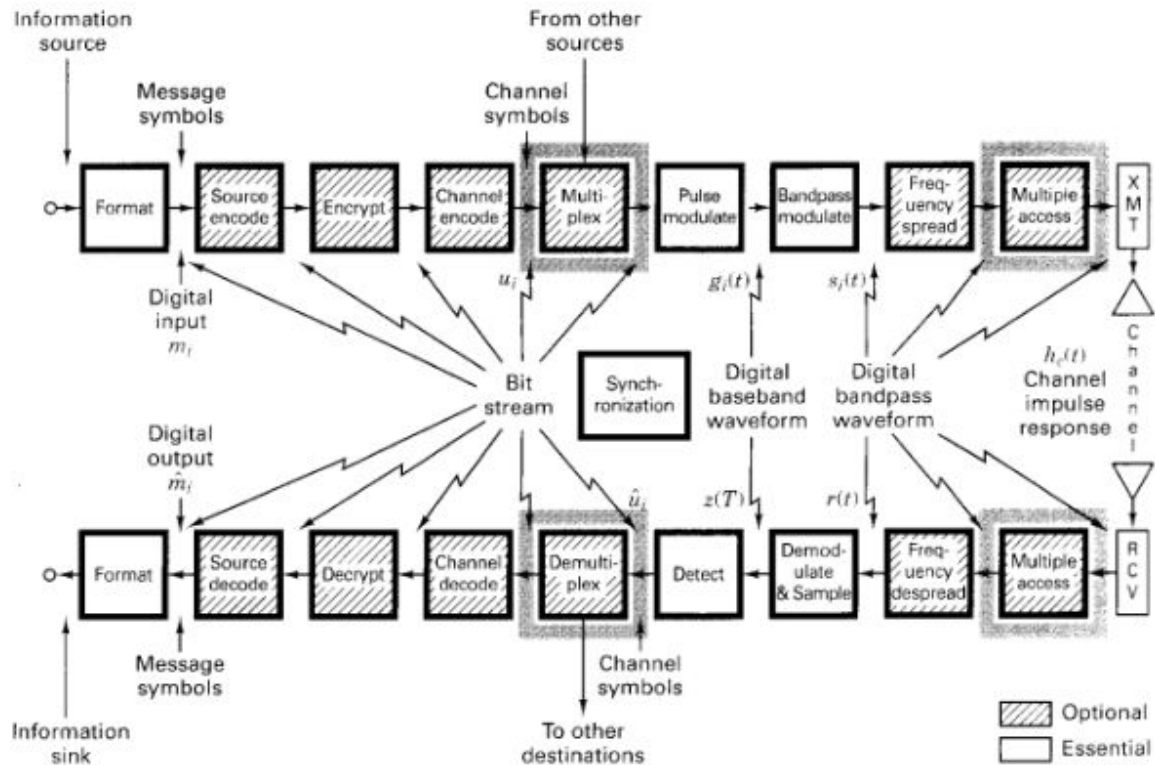


Métodos de Acceso

Capítulo 7: Aplicaciones Comerciales



Dentro de las técnicas de acceso utilizadas para aplicaciones comerciales se encuentran TDMA, FDMA y CDMA. Donde TDMA consideraba como recurso limitado el tiempo utilizado por cada usuario, por lo tanto subdividía el tiempo en estructuras temporales repetitivas denominadas tramas para lograr la asignación de los instantes temporales donde cada usuario transmite o recibe información utilizando todo el ancho de banda disponible del canal. Siendo para esta técnica, como factor fundamental, el sincronismo de todos los usuarios para evitar interferencias. Para FDMA no existen requerimientos de sincronismo, porque el recurso limitado que se subdivide para asignar a cada usuario es el ancho de banda total del que dispone el sistema. Se crean un conjunto de bandas de frecuencias (pares) para cada usuario para generar un enlace full duplex. En el caso de CDMA, cada usuario dentro del sistema puede utilizar todo el recurso (tiempo y frecuencia) sin ninguna limitación alguna, ya que las dificultades de la canalización (asignación de usuarios) está en otra dimensión. Esta es la dimensión de los códigos pseudoaleatorios. Para estos tipos de comunicaciones es necesario que ambas partes del sistema, tanto transmisor como receptor, utilicen el mismo código perfectamente sincronizado. De esta forma, pueden coexistir múltiples señales en el mismo ancho de banda y en el mismo tiempo con la menor interferencia posible. Lo interesante de CDMA es que son sistemas limitados en interferencia, lo que significa que la performance de cada comunicación cambia de la mano con la escalabilidad del sistema. Lo cual es totalmente diferente a los sistemas TDMA y FDMA, donde al ser sistemas limitados en recursos, una vez agotados los mismos (Máxima cantidad de asignaciones posibles), el intento de escalabilidad en las dimensiones del

sistema, es decir agregar más usuarios, tiene un impacto crítico en la performance de las distintas comunicaciones. Si a estas limitaciones sumamos algunos detalles que suceden en las implementaciones del tipo celular como lo es la interferencia de canal adyacente (interferencia entre canales aledaños) e interferencias co-canal (interferencias dentro del mismo canal), la implementación de CDMA como aplicación comercial logra muchísimas ventajas frente al resto de sistemas gracias a su robustez. Además, cada usuario particular dentro de CDMA agrega un nivel de interferencia único, que estará asociado a la potencia transmitida, la sincronización temporal y la correlación cruzada con otras señales de código, lo cual permite manipular una mayor cantidad de variables desde el punto de vista de cada usuario para hacer lo más pequeña dicha interferencia. Sin embargo, es importante desde un punto de vista más bien comercial destacar que la codificación con corrección de errores es fundamental para CDMA, ya que mantiene controlado los niveles de performance de las comunicaciones por más que la interferencia aumente, lo que se traduciría en más usuarios simultáneos por recurso asignable ya que el recurso tiene un mayor grado de adaptabilidad ante las exigencias. Lo que al tener presente que la utilización de las comunicaciones son variable en función del tiempo, en ciertos momentos como son los festivos, suelen verse más solicitados, haciendo que CDMA sea un método de mayor y mejor utilidad para el prestador de servicio.

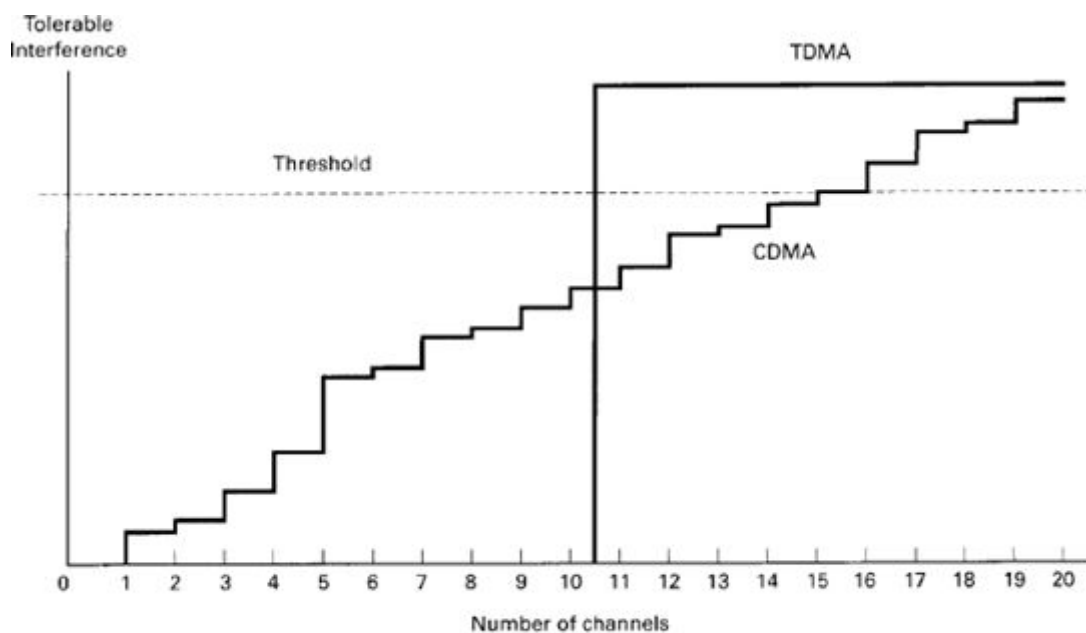
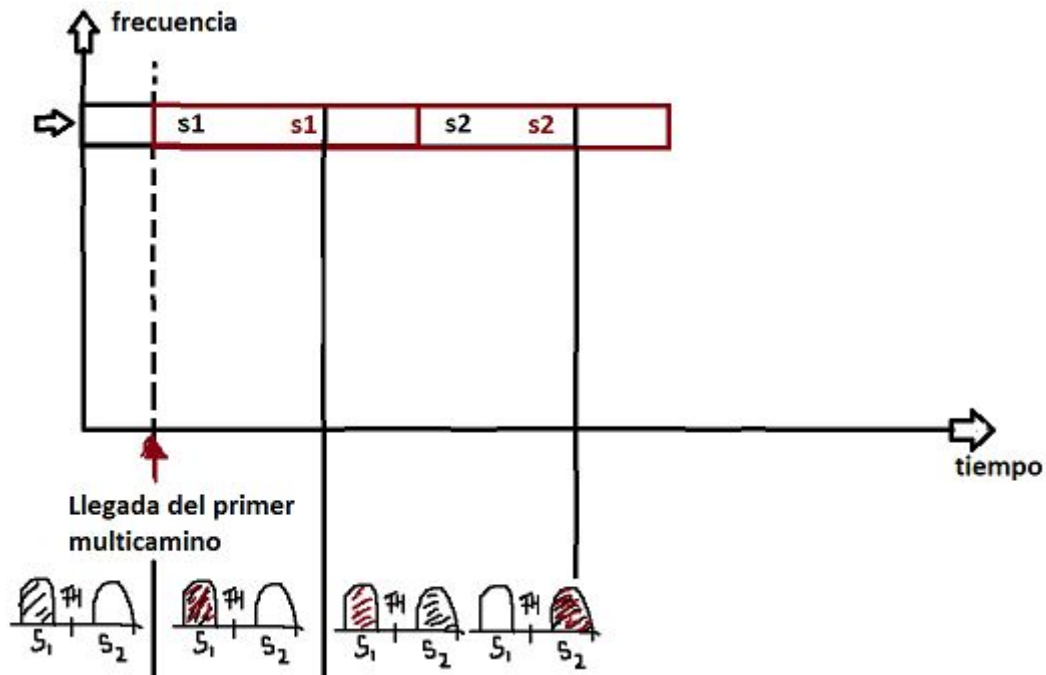


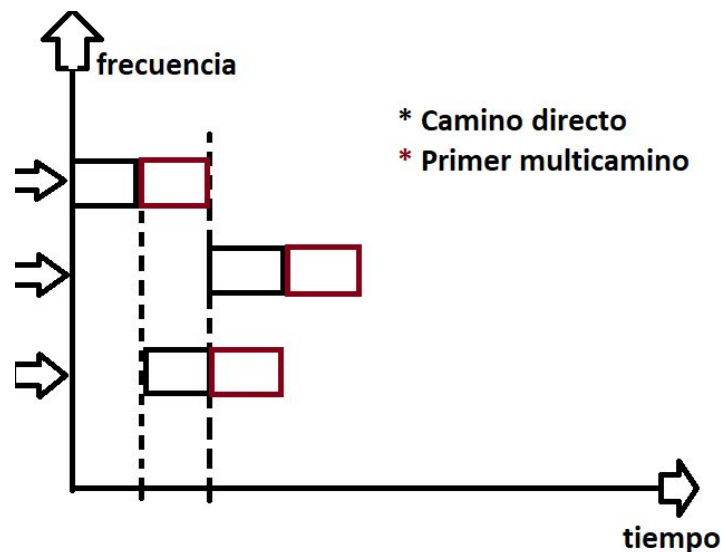
Figure 12.39 TDMA is time-dimension limited. CDMA is interference limited.

Concentrándonos en CDMA es que existen dos técnicas básicas desarrolladas denominadas *Direct Sequence (DS)* y *Frequency Hopping (FH)*. Cuyo rendimiento en escenarios sumamente teóricos (espacio libre y sin interferencia de otros usuarios) es prácticamente el mismo. Pero llevado a la vida real y en la implementación, es que a una de las aplicaciones de CDMA, en particular FH, le influye muchísimo la falta de espacio libre y las interferencias. ¿Por qué? En primer lugar porque el espacio libre implica que las señales de RF están libres de la combinación lineal de múltiples señales que representan reflexiones en diferentes objetos, llegando al receptor junto con la señal transmitida (que es la definida como camino directo) en diferentes instantes de tiempo. En este tipo de sistema,

por la forma en la cual se realiza el proceso de despreading (heterodinaje con señal de hop generada localmente perfectamente sincronizada) los múltiples caminos que se hacen presentes y que llegan al receptor afectan al sistema si el tiempo de hop es mayor que el retardo de tiempo " τ " de estos últimos. En el caso de transmitir varios símbolos (waveform) en cada salto, los multicaminos alterarán los valores de energía detectados en el receptor por los diferentes filtros detectores. Haciendo que en algunos casos el aporte sea constructivo y otros destructivo. Pero si existen muchos multicaminos por salto, este aporte podría llegar a ser cada vez más nocivo, por lo tanto debe permanecer controlado. La forma de evitar estas interferencias por reflexiones consiste en disminuir el tiempo de hop evitando así la interferencia al cambiar la posición de la banda de frecuencia del receptor antes de la llegada de la señal multitrayecto.



La solución para que este efecto no sea nocivo contra el sistema consistiría en que el sistema pueda hacer los saltos de frecuencia en un tiempo menor que al que implica la llegada del primer multicamino, esto a nivel de implementación exige tener una electrónica de mejor nivel para poder generar estos cambios en el tiempo deseado y lo cual termina repercutiendo en el costo del sistema.



Pero lo económico no es el único inconveniente para la solución planteada en esta técnica, sino que la disminución en la duración de los tiempos de hop traen consigo una disminución del alcance de la señales ya que se verán mayormente atenuadas. Es por esta serie de inconvenientes que la implementación de frequency hopping no sería una técnica ideal para implementar con CDMA, pero ¿Qué sucede con los multicaminos y la técnica Direct Sequence? En este caso el multicamino no siempre va a ser destructivo para la técnica, sino que puede afectar en algunos momentos de manera beneficiosa y en otras perjudicarlo. Pero estas dos posibilidades no se pueden dejar al azar ya que no se tiene control sobre estos multicaminos por lo que la solución a estos nuevamente cae en la consideración del tiempo de chip para ver cómo afectan. Si el multicamino llegará previo a un t_{chip} se debe de analizar a la salida del correlador de que manera afecto al sistema para la posterior toma de decisión pero si se considera el caso de que la diferencia entre el trayecto directo y las señales de multicaminos llegan posteriores al t_{chip} , sucede que gracias a los códigos PN implementados, la correlación entre los distintos códigos no afecta a los correladores para la toma de decisión. Sugiriendo que esta sería una buena solución para el inconveniente de los multicaminos.

Para demostrarlo se considera un sistema de comunicación Direct Sequence BPSK que opera en un canal multitrayecto que tiene más de un camino desde el transmisor al receptor. La onda multitrayecto tiene un retardo de tiempo " τ ", en comparación con la onda directa.

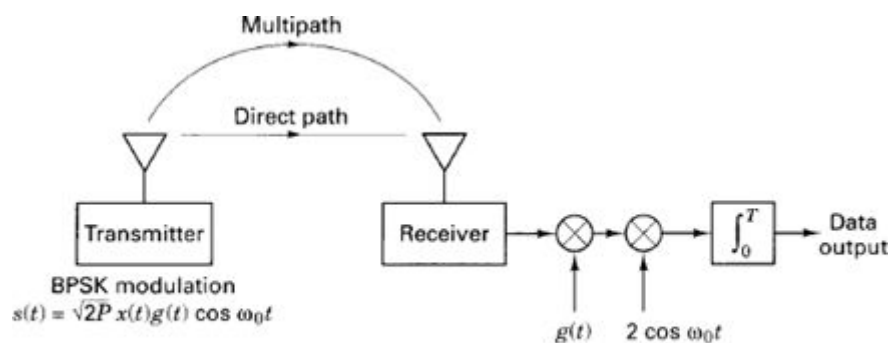


Figure 12.35 Direct-sequence BPSK system operating over a multipath channel.

Se supone que el sistema receptor está perfectamente sincronizado con el retardo temporal y con la fase de RF del multitrayecto directo, por lo que la señal recibida puede ser expresada como:

$$r(t) = Ax(t)g(t) \cos \omega_0 t + \alpha Ax(t - \tau)g(t - \tau) \cos (\omega_0 t + \theta) + n(t)$$

Donde $x(t)$ es la señal de datos, $g(t)$ es la señal código de expansión, $n(t)$ es un proceso de ruido blanco gaussiano de media nula y τ es la diferencia temporal que existe entre el camino directo y el primer multicamino. El ángulo θ es una fase aleatoria, que se supone que está uniformemente distribuida en el rango de $(0 \text{ a } 2\pi)$ y α es la atenuación de la señal multicamino respecto a la señal de camino directo.

A partir de estas consideraciones, la salida del filtro acoplado puede obtenerse como:

$$z(t = T) = \int_0^T [Ax(t)g^2(t) \cos \omega_0 t + \alpha Ax(t - \tau)g(t)g(t - \tau) \cos (\omega_0 t + \theta) + n(t)g(t)] 2 \cos \omega_0 t dt$$

Donde $g^2(t)=1$ y $g(t)g(t-\tau)=0$, si el retardo de propagación " τ " considerado es mayor al tiempo de chip.

Por lo tanto, si T_{chip} es menor que el tiempo de retardo diferencial entre las señales de multitrayecto y de trayecto directo, se puede escribir:

$$z(t = T) = \int_0^T 2Ax(t)\cos^2 \omega_0 t + 2n(t)g(t)\cos \omega_0 t dt = Ax(T) + n_0(T)$$

Esto demuestra que la implementación de CDMA con Direct Sequence es eficiente en eliminar los aportes que generan los diferentes multicaminos al realizar un proceso de despreading enfocado en trabajar desde un punto de vista de señales con códigos pseudoaleatorios.

¿Y en cuestiones de interferencia entre usuarios? En el caso de FHSS, siempre que la interferencia corrompe la señal, los dispositivos pueden reanudar la transferencia de datos después del siguiente salto a una nueva frecuencia que no está interferida. La transferencia de datos del usuario cae cada vez que el dispositivo encuentra una frecuencia bloqueada. Sin embargo, la interferencia no interrumpe la conexión. El salto inteligente o adaptativo (evitando frecuencias que se sabe que están bloqueadas) puede aumentar el rendimiento y se utiliza para el estándar "Bluetooth". El término Adaptativo se usa para indicar que durante el proceso de salto las condiciones del canal se monitorean permanentemente para identificar los canales ocupados o de baja calidad, que se declaran como malos canales. Los canales defectuosos se excluyen de los canales disponibles dentro del patrón de salto hasta que vuelven a ser buenos canales.

Para el caso de DSSS, por el contrario, distribuye la señal en un ancho de banda más amplio que FHSS, creando una densidad espectral de potencia más baja en todo el espectro. DSSS codifica cada bit de datos en secuencias de N chips, que proporcionan seguridad y solidez contra interferencias.

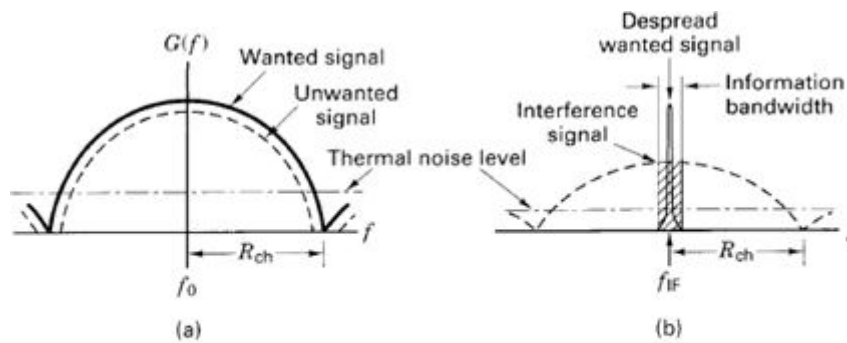


Figure 12.34 Spread-spectrum signal detection. (a) Spectrum at the input to receiver. (b) Spectrum after correlation with the correct and synchronized PN code.

Por lo tanto, comparando FHSS y DSSS en un escenario de velocidades de datos iguales, los dispositivos DSSS logran un rendimiento ligeramente mayor debido a una mayor eficiencia de procesamiento: FHSS tiene la sobrecarga adicional de saltar frecuencias y restablecer la conexión, así como disminuir el throughput cuando se encuentran frecuencias bloqueadas.

Implementación de las técnicas DSSS y FHSS

Se han mencionado las características que tiene ambas técnicas para con las interferencias y como es su comportamiento. Todo este análisis se debe a que son técnicas que pueden ser utilizadas para aplicaciones comerciales en donde hacen uso múltiples usuarios, esta característica se debe tener muy presente porque aunque los orígenes de las técnicas de espectro ensanchado surgieron con fines militares y suponiendo uno o contados enemigos, en el ámbito comercial ya no existen enemigos sino que son usuarios al igual que uno mismo y que además utilizan técnicas para comunicarse que pueden ser la misma que la nuestra o alguna diferente pero situadas en el mismo rango del espectro electromagnético que estamos utilizando. Estas interferencias se deben principalmente a que a pesar de la magnitud de diversidad de frecuencias con la que cuenta el espectro electromagnético, hay muy pocas “franjas” en las cuales se puede realizar libre utilización sin licencia previa, llevando a que estas bandas estén muy congestionadas y por lo tanto pasen a auspiciar como nuestros jammer pero en la parte comercial. Para poder ubicarnos cuales son estas bandas, se plantea la siguiente tabla:

ISM Band	Total Bandwidth	Max. Bandwidth per Channel for FH*	Min. Number of Hopping Frequencies per Channel	Min. Bandwidth per Channel for DS*
902–928 MHz	26 MHz	500 kHz	25–50**	500 kHz
2.4000–2.4835 Ghz	83.5 MHz	1 MHz	75	500 kHz
5.7250–5.8500 GHz	125 MHz	1 MHz	75	500 kHz

*Maximum bandwidth per channel for frequency hopping is defined as the 20 dB bandwidth; minimum bandwidth per channel for direct sequence is defined as the 6 dB bandwidth.

**FH channels with bandwidth less than 250 kHz require at least 50 hopping frequencies per channel; FH channels with bandwidth greater than 250 kHz require at least 25 hopping frequencies per channel.

En estas bandas se pueden encontrar comunicaciones como lo es IoT, WiFi o Bluetooth entre otras. Para poder realizar asociaciones de la utilización de estas bandas con respecto

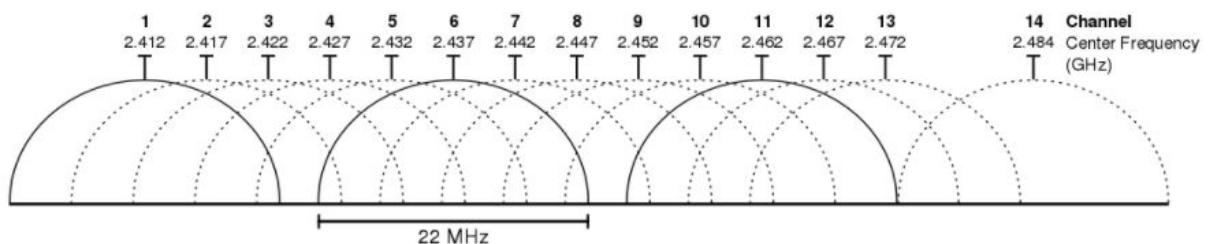
a las 2 técnicas consideradas de Spread Spectrum y sus implementaciones, es que al centrarnos en FHSS podemos encontrar la implementación más significativa en la tecnología "Bluetooth" en la banda que está compuesta desde los 2.4 a 2.4835 Ghz, en donde se dispone de 79 posibles portadoras para la realización de los saltos en frecuencia. Estas posibles 79 frecuencias se deben a que la banda considerada cuenta con dos bandas de guarda ubicadas a su inicio y final con un ancho de 2 Mhz, por lo que el ancho de banda inicial de 83.5 Mhz, se ve reducido a 79.5 Mhz y que es el ancho de banda final en donde se pueden encontrar los posibles saltos.

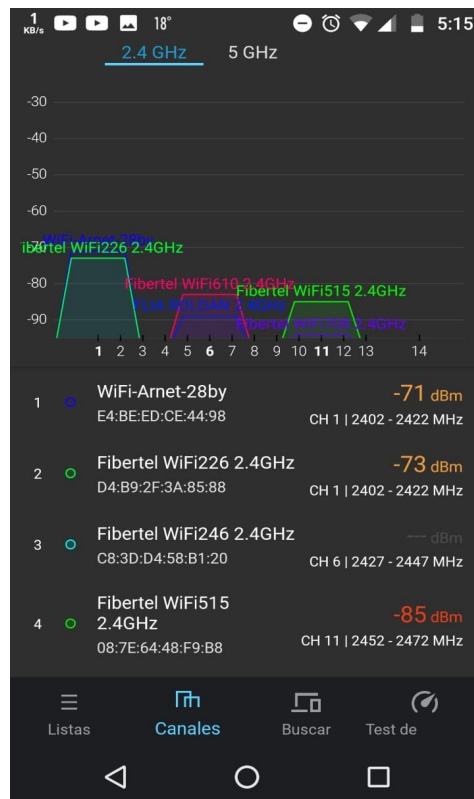
Bluetooth ha surgido últimamente como un posible sustituto a todo tipo de cable anexo a una computadora, debido a su costo y el apoyo de cientos de empresas. A su velocidad (1 Mbps) será capaz de sustituir las conexiones clásicas de cables paralelos y seriales, ya que es 3 y 6 veces más rápido (respectivamente) que estas conexiones en amplio uso en cualquier computadora.

Esto trae una cantidad interminable de posibilidades desde impresoras, monitores, conexiones de portátiles (Laptops), teclados, mouses y otros dispositivos. Esta tecnología es capaz de transmitir información efectivamente hasta una distancia de 10 metros entre aparatos que utilicen transmisores "Bluetooth", debido que se emplea FHSS el "Hopping Pattern" de Bluetooth es de 1600 veces por segundo, lo cual asegura que la transmisión de datos sea altamente segura.

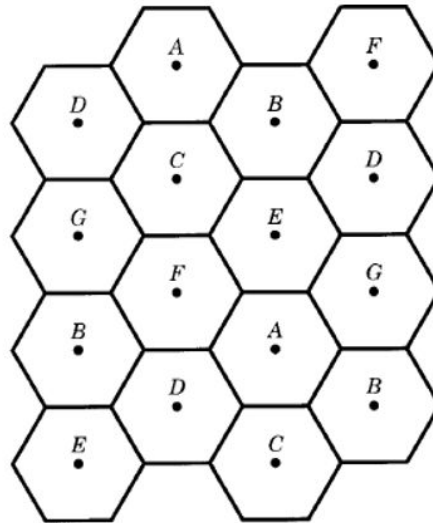
En cuanto a su implementación Bluetooth utiliza el término piconet. En donde un piconet es un grupo de 2 u 8 aparatos que utilizan "Bluetooth", estos aparatos que forman parte del piconet comparten el mismo rango que es utilizado por un "Hopping Sequence", a su vez cada piconet contiene un aparato principal ("master") que es el encargado de coordinar el "Hopping Pattern" del piconet para que los demás aparatos ("slaves") sean capaces de recibir información.

En el caso de DSSS se lo puede encontrar en implementaciones como lo fue el estándar de WIFI 802.11b la cual se basa en la implementación de esta técnica y utilizando la banda ISM situada en los 2.4Ghz a 2.4835Ghz, en donde disponía de hasta 14 canales para el Spreading, aunque según el país en donde se implementara esta cantidad de canales puede variar. Con respecto al ancho de banda, y que estaría asociado con la ganancia de procesamiento, utiliza en cada canal 22Mhz abarcando desde los 2.401 a 2.483 Ghz y habiendo una separación entre portadoras o canales de 5 Mhz. Con respecto al rendimiento o throughput este estándar contaba con la posibilidad, en algunas tarjetas, de operar a 11 Mbit/s, pero también pudiéndose reducir a 5.5, luego a 2, luego a 1 Mbit / s (también conocido como Selección de velocidad adaptativa) para disminuir la tasa de retransmisiones que resultan de errores.





Otras de las grandes aplicaciones de esta tecnología, se produce en los estándares de telefonía celular (IS-95) alrededor de los años 90. Esta tecnología surge de la mano de los móviles de segunda generación como resultado de los distintos avances a lo largo del tiempo en materia de comunicaciones inalámbricas mediante la utilización por células. ¿Por qué células? Porque las áreas de cobertura, se dividen en pequeñas porciones con formas similares a las de un panal de abejas, de manera tal, de no dejar regiones sin cobertura alguna. En cada una de ellas es posible la reutilización del recurso disponible, lo que representa una gran ventaja respecto a los sistemas inalámbricos basados en radios convencionales, donde existía una única región de cobertura y se disponía de un único recurso no reutilizable. Además, los usuarios o móviles más alejados de la estación transmisora, no tenían las mismas prestaciones que aquellos que estaban relativamente cerca, por lo que existía una gran necesidad de transmitir con mayor cantidad de potencia para lograr abarcar usuarios en ubicaciones cada vez más lejanas.



Este concepto asociado a sistemas celulares fue desarrollado por Laboratorios Bell alrededor de los 70. Una vez que se hizo presente en 1946 las primeras conexiones de radiotelefonía a la red telefónica pública conmutada (PSTN). En donde La red telefónica pública conmutada (PSTN) es el conjunto de las redes telefónicas conmutadas de circuitos del mundo que son operadas por operadores de telefonía nacional, regional o local, que proporcionan infraestructura y servicios para las telecomunicaciones públicas. La PSTN consta de líneas telefónicas, cables de fibra óptica, enlaces de transmisión de microondas, redes celulares, satélites de comunicaciones y cables telefónicos submarinos, todos interconectados por centros de conmutación, lo que permite que la mayoría de los teléfonos se comuniquen entre sí. Originalmente una red de sistemas telefónicos analógicos de línea fija, la PSTN ahora es casi completamente digital en su red principal e incluye redes móviles y otras, así como teléfonos fijos.

En este contexto, resultaba muy interesante interconectar las redes celulares a la red telefónica pública conmutada utilizando el nuevo concepto desarrollado por Bell. Por lo tanto comenzaron a aplicar aquellos métodos de acceso tradicionales como FDMA a cada una de las celdas denominando a la tecnología como AMPS (Sistema Avanzado de Telefonía Móvil). Luego, la evolución tecnológica llevó a implementar el Sistema Global de Comunicaciones Móviles (GSM). El método elegido por GSM es una combinación de acceso múltiple por división de tiempo y frecuencia (TDMA / FDMA). La parte FDMA implica la división por frecuencia del ancho de banda (máximo) de 25 MHz en 124 frecuencias portadoras espaciadas a 200 kHz, en la cual se asignan una o más frecuencias portadoras a cada estación base. A continuación, cada una de estas frecuencias portadoras se divide en el tiempo, utilizando un esquema TDMA. La unidad fundamental de tiempo en este esquema TDMA se denomina período de ráfaga y dura 15/26 ms (o aproximadamente 0,577ms). Ocho periodos de ráfaga se agrupan en una trama TDMA (120/26 ms, o aproximadamente 4,615 ms), que forman la unidad básica para la definición de canales lógicos. Un canal físico es un período de ráfaga por trama TDMA.

Luego en la década de los 90 es que surgen la IS-54, y su sucesor IS-95 (CDMA) y el IS-136 (TDMA).

La norma IS-95 especifica un sistema de telefonía inalámbrica que utiliza Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) como técnica de acceso múltiple. Fue diseñada para trabajar en la misma región espectral que el sistema AMPS, donde las comunicaciones full duplex se

lograban mediante un duplexado en frecuencia (FDD), es decir, se necesitaban dos frecuencias para una comunicación, una de subida y otra de bajada. Las bandas de frecuencias en AMPS y por lo tanto en IS-95 fueron de 25 Mhz ubicado entre los 869 a 894 Mhz para la transmisión desde la estación base al móvil (canal Forward) y en la comunicación de la estación móvil hacia la base (canal Reverse) se utilizó nuevamente 25Mhz pero situados en la banda de los 824 a 849 Mhz. La estrategia básica de IS-95 consistía en introducir en cada ancho de banda de 25 Mhz comunicaciones de modo dual (AMPS y CDMA) al mismo tiempo pero utilizando solo 1,25 Mhz, lo que generaría 20 subbandas dentro del mismo ancho de banda.

Las características básicas de forma de onda, codificación y supresión de interferencia de estos sistemas son:

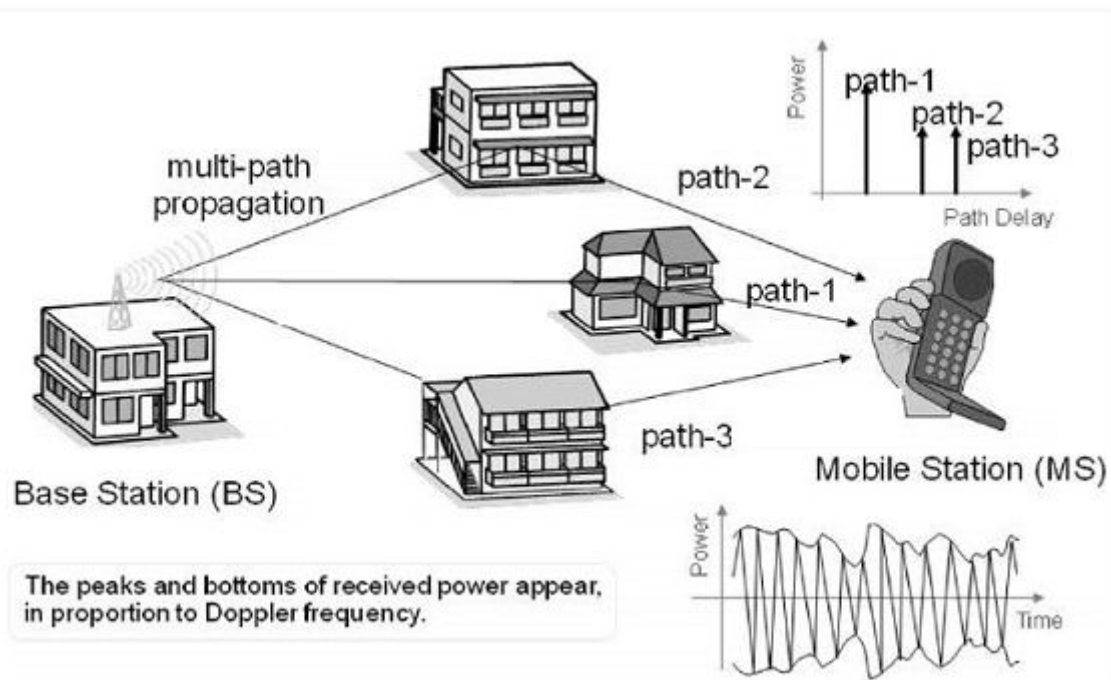
→ Cada canal se extiende a lo largo de un ancho de banda aproximadamente de 1,25 Mhz y se aplica filtrado para su contención espectral.

→ Implementa una tasa de chip del código PN a 1.2288Mchip/s, teniendo una tasa nominal de datos conocida como Rate Set 1 (RS1) a 9.6Kbit/s, por lo que la ganancia de procesamiento que se obtiene es de $G_p = R_{ch}/R = 1.2288\text{Mchip}/9.6\text{Kbit} = 128$. También existe una extensión a IS-95 en donde se utiliza una Rate Set 2 a 14.4Kbit/s y una G_p aproximada de 85, siendo menor a la inicial.

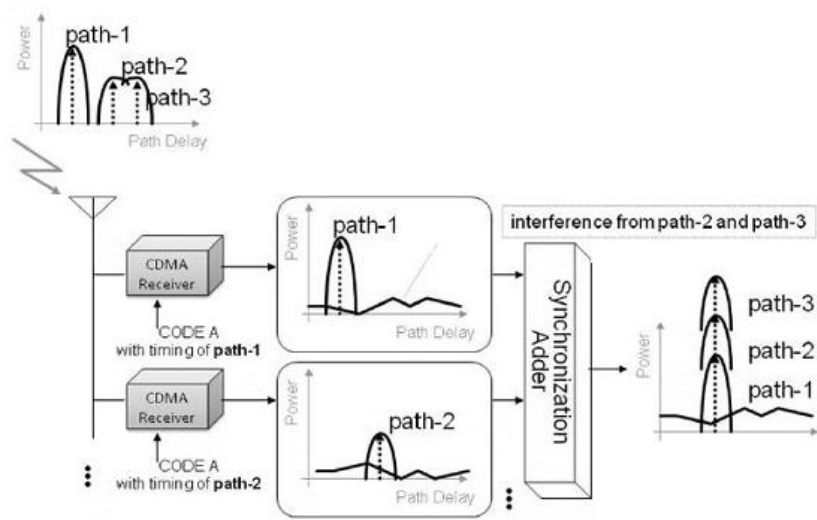
→ Para la modulación se implementó QPSK con pulso formador de onda rectangular. De esta forma, el modulador trabaja con una tasa de símbolo $R_s = R_{ch}/2$. La modulación genera una ocupación espectral en banda de paso de $W_{ss} = 2 \cdot R_s = 1,2288 \text{ Mhz}$ aproximadamente, que junto con las bandas de guarda se alcanzan los 1.25Mhz dispuestos para cada subbanda. La implementación de los moduladores QPSK se realiza mediante dos moduladores BPSK en fase y cuadratura a la mitad de la tasa y la mitad de potencia, lo que permite mantener la misma performance que un esquema de señales antipodales de la forma BPSK.

→ Se utiliza la codificación convolucional con decodificadores de viterbi, incorporando a su vez, intercaladores con un lapso de 20ms.

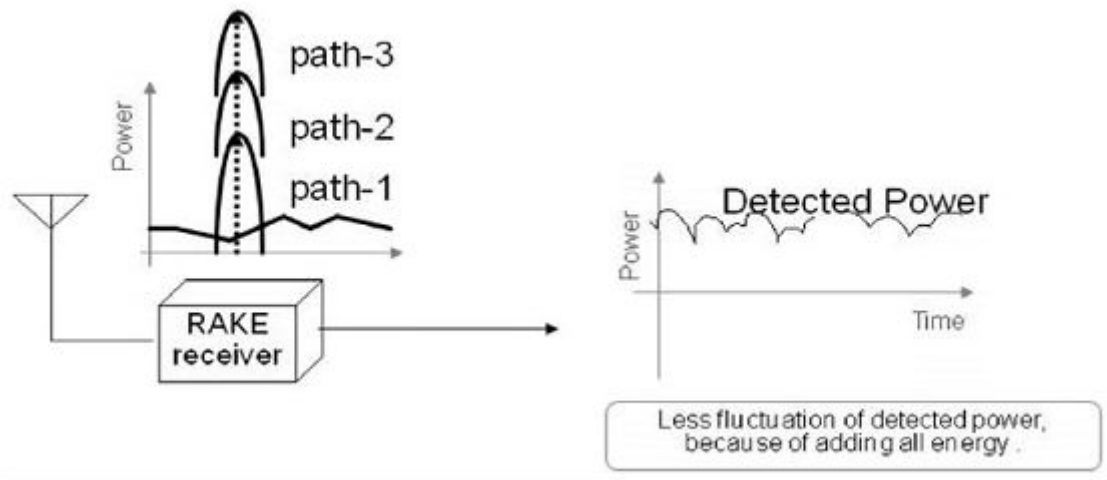
→ La diversidad de caminos se aprovecha mediante un receptor Rake y la diversidad espacial se implementa con dos antenas de recepción por sector celular. Este sistema está diseñado para paliar los efectos de la dispersión multicamino en un enlace de comunicaciones móviles.



Lo consigue con varios sub-receptores levemente retrasados para sincronizar las componentes individuales de la trayectoria multicamino. Cada componente se decodifica de forma independiente, pero en una última etapa del receptor se suman constructivamente con objeto de sacar el máximo provecho de cada camino. Esto es posible gracias a que los sistemas CDMA usan una señal de chip de alta velocidad para la expansión del espectro, lo que genera una alta resolución temporal. Esta característica permite discriminar cada señal multicamino de cada trayectoria como señales distintas. El receptor RAKE evita la degradación de la señal mediante la suma de todas las señales.



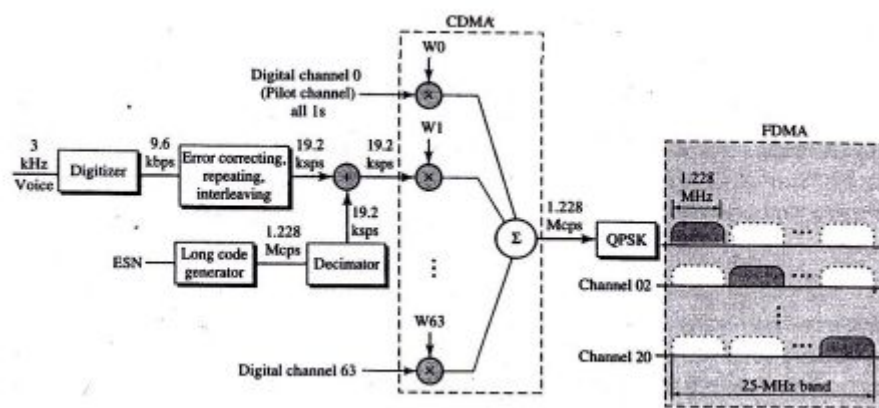
La energía de cada multicamino es aprovechada al realizar un ajuste de fase y retardo de cada demodulador CDMA acoplado a las distintas señales, lo que reduce las pérdidas de señal recibida debido al desvanecimiento por multitrayecto.



→ A cada dispositivo móvil dentro del sistema celular se le aplica un mecanismo de control de potencia transmitida en función de la distancia a la estación base. Esto permite que a la entrada de la antena receptora, las múltiples señales de los usuarios, generen entre ellas la menor cantidad posible de interferencia.

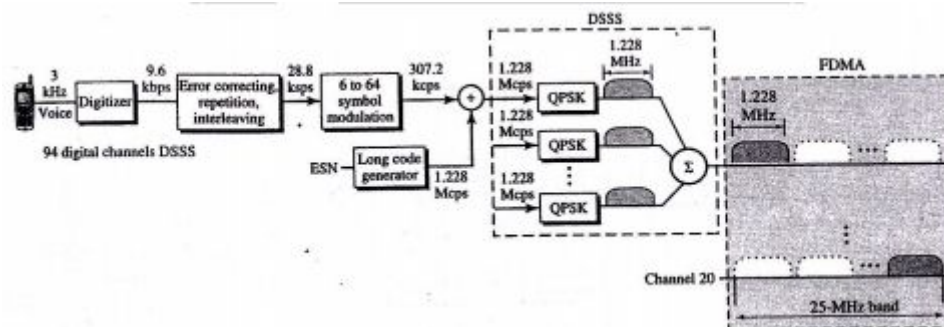
Los dos enlaces (Forward y Reverse) tienen diferentes canales, esto implica que la estación base arma un conjunto de señales. El enlace de avance o comúnmente conocido como Forward tiene incorporado los canales:

- Piloto
- Sincronización (SYNC)
- Paginación
- Tráfico



El enlace inverso o comúnmente conocido como reverse comprende los siguientes canales:

- Acceso
- Tráfico



Enlace de avance o Forward

El enlace forward es la comunicación desde la estación base (BS) hacia los dispositivos móviles en el rango de frecuencias definido por la norma IS-95 entre 869 - 894 Mhz, en donde estos 25 Mhz son divididos a 1,25 Mhz proporcionando por celda la posibilidad de utilizar 20 canales de RF diferentes. Cada uno de ellos, contiene un múltiplex de 64 señales transmitidas por la estación base (Canales para CDMA) con los cuales la BS brinda servicio de telefonía móvil. El primer canal CDMA es el canal piloto, que proporciona sincronismo y referencia de fase a los móviles para que puedan realizar detección coherente. Esto se debe a que al estar la estación base emplazada en un lugar fijo, cada móvil independientemente de la ubicación espacial dentro de la celda podrá sincronizarse con la estación. La sincronización es respecto a la señal recibida $r(t)$ que dentro del paquete de señales mutuamente ortogonales transmitidas por la estación base corresponde a la señal piloto. Esta señal resulta ser una secuencia de ceros, transmitida de forma continua por la BS mediante la utilización de uno de los códigos ortogonales Walsh (Walsh 0), dentro del set de 64 señales distintas. Este código al igual que los datos transmitidos, no aportan para nada información sobre las características del sistema y permiten que sea transparente la presencia del código corto. Ambos códigos, corto y walsh 0 tienen una tasa de 1,2288 Mchips/seg que es la tasa que permite el Spreading, además este canal permite a la estación móvil realizar mediciones de SNR para hacer una selección por cuál estación cree que le puede llegar a brindar un mejor servicio.

El canal de sincronismo de CDMA a diferencia del canal piloto, si transporta información a los móviles acerca de todos los parámetros del sistema como puede ser la hora del sistema, estado del código largo y demás. Esta información es transmitida a 1,2 kbps. A nivel de bits este canal está organizado en supertramas de sincronismo, donde cada una contiene 96 bits y tres canales de sincronismo de 26,67 mseg que se repiten cada 80 mseg. El móvil una vez sincronizado con el canal piloto, puede aplicar sobre la señal recibida, el código corto correspondiente a la estación base y el Walsh 32 sobre el cual está la información, de manera tal de lograr leer los mensajes enviados por BS.

Otra de las categorías de canales son los denominados Paging, los cuales pueden utilizar el código Walsh del 1 al 7, transmitiendo información a 4.8 o 9.6 KHz en donde se notifica a la estación móvil sobre la solicitud de una llamada entrante o la respuesta a solicitudes de tráfico. A pesar de haber 7 canales de este tipo, el usuario escucha sobre uno solo de estos. Con respecto a la última categoría y que está asociada al tráfico, estos pueden encontrarse entre los códigos walsh del 8 al 31 y del 32 al 63, siempre y cuando la estación base utilice 7 canales de paging, dado el caso de que utilice menos, estos canales libres se utilizaran

para tráfico. Las velocidades de transmisión sobre estos canales puede ir entre los 1.2, 2.4, 4.8 y 9.6 Kbps. Además cada uno de estos canales está encriptado por un código largo PN diezmado y que transporta el código corto con información del sector como última capa asociada a los códigos aplicados. Una vez planteados todos los posibles canales es que se concluye en que la cantidad de canales para tráfico puede variar entre 55 a 61 canales (64 canales totales - (Canal Piloto + Canal de Sincronismo + Canal de Paging (1 a 7))= Canales de Tráfico).

La estructura general de los canales de tráfico se muestra en la siguiente figura:

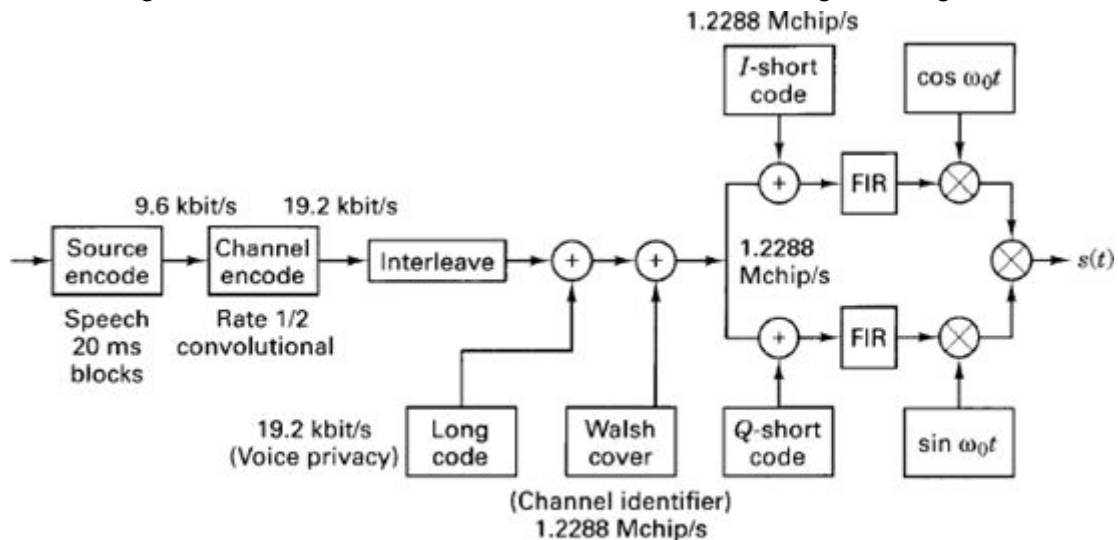
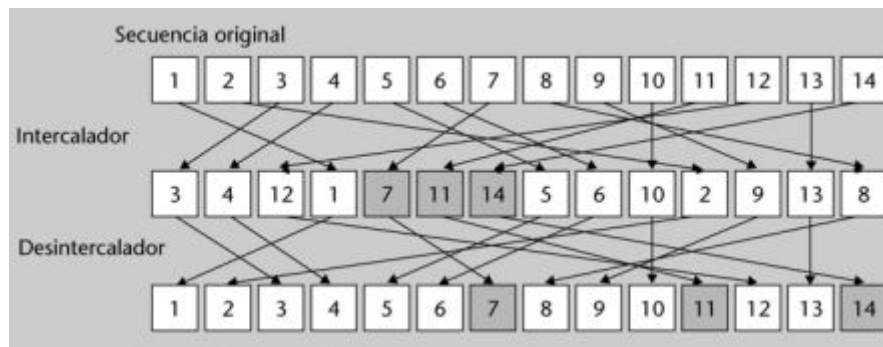


Figure 12.40 CDMA forward-traffic channel with full-rate speech.

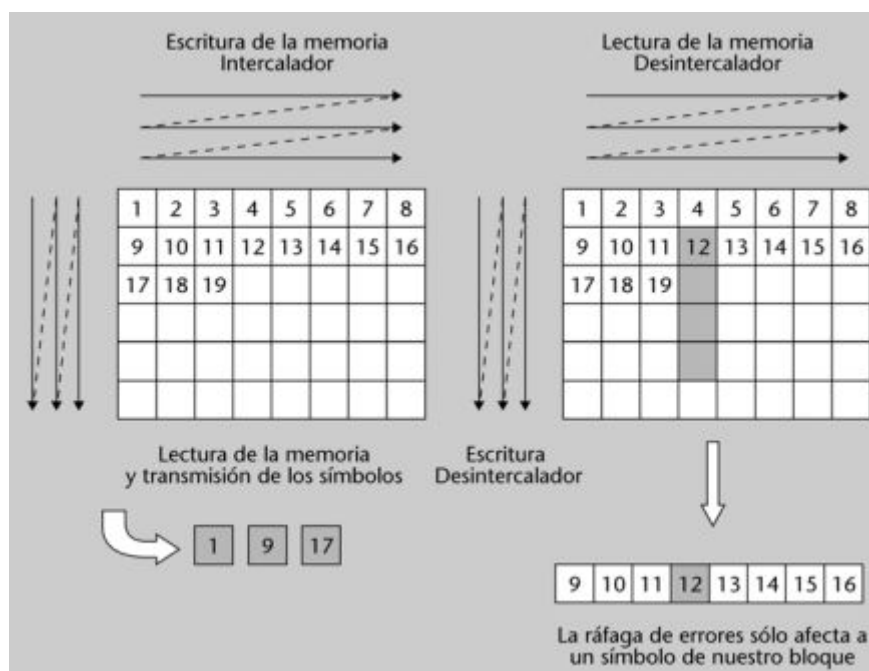
La información digital que resulta de la adquisición de la voz, se logra mediante la aplicación de un codificador predictivo lineal que es un vocoder donde la envolvente espectral de la señal de información es estimada mediante un filtro IIR todo polos. Lo importante de esta aplicación, es que se logra reducir la tasa de información para representar con calidad la voz humana. Se sabe que la voz tiene un rango espectral hasta los 20 KHz. Sin embargo, en las primeras tecnologías asociadas a las comunicaciones telefónicas, se planteó que con solo 4 KHz como máximo, la voz ya era entendible. No había lugar a distinguir con detalles quién estaba hablando pero se entendía el mensaje. En estas tecnologías, se muestreaba la señal filtrada de 4 KHz cumpliendo con el teorema del muestreo a 8 KHz y se cuantizaba con 8 bits/Muestra, lo que entregaba una tasa de información de 64 Kbps. Como resultado de utilizar tecnologías de codificación de voz, para IS-95 la voz se digitaliza en primer lugar para obtener aproximadamente 8 Kbits/s de voz digital en bruto. Se añaden los bits de detección de errores, con lo que la tasa digital alcanza los 9,6 Kbits/s. Luego, se arman tramas de 20 mseg a la tasa de 9,6 Kbits/seg, obteniendo $9,6 \frac{\text{Kbits}}{\text{seg}} \cdot 20 \text{mseg} = 192 \text{ bit por trama}$. El siguiente proceso aplica codificación convolucional con una relación $\frac{1}{2}$ y con una cantidad de registros de desplazamientos $K=9$, por lo que un bit afectará a los $K-1$ posteriores para la generación de las codeword. Estas últimas están conformadas por dos bits, debido a la relación antes comentada, generando una duplicación de la tasa de información inicial a 19,2 Kbits/seg. Se puede observar como posterior al codificador convolucional se encuentra el "interleave" esta etapa trabaja para el codificador ya que su tarea es "mezclar" las codeword generadas por el codificador para que en el canal, en donde suelen ocurrir ruidos por rafaga, no se afecten una sucesión continua de bits de

codewords superando las capacidades del decodificador de corrección de errores. Al transmitir de forma desordenada a cada una de las codewords generadas por el codificador, la rafaga de errores aportada por el canal, al realizar el proceso inverso del interleave queda distribuida y espaciada entre las diferentes codeword.



Esto permite al decodificador solucionar los errores que aporta el canal. Esto es fundamental para el decodificador, ya que por sí mismo no es capaz de solucionar errores por rafaga pero si errores aislados que es lo que genera el interleaving al mezclar las codeword transmitidas al canal y luego reordenarlas a su forma original en la recepción.

¿Cómo se implementa? Se trata de una memoria organizada en forma de matriz (array) en la que la secuencia de símbolos de entrada se escribe fila a fila, tal y como se indica en la figura. Una vez que todo el bloque de memoria ha sido escrito se realiza la lectura y se transmiten los símbolos en el sentido de las columnas. En el receptor, los símbolos recibidos se escriben en la memoria columna a columna. Por lo tanto, si se ha producido una rafaga de errores durante la transmisión de los datos, todos los símbolos erróneos estarán en la misma columna (o en columnas adyacentes). La lectura de la memoria se realiza ahora por filas, de manera que la rafaga de errores que afectaba a varios símbolos ahora solo afecta a un número reducido de símbolos, por lo que podrán ser corregidos por códigos no excesivamente complejos.



La velocidad binaria del sistema a 19,2 Kbps permanece inalterada durante este procedimiento, pero se introduce un retardo, ya que implica un determinado tiempo completar la matriz para poder extraer las tramas mezcladas.

A partir de este punto, los siguientes pasos involucran la aplicación de diferentes códigos a la secuencia de datos mezclada, con finalidad de garantizar privacidad, canalización e identificación de la estación base en cuestión. Cada vez que se introduce un código, puede pensarse que se incorpora una nueva barrera o puerta que separa un mensaje específico de otro por una razón particular. El primero de ellos es el **código largo** utilizado para dar privacidad, en el caso del uso comercial es el código que implementan las prestadoras como es el caso nacional de Personal, Movistar y Claro. Este código es generado en la BS con 42 registros de desplazamientos para entregar una secuencia de chips de longitud máxima ($2^{42}-1$) a una tasa de 1,2288 Mchips/seg. Sin embargo, este código no realiza spreading sobre la señal de información, se aplica diezmado para que coincidan las tasas y de esa manera en una trama de 20 ms existan la misma cantidad de bits de código largo que bits de información. Entonces mediante una operación de suma módulo 2 entre ambas secuencias, se logra una encriptación de la información. Para que el código largo pueda tener una tasa de 19,2 Kchips/seg tiene que ser diezmado mediante 64 chips ($1.2288\text{Mchips/seg} / 64 = 19.2\text{Kchips/seg}$ o Kbits/seg). El siguiente código utilizado es el **Walsh**, el cual se encarga de realizar el spreading sobre la señal encriptada y generar la canalización. Estos códigos son construidos matemáticamente mediante la matriz de Hadamard, permitiendo crear 2^k códigos mutuamente ortogonales uno a otro de 2^k elementos cada uno. Todos los códigos pueden ser visualizados en las diferentes filas de una matriz de $2^k \times 2^k$ donde “k” para IS-95 es 6.

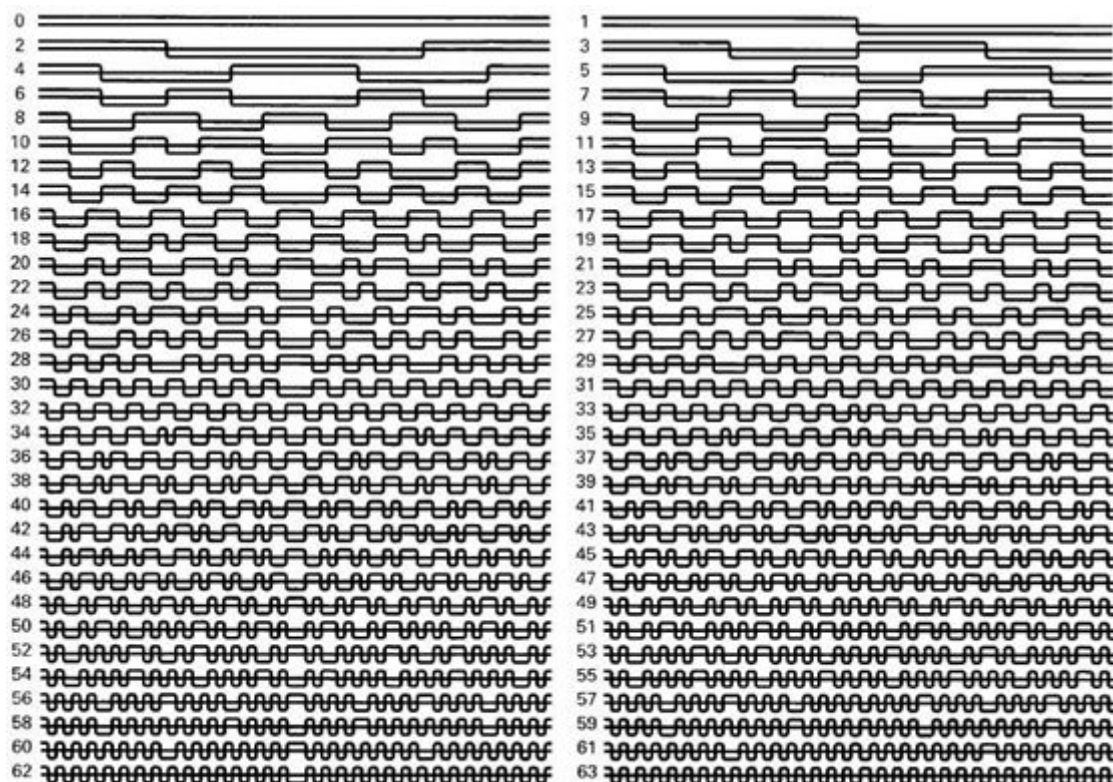
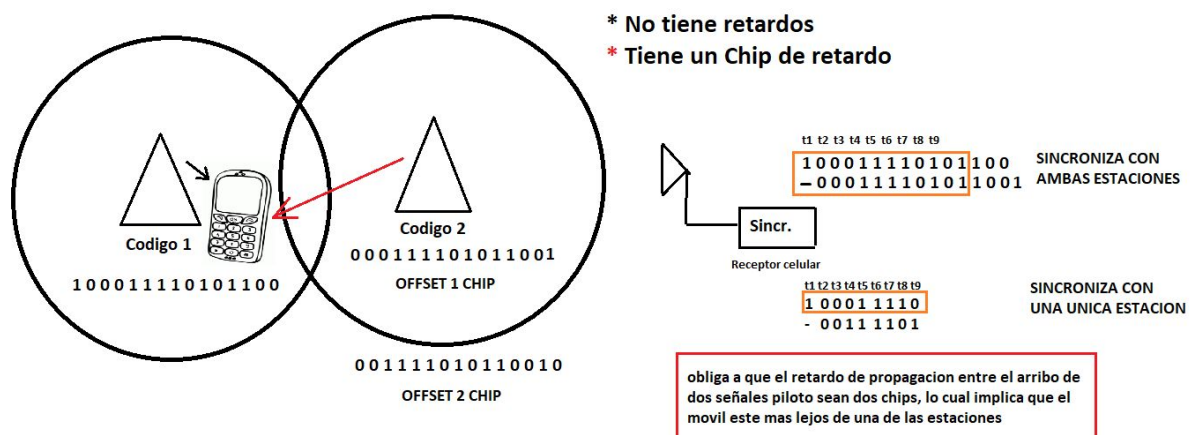


Figure 12.41 The set of 64 Walsh waveforms.

Al aplicarse cada código Walsh a una tasa de 1,2288 Mchips/seg, por cada bit de información encriptado se hacen presente 64 chips del código, lo cual indica que todo el

código está presente en un bit de información. Esta condición es necesaria para que los códigos sean útiles en la canalización y permitan obtener una correlación cruzada prácticamente nula permitiendo que una estación base atienda a más de una llamada en simultáneo. A menos que el receptor aplique la forma de onda correcta para acceder al canal de un usuario, la salida es cero. Aplicando la forma de onda correcta se obtiene un valor distinto de cero.

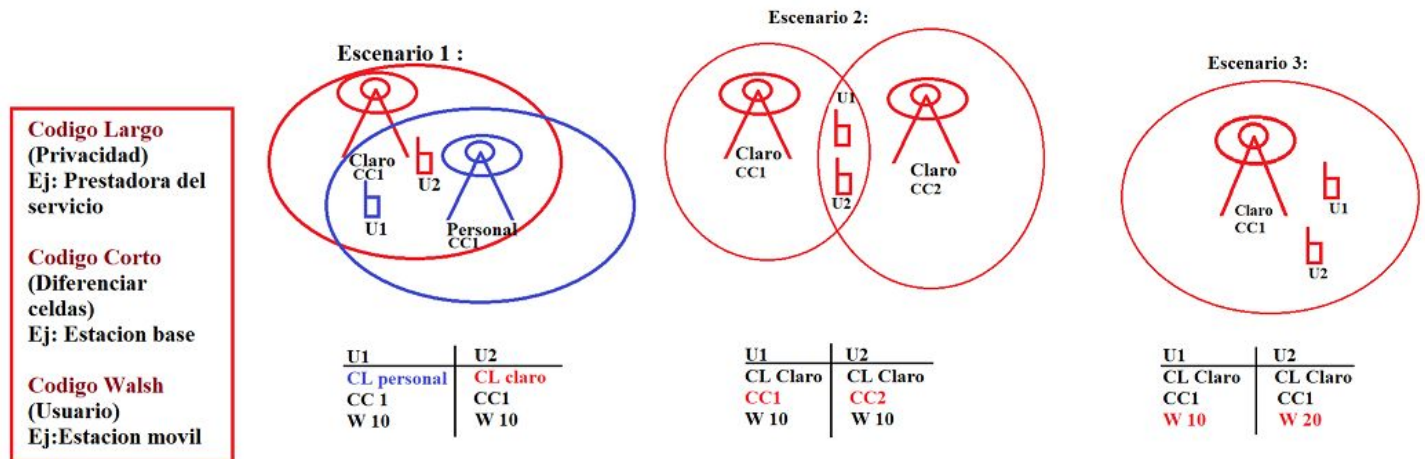
Como último paso de implementación de códigos, está el **código corto** este se denomina así ya que se compone de 15 registros de desplazamiento, por lo que se repite cada $2^{15}-1$ chips, teniendo un periodo de 26.67ms, esto se debe a que se utiliza una tasa de 1.2288Mchip/s, obteniendo $((2^{15}-1)[\text{chips/periodo}] / 1.2288[\text{Mchip/s}]=26.67[\text{ms/periodo}])$. Su implementación es fundamental para que cada estación base pueda hacer uso de los 64 códigos de Walsh sin generar interferencias entre estaciones aledañas, por lo que también permite hacer una numeración de la cantidad de estaciones bases y una encriptación para con esa estación. ¿Cuántas estaciones pueden identificarse con este código? 512. Esto se debe a que cada dirección es designada mediante un desplazamiento de 64 chips del mismo código. Se toma como criterio un valor de 64 chips porque implica indirectamente una distancia recorrida por la señal piloto desde la estación base hacia un móvil en la cual se garantiza que un móvil no se sincronizará con dos estaciones bases, esto se debe a las atenuaciones que presentan las señales al recorrer distancias muy grandes. Para que una señal se retarde 64 chips ($\frac{1}{1.2288 \text{ Mchips/seg}} * 64 = 52,08 \text{ seg}$) desde el transmisor (BS) hacia un móvil, es necesario que recorra a la velocidad de la luz ($3*10^8 \text{ m/s}$) una distancia de 15,62 Km. En estas condiciones, la atenuación por espacio libre modifica los niveles de señal a la entrada del receptor y la hace imperceptible. Si esto no fuera así y no se considerara este offset, podría suceder que un usuario ubicado en una cierta posición, se sincronice con 2 estaciones bases diferentes pero al cual le llegan idénticos los códigos cortos culpa del retardo de propagación y encontrarse en el rango de alcance de ambas.



Ya presentados los 3 códigos, se puede realizar un resumen del sentido que lleva a implementarlos:

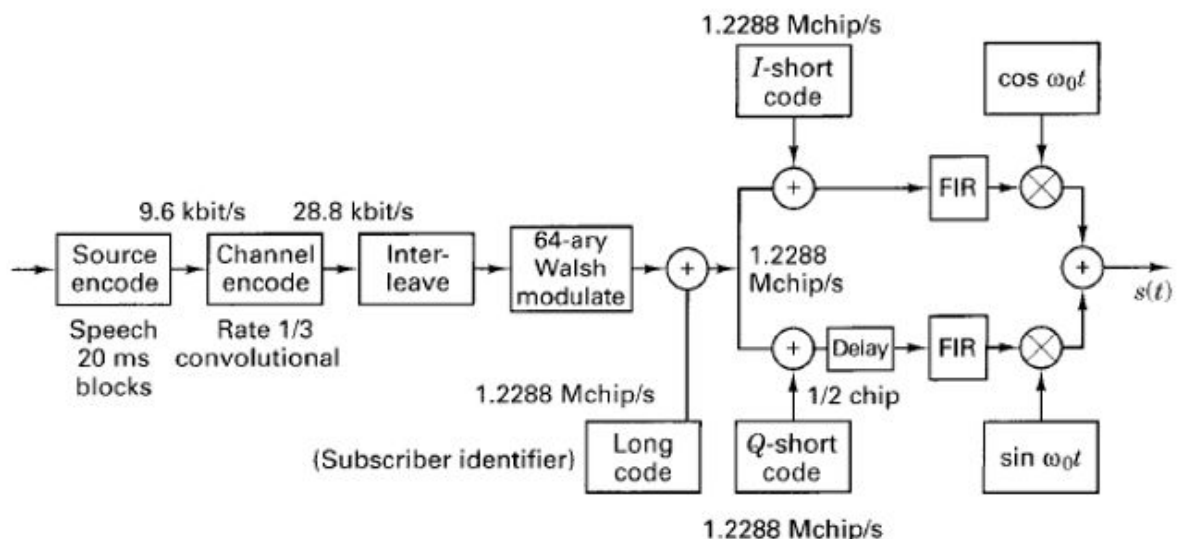
Si se considera el caso de 2 usuarios, estos pueden estar recibiendo igual código corto y tener igual código Walsh asignado pero no interrumpirse ya que su prestador de servicio y por lo tanto el código largo, para ambos usuarios es diferente. Pero si se plantea el caso de 2 usuarios de igual prestadora (código largo) con igual código Walsh asignados pero que están siendo atendidos por distintas estaciones bases por lo tanto tienen distintos códigos

cortos. Como última situación, puede darse 2 usuarios con igual prestadora (código largo) e igual estación base (código corto) entonces en esta situación tendrán diferente código Walsh.



Enlace Reverse

El enlace reverse es la comunicación desde la estación móvil (MS) hacia la estación base (BS) en el rango de frecuencias comprendida por la norma IS-95 en 824 a 849 Mhz. Al igual que en el enlace forward este rango de frecuencias se subdivide en porciones espectrales de 1,25 Mhz para dar origen a 20 canales FDMA a través de los cuales los móviles pueden comunicarse con la estación base. Estos canales desde el punto de vista del enlace reverse son utilizados con dos finalidades: Acceso y tráfico. En el primer caso, se utiliza cuando todavía no se ha asignado para un canal de tráfico al móvil. En este contexto, la MS solicita mediante este canal el inicio de una llamada, acceso a la red y además brinda respuesta a los diferentes comandos enviados por el canal de paging del enlace forward. El otro tipo de canal, es decir, el de tráfico, se utiliza para transferir información de una llamada en curso desde la MS hacia la BS.

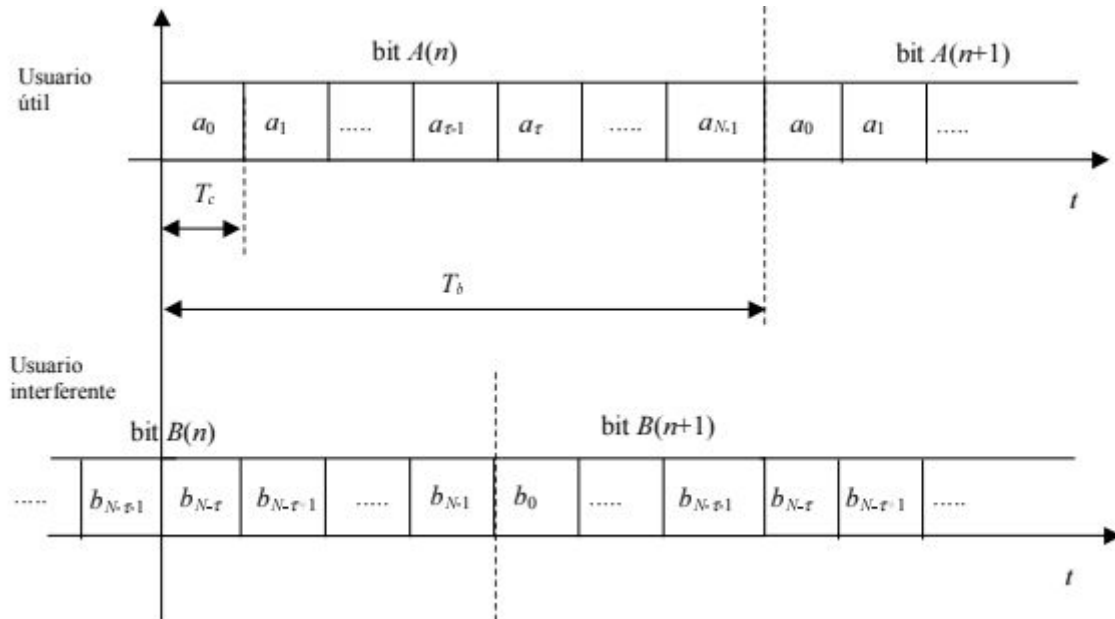


Debido a que el enlace reverse no tiene asociado una ubicación espacial estática y por lo tanto constante de la estación móvil respecto a la base, no se puede trabajar con sistemas de detección coherente. Porque cada móvil que quisiera comunicarse con la estación base debería transmitir una señal piloto que permitiera a la BS obtener referencia de fase para cada usuario y demodular coherentemente, sin embargo, resulta prácticamente imposible, ya que la BS debería ajustarse a múltiples referencias de fase distintas al mismo tiempo. De esta forma, en el enlace reverse se prefiere obtener los datos de la MS mediante una detección no coherente. La implementación de este tipo de detección en la BS para recuperar los datos de los usuarios, cuya performance es más baja que la detección coherente y teniendo en cuenta que la potencia de los móviles utilizada por la transmisión es mucho menor al implementado en el forward, obliga a los móviles a aplicar un sistema combinado de codificación e interleave más robustos frente al ruido. Es por esta razón que para el enlace reverse, cómo es menos robusto, el codificador aumenta la razón con la que trabaja pasando a ser 1/3, por lo tanto se obtiene a su salida una tasa de bit 28,8 Kbps suponiendo a la entrada una tasa de información de 9,6 Kbps.

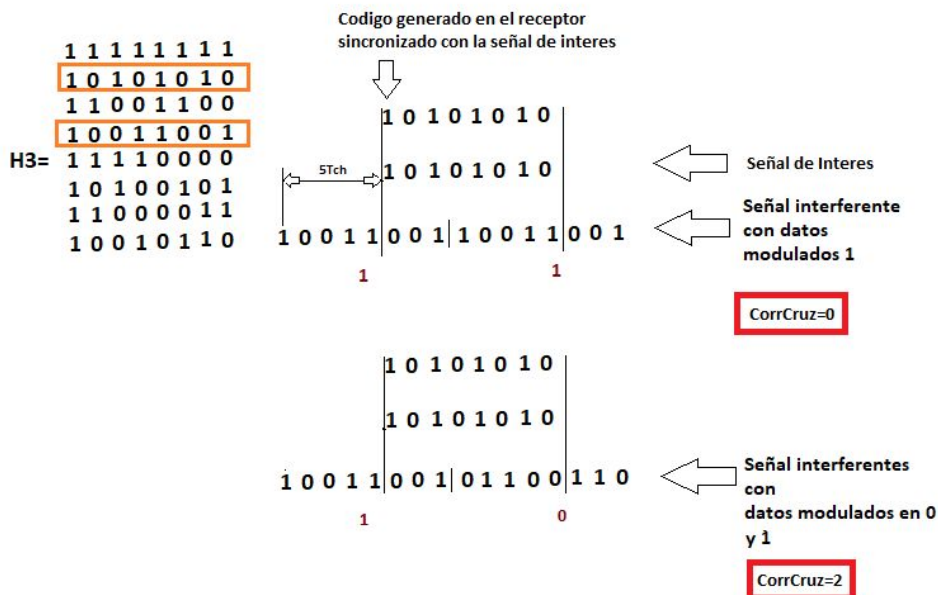
El siguiente proceso que atraviesa la información implementa los mismos 3 códigos que en el enlace forward pero organizados y con fines distintos, es por esto que luego de la etapa de codificación se implementa un modulador digital de 64 formas de onda obtenidas a partir de la matriz de Hadamard. Por cada combinación de 6 bits codificados a la entrada (dos bits de datos), dicho proceso entrega una waveform con características muy similares a una de las 64 formas de onda Walsh mutuamente ortogonales. ¿Por que similar y no igual? Porque los códigos Walsh están generándose a una tasa de 1,2288 Mchips/seg, lo que genera que por cada mensaje digital (6 bits codificados) presente a la entrada del modulador, la forma de onda Walsh se repita cuatro veces. Las waveform entregadas por el modulador están conformadas por la repetición de 4 formas de onda walsh de la matriz original diagramada por hadamard. Cada chip walsh tiene una duración temporal de $\frac{1}{1,2288 \text{ MChips/seg}}$, por lo tanto la duración de una forma de onda walsh será: $T_{walsh} = \frac{1}{1,2288 \text{ MChips/seg}} * 64 = 52,08 \mu\text{seg}$, y la tasa de símbolo del modulador digital es: $R_s = R_b/6 = 4800 \text{ Símbolos/seg}$ obteniendo que $T_s = 0,208 \mu\text{seg}$. Evidentemente la forma de onda Walsh dura menos que una waveform, por lo que la cantidad de repeticiones de dicha forma de onda para abarcar toda la duración de un símbolo es: $T_s/T_{walsh} = 4$. ¿Cuánto es la ocupación espectral de las formas de onda generadas por el modulador? Como los códigos Walsh se están generando a la tasa de spreading, los cambios más rápidos de los pulsos que conforman la forma de onda estarán en función de dicho parámetro, entonces existe una expansión espectral, pero no es considerada spreading. Porque para que sea considerado spreading es necesario que los códigos que generan dicho proceso sean independientes de los datos y en este caso quedan atados al proceso de modulación digital. Si los códigos Walsh no hacen spreading ¿Qué función cumplen? Como se comentó anteriormente, heredarles a la canalización, características de correlación cruzada nula, es decir, características de ortogonalidad, ya que el enlace reverse utiliza como canalización el código PN de 42 registros de desplazamientos a una tasa de 1,2288 Mchips/seg definido como *código largo*, donde cada móvil tomará una versión desplazada en el tiempo del mismo para canalizar.

Esta característica es fundamental, porque los códigos Walsh no pueden ser utilizados para canalizar como sí sucede en el enlace forward, debido a que por razones de correlación aperiódica estos no son útiles para el enlace ascendente. En el enlace reverse las señales

que se hacen presentes en el receptor de la estación base contienen diferentes desfases entre ellas culpa del retardo de propagación o multicaminos, sumado a los efectos que proporcionan los datos a cada una de las secuencias pueden generarse interferencias muy altas. La siguiente imagen ilustra como una BS sincronizada con un código de un móvil puede ser interferida por otras señales de otros usuarios.



En la imagen presentada anteriormente, la estación base está esperando de forma sincronizada la secuencia de código asociada a los datos $A(n)$, sin embargo, los mismos llegan algunos instantes " T_{ch} " posteriores a otra secuencia $B(n)$ de datos de otra (MS) estación móvil. Cuando la estación base empieza a realizar el proceso de despreading y aplica filtros acoplados para posteriormente tomar la decisión con las muestras adquiridas $Z(T_s)$, se encuentra que durante la mitad de NT_{ch} arriba una nueva señal interferente, correspondiente al móvil que transmitía $B(n)$, denominando a esta señal $B(n+1)$. Esta señal interfiere, al igual que la primera, algunos intervalos de tiempo múltiplos de T_{ch} a la señal útil, pero el efecto destructivo se encuentra en los datos que modulan los códigos de los usuarios interferentes. ¿Qué ocurriría si dichos datos binarios ($B(n)$ y $B(n+1)$) son secuencias de unos? La señal interferente se vería dentro del tiempo de NT_{ch} como la versión desplazada de forma periódica del código original de dicho usuario. Si la secuencia de datos binarios son ceros, generarían una versión desplazada de la secuencia de código conjugada a la original pero para estos dos casos no tienen ningún problema para la BS. Si son combinaciones de unos y ceros se generan verdaderos problemas, ya que se forman nuevas secuencias cuyas características de correlación cruzada son mucho mayores a las esperadas para códigos de este estilo. Esto afecta demasiado a los códigos Walsh, ya que ellos tienen características de correlación cruzada aperiódicas muy malas. Entonces para elegir un código para una determinada aplicación, además de analizar propiedades de autocorrelación y correlación cruzada, hay que tener en cuenta la correlación cruzada aperiódica. Este nuevo parámetro o criterio para selección hace que sea mejor para canalizar las secuencias m definidas como códigos PN.



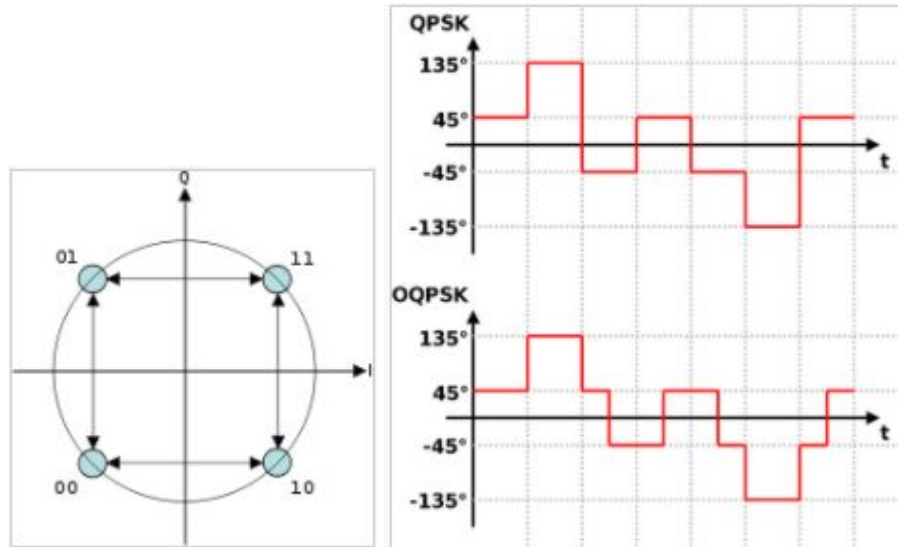
$$r(t) = a_1 g_2(t + 5Tch) + a_2 g_2(t - 3Tch) + d_1 g_1(t)$$

$$Z(Ts) = \int_0^{NTch} d_1 g_1(t) g_1(t) dt + \int_0^{3Tch} a_2 g_2(t + 5Tch) g_1(t) dt + \int_{3Tch}^{NTch} a_2 g_2(t - 3Tch) g_1(t) dt$$

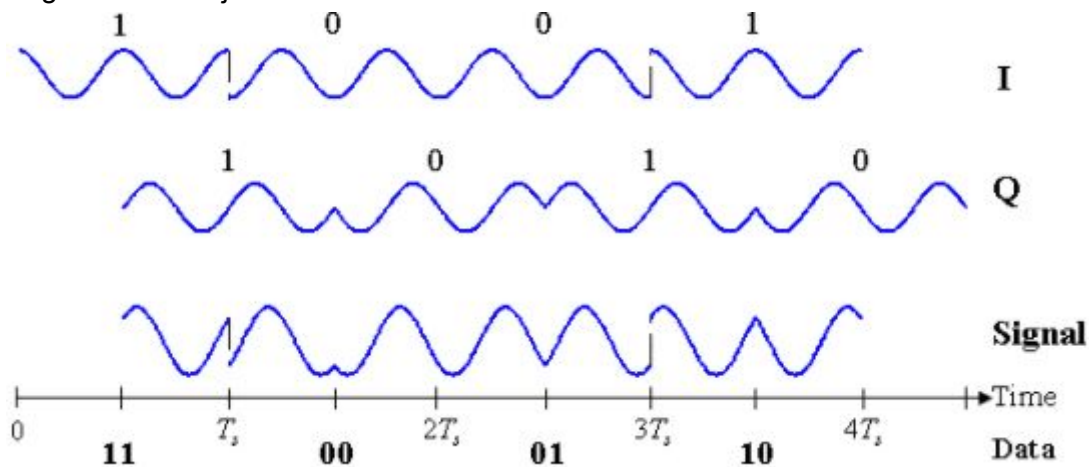
INTERFERENCIA

Además y como fundamental implementación, el código largo permite identificar de manera única a cada dispositivo vinculado a la estación base siempre y cuando exista una cantidad de chips considerable por información transmitida. Se sabe que las propiedades de los códigos pseudoaleatorios cambian si no se utilizan múltiplos de periodo de código por bit de información transmitido, y la ganancia de procesamiento ya no es igual a N . Pero incorporar 42 días de código a una tasa de 1,2288 Mchips/seg dentro de un bit de información es algo complicado, por lo tanto se asume el compromiso de empeorar las características de correlación cruzada y disminuir la ganancia de procesamiento incluyendo por trama alrededor de 25000 chips del código largo. Considerando una trama de 20 msec que contiene 192 bits de información de un móvil se incorporan alrededor de 24576 chips/trama, ya que por cada dos bit de información existen 256 chips de código. Con el fin de que la BS pueda distinguir a 2 usuarios, se realiza un offset o corrimiento de 64 chip sobre el código largo que utiliza cada usuario, esto permite que el retraso por propagación necesario sea de aproximadamente 15Km, lo cual suele exceder al área de cobertura de las estaciones bases y de caso contrario la señal será rechazada por los niveles de atenuación con la cual llegan. Como último código implementado se encuentra el **código corto** el cual es utilizado a una tasa de 1.2288Mchips/s y permite identificar a las celdas, en donde el enlace reverse y forward implementan este código con el mismo fin. Luego de la etapa de códigos se aplica un filtro FIR con la finalidad de acotar el ancho de banda a 1.25Mhz como la norma lo indica. Finalmente se genera una heterodinización con una portadora de modulación BPSK tanto en I (fase) como Q (cuadratura), en esta rama se debe de observar un detalle, que es

el agregado de un delay de medio T_{ch} (medio símbolo para el modulador BPSK), el que tiene la finalidad de que la forma de onda QPSK resultante no realice cambios abruptos de 180° en fase, sino que dada la situación haga un desfase progresivo de a 90° por chip. Este modo de implementación se conoce como QPSK compensado o OQPSK, la cual permite reducir las especificaciones de potencia para el amplificador de la estación móvil.



La representación en el eje del tiempo de una señal típica en OQPSK es mostrada en el diagrama de abajo.



Ya presentados los casos de los dos enlaces que se utilizan para la comunicación en IS-95, es que se plantea una tabla comparativa entre ambos enlaces para tener presentes sus distintas características.

	Forward	Reverse
Modulacion	BPSK	DBPSK * (Por delay)
Demod.	Rx movil coherente Sincronizado (+3dB)	Rx celda Diferencial No Sinc.
Codificacion	1/2 Gc baja	1/3 (mejor) Compensa los 3dB Gc alta
Uso de codigos		
Walsh	Canalizar	Modular
C.Largo	Privatizar	Canalizar
CCorto	Celdas	Celdas

Una vez detalladas las formas de acceso de los dispositivos móviles en los sistemas IS-95 surge la siguiente pregunta ¿Un sistema celular CDMA, permite más usuarios que los sistemas FDMA y TDMA? Para contestar a esta pregunta se debe ir a los orígenes de las comunicaciones celulares como aplicaciones comerciales. En donde en los Estados Unidos se comenzó con la implementación por el sistema de atribución de frecuencias AMPS, el cual se encontraba en el rango de los 869 a 894 Mhz para los enlaces forward y para los enlaces reverse se utilizó el rango de 824 a 849 Mhz. Se puede observar rápidamente que ambos rangos son los que ha heredado el sistema CDMA posteriormente. Con respecto a las características de AMPS, se utilizaba ya sea en enlace forward o reverse un ancho de banda de 30 KHz, por lo que el canal (considerando el par duplex subida - bajada) ocupaba 60 KHz, con una separación entre canales de 45 Mhz para evitar interferencias. Con respecto al rango total para alguno de los enlaces, como por ejemplo en enlace reverse, es que se ocupa un ancho de banda total de 25 Mhz pero por cuestiones de competencia se asignó 12.5 Mhz a una prestadora y 12.5 Mhz a otra, reduciendo a la mitad el ancho de banda disponible para asignar a usuarios. En el enlace forward ocurre exactamente lo mismo, ya que se manipula el mismo ancho de banda en otra región espectral y toda comunicación necesita un canal de subida y otro de bajada.

Cómo la técnica AMPS implementa el concepto de celdas celulares, tiene una gran interferencia en frecuencia entre celdas adyacentes, por lo que se se optó por hacer un fraccionamiento de los 12.5Mhz, en 7 subrangos iguales que hacen uso 7 celdas y/o antenas diferentes, esta división del rango total hizo una reducción a $12.5\text{Mhz}/7 = 1.78\text{Mhz}$ disponibles por celda. Entonces ya teniendo presentes el ancho de banda disponible total y el ancho de banda necesario por usuario (en uno de los enlaces) es que se llega a que la

cantidad máxima de usuarios asignables para AMPS es $1.78\text{Mhz}/30\text{Khz} = 57$ canales de usuarios, si no se consideran los 2-3 canales de control.

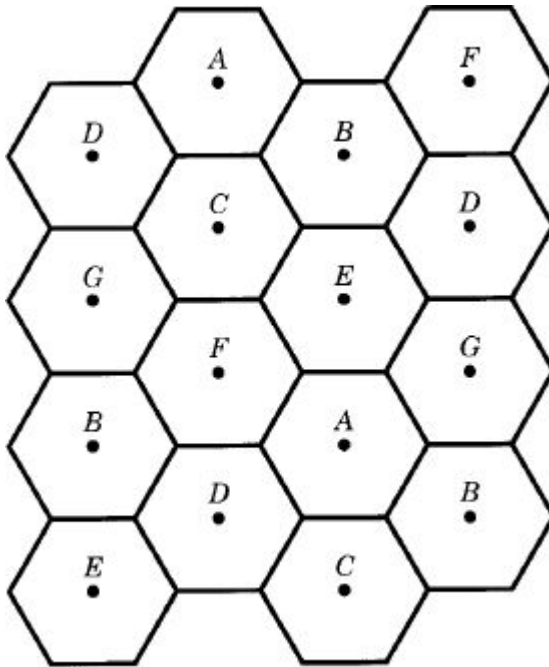


Figure 12.38 Seven-cell structure.

Luego se desarrollaría la norma IS-54 que utiliza el acceso múltiple TDMA, que funcionaría en el mismo rango que AMPS, por lo que cada canal ocupa 30Khz nuevamente. Gracias a los avances en codificación de la voz en ese entonces, se pudo obtener fidelidad en la voz a una tasa de datos de 8 kbits/s, aunque a efectos de cálculos se considera 10 kbit/s. Para realizar los cálculos es necesario plantear que la transmisión de datos es más rápida que la generación de información, ya que la velocidad asociada a un canal de 30 Khz puede pensarse como 30 Kbits/seg utilizando un pulso formador de onda Nyquits ideal. Al generar la información en 10 Kbits/seg se observa que existe tiempo ocioso para un usuario entre generación de bit a bit, por lo tanto en un tiempo de bit entran 3 usuarios T_b/T_c ó lo que es lo mismo $R_c/R_b=30\text{Khz}/10\text{Khz}$. Generando de esta manera una triplicación directa sobre la capacidad máxima del sistema, por lo que TDMA soporta hasta $57*3 = 171$ canales o usuarios por celda. Hasta el momento se consideraron dos técnicas limitadas en capacidad, ahora se considera una técnica limitada en interferencia como lo es CDMA y que es implementada en la norma IS-95. Como primer punto, esta técnica permite la reutilización absoluta del rango de frecuencia por lo que cada celda pasa a tener una disponibilidad de los 12.5Mhz, este ancho de banda en la norma se ve reducido a 1.25Mhz pero con fines comparativos respecto a FDMA y TDMA se contemplan los 12.5Mhz (12.5 Mchips/seg). Para poder observar la capacidad de CDMA es que se plantea la siguiente ecuación empírica:

$$M'' = \frac{\gamma G_p G_v}{(E_b/I_0)_{\text{reqd}} H_0}$$

En donde " G_v " está asociado al factor de actividad de voz, " H_0 " es el factor de interferencia entre celdas vecinas culpa de la capacidad de reutilización total, " γ " que es el factor de interferencia no sincronico. Por último se encuentra la ganancia de procesamiento " G_p ",

obtenida gracias al spreading y que considera a la totalidad del ancho de banda y la tasa de bit (Toda la longitud del código pseudoaleatorio se hace presente por cada bit de información), siendo:

$$G_p = \frac{R_{ch}}{R} = \frac{12.5 \text{ Mchips/s}}{10 \text{ kbits/s}} = 1250$$

Para obtener un valor de cantidad de usuarios se asume un valor de $(E_b/I_o)_{reqd}$ de 7db o un factor de 5, $G_v = 2.5$, $\gamma = 1.5$ y $H_o = 1.55$, con todos estos datos se obtiene una capacidad de usuarios de:

$$M'' = \frac{1.5 \times 1250 \times 2.5}{5 \times 1.55} \approx 605$$

En conclusión para AMPS, TDMA y CDMA, se obtiene por celda una capacidad de 57, 171 y 605 canales, en donde estos resultados dejan una clara diferencia de la gran capacidad con la que cuenta CDMA. Como último detalle se ha considerado para el análisis el enlace reverse donde los usuarios no están sincronizados con la estación base y deben utilizar códigos largos PN para canalizar. Si se considera el enlace forward y por lo tanto códigos ortogonales en la canalización, el resultado de capacidad para CDMA podría ser aún mayor. La ecuación para el cálculo de la cantidad de usuarios en CDMA viene de considerar un enlace reverse (estación móvil a la estación base) donde cada usuario se interfiere con los demás por diversas razones. Entre ellas: Dos códigos de difusión o canalización largos perfectamente ortogonales pueden producir una correlación cruzada distinta de cero cuando se los analiza en tiempos cortos (tiempo de símbolo), los diferentes retardos entre los distintos usuarios, producto de las ubicaciones espaciales y multicamino generan efectos de interferencia en la entrada del receptor producto de correlación cruzada aperiódica. Estas condiciones llevan a que la relación $E_b/(N_o + I_o)$ tenga presente solo la interferencia " I_o ", ya que el ruido térmico resulta ser prácticamente despreciable frente a una celda celular muy cargada.

$$\left(\frac{E_b}{N_o + I_o} \right)_r \approx \left(\frac{E_b}{I_o} \right)_r = \frac{S/R}{I/W_{ss}} = \frac{W_{ss}/R}{I/S} = \frac{G_p S}{I} \quad (12.62)$$

Donde " G_p " es la ganancia de procesamiento, " S " potencia de la señal útil y " I " potencia de señales interferentes. La ecuación muestra que incluso cuando la potencia de las señales interferentes es muy elevada, es la ganancia de procesamiento la que proporciona soporte para obtener valores de E_b/I_o aceptables para detectar la información. Si a esto se suma que la base puede realizar control de potencia, para que la potencia recibida de cada usuario sea la misma. La interferencia estará conformada por $S^*(M-1)$. Reescribiendo la ecuación y trabajando matemáticamente para obtener la cantidad máxima de usuarios:

$$\left(\frac{E_b}{I_o} \right)_r \approx \frac{G_p S}{I} = \frac{G_p S}{S \times (M-1)} = \frac{G_p}{M-1} \quad (12.63)$$

$$M_{\max} \approx \frac{G_p}{(E_b/I_o)_{reqd}} \quad (12.64)$$

Sin embargo existen otros factores que influyen en la capacidad máxima de una celda celular que utiliza CDMA:

- Sectorización o ganancia de antena (G_A): Dividiendo la célula en tres sectores de 120 grados utilizando una antena direccional separada para cada sector, se obtiene una ganancia G_A de unos 2,5 (o 4 dB) en el número de usuarios que se pueden acomodar.
- Factor de actividad de la voz (G_V): El hablante promedio hace una pausa del 60% del tiempo entre palabras y frases y para escuchar. Por lo tanto, para un circuito de voz CDMA, la transmisión sólo tiene lugar el 40% del tiempo, siempre que haya actividad de voz. Para los canales de voz, esto contribuye a un factor de mejora G_V de alrededor de 2,5 (o 4 dB) en el número de usuarios que pueden ser acomodados.
- Factor de Interferencia de Célula Externa (H_0): Al emplear una reutilización de frecuencia del 100% para la CDMA; todas las células vecinas pueden utilizar el mismo espectro. Por lo tanto, para un nivel determinado de interferencia I_x originada dentro de una célula, hay una interferencia adicional originada fuera de la célula. Se calcula que este factor degrada la capacidad de una celda en 1,55 (o 1,9 dB).
- Factor de Interferencia No Sincrónico (γ): El peor caso de interferencia se da si todas las interferencias están sincronizadas en fase y chip con la señal deseada. Para un enlace no sincrónico, la interferencia no siempre será el peor caso. Esta interferencia menor es descrita por el factor γ . Suponiendo que los chips de forma rectangular ideales, γ es igual a 1,5; este valor cambiará para diferentes formas de chips.

$$M' = \frac{\gamma G_A G_V}{H_0} \times M_{\max} = \frac{\gamma G_p G_A G_V}{(E_b/I_0)_{\text{reqd}} H_0} \approx 6 \times M_{\max} \quad (12.65)$$

Para cerrar el tema, la ecuación que describe la capacidad de una celda celular lejos está de la realidad, ya que se consideró un control perfecto de potencia por parte de la estación base y una distribución uniforme de todos los usuarios alrededor de la celda, no se consideró las condiciones del terreno, las cuales generan atenuaciones sobre las señales y se despreció el ruido térmico.