimentado de este tipo es, además, lineal si la función lógica que proporciona la retroalimentación del registro es una función **XOR** de varios de los estados del registro de desplazamiento. Así, siguiendo con el ejemplo de la figura 7, para el caso de que el registro fuera lineal:

$$S_n = c_{m-1}S_{n-1} \oplus c_{m-2}S_{n-2} \oplus \dots \oplus c_1S_{n-m+1} \oplus c_0S_{n-m}$$

donde  $S_n$  da el valor de la secuencia en el instante  $n$ , los coeficientes  $c_i$  son valores binarios,  $c_0=1$ , y  $\oplus$  indica la función lógica XOR.

Del propio esquema de funcionamiento se puede deducir que, si tenemos un registro de  $m$ -posiciones o estados, el número total de estados que puede generar es  $2^m$ , y que en principio la periodicidad de cada uno de ellos es de  $2^m$ . Pero si el registro es lineal y todo su contenido son ceros, entonces el registro permanecerá en ese estado para siempre. Así pues se puede concluir que con un registro lineal se obtienen exactamente  $2^m-1$  estados distintos de cero, con lo cual el periodo máximo, que no se puede exceder es  $2^m-1$ .

Las secuencias **PN** que se utilizan en las técnicas de espectro ensanchado son aquellas de máxima longitud ( $L=2^m-1$  chips) y son denominadas  $m$ -Sequences.

#### IV-4.2.1. $m$ -Sequence

Las secuencias **PN** de máxima longitud, las  $m$ -Sequences, tienen las siguientes propiedades:

- El número de 1's en un periodo es siempre uno más que el de 0's (están casi balanceadas). De esta forma cada período contiene  $2^{m-1}$  unos y  $2^{m-1}-1$  ceros.

Según esta característica, el código se comportará como un ruido, es decir como una señal binaria aleatoria, que permitirá eliminar interferencias de banda estrecha.

- Buenas características en la función de autocorrelación. La función de autocorrelación de una secuencia **PN** tendrá forma de pico, es decir, para desplazamiento cero valdrá la longitud de la secuencia, y para cualquier otro valor de desplazamiento tendrá valores lo más próximo a cero posibles, con el fin de conseguir una buena sincronización de los códigos.

La función de autocorrelación será:

$$R_p(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Y(n)Y(n-k)$$

con  $Y(n)=(-1)^{S_c}$  y  $N=2^m-1$ .  $R_p(k)$  será periódica y será similar a la función de autocorrelación de una secuencia binaria aleatoria sobre un periodo, como vemos en la figura 9:

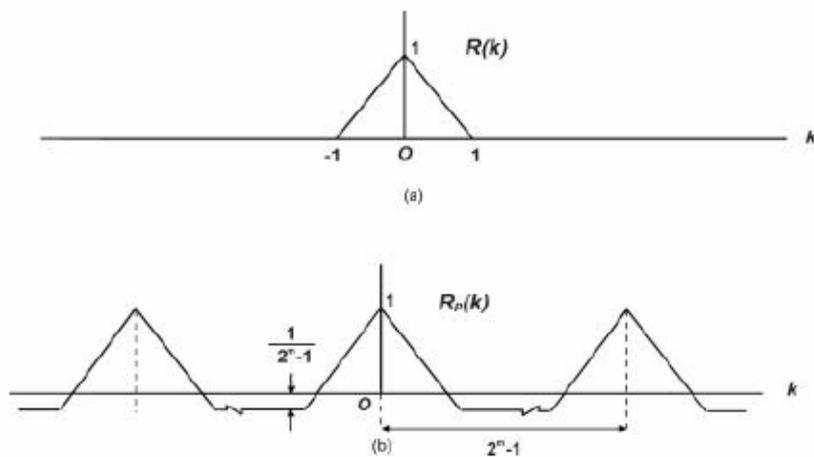


Figura 9: Funciones de autocorrelación: (a) secuencia binaria aleatoria. (b) Secuencia PN, periodo =  $2^m-1$ .

El número de m-Sequences que se puede obtener depende de las realimentaciones que se realicen en el registro de desplazamiento.

El inconveniente que presentan estas secuencias es que las propiedades que presentan en cuanto a correlación cruzada no tienen el nivel exigido. En un sistema **CDMA**, donde a cada usuario se le asigna un código distinto y todos comparten el mismo canal de transmisión, se exigen valores de correlación cruzada, con el fin de evitar la interferencia del acceso múltiple.

Por tanto, no todas las secuencias de longitud máxima  $L$  son igualmente válidas. Es necesario que la función de autocorrelación cruzada entre dos secuencias cualesquiera de la misma familia sea pequeña, por lo que deben buscarse subconjuntos de secuencias que tengan esta propiedad. Tales conjuntos existen, pero son de reducido tamaño.

De las familias existentes presentaremos las de Gold y de Kasami, por ser utilizadas en **UMTS**.

### IV-4.2.2 Códigos Gold

Los códigos Gold son los más adecuados para el sistema de múltiples usuarios **CDMA** pues ofrecen mejores propiedades en la función de correlación cruzada que las que ofrecen las m-sequences.

La compartición del espacio radioeléctrico por los distintos usuarios provoca que la señal que llega al receptor sea la suma de todas ellas, por lo que la interferencia entre los usuarios es grande. Esto, en la práctica, implica trabajar con una buena correlación cruzada. Cuanto menor sea la correlación cruzada más usuarios podremos tener en el sistema. Esta condición debe cumplirse tanto para la correlación cruzada de códigos completos como para la correlación de códigos parciales (incompletos), circunstancia que puede ocurrir dada la naturaleza aleatoria del acceso de los múltiples usuarios.

Las secuencias Gold se generan por combinación de dos m-sequence concretas, de la misma longitud  $L = 2^m - 1$  chips, elegidas para obtener una baja correlación cruzada y a las que se denominará secuencias preferidas. Estos pares de secuencias exhibirán una función de correlación cruzada de tres valores  $\{-1, -t(m), t(m)-2\}$ , donde:

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1 \rightarrow m = \text{impar} \\ 2^{(m+2)/2} + 1 \rightarrow m = \text{par} \end{cases}$$

De este modo no dos cualesquiera m-sequences son válidas para generar una secuencia Gold.

En cuanto a la longitud de una secuencia Gold, puesto que las m-sequences tienen una longitud  $L = 2^m - 1$  chips, y la combinación de ellas da lugar a una secuencia Gold, la longitud de esta secuencia es también  $L$  chips. El número de secuencias posibles es  $2^m + 1$ , obtenidas de la suma en módulo-2 de una de las m-sequences del par preferido con las correspondientes versiones desplazadas de la otra m-sequence. La formación de las secuencias Gold queda reflejada en la figura 10:

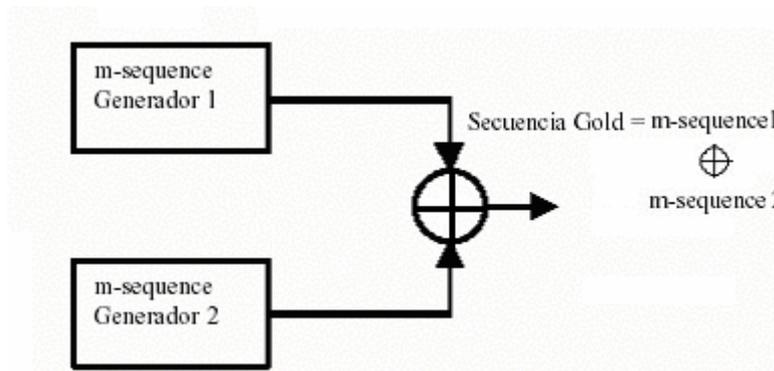


Figura 10: Generación de una secuencia Gold

#### IV-4.2.3 Secuencias Kasami

Empleando un procedimiento similar al usado en la generación de secuencias Gold, se pueden generar un conjunto de  $M = 2^{m/2}$  secuencias binarias de período  $L = 2^m - 1$  chips (donde  $m$  es par), y las que se denominará secuencias de Kasami. En este procedimiento se parte de una m-sequence, **a**, a partir de la cual se genera una secuencia

binaria **b**, como resultado de un diezmado de  $2^{m/2} + 1$  chips aplicado sobre la secuencia **a**. Se puede comprobar que la secuencia binaria que resulta **b** es periódica de periodo  $2^{m/2} - 1$ . Por ejemplo, si  $m = 8$ , el periodo de **a** es  $L = 255$  y el periodo de **b** es 15.

El nuevo conjunto de secuencias de Kasami se obtiene tomando los  $L = 2^{m/2} - 1$  chips de la secuencia **a** y sumándolos en módulo-2 con la secuencia binaria **b** y todos los desplazamientos cíclicos de la misma. De esta forma, incluyendo la propia m-sequence se obtienen un total de  $2^{m/2}$  secuencias de Kasami de longitud  $L = 2^{m/2} - 1$  chips.

Las secuencias de Kasami tienen las mismas probabilidades de correlación que los códigos Gold, la diferencia está en el número de códigos que pueden crearse. Es importante tener un conjunto de códigos grande, pues el número de posibles códigos determina el número de direcciones de código que podemos crear. También, el hecho de tener un conjunto de códigos grande, permite escoger aquellos códigos que muestren mejores características de correlación cruzada.

#### IV-4.3. Códigos Ortogonales

La principal ventaja de un código ortogonal es que, para una transmisión sincronía, el valor de la función de correlación cruzada es cero. Los problemas principales que presentan son dos: por un lado la existencia de un número reducido de secuencias en la familia, y por el otro el hecho de que la ortogonalidad únicamente se garantiza si las secuencias están perfectamente alineadas a nivel de chip, pero no si alguna de ellas está desplazada del resto, lo que puede degradar las prestaciones enormemente. Nótese, por otro lado, que esta situación será bastante habitual en transmisiones originadas en terminales móviles, debido a los diferentes tiempos de propagación involucrados.

Se considera que dos secuencias  $c_1(n)$  y  $c_2(n)$  de duración  $N$  chips son ortogonales entre sí si cumplen la relación:

$$\sum_{i=0}^{N-1} c_1(i) \cdot c_2(i) = 0$$

Para la expansión espectral y el multiacceso **CDMA**, se han propuesto dos familias de códigos ortogonales:

#### IV-4.3.1. Códigos Walsh -Hadamard

Las secuencias Walsh, al ser códigos ortogonales, tienen la ventaja de eliminar cualquier interferencia producida por el acceso múltiple. Por el contrario, tienen un par de desventajas, pues los códigos no tienen un solo pico en la función de autocorrelación, y además, la expansión que producen no se realiza sobre todo el ancho de la banda, sino que la energía se expande sobre un número de componentes discretas de frecuencia.

Las funciones o códigos de Walsh de orden N forman un conjunto de N funciones bivaluadas, de duración T  $\{w_j(t); t \in (0, T), j = 0, 1, \dots, N - 1\}$  con las siguientes propiedades:

1.  $w_j(t)$  toma valores (+1,-1) en intervalos T/N salvo en la transición de un intervalo a otro donde su valor es cero.
2.  $w_j(t)$  tiene j cambios de signo (cruces por cero) en el intervalo (0,T).
3. Las funciones son ortogonales, es decir:

$$\frac{1}{T} \int_0^T w_i(t)w_j(t)dt = 0 = \begin{cases} 0, i \neq j \\ 1, i = j \end{cases}$$

4. Cada función  $w_j(t)$  es par e impar respecto al punto medio del intervalo.

Las funciones pueden generarse de forma recurrente mediante las matrices Walsh-Hadamard, como se a continuación. La matriz  $W_{2m}$  es:

$$W_{2m} = \begin{bmatrix} W_m & W_m \\ W_m & \overline{W_m} \end{bmatrix}$$

donde  $\overline{W}_m$  es la matriz opuesta a  $W_m$ , es decir, sus elementos tienen signo contrario a los de  $W_m$  y  $m = 2^n$ , siendo  $n$  un número entero cualquiera.

Ponemos como ejemplo las matrices de orden  $m = 1$ ,  $m = 2$  y  $m = 4$ :

$$W_1 = [1] \quad W_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$
$$W_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Los códigos Walsh son las distintas filas o columnas de la matriz, siendo las distintas filas (o columnas) ortogonales entre sí. Mientras mayor sea el número de usuarios de nuestro sistema mayor necesito que sea la dimensión de la matriz, ya que he de asignar cada fila (o columna) de ésta a un usuario distinto.

#### IV-4.3.2. Códigos OVSF

En **UMTS** se utilizan códigos ortogonales de factor de expansión variable, **OVSF** (Orthogonal Variable Spreading Factor) y que, por lo tanto, tienen longitudes variables. Los códigos **OVSF** pueden definirse mediante un árbol de códigos como se muestra en la siguiente figura:

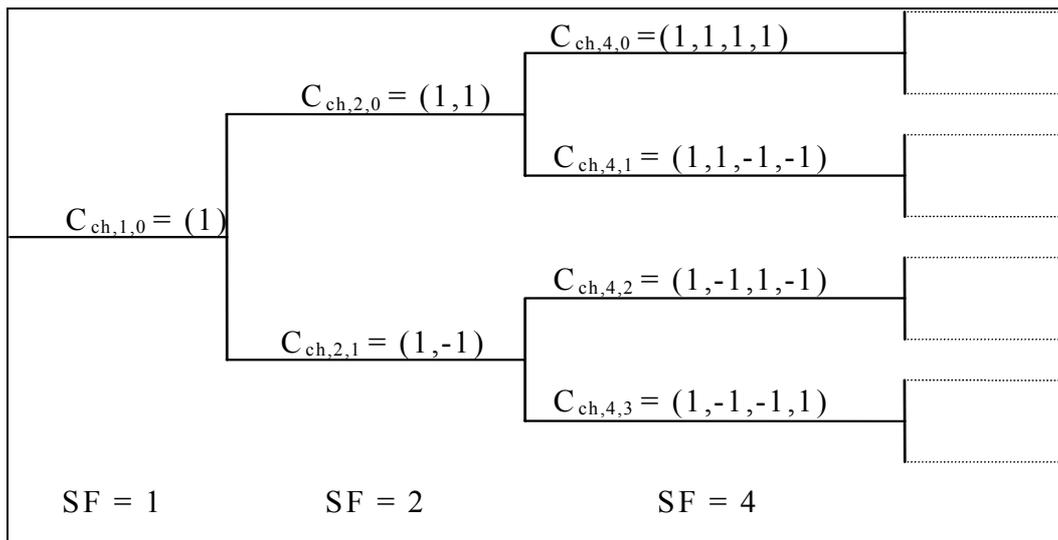


Figura 11: Generación de códigos ortogonales mediante las estructuras de árbol.

Se inicia la primera rama con el símbolo 1 y en cada bifurcación se constituye la rama superior repitiendo los símbolos de la rama de partida y la inferior repitiendo esos símbolos cambiados de signo. A medida que se progresa en el árbol crece el número de ramas (en potencias de 2) y el número de chips por rama.

Cada nivel del árbol de códigos define códigos de canalización igual al factor de expansión, **SF** (Spread Factor).

En **UMTS**, cuando se utiliza la expansión de factor variable, un canal que tenga asignado un código de cierta rama del árbol prohíbe el empleo de las ramas emergentes de ésta y los códigos desde el usado hasta la raíz del árbol para su utilización por canales de otro factor de expansión. Por ejemplo si un canal con **SF=4** usa el código (1,1,-1,-1) de la rama 2, otros canales con  $SF > 4$  no podrán utilizar los códigos de las ramas que salen de ésta, ya que de lo contrario existirá una incertidumbre en la recepción.

**IV-5. CDMA de Secuencia Directa: DS-CDMA**

Dentro de las dos técnicas **CDMA** comentadas anteriormente, es **DS-CDMA** la que constituye la base del funcionamiento de los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación, por lo que la analizaremos a continuación [15].

En **DS-CDMA** la señal portadora de información es modulada directamente por la señal código digital, que es discreta en el tiempo y discreta en el valor.

La señal código consiste en una secuencia de chips que pueden tomar el valor de +1 o -1. Para obtener el ensanchamiento del espectro deseado, la tasa binaria de la señal código, llamada chip rate, debe ser mucho mayor de la tasa binaria de la señal de información.

Considérese el esquema correspondiente a un transmisor **DS-CDMA** con modulación **BPSK** (Binary Phase Shift Keying) como el que se muestra en la figura 12.

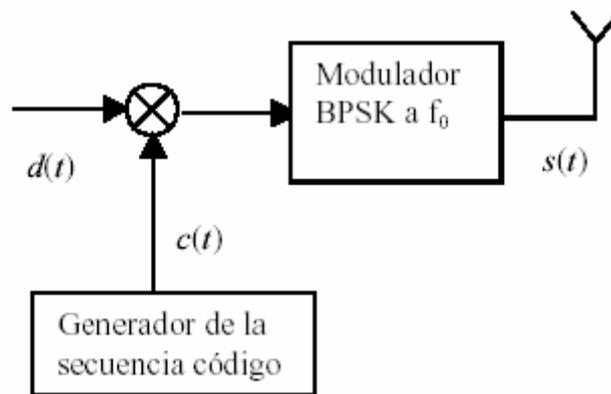


Figura 12: Transmisor **DS-CDMA**

En la Figura 13 se muestra, igualmente, un ejemplo de evolución temporal de las diferentes señales involucradas. La señal de información a transmitir,  $d(t)$ , presenta un período de bit de duración  $T_b$ , esto es:

$$d(t) = A \sum_k b_k p(t - kT_b)$$

donde los bits  $b_k$  se suponen codificados según +1, -1, A es la amplitud que determinará la potencia transmitida y  $p(t)$  corresponde al pulso conformador. De este modo, suponiendo la existencia de un pulso conformador rectangular, la densidad espectral de potencia es:

$$S_d(f) = A^2 T_b \frac{\text{sen}^2(\pi T_b f)}{(\pi T_b f)^2}$$

que presenta un ancho de banda entre ceros de valor  $BW_d = 2/T_b$ .

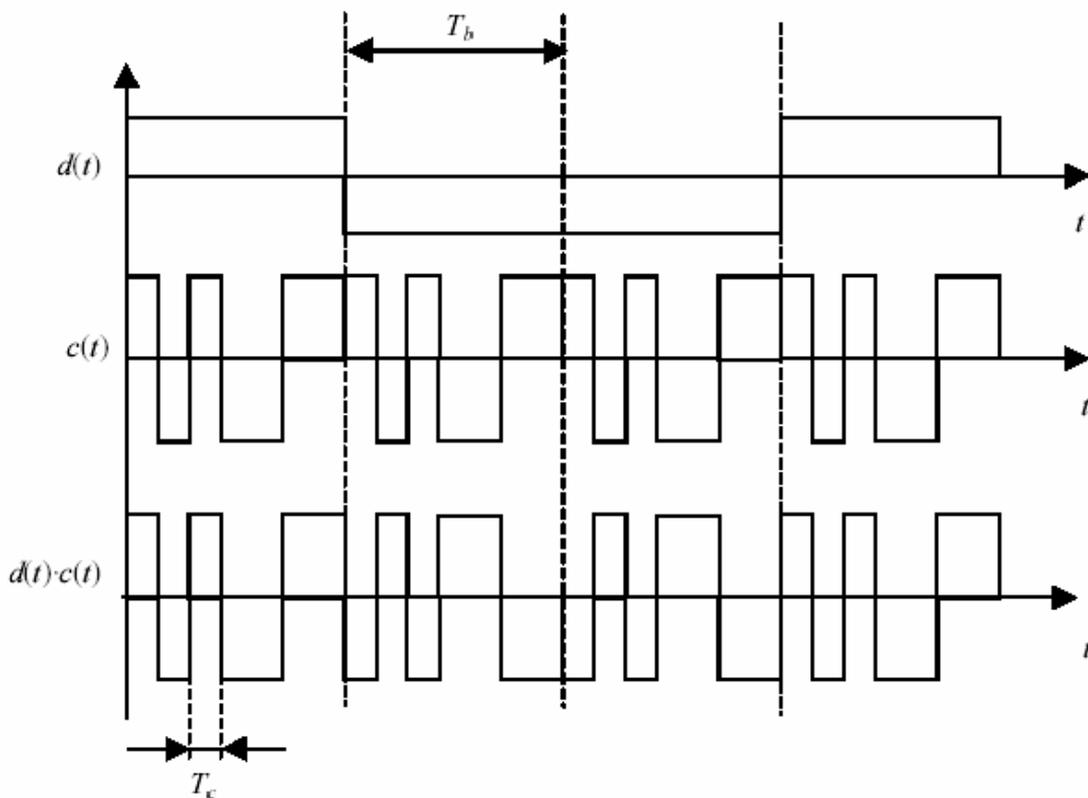


Figura 13: Evolución temporal de una señal **DS-SS-SSB**.

La secuencia código utilizada  $c(t)$  está formada por N valores pseudoaleatorios ( en el caso de que no usemos un código ortogonal) denominados chips como ya dijimos antes, cada uno de ellos de duración  $T_c$  (En la figura 13 se muestra un caso con  $N = 7$ ). Esta secuencia se repite periódicamente cada  $T_b$ , de modo que se cumple la relación  $N = T_b/T_c$ . La variación temporal de  $c(t)$  viene en consecuencia dada por:

$$c(t) = \sum_k \sum_{i=0}^{N-1} c_i p_c(t - iT_c - kT_b)$$

donde  $c_i$  son los valores +1 ó -1 de los chips y  $p_c(t)$  es un pulso conformador rectangular de duración  $T_c$ .

Así pues, la señal que finalmente se estará transmitiendo,  $s(t)$ , vendrá dada por:

$$s(t) = d(t)c(t)\cos(2\pi f_0 t) = A \sum_k b_k \sum_{i=0}^{N-1} c_i p_c(t - iT_c - kT_b) \cos(2\pi f_0 t)$$

Como puede apreciarse, presenta una variación temporal que viene fundamentalmente gobernada por el período de chip  $T_c$ , tal y como se observa en el ejemplo de la figura 13.

Teniendo en cuenta la naturaleza pseudoaleatoria de la secuencia de chips que hemos utilizado, la densidad espectral de potencia de la señal paso bajo  $d(t) \cdot c(t)$  será:

$$S_{d \cdot c}(f) = A^2 T_c \frac{\text{sen}^2(\pi T_c f)}{(\pi T_c f)^2} = \frac{A^2 T_b}{N} \frac{\text{sen}^2\left(\pi \frac{T_b}{N} f\right)}{\left(\pi \frac{T_b}{N} f\right)^2}$$

que presenta un ancho de banda entre ceros de valor  $BW_S = 2/T_c = 2N/T_b$ .

En consecuencia, la banda ocupada por la señal  $s(t)$  se ha ensanchado en un factor  $N = T_b/T_c$  respecto de la banda ocupada por la señal de información  $d(t)$  a la vez que la densidad espectral de potencia se ha reducido en un factor  $N$ , manteniéndose igual la potencia total transmitida, tal y como se representa en la figura 14 para un caso con  $N=7$ . Esto deja entrever que la relación  $N$ , esto es, el número de chips existentes en cada

bit transmitido, es uno de los parámetros más importantes de un sistema **DS-CDMA** y se conoce con el nombre de ganancia de procesamiento, en tanto que, cuanto mayor sea esta relación, mayor es la robustez del sistema frente a la existencia de interferencias.

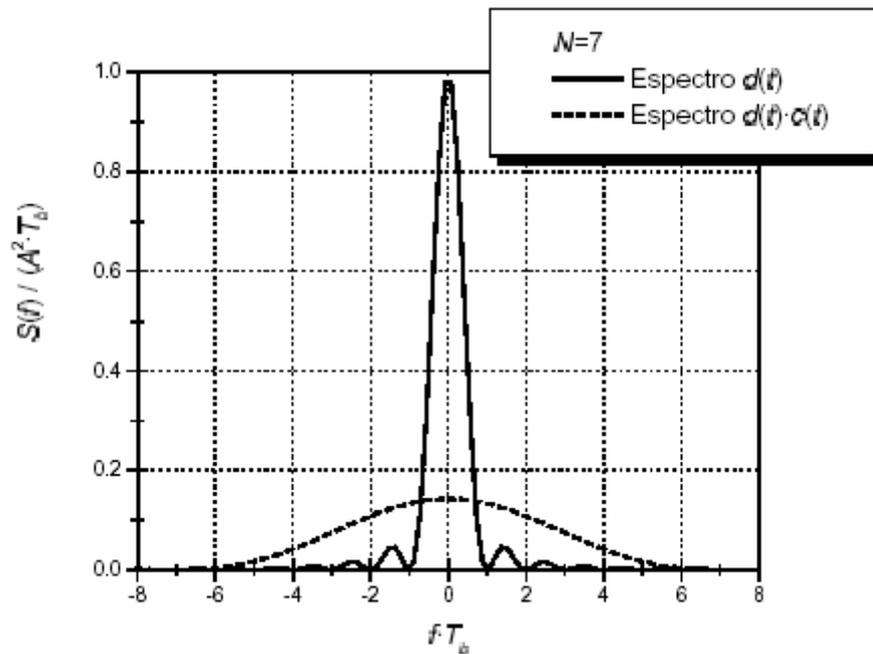


Figura 14: Ensanchamiento espectral en **DS-CDMA**.

En la figura 15 se muestra el diagrama de bloques correspondiente al receptor **DS-CDMA**. Esencialmente está constituido por un generador local de la secuencia código  $c(t)$  que debe ser idéntica a la empleada en transmisión, y por un demodulador BPSK.

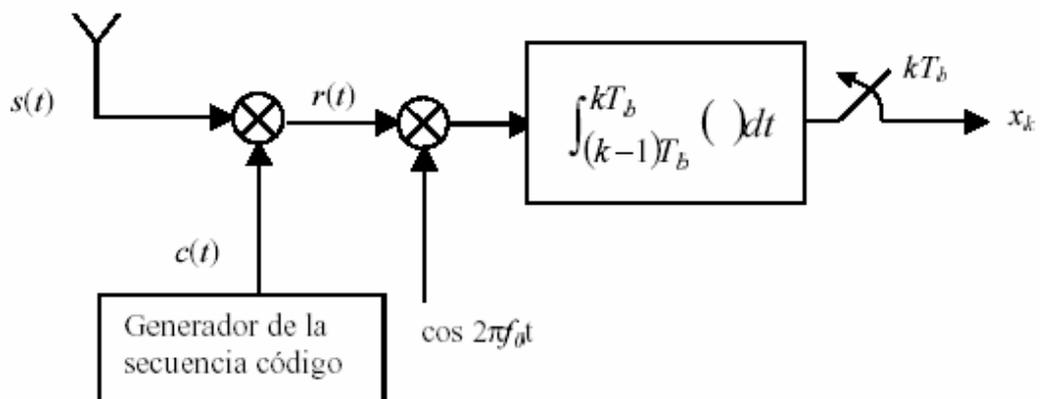


Figura 15: Receptor **DS-CDMA**.

De acuerdo con el proceso de recepción, asumiendo que se recibiera una señal  $s(t)$  idéntica a la transmitida, si la secuencia código  $c(t)$  generada localmente en recepción y la secuencia código recibida en la señal  $s(t)$  estuvieran perfectamente sincronizadas a nivel de chip, la señal a la salida del primer multiplicador sería:

$$r(t) = s(t) \cdot c(t) = d(t)c(t)c(t)\cos(2\pi f_0 t) = d(t)\cos(2\pi f_0 t)$$

puesto que el producto de la secuencia código  $c(t)$  consigo misma es 1. Nótese como la señal  $r(t)$  presentará una densidad espectral con ancho de banda entre ceros  $2/T_b$  igual al de la señal original  $d(t)$ , con lo que la multiplicación de  $s(t)$  por  $c(t)$  en esencia efectúa el proceso inverso al ensanchado que se llevó a cabo en emisión. En consecuencia, tras el proceso de demodulación, integrando la señal en períodos de  $T_b$  se obtendrán los diferentes bits enviados  $b_k$  a partir de:

$$x_k = \frac{A}{2} T_b \cdot b_k$$

Supóngase ahora que, conjuntamente con la señal de usuario deseada  $s(t)$ , se recibe la señal interferente de otro usuario codificada con otra secuencia  $c_i(t)$  y con igual potencia que la del usuario útil. En caso de que los códigos empleados fueran perfectamente ortogonales, la multiplicación chip a chip de las secuencias  $c(t) \cdot c_i(t)$  valdría 0 lo que supondría la cancelación total de la señal proveniente del usuario interferente. Por el contrario, en el caso, más habitual, de que los códigos no fueran ortogonales sino que simplemente presentaran una baja correlación cruzada, el producto  $c(t) \cdot c_i(t)$  no sería 0 sino que daría lugar a una señal todavía de espectro ensanchado que presentaría una densidad espectral por debajo de la de la señal útil en un factor del orden de la ganancia de procesado. Así, igualmente se recuperarían los bits del usuario útil pero con una cierta probabilidad de error tanto menor como mayor sea la ganancia de procesado empleada.

Igualmente, supóngase ahora que conjuntamente con la señal del usuario deseada se recibe una cierta señal interferente  $i(t)$  de banda estrecha y de potencia  $P_I$ , con una fase aleatoria  $\varphi_i$  uniformemente distribuida entre 0 y  $2\pi$ :

$$i(t) = \sqrt{2P_I} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_i)$$

Al multiplicar en el receptor la señal interferente  $i(t)$  por la secuencia código y por la portadora local se tendrá (prescindiendo del término a frecuencia  $2f_0$ , que será filtrado por el integrador):

$$i'(t) = i(t) \cdot c(t) \cos(2\pi f_0 t) = \sqrt{\frac{P_I}{2}} \cos \varphi_i \sum_k \sum_{i=0}^{N-1} c_i p_c(t - iT_c - kT_b)$$

que no es más que una señal de espectro ensanchado. Es fácil demostrar que, tras el proceso de integración en un período  $T_b$ , la señal interferente resultante presenta una potencia igual a:

$$P_{\text{int}} = \frac{P_I T_c T_b}{4}$$

De donde la relación  $E_b/N_0$  (energía de bit respecto a densidad espectral de la señal interferente) a la salida del demodulador se relacionará con la relación señal a interferente a la entrada del receptor  $(C/I)_i$  a través de:

$$\left( \frac{E_b}{N_0} \right) = \frac{\frac{A^2}{2} T_b}{P_I T_c} = \left( \frac{C}{I} \right)_i N$$

Por lo tanto, por el hecho de haber ensanchado la interferencia de banda estrecha en el receptor, se ha logrado una mejora a la salida en un factor igual a la ganancia de procesamiento  $N$  respecto de la relación señal a interferente a la entrada, lo que pone de manifiesto la importancia de este parámetro como medida de la robustez frente a interferencias del esquema **DS-CDMA**.

Por último representaremos en las figuras 16, 17 y 18 las señales en el transmisor, canal (suponiendo canal simple) y receptor, pudiendo tener así una visión general de un sistema **DS-CDMA**:

Transmisor: “Ensanche espectral”

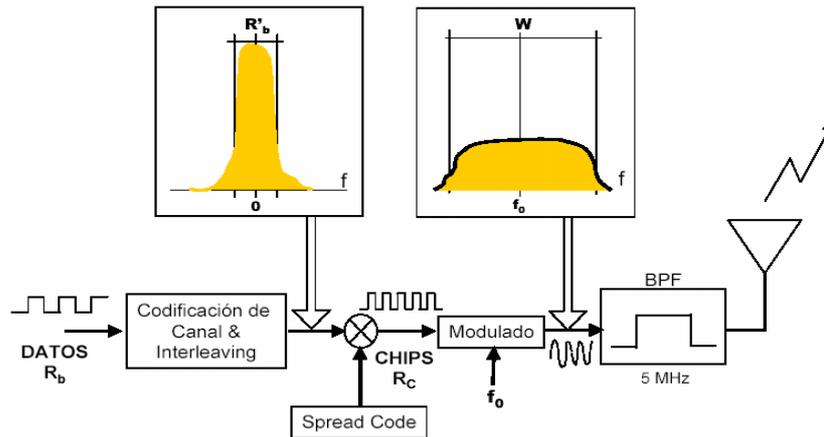


Figura 16: Transmisor **DS-CDMA**.

Canal simple

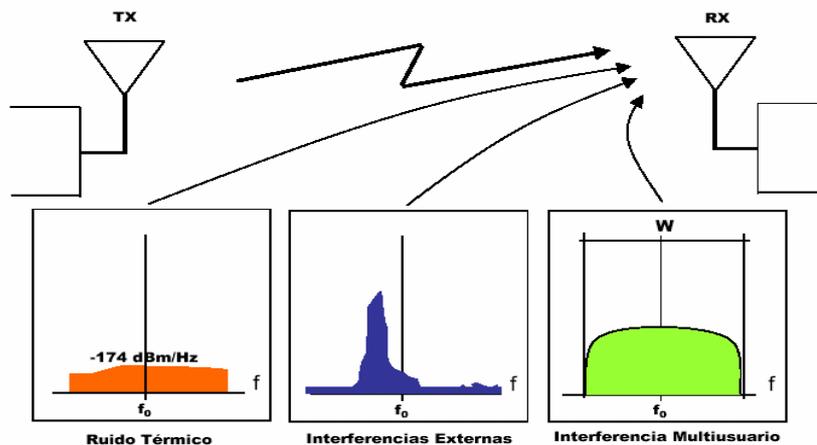


Figura 17: Señales que se añaden a la de información en un canal simple.

## Receptor

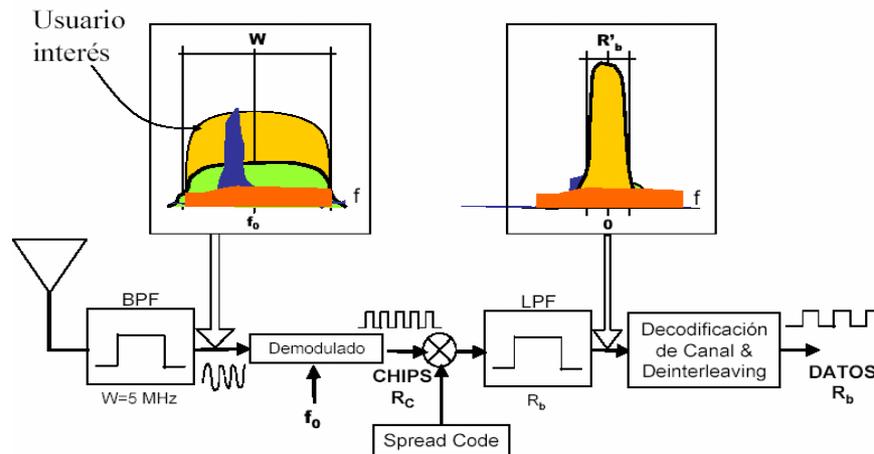


Figura 18: Receptor DS-CDMA

## IV-5.1. Propiedades de las señales DS-CDMA

Anteriormente se vieron las propiedades más importantes que definían los rasgos de las señales de espectro ensanchado. Las señales **DS-CDMA**, por ser señales **SS**, también tienen estas propiedades:

- **Capacidad para el acceso múltiple:** si múltiples usuarios hacen uso del canal al mismo tiempo, habrá un solapamiento múltiple de señales **DS** en tiempo y en frecuencia. En el receptor, mediante la demodulación coherente se concentrará la potencia de la señal deseada en el ancho de banda de información. En este ancho de banda se tendrá también una pequeña cantidad de potencia debida a las señales interferentes. Cuanto menor sea la correlación cruzada entre el código correspondiente a la señal deseada y el resto de códigos, menor será la contribución de las señales interferentes a la potencia total en el ancho de banda en cuestión.
- **Protección contra la interferencia multirrayecto:** las señales de códigos poseen una función de autocorrelación que toma valores muy pequeños fuera del intervalo  $[-T_c, T_c]$ , siendo  $T_c$  la duración del chip. Esto significa que si llegan al receptor versiones de la señal por diferentes caminos (con diferentes fases,

amplitudes y retardos), y los retardos relativos entre las señales,  $\Delta t$ , son tales que  $\Delta t > T_c$ , entonces las señales desfasadas serán tratadas como interferencias, suprimidas por el proceso de despreading, mientras que la señal transmitida será recuperada gracias a las propiedades de la autocorrelación de las secuencias de código. Las señales de espectro ensanchado por secuencia directa son muy adecuadas para canales de transmisión multicamino.

- **Inmunidad a la interferencia:** la detección coherente en el receptor implica una multiplicación por una secuencia de código generada localmente. Como ya se ha visto, si en el ancho de banda de transmisión se encuentra una señal de interferencia de banda estrecha y se multiplica por una secuencia de código de banda ancha, la potencia de la señal interferente se distribuye en todo el ancho de banda de transmisión reduciendo la potencia de interferencia en el ancho de banda de información.
  
- **Baja probabilidad de interceptación:** la señal **DS** utiliza siempre todo el ancho de banda de transmisión. Así pues, tendrá una densidad muy baja de potencia por unidad de ancho de banda. Esto hace muy difícil la detección de las señales **DS-CDMA**.

Además de las propiedades mencionadas, el acceso **DS-CDMA** presenta una serie de ventajas específicas:

- La generación de la señal a transmitir es muy sencilla, pudiendo ser una sencilla multiplicación.
- Es posible la demodulación coherente de la señal de banda ancha.
- No es necesaria la sincronización entre usuarios.

Por el contrario, el esquema **DS-CDMA** resulta afectado por algunas limitaciones o inconvenientes:

- Para la realización correcta, es necesario adquirir y mantener la sincronización entre la señal código generada localmente y la señal recibida, manteniendo además el error por debajo del tiempo de chip. Además de resultar complejo en la práctica, esto limita el ancho de banda máximo a 10-20 MHz.
  
- La potencia recibida de usuarios cercanos a la estación base es mucho más grande que la potencia recibida de usuarios lejanos. Como cada usuario transmite en todo el ancho de banda, un usuario cercano a la estación base creará una gran cantidad de interferencia perjudicando a los usuarios lejanos, haciendo la recepción de estos imposible. Este problema, conocido como efecto cercano-lejano (near-far effect) se puede solucionar aplicando un algoritmo de control de potencia de tal forma que todos los usuarios sean escuchados por la estación base con la misma potencia media. Dicho algoritmo, siendo de difícil realización práctica (debido a retardos en la alimentación, errores de medida, etc.) resulta ser un elemento crítico en el diseño de un sistema **DS-CDMA**.