

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



SISTEMA CDMA: PRESENTE Y FUTURO

INFORME DE SUFICIENCIA

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE
INGENIERO ELECTRÓNICO**

**PRESENTADO POR:
GINO CHRISTIAN KOU REYNA**

**PROMOCIÓN
2000 – II**

**LIMA – PERÚ
2005**

SISTEMA CDMA: PRESENTE Y FUTURO

**A mis Padres y Esposa por el apoyo
brindado y a mi hijo por ser el motivo de mi esfuerzo.**

SUMARIO

Este informe se inicia recordando los fundamentos de las comunicaciones digitales, sus componentes, los tipos de codificación que existe, como la codificación Fuente y la codificación de canal y se analiza la generación de los códigos Walsh y PN, así como sus canalizaciones respectivas. Después de lo cual, se explica los principios de la tecnología CDMA, la capacidad y la importancia del control de potencia en dicho sistema. Asimismo, se ve los grupos de mantenimiento, el proceso del handoff y el proceso de la búsqueda de pilotos. Por último se menciona una visión general de la tecnología de tercera generación CDMA 2000 y sus alcances.

ÍNDICE

PRÓLOGO	1
CAPÍTULO I	3
INTRODUCCIÓN	
1.1. Acceso Múltiple Usando Espectro Ensanchado.	3
1.2. Aplicaciones de DS-SS en Comunicaciones Móviles.	13
CAPÍTULO II	16
FUNDAMENTOS DE COMUNICACIONES RF DIGITAL	
2.1. Introducción	16
2.2. Componentes del Sistema	20
2.3. Codificación de Fuente	21
2.3.1. Características de la voz Humana	23
2.3.2. Vocoders	23
2.4. Codificación de canal	26
2.5. Accesos Múltiples	28
2.5.1. Código Walsh.	30
2.5.1.1. Generación de los códigos Walsh	30
2.5.1.2. Canalización utilizando códigos Walsh	34
2.5.1.3. Sincronización en el enlace de Ida	37
2.5.2. Códigos PN	38
2.5.2.1. Generación de los códigos PN	39
2.5.2.2. Canalización utilizando códigos PN	42
2.5.2.3. Función de autocorrelación de la secuencia PN	45
CAPÍTULO III	49
PRINCIPIOS DE CDMA (CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS)	
3.1. Introducción	49

3.2.	Capacidad	50
3.2.1.	Efectos de carga	53
3.2.2.	Efectos de Sectorización	55
3.2.3.	Efectos de la actividad vocal	58
3.3.	Control de Potencia	60
3.3.1.	¿Porqué Controlar la Potencia?	60
3.3.2.	Enlaces de vuelta (Reverse).	63
3.3.2.1.	Señales de Prueba de Acceso	63
3.3.2.2.	Lazo Abierto	67
3.3.2.3.	Lazo Cerrado	68
3.3.2.4.	Implementación del Lazo-cerrado y del Lazo-Abierto	75
3.3.3.	Enlace de Ida	77
3.4.	Handoff	78
3.4.1.	Grupos de Mantenimiento	85
3.4.2.	Proceso de Handoff	87
3.4.3.	Búsqueda de Piloto	89
CAPÍTULO IV		91
VISIÓN GENERAL DE CDMA 2000		
4.1.1.	El estándar 3G CDMA 2000	91
4.1.2.	Lanzamientos comerciales de CDMA 2000	91
4.1.3.	Evolución de CDMA 2000	92
4.1.4.	Terminales CDMA 2000, tarjetas PC y otros dispositivos	93
4.1.5.	CDMA 2000 y el espectro	95
4.1.6.	Terminología de CDMA 2000	95
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		97

ANEXO A

99

BIBLIOGRAFÍA

105

PRÓLOGO

El mercado de las comunicaciones inalámbricas ha experimentado un notable crecimiento a partir de finales de los 90's, el cual continúa progresivamente. Además la expectativa de crecimiento de la demanda ha hecho que muchos proveedores de servicios investiguen en tecnologías digitales como CDMA para satisfacer el incremento de la demanda.

Por otro lado, la tecnología de espectro ensanchado (spread spectrum) ha sido usada por mucho tiempo en las comunicaciones militares por tener una alta confiabilidad en la comunicación y baja probabilidad de detección.

En años recientes dicha tecnología ha migrado de una aplicación militar a una comercial, este proceso ha culminado con la introducción de la interfaz estándar IS-95 acceso múltiple por división de códigos (Code Division Multiple Access), CDMA, como un estándar comercial alternativo de la telefonía celular digital y los servicios de Sistemas de Comunicaciones Personales (PCS).

Los operadores de Telefonía Celular y PCS están desarrollando el sistema CDMA en muchas áreas metropolitanas. El IS-95 CDMA ahora está siendo usado en varios mercados de telefonía celular y PCS alrededor del mundo. Los proveedores de servicios están desarrollando este sistema en mercados que demanda una alta capacidad de servicios.

Asimismo, 3G es el término utilizado para describir los servicios móviles de la siguiente generación, el cual provee mayor calidad de la voz y servicios Internet y multimedia de alta velocidad.

La UIT requiere que las redes de IMT-2000 (3G), entre otras posibilidades, lleve capacidad de sistemas mejorados, y eficiencia de espectro comparados con los sistemas de 2G y además que soporten servicios de datos de índices de transmisión mínimos de 144 kbps en ambientes móviles y 2 Mbps en ambientes fijos.

Basado sobre esos requerimientos la UIT en 1999 aprobó cinco interfases estándar de radio para IMT-2000, CDMA2000 es uno de los cinco estándares, también conocido por “IMT-CDMA Multi Carrier”.

Los sistemas de Accesos Múltiples accionan un recurso fijo (tal como espectro de frecuencia) para proveer canales de voz sobre demanda de los usuarios.

Al inicio parece contra intuitivo que deliberadamente se incremente el ancho de banda para aumentar la capacidad de transmisión. Después de todo en un esquema tradicional FDMA (Acceso Múltiple por División de Frecuencia) incrementando el ancho de banda por usuario disminuye el número de usuarios que un espectro fijo puede soportar.

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

1.1 Acceso Múltiple usando Espectro Ensanchado

Formas tradicionales de separación de señales en el tiempo (TDMA, Acceso Múltiple por División de Tiempo) o en frecuencia (FDMA, Acceso Múltiple por División de Frecuencia) son relativamente formas simples de asegurar que las señales sean ortogonales y que no interfieran entre ellas. Sin embargo, en CDMA diferentes usuarios ocupan el mismo ancho de banda en el mismo tiempo, pero son separados uno del otro vía el uso de un conjunto de ondas de forma ortogonal, secuencias o códigos. Dos valores reales de formas de onda “x” y “y” se dicen son ortogonales si su correlación cruzada $R_{xy}(0)$ sobre T es cero, donde:

$$R_{xy}(0) = \int_0^T x(t)y(t)dt \quad (1.1)$$

En el tiempo discreto, las dos secuencias “x” y “y” son ortogonales si su producto-cruzado $R_{xy}(0)$ es cero. El producto cruzado es definido como:

$$R_{xy}(0) = x^T y = \sum_{i=1}^l x_i y_i \quad (1.2)$$

Donde:

$$x^T = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_I]$$

$$y^T = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_I]$$

Notamos que T denota la transpuesta de la matriz columna representada por una secuencia de números. Por ejemplo, las siguientes dos secuencias o códigos, “x” y “y”, son ortogonales:

$$x^T = [-1 \ -1 \ 1 \ 1]$$

$$y^T = [-1 \ 1 \ 1 \ -1]$$

Porque su correlación cruzada es cero, esto es:

$$R_{xy}(0) = x^T y = (-1)(-1) + (-1)(1) + (1)(1) + (1)(-1) = 0$$

Con el fin de determinar el conjunto de códigos que son utilizados en un esquema de acceso múltiple, nosotros necesitamos dos propiedades adicionales. Además de la propiedad de correlación cruzada cero, cada código en el conjunto de códigos ortogonales deben de tener un número igual de 1s y -1s. Esta segunda propiedad da la naturaleza pseudo aleatoria al código en particular. La tercera propiedad es que el producto punto de cada código dividido por el orden del código, debe ser igual a uno (1). El orden del código es efectivamente la longitud del código, y el producto punto es definido como un escalar obtenido de multiplicar la secuencia por si misma y sumando los términos individuales, es decir, el producto punto del código x es:

$$R_{xx}(0) = x^T x = \sum_{i=1}^L x_i x_i \quad (1.3)$$

Los dos códigos ortogonales en el ejemplo previo también satisfacen la segunda y la tercera condición. Ambos “x” e “y” tienen un número igual de 1s y -1s, y los productos escalares son:

$$(x^T x) 4 = (-1)(-1) + (-1)(-1) + (1)(1) + (1)(1) = 4 \cdot 4 = 1$$

$$(y^T y) 4 = (-1)(-1) + (1)(1) + (1)(1) + (-1)(-1) = 4 \cdot 4 = 1$$

Notamos que el orden de cada código es 4

De aquí nosotros resumimos las propiedades del conjunto de códigos ortogonales a ser usados en accesos múltiples DS-SS:

1. La correlación cruzada debería ser cero o muy pequeña, en casos reales.
2. Cada secuencia en el conjunto tiene un número igual de 1s y -1s, o el número de 1s difiere del número de -1s por a lo más una unidad (1).
3. El producto escalar de cada código debería ser igual a uno 1

La figura 1.1 ilustra el esquema básico de un acceso múltiple de espectro ensanchado de secuencia directa (DS-SS). Aunque estos sistemas son usados frecuentemente para comunicación digital, nosotros mostramos su equivalente en tiempo-continuo, con el fin de ilustrar su principio de operación. Mostramos dos usuarios simultáneamente transmitiendo dos mensajes separados, $m_{1(t)}$ y $m_{2(t)}$, en la misma banda de frecuencia

y en el mismo tiempo. Los dos usuarios son separados uno del otro vía la multiplicación de sus códigos ortogonales $c_{1(t)}$ y $c_{2(t)}$, los cuales son versiones de tiempo continuo de los dos códigos ortogonales “x” e “y” mencionados previamente. El mensaje $m_{1(t)}$ es multiplicado por el código $c_{1(t)}$, y el mensaje $m_{2(t)}$ es multiplicado por el código $c_{2(t)}$. Los productos resultantes son adicionados juntos y transmitidos a través del canal. En este caso, nosotros asumimos una perfecta sincronización de los códigos en el receptor. Si existen errores despreciables en el canal, los mensajes recuperados $\tilde{m}_{1(t)}$ y $\tilde{m}_{2(t)}$ se igualarán y corresponderán a los mensajes originales $m_{1(t)}$ y $m_{2(t)}$ perfectamente.

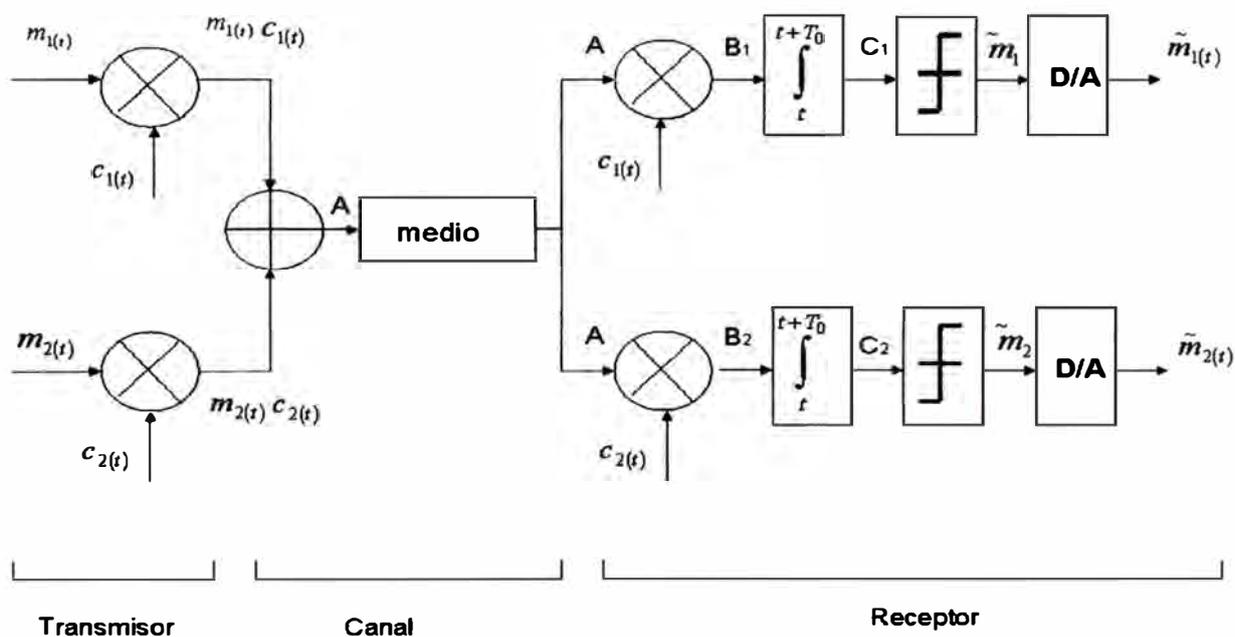


Figura 1.1. Un ejemplo mostrando el acceso múltiple DS-SS. Dos usuarios están enviando 2 mensajes separados $m_{1(t)}$ y $m_{2(t)}$ simultáneamente a través del mismo canal, en la misma banda de frecuencia y en el mismo tiempo. A través del uso de códigos ortogonales $c_{1(t)}$ y $c_{2(t)}$ el receptor puede recuperar los 2 mensajes perfectamente.

En este ejemplo, nosotros estamos interesados en enviar dos (2) mensajes separados: $m_{1(t)}$ el cual es (1, -1, 1), y $m_{2(t)}$, el cual es (1, 1, -1).

La Figura 1.2. muestra las formas de onda y los espectros para los dos mensajes $m_{1(t)}$ y $m_{2(t)}$, los dos códigos ortogonales $c_{1(t)}$ y $c_{2(t)}$, y los mensajes expandidos $m_{1(t)} c_{1(t)}$ y $m_{2(t)} c_{2(t)}$. Mientras nosotros no vayamos a los detalles de cálculos de los espectros de esas formas de ondas en función del tiempo, es suficiente para nuestro propósito establecer que el ancho de banda de una forma de onda digital aleatoria está limitado a $1/T$, donde T es el intervalo de bit de la forma de onda digital aleatoria. Nosotros además hacemos la distinción entre T_b y T_c , donde T_b es el intervalo de bit (en segundos) de este mensaje y T_c es el intervalo de chip del código ortogonal sincronizado. En este ejemplo la relación $(1/T_c)$ del código ortogonal es cuatro veces la relación $(1/T_b)$. Por eso nosotros tenemos un efectivo factor de expansión del ancho de banda de 4. El factor de expansión del ancho de banda es algunas veces llamado la ganancia de procesamiento o (W/R) donde W es el ancho de banda final del mensaje expandido y R es el ancho de banda del mensaje en banda base. Notamos que en este ejemplo, W es equivalente a $(1/T_c)$, R es equivalente a $(1/T_b)$, y la ganancia de procesamiento (W/R) es 4 ó 6 dB.

Notamos que después de la expansión debido a los códigos ortogonales, los mensajes expandidos $m_{1(t)} c_{1(t)}$ y $m_{2(t)} c_{2(t)}$ ocuparán un mayor ancho de banda que los mensajes originales.

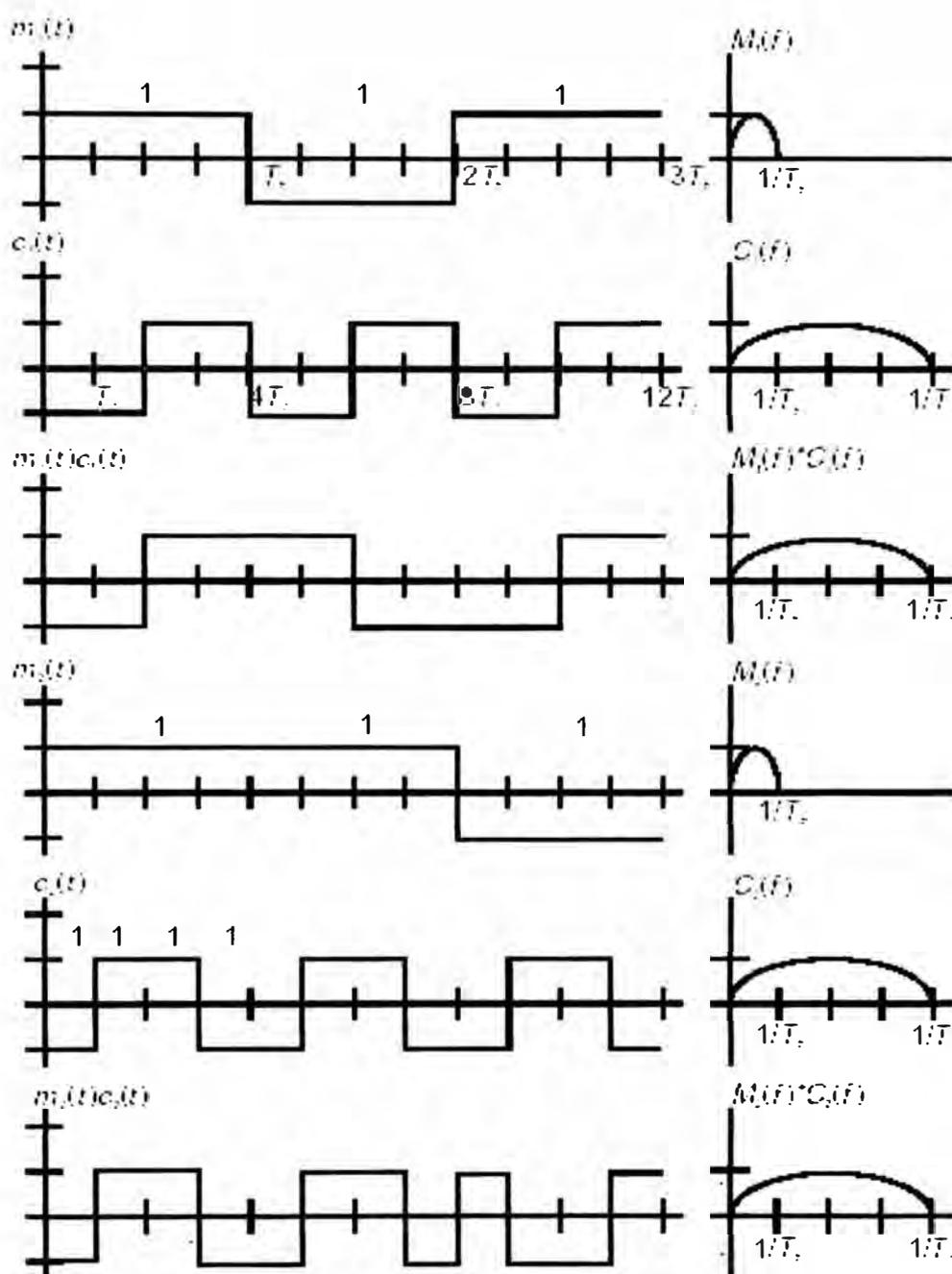


Figura 1.2 Las formas de onda de tiempo y espectro de frecuencia para los mensajes $m_{1(t)}$ y $m_{2(t)}$ en banda base, códigos ortogonales $c_{1(t)}$ y $c_{2(t)}$, y los mensajes expandidos $m_{1(t)}c_{1(t)}$ y $m_{2(t)}c_{2(t)}$

La Figura 1.3. muestra las formas de onda en diferentes puntos del receptor señalados en la figura 1.1. La señal en el punto A es el resultado de la suma de los 2

mensajes expandidos. El espectro en A ahora contiene 2 señales separadas. Con el fin de recuperar por separados los 2 mensajes originales del espectro compuesto, la señal en A es multiplicada por los 2 códigos ortogonales respectivos para obtener B_1 y B_2 .

La figura 1.4 muestra las señales en C_1 y C_2 , las salidas $\sim m_1$ y $\sim m_2$ de los umbrales decisivos, y los mensajes recuperados $\sim m_1(t)$ y $\sim m_2(t)$. El integrador mejora la relación señal a ruido de la señal sobre un intervalo T_b de la banda base del mensaje, y el umbral establecido, basado en la salida del integrador, decide si le corresponde un bit +1 ó -1. Si la salida del integrador es mayor que cero entonces la decisión es un +1; si la salida del integrador es menor que cero entonces la decisión es un -1. El convertidor digital-analógico (D/A) transforma la decisión en la forma de onda recuperada $m_1(t)$ y $m_2(t)$. Como se puede ver en este ejemplo idealizado, los mensajes recuperados $\sim m_1(t)$ y $\sim m_2(t)$ se igualan perfectamente a los mensajes de banda base $m_1(t)$ y $m_2(t)$ original.

Este ejemplo solo sirve para ilustrar el principio del acceso múltiple DS-SS. Nosotros hemos demostrado que usando técnicas DS-SS, mensajes separados pueden ser enviados a través del mismo canal, en la misma banda de frecuencia y en el mismo tiempo, y el mensaje puede ser exitosamente recuperado en el receptor. Sin embargo hay muchos fenómenos en el mundo real, especialmente en un ambiente de comunicaciones móviles, que degradan el funcionamiento de un sistema de acceso múltiple DS-SS.

En comunicaciones móviles, cada usuario está geográficamente disperso pero transmitiendo en el mismo espectro de frecuencia usando DS-SS. Algunos usuarios

están más cerca de la Estación Base que otros. El resultado es que la potencia recibida por los usuarios que están más cerca de la estación Base es mayor que la potencia recibida por usuarios que se encuentran más lejos. Porque todos los usuarios están transmitiendo en la misma banda, la mayor potencia recibida por usuario que están cercanos a la estación base constituye una interferencia que degrada el funcionamiento general del sistema.

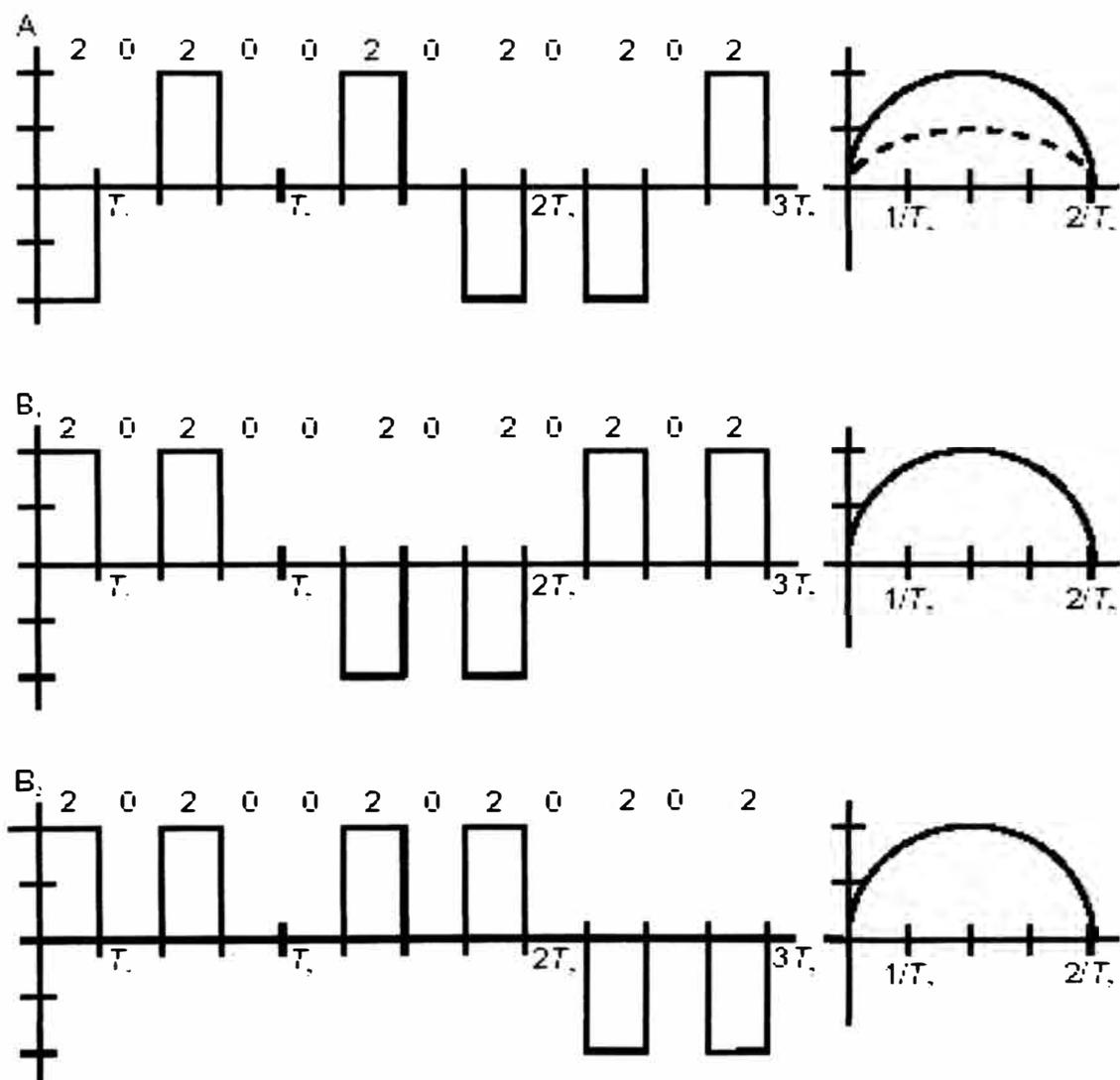


Figura 1.3 Las formas de onda de tiempo y espectro de frecuencia para la señal en diversos puntos del receptor

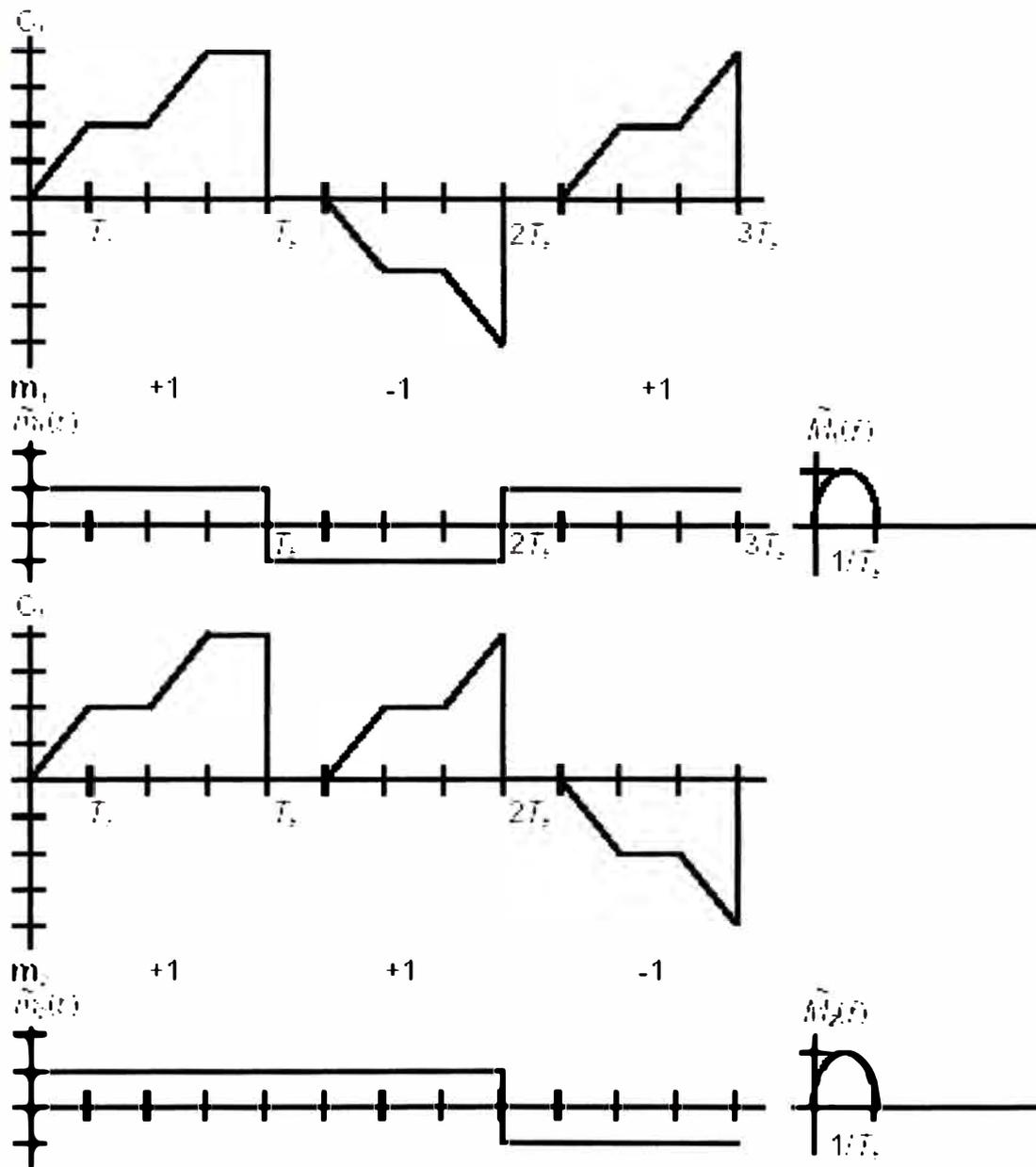


Figura 1.4 Formas de onda en el tiempo en la salida del integrador.

Para poder solucionar este fenómeno llamado “cercano-lejano”, es utilizado un control de potencia para asegurar que la potencia recibida en la estación base sea la

misma para todos los usuarios. En el ejemplo previo, nosotros hemos asumido un control de potencia perfecto especificando que $m_1(t) c_1(t)$ y $m_2(t) c_2(t)$ tienen las mismas amplitudes (tal como un rango de +1 y -1).

El segundo problema es la correlación parcial. Este problema se presenta cuando no se sincroniza los transmisores al compartir la misma banda. Incluso cuando los transmisores están sincronizados existe aún el problema de retardos en la propagación, lo cual es inherente en un canal móvil. Por ejemplo los dos códigos mencionados previamente son ortogonales cuando ellos están perfectamente alineados:

$$x_1 = 1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1$$

$$y_1 = 1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1$$

Observamos, si y_t sufre un retardo de un chip como resultado del retardo de la propagación en un canal móvil, entonces:

$$x_1 = 1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1$$

$$y_{t-1} = 1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1$$

Podemos verificar fácilmente que estas dos secuencias no son ortogonales. Si los códigos no son ortogonales debido a la de-sincronización o a retardos en la propagación, entonces los mensajes de acceso múltiple en la misma banda, ya no pueden ser separados uno del otro, vía código de ortogonalidad. Los resultados son

correlaciones cruzadas de disturbios en la transmisión y mutuas interferencias. En esencia, una condición adicional necesita ser añadida, la cual es:

$$\int_0^{T-\tau} x(t)y(t+\tau)dt = 0$$

$$\int_{T-\tau}^T x(t)y(t+\tau-T)dt = 0$$

Por esto, la simple ortogonalidad entre dos códigos alineados, no es suficiente, las dos correlaciones parciales indicadas anteriormente, deben también ser cero, o al menos pequeña, para cualquier valor de τ .

1.2 Aplicaciones de DS-SS en Comunicaciones Móviles

A pesar de esas dificultades, las cuales son resueltas con diseños de sistemas optimizados, CDMA tiene sus ventajas cuando se aplica a comunicaciones móviles. Primero que todo, un sistema CDMA puede beneficiarse de la actividad vocal de las conversaciones que realizan las personas. En una conversación de dos personas, cada una habla menos que la mitad del tiempo durante un cierto período, los transmisores podrían efectivamente apagarse y reducir la interferencia introducida en ese canal. Esta reducción de interferencia puede traducirse en capacidad ganada para el sistema. Teóricamente, los sistemas FDMA y TDMA podrían también beneficiarse de la actividad vocal de las conversaciones que realizan las personas; sin embargo, la implementación es más complicada, dado que los canales de FDMA o los time slots

en TDMA, necesitan ser dinámicamente asignados en tiempo real por la infraestructura de red.

La segunda ventaja es que en CDMA, el canal de RF físico puede ser re-usado en cada celda, por lo que se tiene un factor de re-uso de frecuencia cercano a 1, sin embargo, en un sistema convencional AMPS, el espectro disponible es dividido en bandas de frecuencia y asignado a diferentes celdas en el sistema. Asimismo, para evitar las interferencias de frecuencias co-canal, estas frecuencias no son usadas en celdas adyacentes. Un plan de asignación de frecuencia típica es con un patrón de re-uso $N=7$, donde el espectro es dividido en 7 bandas de frecuencia, y cada una es asignada a una de las celdas en un cluster de 7 celdas. La misma banda de frecuencia es re-usada de nuevo aproximadamente dos celdas más lejos en el siguiente cluster. La consecuencia, sin embargo, es que el número de canales por celda es reducida por el factor de re-uso (siete en el patrón de re-uso $N=7$). El re-uso podría ser incrementado vía una sectorización.

Por otro lado, en el sistema CDMA, los mismos canales físicos son usados en cada celda, pero el mismo problema de interferencia co-canal también existe; en el enlace de ida (i.e., enlace de la estación base hacia la estación móvil), cada usuario en una celda dada está siendo interferido por potencias de su propia celda así como por potencias de otras celdas. En el enlace de vuelta (i.e., enlace de la estación móvil hacia la estación base), cada celda está siendo interferida por usuarios en su área de cobertura así como por usuarios ubicados en otras celdas. Sobre lo anteriormente mencionado, existe una solución analítica no muy simple que cuantifica la correspondiente interferencia co-canal en el sistema CDMA, que depende de la distribución, número de usuarios y el contorno dado; sin embargo, no hay necesidad

de un plan de frecuencia en un sistema CDMA, lo cual puede ser uno de los beneficios acogidos por los ingenieros diseñadores de Radio Frecuencia (RF).

La tercera ventaja es la capacidad del sistema CDMA para atenuar las distorsiones producidas por trayectorias múltiples. Si las distorsiones de trayectorias múltiples son fijas en el tiempo, esta puede ser efectivamente cancelada por ecualización adaptativa. Si, por otro lado, ésta está variando rápidamente con el tiempo, como en un ambiente móvil, sería difícil de adaptar en un ambiente suficientemente rápido. En este sentido, el espectro ensanchado, y en particular DS-SS, da una medida extra de inmunidad a distorsiones por múltiples trayectorias. Este resultado puede ser visto claramente en el dominio de la frecuencia donde la distorsión por múltiples trayectorias conduce hacia un nulo en la banda de frecuencia. Este nulo afecta gravemente una señal de banda angosta si el nulo ocupa una porción significativa del ancho de banda; pero el mismo nulo podría tener menos efecto en una señal expandida de banda ancha. Por lo que, un sistema CDMA puede beneficiarse de las trayectorias múltiples usando el receptor “*Rake*”, el cual demodula y usa la energía de la señal de todos los caminos.

CAPÍTULO II

FUNDAMENTOS DE COMUNICACIONES RF DIGITAL

2.1 Introducción

En este capítulo, mostraremos un poco los puntos fundamentales del tema de comunicación digital, particularmente para las aplicaciones RF como radio móvil digital.

Veremos el tema de una perspectiva *de sistema*. A saber, tratamos el tema en términos de subsistemas y diagramas de bloques que llevan a cabo funciones específicas en el esquema global de llevar información desde el transmisor hacia el aparato receptor. Dado que primordialmente trataremos temas de sistemas móviles de radio usando técnicas DS-SS, justamente nuestro debate se centrará en los sistemas digitales de comunicación que son usados por el estándar IS-95 CDMA.

Antes de que comencemos, es importante entender por qué la industria de comunicaciones personales inalámbricas se mueve de la tecnología tradicional analógica FM hacia las tecnologías digitales como TDMA y CDMA. Hay muchas ventajas migrando a tecnologías digitales, pero existen al menos cuatro razones para la reciente tendencia en la industria, las cuales son las siguientes:

La primera es la *calidad de servicio*. Los sistemas digitales de comunicación, como se manifiestan en distintas tecnologías, tienen el potencial para ofrecer una más alta calidad de servicio. Esto es particularmente efectivo en ambientes difíciles de radio como el canal móvil. Esta mejor calidad de servicio se hace posible por la habilidad inherente de un sistema digital a regenerar la señal. La Figura 2.1 ilustra lo mencionado. En este sistema digital simplificado de comunicación, un pulso positivo (cuál podría ser designado como un 1) es enviado desde el transmisor, hacia el aparato receptor, los viajes de pulso soportan deterioro en *la amplitud y la forma*. El deterioro en la amplitud del pulso es debido a la pérdida en la propagación, que es típicamente una función de la distancia. La forma del pulso se distorsiona también, en parte debido a la naturaleza de los filtros pasa bajos del canal.

En el punto A, la señal ha soportado tanta degradación, que pareciera ser una señal analógica, por lo que la señal recibida resulta de forma muy diferente a la señal original.

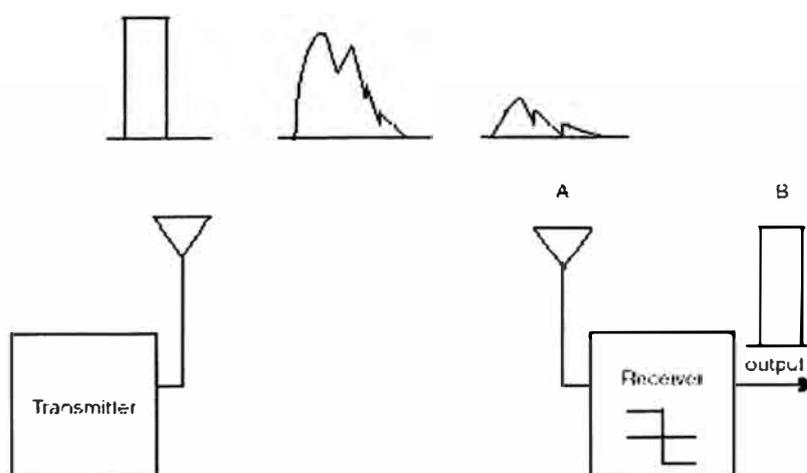


Figura 2.1 Un sistema simplificado de comunicación digital que muestra el concepto de regeneración de la señal

Sin embargo, el sistema de comunicación digital mostrado tiene un aparato receptor que contiene un *detector de umbral*. El detector programado devolverá un 1 si la energía acumulativa sobre el período especificado es mayor que 0, y devolverá un -1 si la energía acumulativa sobre el período es menor que 0. En este caso, la energía acumulativa es mayor que 0, así el detector del umbral toma una *decisión* de 1 y perfectamente regenera el pulso transmitido.

En este ejemplo, la información esta contenida en la *amplitud* de la señal. Otros sistemas digitales de comunicación, como el sistema CDMA, usan *phase-shift keying* (PSK), donde la información es contenida en la *fase* de la señal.

La segunda razón es ***aumento de la capacidad***. Porque un sistema digital de comunicación transmite su información en unidades discretas, a saber 1 y -1 (ó 1 y 0), la información de la fuente debe ser convertida a unidades discretas igualmente. En un sistema de comunicación de voz, la información de la fuente es voz humana; La voz es intrínsecamente analógica y debe ser convertida antes en una forma digital (codificación) para luego ser transmitida por el sistema digital. Esta codificación de información de fuente, o *source coding*, puede usar compresión de voz y reducir el número de bits necesarios para representar la voz. Por ejemplo, el sistema IS-95 CDMA usa un *vocoder*, o un codificador de voz, que convierte la voz humana a 9.6 Kbps (utilizando una tasa de conversión de $1 = 9.6$ Khz.) de flujo digital, a diferencia del sistema analógico (AMPS) que transmite la voz usando un pasa banda de 30-Khz. Por consiguiente el vocoder utiliza un ancho de banda más pequeño para transmitir información de voz. Además, el vocoder utilizado en CDMA es de

velocidad *variable*, lo cual quiere decir que durante el período silencioso de voz humana, la velocidad del vocoder es aminorada. El IS-95 vocoder da soporte a cuatro tasas diferentes: 9,600, 4,800, 2,400, y 1,200 bps. La característica de velocidad variable hace más pequeño el ancho de banda efectivo requerido para transmitir la voz. Si hay sólo una cantidad fija de ancho de banda total, una reducción en los anchos de banda de canales individuales de voz implica un incremento en el número total de canales disponibles de voz.

La tercera razón es ***privacidad***. La privacidad es un asunto importante en cualquier sistema de comunicación. En el sistema convencional analógico FM, cualquiera que hace un barrido FM puede oír a escondidas una conversación. Un sistema digital de comunicación provee una plataforma lista donde las técnicas *de encriptación* pueden usarse para poner a salvo la información transmitida sobre el aire. En un sistema complicado como CDMA, sería difícil para cualquiera construir un aparato receptor y oír a escondidas una conversación, aun si la facilidad de encriptación no es activada.

Quizás la mejor razón para la reciente migración de la industria es ***el avance tecnológico y la economía de escalas***. Los sistemas digitales de comunicación, especialmente como lo es el espectro ensanchado, se hacen posibles por el avance tecnológico como las técnicas *digitales de procesamiento digital de señales* (DSP) y su implementación en *circuitos integrados en aplicaciones específicas* (ASICs). El costo de estas tecnologías históricamente han sido muy altos que sólo podían ser ofrecidos para el gobierno y clientes militares en algunos países. En estos últimos

años, sin embargo, la economía de estas tecnologías los ha hecho posible para el uso en la aplicación comercial en una escala masiva.

2.2 Componentes del Sistema

La figura 2.2 muestra un diagrama de bloques funcional de un sistema digital típico de comunicación. La fuente de información, voz humana, es primero convertida en forma digital por la función de codificación fuente "*source encoded*". Entonces el canal codificado tiene la función de codificar la información digital con el objeto de combatir diversos efectos degradantes del canal. Entonces la información es acomodada por la función de acceso múltiple (*multiple access*), por eso es que más de un usuario pueden compartir el espectro dado.

La función de modulación tiene la función de convertir la información contenida en la banda base a una forma de onda pasa banda que se transmite por el transmisor. Al otro lado, las formas de onda *pasa banda* son recibidas por el aparato receptor. Las señales son primero demoduladas de RF a banda base, entonces la función de acceso múltiple separa a los diferentes usuarios que comparten el espectro en forma común. Después, la función decodificadora de canal intenta corregir los errores que se han introducido por el canal. La función decodificadora de la fuente convierte la información de banda base de retorno a voz analógica.

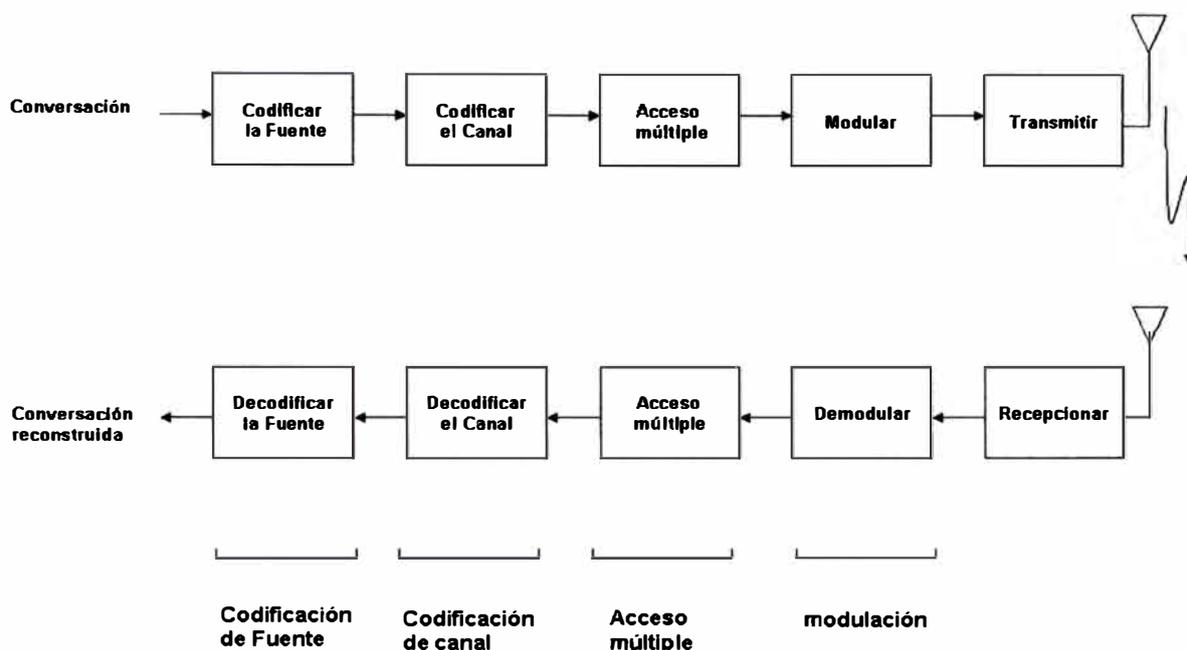


Figura 2.2 Componentes principales de un sistema digital de comunicación.

2.3 Codificación de fuente (Source encoded)

La información de la fuente debe ser codificada en una forma digital con el fin de que sea posteriormente procesada por el sistema de comunicaciones digitales. Una de las técnicas usadas en aplicaciones de comunicaciones alámbricas es la *modulación por pulsos codificados* (PCM), donde la voz analógica se convierte en un flujo de bit de 64 Kbps. Otras técnicas alámbricas, como “*adaptive pulse code modulation*” (ADPCM) y “*delta modulation*” (DM), son usadas. Estos esquemas de codificación fuente de voz usados son llamados codificación de forma de onda ó “*waveform coding*” donde la meta es replicar la forma de onda de la información fuente.

Ésta es la razón por la que los módems de la computadora pueden ser usados sobre teléfonos; La información contenida en la forma de onda generada por un módem

transmisor puede ser confiablemente recibida por el módem receptor en el otro extremo, debido a que PCM trata de reproducir la forma de onda, ya sea la información de la voz humana o de los tonos modulados generados por un módem.

La modulación PCM no es factible en aplicaciones inalámbricas porque hay un ancho de banda disponible limitado, por lo que transmitir a 64 Kbps de información en el aire, demanda más ancho de banda que puede ser aprovechado por más proveedores de servicio.

Por lo que, técnicas de codificación fuente alternativas son necesarias para representar dicha información (la voz humana, en este caso) usando menos ancho de banda. Un vocoder ofrece una solución atractiva. Saca provecho de las características de la voz humana y usa menos bits representativos y reproducen sonidos humanos.

Ver Figura 2.3.

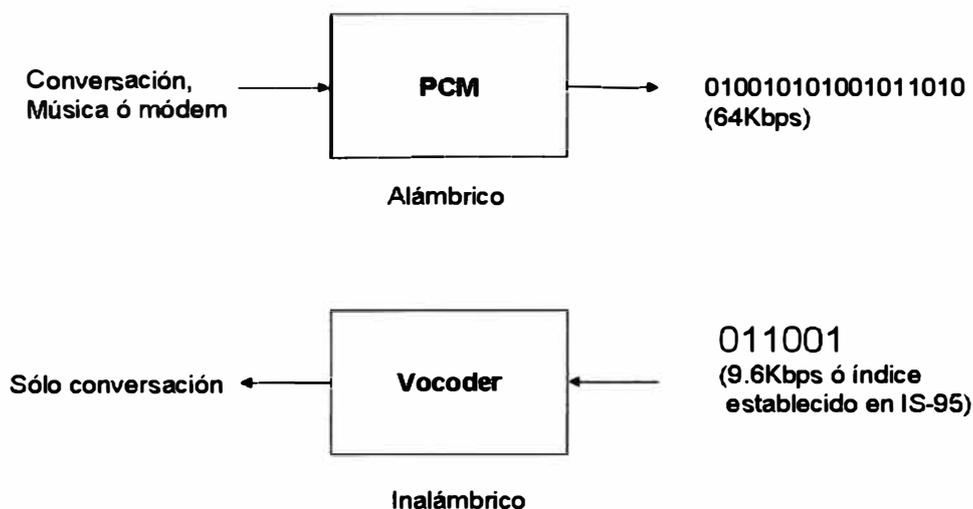


Figura 2.3 Motivación para usar vocoders en aplicaciones inalámbricas.

2.3.1. Características de la Voz Humana

Antes que tratemos la codificación de la voz, es importante que conozcamos lo básico sobre la voz humana. Las características de frecuencia y tiempo del sonido humano son explotadas por los vocoders para la codificación de la voz. La voz humana está hecha de una combinación de sonidos *articulados* y *no articulados*. Los sonidos articulados como las vocales (“eee” y “uuu”) son producidas por pulsos cuasi periódicos pasajeros de aire a través del tracto vocal. Estos sonidos tienen esencialmente una tasa periódica con una frecuencia fundamental. Esta frecuencia fundamental es también conocida como el tono. Los sonidos no articulados, como las consonantes (“t” y “p”), son producidas por aire turbulento pasajero a través del tracto vocal. Estos sonidos son más como el ruido acústico creado por un cierre y una liberación repentina del tracto vocal. La figura 2.4 ilustra el principio de generación de la voz articulada.

Aunque la voz humana varía en el tiempo, su espectro es típicamente estacionario sobre un período entre 20 y 40 ms. Esta es la razón porque la mayoría de vocoders producen tramas de una duración de este orden. Por ejemplo, el vocoder IS-95 produce tramas que tienen una duración de 20 ms.

2.3.2. Vocoders (Codificador de voz)

El tracto de voz puede ser modelada por un filtro lineal que varía en el tiempo. Es decir, la respuesta del filtro varía en el tiempo. Esto es hecho actualizando periódicamente los coeficientes del filtro. Este filtro es típicamente “todos polos”

porque dicho filtro requiere menos potencia computacional que un filtro con polos y ceros.

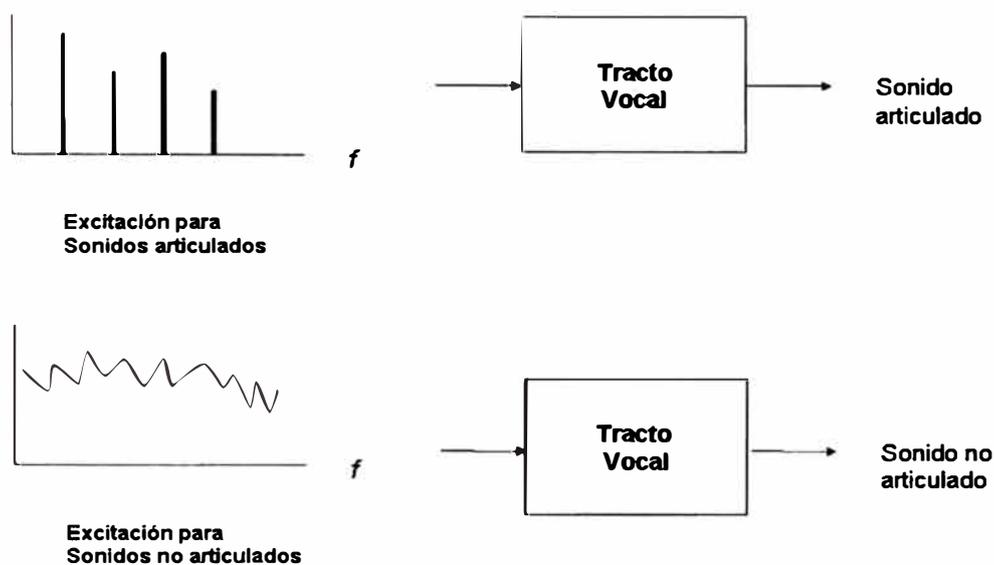


Figura 2.4 La excitación y la generación de voz humana.

Así, el filtro que modela el tracto vocal puede ser representado como $1/T(z)$. Si representamos la señal de excitación como $E(z)$, entonces el espectro de la señal de voz $S(z)$ puede estar escrito como

$$S(z) = \frac{E(z)}{T(z)} \quad (2.1)$$

El filtro $1/T(z)$ de “todos polos” puede ser escrito como:

$$T(z) = \frac{1}{1 - \sum_{k=1}^K b_k z^{-k}} \quad (2.2)$$

La ecuación (2.1) también puede ser escrita como:

$$E(z) = S(z)T(z) \quad (2.3)$$

Todos los ceros del filtro $T(z)$ es a veces llamado el filtro de análisis, y la ecuación (2.3) representa el proceso de *análisis* de la voz. Todos los polos del filtro $1/T(z)$ son usados para la síntesis del filtro; Este es usado en conjunción con la señal de excitación $E(z)$ para sintetizar la señal de voz $S(z)$. La ecuación (2.1) así representa el proceso de *síntesis* de voz. Este tipo de técnica de codificación es a veces llamado codificación de síntesis de análisis. La figura 2.5 muestra cómo la voz es analizada al final del transmisor y sintetizada al final del receptor. El codificador de voz analiza la fuerza que genera la voz y produce parámetros de excitación (como decisiones de excitación del articulada / no articulada) y coeficientes de filtro válido en el intervalo de 20ms. Los parámetros de excitación y los coeficientes del filtro son las salidas del codificador de voz. En el sistema IS-95 CDMA, estos parámetros y estos coeficientes son la información que es comunicada entre el transmisor y el aparato receptor. El decodificador de voz en el final del receptor usa estos parámetros y estos coeficientes para construir el filtro de excitación de la fuente y del sintetizador. El resultado es reconstruir la voz $S(z)$ en la salida del decodificador de voz.

El *Linear predictive coding* (LPC) se usa para estimar los coeficientes del filtro. Un lazo de retroalimentación en el codificador se usa para comparar la voz real con la

voz reflejada. La diferencia entre la voz real y la voz reflejada es el *error*. El LPC genera los coeficientes del filtro tal que ese error sea minimizado. Estos coeficientes del filtro, junto con los parámetros de excitación, están entonces usados por el decodificador para sintetizar la voz.

El sistema IS-95 CDMA usa una variante del LPC llamado *code-excited linear prediction* (CELP). En lugar de usar el articulado/no articulado de decisión, El CELP tiene una forma diferente de excitación para el filtro de todos polos. Específicamente, el decodificador CELP usa un manual que describe la organización y el contenido de uno o más fichero de datos (codebook) para generar excitación en la entrada del filtro sintetizador.

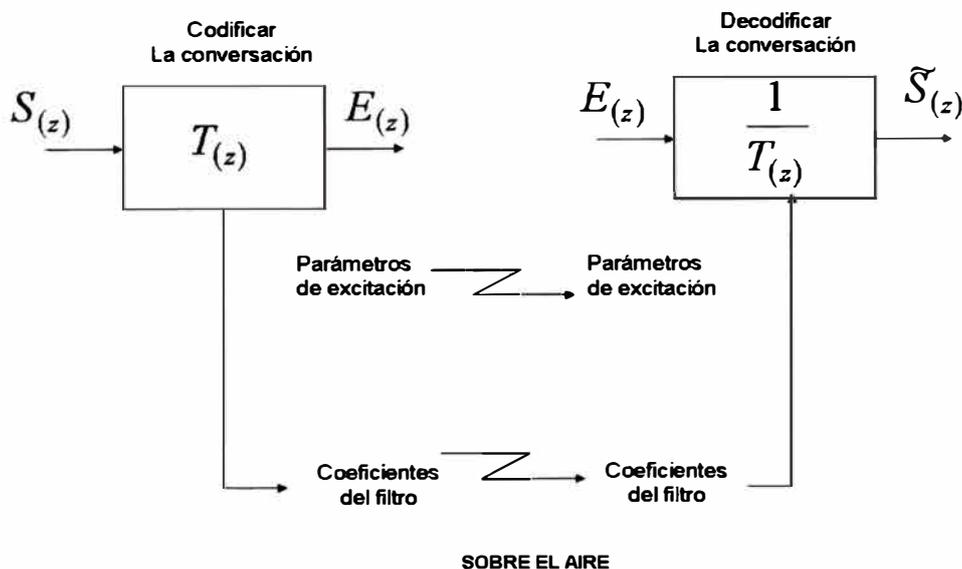


Figura 2.5 Proceso de síntesis de la voz humana.

2.4. Codificación de Canal

Después que la información fuente es codificada en forma digital, se necesita añadir *redundancia* a la señal de banda base digital. Esto es hecho para mejorar el

funcionamiento del sistema de comunicaciones, permitiendo a la señal estar mejor preparada para soportar los efectos de deterioro en los canales, tal como ruido y desvanecimiento. El objetivo de la codificación de canal es, dado una probabilidad de error deseada, reducir la relación $E_b N_0$ requerida, o alternativamente, dado una relación $E_b N_0$ por lograr, reducir la probabilidad de error. El costo de este objetivo es más ancho de banda, o más bits redundantes que el sistema tiene que transmitir.

En esta sección nosotros específicamente trataremos los códigos de corrección de errores, los cuales cuando son aplicados a la codificación del canal mejoran el funcionamiento de error del sistema. El propósito es agregar bits extra a los bits de información a fin que los errores puedan ser detectados y corregidos en el receptor. En otras palabras, la secuencia de bits es representada por una secuencia más larga de bits con suficiente redundancia para proteger la data.

Por ejemplo, el código de corrección de error más simple es repetir los bits de información. Supongamos que yo tengo un bit, y deseo enviar una protección contra errores. Yo puedo simplemente repetir el bit tres veces (Si yo tengo 1, yo enviaré 111). De esta manera, mejorará la posibilidad que el receptor recibe correctamente un 1 en caso que cualquiera de los bits transmitidos sea cambiado a un 0 durante el proceso de transmisión. En este caso, el receptor usará decodificación mayoritaria ó “*majority decoding*”. Particularmente, el receptor solo optará por 1 si la mayoría de los tres bits son recibidos como 1. Este código es conocido como $(3, 1)$. (n, k) se refiere a un código donde k es la longitud de la secuencia de la información y n es la

longitud de la secuencia del código. Este código es a veces descrito por su relación.

La relación R del código es definida como

$$R = \frac{k}{n}$$

Hay dos grandes clases de códigos de error: códigos de bloques y códigos convolucionales. Los códigos de bloque, como su nombre lo dice, codifica un bloque de secuencia de información en una vez. Código convolucional, por otro lado, tiene la propiedad de memorizar. La memoria depende de la longitud de influencia “ K ” del código convolucional.

2.5. Accesos Múltiples

Después que la señal de banda base ha sido codificada en canal para el control de errores, la señal es consecuentemente transformada con el fin de permitir accesos múltiples a diferentes usuarios. Accesos múltiples se refiere al compartir un recurso común con el fin de permitir comunicaciones simultáneas para múltiples usuarios, el recurso común es el espectro radioeléctrico.

En el esquema tradicional FDMA, cada usuario individual tiene asignado una banda de frecuencia específica para que la transmisión puede ser llevada a cabo (ver Figura 2.7). Una porción del espectro de frecuencia es dividido en diferentes canales. Las distintas señales de los usuarios son pasadas por filtros pasa bajos y moduladas sobre una frecuencia de portadora asignada f_c de un canal específico. De esta manera,

usuarios múltiples puede simultáneamente compartir el espectro de frecuencia. Por otro lado, en el sistema TDMA, cada usuario está asignado a un período de tiempo ó time slot distinto por el cual se transmite la información deseada; en este caso, la división de usuarios ocurre en el dominio del tiempo.

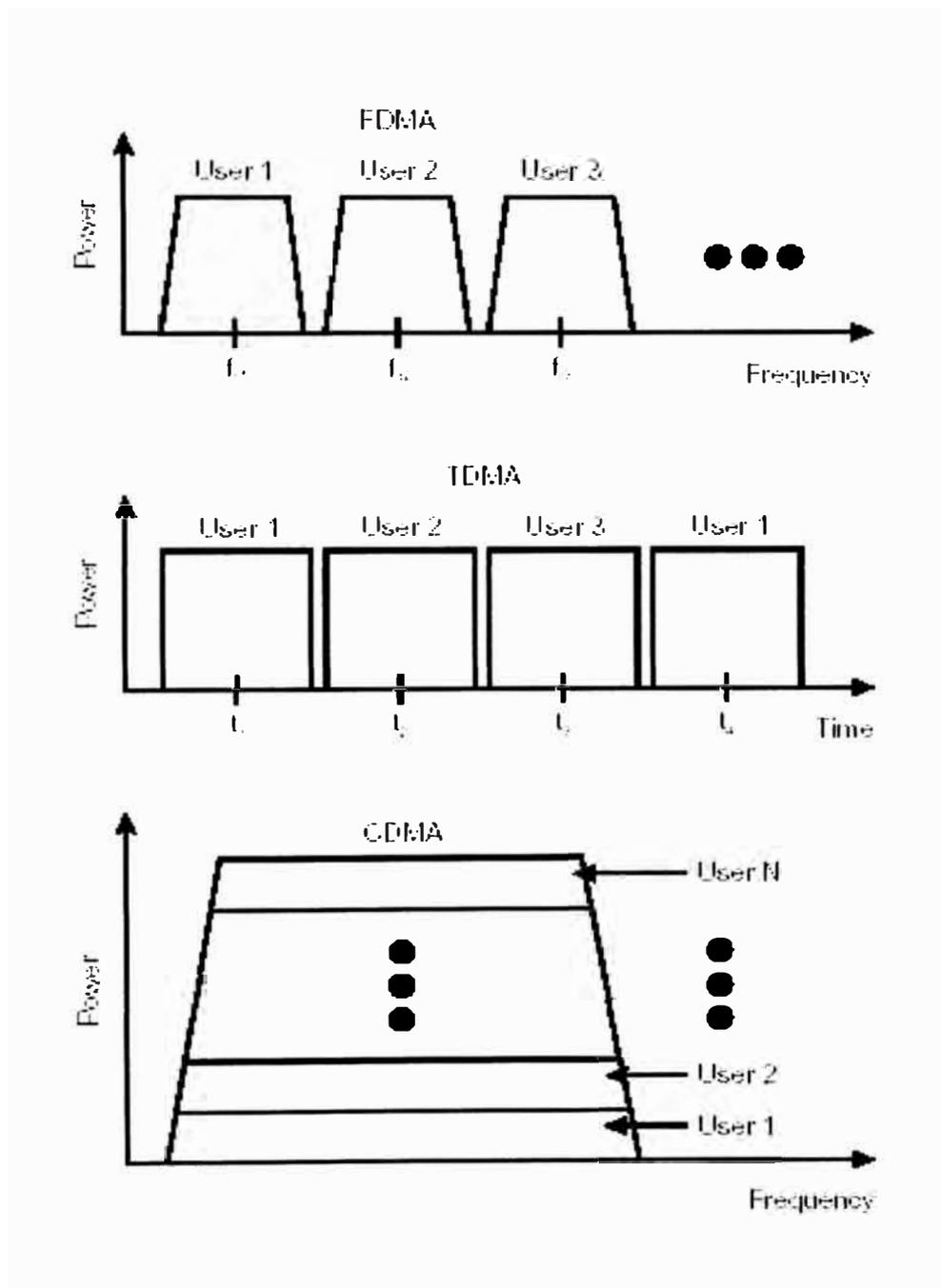


Figura 2.6 Esquema de diferentes tipos de acceso múltiples.

En el sistema CDMA, la señal de banda angosta de cada usuario es distribuida sobre un amplio ancho de banda. Este amplio ancho de banda es mayor que el ancho de banda mínimo requerido para transmitir la información. La señal de banda angosta de cada usuario es distribuida por un código distinto de gran ancho de banda. Cada uno de los códigos son ortogonales entre si, y la canalización de los usuarios simultáneamente es lograda por el uso de este grupo de códigos ortogonales. Todas las señales de gran ancho de banda (de usuarios diferentes) son añadidos juntos para formar una señal compuesta, y la señal compuesta es transmitida por el aire en la misma banda de frecuencia. El receptor es capaz de distinguir entre los diferentes usuarios usando una copia de los códigos originales. El receptor selecciona el usuario deseado de la señal compuesta correlacionando la respectiva señal con el código original. Todas las demás señales que no correspondan al código deseado son rechazadas.

El sistema IS-95 CDMA tiene enlaces asimétricos “*asymmetric links*” (el enlace de ida, que es el que va desde la estación base hacia el abonado; y el enlace de vuelta, que va desde el abonado hacia la estación base, tienen diferentes estructuras). Cada enlace utiliza diferente código para canalizar los usuarios. El enlace de ida usa el código Walsh ó “*Walsh codes*”, mientras que el enlace de vuelta utiliza el código pseudo aleatorio de ruido ó “*pseudorandom noise*” (PN) *codes*.

2.5.1 Código Walsh

2.5.1.1 Generación de los códigos Walsh

La figura 2.7 muestra que en un sistema CDMA, todos los usuarios transmiten en la misma banda de radiofrecuencia (RF). Por lo tanto, con el fin de evitar interferencias mutuas sobre el enlace de ida, los códigos Walsh son utilizados para separar a cada usuario del resto, mientras ellos simultáneamente ocupan la misma banda RF. Los códigos Walsh son usados en la interfase IS-95 son un conjunto de 64 secuencias binarias ortogonales. Estas secuencias son ortogonales entre si, y son generadas usando la matriz Hadamard. Un programa recursivo es utilizado para generar matrices de gran orden a partir de otras de bajo orden; esto es,

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Donde $\overline{H_N}$ contiene lo mismo que H_N pero con los elementos invertidos. La matriz origen es:

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Por lo tanto, para derivar un conjunto de 4 secuencias ortogonales Walsh, w_1, w_2, w_3 y w_4 nosotros solo necesitamos generar un matriz Hadamark de orden 4, ó

$$H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & \overline{H_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Las cuatro secuencias ortogonales en este conjunto de códigos Walsh son tomadas de las filas de la matriz H_4 ; que es,

$$w_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$W_1 = [0 \ 1 \ 0 \ 1]$$

$$W_2 = [0 \ 0 \ 1 \ 1]$$

$$W_3 = [0 \ 1 \ 1 \ 0]$$

Para accesos múltiples DS-SS, la sección 1.2 especifica tres condiciones que deben ser cumplidas para un grupo de secuencias ortogonales. Las tres condiciones son:

- 1 La correlación cruzada debería ser cero o muy pequeña en condiciones reales.
- 2 Cada secuencia en el grupo tiene un número igual de 1s y -1s, o el número de 1s difiere del número de -1s a lo más en una unidad.
- 3 El producto punto escalar de cada código debería igualar a 1. Cambiando los 0s a -1s en cada una de las cuatro secuencias de arriba; es decir,

$$W_0 = [-1 \ -1 \ -1 \ -1]$$

$$W_1 = [-1 \ 1 \ -1 \ 1]$$

$$W_2 = [-1 \ -1 \ 1 \ 1]$$

$$W_3 = [-1 \ 1 \ 1 \ -1]$$

Nosotros podemos facilitar el cálculo del producto cruzado y producto punto. Podemos fácilmente verificar que todas las secuencias de arriba, excepto W_0 satisface las condiciones. En general, la secuencia de Walsh 0th consiste de todos los -1s, por lo que no puede ser utilizada para la canalización. En el sistema IS-95 CDMA, w_0 no es usada para transmitir ninguna información de banda base.

La ecuación (2.4) puede ser recursivamente usada para generar matrices Hadamard de grandes órdenes con el fin de obtener grupos más extensos de secuencias ortogonales. Por ejemplo, 8 secuencias ortogonales, cada una de longitud 8, puede ser obtenida generando **H8**; 16 secuencias ortogonales, cada una de longitud 16, puede ser obtenida generando **H16**. El enlace de ida IS-95 usa un conjunto de 64 secuencias ortogonales Walsh, así que la limitación física del número de canales de un enlace de ida es 63 porque en un sistema IS-95, w_0 no es usada para transmitir ninguna información de banda base.

Ejemplo

La ecuación (2.4) puede ser utilizada para generar **H8**; es decir,

$$H_8 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Los ocho códigos Walsh ortogonales resultantes son:

$$\begin{aligned}
 w_0 &= \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \\
 w_1 &= \begin{bmatrix} -1 & +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 & +1 \end{bmatrix} \\
 w_2 &= \begin{bmatrix} -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 \end{bmatrix} \\
 w_3 &= \begin{bmatrix} -1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 \end{bmatrix} \\
 w_4 &= \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 \end{bmatrix} \\
 w_5 &= \begin{bmatrix} -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 & +1 & -1 \end{bmatrix} \\
 w_6 &= \begin{bmatrix} -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \\
 w_7 &= \begin{bmatrix} -1 & +1 & +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

2.5.1.2 Canalización utilizando códigos Walsh

El siguiente ejemplo ilustra como los códigos Walsh pueden ser utilizados para accesos múltiples DS-SS. Suponga que hay tres usuarios distintos, y cada usuario desea enviar un mensaje separado. Los mensajes separados son:

$$m_1 = \begin{bmatrix} +1 & -1 & +1 \end{bmatrix} \quad m_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 & -1 \end{bmatrix} \quad m_3 = \begin{bmatrix} -1 & +1 & +1 \end{bmatrix}$$

A cada uno de los tres usuarios se le asigna su código Walsh respectivo:

$$\begin{aligned}
 w_1 &= \begin{bmatrix} -1 & +1 & -1 & +1 \end{bmatrix} \\
 w_2 &= \begin{bmatrix} -1 & -1 & +1 & +1 \end{bmatrix} \\
 w_3 &= \begin{bmatrix} -1 & +1 & +1 & -1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Cada mensaje está expandido por sus códigos Walsh asignados. Notar que la tasa de chip del código Walsh es cuatro veces la tasa de bit del mensaje, contribuyendo a la ganancia del proceso en 4. Para el mensaje uno:

$$\begin{array}{rcccccccccccc}
 m_1(t) & & & & & & & & & & & & & \\
 w_1(t) & & & & & & & & & & & & & \\
 m_1(t)w_1(t) & & & & & & & & & & & & & \\
 m_1(t)w_1(t) & & & & & & & & & & & & &
 \end{array}$$

Notar que $m_1(t)w_1(t)$ es la señal expandida en espectro del primer mensaje.

Similarmente, para el mensaje dos:

$$\begin{array}{rcccccccccccc}
 m_2(t) & & & & & & & & & & & & & \\
 w_2(t) & & & & & & & & & & & & & \\
 m_2(t)w_2(t) & & & & & & & & & & & & & \\
 m_2(t)w_2(t) & & & & & & & & & & & & &
 \end{array}$$

Para el tercer mensaje:

$$\begin{array}{rcccccccccccc}
 m_3(t) & & & & & & & & & & & & & \\
 w_3(t) & & & & & & & & & & & & & \\
 m_3(t)w_3(t) & & & & & & & & & & & & & \\
 m_3(t)w_3(t) & & & & & & & & & & & & &
 \end{array}$$

Las señales de espectro ensanchado para los tres mensajes, $m_1(t)w_1(t)$,

$m_2(t)w_2(t)$, y $m_3(t)w_3(t)$, son combinadas para formar una señal compuesta $C(t)$;

que es,

$$C(t) = m_1(t)w_1(t) + m_2(t)w_2(t) + m_3(t)w_3(t)$$

La resultante $C(t)$ es:

$$C(t) = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & 3 & -1 & -1 & 3 & -1 & -1 & 3 & -1 & -1 \end{bmatrix}$$

$C(t)$ es la señal compuesta que es transmitida en la banda de Radio Frecuencia. Si los errores son despreciables durante el proceso de transmisión, el receptor recoge la señal compuesta $C(t)$. En este sentido, con el fin de separar los mensajes originales $m_1(t)$, $m_2(t)$, y $m_3(t)$ de la señal $C(t)$ compuesta, el receptor multiplica $C(t)$ por el código Walsh asignado para cada mensaje:

$$\begin{array}{l} C(t)w_1(t) \\ C(t)w_2(t) \\ C(t)w_3(t) \end{array} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & 3 & 1 & -1 & -3 & -1 & 1 & 3 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 3 & 1 & 1 & 3 & -1 & 1 & -3 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -3 & 1 & -1 & 3 & 1 & 1 & 3 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Después el receptor integra, o adiciona, todos los valores sobre cada período de bit.

Las funciones $M_1(t)$, $M_2(t)$, y $M_3(t)$ son los resultados:

$c_1(t)w_1(t)$	1	-1	1	3	1	-1	-3	-1	1	3	1	-1
$M_1(t)$				1				-1				1
$c_2(t)w_2(t)$	1	1	1	3	1	1	3	-1	1	3	-1	1
$M_2(t)$				1				1				-1
$c_3(t)w_3(t)$	1	-1	1	-3	1	1	3	1	1	3	1	1
$M_3(t)$				1				1				1

Un umbral que se utiliza para decidir, llamado “Threshold decision” observa las funciones integradas $M_1(t)$, $M_2(t)$, y $M_3(t)$. Las reglas utilizadas para decidir son:

$$\hat{m}(t) = 1 \quad \text{if } M(t) > 0$$

$$\hat{m}(t) = -1 \quad \text{if } M(t) < 0$$

Después de aplicar las reglas utilizadas para decidir, obtenemos lo siguiente resultados:

$\hat{m}_1(t)$				1				-1				1
$\hat{m}_2(t)$				1				1				-1
$\hat{m}_3(t)$				-1				1				1

Que son las mismas a las señales enviadas:

$$m_1 = [+1 \quad -1 \quad +1] \quad m_2 = [+1 \quad +1 \quad -1] \quad m_3 = [-1 \quad +1 \quad +1]$$

2.5.1.3 Sincronización en el enlace de Ida

Acabamos de ilustrar como los códigos Walsh ortogonales pueden ser utilizados para proveer canalizaciones de diferentes usuarios. Sin embargo, la capacidad para canalizar depende altamente de la ortogonalidad de la secuencia de los códigos durante todas las etapas de transmisión. Por ejemplo, si debido a retardos por trayectorias múltiples uno de los códigos de usuario es retardado por un chip, entonces el código retardado ya no es ortogonal con los otros códigos dentro del grupo de códigos. Por ejemplo, los dos códigos Walsh son ortogonales.

$$w_2 = \begin{bmatrix} -1 & -1 & +1 & +1 \end{bmatrix}$$

$$w_3 = \begin{bmatrix} -1 & +1 & +1 & -1 \end{bmatrix}$$

Sin embargo, si w_3 es retrasado por un chip, que es,

$$w'_3 = \begin{bmatrix} -1 & -1 & +1 & +1 \end{bmatrix}$$

Entonces podemos fácilmente verificar que w_2 y w'_3 ya no son ortogonales. Por lo que, la sincronización es esencial para usar códigos Walsh en acceso múltiples DS-SS. En la práctica, el sistema IS-95 CDMA usa un canal piloto para sincronizar el enlace de ida y asegurar que el enlace sea coherente, así como un canal de sincronización para transmitir información de parámetros de sincronización del sistema.

2.5.2. Códigos PN

Aunque el enlace de ida de IS-95 CDMA tiene el canal piloto y el de sincronización para contribuir a la sincronización, el enlace de vuelta no tiene canal piloto ni de sincronización. Las estaciones móviles transmiten a voluntad, y no intentan sincronizar sus transmisiones. Así los códigos Walsh no pueden ser usados en el enlace de vuelta. La naturaleza no coherente del enlace de vuelta requiere utilizar otra clase de código, códigos PN, para canalización.

2.5.2.1. Generación de los códigos PN

El código PN puede ser generado de registros de desplazamientos lineales retroalimentados. Un ejemplo (un registro de tres etapas) es mostrado en la figura 2.8. Los bits son desplazados por medio de diferentes etapas del registro. La salida de la última etapa y la salida de una etapa intermedia son combinadas y alimentadas como entradas para la primera etapa. El registro comienza con una secuencia inicial de bits, o etapa inicial, almacenado en esta etapa. Después el registro toma el tiempo, y los bits son movilizados a través de las etapas. De esta manera, el registro continúa generando salida de bits y alimentando entrada de bits a su primera etapa. La salida de bits de la última etapa forma el código PN. A continuación demostramos la generación del código usando el registro mostrado en la figura 2.8., donde un estado inicial de $[1, 0, 1]$ es usado por el registro. La salida de la etapa 3 es la salida del registro. Después de desplazamientos sucesivos de los bits a través del registro, obtenemos el resultado resumido en la Tabla 2.1. Notar que en el desplazamiento 7,

El estado del registro retorna hacia el estado inicial, y además el desplazamiento de los bits produce otra secuencia idéntica de salida.

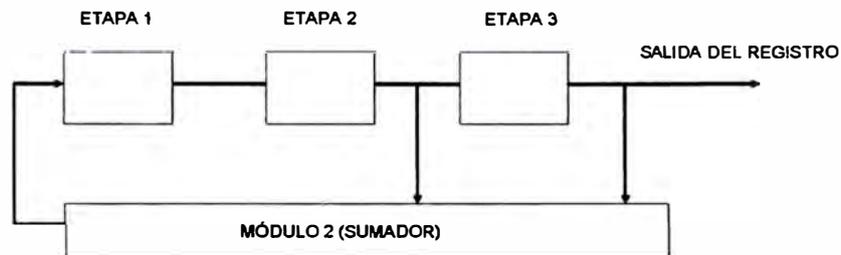


Figura 2.7 Un ejemplo del registro de desplazamiento retroalimentado lineal para generación de código PN

Así, la longitud efectiva del código PN periódico generado es 7. La salida del registro forma el código PN, el cual es

$$p = [1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$$

En general un código generado de esta manera es llamado un código de registro de desplazamiento de longitud máxima, y la longitud L del código de longitud máxima es

$$L = 2^N - 1 \quad (2.6)$$

Donde N es el número de etapas u orden del registro. En este caso, $N = 3$, y la longitud del código igual a 7. La estructura de código PN es determinada por la

lógica de retroalimentación (i.e., las etapas están explotadas por la retroalimentación) y la etapa inicial del registro

Tabla 2.1

Register States and Outputs

	Output	Output	Output	Output
Shift	Stage 1	Stage 2	Stage 3	Register
0	1	0	1	1
1	1	1	0	0
2	1	1	1	1
3	0	1	1	1
4	0	0	1	1
5	1	0	0	0
6	0	1	0	0
7	1	0	1	1

Por ejemplo, si la etapa inicial del registro es [0, 0, 0], entonces las diferentes etapas se atascarían (“stuck”) en ceros; La salida del registro entonces se pondría todos en ceros, y la generación de códigos no sería la longitud máxima. Un grupo de 7 códigos PN puede ser generado sucesivamente variando las siete (7) condiciones iniciales posibles, obteniendo las salidas (**p**) respectivas, y cambiando finalmente los ceros (0s) por los menos unos (-1s), es decir se obtiene el resultado siguiente:

$$\begin{aligned}
 p_0 &= \left[+1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \right] \\
 p_1 &= \left[-1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \right] \\
 p_2 &= \left[-1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \right] \\
 p_3 &= \left[+1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \right] \\
 p_4 &= \left[+1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \right] \\
 p_5 &= \left[+1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \right] \\
 p_6 &= \left[-1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \right]
 \end{aligned}$$

Podemos verificar que estos códigos satisfacen las condiciones delineadas en la sección 1.2 para acceso múltiple DS-SS; que es,

- 1 La correlación cruzada debería ser cero o muy pequeña en condiciones reales.
- 2 Cada secuencia en el conjunto tiene un número igual de 1s y -1s, o el número de 1s difiere del número de -1s por a lo más una unidad (1).
- 3 El producto escalar de cada código debería ser igual a uno 1

Ya que la máxima longitud de código PN es siempre un número impar (ver ecuación (2.6)) y el código mostrado anteriormente tiene cuatro +1 y tres -1, el código satisface la condición 2.

2.5.2.2. Canalización utilizando códigos PN

Nuevamente utilizamos un ejemplo para ilustrar como el código PN puede ser usado para accesos múltiples. Supongamos los mismos tres usuarios que desean enviar tres mensajes separados. Estos mensajes son

$$\begin{aligned} m_1 &= \{ +1 \quad -1 \quad +1 \} \\ m_2 &= \{ +1 \quad +1 \quad -1 \} \\ m_3 &= \{ -1 \quad +1 \quad +1 \} \end{aligned}$$

A cada uno de los tres usuarios se le asigna un código PN, respectivamente:

$$P_0 = [+1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1]$$

$$P_3 = [+1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1]$$

$$P_6 = [-1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1]$$

El mensaje uno tiene asignado el código PN₀, el mensaje dos tiene asignado el código PN₃, y el mensaje tres tiene asignado el código PN₆. Cada mensaje es expandido por su código PN asignado. Notar que la tasa del chip del código PN es 7 veces la tasa de bit del mensaje, contribuyendo a una ganancia del proceso de 7. Para el mensaje 1:

$$\begin{array}{l} m_1(t) \quad 1 \qquad \qquad \qquad -1 \qquad \qquad \qquad 1 \\ p_0(t) \quad 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \\ p_3(t) \quad 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \\ m_1(t)p_0(t) \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \end{array}$$

Notar que $m_1(t)p_0(t)$ es la señal de espectro expandido del primer mensaje.

Similarmente para el segundo mensaje:

$$\begin{array}{l} m_2(t) \quad 1 \qquad \qquad \qquad 1 \qquad \qquad \qquad -1 \\ p_3(t) \quad 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \\ p_6(t) \quad 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \\ m_2(t)p_3(t) \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \\ m_2(t)p_6(t) \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \end{array}$$

Para el tercer mensaje:

$$\begin{aligned}
 \text{Coropos}(t) &= 3 \quad 3 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad -3 \quad -1 \quad -3 \quad -1 \quad -1 \quad 3 \quad 1 \quad 1 \quad 3 \quad 1 \\
 M_1(t) &= \quad -9 \\
 \\
 \text{Coropos}(t) &= 3 \quad 3 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad 3 \quad 1 \quad 3 \quad -1 \quad -1 \quad -3 \quad 1 \quad -1 \quad -3 \quad -1 \\
 M_2(t) &= \quad -9 \\
 \\
 \text{Coropos}(t) &= -3 \quad -3 \quad -1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad 1 \quad 3 \quad -1 \quad 3 \quad 1 \quad 1 \quad 3 \quad 1 \quad -1 \quad 3 \quad -1 \\
 M_3(t) &= \quad -9
 \end{aligned}$$

Un umbral que se utiliza para decidir, llamado ‘‘Threshold decision’’ observa las funciones integradas $M_1(t)$, $M_2(t)$, y $M_3(t)$. Las reglas utilizadas para decidir son:

$$\begin{aligned}
 \hat{m}(t) &= 1 \quad \text{if } M(t) > 0 \\
 \hat{m}(t) &= -1 \quad \text{if } M(t) < 0
 \end{aligned}$$

Despu3s de aplicar las reglas utilizadas para decidir, obtenemos lo siguiente resultados:

$$\begin{aligned}
 \hat{m}_1(t) & \quad \quad \quad 1 \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad -1 \quad \quad \quad \quad 1 \\
 \hat{m}_2(t) & \quad \quad \quad 1 \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad 1 \quad \quad \quad \quad -1 \\
 \hat{m}_3(t) & \quad \quad \quad -1 \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad 1 \quad \quad \quad \quad 1
 \end{aligned}$$

2.5.2.3. Funci3n de autocorrelaci3n de la secuencia PN

Definimos la autocorrelaci3n en tiempo discreto de una secuencia de valor real x que es

$$R_x(i) = \sum_{j=0}^{J-1} x_j x_{j-i}$$

En otras palabras, por cada desplazamiento sucesivo i , calculamos la sumatoria del producto de X_j y su versión desplazada X_{j-i} . Procedemos a calcular la autocorrelación de la secuencia PN, \mathbf{p}_0 . La tabla 2.3 calcula la autocorrelación $R_{\mathbf{p}_0}(i)$ de \mathbf{p}_0 .

Tabla 2.2

Cálculo de autocorrelación para la secuencia \mathbf{P}_0

i	$\mathbf{p}_{0,j-i}$							$R_{\mathbf{p}_0}(i)$
0	1	-1	1	1	1	-1	-1	7
1	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1
2	-1	-1	1	-1	1	1	1	-1
3	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1
4	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1
5	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1
6	-1	1	1	1	-1	-1	1	-1
7	1	-1	1	1	1	-1	-1	7
8	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1
9	-1	-1	1	-1	1	1	1	-1
10	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1
11	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1
12	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1
13	-1	1	1	1	-1	-1	1	-1
14	1	-1	1	1	1	-1	-1	7
15	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1

Notar que $\mathbf{p}_0 = [+1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1]$ y la secuencia desplazada $\mathbf{p}_{0,j-i}$ están también mostradas para cada desplazamiento i en la tabla. La resultante $R_{\mathbf{p}_0}(i)$ para cada desplazamiento i está mostrada en el lado derecho de la tabla. La figura 3.11 describe la función de autocorrelación $R_{\mathbf{p}_0}(i)$ como una función de desplazamiento i . En la figura 2.9, observamos que la función de autocorrelación alcanza un pico cada 7

desplazamientos. Dado que todos los otros desplazamientos (o tiempos de offsets), la autocorrelación se mantiene en el mínimo de -1; la propiedad de autocorrelación mostrada en la figura 2.9 es importante porque ayuda a la adquisición y sincronización inicial del código PN en el receptor. Una alta correlación ocurre sólo cuando los códigos son alineados (cuando el desplazamiento de tiempo i es cero); Si los códigos no son alineados, resulta una baja autocorrelación.

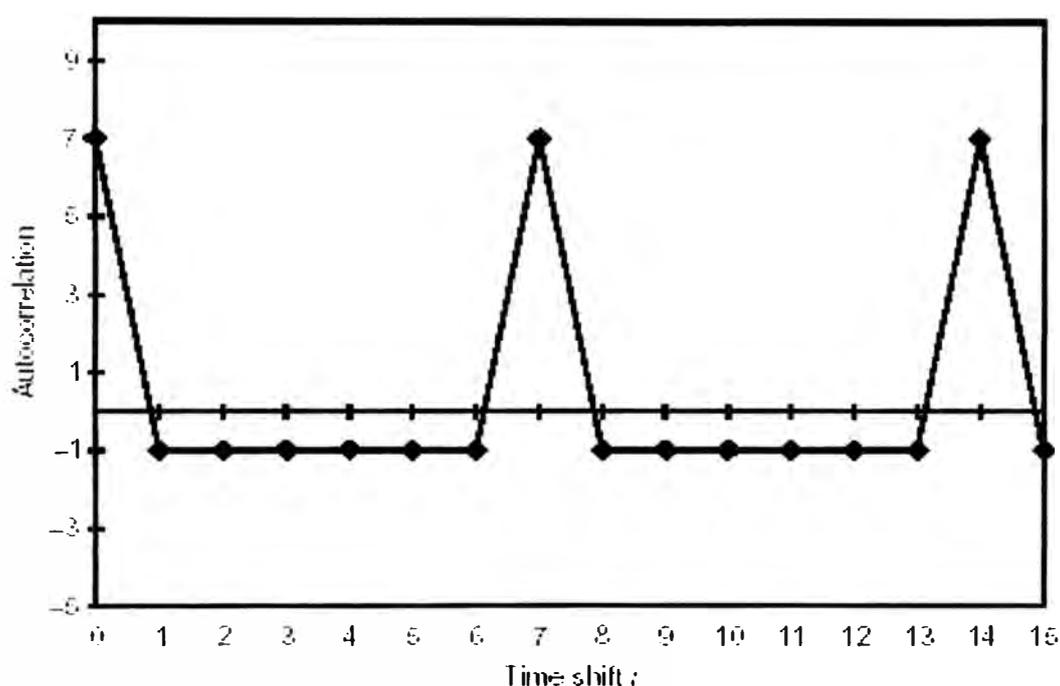


Figura 2.8 Función de autocorrelación de la secuencia PN, p_0

En la práctica, el receptor posee una copia original del código PN (i.e., p_0, j). El receptor quisiera adquirir una secuencia entrante $p_{0,j-i}$ en una fase arbitraria. El receptor solo tiene que “deslizar” la secuencia entrante y calcular la autocorrelación. Cuando esta alcance su máximo, entonces los dos códigos están en fase y tienen un tiempo para cambiar a cero. En un sistema IS-95 CDMA, esto es de hecho realizado

por una estación móvil para obtener el canal piloto demodulado. Este esquema de obtención puede también ser utilizado cuando la longitud del código de ensanchamiento es igual al período de bit de datos.

En IS-95 CDMA, el enlace de vuelta usa el código largo PN para la canalización. El código largo ó (“long” code) es llamado así debido a que su longitud es literalmente muy larga. El código largo tiene una longitud de $2^{42} - 1$ chips y es generado por un registro de 42 etapas.

Asimismo, observamos en la sección 2.5.1 que el enlace de ida utiliza el código Walsh para la canalización individual de cada estación base específica; sin embargo, el enlace de ida también utiliza el código PN. Cada estación base está asignada a un único código PN que es sobrepuesto al código Walsh. Esto es hecho para obtener aislamiento entre las distintas estaciones base (o sectores); el aislamiento es necesario debido a que cada estación base utiliza el mismo conjunto de código Walsh. El código PN utilizado en el enlace de ida es llamado el código “corto”, debido a que la longitud del código es relativamente corta. El código corto es generado utilizando un registro de 15 etapas y tiene una longitud de $2^{15} - 1$ chips.

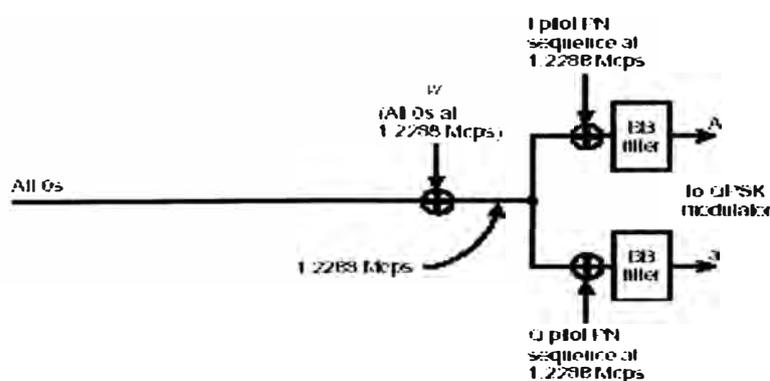


Figura2.9: Ejemplo de la utilización del código PN sobrepuesto al código Walsh en el enlace de ida para el canal piloto, con el fin de identificar a cada sector de cada estación base

CAPÍTULO III

PRINCIPIOS DE CDMA (CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS)

3.1. Introducción

CDMA es un esquema en el cual a múltiples usuarios se les asignan recursos de radio usando técnicas DS-SS (espectro ensanchado de secuencia directa). A pesar de que todos los usuarios están transmitiendo en la misma banda RF, cada usuario está separado del otro debido al uso de códigos ortogonales.

El estándar norteamericano CDMA, o IS-95, indica que cada usuario transmite información en banda base a 9.6 Kbps, la cual es la velocidad de salida del vocoder.

La velocidad de la señal final ensanchada es 1.2288 Mbps, resultando un ancho de banda de aproximadamente 1.25 Mhz.

Para una mayor eficiencia espectral pueden, estar muchas señales de 1.25 Mhz presentes en la misma banda RF; sin embargo, el funcionamiento del sistema CDMA es limitado en interferencia. Esto significa que la capacidad y calidad del sistema son limitadas debido a la cantidad de potencias interferentes presentes en la banda.

La capacidad está definida como el número total de usuarios que el sistema puede soportar simultáneamente, y la calidad es definida como la condición de percepción de un enlace de radio asignado a un usuario particular; esta calidad de percepción del

enlace está directamente relacionada a la probabilidad de error de un bit, o *bit error rate* (BER).

Este capítulo presenta esas características de un sistema CDMA que necesita estar optimizado con el fin de reducir las interferencias e incrementar la calidad.

3.2. Capacidad

A pesar de que hay muchos modelos de capacidad del sistema CDMA, aquí, presentamos una descripción usando la cantidad de usuario presentes en la banda. La real capacidad de una celda CDMA depende de muchos factores diferentes, tal como la demodulación, exactitud en el control de potencia, y la potencia de interferencia real presentada por otros usuarios en la misma celda y en celdas vecinas.

En la comunicación digital, estamos sobre todo interesados en la relación E_b/N_0 , ó energía de bit por densidad de potencia de ruido.

Esta cantidad se puede relacionar con el cociente señal a ruido convencional (SNR) reconociendo que la energía de bit equivale al promedio de la potencia de la señal modulada asignada a cada duración de bit; es decir,

$$E_b = ST \quad (3.1)$$

Donde S es la potencia promedio de la señal modulada y T es el tiempo de duración de cada bit.

Notar que la fórmula 3.1 es consistente con el análisis dimensional, el cual indica que la energía es igual a la potencia multiplicada por el tiempo. Nosotros podemos incluso manipular la fórmula (3.1) sustituyendo la tasa de bit “ R ”, la cual es la inversa de la duración del bit “ T ”

$$E_b = \frac{S}{R}$$

E_b/N_0 es así:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{RN_0} \quad (3.2)$$

Si además sustituimos la densidad de potencia de ruido N_0 , la cual es la potencia de ruido total N dividida por el ancho de banda W ; luego:

$$N_0 = \frac{N}{W} \quad (3.3)$$

Sustituyendo (3.3) en (3.2) produce

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S W}{N R} \quad (3.4)$$

La ecuación (3.4) relaciona la energía de bit E_b/N_0 con dos factores: la relación señal a ruido del enlace, y la relación de ancho de banda transmitido W con la tasa de bit R .

El cociente W/R también es conocido como la ganancia de procesamiento del sistema.

Aquí consideramos la capacidad del enlace de vuelta (reverse), dado que en CDMA, frecuentemente es el enlace limitado en capacidad. El enlace de vuelta (reverse) es el

enlace desde el móvil hacia la estación base. Asumimos que el sistema posee un control de potencia perfecto, lo que significa que la potencia de transmisión de todos los móviles del usuario están activamente controladas, tal que en el receptor de la estación base la potencia recibida desde todos los móviles son iguales.

Basado en esta asunción, el SNR de un usuario puede ser escrito como:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{M-1} \quad (3.5)$$

Donde M es el total de número de usuarios presentes en la banda. Esto es también porque la potencia de interferencia total es igual a la suma de potencias de cada usuario individual.

La figura 3.1 ilustra los principios de la fórmula (3.5). Notar que también ignora otras fuentes de interferencias tal como ruido térmico, etc.

Procediendo a sustituir la fórmula (3.5) en la fórmula (3.4), el resultado es el siguiente:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{(M-1)} \frac{W}{R} \quad (3.6)$$

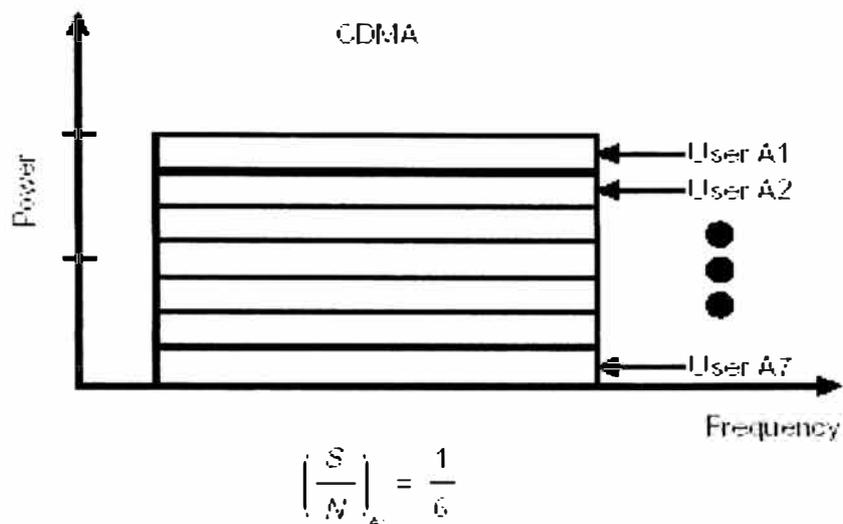


Figura 3.1 En CDMA, la potencia total de interferencia en la banda es igual a la suma de las potencias individuales de cada usuario. Por lo tanto si hay siete usuarios ocupando la banda, y cada usuario es controlado con el mismo nivel de potencia, entonces el SNR experimental para cualquier usuario es 1/6

Resolviendo para (M-1) queda:

$$M - 1 = \frac{(W R)}{(E_b N_0)} \quad (3.7)$$

Notar que si M es grande, entonces:

$$M \approx \frac{(W R)}{(E_b N_0)} \quad (3.8)$$

3.2.1. Efectos de Carga

La ecuación (3.8) es efectivamente un modelo que describe el número de usuarios que una celda CDMA simple puede soportar. Esta celda es omnidireccional y no tiene celdas vecinas, y los usuarios están transmitiendo el 100% del tiempo. En realidad hay muchas celdas en un sistema PCS o celular CDMA. La Figura 3.2

muestra que una celda normalmente (celda A) está rodeada por otras celdas CDMA que están soportando otros usuarios. A pesar de que para esos otros usuarios de las otras celdas están controladas sus potencias por sus respectivas celdas locales, la potencia de las señales de esos otros usuarios constituye interferencias a la celda A. Así, La celda A está siendo cargada (*loaded*) por usuarios de otras celdas.

Ecuación (3.6) es modificada por efectos de la carga (loading):

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{(M-1)} \frac{W}{R} \left(\frac{1}{1+\eta} \right) \quad (3.9)$$

Donde η es el factor de carga, η es un factor entre 0% y 100%. En el ejemplo mostrado en la figura 3.3, el factor de carga es 0.5 resultando en $(1 + 0.5)$, o un 150% de incremento de interferencia por arriba de los causados por usuarios locales solos. La inversa del factor $(1 + \eta)$ es a veces conocido como el re-uso de frecuencia ó *Factor F*; que es,

$$F = \frac{1}{(1 + \eta)} \quad (3.10)$$

Notar que el factor de re-uso de frecuencia es idealmente 1 en el caso de la celda simple ($\eta=0$), en el caso de multicelda, como la carga (η) se incrementa, el factor de re-uso de frecuencia correspondiente decrece.

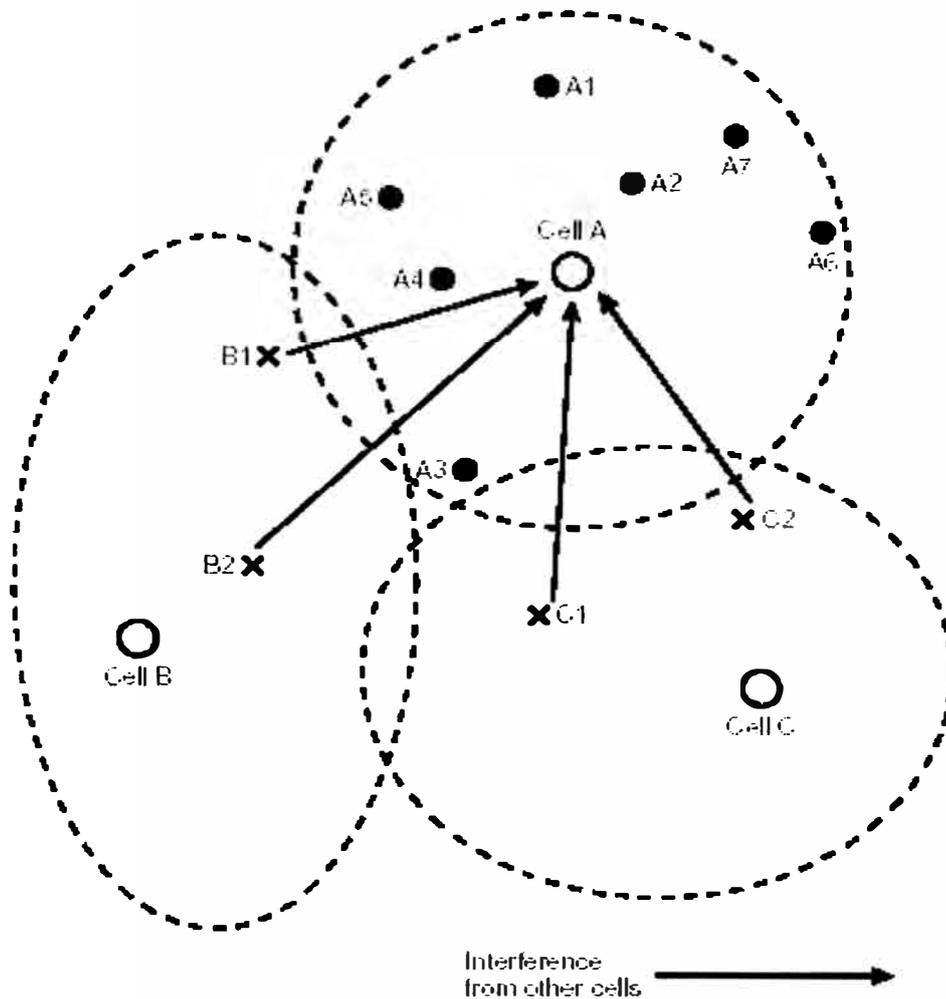


Figura 3.2 Interferencia introducida por usuarios de las celdas vecinas

3.2.2. Efectos de Sectorización

La interferencia de otros usuarios en otras celdas puede ser disminuida si la celda en cuestión está sectorizada. En vez de tener una antena omnidireccional, la cual tiene un patrón de 360°, la celda A puede ser sectorizada en tres sectores, a fin de que cada sector esté solo recibiendo señales en 120° (Figura 3.4). En efecto, una antena sectorial rechaza interferencias de usuarios que no están dentro del patrón de la

antena. Este arreglo disminuye el efecto de carga por el factor de interferencia aproximadamente en 3. Si la celda está sectorizada para seis sectores, entonces el efecto de carga es disminuido por un factor de aproximadamente de 6. Este factor es llamado “*ganancia de sectorización (λ)*”.

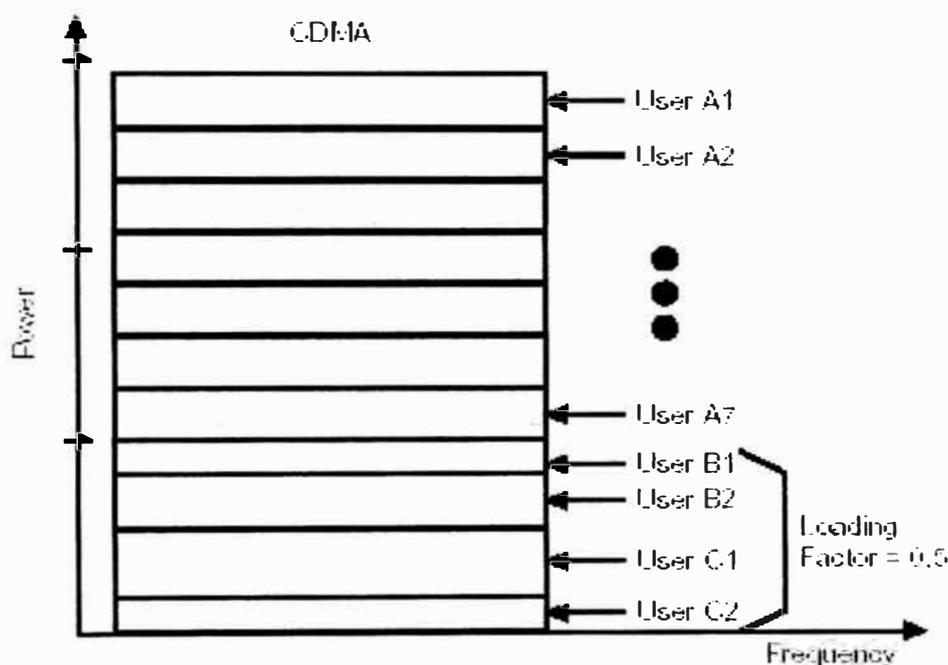


Figura 3.3 Factor de carga percibido por la celda A

Para una celda, el “ λ ” exacto es obtenido dividiendo el total de la potencia interferente de todas las direcciones entre las potencias interferentes percibidas por la antena sectorial; es decir,

$$\lambda = \frac{\int_0^{2\pi} I(\theta) d\theta}{\int_0^{2\pi} \left(\frac{G(\theta)}{G(0)} \right) I(\theta) d\theta} \quad (3.11)$$

Donde $G(\theta)$ es el patrón horizontal de la antena sectorial; $G(0)$ es la ganancia pico de antena, la cual se asume que ocurre en el eje horizontal ($\theta=0$); y I_0 es la potencia de interferencia recibida de los usuarios de otras celdas como una función de θ . Las integrales en la fórmula (3.11) son evaluadas desde 0° a 360° . La ecuación (3.11) computa que la ganancia de sectorización exacta, depende fuertemente de la ganancia de la antena usada, así como de la distribución espacial y distancia de usuario que interfieren desde otras celdas.

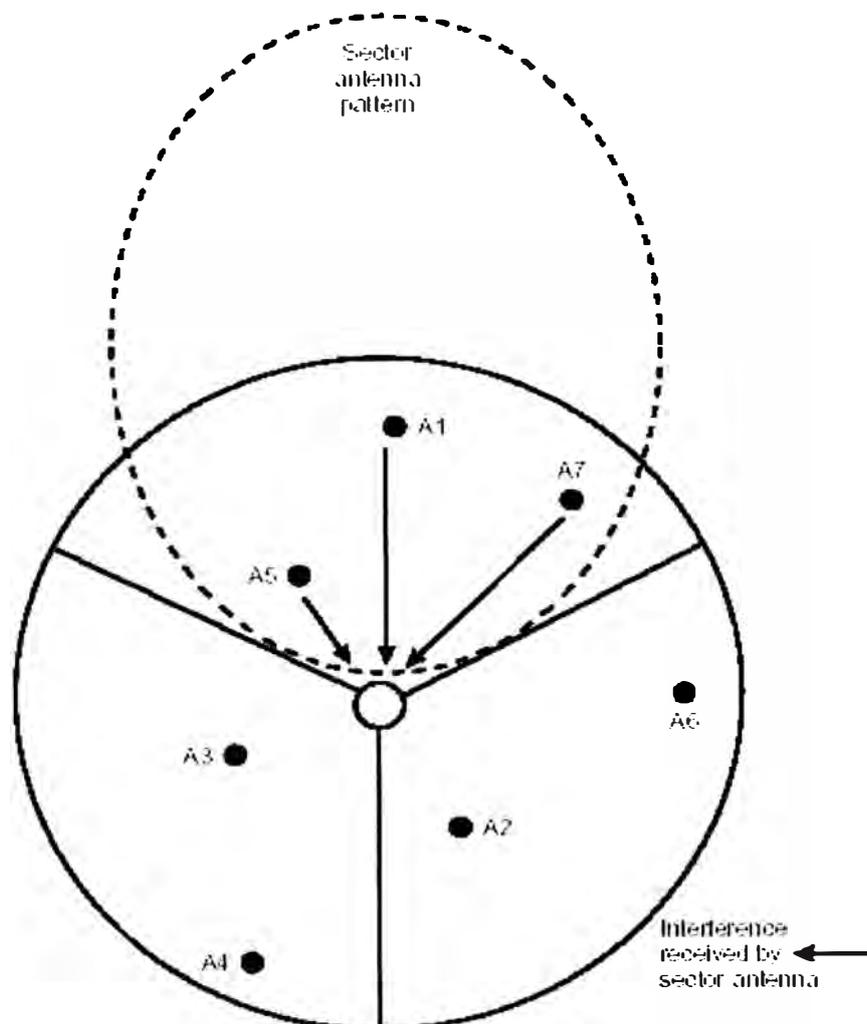


Figura 3.4 Una antena sectorizada rechaza la interferencia de los usuarios que no están dentro del patrón de esa antena

Notar que la formula (3.11) no toma en cuenta el patrón vertical de la antena sectorial, el efecto de esto es muy pequeño comparado con la ganancia del sector. En realidad, λ está típicamente alrededor de 2.5 para un sistema de configuración de 3 sectores y 5 para un sistema de configuración de 6 sectores.

La ecuación (3.9) quedaría modificada contando con el efecto de sectorización:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{(M-1)} \frac{W}{R} \left(\frac{1}{1+\eta} \right) \lambda \quad (3.12a)$$

3.2.3. Efectos de la actividad vocal

La ecuación (3.12a) asume que todos los usuarios están transmitiendo 100% del tiempo. En la práctica, el vocoder usado por el sistema IS-95 es de tasa variable, lo cual significa que la velocidad de salida del vocoder es ajustada de acuerdo al patrón de habla del usuario. Por ejemplo, si el usuario no está hablando durante parte de la conversación, la velocidad de salida del vocoder es disminuida para prever la transmisión de potencia innecesariamente. El efecto de esta tasa variable del vocoder es la reducción de la potencia transmitida y por lo tanto de la interferencia. Las estadísticas del habla muestran que un usuario en una conversación típicamente habla entre 40% y 50% del tiempo. Empleando la tasa variable del vocoder, el sistema reduce la potencia de interferencia total por el factor de actividad vocal. Así, la formula (3.12a) es de nuevo modificada contando con el efecto de la actividad vocal:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{(M-1)} \frac{W}{R} \left(\frac{1}{1+\eta} \right) \lambda \left(\frac{1}{v} \right) \quad (3.12b)$$

Donde “ v ” es el factor de actividad vocal. Notar que el efecto de la actividad vocal reduce el denominador, o la porción de interferencia de la ecuación. Resolviendo la fórmula (3.12b) para M queda

$$M = 1 + \frac{(W/R)}{(E_b/N_0)} \left[\frac{1}{1+\eta} \right] \lambda \left[\frac{1}{v} \right] \quad (3.13)$$

Si “ M ” es grande, entonces:

$$M \approx \frac{(W/R)}{(E_b/N_0)} \left[\frac{1}{1+\eta} \right] \lambda \left[\frac{1}{v} \right] \quad (3.14)$$

Examinando la formula (3.12b), llegamos a las siguientes conclusiones respecto a la capacidad de CDMA:

1. La capacidad, o el número de usuarios simultáneos M , es directamente proporcional a la ganancia de procesamiento del sistema.
2. El enlace requiere un particular E_b/N_0 para lograr un aceptable BER y por último una aceptable tasa de error de trama ó FER (*frame error rate*). La capacidad es inversamente proporcional a E_b/N_0 del enlace. Cuanto menor sea el umbral E_b/N_0 requerido, mayor será la capacidad del sistema.
3. La capacidad puede ser incrementada si disminuimos la cantidad de carga de usuarios en celdas adyacentes.
4. Si hay un filtrado espacial, tal como la sectorización, entonces la capacidad del sistema aumenta. Por ejemplo, una celda de seis sectores tendría más capacidad que una celda de 3 sectores.

3.3. Control de Potencia

3.3.1. ¿Por qué controlar la potencia?

El control de la potencia es esencial para la operación suave de un sistema CDMA, ya que todos los usuarios comparten la misma banda de Radio Frecuencia (RF) a través del uso de códigos PN, cada usuario aparece como ruido aleatorio para el otro. La potencia de cada usuario, por consiguiente, debe ser cuidadosamente controlada a fin de que ningún usuario esté innecesariamente interfiriendo con otros quienes están compartiendo la misma banda.

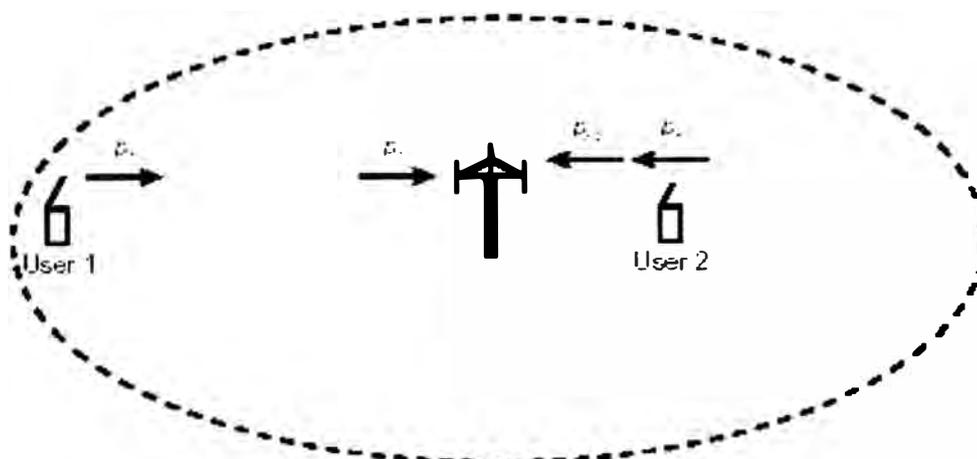


Figura 3.5 Una estación base con dos usuarios hipotéticos. Cada usuario está transmitiendo hacia la estación base una cantidad fija de potencia P_r .

Para ilustrar como controlar la potencia es esencial en CDMA, consideramos una celda simple que tiene dos usuarios hipotéticos (Figura 3.5). De nuevo examinamos el caso del enlace de vuelta (reverse) dado que éste enlace es frecuentemente el enlace limitante en CDMA. El usuario 2 está más cerca de la estación base que el usuario 1. Si no hay control de potencia, ambos transmitirían una cantidad fija de potencia P_e .

sin embargo, por la diferencia en distancias la potencia recibida del usuario 2, ó P_{r2} , sería mucho mayor que la potencia recibida por el usuario 1, ó P_{r1} . Si nosotros asumimos que la diferencia en distancia es tal que P_{r2} , es 10 veces más grande que P_{r1} , entonces el usuario 1 estaría en una gran desventaja.

Si la relación de señal a ruido requerido $(SNR)_{requerido}$, es $(1/10)$, entonces podemos inmediatamente ver la disparidad entre las señales a ruidos (SNRs) de los dos usuarios. La figura 3.6 ilustra el punto; si nosotros despreciamos el ruido térmico, entonces la SNR del usuario 2, $(S/N)_2$, sería 10, y la SNR del usuario 1, $(S/N)_1$, sería $(1/10)$. El usuario 2 tiene mucho más SNR y así disfrutaría mejor la calidad de voz, sin embargo el SNR del usuario 1 está apenas llegando a la relación señal a ruido requerido (S/N) . Esta inequidad es conocida como el problema clásico cercano – lejano (*near-far*) en un sistema de acceso múltiple de espectro ensanchado.

El sistema en este punto indicado ha alcanzado su capacidad. La razón es que si nosotros intentamos añadir un tercer usuario transmitiendo una potencia P_3 en cualquier lado pero dentro de la celda, entonces la SNR del tercer usuario no sería capaz de alcanzar la relación señal a ruido requerida $(S/N)_{requerida}$.

Adicionalmente, si nosotros forzamos un tercer usuario sobre el sistema, el tercer usuario no solo no logrará el $(S/N)_{requerido}$, sino también causará que el SNR del usuario 2 se establezca por debajo del $(S/N)_{requerido}$.

El control de potencia es implementado con el fin de superar el problema cercano-lejano y maximizar su capacidad. El control de potencia se refiere a que la potencia de transmisión de cada usuario está controlada de tal forma que la potencia recibida en la estación base sea igual para ambos. La Figura 3.7 ilustra el concepto. En la

celda, si la potencia de transmisión para cada usuario es controlada de manera tal que la potencia de recepción de cada usuario en la estación base sea igual a P_r , entonces mucho más usuarios pueden ser alojados en el sistema. Como una continuación de nuestros ejemplos previos, si el SNR requerido ($S/N_{requerido}$) es aún $(1/10)$, entonces un total de 11 usuarios pueden ser soportados por la celda. La capacidad es maximizada con el uso del control de potencia (Figura 3.8).

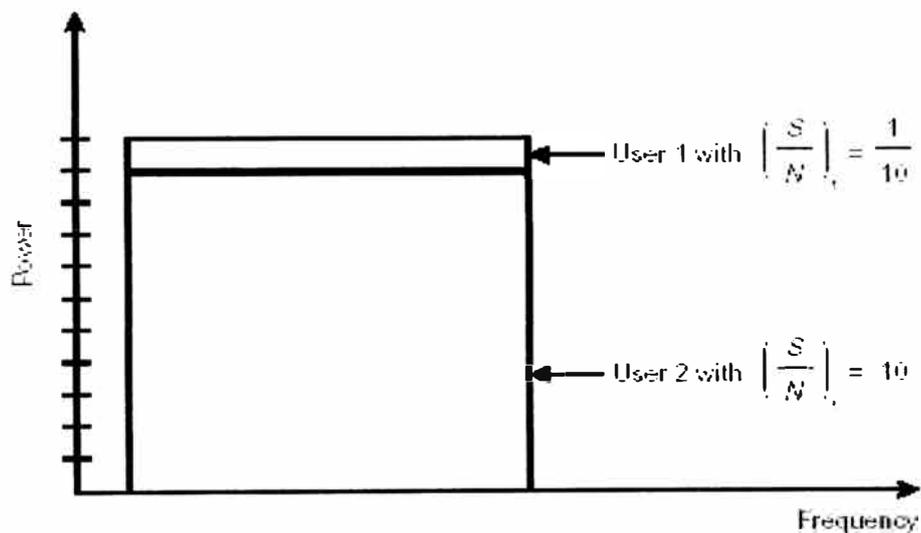


Figura 3.6 La potencia recibida de los usuarios en la estación base. Usuario 2 tiene mucho más alto SNR que el usuario 1

3.3.2. En lace de vuelta (Reverse)

3.3.2.1. Señales de prueba de acceso

Un problema que tiene que ser inmediatamente resuelto en el control de potencia es la potencia inicial transmitida por el móvil. Antes de que el móvil establezca el contacto con la estación base, éste no puede controlar su potencia por la estación base. Así, la pregunta natural es en el momento que el móvil intenta por primera vez acceder a la estación base, ¿Qué nivel de potencia debería usar el móvil con el fin de transmitir este requerimiento? En este punto, la estación base aún no ha tenido ningún contacto con el usuario móvil, y la estación base no tiene idea acerca de la ubicación del usuario móvil. Hay dos opciones:

La primera opción es que el móvil pueda intentar acceder a la estación base con una potencia de transmisión alta. Tal potencia alta de transmisión incrementaría la probabilidad que la estación base recibiera el requerimiento de acceso del móvil. Sin embargo, la desventaja de transmitir inicialmente alta potencia es que representaría interferencia a otros usuarios servidos por dicha celda. La segunda opción es que el móvil pueda pedir el acceso de la estación base con una baja potencia de transmisión. Esa baja potencia disminuiría la posibilidad que la estación base recibiera el requerimiento de acceso del móvil. Pero la ventaja es que este móvil no causaría mucha interferencia a otros usuarios móviles.

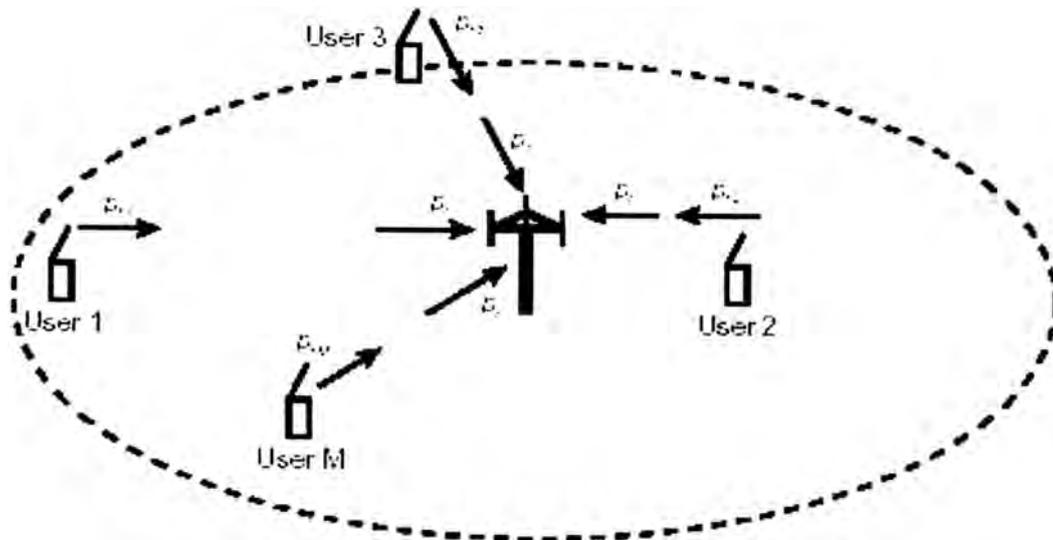


Figura 3.7 Con control de potencia, una estación base puede soportar mucho más usuarios. Cada usuario controlado para transmitir en niveles diferentes de potencia. Esto es hecho para que la potencia recibida de cada usuario individual sean todas iguales en la estación base.

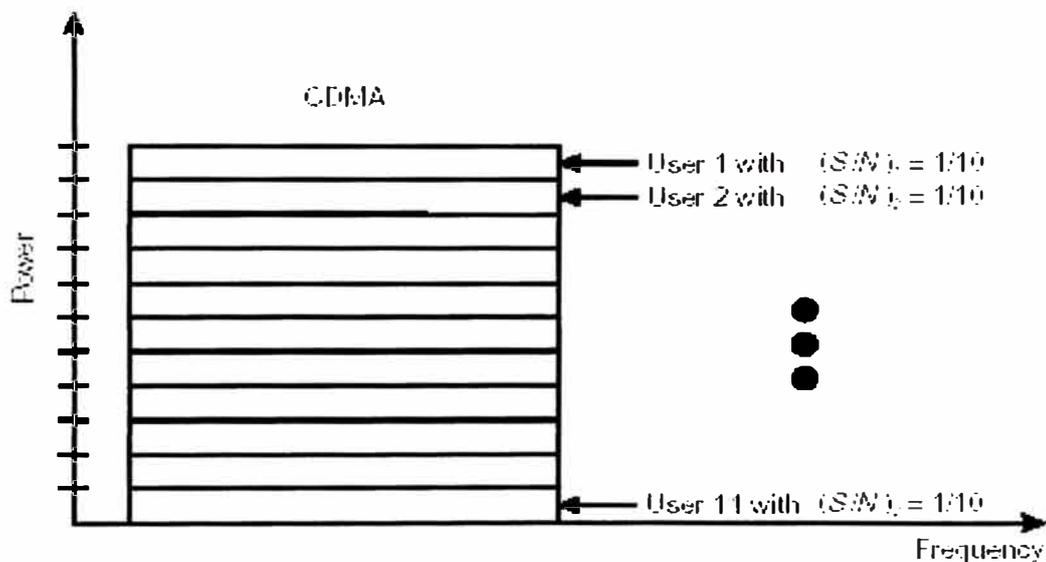


Figura 3.8 La capacidad es maximizada cuando la potencia de recepción de todos los usuarios son iguales en la estación base

La solución que se encuentra especificada en el estándar IS-95 es que cuando el móvil intente por primera vez acceder al sistema, éste transmita una serie de señales de prueba de acceso. Las cuales son una serie de transmisiones progresivas de altas

potencias. El móvil transmite su primera señal de prueba en una potencia relativamente baja, entonces éste espera una respuesta de la estación base. Si después de un intervalo de tiempo aleatorio el móvil no recibe un reconocimiento (ack) de la estación base, entonces el móvil transmite una segunda señal de prueba de acceso en una potencia ligeramente más alta. El proceso se repite hasta que el móvil recibe un reconocimiento de la estación base. La diferencia de potencias entre la actual y anterior señal de prueba es llamada una señal de prueba de acceso corregida (Figura 3.9). La magnitud de medida para una señal de prueba de acceso corregida está especificada por el parámetro del sistema “medida de potencia” ó “PWR_STEP”.

El estándar además especifica que el móvil debería usar el nivel de potencia que recibe de la estación base, para estimar cuanto transmitiría inicialmente. En otras palabras, si el móvil observa una señal fuerte de la estación base, entonces asume que la estación base está cerca, por lo que inicialmente transmitiría un nivel de potencia relativamente baja. Si el móvil observa una señal débil de la estación base, entonces asume que la estación base está lejos y de esta manera inicialmente transmitiría un nivel de potencia relativamente alto.

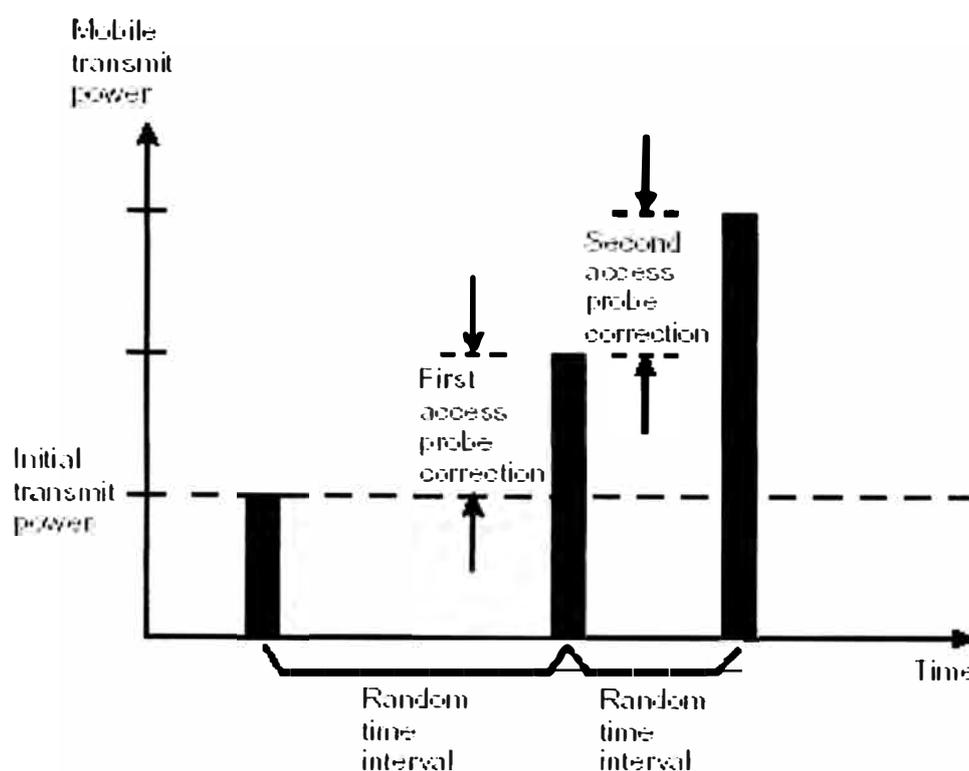


Figura 3.9 Una serie de señales de prueba de acceso es enviada por el móvil para acceder al sistema

Conociendo la potencia recibida, el móvil puede estimar la pérdida de espacio libre entre la estación base y éste. Si conoce la potencia radiada efectiva (ERP) transmitida de la estación base, entonces el móvil conocería cuanto necesita transmitir para compensar la mencionada pérdida de espacio libre. En realidad, el móvil no conoce la real ERP de la estación base, ni conoce cuanta de la potencia recibida es contribuida por otra estación base vecina. Por consiguiente, una constante por defecto es especificada por el estándar usando suposiciones genéricas de cargas típicas y ERP's de estaciones base. Específicamente, la potencia de transmisión inicial del móvil, $P_{t, inicial}$, en decibeles, debería ser:

$$P_{t, inicial} = -p_r - 73 + NOM_PWR + INIT_PWR \quad (3.15)$$

Como puede verse, la constante por defecto es 73 para celulares. Un valor de 76 es usado para sistemas PCS. Los dos ajustes adicionales, NOM_PWR e INIT_PWR, pueden ser establecidos por el operador del sistema para una sintonización más fina. El valor de estos dos factores de ajustes, NOM_PWR e INIT_PWR, así como el parámetro PWR_STEP son difundidas por la estación base (en los mensajes de parámetros de acceso) y recibida por el móvil prioritariamente para la transmisión de señales de prueba de acceso. Al recibir estos dos factores de ajustes, el móvil los utiliza en la fórmula (3.15) para determinar su potencia de transmisión inicial.

3.3.2.2. Lazo Abierto

El proceso descrito anteriormente es llamado control de potencia en “lazo abierto” ó “*open-loop*” en el que es puramente una operación controlada por el móvil y no involucra a la estación base en nada. Este proceso de lazo abierto continua adecuadamente después de que la estación base ha reconocido el pedido de acceso del móvil y después de que el móvil comience a transmitir sobre un canal de tráfico. Después de que una llamada es establecida, y mientras que el móvil se moviliza dentro de una determinada celda, la pérdida de espacio libre entre el móvil y la estación base continuará cambiando.

Como resultado, la potencia recibida en el móvil cambiará y el control de potencia de “lazo abierto” continuará monitoreando la potencia de recepción del móvil “ p_r ” y ajustando la potencia de transmisión de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$P_{t.inicial} = -p_r - 73 + NOM_PWR + INIT_PWR$$

$$+ (\text{Suma de todas las señales de acceso corregidas}) \quad (3.16)$$

Donde “ P_r ” es el lazo abierto estimado de la potencia de transmisión del móvil. La diferencia entre la fórmula (3.16) y (3.15) es que la fórmula (3.16) contiene un término adicional especificando la suma de todas las señales de acceso corregidas hechas durante la transmisión de señales de prueba de acceso. Esto es importante notar que el control de potencia de lazo abierto como se especifica en la fórmula (3.16) está basado sobre una pérdida de espacio libre estimada. Este control de potencia es usado para compensar los efectos de sombra por variaciones lentas y donde existe una correlación entre los desvanecimientos de los enlaces de ida y vuelta. Sin embargo, dado que los enlaces de ida y vuelta se encuentran en frecuencias distintas, el control de potencia de “lazo abierto” es inadecuado y muy lento para compensar el rápido desvanecimiento de “Rayleigh”. Notar que el desvanecimiento de “Rayleigh” es dependiente de la frecuencia y ocurre sobre cada mitad de longitud de onda. En otras palabras, Ya que el desvanecimiento de “Rayleigh” es dependiente de la frecuencia, nosotros no podemos usar control de potencia de lazo abierto (el cual asume que la pérdida de espacio libre es igual para el enlace de ida y vuelta) para compensar el desvanecimiento rápido de “Rayleigh”.

3.3.2.3. Lazo Cerrado

El control de potencia de lazo cerrado es usado para compensar la causa de fluctuaciones de potencia debidas al rápido desvanecimiento de “Rayleigh”. El nombre de “lazo cerrado” es debido a que el proceso involucra a ambos, a la estación

base y al móvil. Una vez que el móvil consigue alcanzar un canal de tráfico y comienza a comunicarse con la estación base, el proceso de control de potencia a lazo cerrado opera junto con el control de potencia a lazo abierto. En el control de potencia a lazo cerrado, La estación base continuamente monitorea el enlace de vuelta (reverse) y mide la calidad del enlace. Si la calidad del enlace está empeorando, entonces la estación base emitirá un comando al móvil, vía el enlace de ida, para aumentar la potencia. Si la calidad del enlace está mejorando, entonces hay un exceso de potencia sobre el enlace de vuelta; es este caso, la estación base emitirá un comando al móvil para disminuir la potencia. Idealmente, FER es un buen indicador de la calidad del enlace. Pero debido a que esto toma un largo tiempo para que la estación base acumule suficientes bits para calcular el FER, la relación de E_b/N_0 es usado como un indicador de calidad del enlace de vuelta. El control de potencia a lazo cerrado del enlace de vuelta es como sigue:

1. La estación base continuamente monitorea la relación E_b/N_0 sobre el enlace de vuelta.
2. Si el E_b/N_0 es muy alto (si excede a un cierto umbral), entonces la estación base emitirá un comando al móvil para que disminuya su potencia de transmisión.
3. Si el E_b/N_0 es muy bajo (si se encuentra por debajo de un cierto umbral), entonces la estación base emitirá un comando al móvil para que incremente su potencia de transmisión.

La estación base envía los comandos de control de potencia hacia el móvil usando el enlace de ida. Estos comandos de control de potencia están en la forma de comandos de bits de control de potencia ó "*power control bits*" (PCBs). La magnitud del incremento y disminución de la potencia del móvil por cada PCB es nominalmente +1 dB y -1dB respectivamente.

Debido a que el control de potencia a lazo cerrado es considerado para combatir el desvanecimiento rápido de "Rayleigh", Las respuestas del móvil a estos comandos de control de potencia deben ser muy rápidas. Por esta razón, Estos PCBs son directamente enviados sobre el canal de tráfico. Lo que realmente sucede es que esos bits son "robados" del canal de tráfico con el fin de enviar dichos PCBs. La Figura 3.10 muestra un diagrama de bloques simplificado de una porción de generación de canal de tráfico de ida.

A la salida del vocoder y a la entrada hacia el codificador convolucional es 9.6 Kbps. La tasa media del codificador convolucional es el doble de la tasa en banda base; es decir, 19.2 Kbps. Anteriormente esparciendo, los PCBs a 800 bps son multiplexado sobre la trama de banda base en 19.2 Kbps. Los PCBs son añadidos en el canal de tráfico en lugar de los bits "robados" de la trama de banda base. De esta manera existe, un canal separado de 800 bps (para el propósito de control de potencia) debajo del canal de tráfico. La trama de PCBs de 800 bps es por lo tanto llamado el subcanal de control de potencia ó "*the power-control subchannel*" (PCS). Estos PCBs son continuamente transmitidos hacia el móvil por la estación base. Notar que ya que la tasa de transmisión es 800 bps, un PCB es enviado una vez cada (1/800) segundos, o cada 1.25 ms. Ambas, las tramas de canales del enlace de ida y el enlace de vuelta

son de 20 ms de duración. Dado que un PCB es enviado una vez cada 1.25 ms, cada trama de canales de tráfico pueden ser divididas en $(20 \text{ ms}/1.25 \text{ ms})$ 16 segmentos. Estos segmentos son llamados grupos de control de potencia (PCGs). Ya que cada grupo de control de potencia es de 1.25 ms de duración y la banda base es una tasa de 19.2 Kbps, entonces cada grupo de control de potencia contiene $(19.2 \times 10^3) (1.25 \times 10^{-3}) = 24$ bits. La figura 3.11 ilustra la estructura de la trama de canales de tráfico.

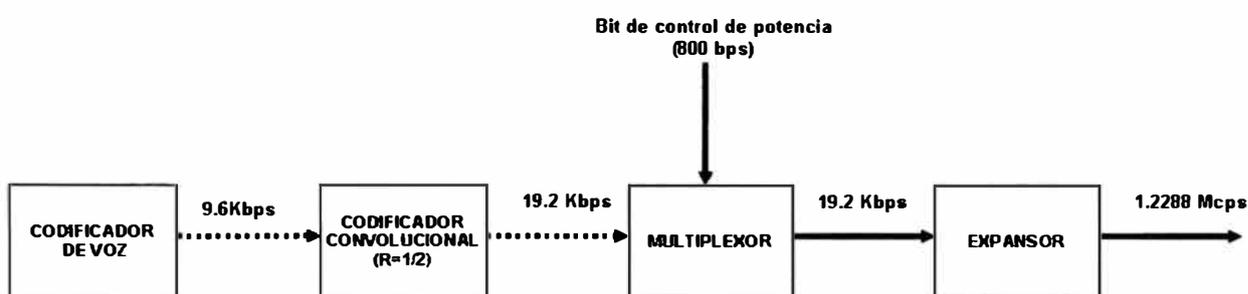


Figura 3.10 En el canal de tráfico de ida, los PCB's a 800 bps son multiplexados directamente en la trama de información de banda base a 19.2 Kbps.

El proceso de control de potencia de lazo cerrado está ilustrado en el ejemplo mostrado en la figura 3.12. Por ejemplo, para el grupo de control de potencia N° 7, (Power Control Group) PCG7, la estación base mide la SNR o E_b/N_o . La estación base compara la medida mencionada con el umbral. Si la medida de la relación E_b/N_o es mayor que el umbral, entonces la estación base inserta un PCB = 1 durante PCG9 en el canal de tráfico de ida. Si la medida E_b/N_o es menor que el umbral, entonces la estación base inserta un PCB = 0 durante PCG9 sobre el canal de tráfico de ida. Este proceso es repetido por cada grupo de control en la trama. Ya que cada PCG contiene 24 bits (Figura 3.11), el PCB puede ser insertado en cualquiera de las 16 primeras posiciones de bits. La ubicación exacta del PCB en el PCG es determinada de manera

pseudo aleatoria. La posición del bit del PCB es determinada por el valor decimal de los 4 bits más significativos de la salida decimal. La entrada del decimal es la longitud del código PN. Es importante reconocer que la ubicación exacta del PCB en el PCG no es fija sino pseudoaleatoria.

Hay tres puntos adicionales que mencionar respecto al control de potencia de lazo cerrado.

Los bits de control de potencia no están protegidos contra errores. Tal como podemos ver en la figura 3.11, los PCBs son multiplexados sobre los canales de tráfico de ida después del decodificador convolucional. Por lo que, los PCBs no son bits protegidos contra errores. No están hechos para reducir los retardos que son inherentes en decodificaciones y extracciones de los bits protegidos contra errores.

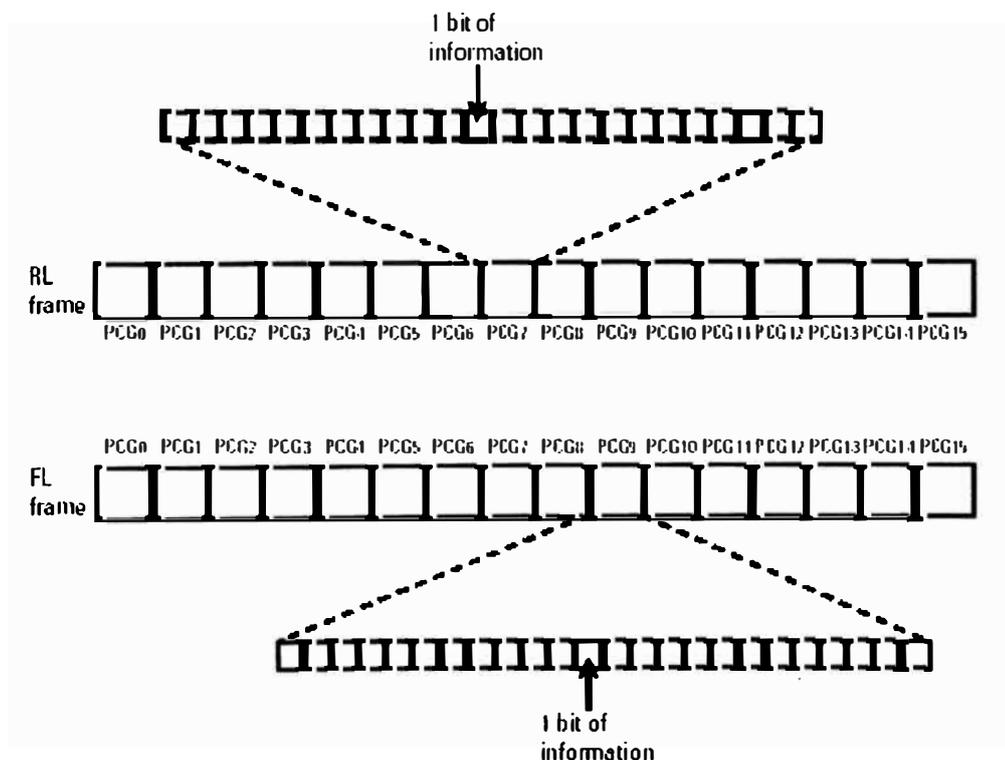


Figura 3.11 La relación entre una trama de de canal de tráfico y un PCG

Dado que el control de potencia de lazo cerrado es usado para combatir el desvanecimiento rápido de “Rayleigh”; los PCBs no están protegidos contra errores así que el móvil rápidamente recibe el PCB y por consiguiente ajusta su potencia de transmisión. Como resultado, la probabilidad de un bit errado para el sub-canal de control de potencia debe ser más alta que la del canal de tráfico si no se toma ninguna provisión especial. El control de potencia de lazo cerrado tiene un lazo interior y exterior. Nosotros tenemos hasta acá solo descrito el lazo interior del proceso del control de potencia de lazo cerrado. La premisa del lazo interior es que ahí existe un umbral SNR predeterminado mediante el cual las decisiones de encendido y apagado son tomadas. Ya que nosotros siempre tratamos de mantener un FER aceptable, y ya que en un ambiente móvil no hay relación uno a uno entre FER y E_b/N_o , el umbral de E_b/N_o tiene que ser dinámicamente ajustado para mantener un FER aceptable. Este ajuste del umbral de E_b/N_o (usado por el control de potencia del lazo interior) es llamado el lazo exterior del control de potencia de lazo cerrado (Figura 3.13). El proceso de lazo exterior no está definido por el estándar IS-95, y cada fabricante de infraestructura es libre de implementar su propio algoritmo de lazo exterior. Notar que estos algoritmos son casi siempre propietarios y el que los opera es el fabricante.

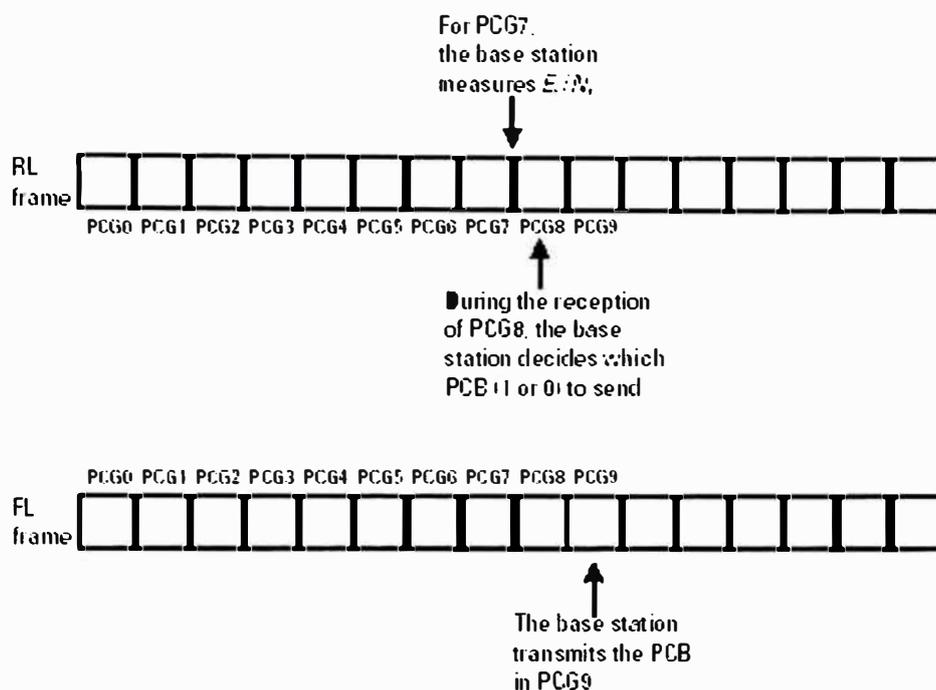


Figura 3.12 Control de potencia de lazo cerrado utilizando PCBs

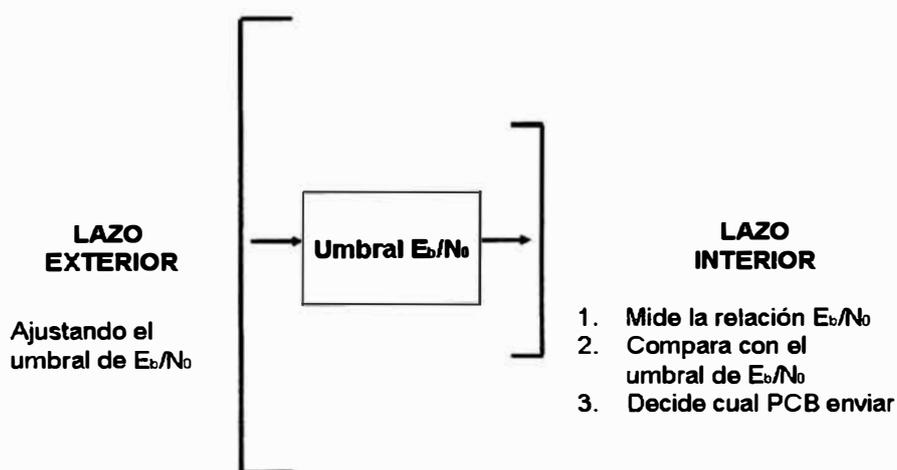


Figura 3.13 Lazo abierto y cerrado del control de potencia a lazo cerrado

El punto final concierne al control de potencia de lazo cerrado durante el “*soft handoff*”. El sistema IS-95 CDMA utiliza el handoff suave ó *soft handoff* cuando un móvil se desplaza entre dos o tres celdas. El handoff suave es el proceso por el cual,

un móvil mantiene su conexión con dos o tres estaciones base mientras está transitando entre ellas. Durante el handoff suave, el móvil recibe tramas de canales de tráfico de dos o tres estaciones base, y sobre estos canales de tráfico podrá haber conflicto de comandos de control de potencia (una estación base puede estar llamando al móvil para aumentar la potencia mientras que otra estación base puede estar llamando al móvil para que disminuya su potencia). En estas situaciones, el móvil sigue esta regla: si cualquier estación base envía un comando al móvil para disminuir la potencia, el móvil la disminuirá. El móvil aumentará su potencia sólo si todas las estaciones base involucradas en el handoff suave envían un comando al móvil para aumentar la potencia.

3.3.2.4. Implementación del Lazo-Cerrado y del Lazo-Abierto

La transmisión de potencia de una unidad móvil es por esto, una función de la potencia de control de lazo abierto y de lazo cerrado del sistema. La ecuación (3.16) puede ser modificada para incluir la corrección de potencia de lazo-cerrado; esto es:

$$\begin{aligned}
 P_{t, inicial} = & -p_r - 73 + NOM_PWR + INIT_PWR \\
 & + (\text{Suma de todas las señales de acceso corregidas}) \\
 & + (\text{Las señales corregidas del lazo cerrado}) \qquad (3.17)
 \end{aligned}$$

Las figuras 3.14(a) y 3.14 (b) muestran una implementación del esquema de control de potencia del enlace de vuelta.

Asimismo, dado que en el control de potencia de lazo-cerrado, la estación base tiene la totalidad del lazo exterior así como parte del lazo interior, el móvil tiene la otra

parte del enlace interior. Para el control de potencia de lazo-abierto, la totalidad del lazo abierto reside en el móvil.

En la figura 3.14(a), la estación base recibe la señal del enlace de vuelta de la unidad móvil. La estación base primero demodula la señal y estima el FER del enlace de vuelta. Esta información de la calidad de la trama en el enlace de vuelta es ingresada a una computadora, la cual ajusta el umbral de la relación E_b/N_0 basado en la calidad de la trama recibida. En el mismo tiempo, la estación base también hace un estimado de la relación E_b/N_0 en el enlace de vuelta. El E_b/N_0 umbral y el E_b/N_0 estimado, son entonces comparados. Si el estimado es mayor que el umbral, entonces el enlace E_b/N_0 es mayor que el requerido para mantener una buena calidad de la trama; un $PCB = 1$ es entonces enviado para ordenar a la unidad móvil que disminuya su potencia. Si el estimado es menor que el umbral, entonces el enlace E_b/N_0 es menor que el requerido para mantener una buena calidad de trama; un $PCB = 0$ es entonces enviado para ordenar a la unidad móvil que aumente su potencia. Los PCBs son multiplexados dentro del canal de tráfico de ida y transmitidos a las unidades móviles.

En el lado de la unidad móvil (ver Figura 3.14 (b)), ésta recibe la señal de enlace de ida, recupera el PCB y basado en éste, toma una decisión para aumentarla ó para disminuirla en 1dB. La decisión es una corrección del lazo-cerrado. La corrección es combinada con los términos del lazo-abierto y el resultado combinado es ingresado al transmisor a fin de que éste pueda transmitir con el nivel apropiado de potencia.

3.3.3. Enlace de Ida (Forward)

Idealmente, el control de potencia no es necesario en el enlace de ida. La razón es que la estación base está transmitiendo todos los canales coherentemente en la misma banda RF. Como muestra la figura 3.15, si el ruido térmico y el ruido de fondo son despreciables, entonces todos los usuarios decaen juntos, como una señal compuesta que llega a la unidad móvil. Sin embargo en la vida real, una unidad móvil particular puede estar cerca de un bloqueo significativo y experimentar una gran interferencia de fondo, o la unidad móvil podría sufrir una pérdida del enlace, tal que la señal compuesta que llega está en el nivel del ruido térmico. De este modo, el control de potencia de ida es necesario. En general, sin embargo, el requerimiento de control de potencia para el enlace de ida no es tan estricto como aquel del enlace de vuelta.

El estándar IS-95 especifica que la unidad móvil tiene que reportar a la estación base, de la calidad del enlace de ida. La unidad móvil continuamente monitorea el FER del enlace de ida, y reporta este FER a la estación base en un mensaje llamado PMRN (reporte de la medida de potencia del mensaje). Se podría enviar este reporte en una de las dos formas: una es que la unidad móvil periódicamente reporte el PMRM, y la otra es que la unidad móvil reporte el PMRM solo si el FER excede cierto umbral. La estación base, conociendo la calidad del enlace de ida, podría entonces ajustar su transmisión de potencia para aquella particular unidad móvil. El algoritmo exacto de asignación de potencia es atribuido a la infraestructura específica del fabricante. El proceso es casi siempre, propiedad de un fabricante específico.

3.4. Handoff

En un ambiente de comunicación móvil, a medida que un usuario se desplaza desde el área de cobertura de una estación base al área de cobertura de otra estación base, un handoff debe ocurrir para la transición del enlace de comunicación de una estación base a la próxima. El sistema CDMA como es definido en el IS-95, soporta diferentes procesos de handoff.

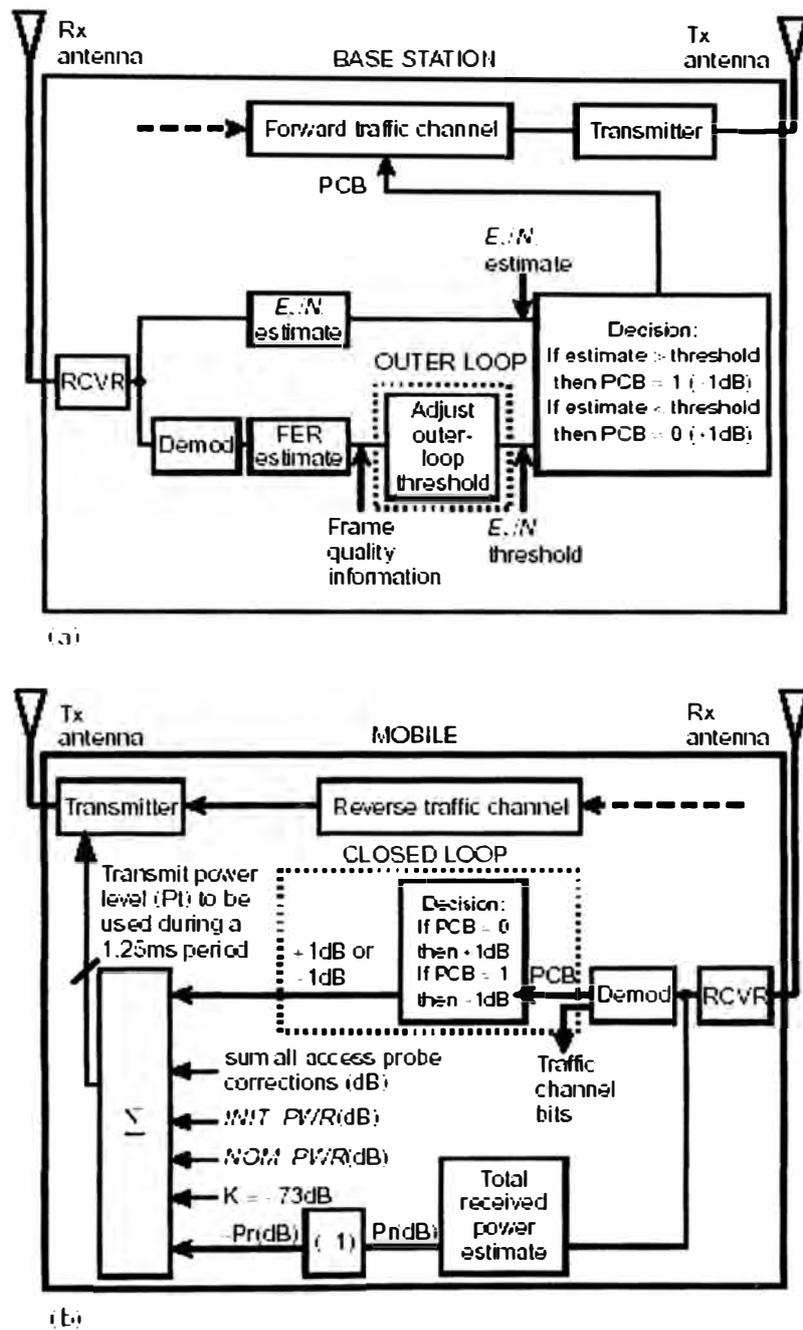


Figure 3.14 (a) Control de Potencia del Enlace de vuelta en la estación base (b) Control de Potencia del Enlace de vuelta en la unidad móvil.

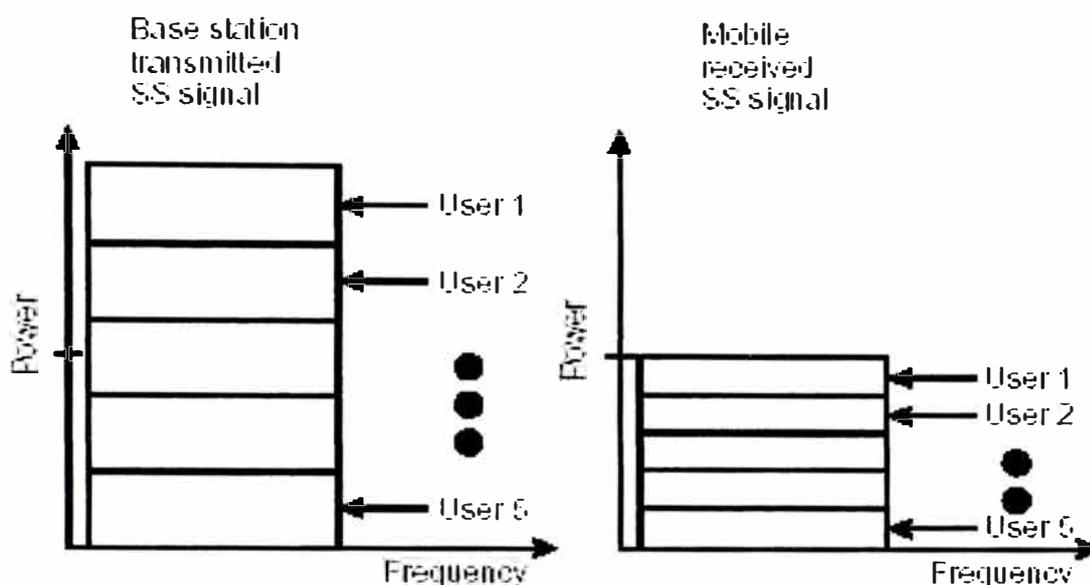


Figure 3.15 La señal compuesta del espectro ensanchado decae desde la estación base a la unidad móvil.

Lo primero es el *soft handoff*. En la sección 3.3.2, brevemente mencionamos que el CDMA usa el handoff suave en donde, durante este proceso, una unidad móvil simultáneamente mantiene conexión con dos o tres estaciones bases. Como la unidad móvil se desplaza desde una celda actual (celda fuente) hacia la próxima celda (celda objetivo), una conexión de un canal de tráfico es simultáneamente mantenido con ambas celdas. Las figuras 4.16 (a) y 4.16 (b) ilustran los enlaces simultáneos durante el handoff suave. En el canal de ida (ver figura 4.16(a)), la unidad móvil usa el receptor de rastreo para demodular dos señales separadas desde dos diferentes estaciones bases. Las dos señales son combinadas para producir una señal compuesta de mejor calidad. En el enlace de vuelta (Figura 4.16 (b)), la señal transmitida por la unidad móvil es recibida por ambas estaciones bases. Las dos celdas demodulan la señal separadamente y envían la trama demodulada hacia el centro de conmutación móvil, MSC (Mobile Switching Center). El MSC contiene un selector que selecciona

la mejor trama de las dos. La segunda es usada como segunda variante para efectuar el handoff más suave ó softer handoff. Este tipo de handoff ocurre cuando una unidad móvil transita entre dos diferentes sectores de la misma celda. En el enlace de ida, la unidad móvil realiza el mismo tipo de procesos combinados como los del handoff suave. En este caso, la unidad móvil usa su receptor de rastreo, para combinar las señales recibidas desde dos diferentes sectores. En el enlace de vuelta, sin embargo, dos sectores de la misma celda simultáneamente reciben dos señales desde la unidad móvil. Las señales son demoduladas y combinadas dentro de la celda y solo una trama es enviada al MSC.

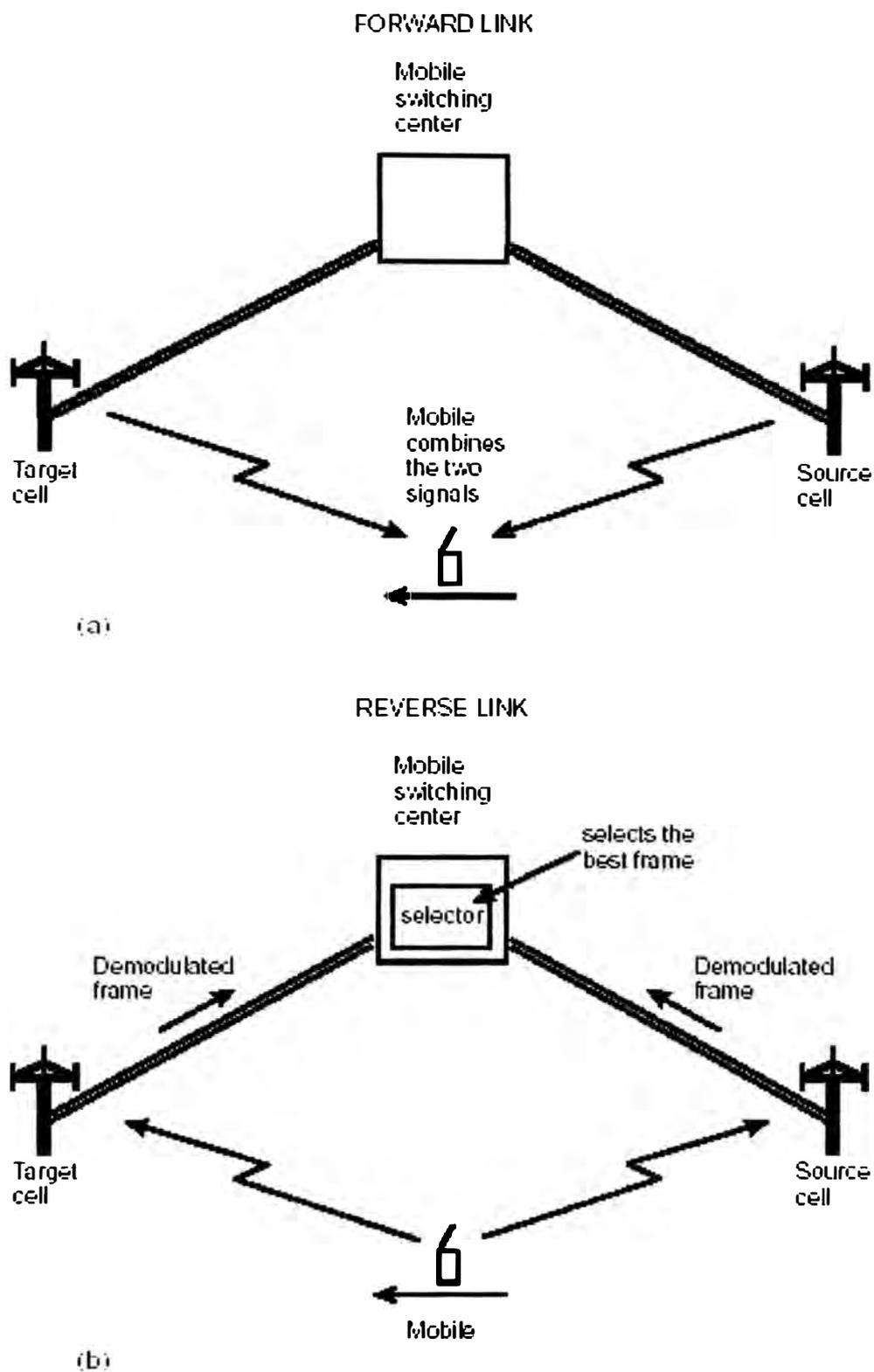


Figura 3.16 (a) Proceso Soft Handoff entre dos estaciones bases – enlace de ida; (b) soft handoff entre dos estaciones bases –enlace de vuelta

La tercera es el handoff duro ó hard handoff. El Sistema CDMA usa dos tipos de handoff duros. El handoff de CDMA a CDMA ocurre cuando la unidad móvil está conmutando entre dos portadoras CDMA (por ejemplo, dos canales de espectro ensanchado que son centrados en diferentes frecuencias). Este handoff duro puede también ocurrir cuando la unidad móvil es conmutada entre dos sistemas operativos distintos. El handoff de CDMA a CDMA es a veces llamado handoff D a D (Digital a Digital). Por otro lado, el handoff de CDMA a Analógico ocurre cuando una llamada CDMA es llevada hacia una red analógica. Esto puede ocurrir cuando la unidad móvil está desplazándose hacia un área donde existe un servicio analógico y no un servicio CDMA. El handoff de CDMA a Analógico es a veces llamado handoff D a A (Digital a Analógico).

Antes que describamos el proceso de handoff suave en detalle, es importante notar que cada sector en un sistema CDMA es diferenciado de otro por el canal piloto de aquel sector. Como muestra la figura 3.17, el canal piloto es uno de los cuatro canales lógicos: piloto, paging, sincronismo y canales de tráfico – en el enlace de ida. El canal piloto sirve como un “Faro” para el sector y ayuda a la unidad móvil a adquirir otro canal lógico del mismo sector.

No hay otra información contenida en el piloto que los códigos PN con un offset o desbalance asignado a un sector específico. Sabemos que una secuencia de códigos PN con un offset, llega a ser otra secuencia de PN, y esta secuencia offset PN es ortogonal a la secuencia original. El código PN transmitido en el canal piloto usa esta cualidad para distinguirse el mismo, de otros sectores y de otras estaciones bases.

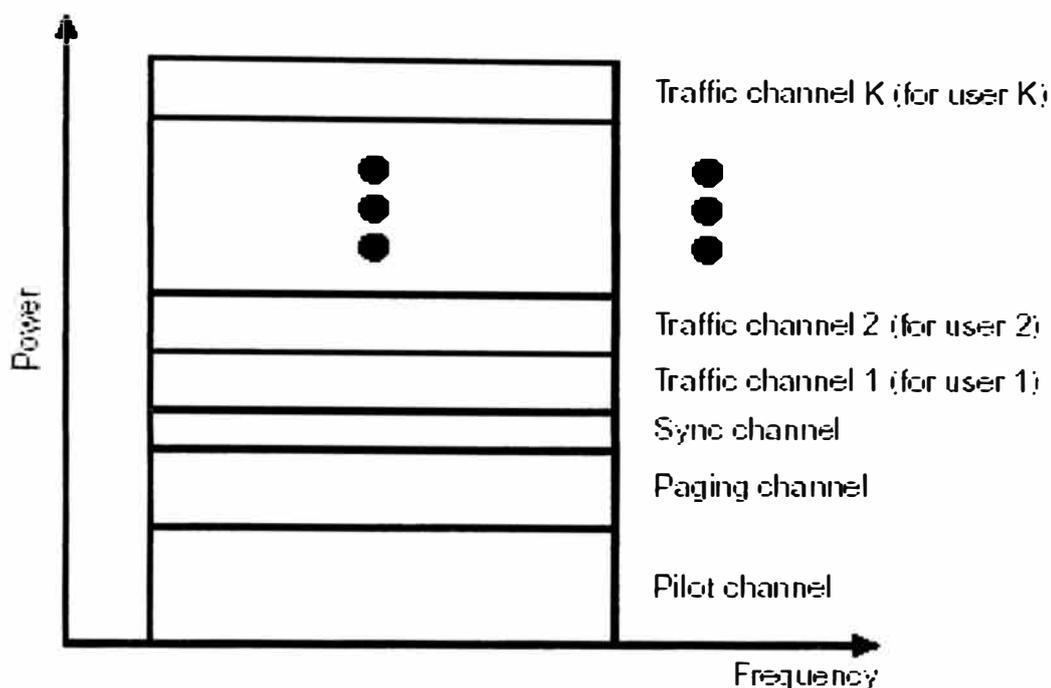


Figure 3.17 Enlace de ida CDMA de señal espectro ensanchado (SS)

El offset de una secuencia PN asociada con un sector específico es detallado en el parámetro PILOT-PN para el sector.

Un término especial es usado para describir el SNR del canal piloto: energía por chip por densidad de interferencia, ó E_c/I_o . La energía por bit E_c es diferente de la Energía por bit " E_b " en el que el "chip" se refiere a una secuencia PN que es expandida. Ya que no hay información de banda base contenida en el canal piloto, el piloto no es de-expandido y los bits no son recuperados. Por eso, con el fin de describir la intensidad de la señal del canal piloto, el nuevo SNR, ó E_c/I_o , es usado. Nótese que, ya que el piloto no es de-expandido, E_c/I_o queda menor que 1 en la mayor parte del tiempo.

3.4.1. Grupos de Mantenimiento

En el CDMA, la unidad móvil es un participante activo en el proceso de handoff suave. La unidad móvil constantemente notifica a la estación base, respecto de la condición local de propagación; la estación base hace uso de esta información para tomar decisiones del handoff.

En *mobile-assisted handoff* (MAHO) es evidente que la unidad móvil hace una medida del enlace de ida E_c/I_o y reporta el resultado de la medición a la estación base. Desde que cada estación base transmite su propio piloto sobre un diferente offset PN, el E_c/I_o de un piloto da una buena indicación de si es o no, el sector específico que podría estar sirviendo a la unidad móvil.

En el manejo del proceso handoff, la unidad móvil mantiene en su memoria cuatro listas exclusivas de sectores de las estaciones bases. Los sectores son almacenados en la forma de un piloto offset PN. Estas listas son también llamados conjuntos ó "*sets*". Los cuatro conjuntos son: conjunto activo, conjunto candidato, conjunto vecino y conjunto restante. El conjunto activo (A) contiene el piloto de esos sectores que están activamente comunicándose con la unidad móvil en el canal de tráfico. Si el conjunto activo contiene sólo un piloto, entonces la unidad móvil no está en handoff suave. Si el conjunto activo contiene más de un piloto, entonces la unidad móvil está manteniendo conexión con todos esos sectores en canales de tráfico separados. La estación base controla el proceso de handoff porque un piloto solo puede ser adicionado al conjunto activo si la estación base envía un mensaje de dirección de handoff a la unidad móvil y el mensaje contiene ese piloto particular para ser

adicionado al conjunto activo. El conjunto activo puede contener un mínimo de seis pilotos.

El conjunto candidato contiene esos pilotos a quienes la relación de Ec/Io es suficiente para añadirlos al conjunto de candidatos. Esto hace que si el Ec/Io de un piloto particular es mayor que el piloto de detección de umbral T_{ADD} , entonces ese piloto será adicionado al conjunto candidato. Un piloto es removido desde este conjunto y ubicado en el conjunto vecino si la intensidad del piloto cae por debajo del umbral T_{DROP} . El conjunto candidato puede contener al menos seis pilotos. Note que un piloto puede ser removido desde un conjunto activo y ubicado en un conjunto candidato si se recibe un mensaje de *handoff* que no incluye a ese piloto en particular; y si el T_{TDROP} para aquel piloto no ha expirado, el piloto es eliminado del conjunto activo y ubicado en el conjunto candidato.

El conjunto vecino (N) contiene esos pilotos que están en la lista de vecinos, del actual sector sirviendo a las unidades móviles. Inicialmente, el conjunto vecino contiene esos pilotos que son enviados a la unidad móvil por la estación base en la lista de mensajes del conjunto vecino.

Para mantener actualizados todos los pilotos en el conjunto vecino, la unidad móvil mantiene un contador por cada piloto en este conjunto. El contador es inicializado en cero cuando el piloto es desplazado desde un conjunto activo o candidato a un conjunto vecino. El contador es incrementado por cada piloto en el conjunto vecino siempre que un mensaje actualizado de la lista de vecinos es recibido. El piloto es movido desde este conjunto a un conjunto restante si el contador excede el período máximo de vecinos. El conjunto vecino puede contener al menos 20 pilotos.

Note que un piloto puede ser eliminado desde el conjunto activo y ubicado en el conjunto vecino si el mensaje recibido "*handoff direction message*" no incluye ese piloto particular; y si un T_TDROP ha expirado, el piloto es eliminado del conjunto activo y ubicado en el conjunto vecino.

El conjunto restante (R) contiene todos los pilotos posibles en el sistema para este portador de frecuencia CDMA, excluyendo los pilotos que están en el conjunto activo, candidatos y vecinos. El offset PN en este conjunto es definido por el parámetro incrementador de pilotos PILOT_INC. Por ejemplo, si PILOT_INC es 4, entonces los sectores individuales en el sistema pueden sólo transmitir pilotos con offset de 0, 4, 8,12, en adelante. El PILOT_INC es enviado a la unidad móvil en los mensajes de la lista de vecinos y en el mensaje de la lista de vecinos actualizados; es decir, "*neighbor list message*" y "*neighbor list update message*".

3.4.2. Proceso de Handoff

En los siguientes ejemplos, examinamos el proceso handoff desde la celda fuente a la celda objetivo. Como muestra la Figura 3.18, la unidad móvil está moviéndose desde el área de cobertura de la celda fuente "A" hacia el área de cobertura de la celda objetivo "B". La siguiente es una secuencia de eventos durante esta transición:

1. La unidad móvil está siendo servida por la celda A solamente, y su conjunto activo contiene solamente al piloto A. La unidad móvil mide al piloto B su E_c/I_0 y encuentra que es más grande que T_ADD, por lo que la unidad móvil envía un mensaje: (pilot strength measurements message) y desplaza al piloto B del conjunto vecino (neighbor set) al conjunto candidato (candidate set).

2. La unidad móvil recibe un mensaje desde la celda A (handoff direction message). El mensaje guía a la unidad móvil a iniciar comunicación sobre un nuevo canal de tráfico con la celda B; el mensaje contiene el PN offset de la celda B y el Walsh Code del recientemente asignado canal de tráfico.

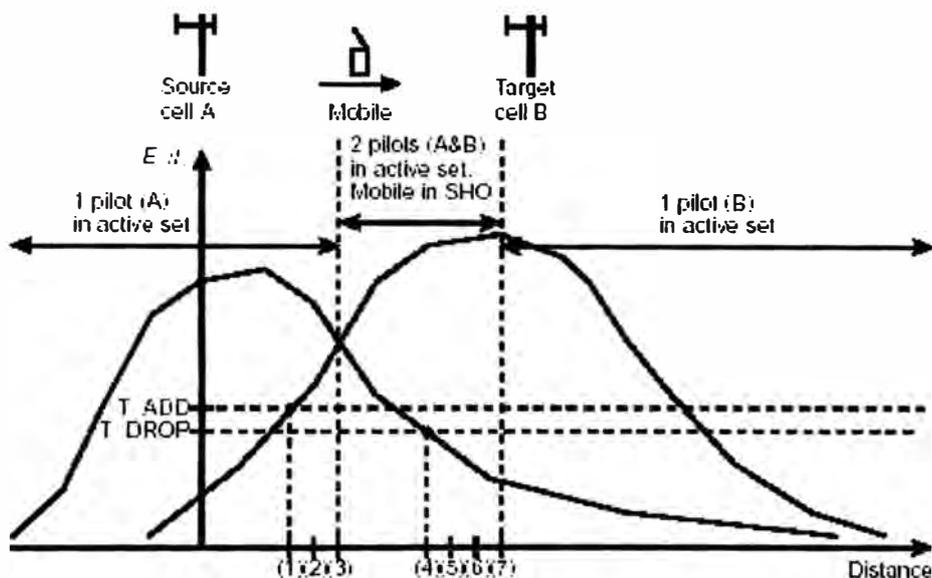


Figura 3.18 El proceso handoff.

3. La unidad móvil mueve al piloto B desde el conjunto de candidatos (candidate set) al conjunto activo (active set). Después de adquirir el canal de tráfico de ida especificado en el handoff direction message, la unidad móvil envía un mensaje de

finalización del handoff (handoff completion message). Ahora el conjunto activo contiene dos pilotos.

4. La unidad móvil detecta que en ese momento el piloto A ha caído debajo de T_DROP . La unidad móvil comienza su período de caída.

5. El período de caída alcanza T_DROP . La unidad móvil envía un mensaje de medida de la intensidad del piloto. (Pilot strength measurement message).

6.-La unidad móvil recibe un mensaje de dirección del handoff (handoff direction message). El mensaje contiene solamente el PN offset de la celda B. El PN offset de la celda A no está incluido en el mensaje.

7. La unidad móvil mueve al piloto A desde el conjunto activo (active set) al conjunto vecino (neighbor set), y envía un mensaje de finalización del handoff (handoff completion message).

Hay otro mecanismo que puede activar la transmisión de un mensaje (pilot strength measurement message) por la unidad móvil. Si la intensidad de un piloto en el conjunto de candidatos, excede la intensidad de un piloto en el conjunto activo, luego de ser comparados ambos conjuntos, por el conjunto de comparación umbral $T_COMP \times 0.5$ dB, entonces la unidad móvil envía un mensaje (pilot strength measurement message).

3.4.3. Búsqueda de pilotos

Adicionalmente a la expansión por el código Walsh (Walsh Code), el enlace de ida, es también expandido por una secuencia PN (con un específico PILOT_ PN offset)

en 1.2288 Mcps. Esta señal de enlace de ida, como cualquier otra señal viajando a través de un ambiente móvil, puede encontrar reflexiones que resultan en múltiples caminos. Como un resultado, diferentes señales piloto pueden arribar a la unidad móvil en diferentes momentos y un componente de un piloto podría arribar luego de unos instantes que su componente de camino directo. Además, buscar ventanas está orientado a la búsqueda de pilotos que están en las ventanas activa, de candidatos, de vecinos y de restantes. Específicamente el parámetro SRCH_WIN_A define el ancho de la ventana para buscar pilotos en los conjuntos activo y de candidatos y los parámetros SRCH_WIN_N y SRCH_WIN_R define el ancho de las ventanas para buscar pilotos en los conjuntos vecinos y remanentes, respectivamente. Estos tres parámetros son enviados a las unidades móviles en los mensajes: (system parameters messages) y (Handoff direction messages).

La ventana de búsqueda para los conjuntos activo y de candidatos, está referenciada a las más tempranas llegadas de componentes de los pilotos. La unidad móvil se centraría a la búsqueda de ventanas para cada piloto en los conjuntos activo y de candidatos. Por ejemplo, si SRCH_WIN_A es definido a ser 40 chips, entonces las unidades móviles buscan 20 chips de entre los componentes que llegan más temprano, del piloto. Para cada piloto en los conjuntos de vecinos y de remanentes, las unidades móviles se centran en las ventanas de búsqueda para cada piloto, alrededor de la secuencia comparativa PN, usando las referencias de tiempos de las unidades móviles.

CAPÍTULO IV

VISIÓN GENERAL DE CDMA 2000

4.1. El estándar 3G CDMA2000

CDMA2000 fue aprobado como estándar terrestre de IMT-2000 junto con otros cuatro cuando la UIT-R sancionó sus Recomendaciones a fines de 1999. CDMA2000 1X y CDMA2000 1xEV (incluyendo 1xEVDO y 1xEV-DV) constituyen parte de lo que la UIT ha denominado IMT-2000 CDMA Multi-Carrier (MC). Para más información sobre este tema, usted puede visitar la página de IMT-2000

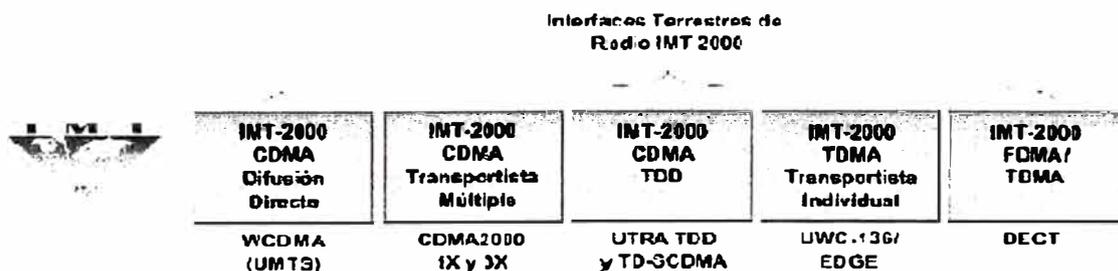


Figura 4.1 Estándar 3G

4.2. Lanzamientos comerciales de CDMA2000

CDMA2000, que se encuentra comercialmente disponible desde hace más de dos años, fue la primera tecnología de tercera generación que hizo realidad la visión de

IMT-2000. El primer sistema 3G a nivel mundial fue lanzado en Corea del Sur a fines del 2000. Hoy, más de 75 millones de suscriptores acceden a servicios avanzados sobre 86 redes CDMA2000 en Asia, Europa y las Américas. Otras 17 redes CDMA2000 van a ser desplegadas por el mundo entero en el transcurso de este año.

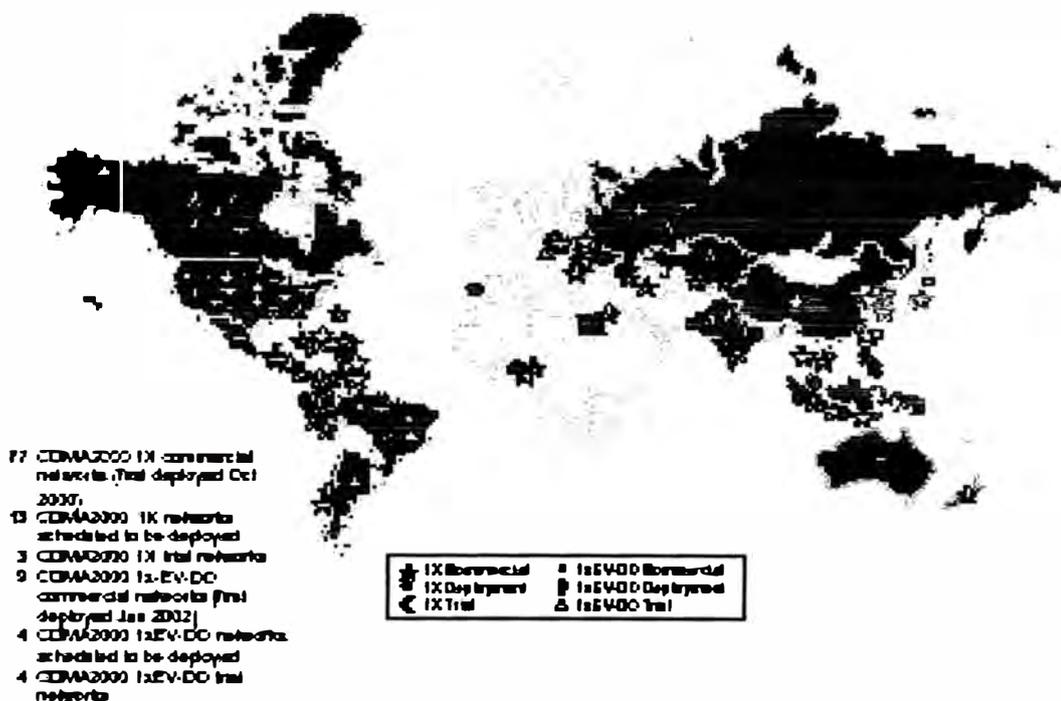


Figura 4.2: Ciudades con CDMA 2000

4.3. Evolución de CDMA2000

CDMA 2000 1X puede duplicar la capacidad de voz de las redes cdmaOne y suministra velocidades de transmisión de datos por paquetes de 153 kbps (versión 0) y de 307 kbps (versión 1) en contextos móviles. No obstante ello, CDMA2000 continúa evolucionando para seguir satisfaciendo las futuras demandas del mercado inalámbrico. CDMA2000 1xEV-DO y CDMA2000 1xEV-DV proporcionarán

canales optimizados para transmisión de datos, ofreciendo de este modo velocidades sensiblemente superiores a los 2 Mbps.



Figura 4.3: Evolución en terminales CDMA

La migración a los servicios 3G de CDMA2000 no se encuentra limitada a los actuales operadores cdmaOne. CDMA2000 es sumamente atractivo para los operadores TDMA por cuanto éstos ya usan la misma red núcleo que los operadores cdmaOne (el estándar ANSI-41). Para los operadores GSM, el estándar CDMA-MC a GSM MAP (IS-833) define la forma en que la interfase aérea CDMA2000 puede operar en la red GSM MAP, permitiendo de esta forma un enfoque económico y técnicamente factible para ofrecer servicios 3G de manera rápida. Además de las aplicaciones móviles, CDMA2000 puede también ser desplegado en un entorno fijo.

4.4. Terminales CDMA 2000, tarjetas PC y otros dispositivos

Más de 440 terminales CDMA2000 1X y de 48 terminales CDMA2000 1xEV-DO se encuentran actualmente disponibles, producidos por fabricantes líderes como

Audiovox, Ericsson, CURITEL, Kyocera, LG, Motorola, Nokia, Samsung, Sanyo y SK TeleTech. Junto a los teléfonos, también han sido lanzados al mercado módems inalámbricos por parte de AnyDATA, GTRAN, Novatel Wireless, Sierra Wireless Wavecom y otros. Hay planes de introducir, en un futuro próximo, muchos dispositivos más de CDMA2000.



Figura 4.4: Terminales CDMA 2000, tarjetas PC y otros dispositivos

4.5. CDMA 2000 y el espectro

CDMA2000 está diseñado para operar en todas las bandas de espectro atribuidas para los servicios de telecomunicaciones inalámbricos, incluyendo las bandas analógicas, celulares, de PCS y las de IMT-2000. Más aún, CDMA2000 posibilita la prestación de servicios 3G haciendo uso de una cantidad muy pequeña de espectro (1.25 MHz por portadora), protegiendo de esta forma este recurso precioso para los operadores.

Estas bandas incluyen:

- 450 MHz • 1700 MHz
- 700 MHz • 1800 MHz
- 800 MHz • 1900 MHz
- 900 MHz • 2100 MHz

4.6. Terminología de CDMA2000

- CDMA2000 – Denominación común para IMT-2000 CDMA Multi-Carrier.
- CDMA2000 1X – Tecnología 3G que duplica la capacidad de voz y proporciona velocidades de transmisión de datos de hasta 307 kbps en una sola portadora (1.25 MHz, o 1X) tanto en espectro nuevo como existente.

CDMA2000 1X se encuentra disponible desde el mes de octubre del año 2000.

- CDMA2000 1xEV – Evolución de CDMA2000 1X que ofrece mayor velocidad de transmisión de datos y maximiza su performance.
- CDMA2000 1xEV-DO – Tecnología de 3G que utiliza una portadora de 1.25MHz sólo para datos alcanzando velocidades de transmisión de hasta 2.4 Mbps. La primera red CDMA2000 1xEV-DO comenzó a operar a principios del 2002.
- CDMA2000 1xEV-DV – Tecnología de 3G que integra voz y datos en la misma portadora. CDMA2000 1xEV-DV ha sido presentado ante la UIT para su aprobación formal como estándar.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1. La interfaz IS-95 (CDMA) es de alta confiabilidad en la comunicación y baja probabilidad de detección por lo que fue utilizado en las comunicaciones militares.
2. A pesar de que parece contra intuitivo que deliberadamente se incremente el ancho de banda para aumentar la capacidad de transmisión, se ha podido demostrar que el CDMA tiene como una de sus ventajas utilizar más eficientemente el espectro radioeléctrico.
3. Es muy importante para el perfecto funcionamiento de la interfaz CDMA el control de la potencia, para aumentar la capacidad del canal y el sincronismo en los transmisores para evitar la correlación parcial.
4. La capacidad del sistema CDMA depende de varios factores, como lo son: 1. El efecto de carga; debido a la carga impuesta por celdas vecinas. 2. Efecto de sectorización, utilizando antenas sectoriales, 3. Efectos de la actividad vocal, reduciendo la potencia de interferencia debido al patrón de habla del usuario.

ANEXO A

GLOSARIO

CDMA	Code Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División de Códigos)
IS-95	(International Standard-95) Estándar de telefonía móvil digital basada en la tecnología CDMA
PCS	Personal Communications Service (Servicios de Comunicaciones Personales que operan en 1900 Mhz)
FDMA	Frequency Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División de Frecuencia)
TDMA	Time Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División de Tiempo)
DS-SS	Direct Sequence- Spread Spectrum (Espectro Ensanchado de Secuencia Directa)
AMPS	Advanced Mobile Phone Service (Standard para telefonía analógica)
FM	Frequency Modulation (Modulación por Frecuencia)
RF	Radiofrecuencia
PSK	Phase Shift Keying
Khz.	KiloHertz
DSP	Digital Signal Processor
ASICs	Application Specific Integrated Circuits
PCM	Pulse Code Modulation
ADPCM	Adaptive Pulse Code Modulation
DM	Delta Modulation
Kbps	Kilobits por segundo
LPC	Linear Predictive Coding
CELP	Code Excited Linear Prediction
PN codes	Pseudorandom Noise codes
BER	Bit Error Rate
FER	Frame Error Rate
SNR	Signal Noise Rate

Ack	Acknowledge
ERP	Effective Radiation Power
PCG	Power Control Group
PCB	Power Control Bits
MSC	Mobile Switching Center
MAHO	Mobile Assisted Handoff

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Figura 1.1.	Ejemplo mostrando el acceso múltiple DS-SS	6
Figura 1.2.	Formas de Onda de $m_1(t)$, $m_2(t)$, $c_1(t)$, $c_2(t)$, $m_1(t)c_1(t)$, $m_2(t)c_2(t)$	8
Figura 1.3.	Formas de Onda en diversos puntos del receptor.	10
Figura 1.4.	Forma de Onda en la salida del integrador.	11
Figura 2.1.	Sistema simplificado de comunicación digital	17
Figura 2.2.	Componentes principales de un sistema de comunicación digital	21
Figura 2.3.	Motivación para usar vocoders en aplicaciones inalámbricas	22
Figura 2.4.	La excitación y la generación de la voz humana.	24
Figura 2.5.	Proceso de replicación de la voz humana.	26
Figura 2.6.	Esquema de diferentes tipos de acceso múltiples.	29
Figura 2.7.	Registro de cambio retroalimentado para generación de código PN.	40
Figura 2.8.	Función de autocorrelación de la secuencia PN, p_0 .	47
Figura 2.9.	Ej. de la utilización del código PN sobrepuesto al código Walsh	48
Figura 3.1.	Gráfico de potencia de un sistema CDMA	53
Figura 3.2.	Interferencia introducidas por usuarios de la celda vecina	55
Figura 3.3.	Factor de carga percibido por la celda A	56
Figura 3.4.	Patrón de Onda de una antena sectorizada.	57
Figura 3.5.	Estación base con dos usuarios hipotéticos.	60
Figura 3.6.	Potencias recibidas en función de la frecuencia por dos usuarios.	62
Figura 3.7.	Antenas con varios usuarios utilizando control de potencia.	64
Figura 3.8.	Gráfico con potencia de recepción iguales en la estación Base	64
Figura 3.9.	Señales de prueba enviada por el móvil para acceder al sistema.	66

Figura 3.10.	Esquema de bloques, en el cual se agregan los bits de control.	71
Figura 3.11.	Relación entre una trama de canal de tráfico y un PCG.	72
Figura 3.12.	Control de potencia de lazo cerrado utilizando PCBs.	74
Figura 3.13.	Lazo abierto y cerrado del control de potencia a lazo cerrado.	74
Figura 3.14a.	Control de potencia del enlace de reversa fuera de la estación base.	79
Figura 3.14b.	Control de potencia del enlace de reversa fuera de la unidad móvil.	79
Figura 3.15.	La señal decae desde la estación base a la unidad móvil.	80
Figura 3.16a.	Proceso Soft handoff entre dos estaciones base – enlace de ida.	82
Figura 3.16b.	Proceso Soft handoff entre dos estaciones base – enlace de vuelta.	82
Figura 3.17.	Enlace de ida CDMA .	84
Figura 3.18.	El proceso Handoff	88
Figura 4.1	Estándar 3G	91
Figura 4.2	Ciudades con CDMA 2000	92
Figura 4.3	Evolución en terminales CDMA	93
Figura 4.4	Terminales CDMA 2000, Tarjetas PC y otros dispositivos	94

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1.	Registro de Estados y salidas	41
Tabla 2.2.	Cálculo de la autocorrelación para la secuencia P0	46

BIBLIOGRAFÍA

- [1]. Glisic, S., and B. Vucetic, *Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications*, Norwood, MA: Artech House, 1997.
- [2]. Harte, L., *CDMA IS-95 for Cellular and PCS: Technology, Applications and Resource Guide*, New York, NY: McGraw-Hill, 1997.
- [3]. Peterson, R. L., R. E. Ziemer, and D. E. Borth, *Introduction to Spread-Spectrum Communications*, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1995.
- [4]. Proakis, J. G., *Digital Communications*, New York, NY: McGraw-Hill, 1995.
- [5]. Wozencraft, J. M., and I. M. Jacobs, *Principles of Communication Engineering*, Waveland Press, 1990.
- [6]. Yacoub, M. D., *Foundations of Mobile Radio Engineering*, Books Britain, 1993.
- [7]. Gagliardi, R. M., *Satellite Communications*, New York, NY: Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [8]. Haykin, S., *Communication Systems*, New York, NY: John Wiley & Sons, 1983.
- [9]. Jayant, N. S., and P. Noll, *Digital Coding of Waveforms*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1984.
- [10]. Markel, J. D., and A. H. Gray, Jr., *Linear Prediction of Speech*, New York, NY: Springer-Verlag, 1976.
- [11]. Papoulis, A., *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, New York, NY: McGraw-Hill, 1965.

- [12]. Peterson, R. L., R. E. Ziemer, and D. E. Borth, *Introduction to Spread Spectrum Communications*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995.
- [13]. Proakis, J. G., *Digital Communications*, New York, NY: McGraw-Hill, 1989.
- [14]. Schafer, R. W., and L. R. Rabiner, "Design of Digital Filter Banks for Speech Analysis," *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 50, No. 10, Dec. 1971, pp. 3097–3115.
- [15]. Simon, M. K., S. M. Hinedi, and W. C. Lindsey, *Digital Communication Techniques: Signal Design and Detection*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995.
- [16]. TIA IS-665, "W-CDMA Air Interface Compatibility Standard for 1.85-1.99 GHz PCS Applications," Telecommunications Industry Association. TIA/EIA IS-96A, "Speech Service Option Standard for Wideband Spread Spectrum Digital Cellular System," Telecommunications Industry Association.
- [17]. Viterbi, A. J., and J. K. Omura, *Principles of Digital Communication and Coding*, New York, NY: McGraw-Hill, 1979.
- [18]. Wozencraft, J. M., and I. M. Jacobs, *Principles of Communication Engineering*, Waveland Press, 1990.
- [19]. Feher, K., *Wireless Digital Communications Modulation and Spread Spectrum Applications*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995.
- [20]. Gilhousen, K. S., et al., "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, Vol. 40, May 1991, pp. 306–307.

- [21]. Glisic, S., and B. Vucetic, *Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications*, Norwood, MA: Artech House, 1997.
- [22]. Harte, L., *CDMA IS-95 for Cellular and PCS: Technology, Applications and Resource Guide*, New York, NY: McGraw-Hill, 1997.
- [23]. Kohno, R., R. Meidan, and L. B. Milstein, "Spread Spectrum Access Methods for Wireless Communications," *IEEE Communications Magazine*, Jan. 1995.
- [24]. Padovani, R. "Reverse Link Performance of IS-95 Based Cellular Systems," *IEEE Personal Communications Magazine*, Third Quarter, 1994.
- [25]. Peterson, R. L., R. E. Ziemer, and D. E. Borth, *Introduction to Spread-Spectrum Communications*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995.
- [26]. Pickholtz, R. L., D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communications—A Tutorial," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. COM-30, No. 5, May 1982, p. 855.
- [27]. Viterbi, A. J., et al., "Soft Handoff Extends CDMA Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity," *IEEE J. in Selected Areas in Communications*, Vol. 12, No. 8, 1994.
- [28]. Viterbi, A. J., *CDMA Principles of Spread Spectrum Communication*, New York, NY: Addison-Wesley, 1995.
- [29]. Viterbi, A. J., A. M. Viterbi, and E. Zehavi, "Performance of Power-Controlled Wideband Terrestrial Digital Communication," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 41, No. 4, 1993.
- [30]. Viterbi, A. J., and R. Padovani, "Implications of Mobile Cellular CDMA," *IEEE Communications Magazine*, Dec. 1992