UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

"ANÁLISIS DE LAS TÉCNICAS DE ACCESO PARA TELEFONÍA CELULAR"

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE

INGENIERO ELECTRICO ELECTRONICO

AREA DE INGENIERIA ELECTRICA

PRESENTA:

CUAUHTEMOC ANGEL CASTILLO MEDINA

DIRECTOR: ING. MARIO A. IBARRA PEREYRA

CD. UNIVERSITARIA MEXICO, D.F.

DICIEMBRE 2007.

Agradecimientos:

A mis papás por todo el apoyo que me han brindado, gracias por darme la bases de mi educación y por haber formado mi carácter, por hacer que me esforzara cada día para mejor ser…… por hacerme la persona que soy ahora, gracias por enseñarme que a pesar de todos los obstáculos que se nos presenten siempre hay que seguir adelante, ustedes son la lección más importante de mi vida, espero que ustedes se sientan orgullosos de mí como yo de ustedes, es muy importante para mi que lo sepan, de igual forma agradezco a mi hermanos: Verónica y Fernando por ser una parte muy importante de mi vida.

A una persona muy especial, con la que he compartido momentos de tristeza y felicidad, por estar siempre en el momento indicado, por todo el apoyo que me ha brindado pero sobre todo por ser quien es… Alma gracias por existir.

Armando… que te puedo decir… no hay nadie mejor que tú… gracias por ser mi amigo y mi hermano... te respeto y te admiro, espero que sigamos compartiendo mucho tiempo juntos para ser algún día como tú, todavía nos falta mucho para conquistar el mundo... gracias por todo.

A la música por estar siempre conmigo, en todo momento, por hacerme olvidar los problemas y hacerme escapar de la realidad en momentos difíciles. A Taylor Hawkins, Chris Shifflet, Nate Mendel, Krist Novoselic, Kurt Cobain, Roberth Smith, Billy Corgan, Jimmy Chamberlin y John Bonham pero sobre todo a Dave Grohl por darme tantos momentos de inspiración para poder seguir adelante luchando por mis sueños.

Al Dr. Mario Ibarra Pereyra por ser tan paciente y por estar siempre dispuesto a ayudarme, gracias por haber aguantado mis continuas visitas a su cubículo, por haber revisado y corregido todos mis errores, dedicando muchas horas a este trabajo.

A todas las personas que han estado en este largo viaje, que han dejado una marca muy importante en mi vida a mi grupo de estudio conocido como "El canal cultural" integrado por Gilberto, Uriel y Johann mi compañero de mil batallas, Pancho, Chucho, Hernán, Basurto, Ricardo Badillo, Café, Fox, a los teles Cristian, Master, Luis, Guillen, a los compus Isaac, Enrique Tapia y Juan, al Chuchote por prestarme su disco duro y recuperar todos mis archivos para el presente trabajo.

A la Primaria República de Camerún, a la Secundaria 111 Alejandro Von Humboldt, al Colegio de Ciencias y Humanidades Sur y finalmente a la Facultad de Ingeniería por terminar de formar mi personalidad, por enseñarme que hay que luchar mucho para conseguir un objetivo, pero sobre todo a la UNAM por darme la oportunidad de ser parte de la máxima casa de estudios, la mejor universidad del país me siento orgulloso de tener los colores azul y oro en mi corazón.

Y por último pero no menos importante al resto de mi familia que me han apoyado de alguna forma u otra, a mi tía Rosario Castillo y a mis primos Martín y Jorge por ser mis medios hermanos, a Rafael Medina y Alicia Guzmán, esta última por ser amiga de mi papá y hacerlo reir y por supuesto a mi abuela Matilde Villegas y a mi abuelo Jesús Medina, abuelito... sin ti definitivamente mi niñez no hubiera sido igual… todavía te extraño… ojala nunca te hubieras ido…

Atte.

Ing. Cuauhtémoc Angel Castillo Medina

"El Alma del mundo es alimentada por la felicidad de las personas. Cumplir su leyenda personal es la única obligacion de los hombres. Todo es solo una cosa y cuando quiere alguna cosa, todo el Universo conspira para que realices tu deseo..."

Introducción 1

Capítulo 1 Conceptos Fundamentales 5

1.1 Concepto de célula 5
1.2 Re-uso de frecuencias 6
1.3 División de células 8
1.4 Handoff 9
1.5 Sectorización 10
1.6 Control de potencia 11
1.7 Elementos de una red celular 11
1.7.1 Unidad Móvil 11
1.7.2 Estación Base 12
1.7.3 MSC 13
1.7.4 PSTN 13

Capítulo 2 Técnicas Básicas de Acceso Múltiple 15

2.1 FDMA 15
2.1.1 Ancho de Banda 17
2.1.2 Operación del sistema AMPS 20
2.1.3 Origen de una llamada en un móvil AMPS 24
2.1.4 N-AMPS 25
2.2 TDMA 25
2.2.1 Ancho de Banda 28
2.2.2 Canal de voz digital 29
2.2.3 CDVCC 31
2.2.4 SACCH 31
2.2.5 FACCH 32
2.2.6 Codificación de voz 35
2.2.7 Sincronía TDMA 37
2.2.8 Modulación 38
2.2.9 Canal de control digital USDC 38
2.2.10 Desventajas de TDMA 39

Capítulo 3 Acceso Múltiple por División de Código 41

3.1 Principio de funcionamiento 42
3.2 Ganancia de procesamiento 46
3.3 Capacidad de acceso múltiple 47
3.4 Protección contra interferencia de trayectoria múltiple 48
3.5 Privacidad 49

3.6 Rechazo a la interferencia (banda ancha y angosta) 49
3.7 Baja Probabilidad de Intercepción (LPI) 50
3.8 Secuencia Directa paso banda 50
3.9 Adquisición y Rastreo 53
3.10 Secuencias seudo aleatorias 54
3.11 Autocorrelación para secuencias seudo aleatorias 56
3.12 Códigos Walsh 59
3.13 Códigos Gold 61
3.14 Clasificación de CDMA 63
3.15 Salto en Frecuencia 65
3.16 Salto en Tiempo 69
3.17 Sistemas híbridos 71

Capítulo 4 Tecnologías de Acceso Vigentes. 73

4.1 Estándar IS-95 73
4.1.1 Ancho de Banda 74
4.1.2 Canal Piloto 76
4.1.3 Canal de sincronización 76
4.1.4 Canales de Paging o de búsqueda. 76
4.1.5 Canal de Tráfico directo 77
4.1.6 Canal de acceso 78
4.1.7 Canal de tráfico inverso 78
4.1.8 Receptor RAKE 78
4.1.9 Transferencia de llamadas 80
4.1.10 Control de Potencia 81
4.1.10.1 Control de potencia de lazo abierto 81
4.1.10.2 Control de potencia de lazo cerrado 82
4.1.10.3 Control de potencia Lento 82
4.2 GSM 83
4.2.1 Servicios de GSM 85
4.2.2 Arquitectura de una red GSM 86
4.2.3 Sistema de Conmutación (SS) 87
4.2.4 Sistema de Radio Base (BSS) 88
4.2.5 Sistema de Operación y Soporte (OSS) 89
4.2.6 Elementos funcionales adicionales 89
4.2.7 Aspectos de los enlaces de radio 90
4.2.8 Técnica de acceso múltiple y estructura de los canales 90
4.2.9 Canales de Tráfico 91
4.2.10 Codificación de voz 91
4.2.11 Canales de Control 92
4.2.12 Estructura de una Ráfaga 93

4.2.13 Modulación 94
4.2.14 Servicios de Datos 94
4.2.14.1 GPRS 95
4.2.13.2 EDGE 96

Capítulo 5 Análisis de posibles soluciones para el problema de acceso 99

5.1 Técnicas de compresión de voz 103
5.2 Planeación de células 109
5.3 Asignación de Espectro Radioeléctrico 116

Capítulo 6 Conclusiones 118

Apéndice 1 Codificación de Canal 120

Apéndice 2 Codificación de Voz 125

Apéndice 3 Modulación 145

Bibliografía 160

Introducción

Los avances tecnológicos en la industria de la telefonía celular han contribuido al desarrollo social y económico del planeta. El negocio de las comunicaciones celulares ha sido uno de los que han presentado un crecimiento más elevado, junto con una importante creación de empleos. Las comunicaciones móviles celulares, por tanto, representan una parte importante del total de las telecomunicaciones.

La telefonía celular ha cambiado el estilo de vida de los seres humanos, por lo que cada vez existe una mayor demanda en los servicios de transferencia de voz y datos que gracias a las tecnologías implementadas es posible satisfacer. Los sistemas de telefonía celular tienen una tendencia a integrar y globalizar los servicios de transferencia de grandes cantidades de información, garantizando satisfacer la gran demanda de usuarios y brindando seguridad y calidad en estos servicios con la intención de que cualquier persona tenga acceso al servicio a un precio razonable.

Como el número de usuarios aumenta y demanda más servicios, esto condiciona a las compañías a brindar servicios más confiables y eficientes; además, obliga a optimizar sus recursos haciendo que la capacidad del sistema aumente de alguna forma para satisfacer la creciente demanda, previendo a futuro las nuevas necesidades que se pueden presentar, aplicando criterios de escalabilidad y compatibilidad.

Hasta ahora se han puesto en operación tecnologías que resuelven este problema apoyándose en novedosos principios, aunque aparentemente estos procedimientos están llegando a su límite y es de suponer que puedan existir nuevas técnicas, o quizás, alguna forma de utilizar las tecnologías ya existentes adaptándolas o ombinándolas para poder ampliar la capacidad del sistema celular actual.

En este punto nos enfrentamos a otro problema, ya que todos los sistemas comerciales se encuentran estandarizados para poder brindar el servicio. Esta situación es hasta cierto punto favorable, ya que tales estándares están documentados por instituciones que se deben localizar para conocer lo que se está usando en este momento y la manera en que se emplea, pero por otro lado existe también un aspecto desfavorable mismo que consiste en que una nueva propuesta tendría que ser extremadamente buena para lograr cambiar alguna de las normas vigentes.

Debido a lo antes expuesto el objetivo de ésta tesis es precisamente analizar las técnicas de acceso antiguas y modernas que se han implementado para poder proponer soluciones inmediatas y a futuro de los sistemas de telefonía celular, para una mejor planeación y desempeño en el crecimiento de estos sistemas, con la finalidad de darle servicio a un número mayor de usuarios dentro de cada célula conservando los parámetros de calidad actualmente estandarizados.

En esta tesis se plantea una solución que tras una investigación de diversas técnicas parece ser bastante viable; su desarrollo se efectúa a lo largo de cinco capítulos de los cuales, a continuación se mencionará brevemente su contenido para dar un panorama general de este trabajo.

En el primer capítulo se mencionan los conceptos fundamentales dentro del campo de la telefonía celular y la solución a los problemas básicos para implementar una red celular como son: re-uso de frecuencias, handoff y sectorización.

En el segundo capítulo se trabaja un poco con la teoría, exponiendo las técnicas básicas de acceso múltiple; esto es, las diversas formas en que puede establecer comunicación un usuario, lo que se traduce en la manera en la que se le asigna un canal para que pueda transmitir y recibir información de manera fácil, rápida, segura y sin restricciones. Se presenta también un recorrido

histórico sobre las técnicas que se han desarrollado para permitir esta asignación de canales así como las combinaciones y/o evoluciones de estas técnicas, especificando en cada una de ellas sus bases de operación, ventajas y desventajas o limitaciones.

En el tercer capítulo se desarrolla con la mayor amplitud posible la técnica de acceso múltiple por división de código. Podemos adelantar un poco al respecto mencionando que tradicionalmente se ha manejado el aspecto de reducir lo más posible el ancho de banda del canal de comunicación para que se le pueda dar servicio a más usuarios; en este caso, se trata de hacer precisamente lo contrario; esto es, hacer que cada usuario ocupe el mayor ancho de banda posible, situación que aunque parece inadecuada presenta algunas ventajas, mismas que se evalúan analizando aspectos tales como: privacidad, rechazo y protección a la interferencia, intercepción; aspectos que se detallan en el desarrollo del mismo capítulo. Además se explica a detalle como se hace uso de códigos y secuencias seudo aleatorias que se emplean para poder usar este principio de operación.

En el capítulo cuatro se presentan las diversas tecnologías de acceso que se utilizan comercialmente en la actualidad, a fin de detectar sus posibles deficiencias y sus características favorables. Para esto se presentarán las especificaciones, se comenta también la flexibilidad que se debe dar a estos estándares para que los operadores de la red ofrezcan innovaciones y se permita la diversidad de proveedores que ofrecerán servicios distintos y emplearán equipos distintos también.

Después de haber realizado un recorrido por lo que existe en el campo de la telefonía celular, en el capítulo cinco se realiza un análisis de las posibles soluciones que se pueden aplicar al problema de la saturación del sistema telefónico, que, como se detalla en el mismo capítulo es uno de los principales retos que enfrenta la telefonía móvil. Se analizan los factores que determinan la saturación

de las redes en las comunicaciones para poder darles solución, sin dejar de tomar en cuenta que no es el único problema.

Por último se presentan las conclusiones acerca de la realización de este trabajo y el futuro de la telefonía celular.

Aunado a estos seis capítulos se presentan tres apéndices para la mejor comprensión de algunos puntos específicos que se plantean a lo largo de este trabajo, en el que se explican con mayor detalle aspectos relacionados con la teoría de la telefonía celular.

Capítulo 1

Conceptos Fundamentales

1.1 Concepto de célula

El concepto de célula apareció en los sistemas Bell durante la última década de los años 40's y cambió el servicio móvil tradicional que consistía en usar un transmisor de muy alta potencia localizado en un lugar muy alto y que podía transmitir en un radio de hasta 50 kilómetros. Esta idea introdujo un nuevo modelo para la radio móvil, que consiste en usar muchos transmisores de baja potencia cada uno diseñado específicamente para cubrir una pequeña área llamada célula. Debido a que este tipo de sistemas tenían un gran costo y la asignación de frecuencias era muy limitada, estos sistemas no fueron comercialmente usados sino hasta la década de 1980.

Como en un principio pocas frecuencias de radio estaban disponibles para sistemas de comunicaciones móviles, se tuvo que buscar una forma para re-usar estas frecuencias, a fin de poder realizar muchas conversaciones al mismo tiempo. El concepto conocido como re-uso de frecuencias consiste en usar las mismas bandas de frecuencias simultáneamente en diferentes células, con una distancia suficiente para que los efectos de interferencia entre usuarios en el mismo canal sean despreciables.

Para representar una célula se usa un simple hexágono. Cuando se muestra un sistema celular, se pretende representar un área totalmente cubierta; la figura hexagonal nos permite visualizar más fácilmente como se logra este objetivo; sin embargo, la realidad es otra, ya que no se puede confinar una onda electromagnética en un área hexagonal y si usamos células circulares, entonces habrá espacios sin cobertura. De manera que la forma y distribución real de las células es como elipses traslapadas. Este último detalle permite que un usuario pueda viajar de una célula a otra sin que su

llamada se corte. La descripción anterior se puede ver en la figura 1.1.

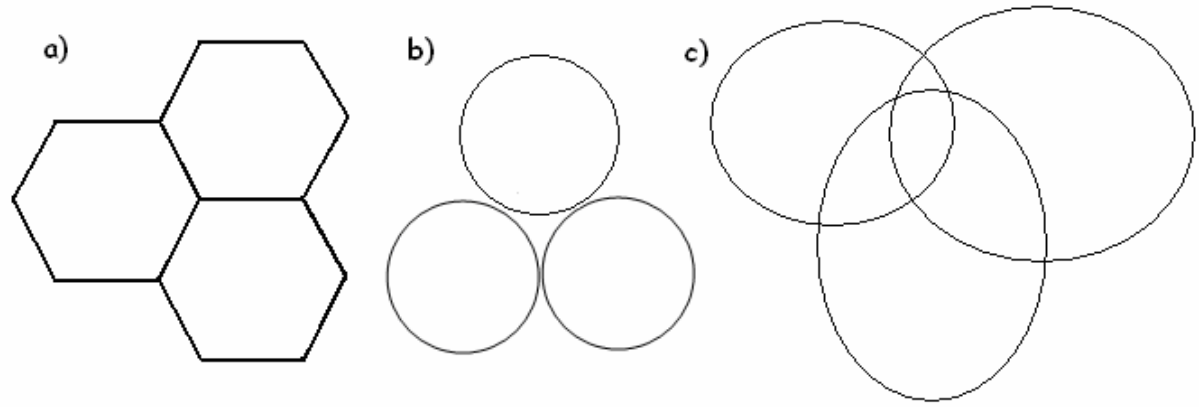


Figura 1.1 a) Células hexagonales, b) circulares sin traslape y c) comportamiento real de las células en forma de elipses traslapadas

Entre las células suele ubicarse un pequeño círculo conocido como el "sitio celular", como muestra la figura 1.2, que es donde se localiza la radio base así como su respectiva antena.

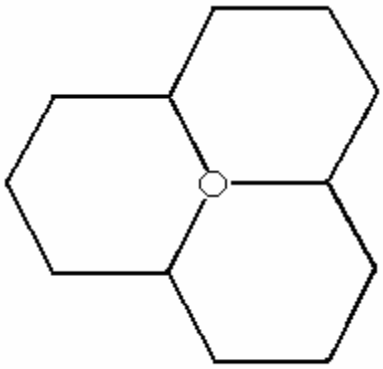


Figura 1.2 Posición de la radio base

Esta ubicación es una solución ingeniosa, ya que si cada célula tuviera su propia radio base, el número de estas unidades se triplicaría.

1.2 Re-uso de frecuencias

Cuando se usaban las mismas bandas de frecuencias, o canales, en áreas adyacentes se producían problemas de interferencia en las unidades móviles, por lo que se tenía que dejar una distancia entre células que tenían los mismos canales. Este problema afecto un poco

la eficiencia del concepto original, aunque el re-uso de frecuencias fue una solución viable para mejorar los sistemas de telefonía móvil.
Poco después se llegó a la conclusión de que la interferencia no está relacionada a la distancia entre células sino que depende de la relación entre la distancia de células con la misma frecuencia y el radio de la célula. El radio de la célula esta determinado por la potencia del transmisor y la altura de la antena en el sitio celular. Reduciendo el radio de una célula en un 50%, el proveedor del servicio podía incrementar el número de clientes potenciales hasta el cuádruple. El concepto de re-uso de frecuencias en un sistema celular se muestra en la figura 1.3.

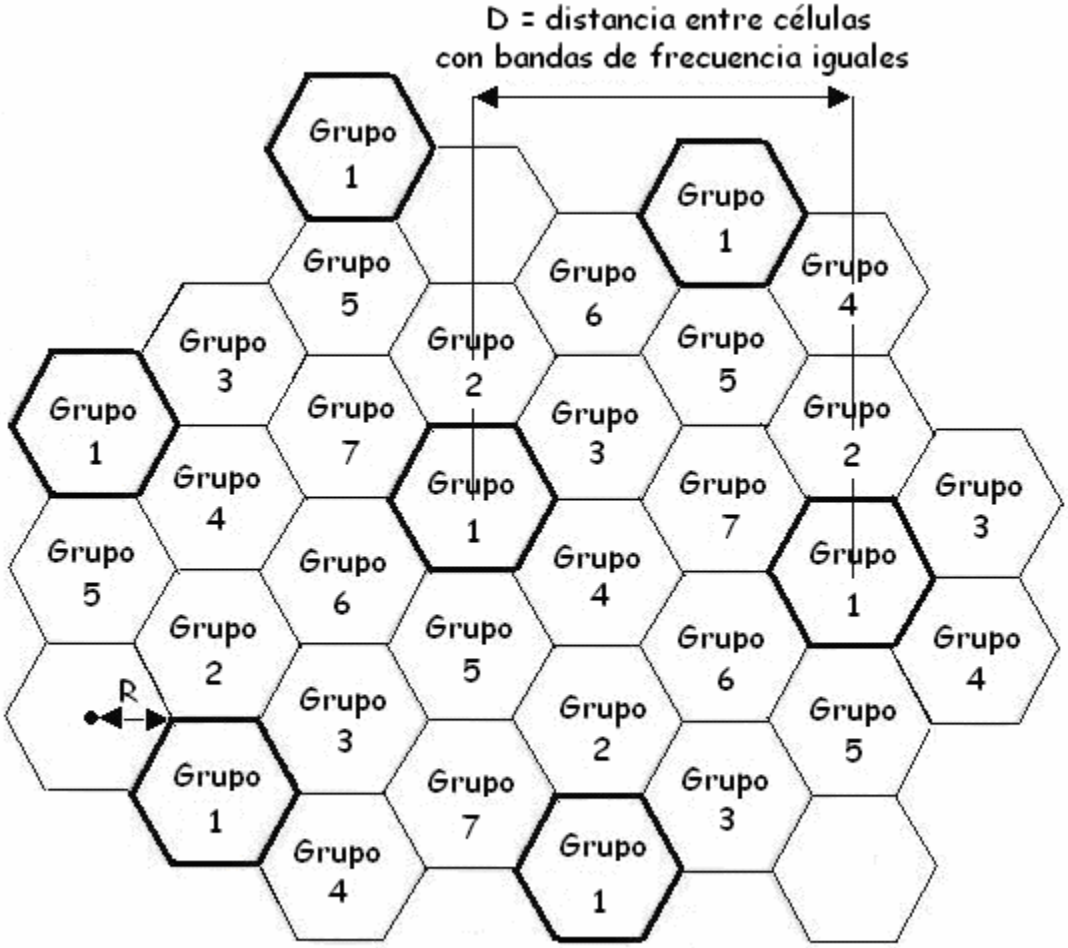


Figura 1.3 Patrón de re-uso de frecuencias en un sistema de 7 células

En cada célula se utiliza un grupo de bandas de frecuencias. Células con el mismo número tienen las mismas bandas de frecuencias. En la figura anterior se tiene un patrón de 7 células por lo que el factor

de re-uso de frecuencias es 1/7, esto significa que cada célula esta usando 1/7 de los canales disponibles.

1.3 División de células

Otra característica importante de estos sistemas es el concepto de división de células. Células grandes pueden ser fácilmente divididas en pequeñas células. Cuando se instala una nueva célula, ésta proporciona el servicio a unos cuantos usuarios, pero conforme avanza el tiempo la demanda aumenta hasta llegar a una situación donde el tráfico sea tan grande, que se compromete la disponibilidad de los canales; esto es, si se intenta iniciar una llamada nueva en un área donde se están usando todos los canales disponibles, se presenta una condición conocida como bloqueo, que quiere decir que el sistema tiene más solicitudes de las que puede atender; entonces, la célula se debe dividir en células más pequeñas que tienen un transmisor de potencia aún mas baja. El patrón de re-uso de las bandas de frecuencias puede ser repetido en una menor escala.

En la figura 1.4 se muestra cómo una célula puede ser divida en células mas pequeñas para aumentar la capacidad de canales y mejorar la disponibilidad y la fiabilidad de la red telefónica celular.

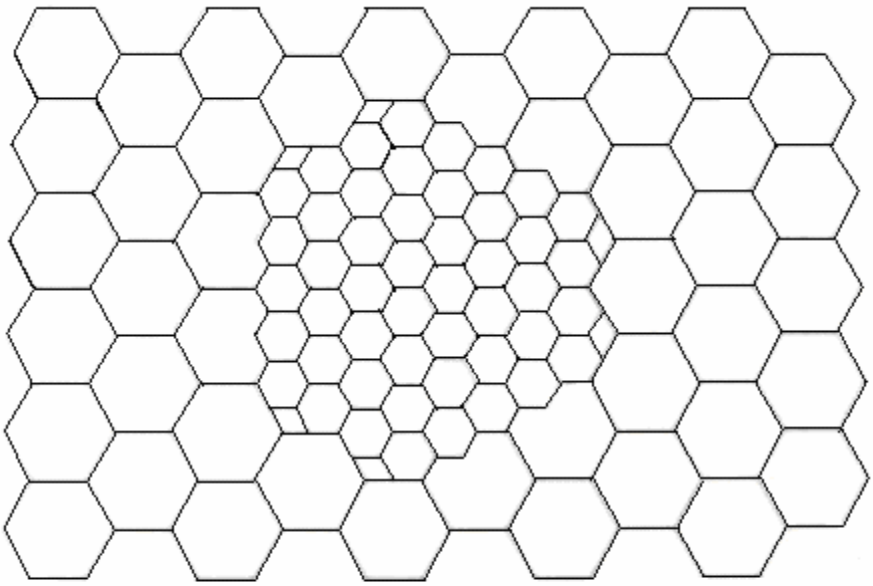


Figura 1.4 Aumento en la capacidad de un sistema con solo dividir una célula. Con células más pequeñas los mismos canales se re-usan mas y la capacidad del sistema es incrementada

1.4 Handoff

El obstáculo final en el desarrollo de una red celular consiste en dar solución al problema que se presenta cuando un móvil viaja de una célula a otra durante una llamada. Como células adyacentes no usan las mismas bandas de frecuencias, una unidad móvil operando en una frecuencia fija, sufriría la interrupción del enlace al desplazarse a otra célula.

La solución a este problema fue crear el proceso de "handoff", mediante el cual el sistema celular puede realizar un proceso de conmutación y control, que continuamente monitorea la potencia de la señal y al percibir una disminución de esta, se comunica con las células vecinas para indagar si la unidad móvil está ingresando a alguna de ellas. En caso afirmativo, las frecuencias portadoras son cambiadas sin que el usuario se percate de ello. El proceso de handoff se ilustra en la figura 1.5.

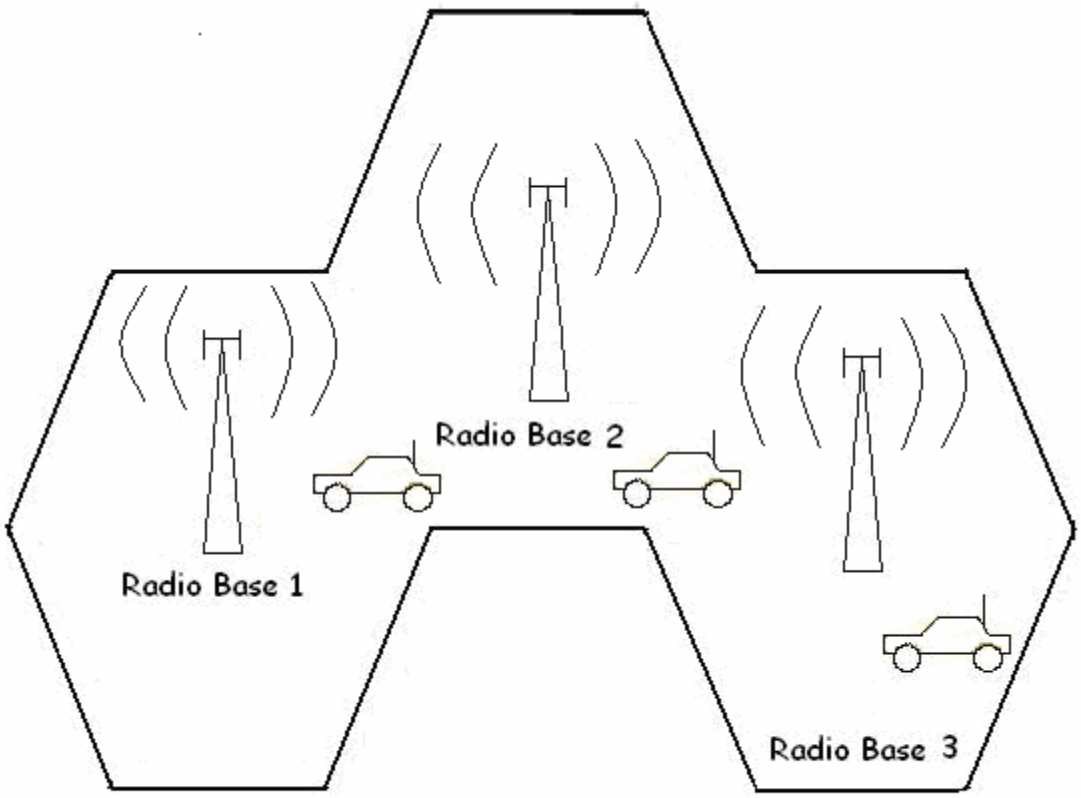


Figura 1.5 Cuando un móvil se encuentra en la zona de traslape de 2 células se realiza el proceso de handoff

1.5 Sectorización

Muchas células son divididas en sectores para hacerlas más eficientes, teniendo más control sobre asuntos de interferencia. La interferencia por canal compartido puede ser reducida si se reemplaza una antena omnidireccional con varias antenas direccionales, irradiando cada una hacia un área específica conocida como sector.

La radio base provee a cada sector su propio conjunto de canales. En la figura 1.6 se muestra cómo una radio base transmite y recibe 3 conjuntos diferentes de canales, uno para cada uno los sectores de las 3 células que atiende. Por la ubicación de la radio base en el punto de unión de tres células, los patrones de radiación de las antenas tienen un ángulo de apertura de 120°.

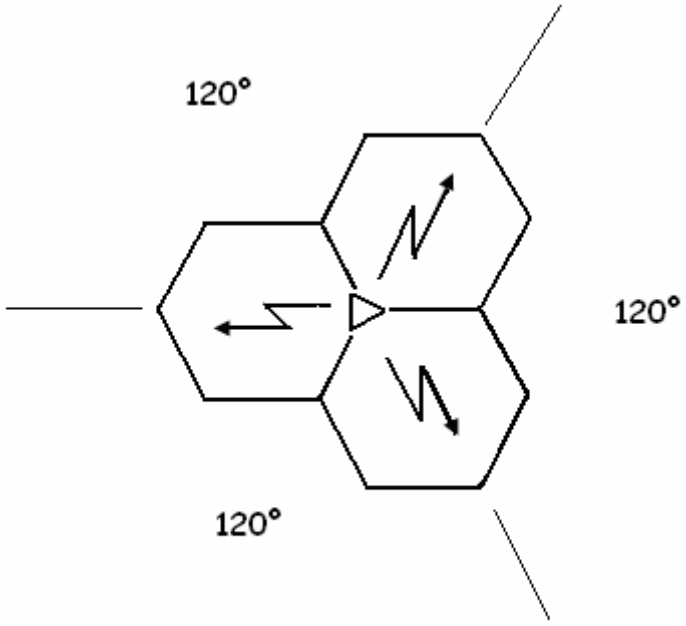


Figura 1.6 Sectorización de una célula

En la torre del sitio celular se tiene comúnmente 4 antenas por sector, una antena para el canal de control, otra para transmitir conversaciones y 2 para recepción por diversidad.

1.6 Control de potencia

El control de potencia juega un papel muy importante en los sistemas celulares, sin importar qué tipo de técnica de acceso múltiple utilicen, para controlar la interferencia e incrementar la capacidad de los mismos, mejorando globalmente su desempeño. En la estación base, el control de potencia define, junto con los parámetros de las antenas y otras variables, el área de cobertura. Este hecho permite controlar el funcionamiento del sistema por medio de la reducción o incremento de áreas para balancear la carga en horas pico y retardar handoffs; además, un adecuado diseño de control de potencia ayuda a disminuir la interferencia de canal compartido en sistemas FDMA y TDMA.

La disminución de interferencia en un sistema CDMA debida al control de potencia tiene un fuerte impacto en la capacidad del sistema. Si se desea lograr una buena calidad en las señales transmitidas (calidad de voz y datos) y lograr la máxima capacidad del sistema, es necesario un control de potencia bastante fino para combatir la pérdida por propagación y los efectos de desvanecimiento causados básicamente por el entorno físico y la velocidad del móvil.

En la estación móvil el control de potencia ayuda a reducir los efectos de la interferencia por móvil de cerca-lejos: las estaciones móviles cercanas a la estación base deben transmitir con menor potencia para no interferir a las unidades móviles lejanas de la radio base.

1.7 Elementos de una red celular

1.7.1 Unidad Móvil

Comúnmente llamada "teléfono celular" o simplemente "celular", constituye la interfaz entre el usuario y la estación base además de proveer funciones de control y dar señalización. La unidad móvil debe poder sintonizar, bajo el control del sistema, cualquiera de los

canales dentro de la banda de frecuencias asignados al sistema, los mensajes de control se transmiten en canales de control o bien multiplexados con los canales de voz.

Los elementos principales de una unidad móvil son:

Teclado: El teclado es la interfaz entre el usuario y el sistema. Es la única parte de la cual el usuario tiene que preocuparse.

Unidad de Control: es una unidad lógica con un microprocesador que tiene la función de sintonizar los canales de voz asignados para realizar una conversación, así como los canales de control que la unidad debe monitorear para recibir señales de control de la estación base. La unidad de control incluye el módulo de asignamiento numérico (NAM) que es usado para programar el número telefónico de la unidad móvil por el proveedor del servicio así como el número de serie electrónico que es un número fijo para cada teléfono.

Transmisor/Receptor: Es básicamente el equipo de radio. El funcionamiento de este componente depende de la unidad de control, la cual le ordena ajustarse a ciertas frecuencias y determinada potencia.

Antena: Es el elemento que convierte ondas electromagnéticas en corrientes eléctricas y viceversa. Debe ser omnidireccional y su longitud depende de la banda de frecuencias del sistema.

1.7.2 Estación Base

Las estaciones base son responsables de controlar las llamadas hacia o desde las unidades móviles que se encuentran en su célula respectiva y están controladas y administradas por el centro de conmutación de móviles (MSC). Las unidades móviles se conectan exclusivamente con la estación base más cercana, para que esta retransmita las señales a un centro de conmutación y de ahí al resto del mundo. Las estaciones base constan de dos partes: la parte radio

y la parte de control. Cuentan además con una parte de suministro de energía eléctrica y otra de acondicionamiento climático.

La parte de radio comprende la de los transmisores, receptores, torres y antenas. El control lo realiza una computadora; cuyas funciones son: asignación de canales, control de potencia de la unidad móvil, handoff, diagnóstico y estadísticas de tráfico de la estación base, control de los enlaces con el MSC, etc.

1.7.3 MSC

El centro de conmutación de móviles (MSC) usualmente localizado en la Oficina de Conmutación de Telecomunicaciones Móviles (MTSO) es una central telefónica celular la cual interconecta a todas las células entre si; también trabaja como un controlador central que se interconecta con el PSTN para comunicar a las unidades móviles entre si y con la red telefónica fija. Es un conmutador de gran capacidad y las funciones principales que provee son handoff, establecer un canal de radio, controlar los niveles de potencia de la señales de RF, localización (paging), etc. El área bajo control de una MSC se denomina área de conmutación.

El MSC selecciona un par de canales de tráfico para el móvil después de verificar que la unidad móvil tiene crédito y no ha sido reportada como robada. Si no hay canales disponibles el MSC rechaza la petición y envía la señal de línea ocupada al móvil.

1.7.4 PSTN

La central de la red telefónica pública conmutada (PSTN) es la base y la infraestructura predominante en una red telefónica, pues soporta la conexión entre millones de usuarios a nivel mundial. Para proporcionar un servicio que permita a la gente comunicarse a grandes distancias en fracciones de segundo, el sistema de comunicaciones debe proveer una red elaborada compuesta por oficinas centrales, conmutadores, líneas terrestres fijas, microondas

y enlaces satelitales para conectar a todos los usuarios cuando se inicia una llamada y desconectarlos al término de la misma. La red de telefonía pública se encarga de proveer los servicios de conmutación, señalización y transmisión que deben estar envueltos en el sistema.

La función de conmutación identifica y conecta a los suscriptores a la trayectoria de transmisión más conveniente. Las funciones de señalización proporcionan e interpretan señales de control y supervisión necesarias para llevar a cabo una llamada. Las funciones de transmisión envuelven a los mensajes, llamadas y otras señales de control del usuario. Debido a que los usuarios de la red de telefonía pública son interconectados temporalmente a través de conmutadores, la red es conocida como Red de Telefonía Pública Conmutada.

En la figura 1.7 se muestra cómo está conformada una red de telefonía celular, señalando los elementos básicos de ella y como están conectados entre ellos.

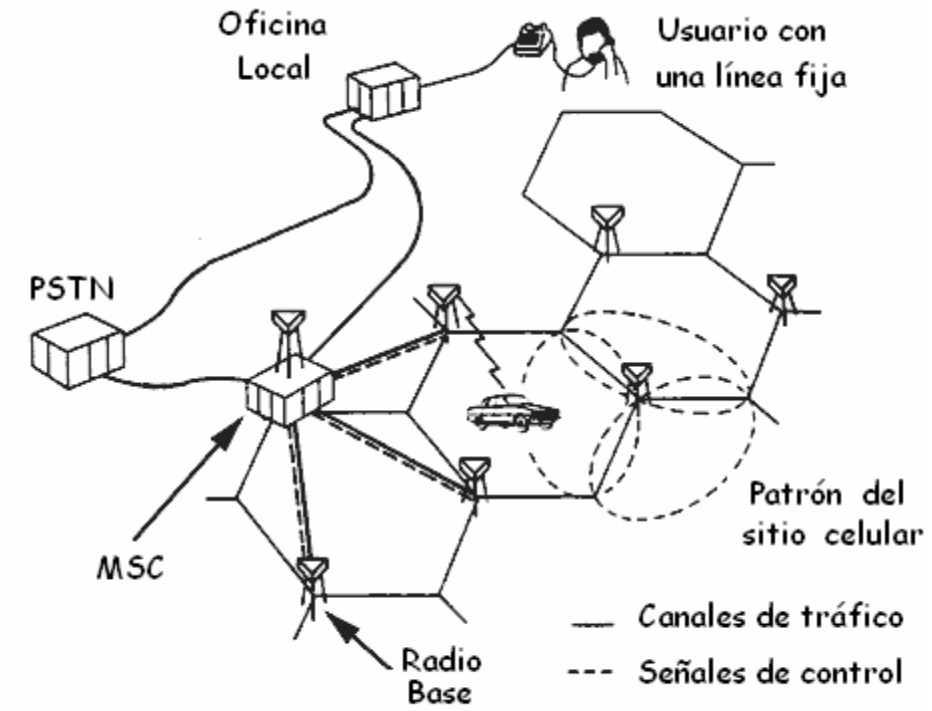


Figura 1.7 Elementos básicos de una sistema telefónico celular

Capítulo 2

Técnicas Básicas de Acceso Múltiple

El objetivo de este capítulo es presentar las técnicas de acceso múltiple que se emplearon para los primeros sistemas de telefonía celular. La primera de ellas es AMPS, que se caracterizó por ser analógica y ofrecer un servicio de buena calidad aunque las unidades móviles eran muy grandes y la batería no era muy eficiente. Debido a la gran demanda del servicio se tuvo que buscar una nueva tecnología que fuera capaz de servir a más usuarios con lo cual surgió USDC, que es un tecnología digital, también conocida como Digital-AMPS, que posee más ventajas que la anterior y que fue la base para el desarrollo de las tecnologías mucho más eficientes que se utilizan en la telefonía celular de nuestro días.

2.1 FDMA

El sistema analógico AMPS (Advanced Mobile Phone System) se utilizó en la primera generación de telefonía celular y la técnica de acceso múltiple que se empleó para enlazar las unidades móviles con las estaciones base fue FDMA.

Un sistema de acceso múltiple es un sistema en el cual la estación móvil tiene que comunicarse con una estación de control y negociar con ésta el acceso al canal de comunicación antes de establecer el enlace. En tal negociación, el equipo móvil, propiedad del usuario, tiene que acondicionar su señal según los requerimientos de la estación de control. Estos procesos suelen ser dinámicos, ya que una vez establecido el enlace, los parámetros de este pueden modificarse eventualmente.

El acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA) consiste en asignar a cada usuario un canal o rango de frecuencias para su uso exclusivo mientras dure la comunicación. Esto no es totalmente

cierto, ya que cuando el usuario cambia de célula, normalmente se le asigna un canal diferente. En esta tecnología, si en un momento dado hay más solicitudes de servicio que canales disponibles, el sistema no permite el acceso a usuarios que quieran realizar un nuevo enlace. Aunque se han empleado técnicas que optimizan el uso del ancho de banda asignado, no se ha logrado satisfacer la creciente demanda de los usuarios.

Los primeros sistemas que alcanzan un desarrollo comercial significativo aparecen a principios de los años 80 en Estados Unidos de América; a su vez AMPS da origen a otros sistemas que son empleados en la mayor parte de los mercados de telefonía celular a nivel mundial. En algunas partes de Europa se utilizó el sistema NMT-450 (Telefonía Nórdica Móvil), que después fue mejorado en su versión NMT-900; posteriormente en el Reino Unido se adaptó el sistema TACS (Total Access Communication System) que está íntimamente ligado con AMPS.

En la tabla 2.1 se muestran los primeros sistemas de telefonía celular adoptados por algunos países. Cada sistema fue escogido y desarrollado en cada país para encajar en su propio ambiente y sus propias circunstancias. La elección de las bandas de frecuencias fue determinada por la disponibilidad del espectro en cada país.

Tabla 2.1 Primera generación de sistemas celulares analógicos usado en varios países

Nombre del sistema	Países
AMPS	Estados Unidos de América, Australia, Cánada, Hong Kong y Tailandia
NMT - 450 y NMT - 900	Australia, Bélgica, China, Dinamarca, Finlandia, Francia, Islandia, Indonesia, Holanda, Noruega, España, Suecia, Suiza
TACS	China, Reino Unido

AMPS es parte de la primera generación de sistemas celulares en donde todos los sistemas creados son mutuamente incompatibles en el sentido de que las terminales que conforman un estándar no pueden operar con estaciones bases conformadas por otro, las principales diferencias radicaban en las frecuencias de operación y el ancho de banda de los canales. Dichas diferencias se muestran la tabla 2.2.

Tabla 2.2 Características de algunos sistemas de telefonía celular de la primera generación

Nombre del sistema	Año que entra en operación	Ancho de Banda (kHz)	Bandas de Frecuencias (MHz)	Número de Canales
NMT-450	1981	25	453-457.5 (móvil a la base) 463-467.5 (base al móvil)	180
AMPS	1983	30	825-845 (móvil a la base) 870-890 (base al móvil)	666
TACS	1985	25	890-915 (móvil a la base) 935-960 (base al móvil)	1000
NMT-900	1986	12.5	890-915 (móvil a la base) 935-960 (base al móvil)	1999

Como en dicha época no existían proveedores de telefonía celular que cubrieran un país completo, cada compañía debía proporcionar el servicio a clientes de las otras cuando el usuario se encontrara en un área de cobertura distinta al de su proveedor correspondiente. A la capacidad de recibir el servicio en un dominio diferente que el de su proveedor se le llama Roaming. Para proporcionar el roaming es necesario que existan acuerdos entre todas las redes y compañías que operan en una región.

Las principales ventajas de AMPS y otros sistemas de la primera generación fueron en su momento la amplia cobertura geográfica que ofrecían con ayuda del Roaming, por la alta movilidad del usuario así como una cierta eficiencia en el uso del espectro.

2.1.1 Ancho de Banda

En 1980 la FCC (Federal Communication Commission) separó en dos grupos, A y B, las frecuencias por asignar. El sistema A se define para las empresas privadas con comunicaciones inalámbricas y el sistema B para la empresa de telefonía local con comunicaciones con cables, la tabla 2.3 muestra la asignación antes mencionada.

Tabla 2.3 Asignación original de frecuencias por la FCC

	Canales hacia atrás	Canales hacia adelante
Grupo A	825 - 834 MHz	879 - 879 MHz
Grupo B	834 - 845 MHz	879 - 890 MHz

Para poder transmitir en los sistemas telefónicos celulares se necesitan dos tipos de canales, un conjunto de canales que se utilizan para las conversaciones de voz o intercambio de datos entre usuarios llamados canales de tráfico, y otro conjunto que está dedicado al intercambio de información de control entre las unidades móviles y la radio base, conocidos como canales de control.

Los canales de tráfico se separan en dos grupos, el primero de estos es donde viajan las señales de la base hacia la estación móvil, que reciben el nombre de canales hacia delante o en sentido directo y se encuentran en el rango de entre los 825 MHz y los 845 MHz. En el segundo viajan las señales de la estación móvil a la base y reciben el nombre de canales hacia atrás o sentido inverso que se encuentran en el rango de los 870 a los 890 MHz. Cada canal tiene un ancho de banda de 30 kHz y es asignado a la estación móvil por la duración de la llamada mientras que el móvil está en dicha célula; por lo tanto, cada unidad móvil usa un par de canales de tráfico, uno hacia delante y otro hacia atrás espaciados 45 MHz entre ellos.

Los canales de control se usan en los sistemas celulares para permitir que las unidades móviles se comuniquen con la red celular a través de la estación base; por ejemplo, estos canales conducen señales de paging u otros mensajes de control para que la unidad móvil haga determinada tarea. El proceso de paging consiste en enviar un mensaje, conocido como página, para saber la localización de un móvil en el sistema y determinar si un móvil es capaz de recibir una llamada.

En la figura 2.1 se muestra tanto la numeración como la ubicación de los canales en el sistema AMPS. Los canales de control se representan con las áreas sombreadas Cabe señalar que dichos canales son del mismo ancho que los canales de tráfico.

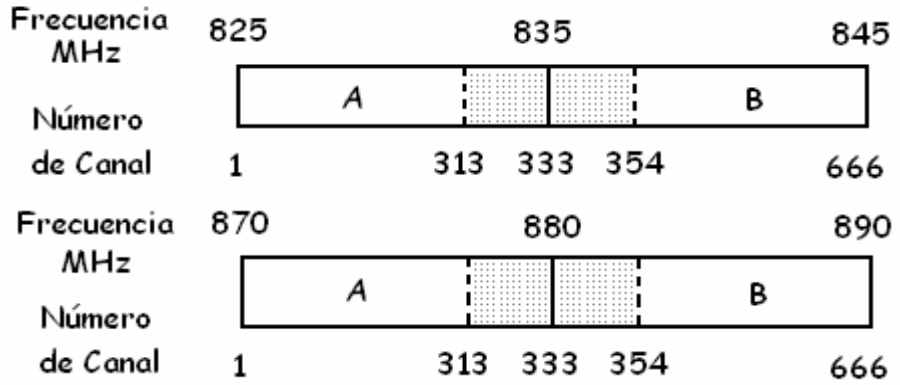


Figura 2.1 Espectro de frecuencias asignadas al sistema AMPS

Cuando la FCC asignó más frecuencias al servicio, éstas se agregaron arriba del rango original y algunas otras abajo de ese intervalo; por lo tanto, las frecuencias de transmisión y recepción del canal 1 no comienzan en el extremo bajo del conjunto porque la asignación original de 40 MHz comenzó en 825; a esta modificación se le conoce como EAMPS y se muestra en la figura 2.2. Actualmente hay 416 canales disponibles en cada dirección, 832 canales en total en el espectro, numerados del 1 al 799 y los otros 33 canales tienen los números 991 a 1023.

La frecuencia central de transmisión de la unidad móvil, en MHz, para cualquier canal, se calcula como sigue:

$$0.03N + 825 \qquad \text{para } 1 < N < 866$$
$$0.03(N - 1023) + 825 \qquad \text{para } 990 < N < 1023$$

donde N es el número del canal.

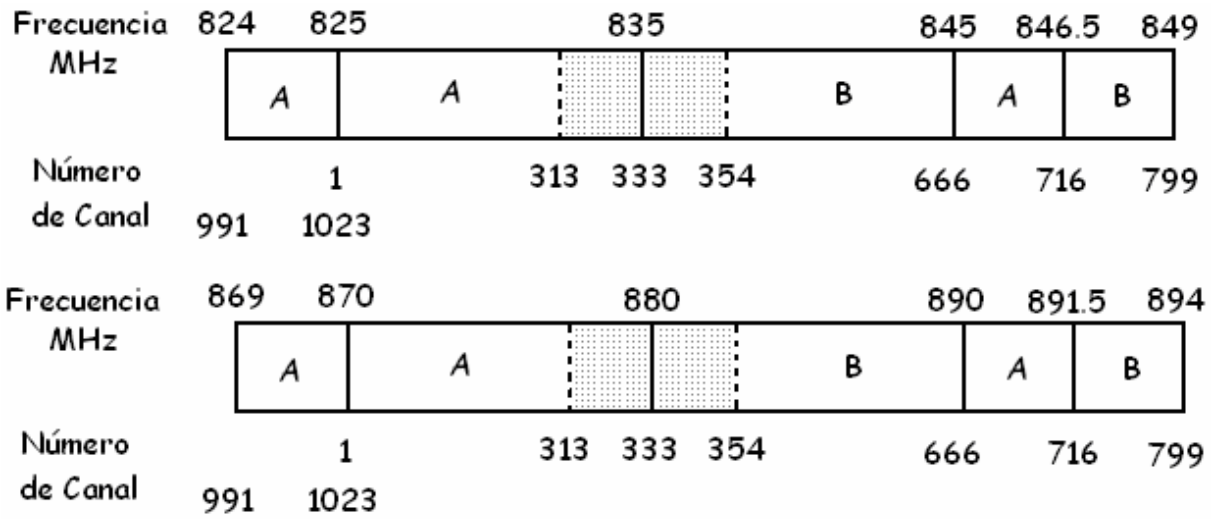


Figura 2.2 Espectro de frecuencias en el sistema EAMPS

La frecuencia central de recepción se obtiene sumando 45 MHz a la frecuencia central de transmisión, por ejemplo para el canal 3:

Transmisión $\quad 0.03(3) + 825 = 825.09$ MHz
Recepción $\quad 825.09 + 45 = 870.09$ MHz

Para transmitir las conversaciones de voz mediante los canales de tráfico se usa frecuencia modulada con una desviación de 8 kHz. También es posible transmitir información digital de señalización por medio de estos canales, aunque cuando se manda este tipo de mensajes, las transmisiones de voz se interrumpen; este proceso es conocido como silencio y ráfaga; la voz se interrumpe y se transmiten los mensajes en ráfagas de corta duración. Los canales AMPS son inseguros, además de que pueden sufrir mucha interferencia que suena como estática para el usuario.

2.1.2 Operación del sistema AMPS

Cuando una estación móvil AMPS se enciende, busca inmediatamente un canal de control con la mayor potencia posible y se registra en la red de servicio. Desde ese momento el móvil queda en un estado pasivo sintonizado con el canal de control que seleccionó previamente.

Cuando el canal de control transmite mensajes de la estación base al móvil se le denomina canal de control en sentido directo y cuando transmite mensajes del móvil a la estación base se le llama canal de control sentido inverso; aunque estos canales transmiten en forma bidireccional, se hace esta distinción para poder entender mejor el procedimiento de realizar una llamada en el sistema AMPS.

Cada estación base usa un canal de control para tener contacto con las unidades móviles, para alertarlas de la presencia de llamadas que entran y para realizar handoffs. El canal de control transmite en forma bidireccional continuamente datos utilizando FSK (Frequency Shift Keying) a 10 kbps.

El formato para el canal de control en sentido directo se muestra en la figura 2.3. El mensaje de control está precedido por una secuencia alterna de unos y ceros. A esta secuencia le sigue una palabra de sincronización de 11 bits, con una secuencia exclusiva de unos y ceros, que permite que un receptor entre en sincronía. La palabra de sincronización va seguida en forma inmediata por el mensaje, repetido cuatro veces.

1 bit	10 bits	11 bits	40 bits	120 bits	40 bits
Bit de ocupado/ desocupado	Sincronización de bits	Sincronización de palabra	Mensaje	Repetición del Mensaje # 1, 2 y 3	Repetición del Mensaje # 4

0 = ocupado
1 = desocupado

1010101010 11100010010

Figura 2.3 Formato del canal de control en sentido directo

El formato del canal de control en sentido inverso está conformado por una secuencia de 30 bits, una palabra de sincronización de 11 bits y el código de color digital (DCC) que se agrega para que el canal de control no se confunda con otro de una célula no adyacente que esté reutilizando la misma frecuencia. El formato se muestra en la figura 2.4.

30 bits	11 bits	7 bits	200 bits
Sincronización de bits	Sincronización de palabra	Código de color Digital (DCC)	Mensaje con 4 repeticiones
1010101010...	11100010010		

Figura 2.4 Formato del canal de control en sentido inverso

Al comunicarse con la red, el móvil proporciona diferentes identificadores para registrarse, control de llamadas y validación. AMPS especifica varios códigos de identificación para cada estación móvil; el primero de estos identificadores es el número de identificación móvil (MIN) que es un número telefónico de 10 dígitos y que es el programado para llamar al usuario; este número es almacenado en la memoria de dicho móvil.

Por ejemplo en Estados Unido de América, este número tiene el mismo formato que un número telefónico convencional. En otros países se asignan prefijos especiales utilizados para teléfonos móviles los cuales hacen posible diferenciar cuando se trata de un teléfono celular o de un teléfono convencional. Este número de identificación es transmitido sin encriptar tanto por el móvil como por la red.

El segundo código de identificación es el número de serie electrónico (ESN), el cual es una característica de manufactura de la unidad móvil, este identificador es permanentemente asociado al equipo y es transmitido sin encriptar, al igual que el MIN.

El tercer código es la marca de clase de la estación (ECCM) el cual describe la capacidad del móvil. Esta marca indica si una estación móvil tiene acceso a todos los canales de EAMPS o si por ser un modelo antiguo, solo tiene acceso a los canales de AMPS.

Otro identificador transmitido por el móvil es el identificador de sistema (SID) que es un código de 15 bits almacenado en todas las estaciones móviles, e indica el área de servicio geográfica asociada la compañía que provee el servicio.

Mientras se están usando los canales de voz hay dos procedimientos adicionales que se usan para mantener la supervisión entre la unidad móvil y la estación base: tono de audio de supervisión (SAT) y el tono de señalización (ST).

Los SAT se usan para asegurar la confiabilidad de las comunicaciones de voz, los transmite la estación base y la unidad móvil los manda de regreso. Si el SAT recibido coincide con el SAT transmitido, la unidad móvil sabe que está sintonizada a la estación base correcta. Las señales SAT son tonos analógicos de 5970, 6000 o 6030 Hz. La estación base transmite en forma continua uno de los tres SAT en cada canal activo de voz. Los SAT se sobreponen a la señal de voz en los enlaces directos e inversos. En las células que contienen más de una estación base, los SAT identifican el lugar de la estación base específica para determinado canal y son asignados por el centro de conmutación para llamada.

El tono de señalización es una ráfaga de datos de 10 kbps, que indica una terminación de llamada por parte de la unidad móvil. El tono de fin de llamada consiste en unos y ceros alternados, que manda la unidad móvil a través del canal de control en sentido inverso durante 200 ms. La señal ST se debe transmitir en forma simultánea con el SAT. El ST notifica a la estación base que la unidad móvil ha terminado la llamada en forma intencional y que no ha salido a causa

del sistema. EL ST se manda en forma automática cuando la unidad móvil cuelga o se apaga.

2.1.3 Origen de una llamada en un móvil AMPS

Cuando un usuario intenta realizar una llamada, el canal de control es el encargado de establecer contacto con la red para que después se asigne un par de canales de tráfico para poder transmitir una conversación en la célula en la cual el móvil está localizado.

El móvil solamente transmite la petición (que incluye información acerca del usuario como es el ESN) y espera que se le asigne un canal de control directo. La estación base avisa de la petición al MSC. Si el MSC autoriza al usuario, entonces el móvil sintoniza su transmisor y receptor al par de canales de tráfico asignados por la duración de la llamada. Este proceso se muestra en la figura 2.5.

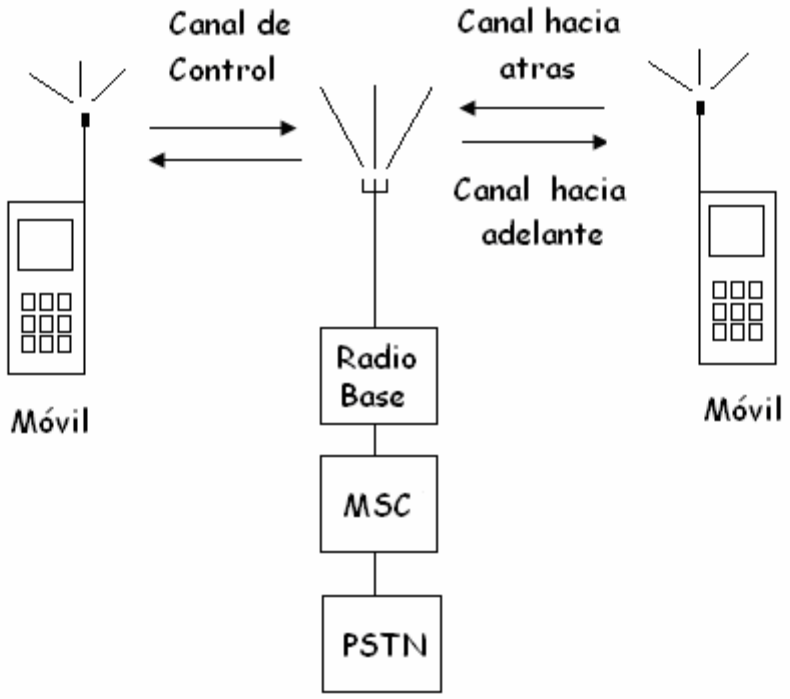


Figura 2.5 Uso de los canales de tráfico y control para establecer una llamada

Cuando un móvil AMPS no ha entablado una llamada por completo, la estación base empieza a monitorear el canal de control hacia adelante. Un intento de llamada al móvil, es recibido por éste como

mensaje de paging en el canal de control. La página es nuevamente enviada algunos segundos después, en caso de que el móvil se encuentre temporalmente incapaz de recibir la primera página. El intervalo entre páginas es corto para minimizar el retraso en el tono experimentado por el usuario que está originando la llamada.

El móvil responde a la página vía el canal de control hacia atrás y espera que se asigne un par de canales de tráfico. La respuesta del móvil es también repetida, en caso de que la primera respuesta entre en conflicto con otro móvil en el canal de control hacia atrás o sufra de malas condiciones la señal de RF.

2.1.4 N-AMPS

Motorola desarrolló un AMPS de banda angosta (Narrow-AMPS) para aumentar la capacidad del sistema AMPS en los grandes mercados celulares. Con N-AMPS es posible que hasta tres unidades móviles usen un solo ancho de banda de 30 kHz, al mismo tiempo, usando acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA) y canales de 10 kHz. La señalización SAT y ST que se usa en N-AMPS es idéntica a la de AMPS, pero se logra mediante modulación FSK.

En N-AMPS se reduce la desviación máxima de frecuencia con lo que se baja la relación de señal a interferencia y degrada un poco la calidad del audio. La degradación se compensa usando compresión y expansión de voz.

2.2 TDMA

Las empresas telefónicas encaran el problema de una base de clientes que se amplía con rapidez y al mismo tiempo el espectro de frecuencias asignado permanece sin cambios. Como se describió anteriormente, la capacidad de usuarios de un sistema puede ser ampliada mediante la división de células; sin embargo, el grado de subdivisión está limitado por la complejidad y la cantidad de

sobrecarga necesaria para procesar las transferencias de llamada entre células. Otro obstáculo es el costo para obtener el derecho de uso para la instalación de nuevos sitios celulares en zonas de máxima densidad de tráfico.

AMPS fue un sistema telefónico analógico de primera generación que no estaba diseñado para manejar las grandes demandas del mundo moderno, en especial en áreas metropolitanas de gran densidad. A finales de la década de 1980 varios de los fabricantes principales de equipo celular determinaron que los sistemas de teléfonos celulares digitales podrían permitir mejoras sustanciales, tanto en capacidad como en funcionamiento. En consecuencia se diseñó el sistema USDC (United States Digital Cellular) para tratar de atender a una mayor cantidad de usuarios dentro de un rango fijo de frecuencias.

El sistema USDC es compatible con el esquema de asignación de frecuencias AMPS y se diseñó para usar las mismas frecuencias de portadora, el mismo plan de reutilización de frecuencias y las mismas estaciones base. En consecuencia, las estaciones base y las unidades móviles se pueden equipar con canales tanto AMPS como USDC dentro del mismo equipo telefónico. Para manejar ambos sistemas, las compañías celulares podían proporcionar teléfonos USDC a los nuevos clientes y al mismo tiempo pueden proporcionar servicios a los clientes actuales con teléfonos AMPS. Por la compatibilidad del sistema USDC, con AMPS, también se conoce como AMPS digital (D-AMPS). Cabe mencionar que el punto de partida para desarrollar esta tecnología fue la idea de utilizar canales de control dedicados ya que estos permitieron darle una nueva funcionalidad al sistema de telefonía celular.

En USDC se usa acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), que como en FDMA, divide el espectro total de radio frecuencias disponibles en canales individuales. En TDMA un canal de radio se divide en 6 ranuras de tiempo, una para cada usuario.

En TDMA, a las unidades móviles se les asigna inicialmente una ranura de tiempo; pero, durante las pausas u otras interrupciones normales de una conversación, otras unidades móviles pueden usar el canal. Esta técnica de canales de tiempo compartido aumenta en forma importante la capacidad de un sistema, permitiendo dar servicio a más usuarios en determinada área geográfica.

Las ventajas de los sistemas digitales TDMA sobre los FDMA normales son las siguientes:

- El intercalamiento de muestras en el dominio del tiempo permite aumentar al triple la cantidad de suscriptores que usan un solo canal. Las señales digitales son mucho más fáciles de procesar que las analógicas. Muchos de los esquemas de modulación avanzados, así como de las técnicas de procesamiento de la información, fueron desarrollados para usarse en un ambiente digital.
- Las señales digitales se pueden cifrar y descifrar con facilidad, protegiendo contra el espionaje.
- TDMA puede ser fácilmente adaptado tanto para la transmisión de datos como para la comunicación de voz
- TDMA separa a los usuarios en tiempo, con lo que asegura que no haya interferencia de otra transmisión simultánea.

Otro objetivo de un sistema digital es reducir el consumo y tamaño de las baterías; por consecuencia, los sistemas digitales tienen aparatos celulares cada vez mas pequeños. TDMA creció a un ritmo acelerado; esto puede atribuirse a la calidad de la señal de voz, así como la facilidad para instalar y dar mantenimiento al sistema.

La Asociación de Industrias en Telecomunicaciones (TIA) normalizó en 1990 el sistema USDC/AMPS de modo dual como estándar IS-54. Este estándar especifica tres clases de canales: analógico de control, analógico de voz y un canal de control digital FSK a 10 kbps conocido como DCCH (Digital Control Channel).

Un nuevo estándar conocido como IS-136 fue introducido para aumentar las velocidades de datos por el canal de control y para proporcionar otros servicios especializados entre grupos de usuarios privados cambiando la técnica de modulación que usaba IS-54. Actualmente el estándar IS-136 es la base de los sistemas TDMA. De igual forma IS-136 contempla las mismas tres clases de canales y una cuarta: un canal de control digital con una tasa de transmisión de señalización de 48.6 kbps en los canales de control exclusivos de USDC. Este canal de control digital pretende reemplazar, al final, al canal de control analógico. Con este canal una unidad móvil puede funcionar por completo en el dominio digital.

2.2.1 Ancho de Banda

IS-136 usa la banda de frecuencias de los 800 MHz previamente asignada a AMPS, además se le asignó la banda de los 1900 MHz. Esto se ilustra en la figura 2.6.

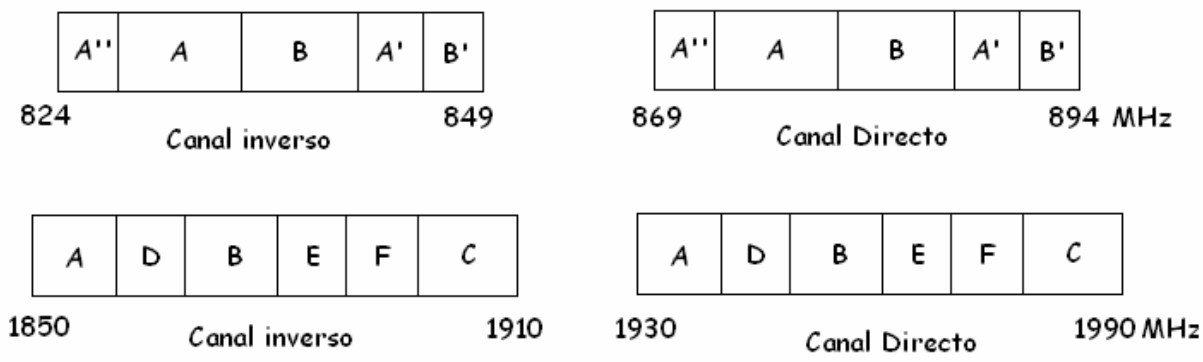


Figura 2.6 Espectro asignado a IS-136

La distribución de canales para su respectivo rango de frecuencias se muestra en las tablas 2.4 y 2.5.

Tabla 2.4 Distribución de canales para la banda de los 800 MHz

Banda de frecuencias	Número de canales	Rango de Frecuencias Canal inverso [MHz]	Rango de Frecuencias Canal directo [MHz]
A"	33	824 - 825	869 - 870
A	333	825 - 835	870 - 880
B	333	835 - 845	880 - 890
A'	50	845 - 846.5	890 - 891.5
B'	83	846.5 - 849	891.5 - 894

Tabla 2.5 Distribución de canales para la banda de 1900 MHz

Banda de frecuencias	Número de canales	Rango de Frecuencias Canal inverso [MHz]	Rango de Frecuencias Canal directo [MHz]
A	449	1850 - 1865	1930 - 1945
B	448	1865 - 1870	1945 - 1950
C	449	1870 - 1885	1950 -1965
D	165	1885 - 1890	1965 - 1970
E	165	1890 - 1895	1970 - 1975
F	165	1895 - 1910	1975 - 1990

2.2.2 Canal de voz digital

Al igual que en AMPS, a cada canal de voz USDC se le asigna un ancho de banda de 30 kHz en los enlaces directos e inversos y tiene asignado el mismo espectro de frecuencias de 50 MHz. Cada canal de radiofrecuencia para voz consiste en una trama TDMA de 40 ms, formada por seis ranuras de tiempo con 324 bits cada una.

Para la tarifa completa de conversación, tres usuarios comparten las seis ranuras de tiempo. En la tarifa media, cada una de las ranuras de tiempo es utilizada por un usuario diferente. En la figura 2.7 se muestra que el sistema ofrece seis veces la capacidad de canales que ofrece AMPS.

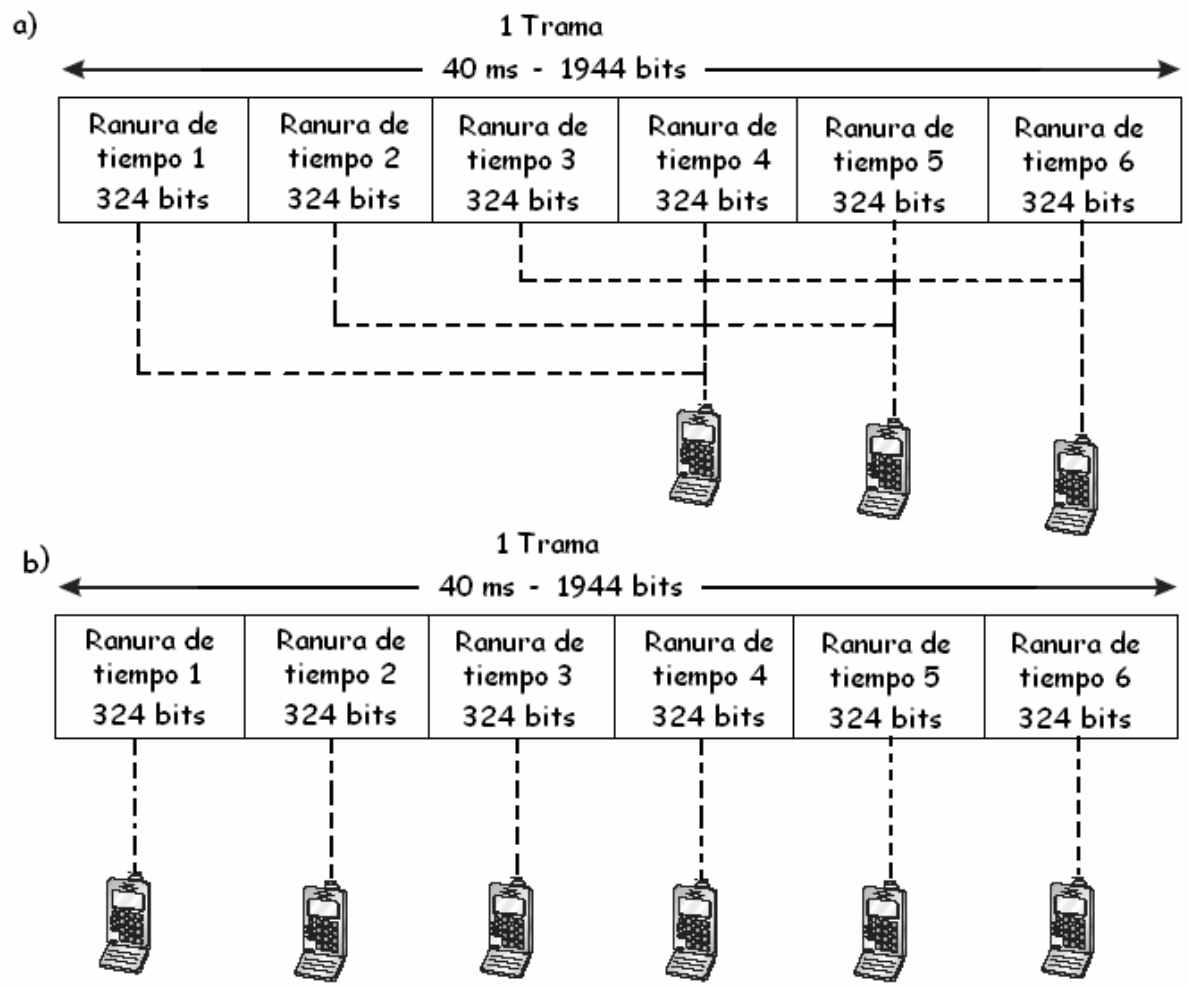


Figura 2.7 a) Asignación de ranuras de tiempo para 3 usuarios
b) asignación de ranuras de tiempo para 6 usuarios

Cada ranura de tiempo contiene cuatro canales de datos: tres para control y uno para voz y datos para el usuario. El canal de tráfico digital dúplex (DTC) conduce información de voz y datos y consiste en un canal de tráfico digital en sentido inverso (RDTC) y un canal de control en sentido directo (FDTC). Los tres canales de supervisión son: el de verificación digital codificada por un código de colores (CDVCC), el canal lento para control asociado (SACCH) y el canal rápido para control asociado (FACCH).

2.2.3 CDVCC

El objetivo del código de colores (CDVCC) es proporcionar identificación de canal compartido, parecida a la señal SAT transmitida en el sistema AMPS. El CDVCC es un mensaje de 12 bits transmitido en cada ranura de tiempo y consiste en un número de código de color de voz digital de 8 bits, de 1 a 255, el cero no se usa, seguido por 4 bits adicionales de codificación obtenidos de un código Hamming acortado. La estación base transmite un número CDVCC en el canal de voz en sentido directo y toda unidad móvil que usa el canal TDMA debe recibir, decodificar y retransmitir el mismo código CDVCC de regreso a la estación base, por el canal de voz de sentido inverso. Si los dos valores CDVCC no son iguales, se cede la ranura de tiempo a otros usuarios y el transmisor de la unidad móvil se apaga en forma automática.

2.2.4 SACCH

El SACCH es un canal de señalización para transmitir mensajes de control no urgentes y supervisión entre la unidad móvil y la estación base, mientras la unidad móvil está ocupada con una llamada. El SACCH usa 12 bits codificados por ráfaga TDMA y se transmite en cada ranura de tiempo, proporcionando así un canal de señalización en paralelo con la información digitalizada de voz. Por consiguiente, los mensajes SACCH se pueden transmitir sin interferir con el procesamiento de señales de voz. Como el SACCH sólo consiste en 12 bits por trama, se pueden necesitar hasta 22 tramas para transmitir un solo mensaje SACCH. Este canal conduce información de control y de supervisión entre la unidad móvil y la estación base; por ejemplo, los cambios de nivel de potencia de comunicación y peticiones de transferencia, se usa el SACCH en la unidad móvil para informar mediciones de intensidad de señal recibida (RSSI-Received Signal Strength Indication) de las estaciones base vecinas para que, cuando sea necesario, la estación base pueda iniciar el proceso de handoff (MAHO – Mobile Asiste Handoff).

2.2.5 FACCH

El FACCH es un segundo canal de señalización, para transmitir mensajes de control y supervisión especializada entre la estación base y las unidades móviles. A diferencia del CDVCC y el SACCH, el FACCH no tiene una ranura dedicada de tiempo. Es una transmisión de tipo de silencio y ráfaga que, cuando se transmite, sustituye la información de voz por mensajes de control y supervisión dentro de una ranura de tiempo del usuario. Los datos FACCH están empaquetados e intercalados para ajustarse a una ranura de tiempo, en forma parecida a como se maneja la voz.

No hay límite para la cantidad de tramas de voz que se pueden reemplazar con datos FACCH; sin embargo, la información de voz se protege en cierto modo, evitando que una transmisión de voz completa sea sustituida por datos FACCH.

No hay campos dentro de una ranura normal de tiempo que la identifiquen como voz o como mensaje FACCH. Para determinar si se recibe un mensaje FACCH, la unidad móvil debe tratar de decodificar los datos como voz. Si decodifica en forma errónea, los datos se toman como mensajes FACCH. Este canal pide instrucciones instantáneas de colgar o transferencia móvil asistida o peticiones de estado de la unidad móvil.

En la figura 2.8 se muestra el formato para la ranura de tiempo para el enlace en sentido inverso de un canal de voz USDC.

G	R	Voz o FACCH	SYNC	Voz o FACCH	SACCH	CDVCC	Voz o FACCH	
6	6	16	28	122	12	12	122	# de bits

Figura 2.8 Formato de un canal en sentido inverso

En el canal de sentido inverso, cada ranura de tiempo contiene dos ráfagas de 122 bits de voz cada una, además de una ráfaga de 16

bits, haciendo un total de 260 bits de voz por trama; además, cada ranura de tiempo contiene 28 bits de sincronización, 12 bits de datos SACCH, 12 bits de CDVCC y 6 bits de guarda, para compensar diferencias de distancia entre las unidades móviles y las estaciones base.

Los bits de guarda (G) sólo están en la ranuras de tiempo del canal de sentido inverso. Durante el tiempo de guarda (aproximadamente 123 μs) el transmisor de la unidad móvil está apagado. Los tiempos de guarda protegen al sistema para que las ráfagas no se traslapen cuando son recibidas, debido al tiempo de propagación de la señal de radio.

El tiempo de subida (R) consiste en 6 bits y es un intervalo que permite una subida y caída graduales de la energía de la señal de RF, cuando un móvil es encendido y pasa de un estado inactivo a un estado de potencia completa. Así, una ranura de tiempo de canal inverso consiste en 324 bits. Si se manda un FACCH en lugar de datos de voz, una ranura de tiempo de datos de codificación de voz se sustituye con un bloque de 260 bits de datos FACCH.

En el canal de sentido directo, figura 2.9, cada ranura de tiempo contiene dos ráfagas de 130 bits de datos de voz digitalizada o datos FACCH, si no se está mandando voz, para hacer un total de 260 bits por trama. Además, cada trama de canal de sentido directo contiene 28 bits de sincronización, 12 bits de datos SACCH, 12 bits CDVCC, un bit reservado y 11 bits para el localizador del código digital (CDL); éstos 11 bits pueden considerarse igualmente reservados.

SYNC	SACCH	Voz o FACCH	CDVCC	Voz o FACCH	RSVD	CDL	
28	12	130	12	130	1	11	# de bits

Figura 2.9 Formato de un canal en sentido directo

Un tercer formato de trama, llamado ráfaga corta, es mostrado en la figura 2.10. Cuando un móvil empieza a operar en una célula de mayor

cobertura o se lleva acabo handoff entre células de diferente tamaño se transmiten ráfagas cortas; esto debido a que se desconoce el tiempo de propagación de la señal entre la unidad y la radio base. Una unidad móvil transmite ráfagas cortas, hasta que la estación base determina el tiempo del desplazamiento de la señal requerida. El tiempo de propagación de la señal, entre el móvil y la base, puede ser hasta de 500 ms; si se alcanza este tiempo, puede ocurrir que las ráfagas se traslapen causando problemas en el sistema.

G1	R S D S D V S D W S D X S D Y S	G2

Donde:
G1 = tiempo de guarda de 6 bits
R = tiempo de subida de 6 bits de longitud
S = palabra de sincronización de 28 bits
D = código CDVCC de 12 bits
G2 = tiempo de protección de 44 bits
V = 0000
W = 00000000
X = 000000000000
y = 0000000000000000

Figura 2.10 Formato de una ráfaga corta

En esta figura se puede ver que hay muchos campos de sincronización, separados por diferentes intervalos; de ésta manera, la radio base puede detectar el tiempo relativo en que una ráfaga es recibida en comparación con otras. Si las ráfagas son recibidas fuera del período de tiempo esperado, la radio base puede mandar un mensaje al móvil para ajustar el tiempo. Después de que las ráfagas cortas han sido usadas para determinar el tiempo de alineación, el móvil empezará a usar las otras ráfagas para enviar o recibir información.

2.2.6 Codificación de voz

En sistemas telefónicos analógicos, la señal de voz se recorta en ancho de banda, se comprime, se ecualiza y se alimenta al modulador para ser transmitida. En el extremo receptor se realizan las operaciones inversas, excepto el recorte de ancho de banda, que es irreversible.

En los sistemas digitales, como el USDC, la voz se codifica digitalmente. Primero, la señal es filtrada para remover señales abajo de los 100 Hz y arriba de los 3000 Hz; después, se hace una conversión analógico/digital, para lo cual, las señales eléctricas de voz son muestreadas y cada muestra es convertida en un código digital. Se toman 8000 muestras por segundo y cada una se convierte a un código de 8 bits, lo cual produce una tasa de transmisión de 64 kbps, sencilla de implementar pero con mucha redundancia. Esta señal binaria tiene un ancho de banda mínimo de 32 kHz, grande para ser usado en un canal de radio.

Además de hacerse la conversión analógica/digital de las señales de voz, también se realizan algoritmos de compresión digital (ver Apéndice 2) empleando procesadores de voz especiales, tales como el codificador lineal predictivo de suma vectorial excitadora (VSELP) o el codificador lineal predictivo excitado por código algebraico (ACELP).

Los codificadores lineales predictivos extraen las características más importantes de la forma de onda de voz. En estos codificadores, es posible bajar la tasa de transmisión hasta 4.8 kbps, con una calidad de voz aceptable aunque menor a la acostumbrada en la telefonía fija.

En este proceso de codificación de voz, se agregan bits de corrección de errores a las señales de voz comprimidas para reducir los efectos de la interferencia. Las funciones de compresión,

expansión y corrección de errores se realizan en el aparato telefónico mediante un microprocesador especial, llamado Procesador Digital de Señales (DSP).

Los codificadores VSELP tienen salida de 7950 bps, que producen una trama de voz cada 20 ms; entonces, se tienen:

$$\frac{7950\ \text{bits}}{\text{segundo}} \times \frac{20\ \text{ms}}{\text{trama}} = 159\ \text{bits por trama}$$

Los 159 bits incluidos en cada trama de codificador de voz se dividen en dos clases, según la importancia con que se perciben. Hay 77 bits de clase 1 y 82 bits de clase 2. Los bits de clase 1 son los más importantes y en consecuencia se protegen contra errores. Los 12 bits mas significativos de clase 1 se codifican en bloque mediante un código de corrección de errores, para asegurar que se decodifiquen con baja probabilidad de error. Los bits de clase 2, menos significativos, no tienen forma de protegerse contra errores.

Después de proteger contra errores los 159 bits, cada trama de código de voz se convierte a 260 bits codificados de canal por trama que son alimentados a un codificador convolucional de razón 1/2 (ver apéndice 1) y se transmiten 50 tramas por segundo, dando como resultado:

$$\frac{260\ \textit{bits}}{\textit{trama}} \times \frac{50\ \textit{tramas}}{\textit{segundo}} = 13\ \textit{kbps}$$

Por consiguiente, la tasa de transmisión de bits aumenta de 7950 bps para cada canal digital de voz a 13 kbps. El proceso aquí descrito se ilustra en la figura 2.11.

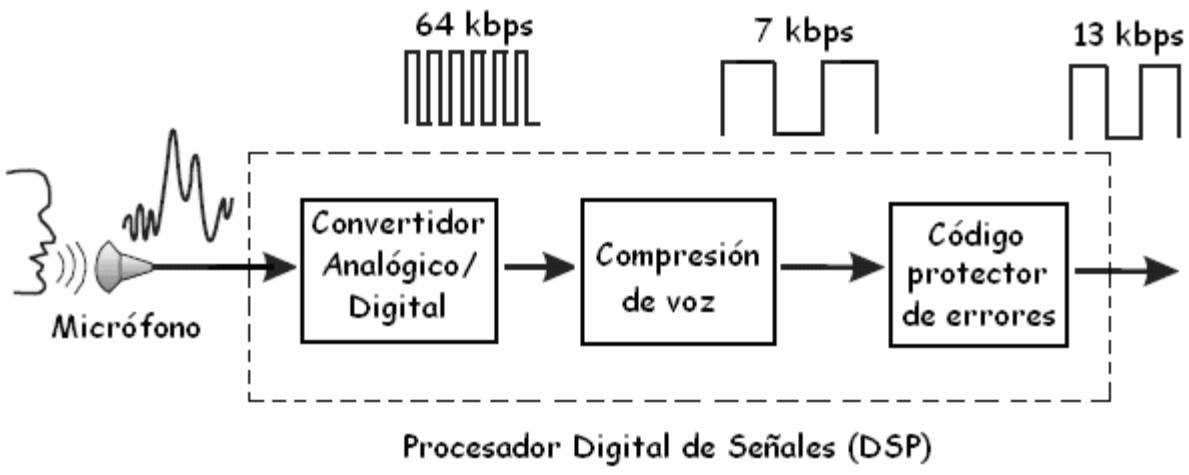


Figura 2.11 Diagrama a bloques para codificar voz

2.2.7 Sincronía TDMA

La sincronía en un sistema TDMA es crítica para su correcto funcionamiento, dado que el canal de comunicación se divide en ranuras de tiempo. Cada móvil debe transmitir solamente en su ranura de tiempo para evitar la superposición con otras unidades móviles.

El primer problema importante ocurre cuando el móvil trata de entrar al sistema por primera vez; este no tiene forma de saber cuál es la sincronía del sistema sino hasta después de haber estado en él durante algún tiempo. Por tanto éste es el momento más probable para que un móvil interfiera con otros usuarios. Para reducir este problema, el móvil usa las ráfagas cortas cuando trata de entrar al sistema por primera vez. Una vez establecida la sincronía del sistema, puede iniciarse la operación regular.

Si la estación base nota que un móvil comienza a invadir la guardia de tiempo de la ranura de otro móvil, envía un mensaje de alineación de tiempo ya sea a través de FACCH o SACCH instruyendo al móvil para que transmita antes o después.

2.2.8 Modulación

El canal digital para el estándar IS-136 usa modulación DQPSK de π/4 (ver Apéndice 3), que fue escogida para mantener eficiencia espectral además de ofrecer otras ventajas. En este caso, la información digital es representada por los cambios de fase de una portadora de frecuencia constante. Los 4 cambios de fase permitidos son +45°,135°,-45° y -135° y representan la información original binaria. Se usa conformación de pulsos para minimizar la interferencia entre símbolos y de esta manera permitir la transmisión simultánea de tres señales de voz separadas en el canal de 30 kHz.

2.2.9 Canal de control digital USDC

El nuevo canal de control digital contemplado por IS-136 recibe diferentes nombres por las distintas funciones para las cuales es usado como son:

- Canal de acceso aleatorio (RACH). Este canal lo usan las unidades móviles para pedir acceso al sistema telefónico celular. El RACH es unidireccional; especifica sólo transmisiones de unidades móviles a base. Los mensajes de acceso, como origen, registro, repuestas de voceo y número de serie se transmiten por el canal RACH.
- Canal SMS punto a punto, paging y respuesta de acceso (SPACH). Se usa para transmitir información desde las estaciones base a estaciones móviles específicas. La información transmitida por el canal SPACH incluye tres subcanales lógicos separados: mensajes punto a punto, mensajes de paging y mensajes de respuesta de acceso. El canal de paging (PCH) se dedica a transmitir búsquedas de personas y órdenes, como mensajes paging, mensajes de espera y mensajes de alerta al usuario. El canal de respuesta de acceso (ARCH) se puede usar para llevar asignaciones a otro recurso u otras

respuestas al intento de acceso de la estación móvil. Los mensajes que asignan una unidad móvil a un canal de voz analógico o digital o que re-direccionan la unidad móvil a una célula distinta también se mandan por el ARCH, junto con mensajes de registro de acceso. El canal SMS (SMSCH) se usa para entregar mensajes cortos de punto a punto a una estación móvil específica. Cada mensaje se limita a un máximo de 20 caracteres de texto.

- Canal de control BCCH. Este canal representa los canales lógicos F-BCCH, E-BCCH y S-BCCH que se usan para conducir información genérica relacionada con el sistema. Este canal es unidireccional, de la estación base a la unidad móvil y lo comparten todas las unidades móviles. El canal de control de emisión rápida (F-BCCH) emite parámetros de estructura del canal digital de control que incluyen información acerca de la cantidad de ranuras de tiempo F-BCCH, E-BCCH y S-BCCH en la trama DCCH. Las unidades móviles usan la información F-BCCH cuando entran por primera vez al sistema para determinar el inicio y final de cada canal lógico. El F-BCCH también incluye información acerca de los parámetros de acceso, información de los intentos de acceso de la unidad móvil y nivel de potencia en acceso inicial. El canal de control de emisión extendida (E-BCCH) lleva información menos importante que el F-BCCH, dirigida a las unidades móviles. El E-BCCH conduce información acerca de las células vecinas con canales analógicos así como digitales y mensajes opcionales como información de emergencia, mensajes de hora y fecha y los tipos de servicios que soportan las células vecinas. El canal de control de emisión SMS (S-BCCH) permite mandar mensajes cortos a unidades móviles individuales.

2.2.10 Desventajas de TDMA

Una de las desventajas de TDMA es que cada usuario tiene preasignado una ranura de tiempo; sin embargo, los usuarios haciendo uso de roaming de una célula a otra no son localizados en la ranura de

tiempo. Si todas las ranuras de tiempo en la siguiente célula están ocupadas, una llamada puede ser desconectada; además, si todas las ranuras de tiempo en la célula en la cual está el usuario se encuentran ocupadas, el usuario no recibe línea.

Otro problema de TDMA es que puede tener interferencia por trayectoria múltiple. Una forma de evitar esta interferencia es estableciendo un umbral de decisión; de manera que la señal que llega por trayectoria directa lo hace con un nivel de potencia mayor que la recibida por una trayectoria más larga. De esta forma, abajo del umbral, las señales serán consideradas como ruido que puede ser adecuadamente procesado para que no tenga efectos apreciables.

Como conclusión, estas dos tecnologías fueron la base para proporcionar un servicio de buena calidad, emplearon novedosos principios de funcionamiento que a la hora de ser implementadas permitieron a los diseñadores conocer los problemas inherentes a las comunicaciones móviles que no habían sido contemplados previamente y que han sido resueltos paulatinamente en nuevos desarrollos.

Es interesante mencionar que el desarrollo de estas tecnologías permitía su aplicación tanto en un ambiente analógico como en uno digital. La principal limitación de estas tecnologías fue la de no satisfacer las expectativas de demanda que fueron creciendo rápidamente.

Capítulo 3

Acceso Múltiple por División de Código

En este capítulo se describe el principio de acceso múltiple por división de código (CDMA) y sus propiedades, se detallan las diferentes variantes de CDMA así como sus ventajas y desventajas. De igual forma se explican conceptos básicos para entender el funcionamiento de los sistemas de comunicación CDMA como son los conceptos de secuencias pseudo aleatorias y los códigos ortogonales.

CDMA es una tecnología digital, que permitió la generación de nuevos productos y servicios de comunicación inalámbrica. Se basa en métodos de codificación digital de espectro expandido.

Esta tecnología data de los años 40's; fue usada en sistemas de comunicaciones militares debido a que las señales de espectro expandido eran inmunes a la decodificación por el enemigo. En los 70's y 80's aumentó el interés por aplicaciones comerciales de ésta tecnología, principalmente en sistemas celulares. En 1984 la compañía Qualcomm propuso y desarrolló un sistema CDMA, en 1994 los sistemas piloto de Qualcomm estuvieron disponibles por primera vez; los cuales, posteriormente fueron modificados y normalizados por la Asociación de Industrias en Telecomunicaciones (TIA), como el estándar IS-95. En 1996, sistemas comerciales comenzaron a operar y en México fue hasta 1998 cuando Iusacell implementó éste sistema.

En CDMA a cada usuario se le asigna una secuencia de código única que se utiliza para codificar la señal que transporta la información. Al receptor le llegan todas las señales codificadas, ya que se transmiten a la misma frecuencia. El receptor sabiendo la secuencia de código del usuario, decodifica solo la señal correspondiente. Esto es posible gracias a que la correlación entre el código del usuario deseado y los códigos de otros usuarios es muy pequeña.

Como el ancho de banda de la señal codificada es mucha mayor que el ancho de banda que la señal que transporta la información, significa que el proceso de codificación expande el espectro de la señal y por lo tanto es conocido como modulación de espectro expandido (spread spectrum); por lo que CDMA es regularmente conocido como acceso múltiple de espectro expandido (SSMA-Spread Spectrum Multiple Access).

Para recuperar la señal original que transporta la información, el receptor realiza una correlación con la señal recibida y una replica generada en sincronía, del código de expansión. Esto implica que el receptor debe conocer el código que se usó para codificar la información.

Debido a la codificación y ancho de banda expandido resultante, las señales de espectro expandido tienen muchas propiedades, las cuales difieren de las propiedades de las señales de banda angosta. Las más interesantes, desde el punto de vista de sistemas comunicaciones, serán discutidas a continuación.

3.1 Principio de funcionamiento

Sean las formas de onda b(t) y c(t) representadas en la figura 3.1. Nos referimos a b(t) como la señal que contiene la información (mensaje) y a c(t) como la señal de código de expansión. La codificación consiste en la multiplicación de ambas señales. Por la teoría de Fourier sabemos que el producto de dos señales da como resultado una tercera, cuyo espectro es igual a la convolución de los espectros originales. En consecuencia si la señal del mensaje b(t) es de banda angosta y la señal de código c(t) es de banda ancha, la señal codificada m(t) tendrá un ancho de banda que es un poco mayor que el del código de expansión.

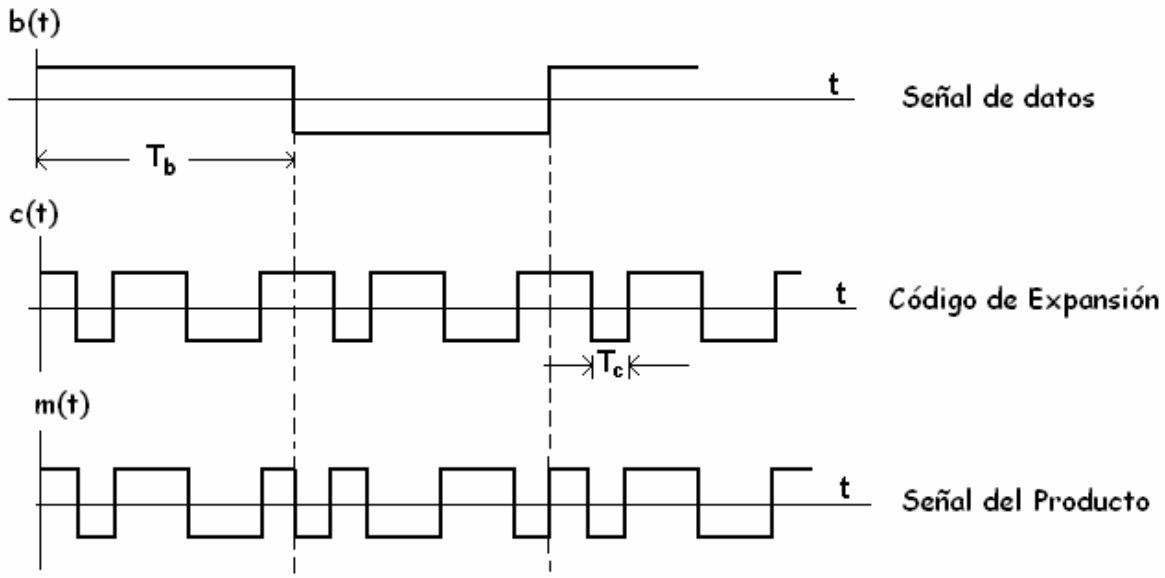


Figura 3.1 Formas de onda en el transmisor

La expansión deseada se logra aplicando la señal de datos b(t) y la señal de código c(t) al transmisor que consta de un modulador de producto o multiplicador, como en la figura 3.2.

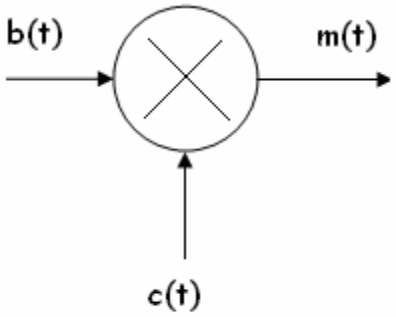


Figura 3.2 Transmisor

En la transmisión banda base, la señal del producto m(t) representa a la señal transmitida. Es posible entonces expresar la señal m(t) como:

$$m(t) = c(t) \times b(t)$$

La señal recibida r(t) consiste en la señal transmitida m(t) más una interferencia aditiva denotada por i(t), como se indica en la figura 3.3 y la cual representa al canal de transmisión.

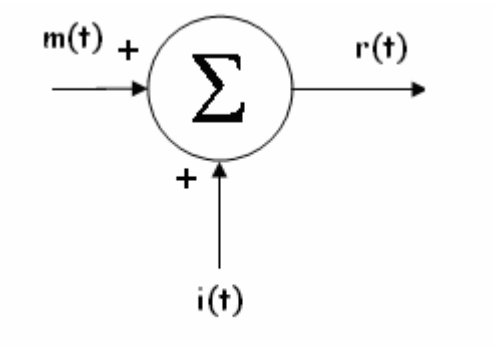


Figura 3.3 Canal de Transmisión

Por tanto:

$$r(t) = m(t) + i(t)$$
$$r(t) = c(t) \times b(t) + i(t)$$

Para recuperar la señal de mensaje original b(t), la señal recibida r(t) se aplica a un demodulador que está compuesto por un multiplicador seguido de un integrador y un dispositivo de decisión como se muestra en la figura 3.4.

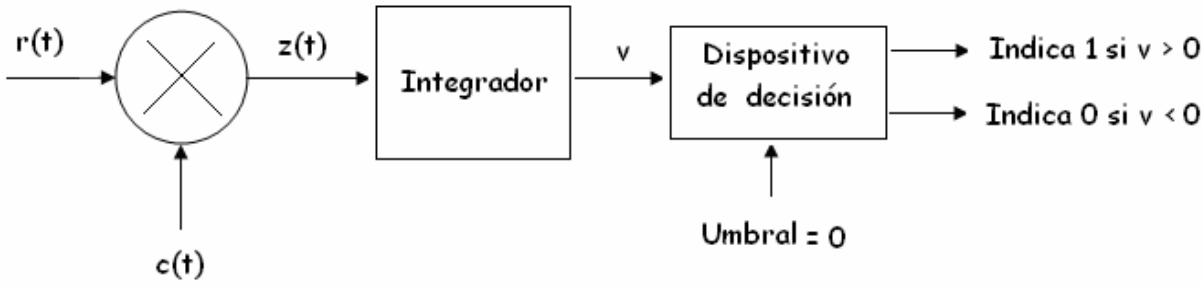


Figura 3.4 Receptor

El multiplicador se alimenta con una secuencia de código c(t), generada localmente, la cual es una réplica exacta de la que se usa en el transmisor. La salida del multiplicador en el receptor está dada por:

$$z(t) = c(t) \times r(t) = c(t) \times [c(t) \times b(t) + i(t)]$$
$$z(t) = c^2(t) \times b(t) + c(t) \times i(t)$$

La señal de datos se multiplica dos veces por el código de expansión c(t), en tanto que la señal indeseable i(t) se multiplica solamente una vez. La señal de código c(t) se alterna entre los niveles -1 y +1, la alternancia se destruye cuando ésta se eleva al cuadrado:

$$c^2=1; \text{ para todo } t$$

Por lo tanto

$$z(t) = b(t) + c(t) \times i(t)$$

De este modo observamos que la señal de datos b(t) se reproduce a la salida del multiplicador en el receptor, excepto por el efecto de la interferencia representada por el término aditivo c(t)i(t). La multiplicación de la interferencia i(t) por la señal de código generada localmente equivale al código de expansión que afecta a la interferencia exactamente como lo hizo con la señal original en el transmisor. Después de esto observamos que la componente datos b(t) concentra toda su potencia en un pequeño rango de frecuencias en tanto que la componente espuria $c(t) \times i(t)$ distribuye su potencia en un gran ancho de banda; de modo que, si se implementa un filtro pasobajas a la salida del multiplicador se eliminará la mayor parte de la potencia de la componente espuria.

En el receptor que se presenta en la figura 3.4 el efecto del filtrado paso bajas es en realidad ejecutado por el integrador que evalúa el área bajo la señal producida a la salida del multiplicador. La integración se efectúa para el intervalo de bit $0 \leq t \leq T_b$, dado el valor de muestreo v. Por último, el receptor toma un decisión: si v es mayor que un cierto umbral, el receptor indica que se envió el símbolo binario 1 de la secuencia de datos original en el intervalo de $0 \leq t \leq T_b$ y si v es menor que el umbral indica que se envió el símbolo 0; si v es exactamente igual que el umbral el receptor supone al azar a favor de 1 o 0.

En resumen, el uso de un código con propiedades pseudo aleatorias en el transmisor produce una señal transmitida de banda ancha que se asemeja al ruido. Cuanto más grande se haga la longitud del código pseudo aleatorio, la señal transmitida se acercará más a un comportamiento aleatorio y tanto más difícil resultará detectarla. Naturalmente el precio que se tiene que pagar por la protección contra la interferencia es la complejidad del sistema y el retardo del procesamiento. Sin embargo, cuando el interés principal es la seguridad de la transmisión el pago de dichos costos no es de importancia. El aumento del ancho de banda no es un aspecto desfavorable, ya que esto implica que todas las comunicaciones se superponen en frecuencia.

La expansión del espectro de la señal transmitida da a CDMA la capacidad de acceso múltiple. Por lo tanto es importante conocer las técnicas necesarias para generar señales de espectro expandido así como las propiedades de estas señales.

La técnica de modulación de espectro expandido debe cumplir con 2 criterios:

1. El ancho de banda de transmisión debe ser mucho más grande que el ancho de banda del mensaje.
2. El ancho de banda resultante es determinado por una función que es independiente del mensaje y conocida en el receptor.

Sistemas de espectro expandido comerciales transmiten señales codificadas de RF con anchos de banda de 20 hasta 254 veces más que la señal original. En la milicia se han utilizado anchos de banda hasta 1000 veces más grandes.

3.2 Ganancia de procesamiento

La relación entre el ancho de banda de transmisión y el ancho de banda del mensaje es llamada Ganancia de procesamiento (Gp) del sistema y está definido como:

$$G_p = \frac{B_t}{B_i}$$

La ganancia de procesamiento también puede ser calculada en decibeles con la siguiente ecuación:

$$G_p = 10\log\left(\frac{B_t}{B_i}\right)$$

donde B_t es el ancho de banda de transmisión y B_i es el ancho de banda de la señal que transporta la información.

La ganancia de procesamiento determina la dificultad para interferir o detectar una señal, de igual forma nos da un parámetro que indica la reducción del efecto de interferencia por trayectoria múltiple.

3.3 Capacidad de acceso múltiple

Si múltiples usuarios transmiten señales de espectro expandido al mismo tiempo, lo deben hacer en la misma banda de frecuencias, de modo que el receptor no tiene que preocuparse por la sintonía; solo tiene que ser capaz de distinguir la señal que tiene que recuperar, por lo que cada usuario tiene un código único que tiene una correlación muy baja con los otros códigos.

Para recuperar la señal de interés de entre todas las que se transmiten al mismo tiempo, es necesario hacer una correlación entre la señal recibida y la señal de código de un cierto usuario, con esta operación se lleva a cabo el proceso contrario a expandir la señal y se recupera la señal que transporta la información mientras que las demás señales quedan en formato de espectro expandido por el canal de comunicación. De esta manera, la señal deseada puede ser extraída y no hay muchas interferencias ya que la potencia de la señal del usuario es mucho más grande que la potencia de las señales que interfieren en el ancho de bando deseado.

La capacidad de acceso múltiple es ilustrada en la figura 3.5, dos usuarios generan respectivamente una señal de espectro expandido originada por señales de información de banda angosta. Ambos usuarios transmiten sus señales de espectro expandido en una misma portadora. En el receptor solo la señal del usuario 1 es concentrada y la información es recuperada como se muestra en la figura 3.5 b).

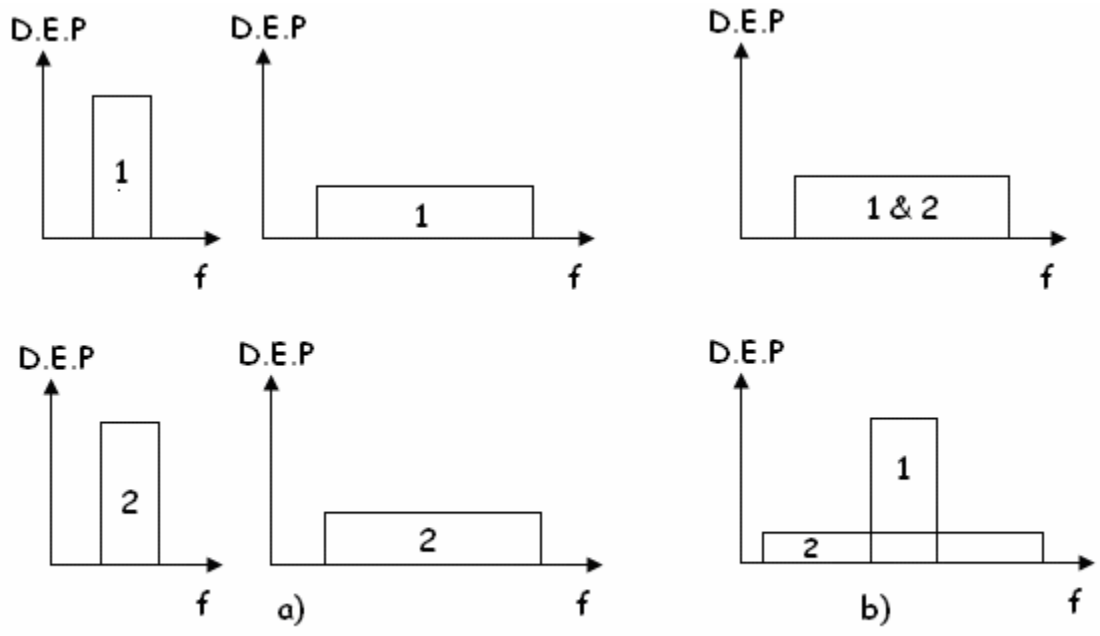


Figura 3.5 Principio de acceso múltiple por espectro expandido

3.4 Protección contra interferencia de trayectoria múltiple

En el espacio no existe un solo camino entre el transmisor y el receptor. Debido a las reflexiones, refracciones y difracciones, una señal será recibida de un cierto número de trayectos. Las señales que se reciben de diferentes trayectos son copias de la señal transmitida pero con diferentes amplitudes, fases, retrasos y distintos ángulos de llegada. Sumando todas estas señales en el receptor, se presentará interferencia constructiva en ciertas frecuencias y destructiva en otras; en el dominio del tiempo el resultado será una señal dispersa.

La modulación de espectro expandido puede reducir la interferencia por trayectoria múltiple; sin embargo, la solución a este problema depende mucho del tipo de modulación que se utilice. Más adelante se presentarán los esquemas de CDMA basados en diferentes métodos de modulación y se mostrará el resultado del problema de interferencia por cada esquema.

3.5 Privacidad

La información será recuperada únicamente si el código de expansión es conocido en el receptor. Esto permite mantener privada la conversación, pues disponer de un equipo de cómputo y el software requerido para rastrear todos los posibles códigos de expansión es hablar de mucho dinero.

3.6 Rechazo a la interferencia (banda ancha y angosta)

Correlacionando la señal de código con una señal de banda angosta expandirá la potencia de la señal de banda angosta y debido a esto se reduce la potencia de interferencia en el ancho de banda de transmisión. En la figura 3.6 la señal de espectro expandido (s) recibe una interferencia de banda angosta (i). En el receptor la señal de espectro expandido se comprime mientras que la señal de interferencia se expande, haciéndola parecer como ruido comparada con la señal comprimida (recuperada).

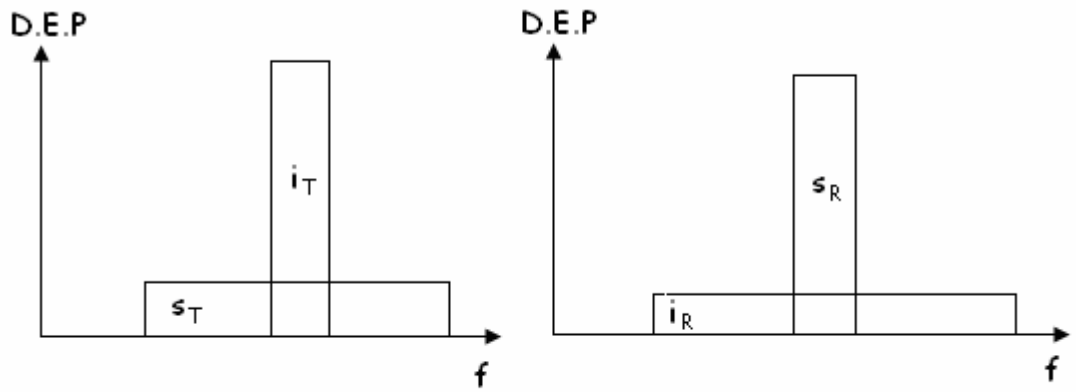


Figura 3.6 Rechazo a la interferencia

3.7 Baja Probabilidad de Intercepción (LPI)

Debido a su baja densidad de potencia, la señal de espectro expandido es muy difícil de detectar e interceptar. La técnica de espectro expandido que se describió anteriormente se conoce como espectro expandido de secuencia directa. La explicación que se presentó se ubica en el contexto de una transmisión banda base. Para sustentar el uso de esta técnica en una transmisión paso banda se puede usar modulación BPSK (ver Apéndice 3) coherente en el transmisor y receptor.

3.8 Secuencia Directa paso banda

Para llevar a cabo una transmisión de secuencia directa paso banda el transmisor debe tener dos etapas, como muestra la figura 3.7, la primera se forma con un modulador de producto o multiplicador, con la señal de datos b(t) y la señal de código c(t) como entradas. La segunda etapa está integrada por un modulador BPSK. La señal transmitida x(t) es de ese modo una señal expandida de secuencia directa con modulación BPSK.

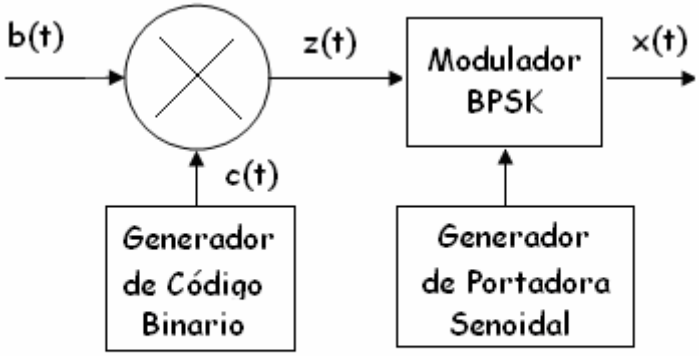


Figura 3.7 Transmisor usando BPSK y secuencia directa

La figura 3.8 ilustra las formas de onda para el transmisor para las dos etapas. En la figura 3.8c se muestra la señal resultante de multiplicar el mensaje por la señal de código correspondiente a la primera etapa. La figura 3.8d presenta la forma de onda de una portadora senoidal y por último se muestra la señal resultante de secuencia directa y modulación BPSK.

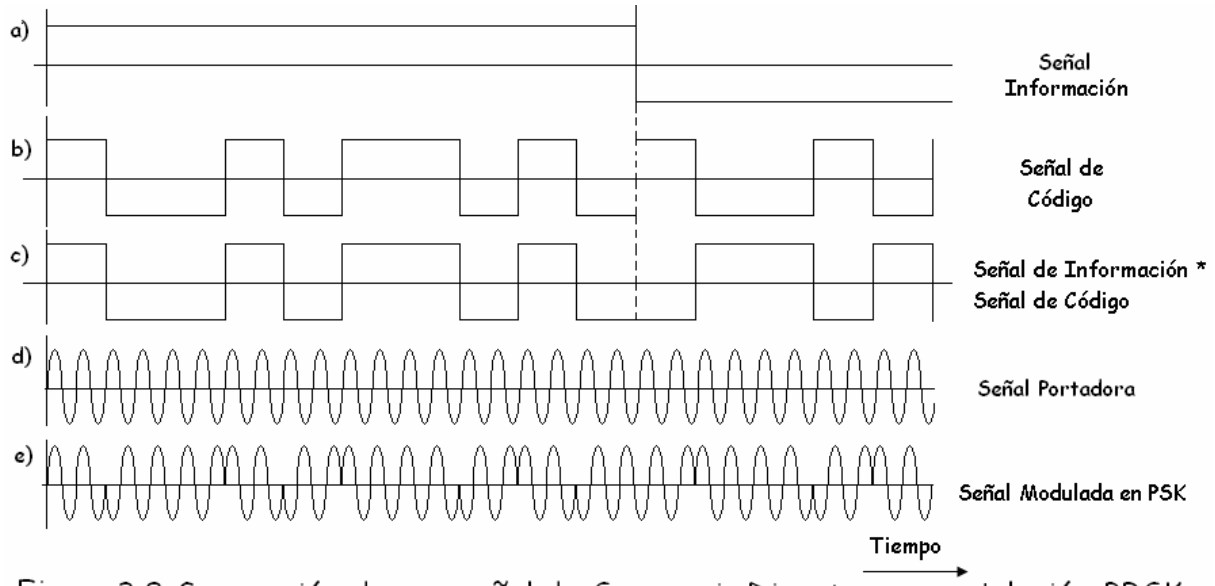


Figura 3.8 Generación de una señal de Secuencia Directa con modulación BPSK

El receptor, figura 3.9, está compuesto por dos etapas de demodulación. En la primera, la señal recibida y(t) y una portadora generada localmente se aplican a un modulador de producto seguido por un filtro paso bajas cuyo ancho de banda es igual al de la señal de mensaje original m(t). Esta etapa del proceso de demodulación invierte el proceso de la modulación BPSK. La segunda etapa de demodulación efectúa la concentración del espectro al multiplicar la salida del filtro paso bajas por una réplica generada en forma local de la señal de código c(t), a la que sigue la integración sobre un intervalo de bit 0 < t < T y finalmente por una toma de decisión de la manera como antes se mencionó.

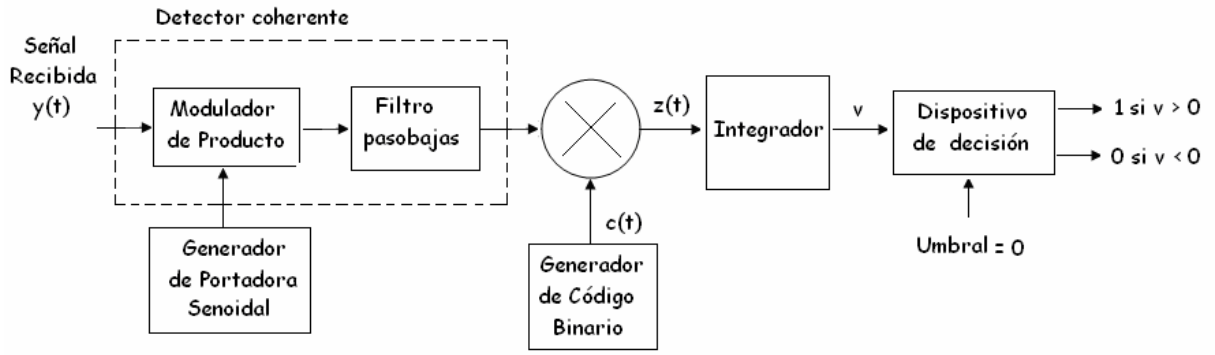


Figura 3.9 Receptor

En la forma normal del transmisor de la figura 3.7, la expansión del espectro se lleva a cabo antes de la modulación de fase. Con fines de

análisis, es más conveniente intercambiar el orden de estas operaciones, como se indica en la figura 3.10, esto se puede hacer debido a que la expansión del espectro y la modulación son ambas operaciones lineales; lo mismo sucede con respecto a la demodulación y a la concentración del espectro. No obstante, para que sea factible el intercambio de operaciones, es importante sincronizar la secuencia de datos entrantes y la secuencia de pseudo ruido.

El modelo de la figura 3.10 incluye también representaciones del canal y el receptor. En este modelo, se supone que la interferencia j(t) limita el desempeño, de modo que puede ignorarse el efecto del ruido del canal.

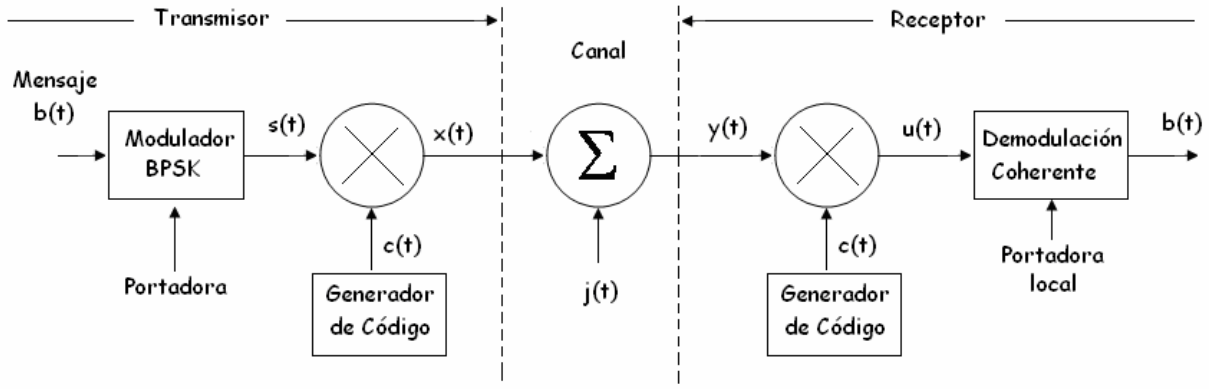


Figura 3.10 Modelo se un sistema de transmisión

Por tanto la salida del canal está dada por

$$y(t) = x(t) + j(t) = c(t) \times s(t) + j(t)$$

Donde s(t) es la señal BPSK y c(t) es la secuencia pseudo aleatoria. En el modelo del canal que se incluye en la figura, la señal de interferencia se denota mediante j(t), esta notación se eligió a propósito con el fin de diferenciarla de la que se utilizó para la interferencia en la figura 3.5. El modelo de la figura 3.10 es para una transmisión paso banda en tanto que el de la figura 3.5 es para una transmisión banda base.

En el receptor la señal recibida y(t) es multiplicada por la secuencia pseudo aleatoria c(t) y produce una salida que es igual a la entrada del detector coherente u(t). De ese modo:

$$u(t) = c(t) \times y(t) = c(t) \times [x(t) + j(t)] = c(t) \times [s(t) \times c(t) + j(t)]$$

$$u(t) = c^2(t) \times s(t) + c(t) \times j(t)$$

$$u(t) = s(t) + c(t) \times j(t)$$

Nuevamente se cumple la propiedad descrita anteriormente $c^2(t)=1$ para todo t. La ecuación demuestra que la entrada del detector coherente consiste en una señal BPSK s(t) mas una interferencia multiplicada por la secuencia de código

3.9 Adquisición y Rastreo

Hay un par de cosas que es necesario puntualizar acerca del funcionamiento del receptor de espectro expandido en secuencia directa. Para una operación apropiada, la portadora y la secuencia pseudo aleatoria que se usa para recuperar el mensaje deben estar sincronizadas con la portadora y la secuencia pseudo aleatoria que llegan provenientes del transmisor. Una solución al problema de sincronización consta de dos partes: adquisición y rastreo. En la figura 3.11 se presenta un diagrama para lograr la adquisición de la sincronía en un sistema de secuencia directa.

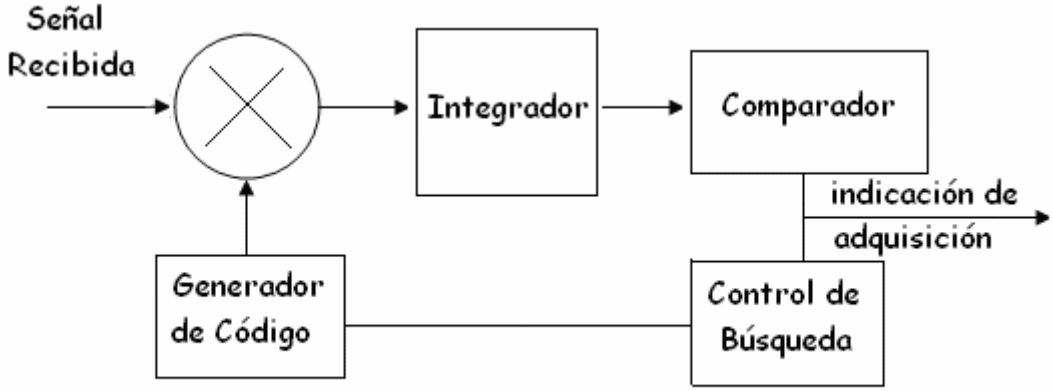


Figura 3.11 Receptor con sistema de adquisición de sincronía

En la etapa de adquisición, el multiplicador y el integrador realizan la croscorrelación; el comparador determina si la croscorrelación es máxima y el control de búsqueda hace que el generador de secuencias se retarde un chip para que se realice una nueva integración. Cuando la croscorrelación es máxima el control de búsqueda detiene el desplazamiento del generador de secuencias y el sistema pasa a modo de rastreo.

El otro aspecto que es necesario puntualizar es el del control de potencia. Si todos los usuarios de un sistema CDMA de secuencia directa estuvieran a la misma distancia de la radio base y transmitieran a la misma potencia, la teoría se cumpliría al 100 %; pero si la señal de un usuario llega a la radio base con mayor potencia que las otras, ocasionará un nivel de interferencia intolerable, haciendo que el sistema no pueda dar el servicio estipulado.

Por lo anterior, es necesario que durante el desarrollo del enlace, la radio base negocie con las terminales móviles para que estas reajusten su potencia de emisión en forma dinámica. La radio base ajusta sus amplificadores de salida para que todas sus emisiones sean de la misma potencia y las terminales móviles reajustan la sensibilidad de sus receptores. De esta forma, los problemas de ajuste de potencia quedan resueltos.

3.10 Secuencias pseudo aleatorias

Una secuencia pseudo aleatoria, o secuencia PN, es una palabra binaria periódica que suele generarse por medio de un registro de corrimiento realimentado, cuyo diagrama de bloques general se presenta en la figura 3.12 y que consiste en un registro de corrimiento ordinario formado por m flip-flops (etapas de memoria de dos estados) y un circuito lógico, mismos que se interconectan en un circuito realimentado de lazo múltiple. A los pulsos fundamentales de una secuencia pseudos aleatorias se les conoce como símbolos de código PN o chips.

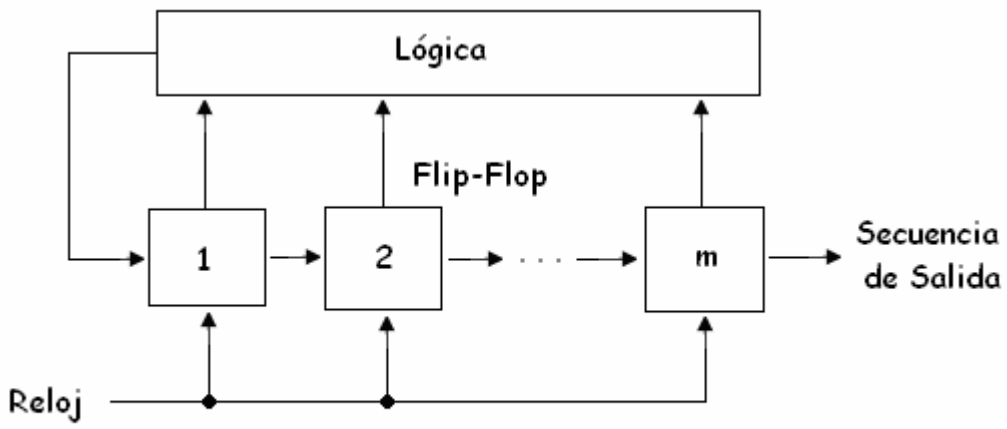


Figura 3.12 Registro de corrimiento realimentado

Los flip-flops en el registro de corrimiento se regulan por medio de un reloj temporizador. En cada punto del reloj, el estado de cada flip-flop se cambia al siguiente en la línea. Con cada pulso de reloj el circuito lógico calcula una función booleana de los estados de los flip-flops. El resultado se realimenta como la entrada al primero de los flip-flops, evitando de esa manera que el registro se vacíe. La secuencia del código pseudo aleatorio se determina entonces por medio de la longitud m del registro de corrimiento, su estado inicial y la lógica de realimentación.

Se dice que un registro de corrimiento será lineal cuando la lógica de realimentación consista por completo en sumadores módulo 2. En ese caso, no se permite el estado cero debido a que el registro de corrimiento permanecería entonces en el estado cero siempre y por tanto la salida consistiría enteramente de ceros.

De tal modo, el período de una secuencia pseudo aleatoria producida por un registro de corrimiento realimentado con m flip-flops no puede exceder de 2^m-1. Cuando el período es exactamente 2^m-1, la secuencia pseudo aleatoria se denomina secuencia de longitud máxima o simplemente secuencia m.

Considérese el ejemplo de corrimiento realimentado lineal en la figura 3.13.

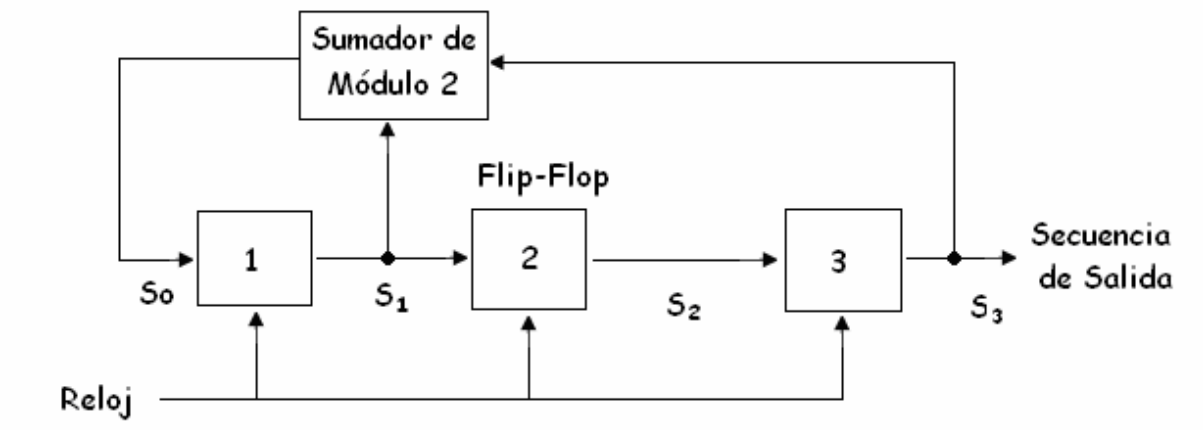


Figura 3.13 Generador de Secuencias de longitud máxima para m = 3

La entrada So aplicada al primer flip-flop es igual a la suma módulo 2 de s_1 y s_3. Se supone que el estado inicial del registro de corrimiento es 100 (leyendo los contenidos de los tres flip-flops de izquierda a derecha). En ese caso, la sucesión de estados sería como sigue:

100, 110, 111, 011, 101, 010, 001, 100,...

La secuencia de salida (la última posición de cada estado del registro de corrimiento) es entonces:

00111010

La cual se repite a sí misma con período $2^3-1=7$. La elección de 100 como entrada inicial es arbitraria. Cualquiera de los otros seis estados posibles serviría igualmente bien como un estado inicial.

3.11 Autocorrelación para secuencias pseudo aleatorias

Las secuencias de longitud máxima cuentan con muchas de las propiedades que posee una verdadera secuencia binaria aleatoria.

Para ilustrar estas propiedades se utilizará la tabla 3.1, la cual contiene una secuencia m y se muestra el valor de la autocorrelación para cada corrimiento.

Con esta tabla podemos graficar el comportamiento de la autocorrelación de una secuencia m como se muestra en la figura 3.14 y podemos hacer conclusiones acerca de las propiedades de las secuencias m.

Tabla 3.1 Autocorrelación para una secuencia m

Corrimiento	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	Correlación
0 bit	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	100%
1 bit	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	-6.70%
2 bits	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	-6.70%
3 bits	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	-6.70%
4 bits	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	-6.70%
5 bits	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	-6.70%
6 bits	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	-6.70%
7 bits	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	-6.70%
8 bits	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	-6.70%
9 bits	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	-6.70%
10 bits	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	-6.70%
11 bits	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	-6.70%
12 bits	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	-6.70%
13 bits	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	-6.70%
14 bits	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	-6.70%
15 bits	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	100%

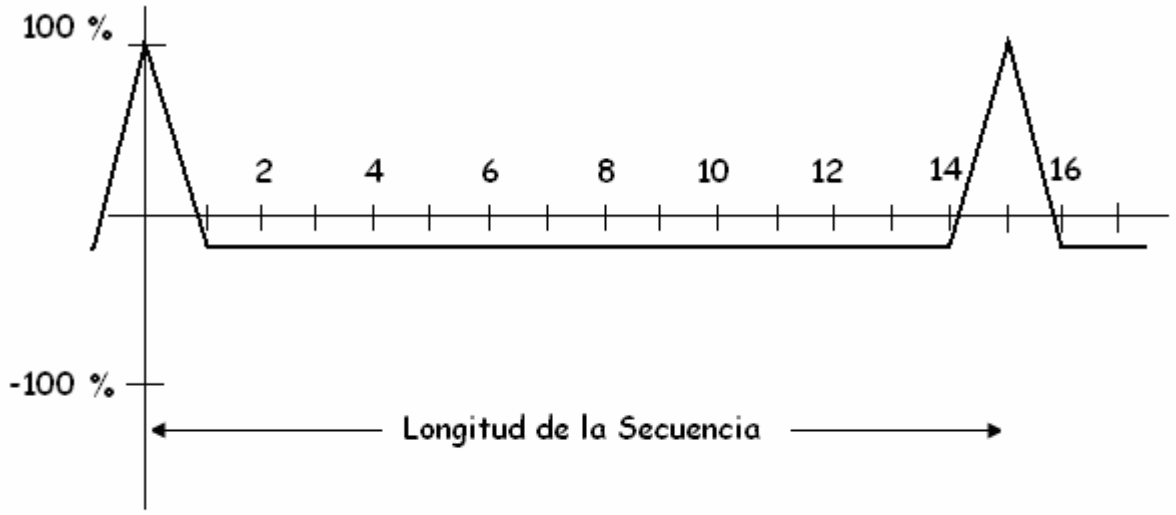


Figura 3.14 Función de autocorrelación para una secuencia m

La longitud de las secuencias m pueden ser determinadas a través de la función de autocorrelación, ya que esta función siempre tiene un valor de 100 % cuando la secuencia ha experimentado un corrimiento completo. Así mismo, si encontramos una periodicidad en la función de autocorrelación entonces podemos concluir que la secuencia no es aleatoria.

Las secuencias m exhiben una correlación negativa, lo cual significa que no son ortogonales en el sentido estricto. Esta correlación residual depende de la longitud de la secuencia.

No todas las secuencias pseudo aleatorias tienen características para ser aplicadas en CDMA, con esto nos referimos particularmente a las que no son secuencias m. Por ejemplo, analicemos la siguiente secuencia:

1 0 0 0 1 0

En la tabla 3.2 se muestra los valores de autocorrelación para los diferentes corrimientos de la secuencia anterior.

Tabla 3.2 Figura de una secuencia no m

Corrimiento	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Auto-correlación	100%	-33%	33%	-33%	33%	-33%	100%	-33%	33%	-33%	33%	-33%	100%

Si graficamos la autocorrelación como muestra la figura 3.15 podemos observar las diferencias entre una secuencia m y una secuencia no-m y cómo se pueden aprovechar las características de una secuencia m para el buen funcionamiento del sistema.

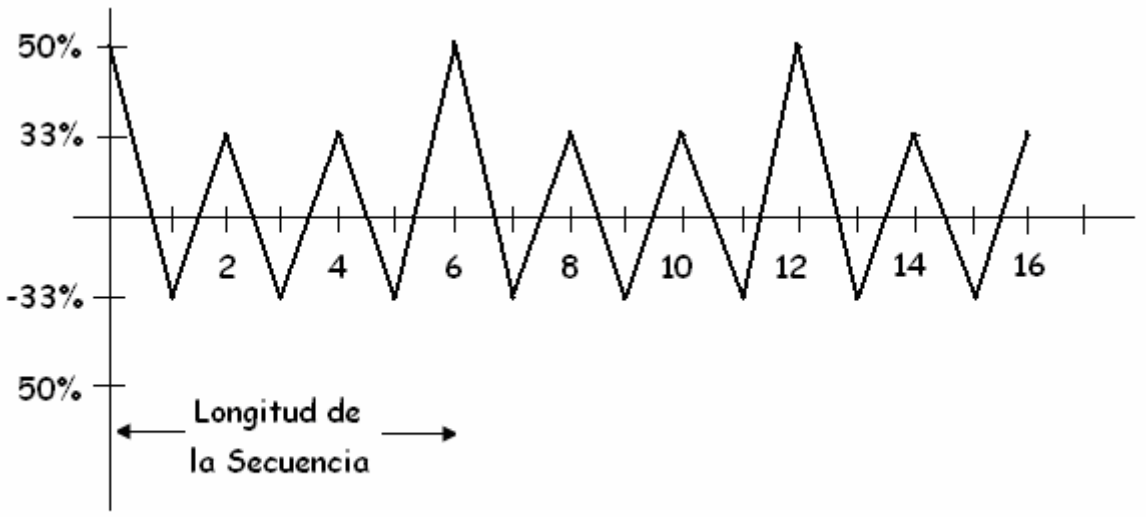


Figura 3.15 Función de autocorrelación para una secuencia no m

No cualquier registro de corrimiento retroalimentado produce secuencias pseudo aleatorias; hasta ahora, se han encontrado pocos de estos circuitos lógicos. Entre las secuencias pseudo aleatorias se encuentran las secuencias Gold y los códigos Walsh.

3.12 Códigos Walsh

El objetivo es encontrar una fórmula que nos permita generar códigos ortogonales con una longitud variable. El principio básico usado para generar estos códigos es simple; los códigos de longitud más grande siempre se derivan de los anteriores; esto significa que las longitudes de los códigos siempre son una potencia de dos.

En la tabla 3.3 se muestran las funciones de Walsh de 64 bits que será utilizada en siguientes capítulos.

En la figura 3.16 se da un ejemplo de cómo se generan los códigos Walsh empezando con un 1 y siguiendo las siguientes reglas:

- Hay que escribir el código original dos veces uno encima de otro.
- Doblar la longitud de los códigos repitiendo el código original en la primera copia e invirtiéndolo en la segunda.

Tabla 3.3 Funciones de Walsh de 64 bits

0	00000000	00000000	00000000	00000000	00000000	00000000	00000000	00000000
1	01010101	01010101	01010101	01010101	01010101	01010101	01010101	01010101
2	00110011	00110011	00110011	00110011	00110011	00110011	00110011	00110011
3	01100110	01100110	01100110	01100110	01100110	01100110	01100110	01100110
4	00001111	00001111	00001111	00001111	00001111	00001111	00001111	00001111
5	01011010	01011010	01011010	01011010	01011010	01011010	01011010	01011010
6	00111100	00111100	00111100	00111100	00111100	00111100	00111100	00111100
7	01101001	01101001	01101001	01101001	01101001	01101001	01101001	01101001
8	00000000	11111111	00000000	11111111	00000000	11111111	00000000	11111111
9	01010101	10101010	01010101	10101010	01010101	10101010	01010101	10101010
10	00110011	11001100	00110011	11001100	00110011	11001100	00110011	11001100
11	01100110	10011001	01100110	10011001	01100110	10011001	01100110	10011001
12	00001111	11110000	00001111	11110000	00001111	11110000	00001111	11110000
13	01011010	10100101	01011010	10100101	01011010	10100101	01011010	10100101
14	00111100	11000011	00111100	11000011	00111100	11000011	00111100	11000011
15	01101001	10010110	01101001	10010110	01101001	10010110	01101001	10010110
16	00000000	00000000	11111111	11111111	00000000	00000000	11111111	11111111
17	01010101	01010101	10101010	10101010	01010101	01010101	10101010	10101010
18	00110011	00110011	11001100	11001100	00110011	00110011	11001100	11001100
19	01100110	01100110	10011001	10011001	01100110	01100110	10011001	10011001
20	00001111	00001111	11110000	11110000	00001111	00001111	11110000	11110000
21	01011010	01011010	10100101	10100101	01011010	01011010	10100101	10100101
22	00111100	00111100	11000011	11000011	00111100	00111100	11000011	11000011
23	01101001	01101001	10010110	10010110	01101001	01101001	10010110	10010110
24	00000000	11111111	11111111	00000000	00000000	11111111	11111111	00000000
25	01010101	10101010	10101010	01010101	01010101	10101010	10101010	01010101
26	00110011	11001100	11001100	00110011	00110011	11001100	11001100	00110011
27	01100110	10011001	10011001	01100110	01100110	10011001	10011001	01100110
28	00001111	11110000	11110000	00001111	00001111	11110000	11110000	00001111
29	01011010	10100101	10100101	01011010	01011010	10100101	10100101	01011010
30	00111100	11000011	11000011	00111100	00111100	11000011	11000011	00111100
31	01101001	10010110	10010110	01101001	01101001	10010110	10010110	01101001
32	00000000	00000000	00000000	00000000	11111111	11111111	11111111	11111111
33	01010101	01010101	01010101	01010101	10101010	10101010	10101010	10101010
34	00110011	00110011	00110011	00110011	11001100	11001100	11001100	11001100
35	01100110	01100110	01100110	01100110	10011001	10011001	10011001	10011001
36	00001111	00001111	00001111	00001111	11110000	11110000	11110000	11110000
37	01011010	01011010	01011010	01011010	10100101	10100101	10100101	10100101
38	00111100	00111100	00111100	00111100	11000011	11000011	11000011	11000011
39	01101001	01101001	01101001	01101001	10010110	10010110	10010110	10010110
40	00000000	11111111	00000000	11111111	11111111	00000000	11111111	00000000
41	01010101	10101010	01010101	10101010	10101010	01010101	10101010	01010101
42	00110011	11001100	00110011	11001100	11001100	00110011	11001100	00110011
43	01100110	10011001	01100110	10011001	10011001	01100110	10011001	01100110
44	00001111	11110000	00001111	11110000	11110000	00001111	11110000	00001111
45	01011010	10100101	01011010	10100101	10100101	01011010	10100101	01011010
46	00111100	11000011	00111100	11000011	11000011	00111100	11000011	00111100
47	01101001	10010110	01101001	10010110	10010110	01101001	10010110	01101001
48	00000000	00000000	11111111	11111111	11111111	11111111	00000000	00000000
49	01010101	01010101	10101010	10101010	10101010	10101010	01010101	01010101
50	00110011	00110011	11001100	11001100	11001100	11001100	00110011	00110011
51	01100110	01100110	10011001	10011001	10011001	10011001	01100110	01100110
52	00001111	00001111	11110000	11110000	11110000	11110000	00001111	00001111
53	01011010	01011010	10100101	10100101	10100101	10100101	01011010	01011010
54	00111100	00111100	11000011	11000011	11000011	11000011	00111100	00111100
55	01101001	01101001	10010110	10010110	10010110	10010110	01101001	01101001
56	00000000	11111111	11111111	00000000	11111111	00000000	00000000	11111111
57	01010101	10101010	10101010	01010101	10101010	01010101	01010101	10101010
58	00110011	11001100	11001100	00110011	11001100	00110011	00110011	11001100
59	01100110	10011001	10011001	01100110	10011001	01100110	01100110	10011001
60	00001111	11110000	11110000	00001111	11110000	00001111	00001111	11110000
61	01011010	10100101	10100101	01011010	10100101	01011010	01011010	10100101
62	00111100	11000011	11000011	00111100	11000011	00111100	00111100	11000011
63	01101001	10010110	10010110	01101001	10010110	01101001	01101001	10010110

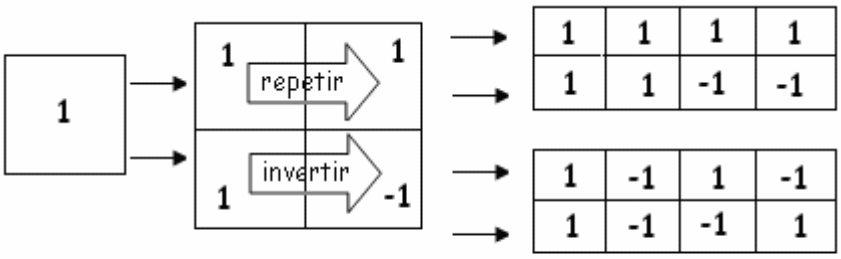


Figura 3.16 Generación de códigos Walsh

3.13 Códigos Gold

En la figura 3.17 se muestra un diagrama a bloques de un generador de secuencias Gold. Primero los códigos A y B deben ser encontrados y especificados. Después se puede proponer un valor de offset para ser sumado a las secuencias y así finalmente originar un código Gold. Los códigos Gold tienen las mismas propiedades que las secuencias m antes mencionadas.

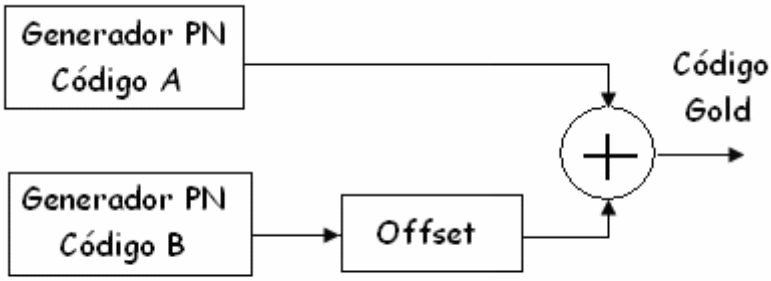


Figura 3.17 Diagrama general para Generar de códigos Gold

En la figura 3.18 se puede ver el circuito para generar una secuencia Gold de 31 bits de longitud. Este dispositivo está construido con dos registros de corrimiento de 5 etapas que, individualmente, producen secuencias de máxima longitud. Para iniciar su funcionamiento, es necesario introducir un uno con el doble botón de la izquierda.

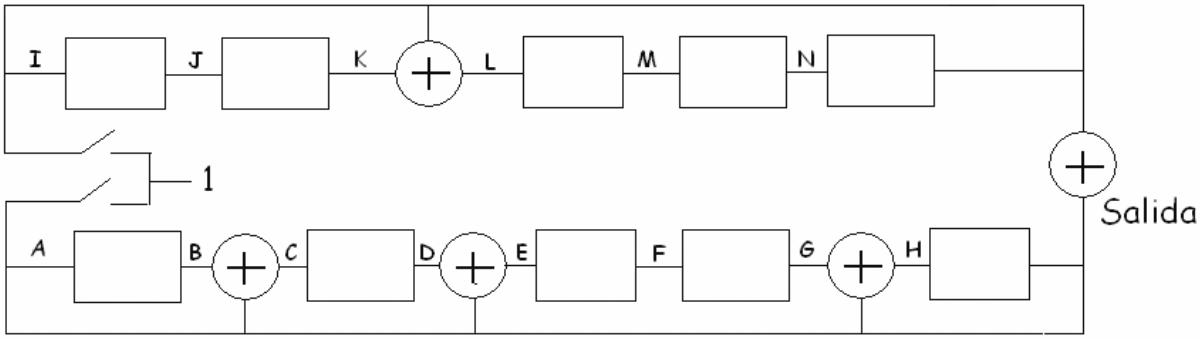


Figura 3.18 Diagrama para generar una secuencia Gold de 31 bits

De esta forma, en la tabla 3.4 se presentan los estados lógicos de todos los puntos del circuito y la secuencia resultante. Para producir otra secuencia, basta con retrasar un chip la salida del registro inferior. De este modo, este dispositivo puede producir 31 secuencias Gold ortogonales. Con un generador Gold de 7 secciones se puede aumentar 127 veces el ancho de banda del mensaje y se puede dar acceso a 127 usuarios. Esto equivale a un sistema de multicanalización sin bandas de guarda, en el que todo el rango de frecuencias es utilizado. De este modo, teóricamente se cuenta con un aprovechamiento total de la banda de frecuencias disponible.

Tabla 3.4 Estados de los flip-flops para generar una secuencia Gold de 31 bits

A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N			
1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0
1	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0
0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0
0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	1
1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1
1	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0
0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1
1	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0
1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0
1	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	0	0	1
1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	0
0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1
1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0
0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1
0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1
1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1
0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1
0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1
1	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0	1
1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1
0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0
1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0
1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1
0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1
1	0	1	0	1	0	0	1									
1	1	0	1	0	1	0	1									

3.14 Clasificación de CDMA

Hay muchas técnicas de modulación que generan señales de espectro expandido.

- Secuencia Directa. La señal que transporta la información es multiplicada directamente por la señal del código.
- Salto en Frecuencia. La frecuencia de la portadora, en la cual la señal que transporta la información es transmitida cambia rápidamente de acuerdo a la señal del código.
- Salto en Tiempo. La señal que lleva la información no es continuamente transmitida sino que la señal es transmitida en pequeñas ráfagas, donde el tiempo de las ráfagas es determinado por la señal de código.
- Modulación Híbrida. Dos o más de las técnicas de modulación mencionadas pueden ser usadas al mismo tiempo y combinar las ventajas de cada una y combatir las desventajas también.

Una clasificación general de CDMA es mostrada en la figura 3.19.

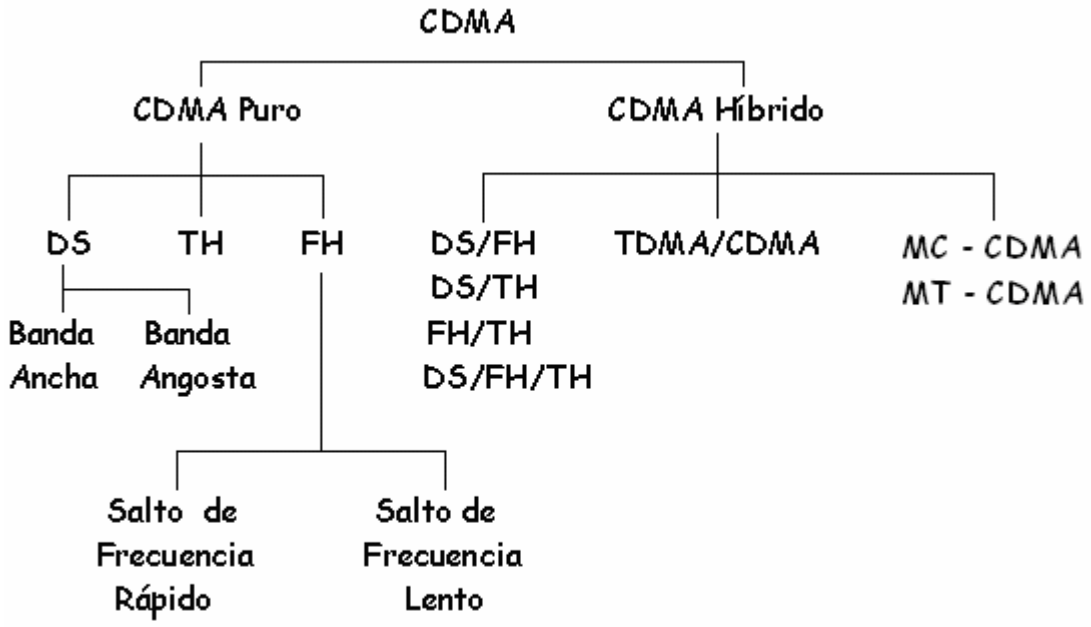


Figura 3.19 Clasificación de CDMA

Además es posible combinar CDMA con otro tipo de acceso múltiple como puede ser TDMA, modulación por multiportadora (MC) o multitono (MT). Para el caso de MC-CDMA la expansión es hecha en el dominio de la frecuencia mientras que para MT-CDMA la expansión es en el dominio del tiempo.

Previamente se mencionaron algunas ventajas que proporcionan las señales de espectro expandido. A continuación se explicarán algunas de estas propiedades para el caso de Secuencia Directa (DS-CDMA).

Acceso Múltiple. Si múltiples usuarios acceden al canal de comunicación al mismo tiempo, existirán múltiples señales DS traslapándose en tiempo y en frecuencia. En el receptor se usa demodulación coherente, esta operación concentra la potencia del usuario deseado en el ancho de banda de información.

Interferencia de trayectoria múltiple. Si la secuencia de código tiene una función de autocorrelación ideal, entonces la función de correlación es cero afuera del intervalo [-Tc, Tc] donde Tc es la duración del chip. Esto significa que si la señal deseada o una versión de ella es retrasada, la demodulación coherente verá a la versión retrasada como una señal de interferencia, agregando una pequeña parte de su potencia en el ancho de banda de transmisión.

Baja probabilidad de intercepción. Debido a que la señal de secuencia directa usa por completo la banda de frecuencia todo el tiempo, tiene una muy baja potencia por hertz. Esto hace muy difícil detectar una señal de secuencia directa.

Además de estas propiedades DS-CDMA tiene otras propiedades específicas que pueden ser divididas como ventajas y desventajas:

+ La generación de la señal de código es fácil, ya que puede ser implementada como una multiplicación.

+ Como solo se usa una frecuencia portadora, el sintetizador de frecuencia (generador de portadora senoidal) es simple.
+ La demodulación coherente de señal DS es posible.
- Es muy difícil lograr y mantener la sincronización entre el generador local de secuencia de código y la señal recibida.
- Para la recepción correcta el error de sincronización debe ser muy pequeño tan solo una fracción de tiempo de un chip
- La potencia recibida de los usuarios cerca de la estación base es mucho mayor que la recibida por usuarios mas lejanos. Un usuario cerca de la base constantemente interferirá a los usuarios que están más lejos de la radio base. A este efecto se le conoce como el problema de cerca-lejos.

3.15 Salto en Frecuencia

En salto en frecuencia CDMA, la portadora senoidal no es de frecuencia constante. Esto consiste en un sintetizador de frecuencias controlado por un generador de números pseudo aleatorios, de manera que periódicamente la portadora modifica su frecuencia. El rango de frecuencias disponibles que la portadora puede tomar es llamado "hop set"

Un sistema DS ocupa continuamente toda la banda en frecuencia cuando transmite. Un sistema FH también ocupa toda la banda disponible pero brincando periódicamente de una frecuencia a otra.

La diferencia del uso de la frecuencia entre FH y DS se muestra en la figura 3.20. En este caso, las porciones oscuras de FH muestran la ubicación de la portadora en el tiempo y la frecuencia. Por el contrario, en DS se utiliza toda la gama de frecuencias todo el tiempo.

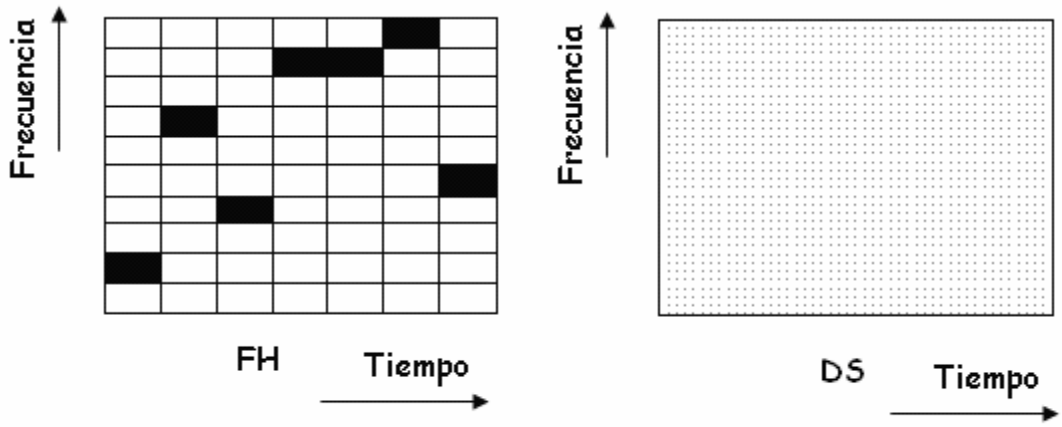


Figura 3.20 Comportamiento en tiempo y frecuencia de las señales DS y FH.

En salto de frecuencia CDMA se puede hacer una distinción basada en la tasa de salto de la portadora. Si la tasa de salto es mucho más grande que la tasa de símbolos, se habla de un salto de frecuencia rápido (F-FH), en este caso la frecuencia portadora cambia muchas veces durante la transmisión de un símbolo, por lo que un solo bit es transmitido en diferentes frecuencias. Si la tasa de salto es mucho menor que la tasa de símbolos se habla de salto en frecuencia lento (S-FH), en este caso múltiples símbolos son transmitidos en la misma frecuencia.

Un formato de modulación común para los sistemas FH es modulación FSK (ver apéndice 3). La figura 3.21 muestra el diagrama a bloques de un transmisor FH-FSK. En primer lugar el mensaje se aplica a un modulador FSK. La onda modulada que se produce y la salida de un sintetizador de frecuencia, que es controlado por la señal de código, se aplican entonces a un multiplicador de señales que genera la suma y la diferencia de las frecuencias entrantes. En seguida se tiene un filtro paso banda, diseñado para dejar pasar solo la suma de las frecuencias, la cual se transmite al aire.

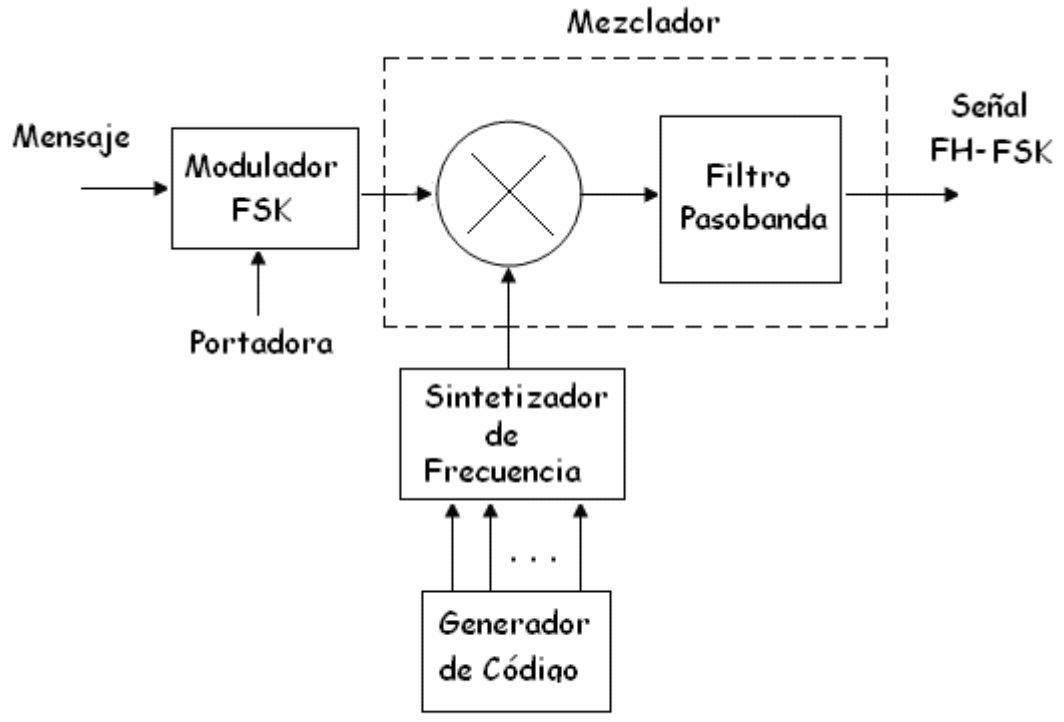


Figura 3.21 Transmisor FH-CDMA con modulación FSK

El receptor de FH-FSK se muestra en la figura 3.22.

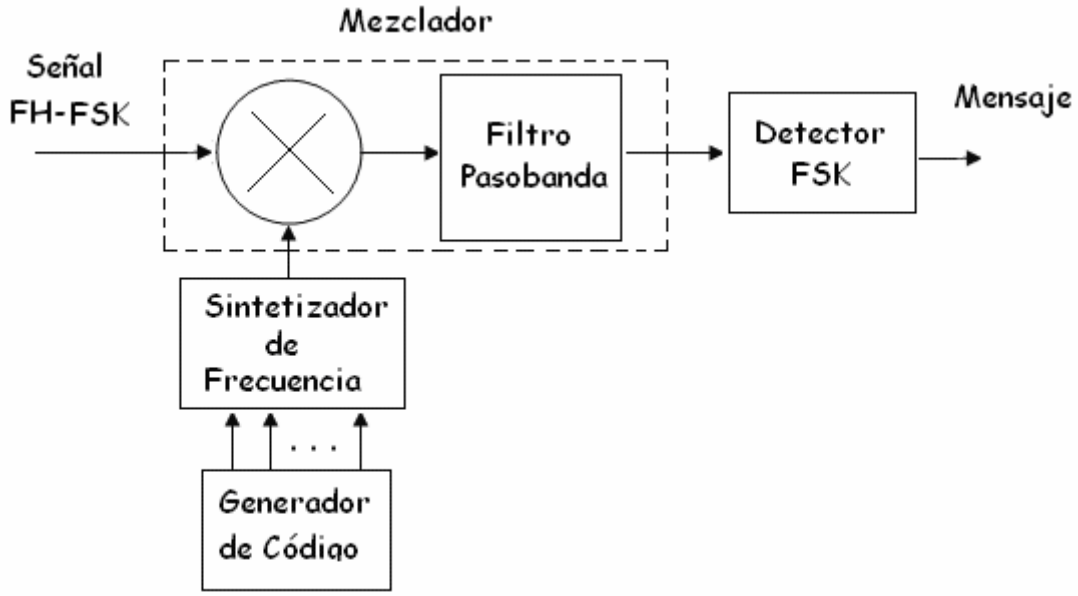


Figura 3.22 Receptor FH-CDMA

El salto de frecuencia se elimina mezclando la señal recibida con la salida del sintetizador de frecuencia local. La salida resultante se

aplica después a un filtro pasobanda y se procesa mediante un detector FSK para recuperar el mensaje.

La capacidad de acceso múltiple en los sistemas FH se basa en hacer que la probabilidad de que dos usuarios ocupen la misma banda ya sea en F-FH como en S-FH sea muy baja y cuando esto ocurre los códigos correctores de errores son usados para recuperar la información transmitida en ese lapso. Esta situación puede ocurrir en cualquier instante y se debe a que los generadores de secuencias pseudo aleatorias son independientes.

Interferencia por trayectoria múltiple. En F-FH CDMA hay muchos cambios en la frecuencia de la portadora durante la transmisión de un símbolo, esto hace que una señal sea transmitida en diferentes frecuencias portadoras. Como resultado, la señal que es amplificada a una frecuencia portadora será atenuada en otra frecuencia portadora y viceversa. En el receptor las respuestas de diferentes frecuencias de salto son promediadas reduciendo la interferencia por trayecto múltiple. Como la demodulación es no coherente, la inmunidad a la interferencia por trayectoria múltiple no es tan efectiva como en los sistemas DS-CDMA pero aún así se mejora este aspecto.

LPI. La dificultad de interceptar una señal FH no radica en la baja potencia de transmisión. La frecuencia a la cual será transmitida la señal no es conocida y la duración de la transmisión en cierta frecuencia es muy pequeña, de modo que si no se conoce la secuencia de salto, es prácticamente imposible interceptar esta señal.

Además de estas propiedades FH CDMA tiene otras características:

+ La sincronización es mucho más fácil con FH-CDMA que con DS-CDMA. En FH CDMA la sincronización tiene que ser en una fracción del tiempo del salto. El tiempo de salto es mucho mas largo que el tiempo de un chip. Por lo que estos tipos de sistemas tienen más tolerancia al error de sincronización.

+ Las diferentes bandas de frecuencias que una señal de FH puede ocupar no están contiguas ya que el sintetizador de frecuencias es programado para grandes saltos de frecuencia.
+La probabilidad de que múltiples usuarios transmitan en la misma banda de frecuencias es muy pequeña. Los usuarios que transmiten lejos de la estación base serán recibidos aún cuando usuarios que estén cerca estén transmitiendo también, ya que éstos probablemente se encuentren en otras bandas de frecuencia.
+ Debido al ancho de banda tan extenso que un sistema FH puede utilizar, este tipo de sistemas ofrecen reducir la interferencia de banda angosta comparado con un sistema DS.
-El sintetizador de frecuencia tiene que ser muy sofisticado para cambiar de frecuencia con rapidez y sin generar fenómenos transitorios.
- No es posible llevar a cabo demodulación coherente debido a los problemas que se presentan para mantener en fase a las señales durante los saltos de frecuencia.

3.16 Salto en Tiempo

En salto en tiempo CDMA (TH-CDMA) la señal de información es transmitida en ráfagas cuyos intervalos de tiempo están determinados por el código asignado al usuario. El esquema TH-CDMA usa todo el espectro por periodos cortos en lugar de usar parte del espectro todo el tiempo. Esto se muestra en la figura 3.23.

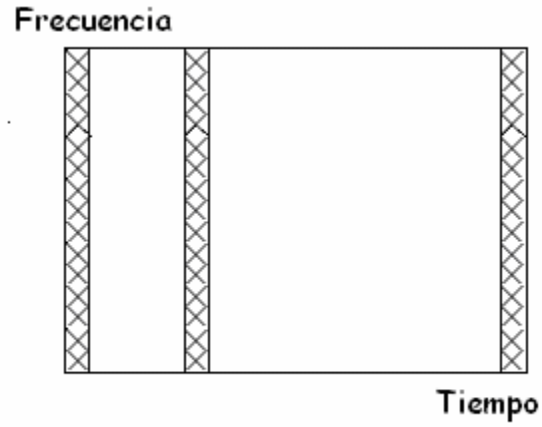


Figura 3.23 Gráfica Frecuencia - Tiempo para TH-CDMA

Acceso Múltiple: La capacidad de acceso múltiple en señales TH está definida de la misma manera que las señales FH, en donde se busca que la probabilidad de la transmisión de dos usuarios en una misma banda de frecuencia sea muy pequeña. En el caso de salto en tiempo todas las transmisiones están en una misma banda de frecuencia así que la probabilidad de dos transmisiones al mismo tiempo debe ser muy pequeña. Esto se logra asignando diferentes códigos a diferentes usuarios. Si múltiples transmisiones ocurren al mismo tiempo, se utilizan códigos de protección contra errores, que aseguran que la señal deseada pueda ser recuperada.

Interferencia por trayectoria múltiple: En salto en tiempo CDMA una señal es transmitida en tiempo reducido por lo tanto la tasa de señalización aumenta y la expansión de la señal provocará que algunos bits adyacentes se traslapen. Por lo tanto usando esta técnica no se tendrá ventaja alguna para combatir la interferencia por trayectoria múltiple.

Interferencia de banda angosta: Una señal TH-CDMA es transmitida en un tiempo reducido, esta reducción es igual a 1/Gp, donde Gp es la ganancia de proceso. En el receptor solo se recibirá una señal de interferencia durante la recepción de la señal deseada. Por lo tanto si se recibe una señal de interferencia en un porcentaje igual a 1/Gp en tiempo, entonces se reduce la potencia de interferencia en un factor de 1/Gp.

LPI: Con TH-CDMA la frecuencia a la que todos los usuarios transmiten es constante pero los tiempos en los que transmite cada uno son desconocidos y las duraciones de las transmisiones son muy cortas. Particularmente cuando múltiples usuarios están transmitiendo, esto provocará que interceptar una señal sea aún más difícil, ya que no se sabe cual será el principio ni el final de la transmisión y mucho menos que transmisiones pertenecen a cada usuario.

+ La implementación es más simple que FH-CDMA.
+ Así como FH-CDMA, el problema de cerca-lejos no es de importancia puesto que TH-CDMA es un sistema de anulación, así que si un móvil transmite solo una parte del tiempo lejos de la base, no entorpece las transmisiones cerca de la radio base.
- Toma mucho tiempo para que el código esté sincronizado y el tiempo en que el receptor tiene que hacer la sincronización es muy corto.
- Si múltiples transmisiones ocurren simultáneamente, un gran número de bits son perdidos así que es necesario usar un código protector de errores.

3.17 Sistemas híbridos

Los sistemas híbridos incluyen todos los sistemas CDMA que utilizan una combinación de 2 o más técnicas de espectro expandido antes mencionadas o una combinación de CDMA con algún otro tipo de técnica de acceso.

La idea de un sistema híbrido es combinar las ventajas que ofrecen cada una de las técnicas de modulación. Por ejemplo se combina DS y FH se obtiene un sistema con la ventaja de no tener interferencia por trayectoria múltiple la cual es una propiedad de un sistema DS de igual forma este sistema no tiene problemas con la operación de lejos-cerca.

La desventaja obviamente radica a la hora de diseñar el transmisor y el receptor debido a que estos son más complejos. En la figura 3.24 se muestra un diagrama a bloques de un transmisor con una combinación DS/FH. La señal es previamente expandida usando una señal de código DS, ésta señal entonces modula a una portadora cuyos saltos en frecuencia están determinadas por otra secuencia de código, además se tiene un reloj que asegura una relación fija entre los dos códigos.

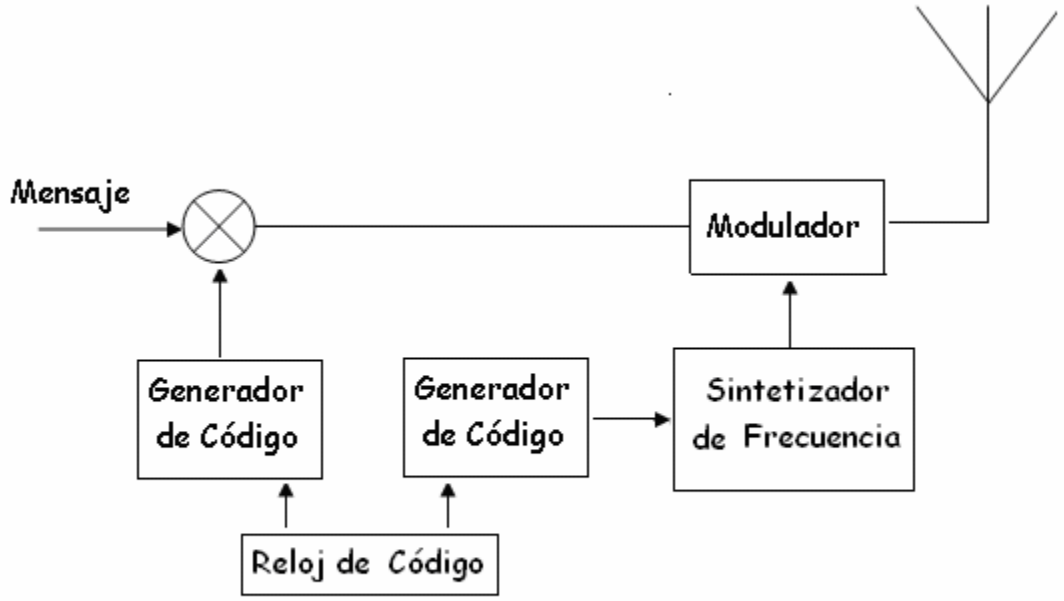


Figura 3.24 Transmisor Híbrido DS-FH

A través de este capítulo se explicaron las propiedades de las señales de espectro expandido; así mismo, se señalan las principales ventajas que estas nos ofrecen. El principio de funcionamiento explicado es la base para sistemas futuros basados en variantes de esta tecnología como sistemas Wide-CDMA (W-CDMA), CDMA 2000 y UMTS.

La gran desventaja que se tiene en este tipo de sistemas es la dificultad que tienen los diseños e implementaciones de los circuitos usados ya que estos deben cumplir con especificaciones técnicas muy precisas, entre las que se encuentra la miniaturización de los componentes y el aumento de funciones o servicios de valor agregado.

Capítulo 4

Tecnologías de Acceso Vigentes

4.1 Estándar IS-95

En 1984 Qualcomm propuso un sistema de telefonía celular con el objetivo principal de aumentar la capacidad de los sistemas existentes. El nuevo sistema de Qualcomm consistía en un sistema de telefonía celular completamente digital hecho para ser utilizado en los Estados Unidos de América basado en acceso múltiple por división de código (CDMA).

La TIA estandarizó al sistema CDMA de Qualcomm como el estándar IS-95. CDMA permite diferenciar a los usuarios entre sí asignando un código único a cada uno de ellos cuando realiza una llamada, en vez de una asignación de frecuencia o tiempo, lo que presenta varias ventajas sobre los sistemas telefónicos celulares que usan técnicas de acceso múltiple como FDMA y TDMA; como son: mayor capacidad, mejor funcionamiento y confiabilidad. La técnica de modulación de espectro expandido que se utiliza en IS-95 es la de secuencia directa misma que se explicó en el capítulo anterior.

IS-95 fue diseñado para ser compatible con la banda de frecuencias de los sistemas telefónicos analógicos existentes, como AMPS, por lo que las unidades móviles y las estaciones base pueden ser fácilmente diseñadas para operación de modo dual.

Un punto de gran importancia considerado en el estándar IS-95 es el proceso de handoff. La tarea de transferir llamadas entre células es difícil; es por eso que este estándar contempla diferentes tipos de handoff.

En éste sistema se utilizan receptores tipo RAKE (de los que se hace mención más adelante) tanto en la estación base como en la unidad

móvil, para distinguir y combinar los componentes de trayectorias múltiples y así reducir significativamente problemas de desvanecimiento. Esta arquitectura del receptor se utiliza también para realizar procesos de handoff.

4.1.1 Ancho de Banda

El sistema celular CDMA definido en el estándar IS-95 es compatible con el sistema AMPS; por lo tanto, tiene asignado la banda de los 800 MHz. Por otro lado, se tiene asignado el espectro en la banda de 1.9 GHz. La figura 4.1 muestra las frecuencias utilizadas por este sistema.

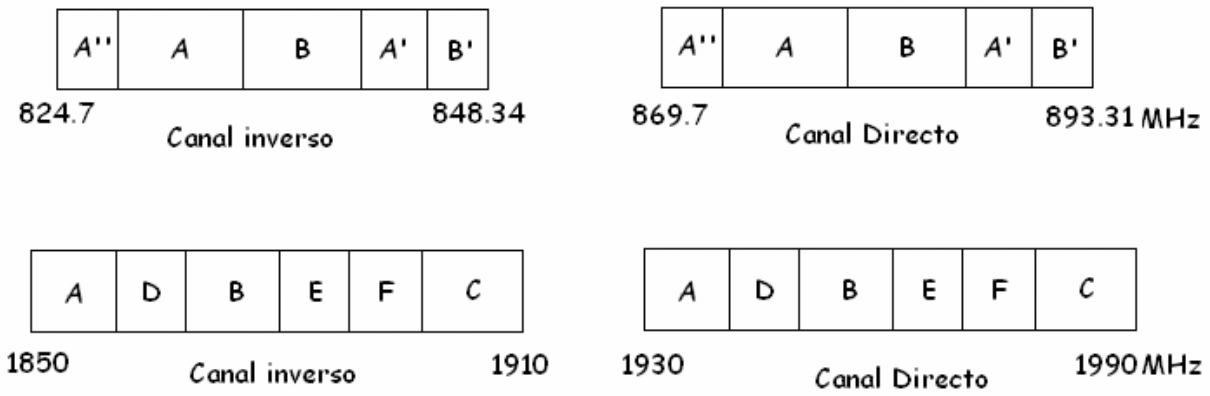


Figura 4.1 Espectro comprendido por el estándar IS-95

En la tabla 4.1 se consigna la distribución de canales CDMA.

Tabla 4.1 Distribución de canales para IS-95

Sistema	Número de canal	Rango de frecuencias Canal Inverso [MHz]	Rango de frecuencias Canal directo [MHz]
A	0-299	1850-1865	1930-1945
B	400-699	1870-1885	1950-1965
C	900-1199	1895-1910	1975-1990
D	300-399	1865-1870	1945-1950
E	700-799	1885-1890	1965-1970
F	800-899	1890-1895	1970-1975

En el sistema IS-95 se asigna un ancho de banda de 1.23 MHz por canal, por lo cual un canal IS-95 corresponde a 41 canales AMPS. En el sistema se deja un banda de guarda de 20 kHz entre cada canal de tráfico. En la figura 4.2 se muestra lo anterior.

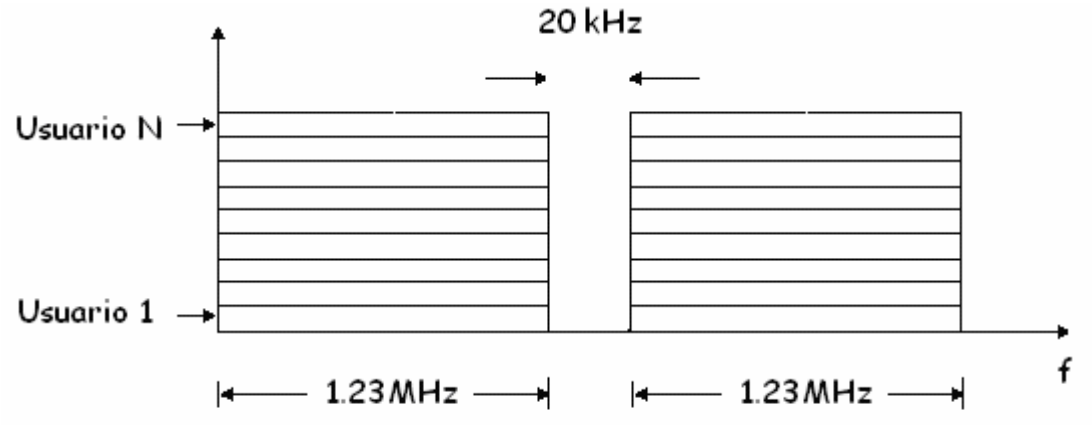


Figura 4.2 Ancho de banda asignado a un canal y banda de guarda

En IS-95 se utiliza diferentes técnicas de modulación y de expansión para los enlaces directo e inverso.

Para un enlace directo la radio base transmite simultáneamente las señales de todos los móviles contenidos en la célula usando una secuencia de código de expansión diferente para cada usuario. La señal es codificada, entrelazada y expandida por una de las 64 funciones Walsh (tabla 3.3). Los detalles acerca del proceso de codificación y entrelazamiento se han incluido en el apéndice 1.

Para reducir la interferencia entre abonados que utilizan la misma secuencia de expansión en diferentes células y para proporcionar las características de densidad espectral de banda ancha requeridas, ya que no todas las funciones de Walsh producen un espectro de banda ancha, todas las señales son alteradas usando una secuencia seudo aleatoria conocida como código PN corto, que es generado por un registro de corrimiento de 15 etapas. Por lo que la longitud máxima de un código PN corto es:

$$L = 2^{n-1} = 2^{15-1} \approx 32768$$

Esta secuencia seudo aleatoria tiene una tasa de transmisión de 1.2228 Mcps (chips por segundo).

Las radio bases IS-95 transmiten información a través de 4 canales lógicos: canal piloto, canal de sincronización, canales de paging y canal de tráfico mediante modulación QPSK.

4.1.2 Canal Piloto

- Este canal define la cobertura de una célula; es usado por las radio bases para hacer comparaciones de la magnitud de la señal entre ellas, para decidir cuándo es necesario llevar a cabo un handoff. A éste canal se le asigna la función W_0 la cual contiene únicamente ceros. Las señales del canal piloto se expanden con una secuencia PN. Cada radio base es identificada por un offset de tiempo, conocido como offset piloto que se agrega a la secuencia PN.

4.1.3 Canal de sincronización

Lo utiliza la estación móvil para adquirir el tiempo del sistema; se le asigna la función W_{32} y es usado junto con el canal piloto para adquirir el tiempo inicial de sincronización. Este canal opera con una tasa de transmisión de 1200 bps.

4.1.4 Canales de Paging o de búsqueda.

Los utiliza la estación base, para transmitir mensajes específicos a las estaciones móviles cuando no se tiene una llamada en progreso; se les asigna las funciones W_1 al W_8. Operan con 2 tasas de transmisión a 4800 o 9600 bps. Algunos de los mensajes que se envían a través del canal de paging son:

- Parámetros de acceso: parámetros requeridos por el móvil para transmitir a través del canal de acceso.

- Lista de canales CDMA: proporciona una lista de portadoras CDMA.
- Prueba de identificación: permite a la radio base validar la identificación del móvil.

4.1.5 Canal de Tráfico directo.

Se utiliza por la estación base para la transmisión de información del usuario, voz o datos, y para señalización con una estación móvil específica durante una llamada. El número total de canales de tráfico en una estación base es de 63 menos el número de canales de paging y de sincronización en operación. Cuando este canal es usado para señalización los siguientes mensajes son enviados:

- Prueba de identificación: Es usado para proporcionar la identidad de un móvil cuando la radio base sospecha de su validación.
- Información con alerta: Permite a la radio base validar al móvil.
- Registro del móvil: Informa al móvil que ha sido registrado y le proporciona los parámetros del sistema
- Dirección de Handoff: Proporciona a la unidad móvil información necesaria para iniciar el proceso de handoff.

Existen 8 tasas de transmisión para los canales de tráfico y se dividen en 2 grupos que se muestran en la tabla 4.2.

Tabla 4.2 Velocidades de Transmisión para los canales de tráfico

Grupo I	Grupo II
9600 bps	14400 bps
4800 bps	7200 bps
2400 bps	3600 bps
1200 bps	1800 bps

En el enlace inverso, se lleva a cabo el mismo proceso de codificación, entrelazado; después de esto, cada bloque de 6 símbolos se mapea en una de las 64 funciones de Walsh. La expansión de código se realiza con una secuencia pseudo aleatoria, conocida como código PN largo y tiene la misma velocidad que el código PN corto, y es generada por un registro de corrimiento de 42 etapas por lo que la longitud máxima de esta secuencia es:

$$L = 2^{n-1} = 2^{42-1} \approx 4.4 \; billones$$

El enlace inverso esta dividido en canal de acceso y canal de tráfico y transmite la información usando la técnica de modulación OQPSK (ver Apéndice 3).

4.1.6 Canal de acceso

Lo utiliza la estación móvil para iniciar la comunicación con la estación base, responder a los mensajes de los canales de paging y otro tipo de señalización cuando no hay una llamada en progreso. Cada radio base opera con 32 canales de acceso.

4.1.7 Canal de tráfico inverso

Se utiliza para transmitir información del usuario como voz o datos así como para mensajes de señalización con la estación base durante una llamada.

4.1.8 Receptor RAKE

En una transmisión, la señal original se refleja en obstáculos tales como edificios o montañas por lo que el receptor recibe muchas copias de la señal original con diferentes retrasos. Las señales que llegan retrasadas tendrán que ser interpretadas por el receptor como interferencia. Por este motivo IS-95 utiliza receptores RAKE y con ellos se obtienen algunos beneficios para procesar señales de trayectoria múltiple. Hay 4 receptores RAKE en cada transceptor de la radio base y 3 de ellos en cada unidad móvil.

La función de un receptor RAKE es la de combinar todas las señales de trayectoria múltiple que llegan al equipo para formar la señal más clara y fuerte que es usada para procesar una llamada, estos consisten en correladores, como se muestra en la figura 4.3.

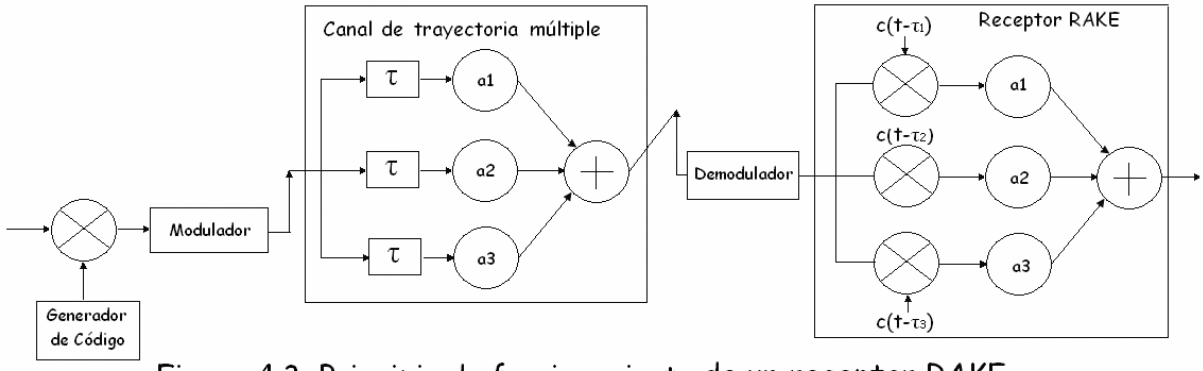


Figura 4.3 Principio de funcionamiento de un receptor RAKE

Después de expandir y modular la señal a transmitir, ésta viaja a través del aire y es aquí donde adquiere el comportamiento de una señal de trayectoria múltiple. Este comportamiento puede ser modelado por medio de líneas de transmisión con diferentes retardos y atenuaciones. En la figura 4.3 se muestran tres trayectorias de propagación con diferentes retrasos ($\tau 1$, $\tau 2$, $\tau 3$) y factores de atenuación (a1, a2, a3).

El receptor RAKE tiene una línea independiente para cada componente de trayectoria múltiple; en cada línea la señal recibida es correlacionada con un código de expansión que está sincronizado con su retraso correspondiente.

Debido al movimiento de la unidad móvil la señal de trayectoria múltiple cambia los retrasos y las atenuaciones serán diferentes también, por lo que es necesario que las líneas de derivación sean ajustables; este ajuste es llevado a cabo por la línea principal conocida como buscador, el cual se sincroniza con la señal de referencia del transmisor, transportada por el canal piloto. El buscador usa al canal piloto para determinar los retrasos en tiempo y asignar la línea correspondiente.

4.1.9 Transferencia de llamadas

Existen diferentes tipos de transferencia de llamadas en CDMA: soft-handoff, softer-handoff y hard-handoff.

En soft-handoff aprovecha la capacidad que tiene CDMA en cuanto a que, si células adyacentes utilizan la misma banda de frecuencias, es posible iniciar la comunicación con otra estación base sin hacer ninguna interrupción. Los soft-handoffs son hechos de tal manera que la llamada es manejada al mismo tiempo por la célula original y por la célula destino hasta que el proceso es completado; los receptores RAKE ayudan a procesar ambas señales simultáneamente. Este handoff es indetectable y la caída de llamadas será minimizada.

El softer-handoff es utilizado cuando un móvil se mueve de un sector a otro de la misma radio base.

Cuando las frecuencias entre células son distintas se hace un hard-handoff como el que se realiza en FDMA o TDMA. Cuando un móvil se encuentra en el límite entre células, la potencia de la señal recibida disminuye para la radio base original, por lo que se realiza una señalización y se transfiere la llamada a una célula contigua que lo esté recibiendo con mayor potencia.

Otro tipo de handoff es el que ocurre de CDMA a un sistema analógico. Dado que CDMA es compatible con AMPS, el sistema CDMA puede ordenar al móvil la transferencia a los canales analógicos de la banda de los 800 MHz. Cuando un móvil pasa de una célula a otra y no hay una llamada en curso se realiza un proceso conocido como idle-handoff.

Las radio bases conforme a su disponibilidad para realizar un handoff se agrupan en:

- Lista activa, que agrupa a las radio bases que tienen asignados canales de tráfico y que están haciendo una transmisión.
- Lista de candidatas, que consiste de radio bases que están disponibles para asignar canales de tráfico.
- Lista de vecinos, la cual es una lista de radio bases cercanas que están disponibles para un handoff.
- Lista restante, que contiene a las radio bases que no están en las otras categorías.

4.1.10 Control de Potencia

El control de potencia debe ser muy preciso para un sistema CDMA; esta exigencia de control de potencia puede significar que se debe transmitir una gran cantidad de información de control, reduciendo la capacidad útil disponible.

El problema de control de potencia en el canal inverso (móvil a base) es de extremo interés en el diseño y operación de los sistemas CDMA. Se tienen dos formas de controlar la potencia de transmisión de la estación móvil: El control de potencia de lazo abierto y el de lazo cerrado.

4.1.10.1 Control de potencia de lazo abierto

El control de potencia de lazo abierto tiene 2 principales funciones: ajustar la potencia de transmisión inicial de acceso al canal y compensar variaciones abruptas en la potencia de las señales. Este procedimiento considera que las pérdidas son idénticas en ambos sentidos.

La estación móvil recibe una señal desde la estación base, cuya potencia varía con la distancia, por las pérdidas debidas a la propagación. La estación móvil trata de compensar estas pérdidas ajustando su potencia de transmisión conforme se desplaza. Si la potencia recibida de la estación base decrece con la distancia, la

estación móvil debe incrementar su potencia de transmisión y viceversa.

4.1.10.2 Control de Potencia de lazo cerrado.

Este esquema toma en cuenta las pérdidas asimétricas o no correlacionadas entre el enlace directo y el inverso debidas principalmente al desvanecimiento Rayleigh y por diferencias en las ganancias de las antenas transmisora y receptora y sus pérdidas asociadas.

La estación base mide el SIR (signal interference ratio) recibido en un período de 1.25 ms y lo compara con un valor de SIR previamente fijado; si el valor recibido excede al predefinido, entonces se ordena a la unidad móvil disminuir su potencia y viceversa. Otro criterio puede considerar un determinado BER (bit error rate) como punto de comparación para ajustar la potencia de la unidad móvil. Finalmente, se puede recurrir a la lectura directa de la potencia recibida en la radio base. Estos procedimientos deben tomar en cuenta la posibilidad de que la variación de potencia se deba a que el usuario esté abandonando el área de cobertura de la radio base.

El rápido control de lazo cerrado resuelve el problema de cerca-lejos y mitiga en forma efectiva variaciones de potencia por desvanecimiento rápido a bajas velocidades

4.1.10.3 Control de potencia Lento

La radio base también controla su potencia de transmisión, de acuerdo a la situación de interferencia y pérdidas de propagación que se presenten. El principal propósito del control de potencia lento es mejorar el papel de las estaciones móviles en el límite de células en donde la señal es débil y la señal de interferencia producida por las otras estaciones base es fuerte.

La estación base periódicamente reduce la potencia transmitida. Cuando el móvil mide la relación del FER (frame error rate) y ésta excede un límite definido, pide que la estación base transmita con más potencia, el ajuste ocurre con intervalos de entre 15 y 20 mseg.

4.2 GSM

En los primeros años de la década de 1980 los sistemas analógicos de telefonía celular experimentaron un rápido crecimiento en Europa, particularmente en Escandinavia y el Reino Unido y en menor grado en Francia y Alemania. Cada país desarrolló su propio sistema el cual era incompatible con los demás en términos de equipo y operación.

Esto era una situación indeseable, para un continente que a través de la historia ha tratado de unificarse, ya que la operación del equipo móvil estaba limitada solo a las fronteras de cada país así como por el reducido mercado para cada equipo.

Los europeos se dieron cuenta de ésta situación y en 1982 la Conferencia de Administraciones de Correos y Telecomunicaciones CEPT, por sus siglas en francés, formó un grupo de estudio llamado Groupe Special Mobile (GSM) para estudiar y desarrollar un sistema telefónico público terrestre y móvil para toda Europa. El sistema a desarrollar tenía que cumplir algunos requisitos, tales como:

- Buena calidad de voz
- Compatibilidad con ISDN
- Eficiencia espectral
- Soporte para roaming internacional
- Soporte para nuevos servicios

En 1989 la responsabilidad de GSM fue transferida al Instituto Europeo de Normas en Telecomunicación (ETSI) y las especificaciones de GSM (fase I) fueron publicadas en 1990. Este sistema celular tuvo la particularidad de haberse diseñado desde

cero, sin importar si era compatible con los sistemas telefónicos celulares analógicos existentes.

El servicio comercial empezó a mediados de 1991 y en 1993 ya existían 36 redes GSM en 22 países. Cabe señalar que, actualmente, GSM no es solamente un estándar europeo, se extiende en todos los continentes y actualmente hay más de 200 redes GSM operando en más de 110 países en todo el mundo, es por eso que el acrónimo GSM ha cambiado a Global System for Mobile Communications.

Los desarrolladores de GSM escogieron un sistema digital, el cual no había sido probado en ese tiempo y que se oponía a los entonces sistemas analógicos estandarizados como AMPS en Estados Unidos y TACS en el Reino Unido. Los pioneros de GSM confiaron en que los avances en los algoritmos de compresión y los procesadores digitales de señales permitirían cumplir con los criterios originales así como lograr mejoramientos en el sistema en términos de calidad y costo.

Todas las especificaciones del estándar GSM definen las funciones e interfaces de los componentes del sistema en detalle pero no recomiendan hardware alguno; esto tiene muchos objetivos entre los que se encuentran: limitar lo menos posible a los diseñadores de la red, dar flexibilidad a los operadores de la red para que compren equipos a diferentes proveedores y permitir que la red tenga alguna innovación.

El primer sistema GSM desarrollado fue el GSM 900 (fase I) que operaba en la banda de 900 MHz solamente para voz. La fase II fue introducida en 1995 y la cual incluye video y otros servicios de comunicación. En 1997 los sistemas GSM-1800 y GSM-1900 fueron ubicados en 1800 MHz para Europa y 1900 MHz para América del Norte; está última tuvo un arribo muy tarde al mercado GSM.

4.2.1 Servicios de GSM

Desde el principio, los diseñadores de GSM querían hacerlo compatible con ISDN (Red Digital de Servicios Integrados) en términos de servicios ofrecidos y señalización de control; sin embargo, las limitaciones en las transmisiones de radio en cuestión de ancho de banda y costo, evitaron que pudiera usarse la tasa de transmisión de 64 kbps, que es usada en el estándar ISDN-B.

De acuerdo a la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU-T) los sistemas GSM son clasificados en servicios de portador (datos), teleservicios (telefonía) y servicios complementarios. Los servicios de telefonía son principalmente servicios de voz proporcionados al usuario para que pueda comunicarse con otros abonados. Los servicios de datos proporcionan la capacidad necesaria para transmitir señales apropiadas entre dos puntos de acceso creando una interfaz con la red; además, se ofrece una amplia gama de servicios de datos, donde los usuarios GSM pueden enviar y recibir información a una tasa de hasta 9600 bps a suscriptores de otros sistemas como ISDN, Servicio Telefónico Antiguo Simple (POTS), Red Pública de Datos de Paquetes Conmutados (PSPDN), Red Pública de Datos de Circuitos Conmutados (CSPDN) usando una gran variedad de métodos y protocolos de acceso como X.25 o X.32.

Una función única que ofrece GSM, y que no era encontrada en sistemas analógicos anteriores, es el servicio de mensajes cortos (SMS), que es un servicio bidireccional para enviar mensajes alfanuméricos de hasta 160 bytes. Un mensaje puede ser enviado a otro suscriptor que cuente con el mismo servicio y un aviso de recepción es proporcionado al remitente. También se pueden usar en un modo de radioemisión celular, para mandar mensajes a receptores múltiples; como por ejemplo enviar, recibir noticias o las condiciones de tráfico. Los mensajes pueden ser almacenados en la tarjeta SIM para ser consultados posteriormente.

Servicios suplementarios son proporcionados ya sea en la categoría de teleservicios o portador de servicios. En las especificaciones de la fase I se incluyen algunos protocolos a seguir cuando no se pueden responder llamadas porque el móvil no puede ser alcanzado por la red, para notificación de llamadas e impedimento de las mismas cuando un usuario hace uso del roaming en otro país. Muchos otros servicios se mencionan en las especificaciones de la fase II, como por ejemplo identificación de llamada, llamada en espera, conversaciones con múltiples usuarios, etc.

4.2.2 Arquitectura de una red GSM

La red GSM esta divida en 3 grandes sistemas, el sistema de conmutación (SS), el sistema de radio base (BSS) y el sistema de operación y soporte (OSS). Los elementos básicos de una red GSM se muestran en la figura 4.4.

La estación móvil, o sea el celular, contiene una tarjeta inteligente llamada Modulo de Identidad del Suscriptor (SIM). El SIM proporciona movilidad personal, de manera que si se desecha el teléfono celular y se adquiere otro, al insertarle la tarjeta SIM, el usuario puede recibir todos los servicios contratados.

El equipo móvil es únicamente identificado por el Número de Identificación de Usuario (IMEI) que es un número interno de red que se utiliza para el acceso a las bases de datos de abonados y no es visible para el abonado. La tarjeta SIM contiene el Número Asociado al Equipo telefónico Móvil (IMSI) usado para identificar al suscriptor en el sistema. El IMEI y el IMSI son independientes. La tarjeta SIM esta protegida contra uso no autorizado; para lo cual, cuenta con una contraseña o número personal de identificación.

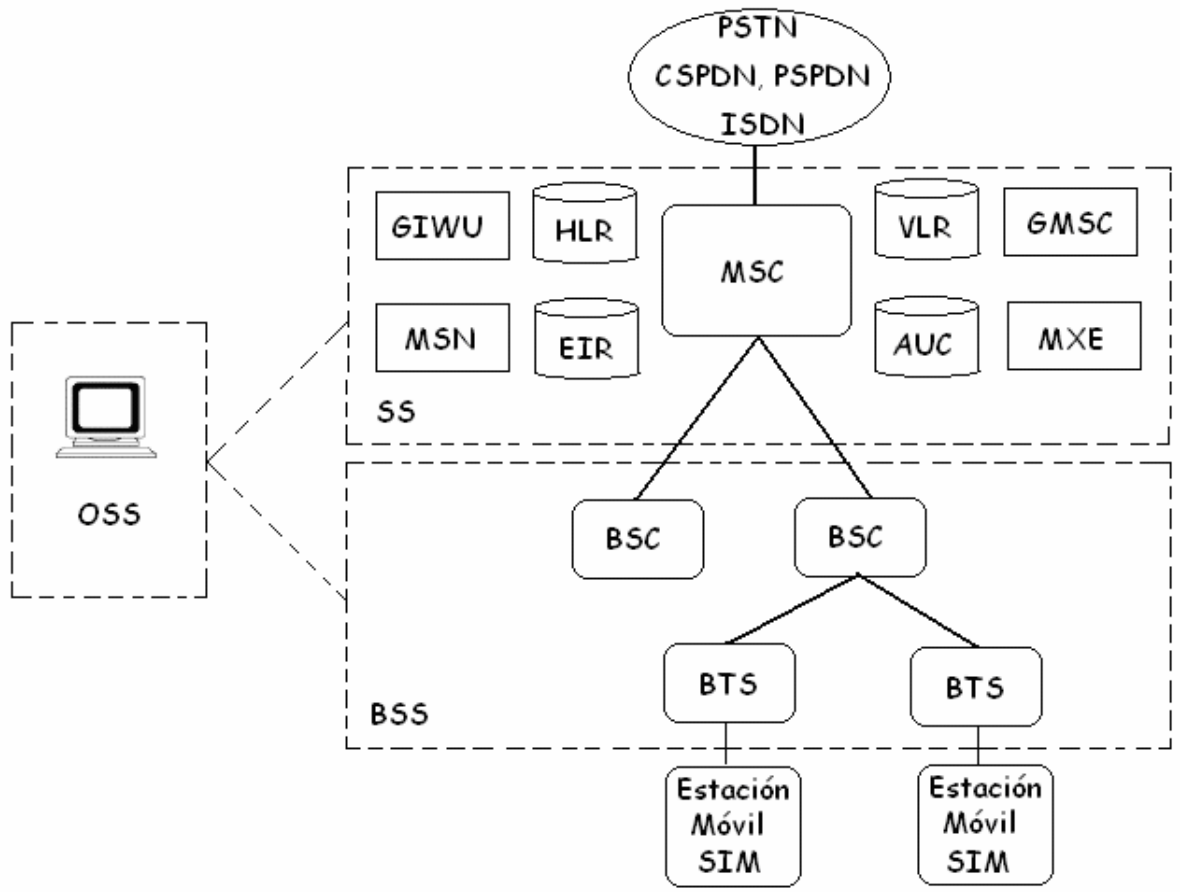


Figura 4.4 Arquitectura de una red GSM

4.2.3 Sistema de Conmutación (SS)

El sistema de Conmutación es el responsable de procesar las llamadas y todas las funciones relacionadas con el suscriptor. Este sistema incluye las siguientes unidades funcionales:

- Home Location Register (HLR). El HLR es una base de datos que contiene toda la información administrativa de cada suscriptor en la red GSM correspondiente. El HLR es considerado la base de datos más importante y contiene el perfil de servicio del suscriptor, su localización y su informe de actividades. Cuando alguien compra una suscripción a un operador PCS, el individuo queda inmediatamente registrado en el HLR de ese operador.

- Mobile Switching Center (MSC). El MSC realiza las funciones de conmutación telefónica del sistema. Controla las llamadas de otros sistemas telefónicos y de datos.

- Visitor Location Register (VLR). El VLR es una base de datos que contiene información temporal acerca de los suscriptores que es necesitada por el MSC para poder dar servicio. Aunque cada elemento funcional puede ser implementado como una unidad independiente, generalmente el VLR está implementado junto con el MSC. Cuando un móvil entra en el área de un nuevo MSC, el VLR conectado a ese MSC pedirá información acerca de la estación móvil al HLR. Si después el móvil hace una llamada, el VLR tendrá la información necesaria para establecer la llamada sin tener que estar pidiendo información al HLR siempre.

- Equipment Identity Register (EIR). El EIR es una base de datos que contiene información acerca de la identidad del equipo móvil. Con ayuda del IMEI, el EIR previene llamadas de equipos robados, no autorizados o con mal funcionamiento. Comúnmente el AUC y el EIR son implementados en combinación.

- Authentification Center (AUC). La unidad llamada AUC provee parámetros de autentificación y encriptación que verifican la identidad del usuario y aseguran la confiabilidad de cada llamada con ayuda de la tarjeta SIM. EL AUC protege a los operadores de las redes de diferentes tipos de fraudes comúnmente encontrados en el mundo de la telefonía celular.

4.2.4 Sistema de Radio Base (BSS)

Todas las funciones de radio son llevadas a cabo en el BSS, que está compuesto por dos partes: el controlador de la radio base (BSC) y el sistema transceptor (BTS). Estos dos elementos se comunican a través de una interfaz estandarizada llamada Abis, que permite que haya un buen acoplamiento entre componentes hechos por diferentes fabricantes.

Los BSC proveen todas las funciones de control y enlaces físicos entre el MSC y el BTS. E. Hay una gran cantidad de BSC's ubicados en la MSC.

El BTS es básicamente el equipo de radio controlado por el BSC y que se compone de los transceptores y antenas que definen una célula y manejan los protocolos de enlaces de radio con la estación móvil. En un gran área urbana hay un gran número de BTS's desplegados, por lo que es necesario que los BTS's tengan algunas características como confianza, portabilidad, resistencia al trabajo rudo y bajo costo.

4.2.5 Sistema de Operación y Soporte (OSS)

El Centro de Operación y Mantenimiento (OMC) está conectado a todos los equipos en el sistema de conmutación y al BSC. El OMC es una parte integrante del Sistema de Operación y Soporte (OSS). El OSS es la entidad funcional en la cual el operador de la red monitorea y controla el sistema. La función más importante del OSS es proveer una descripción de la red y apoyar las actividades de mantenimiento, con bajo costo y efectivas.

4.2.6 Elementos funcionales adicionales

Otros elementos funcionales en una red GSM son:

- Gateway Mobile Services Switching Center (GMSC). Una compuerta es un nodo usado para interconectar dos redes. Cuando la compuerta se encuentra implementada en el MSC, éste recibe el nombre de GMSC.
- Message Center (MXE). Es un nodo que provee servicios integrados como voz, fax y mensajes de datos. Específicamente el MXE maneja el servicio de mensajes cortos, radioemisión celular, correos de voz, fax, correo electrónico y notificación.
- Mobile Service Node (MSN). Es un nodo que maneja la red de servicios de móviles inteligentes.

- GSM interworking unit (GIWU). Consiste de un hardware y un software que provee una interfaz a varias redes de comunicaciones de datos. A través de la GIWU, los usuarios pueden alternar entre voz y datos durante la misma llamada. El hardware de la GIWU se encuentra físicamente localizado en MSC/VLR.

4.2.7 Aspectos de los enlaces de radio

La Unión Internacional de Telecomunicaciones, que entre muchas otras funciones, maneja la asignación internacional del espectro de radio, localizó en el rango de 890-915 MHz las señales que van de la estación móvil a la estación base y el rango de 935-960 Mhz para las señales de la estación base a la móvil para redes móviles en Europa. Como este rango fue usado en los sistemas analógicos desde principios de los años 1980, la CEPT tuvo la visión de reservar 10 Mhz arriba de cada banda para la red GSM, que en ese momento estaba siendo desarrollada

4.2.8 Técnica de acceso múltiple y estructura de los canales

Como el espectro de radio es un recurso limitado compartido por todos los usuarios, fue necesario usar un método de acceso para dividir el ancho de banda entre tantos usuarios como fuera posible. El método escogido por GSM es una combinación de TDMA y FDMA.

La parte de FDMA envuelve la división del ancho de banda de 25 MHz en 124 frecuencias espaciadas 200 kHz. Cada una de estas frecuencias portadoras es asignada a una estación base, en donde es compartida en tiempo usando un esquema TDMA. La unidad fundamental de tiempo usada en TDMA es una ráfaga que dura aproximadamente 15/26 ms o 0.577 ms, 8 ráfagas son agrupadas en una trama TDMA (120/26 ms, aproximadamente 4.615 ms), que forman la unidad básica para definir las canales lógicos.

Los canales son definidos por el número y posición de sus correspondientes ráfagas. Todas las definiciones son cíclicas y el

patrón entero se repite aproximadamente cada 3 horas. Los canales pueden ser divididos en canales dedicados que son asignados a las estaciones móviles o canales comunes que son asignados a unidades móviles cuando están en estado de reposo.

4.2.9 Canales de Tráfico

Un canal de tráfico es usado para transmitir voz y/o datos. Los canales de tráfico están definidos por un grupo de 26 tramas TDMA con una duración de 120 ms, 24 son usadas para tráfico, una es usada para el SACCH y una no es usada. Los canales hacia adelante y hacia atrás están separados en tiempo por 3 ráfagas; esto permite que la estación móvil no tenga que transmitir y recibir simultáneamente; de esta forma se simplifica la implementación de los circuitos electrónicos. En la figura 4.5 se muestra el formato de ráfagas y trama TDMA.

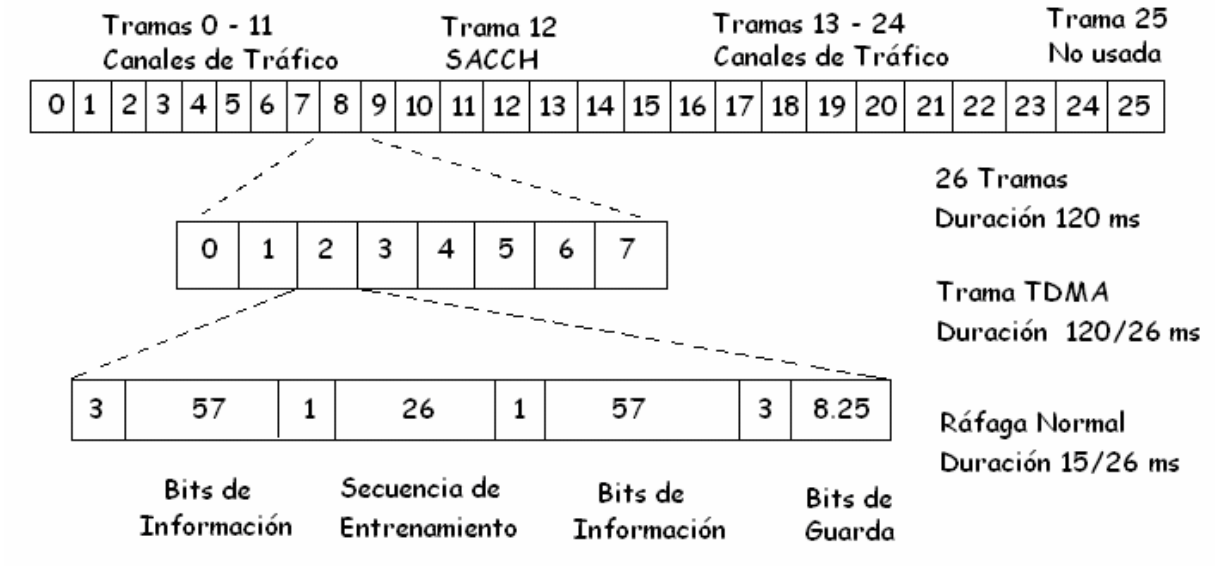


Figura 4.5 Formato de ráfagas y tramas TDMA para voz y datos

Estos canales de tráfico también son conocidos como canales de tráfico a tasa completa. Existen otros canales de tráfico llamados a media tasa y por último se encuentran los llamados a 1/8 de tasa los cuales son usados con propósitos de señalización; estos canales se encuentran en las recomendaciones del estándar y son conocidos como Canales de Control Dedicados para Operación Independiente (SDCCH).

4.2.10 Codificación de voz

El grupo GSM estudió muchos algoritmos de codificación de voz antes de implementar los tres algoritmos que hoy en día son utilizados, los cuales son: VSELP, Enhanced Full Rate basado en ACELP y RPE-LTP cada uno con diferentes características técnicas, capacidades y desarrollo comercial diferente. Por ejemplo el algoritmo de pulso regular excitado y codificación lineal predictiva (RPE-LPC) es usado para comprimir señales de voz a una tasa de 13 kbps; de esta forma, el sistema celular puede transferir 4 veces más que el sistema telefónico alámbrico.

Debido a la interferencia electromagnética en los canales de radio (ruido y transmisiones ajenas en la misma banda), las señales digitales transmitidas pueden ser interpretadas erróneamente por el receptor; por lo tanto, la información debe ser protegida contra errores. GSM usa un procedimiento de codificación consistente en agregar a la señal transmitida una cierta cantidad de bits, determinados de acuerdo a un cierto algoritmo. Este tipo de procedimientos tienen la desventaja de que aumentan la tasa de transmisión; pero con todo y ello, la señal de voz digitalizada, comprimida y protegida tiene una tasa de transmisión mucho menor que 64 kbps.

4.2.11 Canales de Control

Los canales de control son usados si el móvil realiza una llamada o no. Cuando un móvil esta inactivo los canales de control sirven para que éste reciba señales requeridas para el establecimiento de una llamada. Si el móvil se encuentra en una llamada, los canales de control son usados para monitorear su potencia, su ubicación y el estado de la llamada. Los canales de control también se usan para comunicarse entre radio bases, ya sea para realizar un handover o para recibir otra información. Los canales de control están definidos por 51 tramas. Los canales de control más comunes se presentan a

continuación y cuyo funcionamiento fue descrito con más detalle en el capítulo 2 son:

- Broadcast Control Channel (BCCH). Continuamente transmite información incluyendo la identificación de la radio base, localizaciones de frecuencia y las secuencias de salto de frecuencia.
- Frequency Correction Channel (FCCH) y Syncronisation Channel (SCH). Son usados para sincronizar al móvil a la estructura de la ranura de tiempo de una célula definiendo los límites de los períodos de las ráfagas. Cada célula en una red GSM transmite exactamente lo mismo al FCCH y al SCH.
- Random Access Channel (RACH). Es usado por el móvil para solicitar acceso a la red.
- Paging Channel (PCH). Usado para alertar al móvil cuando entra una llamada.
- Access Grant Channel (AGCH). Usado para localizar un SDCCH al móvil para recibir señales para establecer una llamada.

4.2.12 Estructura de una Ráfaga

Existen 4 tipos de ráfagas usadas para transmitir en GSM. La ráfaga normal es usada para transmitir información y señalización. Tiene un total de 156.25 bits, un bit de robo para cada bloque de información usado por el FACCH, 3 bits de cola para finalizar y 8.25 bits para la secuencia de guarda. Los 156.25 bits son transmitidos en 0.577 ms dando como resultado una tasa de transmisión 270.833 kbps.

La ráfaga F, usada por FCCH y la ráfaga S, usada por el SCH, tienen el mismo tamaño pero una estructura diferente, lo que las distingue de las ráfagas normales. La ráfaga de acceso es más corta que la normal y solo es usada por el RACH.

El método usado por la ISDN y otros sistemas telefónicos para enviar varias señales digitales sin que se revuelvan (multiplexaje o

multicanalización) es la asignación de una ranura de tiempo para cada paquete de 8 bits (TDM).

4.2.13 Modulación

Debido a las características del canal de radio, el sistema de modulación usado en GSM debe tener una alta eficiencia espectral y presentar una fuerte resistencia frente a los efectos nocivos que introduce el canal de radio. La técnica de modulación usada en GSM es una variación de MSK en la cual se usa un filtro gaussiano y recibe el nombre GMSK (ver Apéndice 3). Ésta técnica es muy atractiva por su excelente eficiencia de potencia y espectral

En GMSK, los lóbulos laterales del espectro de una señal MSK se reducen pasando la señal binaria a través del filtro gaussiano; el cual suaviza los cambios de fase de la señal MSK y por lo tanto, estabiliza las variaciones de la frecuencia instantánea a través del tiempo. Esto tiene el efecto de reducir considerablemente los niveles de los lóbulos laterales en el espectro transmitido.

4.2.14 Servicios de Datos

GSM permite utilizar los canales, en modo circuito, para la transmisión de datos con velocidades de hasta 22 kbps sin corrección de errores y de forma más controlada 9 600 bps. Sin embargo, estas opciones en modo circuito tienen poca utilización, debido a su poca adecuación a la forma de transmisión de la información digital. Esa fue la causa de la escasa utilización de la opción *High Speed Circuit Switch Data* (HSCSD), pensada originalmente para la transmisión de grandes volúmenes de datos sobre los canales de modo circuito convencionales.

GSM ha incluido una serie de opciones adicionales como el *General Packet Radio Service* (GPRS), el cual utiliza, esencialmente, la misma interfaz aérea que el GSM convencional, pero incluye una nueva capa de acceso al medio, *Medium Access Control* (MAC), y una nueva capa

de control de radio, *Radio Link Control* (RLC), con lo que la transmisión de la información se puede realizar a distintas velocidades, dependiendo del tipo de codificación y del número de canales que se utilicen.

4.2.14.1 GPRS

GPRS es una tecnología celular de transmisión de paquetes que fue estandarizada por ETSI y constituye la evolución de GSM. La transmisión de datos en GSM implica la reserva de un vínculo radioeléctrico por cada sesión de transmisión de datos, por lo que se transmita o no, el recurso es reservado por la red. En GPRS múltiples usuarios comparten el mismo canal de transmisión y solo transmiten por él cuando tienen datos para trasmitir. GPRS puede ser utilizado para los servicios como WAP (Wireless Application Protocol), SMS y MMS (Multimedia Messaging service) y servicios de Internet como acceso a correo electrónico y a la Web. EN GPRS se factura ya sea por la cantidad de Mega bytes enviados o por el número de minutos que dure una sesión.

A GPRS se lo puede considerar como GSM/IP ya que permite una muy buena integración de los protocolos TCP/IP, empleados en Internet, en las redes de tecnología GSM, utilizando el mismo espectro electromagnético y compartiendo la mayor parte de su topología.

En el modelo de tráfico de GPRS no se considerarán llamadas, dado que los usuarios están siempre conectados. Lo que se tendrá en cuenta para el análisis de tráfico será la tasa de arribo de sesiones, y se corresponderá a la tasa de llegada de nuevas sesiones de navegación con protocolo http (hyper text transfer protocol).

La máxima velocidad admitida por GPRS es de 171 kbps compartida entre todos los usuarios que naveguen simultáneamente si se utilizan las 8 ranuras de tiempo del sistema como se muestra en la tabla 4.3. ETSI ha definido cuatro esquemas de código, que difieren en la tasa de transmisión y la corrección de errores que realizan.

Tabla 4.3 Tasas de transmisión para los esquemas de código

Esquema	Número de bits	Tasa de transmisión 1 slot [kbps]	Máxima tasa de transmisión 8 slots [kbps]
CS-1	181	9.05	72.4
CS-2	268	13.4	107.2
CS-3	312	15.6	124.8
CS-4	428	21.4	171.2

ETSI define dos formas de compartir los canales de radio entre GSM y GPRS, asignar recursos de radio en forma fija, reservando canales para GPRS separados de los de GSM, o dinámica, donde los canales de GSM, si no están en uso, pueden ser empleados temporalmente por sesiones GPRS. Claramente la asignación dinámica es la que optimiza la utilización de la interfaz de radio, pero actualmente no es empleada en la gran mayoría de las redes porque los terminales no soportan emplear dinámicamente diferentes canales de radio. En la asignación dinámica las comunicaciones GSM tienen prioridad en la asignación de canales compartidos.

La solución GPRS ha tenido un gran éxito entre los operadores y en la práctica la totalidad ha optado por adecuar sus redes a esta tecnología.

4.2.14.2 EDGE

El estándar *Enhanced Data for GSM Evolution* (EDGE) es considerada una evolución de GPRS que permite incrementar la transmisión de datos, a través de una nueva interfaz de radio que utiliza la misma canalización de 200 kHz que usa GSM, pero que además de emplear

GMSK también emplea otras técnicas de modulación mejorando la capacidad de GSM, especialmente en zonas de alto tráfico.

EDGE utiliza una modulación que varía de acuerdo con las condiciones de propagación y de interferencia a las que esté sometido el móvil. EDGE agrega una nueva tecnología que no se encuentra en GPRS, conocida como Redundancia Incremental, la cual, en vez de re-transmitir los paquetes de información alterados, envía más información redundante que se combina en el receptor, lo cual incrementa la probabilidad de decodificación correcta.

La solución basada en EDGE no encontró en sus inicios demasiado éxito comercial, probablemente debido a que su concepción estaba bastante limitada por razones de compatibilidad con equipos GSM por lo que la implementación resultaba complicada y los costos eran muy altos.

Para la implementación de EDGE por parte de un proveedor, se necesita modificar las estaciones base, se debe instalar transceptores compatibles con EDGE, además de que las unidades móviles tienen que ser compatibles con éste sistema, éstas deben contar con un software que pueda codificar y decodificar los nuevos esquemas de modulación.

EDGE puede alcanzar una velocidad de transmisión de 384 kbps en modo de paquetes. También mejora el modo de circuitos de datos HSCSD, aumentando el ancho de banda para el servicio. Los beneficios de EDGE sobre GPRS se pueden ver en las aplicaciones que requieren una alta velocidad de transferencia de datos, como video y otros servicios multimedia.

GSM está jugando un papel fundamental en la globalización de las comunicaciones y como líder indiscutible de los sistemas celulares de la segunda generación. Sin duda, desempeñará una función importante

en la estandarización de los nuevos sistemas comerciales que surjan en un futuro.

GSM ha sido hasta la fecha el estándar basado en el esquema de acceso múltiple TDMA, que ha gozado de mayor aceptación en términos generales. Su capacidad de proveer nuevos servicios, su flexibilidad en varios ámbitos y la plataforma que ofrece para la creación de redes de servicios personales de comunicación, lo hacen superar por mucho a sus competidores.

Capítulo 5

Análisis de posibles soluciones para el problema de acceso

El auge mundial de las telecomunicaciones móviles ha sido realmente sorprendente; a pesar de que en sus inicios se pensaba que no iba a tener mucha explotación, en nuestros días existe una cantidad extraordinaria de abonados en todo el mundo.

Los teléfonos celulares han revolucionado el área de las comunicaciones, redefiniendo cómo percibimos las comunicaciones de voz. En sus inicios los teléfonos móviles se mantuvieron fuera del alcance de la mayoría de los consumidores, ya que éstos eran aparatos enormes, que sólo podían llevarse en el coche porque pesaban bastante, eran caros y sólo funcionaban en zonas muy especiales del país; su uso estaba restringido a unos pocos privilegiados, que hicieron de su posesión un signo de exclusividad social y económica.

Como resultado, las compañías proveedoras de servicios invirtieron tiempo y recursos para aplicar nuevos sistemas que cumplieran con las necesidades del mercado, nuevas técnicas para tener acceso múltiple a los canales de comunicación, dando mayor capacidad con el menor costo; así, la migración de los sistemas analógicos a los sistemas digitales se realizó con el fin de ofrecer servicios a más usuarios y ofrecer los niveles de seguridad que se demandaban.

Esta evolución de la telefonía móvil ha sido posible gracias a la conjunción de diversos factores. La mejora en la tecnología de los móviles trajo consigo una reducción en tamaño y en peso pero sobre todo, en precio; aunado a esto, las nuevas costumbres y estilos de vida, y por qué no decirlo, las estrategias de marketing, han contribuido a convertir el teléfono móvil de un objeto de lujo a algo muy parecido a una necesidad. Actualmente el panorama ha cambiado por completo, hoy son muchos millones de personas de toda clase

social que cuentan con un teléfono celular; y moda o no, lo cierto es que la tecnología se ha utilizado en beneficio de todos y en algunos casos llega a causar perjuicios.

En el año 2000 en México, sobrepasando todas las expectativas dentro del mercado de celulares, se experimentó un crecimiento de casi el 100%. De una cifra total de 7 millones 730 mil usuarios en 1999 se paso a 14 millones 74 mil al cierre de 2000, reafirmando también lo pronosticado a principios de ese mismo año sobre la tendencia de los celulares, para sustituir a las líneas fijas; de este modo, los teléfonos celulares se convirtieron en una alternativa real a la telefonía fija.

Las causas de este crecimiento acelerado de ventas se debieron a dos nuevas propuestas respecto al modo de empleo del celular que hicieron su aparición a finales de 1999: las tarjetas de prepago, a las que están sujetos el 90% de los usuarios de teléfonos celulares en México y el sistema "el que llama paga", aceptado como válido por casi todos los poseedores de móviles mexicanos.

En 2004 la telefonía celular tuvo un crecimiento récord en el número de usuarios. De acuerdo con información proporcionada por Telcel, Telefónica Móviles México, Iusacell y Unefon, al cierre de 2004 la industria contó con un total de 37 millones 354 mil usuarios, lo que implica un aumento de 59.3% contra los 23 millones 444 mil con que terminó el año 2003. La guerra de tarifas, junto con la introducción de innovaciones; tales como la integración de cámaras, el auge en mensajes cortos, imágenes, tonos, canciones y juegos lograron impactar al consumidor.

Actualmente México ya rebasa la barrera de los 54 millones de abonados, de acuerdo con cifras estimadas de las cuatro empresas operadoras de telefonía celular en nuestro país.

Hasta septiembre de 2006, Telcel, quien encabeza la lista en cuanto a número de clientes, contaba con 40.7 millones de usuarios; creciendo en promedio cada trimestre un millón 600 mil usuarios.

Telefónica Móviles México, la segunda empresa con más clientes en el país, estimó que terminaría 2006 con 6 o 7 millones de clientes y las expectativas son sumar para 2007 entre 11 y 12 millones.

Hasta septiembre de 2006, Iusacell y Unefon tenían en conjunto 3 millones 400 mil usuarios. De concretarse la fusión entre Iusacell y Unefon en el primer semestre de 2007, tal como son sus expectativas, buscarán ser el segundo mayor proveedor de telefonía celular y datos móviles en México. Ambas compañías emplean la tecnología CDMA, mediante la cual ofrecen servicios de tercera generación.

A pesar de que la telefonía celular fue concebida estrictamente para la voz, hoy en día la tecnología celular es capaz de brindar otro tipo de servicios, como manejo de datos, audio y video. La movilidad y los nuevos servicios de valor agregado, hacen que la telefonía celular sea el segmento de más rápido crecimiento de la industria de las telecomunicaciones. La diversidad de servicios que en estos momentos se presenta en la telefonía celular, indica que la industria está trabajando en acelerar el desarrollo de tecnologías de comunicaciones móviles, lo que hará posible aplicaciones que requieran un mayor consumo de ancho de banda.

Indudablemente, han ocurrido rápidos y profundos cambios tecnológicos mismos que continuarán, por lo que se debe analizar el entorno y el mercado, determinando los problemas a los que se enfrentará la telefonía celular, a fin de anticiparse a ellos con propuestas concretas para solucionarlos.

Algunos de los problemas que tuvo que resolver la telefonía móvil fueron el aumento de la capacidad y velocidad en el transporte de

datos, por lo que se diseñó el sistema *Universal Mobile Telecommunications Systems* (UMTS) que utiliza CDMA haciendo más eficiente el uso de espectro.

Los estudios de mercado que se habían realizado previamente demostraron que iba a ser necesario introducir servicios de datos de alta velocidad y requerirían tasas de transmisión sumamente altas en ciertos entornos, pero un buen rendimiento espectral no será suficiente si el sistema no cuida otros aspectos.

En el sistema GPRS, la tasa de transmisión más alta que se puede lograr es de 171 kbps; utilizando EDGE se obtienen hasta 384 kbps. Por otro lado, las posibilidades de los sistemas de 2G, más avanzados en eficiencia espectral, como el IS-95, no permiten que la tasa de transmisión del usuario sea mayor que las anteriores. Mientras que en UMTS se pueden alcanzar tasas de transmisión de 14 Mbps en teoría aunque fácilmente se alcanza tasas de transmisión de hasta 3 Mbps cuando el usuario tiene una baja movilidad como puede ser en el interior de un edificio.

Desde luego para mejorar un sistema celular, no todas las soluciones pasan a través de la idea de aumentar la tasa de transmisión. Hay que cuidar otros aspectos, como sería la saturación de los sistemas en ciertas áreas de cobertura; ya que, como muestran las cifras presentadas en los párrafos anteriores, día con día aumenta la cantidad de usuarios a los que se les tiene que brindar el servicio, y la conducta del consumidor tiende a una demanda mayor; por lo anterior, es necesario plantear soluciones para modificar los sistemas existentes a fin de hacerlos más eficientes y cumplir con las necesidades y expectativas de los usuarios .

Es por esta razón que se deben analizar y entender las demandas del consumidor, estudiar el crecimiento demográfico, las características sociales y culturales así como el comportamiento económico del país; pues todos estos aspectos tienen una relación directa con la

conducta del mercado de la telefonía celular, y muestran los retos que deberá enfrentar la telefonía móvil ante usuarios que cada vez exigirán más, para así aprovechar las oportunidades y poder hacer frente a esos nuevos retos adaptándose y enfrentando los problemas con las mejores soluciones tanto para la empresa que brinde el servicio, como para el usuario que disfruta del mismo.

Conforme al paso del tiempo y como consecuencia lógica del crecimiento del número de usuarios y la tendencia al alza en la demanda del servicio, el problema de saturación será cada vez más frecuente, por lo que se han planteado algunas propuestas para enfrentar este problema algunas de estas propuestas se presentan a continuación:

- Técnicas de compresión de voz con tasas de transmisión más bajas.
- Reubicación de radio bases con apoyo de estadísticas.
- Nueva asignación de espectro radio eléctrico.

5.1 Técnicas de compresión de voz

La comunicación eficiente de las señales de voz ha sido una necesidad creciente desde hace ya muchos años, particularmente en la telefonía en sus distintas manifestaciones: satelital, móvil, convencional y más recientemente con la comunicación de voz a través de Internet.

En todos los sistemas de comunicación modernos el tratamiento de la señal de voz representa uno de los intereses más grandes de la investigación actual debido a la creciente demanda de servicios con un nivel de calidad de voz específico, para después dar paso a su estandarización.

El principal motivo de estas investigaciones es que al no tener un ancho de banda ilimitado el canal de transmisión, es necesario transformar las señales de voz a una forma digital, usando tan pocos bits como sea posible, manteniendo al mismo tiempo una calidad

razonable. Utilizando técnicas de compresión de voz efectivas es posible que más usuarios accedan al sistema. De igual forma las técnicas de compresión de voz de algunas redes de telefonía permiten una reducción de ancho de banda.

La señal de voz completa, por naturaleza, cuenta con patrones repetidos que crean redundancia. Parte de esta redundancia se elimina mediante técnicas de compresión. Este proceso tiene algunas pérdidas por lo que la señal procesada suena diferente a la señal original. Posteriormente, es posible introducir redundancia en forma controlada para mejorar la calidad tonal.

Las señales de voz se transmiten en forma digital debido a la versatilidad que esta ofrece para su manipulación por algoritmos que permitan realizar tareas como la compresión, la redistribución de la energía en el espectro mediante transformaciones, la extracción de parámetros característicos, la protección contra errores del canal y la criptografía.

A partir de la señal continua original se toman muestras de la magnitud a un intervalo regular determinado por el teorema de Nyquist para su posterior reconstrucción. Dichas muestras pueden tomar un número infinito de valores de magnitud; así que ciertos intervalos en la escala se representan con una misma cantidad, de manera que exista un número finito de intervalos y la representación se logra con una precisión también finita.

La frecuencia de muestreo generalmente es de 8000 muestras/seg y para convertir las muestras analógicas a un formato digital es necesario que cada muestra contenga 8 bits, que es el estandar usual en telefonía convencional; sin embargo, en este caso el valor utilizado es de 16 bits.

Por lo que se obtiene:

Frecuencia de muestreo = 8 kHz
Bits por muestra = 16
Tasa de transferencia = 128 kbps.

Esta tasa de transmisión es la que se tiene en la entrada de un codificador de voz y es la que se pretende que éste reduzca teniendo en cuenta las siguientes características:

- Tasa de transmisión baja: Mientras mas baja sea la tasa de transmisión obtenida, menos ancho de banda tiene que ser usado para su transmisión haciendo al sistema más eficiente.
- Calidad de voz: La señal al ser decodificada deberá tener una calidad aceptable para satisfacer las necesidades según sea la aplicación.
- Buen desempeño ante las señales que no sean de voz. En un sistema típico de telecomunicaciones otras señales además de la voz estarán presentes como pueden ser señales de tonos, producidos por el teclado ó música. Aunque los codificadores de voz no serán capaces de reproducir estas señales por completo tiene que asegurarse que el codificador no genere sonidos molestos cuando se presentan estas señales.
- Retraso de codificación bajo: En el proceso de codificación y decodificación, inevitablemente se tendrá un retraso. Un retraso excesivo provocará problemas en las conversaciones.

Existen muchos codificadores de voz estandarizados diseñados para solucionar problemas a diferentes aplicaciones, algunos de estos son:

- LPC. Fue creado en 1984 para proporcionar comunicaciones seguras en aplicaciones militares.
- VSELP. Fue estandarizado en 1989 para los sistemas de telefonía celular basados en TDMA usados en Norteamérica.
- ACELP. Este codificador fue estandarizado en 1999 como parte del sistema UMTS.

Los comités de estandarización son organizaciones responsables del desarrollo de las normas para una aplicación particular.

- Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU). El sector de estandarización en telecomunicaciones de la ITU (ITU-T) es el responsable de crear estándares para la codificación de voz para las redes de telefonía.
- Asociación de Industrias en Telecomunicaciones (TIA). La TIA está a cargo de promulgar estándares para la codificación de voz para ciertas aplicaciones y es parte del Instituto Americano Nacional de Estándares (ANSI). La TIA ha desarrollado sistemas de telefonía celular como son los basados en TDMA y CDMA.
- Instituto Europeo de Estándares en Telecomunicaciones (ETSI). El ETSI tiene como miembros a los países europeos y compañías manufactureras. GSM es el sistema más influenciado en cuanto a codificación de voz por la ETSI.
- Departamento de defensa de los Estados Unidos (DoD). El DoD esta involucrado en la creación de estándares de codificación de voz principalmente para aplicaciones militares.
- Centro de Investigación y Desarrollo Para Sistemas de Radio en Japón (RCR). Los estándares para telefonía celular digital son creados por la RCR.

En la tabla 5.1 se muestran los principales estándares hasta 1999. El nombre del estándar empieza con el acrónimo del responsable del desarrollo del codificador, seguido por el nombre o número asignado al codificador y al final se encuentra el algoritmo elegido.

Tabla 5.1 Estándares de codificación de voz

Año de finalización	Nombre del estándar	Tasa de transmisión [kbps]	Aplicaciones
1972	ITU-T G.711 PCM	64	Propósito General
1984	FS 1015 LPC	2.4	Comunicación segura
1987	ETSI GSM 6.10 RPE-LTP	13	Radio Digital móvil
1990	ITU G.726 ADPCM	16, 24, 32, 40	Propósito General
1990	TIA IS54 VSELP	7.95	TDMA
1990	ETSI GSM 6.20 VSELP	5.6	GSM
1990	RCR STD-27B VSELP	6.7	Sistemas telefónicos celulares en Japón
1991	FS 1016 CELP	4.8	Comunicación segura
1992	ITU-T G.728 LD-CELP	16	Propósito General
1993	TIA IS96 VBR-CELP	8.5, 4, 2, 0.8	CDMA
1995	ITU-T G.723.1 MP-MLQ/ACELP	5.3, 6.3	Comunicaciones multimedia, video teléfonos
1995	ITU-T G.729 CS-ACELP	8	Propósito General
1996	ETSI GSM EFR ACELP	12.2	Propósito General
1996	TIA IS641 ACELP	7.4	TDMA
1997	FS MELP	2.4	Comunicación segura
1999	ETSI AMR-ACELP	12.2, 10.2, 7.95, 7.4, 6.7, 5.9, 5.15, 4.75	Telecomunicaciones

Como se puede observar, en la tabla anterior se muestran las diferentes técnicas de compresión de voz que existen, cuales son empleadas para telefonía celular así como sus respectivas tasas de transmisión. Actualmente con los algoritmos de compresión de voz se

han alcanzado tasas de transmisión que jamás se hubieran pensado; una de ellas y que aparece en la tabla anterior es la técnica de MELP, Predicción Lineal con Excitación Mezclada en la cual se reduce la tasa de transmisión por debajo de los niveles que maneja CELP y se tienen calidades de voz aceptables. MELP emplea el análisis LPC (ver Apéndice 2) para modelar el algoritmo de predicción lineal de tiempo corto, pero deja a un lado el proceso de reconocer si un sonido es voz o no para cada trama.

Como su nombre lo indica, la base para el algoritmo MELP es la excitación mezclada; es decir, toma en cuenta una componente de un pulso periódico y una componente de ruido. El objetivo de la excitación mezclada es reducir el proceso que se hace en el análisis LPC para saber si un sonido se trata de voz o no.

MELP sería una excelente alternativa para implementarse en un sistema de telefonía celular pues cumple con los aspectos más importantes para un sistema, como son: una baja tasa de transmisión y calidad de voz aceptable. El único problema sería que, como se muestra en la tabla, este algoritmo es usado en aplicaciones para la milicia lo que puede provocar que a las compañías de telefonía celular no se les permita hacer uso de esta técnica.

Es importante tener una visión a largo plazo; tomar en cuenta las necesidades de crecimiento que se irán dando conforme al aumento de usuarios y evaluar decisiones de acuerdo a los estudios e investigaciones, para poder estructurar y tomar decisiones que optimizaran el servicio de manera oportuna y con el menor costo, determinar las estrategias y técnicas que permitirán se brinde el servicio en un mayor numero de lugares y a un mayor numero de abonados satisfaciendo sus necesidades.

Es por esto que debe existir una planeación; de ella depende el éxito o fracaso que se puede tener al diseñar un sistema, ya que antes de implantarse deben tenerse en consideración aspectos tales como; las

necesidades reales del usuario, su comportamiento de uso y deseos para poder adaptar los planes a él, la disminución de riesgos, se debe contar con la información necesaria para la definición de la estrategia a seguir, prediciendo las condiciones futuras que se deben cubrir contando con bases reales para encaminar un proyecto y determinar las opciones de acción.

5.2 Planeación de células

La planeación de células puede describirse de manera rápida como todas aquellas actividades involucradas en determinar qué sitios pueden utilizarse para instalar una radio base y como es que ésta va ser configurada cumpliendo con características previamente determinadas.

Con el fin de asegurar la cobertura y evitar la interferencia, cada red celular necesita de una planeación. Las actividades principales involucradas en el proceso de planeación de células se muestran en la figura 5.1.

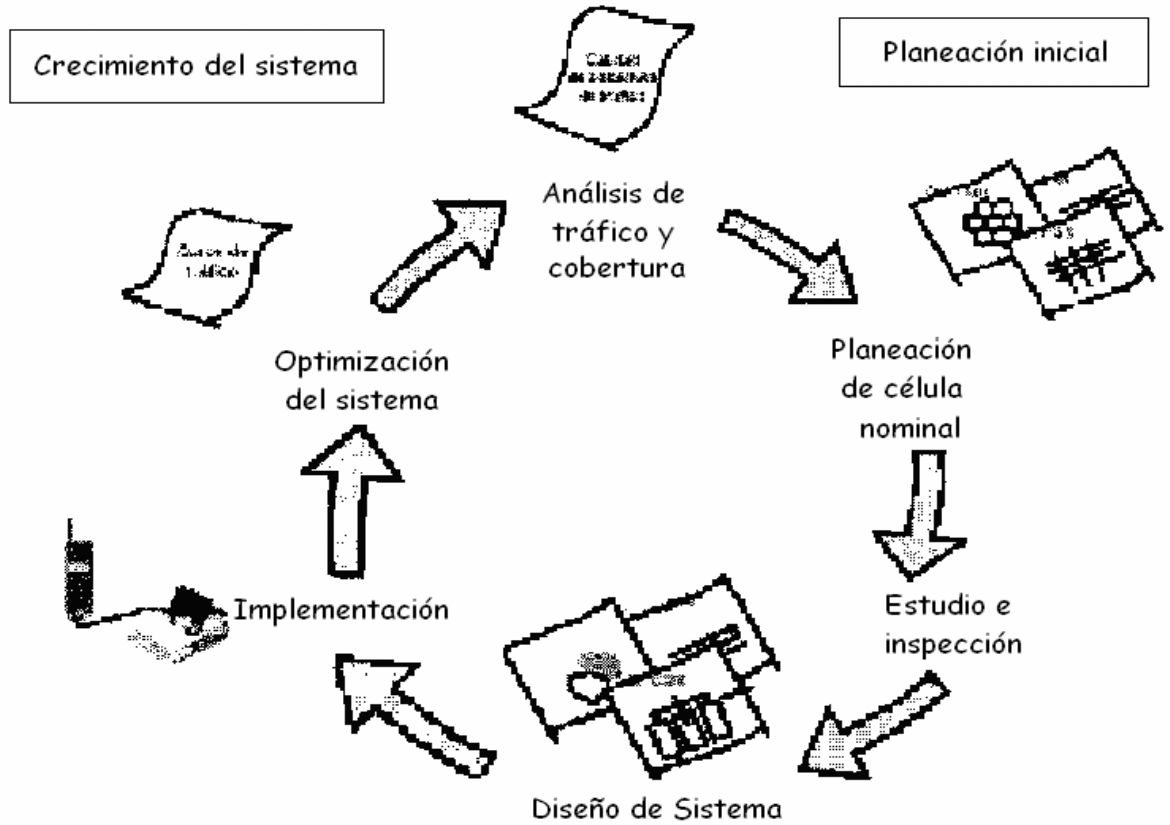


Figura 5.1 Planeación de células

El proceso de planeación celular inicia con el análisis de cobertura y tráfico. El análisis debe producir información acerca del área geográfica y la necesidad de capacidad esperada. Los tipos de datos colectados son:

- Costos
- Capacidad
- Cobertura
- Grado de servicio
- Frecuencias disponibles
- Calidad de voz
- Capacidad de crecimiento del sistema

La demanda de tráfico, provee las bases para la ingeniería de la red celular. La distribución geográfica de la demanda de tráfico puede ser estimada usando datos demográficos tales como:

- Distribución de la población
- Distribución del uso del automóvil
- Distribución de nivel de ingresos
- Datos de uso de suelo
- Estadísticas del uso del teléfono

Planeación celular nominal

Después de la compilación de los datos generados en el análisis de tráfico y cobertura, se prosigue a la planeación celular nominal que tiene como objetivo darle una representación gráfica a la red, mostrando un patrón de células sobre un mapa, las cuales fueran sugeridas después de llevar a cabo ciertos estudios y cumpliendo con las especificaciones de calidad del servicio, en esta etapa inician las predicciones de cobertura e interferencia.

Las planeaciones celulares nominales son las bases para la implementación de una red celular; de igual forma juegan un papel fundamental si se requieren optimizaciones posteriores. Un dato importante en esta etapa es conocer el número de llamadas y las características de tráfico de la red en cuestión así como definir el promedio de las variaciones que se consideren pertinentes y que a continuación se describirán.

Tráfico

En telecomunicaciones, un Erlang es un número entre 0 y 1 que indica que tan ocupado está un servicio telefónico sobre un período de tiempo. Un Erlang de 1 aplicado a un circuito telefónico indicará que el circuito está ocupado el 100 % de tiempo. Para todas las líneas que no están libres provocará cierta cantidad de llamadas pérdidas. En la práctica esta unidad es usada para describir el volumen de tráfico total en una hora.

Para poder dimensionar una red telefónica, es necesario conocer la cantidad total de Erlangs que dicha red estará utilizando y el porcentaje de bloqueo de llamadas que se espera rechazar.

Un dato importante para el cálculo de Erlangs es conocer el número de llamadas y las características de tráfico de la red en cuestión y definir el promedio de las variaciones que se consideren pertinentes. Un diseño completo implicaría el promedio de todas las variaciones indicadas a continuación.

Variación en la duración de la llamada.

Se refiere al promedio de la duración de las llamadas en segundos, de una red determinada. Por ejemplo si se realizan 3 llamadas al día y sus duraciones respectivas son 180 s, 300 s, 200 s el promedio será de 226.7 s por llamada. Un valor típico de duración de llamadas es de 180 s.

5.2.3 Variación de horario

Es la consideración que implica que el número de llamadas no es el mismo durante el transcurso del día. Se han hecho mediciones reales y se ha encontrado que la mayor cantidad de llamadas (hora pico) son entre las 10 y las 13 horas y entre las 15 y las 18 horas. Este dato es de suma importancia y debe tomarse en cuenta para tener un bloqueo mínimo de llamadas durante las horas pico.

Variación Diaria

Se define por semana, quincena o mes, y determina los días con mayor uso del móvil. Probablemente en fines de quincena el tráfico de llamadas sea mas intenso que en otro días.

Variación de temporada

Durante las vacaciones el tráfico de llamadas disminuye; de igual forma ocurrirá durante el fin e inicio de año.

Variación a largo plazo

Esta se encuentra ampliamente relacionada con el crecimiento demográfico. Aquí se pueden considerar las expectativas de crecimiento a un año, 5 años, 10 años, etc. Esto es importante, si se desea mantener la misma calidad del servicio a través de los años.

Volumen de tráfico

Una vez consideradas y cuantificadas todas las variaciones mencionadas se obtiene un promedio, en segundos de las duraciones de las llamadas. Como se dijo previamente el parámetro más importante a considerar es el número de llamadas en horas pico para poder proporcionar el servicio a casi todos los usuarios que lo

requieran. El volumen de tráfico se puede calcular de la siguiente forma:

Por ejemplo si un grupo de abonados hacen 30 llamadas en una hora y cada llamada tiene un promedio de 5 minutos, entonces el número de Erlangs que representan esta situación se obtiene de la siguiente manera:

Minutos de tráfico en una hora = número de llamadas x duración
Minutos de tráfico en una hora = 30 x 5 = 150
Horas de tráfico = 150 / 60 = 2.5

Volumen de tráfico = 2.5 Erlangs.

Después de que se ha realizado la planeación celular nominal, el siguiente paso es realizar las mediciones de radiación para verificar la cobertura determinada por un valor mínimo de señal recibida así como las predicciones de interferencia.

Una vez determinado el diámetro de la célula se puede obtener el número de células necesarias para cubrir el área deseada. Este método se hace gráficamente y consiste en dibujar hexágonos sobre un mapa de la zona hasta cubrir toda el área deseada, partiendo de un punto definido como el centro de toda la red celular.

Se visitan los lugares donde el equipo de radio va ser colocado. Este paso es crítico porque se debe evaluar el ambiente real y determinar si el lugar que se determinó en la planeación de la red celular es el adecuado y cumple con las características físicas y las especificaciones técnicas para la instalación del equipo o no.

Después de la planeación celular y del diseño del sistema, se realiza la instalación y pruebas.

Una vez que el sistema ha sido instalado, éste es continuamente evaluado para determinar que tan bien satisface las demandas. Esto recibe el nombre de optimización del sistema, lo cual comprende:

- Asegurar que el plan celular final haya sido implementado exitosamente.
- Evaluación de las quejas de los usuarios.
- Evaluar que el funcionamiento de la red sea aceptable.
- Cambiar los parámetros y llevar a cabo mediciones si es necesario.

El sistema necesita optimizarse constantemente debido a que el tráfico y el número de usuarios cambian. Eventualmente, el sistema alcanza un punto donde debe ser expandido hasta manejar el incremento de carga y el nuevo tráfico. En este punto, se lleva a cabo un análisis de tráfico y cobertura y el ciclo del proceso de planeación celular comienza de nuevo.

Procedimiento para agregar una radio base

La metodología seguida para incorporar una nueva radio base a la red celular es el siguiente:

1. Se recopilan datos de tráfico y número de usuarios estimados para el primer año de operación.

Con base en los datos de tráfico promedio estimado, así como a través de datos proporcionados por el departamento de mercadotecnia, se determinan las zonas problemáticas definidas como las vecindades de las radio bases que presentan al menos un sector en saturación.

2. Se genera el área de búsqueda.

En este documento se indican tanto la posición geográfica donde se desea ubicar la nueva radio base, como su número de identificación, nombre y referencia de tal forma que pueda llevarse una adecuada administración del proyecto.

3. Visita y análisis de sitios.

Ya con el área de búsqueda se presentan una o más posibilidades para cada sitio y se deberá coordinar una visita y evaluar la factibilidad de establecer un sitio en ese lugar. Después de realizada la visita pueden ocurrir tres situaciones.

a) Que el sitio no sea viable desde el punto de vista de radiofrecuencia ya que se encuentra en una zona desde la cual no cubre los objetivos para los que inicialmente se creo, tiene algún sector obstruido, existe un edificio, espectacular, montaña, etc.
b) Que el sitio no sea viable desde el punto de vista de obra civil ya que la infraestructura del edificio no puede soportar una torre o la azotea no tiene espacio suficiente para instalar los tensores.
c) Que el sitio sea aceptado.

4. Aprobación de proyecto.

Cuando el personal de obra civil y radiofrecuencia aprueban algunas de las propuestas presentadas por los subcontratistas, se emite un documento en el que se indican las características de la nueva radio base. Esto incluye, altura de la torre, tipo de antenas que deberán ser instaladas, inclinaciones y orientaciones de las antenas y ubicación de la radio base.

El departamento de obras civiles se encargará de generar los planos para dicho proyecto tomando en cuenta los datos proporcionados

anteriormente e instruir a los subcontratistas encargados de construir la radio base.

En este punto el departamento de adquisición de inmuebles se habrá encargado ya de conseguir el contrato para la instalación de la radio base, habrá acordado el monto de la renta mensual a pagar por el operador y deberá obtener los permisos correspondientes para la instalación del nuevo sitio celular.

5.3 Asignación de espectro radioeléctrico

En virtud de que el espectro radioeléctrico es un recurso limitado se requiere de procedimientos mediante los cuales se otorguen las concesiones para su uso, de forma transparente y ordenada para su explotación y aprovechamiento eficiente.

Las concesiones sobre bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico para usos determinados se otorgan mediante licitación pública. Al otorgar las concesiones a través de licitaciones públicas, el Estado cuenta con un instrumento que promueve y genera los incentivos para lograr un sector de telecomunicaciones competitivo, al no restringir el acceso de nuevos agentes económicos que pretenden ofrecer algún servicio de telecomunicaciones comparables a los que ofrecen los agentes económicos ya establecidos, en un plazo relativamente corto.

Aunque este solución es las más difícil de llevar acabo no hay que descartarla. Por el momento el espectro radioeléctrico está asignado a diferentes tipos de comunicaciones y en consecuencia quedan muy pocas bandas disponibles. Para poner en práctica esta solución se tendría que hacer un estudio cuidadoso para determinar qué bandas de frecuencias no son tan utilizadas para poder asignarlas a sistemas de telefonía celular. Además habría que tener en cuenta que al trabajar en otras bandas que no son contempladas por los estándares habría que poner en circulación nuevas unidades móviles que fueran capaces de trabajar en las nuevas bandas disponibles. Esta propuesta

de solución se sale del ámbito de competencia de un país, ya que requiere que varios fabricantes desarrollen los equipos adecuados a las nuevas bandas de frecuencias y la ITU emita las correspondientes recomendaciones, que indudablemente serían aceptadas por todos los países.

A través de este capítulo se proponen soluciones para poder resolver el problema de congestionamiento que dicho sea de paso aumenta conforme pasa el tiempo. Es importante señalar que esta situación de saturación es contemplada desde el principio de la instalación de una nueva red y desde un inició el proveedor del servicio se tiene que asegurar que el bloqueo de llamadas sea mínimo y si esta situación se presenta con más frecuencia conforme pasa el tiempo; entonces no le queda más que aumentar la capacidad de la red.

Las solución más viable es la de hacer un estudio profundo en zonas donde la densidad de tráfico aumente continuamente y con base a esos estudios aumentar la capacidad de la red en tales zonas y dejarla tal cual en algunas otras donde la densidad de usuarios no aumenta significativamente.

Conclusiones

Esta tesis presenta una visión panorámica de cómo se ha desarrollado la telefonía celular, partiendo de los conceptos fundamentales y principios que se tienen que tomar en cuenta para el desarrollo de una red de telefonía celular desde su establecimiento hasta las actualizaciones y ampliaciones de una ya existente. También se exponen las técnicas de acceso múltiple empleadas en dichas redes así como todos los aspectos que en estas contemplan, desde sus orígenes hasta la actualidad, mostrando su evolución y haciendo énfasis en los sistemas que actualmente tienen la mayor cantidad de abonados como son GSM y CDMA.

Como previamente no existía un trabajo que presentara todos los temas antes mencionados se pensó que sería de gran ayuda realizar una tesis que documenta y analiza a los sistemas de telefonía celular para poder plantear soluciones de manera concreta a los retos que enfrenta actualmente como es el la alta densidad de tráfico y dicho sea de paso convertirse en una referencia para investigaciones posteriores.

La telefonía móvil sufre cambios continuos y rápidos e involucra muchas áreas de la ingeniería, por lo que el compromiso que adquirimos como ingenieros, es estar al tanto de los nuevos avances tecnológicos y echar mano de todas las investigaciones científicas para poder decidir que nuevas técnicas pueden ser implementadas en estos sistemas para facilitar la comunicación.

Resultaría muy ambicioso tratar de conjuntar en esta tesis todos los temas referentes a la telefonía celular; por esta razón el presente trabajo está enfocado solo a la transmisión de voz, aunque de manera general se exponen brevemente puntos sobre la transmisión de datos como son los sistemas actualmente empleados como GPRS y EDGE siendo estos una evolución de GSM y que también son conocidos

como la generación 2.5. Estas evoluciones del sistema GSM podrían ser temas a desarrollar en otra tesis, debido a que actualmente muchos usuarios no usan mucho su teléfono celular para realizar llamadas; sino que preferentemente mandan mensajes y hacen uso de los servicios de valor agregado, por lo que se contempla que la transmisión de datos rebase por completo a la de voz. Es por ello que se prevé que en un futuro se tendrán que investigar e implementar nuevos algoritmos de compresión de datos para la telefonía celular.

Otro sistema que no se trató fue el de UMTS también conocido como una nueva evolución de GSM, solo se mencionaron algunas de las ventajas que puede proporcionar como son las altas tasas de transmisión. Este sistema está basado en una variación de la técnica de acceso múltiple por división de código; actualmente es conocido como un sistema de tercera generación, por lo cual sería adecuado que se llevara a cabo un análisis profundo en otra tesis. Se deja entonces la puerta abierta para futuras tesis en este campo.

Hace algunos años existía una fuerte discusión sobre qué sistema sería el predominante en un futuro: GSM o CDMA. Actualmente CDMA es la base para los sistemas de tercera generación inclusive para GSM. Debido a lo desarrollado en el capítulo de 4, se entiende por qué CDMA fue elegido como base para nuevos sistemas, la propiedad de hacer más eficiente el ancho de banda asignado la coloca por arriba de las otras tecnologías; por las ventajas descritas anteriormente se entiende porque GSM ha emigrado a esta tecnología ya que GSM cuenta con millones de abonados en todo el mundo y tiene la necesidad de seguir brindando un servicio de buena calidad y a más usuarios para no perder terreno en el mercado.

Por último se afirma que la presente tesis está concluida debido a que el objetivo principal que se planteó desde su origen se logró pues se plantearon soluciones viables para el problema de congestionamiento de llamadas en horas pico.

Apéndice 1

Codificación de Canal

La codificación del canal añade redundancia a los datos generados por la codificación de la fuente, de forma que se detectan e incluso se corrigen algunos errores introducidos por el canal de radio.

La codificación del canal está formada por tres etapas sucesivas como muestra la figura A1.1. La primera etapa consiste en un codificador convolucional, después un repetidor de símbolos y finalmente se realiza el entrelazado.

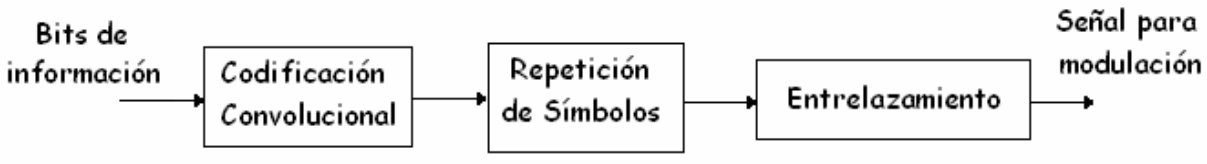


Figura A1.1 Proceso de codificación de canal

Antes de comenzar con la descripción de la codificación de canal es conveniente dar la siguiente definición.

Chequeo de Redundancia Cíclica (CRC)

El CRC es una de las herramientas más comunes y potentes para la detección de errores. Este consiste en considerar los bits de entrada como los coeficientes de un polinomio.

Se utiliza un polinomio llamado "polinomio generador" compartido por el transmisor y el receptor. La idea es construir con el polinomio de entrada un segundo polinomio que sea divisible por el polinomio generador. El mensaje que se transmite es el polinomio calculado. El polinomio recibido si no ha sufrido errores seguirá siendo divisible

entre el polinomio generador. Si no es divisible, es que se han producido errores.

Para el manejo de estos códigos se utiliza una notación polinómica, de forma que una palabra de código $C = (c_0,.....,c_{n-1})$ la interpretaremos como un polinomio y cada uno de los bits de la palabra de código será uno de los coeficientes de este polinomio:

$$C(x) = c_0 + c_1x + . . . + c_{n-1}x^{n-1}$$

A su vez, una palabra original $m = (m_0,....., m_{k-1})$ la interpretaremos como el polinomio:

$$m(x) = m_0 + m_1x + . . . + m_{k-1}x^{k-1}$$

Para generar C(x) a partir de m(x) se usa el polinomio generador g(x) que es un factor de x^n+1. Su grado es n-k. La obtención de la palabra codificada se hace de la siguiente forma:

$$C(x) = m(x) \cdot g(x)$$

Así tenemos que un código cíclico queda perfectamente determinado por su polinomio generador.

Codificador Convolucional

El código CRC acepta un mensaje de k bits y genera una palabra código de n bits. Es decir, se debe introducir un bloque completo para generar la secuencia código. Las operaciones que se llevan a cabo sobre los k bits de entrada se pueden ver como la convolución discreta en el tiempo de la entrada con la respuesta al impulso del codificador.

El codificador de un código convolucional binario de razón 1/n, se puede ver como una máquina de estados finitos que consiste en un

registro de corrimiento de M etapas con conexiones de sumadores (módulo 2) y un multiplexor que convierte en serie la salida de los sumadores. Una secuencia de mensaje de L bits produce una secuencia de salida codificada de longitud n(L + M) bits. La razón del codificador ("rate") viene dada por

$$r = \frac{L}{n(L + M)} \text{ bits / símbolo}$$

Normalmente, se tiene que *L>>M*. Por lo tanto, la velocidad se simplifica como

$$r = \frac{1}{n}$$

La profundidad de un código convolucional, expresado en términos de los bits de mensaje, se define como el número de desplazamientos en los que influye un bit de mensaje en la salida codificada. Si un codificador tiene un registro de corrimiento de *M* estados, la memoria del codificador es *M*, y se necesitan K = M + 1 desplazamientos para que un bit de mensaje entre y salga finalmente. Por lo tanto la profundidad del codificador es *K*.

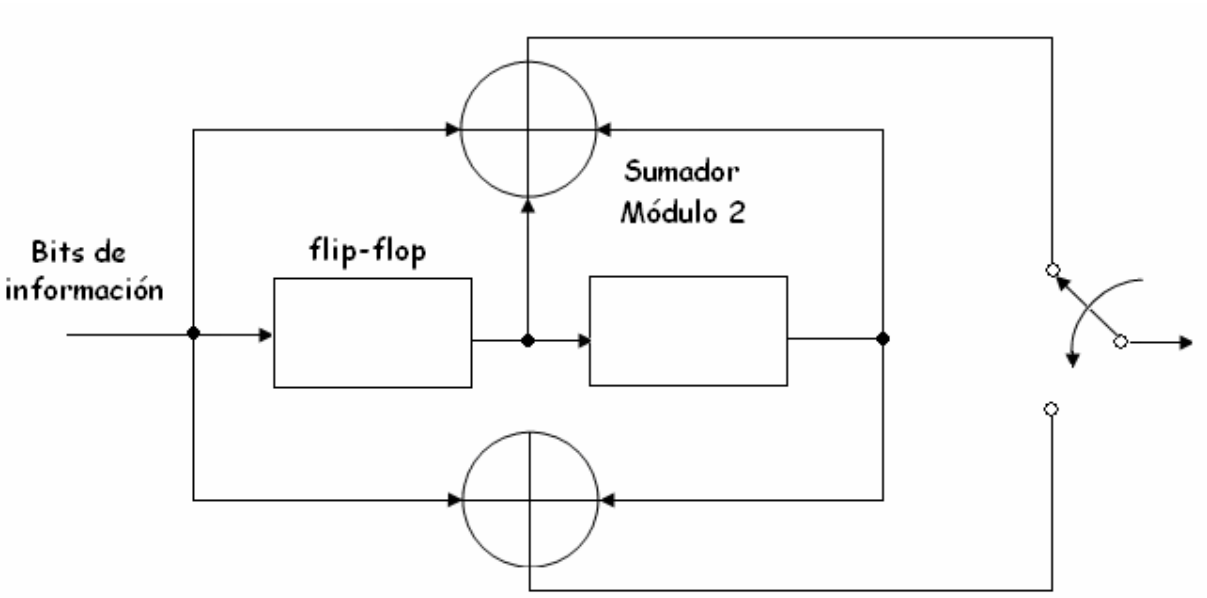


Figura A1.2 Ejemplo de un codificador convolucional con n = 2 y k = 3.

La figura A1.2 muestra un codificador convolucional con n = 2 y K =3; por tanto, se trata de un codificador convolucional de 1/2.

El comportamiento en el dominio del tiempo de un codificador convolucional binario de razón 1/n se puede definir en términos de un conjunto de n respuestas al impulso. El codificador simple de la figura A1.2 tiene una razón de $\frac{1}{2}$, por tanto se necesitan 2 respuestas al impulso para caracterizar su comportamiento en el dominio del tiempo.

En el dominio de la frecuencia, las respuestas al impulso se representan por polinomios generadores y el resultado se obtiene por multiplicación, por lo que se facilita el cálculo.

Las propiedades de un codificador convolucional se pueden observar gráficamente de varias formas; una de ellas es el trellis o diagrama de estados. El trellis del codificador convolucional $\frac{1}{2}$ se muestra en la figura A1.3, donde se puede apreciar los cuatro posibles estados (*a, b, c* y *d*) y las transiciones entre estados. Las líneas continuas corresponden a un bit de entrada cero y las discontinuas a un bit de entrada uno. Los dos valores junto a cada línea corresponden a la salida del codificador convolucional. Así por ejemplo, si se está en el estado *a* y llega un cero, se pasa al estado *a* y como salida se tiene 00.

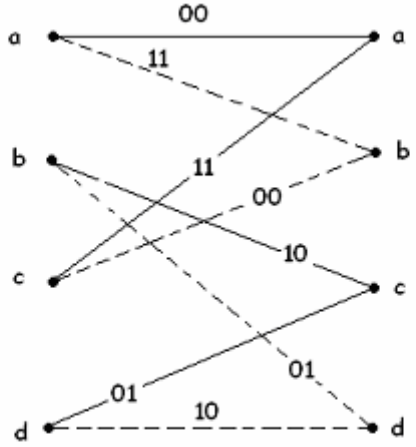


Figura A1.3 Parte central del trellis del codificador convolucional de 1/2

En el estándar IS-95, en el enlace directo se utiliza un codificador convolucional de 1/2 mientras que en el enlace inverso se utiliza un codificador de 1/3.

Repetición de símbolos

Los símbolos que salen del codificador se repiten adecuadamente para tener una sola velocidad en la siguiente etapa. Para la velocidad de 9.6 Kbps no se hace repetición de símbolos, para 4.8 Kbps se hace una repetición de tal modo que a la salida se logren 28.8 Kbps en el enlace inverso y 19.2 Kbps en el enlace directo.

Entrelazado

El canal de transmisión, introduce ráfagas de errores en la señal recibida, de manera que el receptor podría no recuperar la secuencia original. Para romper las ráfagas erróneas, se introduce el proceso de entrelazado que desordena las secuencias para dispersar las ráfagas de error y de este modo reducir la concentración de errores que se deben corregir por el código del canal.

La idea que hay detrás del entrelazado es separar los símbolos de las palabras código en el tiempo. A medida que se aumenta el período de entrelazado se consigue dispersar más las ráfagas de error. Pero por el contrario se aumenta el retardo debido al entrelazado.

Los símbolos, ya con velocidad uniforme, se toman por bloques de acuerdo con la duración de una trama para arreglarlos en una matriz de tamaño fijo de 32x18 para todos los canales del enlace inverso, de 24x16 para los canales de paging y tráfico y de 16x8 para el canal de sincronización del estándar IS-95.

Apéndice 2

Codificación de Voz

Codificación lineal Predictiva (LPC)

La técnica de LPC es utilizada para caracterizar la forma de un segmento corto, también conocido como trama, de la señal de voz, extrayendo un número pequeño de parámetros para que exista una codificación eficiente.

El principio del análisis LPC consiste en tomar el valor actual de una muestra de señal de voz, que puede predecirse a partir de un número finito de muestras anteriores, con un error asociado utilizando un filtro lineal. Si el modelo es capaz de predecir la señal con un error muy bajo, se tiene que el LPC ha sido capaz de almacenar la información necesaria de un trozo de señal como para reproducirla mediante alguna excitación.

En LPC el tracto vocal es modelado como un filtro digital, el cual se muestra en la ecuación A.2.1, en la cual p es el orden del filtro.

$$H(z) = \frac{G}{1 + a_1 z^{-1} + ... + a_p z^{-p}} = \frac{S(z)}{E(z)} \quad ..... \quad (A.2.1)$$

Si definimos a s(n) como la salida del modelo y e(n) como la excitación de entrada, la ecuación puede ser descrita en el dominio del tiempo como:

$$s(n) = Ge(n) - a_1 s(n-1) - ... - a_p s(n-p) \quad ..... \quad (A.2.2)$$

Así, cada muestra de voz es obtenida como una combinación lineal de las muestras previas con una contribución de la excitación.

Para completar la representación del modelo LPC se necesita obtener los coeficientes del filtro a_k, que minimicen el error de predicción cuadrático medio y obtener la ganancia G que representa la energía de la señal.
La idea es reducir el error, también conocido como señal residual definido como:

$$e(n) = s(n) - s'(n) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.2.3)$$

donde s'(n) es el valor predicho basado en los valores previos de la señal s(n) y esta definido como:

$$s'(n) = \sum_{k=1}^{p} a_k s(n-k) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.2.4)$$

Sustituyendo (A.2.4) en (A.2.3)

$$e(n) = s(n) - \sum_{k=1}^{p} a_k s(n-k) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(A.2.5)$$

Los valores de a_k pueden ser obtenidos minimizando el error total cuadrático E para una trama.

$$E = \sum_{n} e^2(n) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.2.6)$$

Sustituyendo (A.2.5) en (A.2.6)

$$E = \sum_{n} \left[s(n) - \sum_{k=1}^{p} a_k s(n-k) \right]^2 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.2.7)$$

Para resolver esta ecuación, se deriva parcialmente E con respecto a cada a_k y el resultado se iguala a cero.

$$\frac{\partial E}{\partial a_k} = 0, \quad k = 1, 2, \ldots, p$$

Resultado

$$\sum_n s(n-i)s(n) = \sum_{k=1}^{p} a_k \sum_n s(n-k)s(n-i) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.2.8)$$

Si se hace la siguiente definición:

$$\phi(i,k) = \sum_n s(n-k)s(n-i)$$

La ecuación (A.2.8) puede escribirse de una forma más compacta

$$\phi(i,0) = \sum_{k=1}^{p} \phi(i,k) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.2.9)$$

Esta última ecuación describe un conjunto de p ecuaciones con p incógnitas. Y para obtener los coeficientes de predicción óptimos, se tiene que calcular $\phi(i,k)$ para $1 \le i \le p$ y $0 \le k \le p$ y resolver el conjunto de p ecuaciones simultáneas.

Existen varios métodos para calcular los coeficientes de predicción. Algunos de estos son covariancia, autocorrelación, enrejado, etc. El más utilizado es el de autocorrelación, debido a su eficiencia computacional y a su estabilidad.

Método de autocorrelación

Al definir los límites de las sumatorias de las ecuaciones anteriores se consigue expresarlas de la siguiente forma:

$$E = \sum_{n=0}^{N+p-1} e^2(n)$$

$$\phi(i,k) = \sum_{n=0}^{N-1-(i-k)} s(n-i)s(n-k) \quad 1 \le i \le p; 0 \le k \le p$$

Haciendo un cambio de variable

$$\phi(i,k) = r(i-k) = \sum_{n=0}^{N-1-(i-k)} s(n)s(n+i-k) \quad 1 \le i \le p; 0 \le k \le p$$

Como la función de autocorrelación es simétrica r(-k) = r(k), las ecuaciones LPC pueden expresar como:

$$\sum_{k=1}^{p} r(|i-k|)a_k = r(i) \quad 1 \le i \le p$$

O en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} r(o) & r(1) & \dots & r(p-1) \\ r(1) & r(2) & \dots & r(p-2) \\ \vdots & \dots & \ddots & \vdots \\ r(p-1) & r(p-2) & \dots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(1) \\ r(2) \\ \vdots \\ r(p) \end{bmatrix}$$

Esta matriz de orden pxp con los valores de autocorrelación, es una matriz Toeplitz, es decir, simétrica, con los elementos de la diagonal principal iguales, que puede resolverse eficientemente con el uso de varios procedimientos numéricos; el más eficiente es el conocido como algoritmo de Levinson Durban y cuyas ecuaciones son:

$$E^{(0)} = r(0)$$

$$ki = \frac{r(i) - \sum_{j=1}^{i-1} a_j^{(i-1)} r(i-j)}{E^{(i-1)}}$$

$$a_i^{(i)} = k_i \quad \textit{coeficiente de reflexión}$$

$$a_j^{(i)} = a_j^{(i-1)} - k_i a^{(i)}{}_{i-j} \qquad \textit{para } 1 \le j \le i-1$$

$$E^{(i)} = (1 - k_i^2)E^{(i-1)}$$

En todas las ecuaciones, i=1, 2,..., p que indica el orden en la recursión.

El análisis LPC de cada trama también envuelve un proceso de toma de decisiones, entre si el sonido es voz o no. Si un sonido se toma como voz, se usa un tren de impulsos para representarlo con un cierto período, también conocido como tono (pitch). Para determinar este período se utiliza la función de autocorrelación. Si el sonido no es voz entonces es representado como ruido blanco y se transmite con un período T = 0. El proceso antes mencionado se muestra en la figura A2.1.

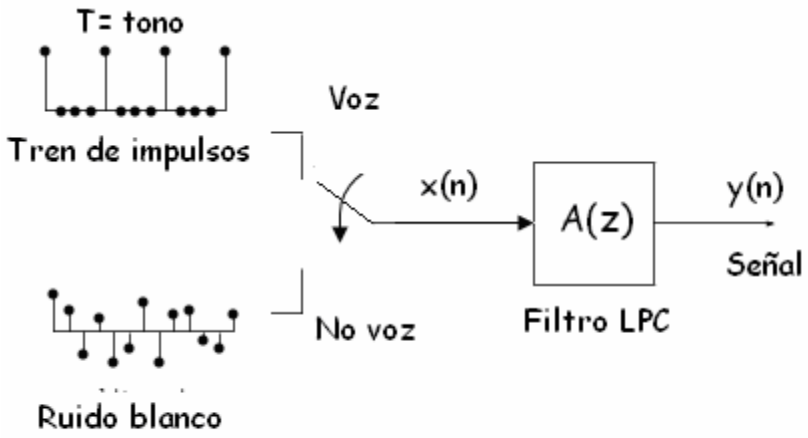


Figura A2.1 Proceso de toma de decisiones

La obtención de la frecuencia fundamental o tono (pitch), es uno de los parámetros más importantes del análisis y codificación de voz. El tono está relacionado con un conjunto de características únicas de cada persona y debe ser estimado para cada trama. Para determinar el tono se aplica la función de autocorrelación. Si se tiene una señal con un cierto período y a esa señal se le aplica esta función, la señal resultante tendrá el mismo período y se podrá obtener midiendo las distancias entre máximos.

Análisis por síntesis

El procedimiento del análisis por síntesis es básicamente una forma de búsqueda exhaustiva dentro de un conjunto de opciones para encontrar una secuencia óptima de excitación. El procedimiento del análisis de la excitación consiste en la sintetización de la voz a partir

de un conjunto de posibles parámetros de la excitación, para que de esta forma se elijan los parámetros que produzcan la voz sintetizada más similar a la voz original.

Los codificadores de voz basados en el análisis por síntesis usan la mayor parte de la información disponible en la señal de voz para mejorar la calidad y reducir la tasa de bits. Debido a esto, es de esperarse que estos codificadores no sean robustos ante la presencia de errores de bits, múltiples locutores o señales de voz. Sin embargo, el modelo del análisis por síntesis ha probado ser muy flexible y más robusto de lo que se podría esperar.

En la figura A2.2 se muestra el diagrama de bloques del procedimiento de análisis por síntesis.

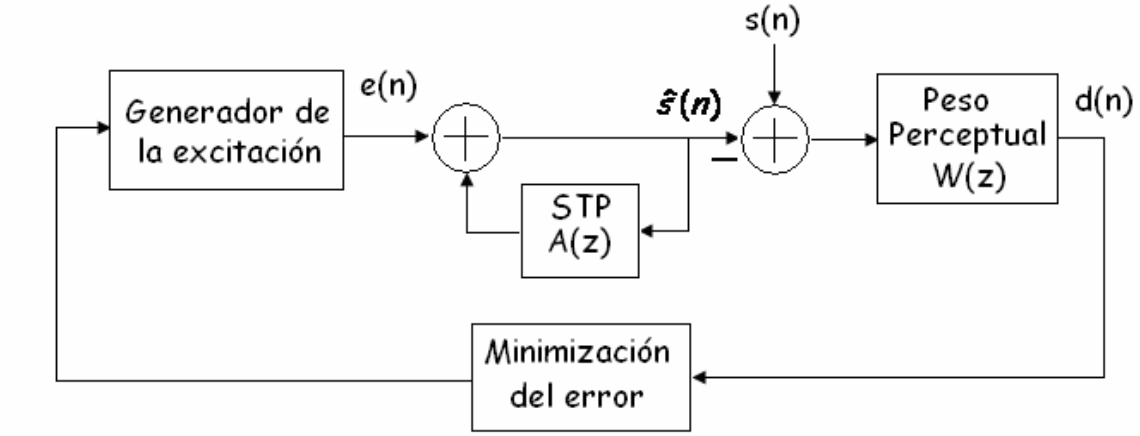


Figura A2.2 Diagrama a bloques de un codificador de voz por ánalisis de síntesis

Este modelo y por tanto todos los codificadores basados en él, poseen los siguientes componentes principales:

- Generador de excitación

El generador de la excitación es capaz de generar K secuencias diferentes de excitación, $e_K(n)$. El procedimiento de análisis genera todas las K posibles señales de voz, $\hat{s}_k(n)$, a las que se resta la señal original de voz, para calcular la energía pesada de la señal de error. El analizador debe ser por tanto capaz de realizar K operaciones de

síntesis para elegir la secuencia de excitación óptima; por esto el nombre de análisis por síntesis.

- Predicción Lineal de tiempo corto (STP)

Los parámetros del predictor en tiempo corto se obtienen mediante el análisis de predicción lineal de la voz.

- Filtro de peso perceptual

Su principal función es ayudar a enmascarar el ruido de la codificación.

- Predicción lineal de tiempo largo (LTP)

Este predictor es usado para explotar la naturaleza periódica del tono de la voz que no es tomada en cuenta por el predictor de tiempo corto.

Modelo de la excitación

El análisis por síntesis es una técnica de codificación en la que la señal de excitación es determinada por bloques. Se asume que la señal de excitación para cada bloque puede, en general, ser una combinación de diferentes componentes de excitación:

$$e(n) = \sum_{k=1}^{M} \beta_k e_k(n)$$

Donde $e_k(n)$ es la k-ésima componente de la excitación. Los componentes de la excitación pueden ser por ejemplo un pulso, una secuencia de un libro de códigos o la salida de un predictor de tono de tiempo largo. El número de componentes de excitación individuales, M, es usualmente pequeño. Un ejemplo típico es CELP, que posee dos componentes: una secuencia de un libro de códigos y un predictor de tono.

Predicción Lineal de tiempo corto

En la predicción lineal de tiempo corto, se usa el análisis LPC de orden p=10, para simular la envolvente espectral de la señal de voz original.

El filtro LPC se encuentra determinado por

$$H(z) = \frac{1}{A(z)} = \frac{1}{1 - \sum_{k=1}^{p} a_k z^{-i}}$$

En el dominio del tiempo, la voz de salida sintetizada, $\hat{s}(n)$ debida a la excitación se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$\hat{s}(n) = \sum_{k=1}^{p} a_k s(n-i) + r(n)$$

Como se ha mencionado con anterioridad, el objetivo de la predicción lineal es generar el mejor estimado de los p coeficientes lineales de forma que la voz original, s(n), pueda ser aproximada de manera adecuada por la voz sintética, $\hat{s}(n)$, mediante la excitación de entrada.

Como los p coeficientes LPC se calculan a partir de la señal de entrada mediante el algoritmo de autocorrelación explicado anteriormente, su complejidad computacional, al compararse con la generación de la excitación, es bastante baja.

Filtro de peso perceptual

Como el error entre las reconstrucciones candidatas y la señal original es la base en el criterio de selección de la excitación más apropiada, una componente importante del codificador de predicción lineal basado en el análisis por síntesis es el filtro de peso del error,

W(z), también conocido como filtro de peso perceptual, usado para distribuir la energía de la señal de error de codificación.

El filtro de peso perceptual hace uso de las propiedades de enmascaramiento del sistema auditivo humano en el dominio de la frecuencia: largos picos en el espectro de una señal pueden enmascarar tonos débiles cercanos de forma que no sean audibles.
La principal función del filtro W(z) en los sistemas de análisis por síntesis es enmascarar las señales de ruido con la señal de voz. El concepto de enmascaramiento se muestra en la figura A2.3. Un tono genera una curva de enmascaramiento que causa que otras señales que tienen una potencia menor que el tono sean imperceptibles.

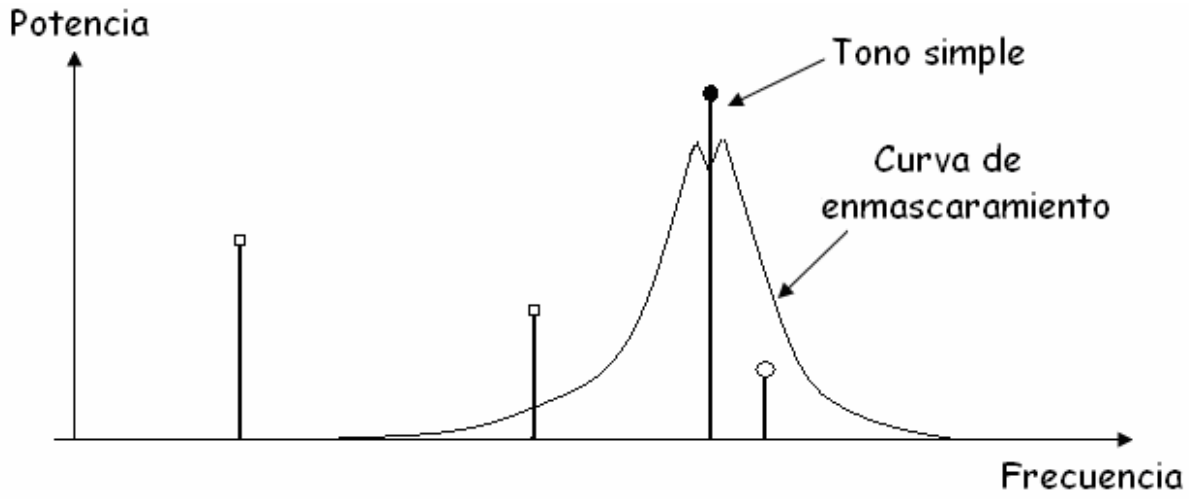


Figura A2.3 Ejemplo de un curva de enmascaramiento para un tono

El enmascaramiento es usado en los algoritmos de compresión de voz localizando regiones donde el espectro puede ser muy susceptible a distorsiones. Un ejemplo se muestra en la figura A2.4, en ella se puede ver como es la curva de enmascaramiento para las regiones con baja tolerancia a distorsión, representadas por zonas obscuras y las zonas claras corresponden a regiones con alta tolerancia a la distorsión.

La función de la curva del filtro peso perceptual es menor para las frecuencias en que el espectro de voz posee mayor amplitud y es mayor en las regiones en que el espectro de la voz es débil.

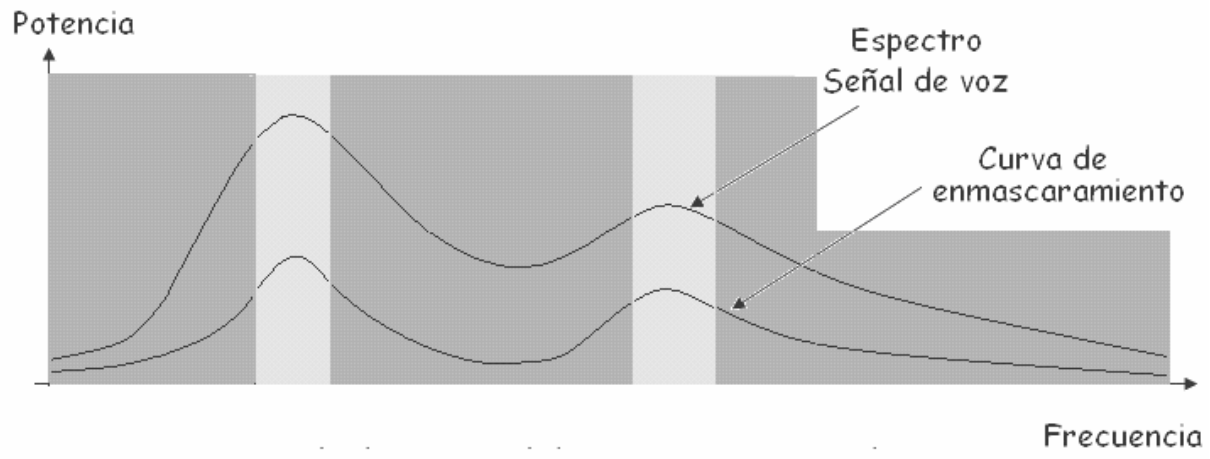


Figura A2.4 Ejemplo de una señal de voz con su curva de enmascaramiento correspondiente

Cuando el espectro del ruido tiene una cantidad de energía que es comparada con la energía que tiene el espectro de voz, el filtro enmascara al espectro de ruido de forma que se reduce el ruido percibido y por tanto se mejora la calidad de voz. Este tipo de peso del error es aplicado en varios algoritmos de codificación LPC.

Una forma simple y efectiva de encontrar el filtro de peso perceptual es derivándolo directamente del filtro LPC. El filtro LPC se adapta regularmente a la señal y su modelo describe a la envolvente del espectro de la señal. Por tanto, el filtro de peso perceptual mayormente usado es:

$$W_1(z) = \frac{A(z)}{A(z\mu^{-1})} \text{ o } W_2(z) = \frac{A(z\mu_1^{-1})}{A(z\mu_2^{-1})}$$

Donde $0 \le \mu \le 1$ o $0 \le \mu_1 \le 1$ $0 \le \mu_2 \le 1$ $\mu_1 \ge \mu_2$ son las constantes de peso y A(z) es el predictor en tiempo corto. El valor de la constante de peso μ normalmente se sitúa entre 0.8 y 0.9.

Predicción lineal de tiempo largo

En los codificadores de predicción lineal, las redundancias de tiempo corto de la señal de voz debidas al efecto acústico del filtro del tracto vocal son removidas usando un predictor de tiempo corto.

Debido a que el orden del predictor p usado en los esquemas de predicción lineal generalmente no es muy alto, únicamente se explota la correlación entre muestras cercanas de la señal en el tiempo (correlación en tiempo corto). Sin embargo, como la voz es cuasiperiódica con un período T (tono), también posee una correlación entre muestras separadas por distancias mayores (correlación en tiempo largo), lo cual no es explotado cuando el orden del predictor es pequeño. Como solución a la pérdida de efectividad en períodos largos, los parámetros LTP necesitan ser obtenidos más frecuentemente que los parámetros STP, por lo que generalmente los parámetros LTP se calculan para subtramas de 5 ms en vez de 20 ms.

Entonces, la mejor excitación para una subtrama dada debe ser parecida a la mejor excitación obtenida T muestras antes. Si se mantienen en memoria las excitaciones pasadas, es suficiente transmitir al decodificador el valor de T y una ganancia. La memoria que contiene las excitaciones pasadas es llamada Libro de Códigos Adaptables (Codebook Adaptable). La búsqueda en un libro de códigos adaptables, o bien, la predicción en tiempo largo es entonces activada con el fin de reducir la señal residual. La figura A2.5 muestra el sintetizador (decodificador) LPC con dos filtros de síntesis en cascada.

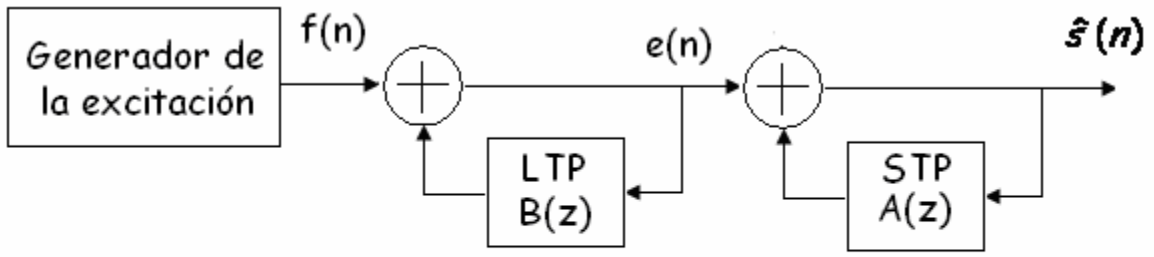


Figura A2.5 Diagrama a bloques de un decodificador LPC de análisis por síntesis con predictor de tiempo largo

El predictor en tiempo corto (STP), A(z), modela la estructura de formantes de la señal de voz. Si el filtro del tracto vocal es modelado de forma adecuada, entonces la señal residual representa

exactamente la señal de excitación global, la cual es periódica por naturaleza; su período es llamada período del tono y el predictor para este período del tono es llamado predictor en tiempo largo (LTP), B(z), o simplemente predictor del tono y por tanto se encargará de modelar la estructura armónica de la voz. La forma general del predictor en tiempo largo es:

$$B(z) = \sum_{i=N_1}^{N_2} \beta_i z^{-\gamma-i}$$

Donde β_i representa los coeficientes del predictor en tiempo largo (ganancias) y γ es el retardo del predictor de tiempo largo. El número de coeficientes se elige usualmente entre uno y tres. Típicamente se usan un predictor de primer orden de la forma $\beta z^{-\gamma}$.

El LTP puede ser considerado como una fuente de excitación cuya salida es una componente de la excitación total. La excitación total entonces puede ser expresada como

$$e(n) = \beta e(n-\gamma) + f(n)$$

donde $\beta e(n-\gamma)$ es la componente de la excitación generada por el LTP y f(n) es la suma de todas las demás componentes de la excitación. Los parámetros del LTP pueden ser obtenidos directamente a partir de la señal de voz original.

La figura A2.6 muestra como se construye el conjunto de búsqueda LTP después de cada trama de análisis. Esta estructura es el libro de códigos adaptables. Si el período del tono es menor que la longitud de la trama, la sección considerada de la excitación pasada no tendrá la longitud suficiente; en este caso, los últimos valores γ de la excitación pasada son repetidos periódicamente, hasta que se iguale la longitud de la trama.

Este conjunto de búsqueda corresponde a la memoria del LTP y cada conjunto está formado por secuencias de N muestras comenzando en la muestra n=-γ.

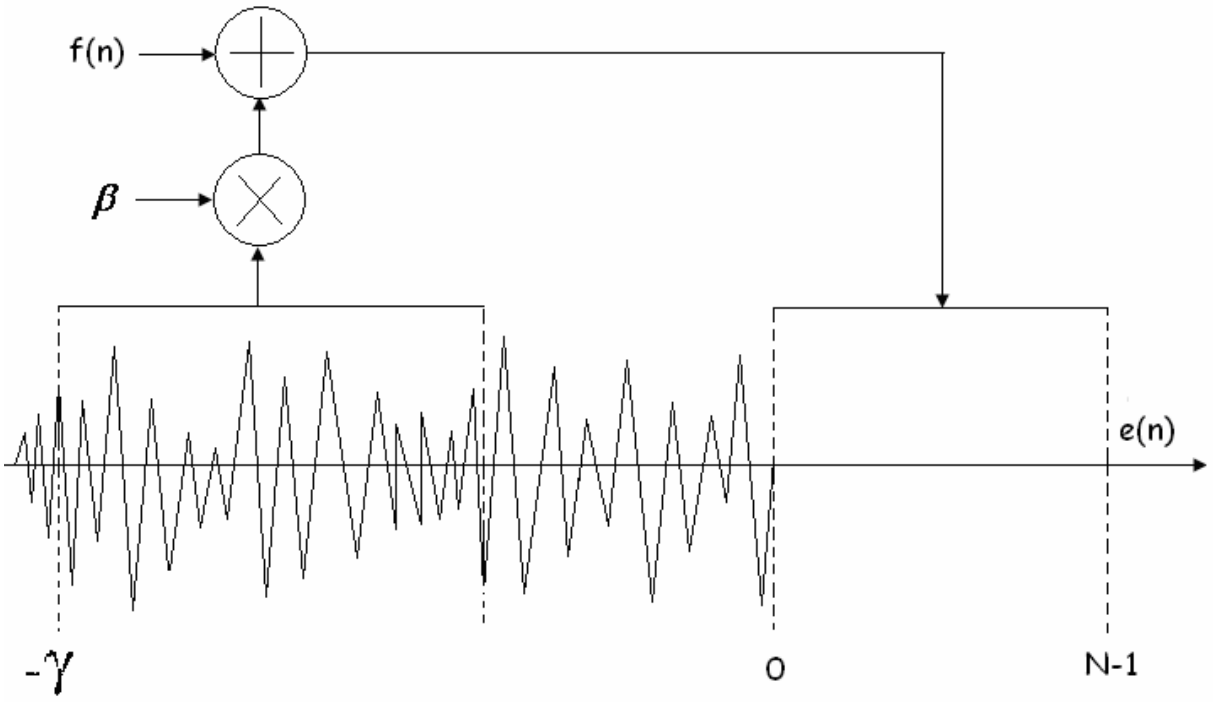


Figura A2.6 Construcción del conjunto de búsqueda para LTP

- **Libros de códigos adaptables**

El contenido de éste libro de códigos cambia de una trama a otra y depende de la señal de voz que será codificada, por lo que no es conocido a priori. Usualmente, T se calcula con una precisión igual a una fracción del intervalo de muestreo y generalmente se obtiene en dos pasos.

El primero es el método clásico de estimación del tono (autocorrelación). El segundo es la búsqueda en el libro de códigos adaptables, que realiza una búsqueda mediante el procedimiento del análisis por síntesis, para mejorar los resultados obtenidos en el primer paso.

- **Libro de códigos fijo o estocástico**

Una vez realizado el análisis LPC y la predicción del tono, la señal residual se vuelve aperiódica; la forma de estas señales es aleatoria y aunque carece de información sobre la voz, no se puede pasar por alto ya que en su ausencia la voz sonará artificial.
Es por esto que el modelo de excitación por código usa uno o más libros de códigos fijos relativamente grandes formados por secuencias de códigos, conocidas como codewords.

Los libros de códigos fijos se encuentran presentes tanto en el codificador como en el decodificador y son conocidos a priori, ya que están estandarizados para las aplicaciones en telecomunicaciones.

Cuantización vectorial (VQ)

La cuantización vectorial (VQ) consiste en cuantizar de manera conjunta k valores en un solo vector. Si los elementos del vector se encuentran correlacionados, el número de bits requeridos para representarlos se reduce con respecto a la cuantización escalar.

EL diagrama a bloques de un cuantizador vectorial se encuentra en la figura A2.7. El libro Y contiene un número K de vectores de código y_i de dimensión N: $y_i = [y_{i1}, y_{i2}, \ldots, y_{iN}]$. Cada vector de código es representado de forma única por su índice.

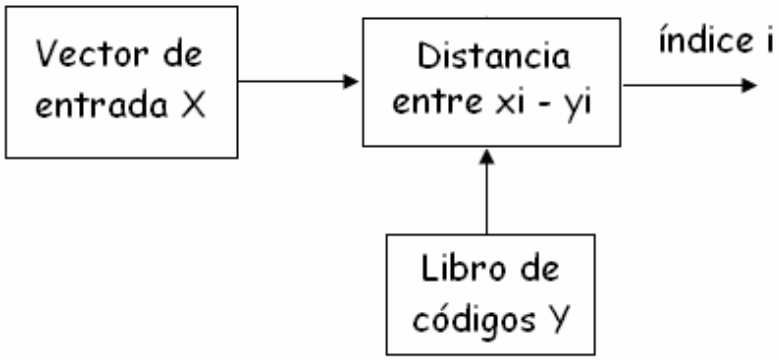


Figura A2.7 Diagrama a bloques de un cuantizador vectorial simple

El vector de entrada de N dimensiones X = [x1, x2, …, xN] es cuantizado vectorialmente, encontrando el vector más similar en el libro de códigos y representándolo por el índice de dicho vector. El vector más similar es aquél que minimice alguna medida de distorsión, tal como el error cuadrático medio.

El número de vectores de código K debe ser lo suficientemente grande de forma que sea posible sustituir cada posible vector de entrada por su vector de códigos más similar sin introducir un error excesivo. Sin embargo, K debe ser limitado para no incrementar excesivamente la complejidad computacional de la búsqueda ni la tasa de transmisión.

La mayor desventaja de la VQ es su alto costo computacional. Comparada con la cuantización escalar, la principal complejidad adicional de la VQ radica en la búsqueda del libro de códigos. En una búsqueda completa del libro de códigos, el vector de entrada es comparado con cada uno de los K vectores del libro de códigos, requiriendo K cálculos de distancia computacionalmente costosos.

En la práctica, los sistemas VQ utilizan técnicas subóptimas de búsqueda que reducen los cálculos necesarios sacrificando el funcionamiento del sistema.

En los codificadores CELP, VQ es usada para la cuantización de la señal de excitación y algunas veces también para modelar la correlación de tiempo largo de la señal de voz (tono) mediante la búsqueda en el libro de códigos adaptables.

Generalmente VQ requiere 21-26 bits por trama. Sin embargo, a veces se prefiere la cuantización escalar debido a su menor costo computacional, mayor robustez contra variaciones de locutores y ambientes y puede ser protegida de forma más eficiente contra errores de canal.

CELP

El modelo de predicción lineal de excitación por código (CELP) es muy efectivo en el modelado de la excitación con un número muy pequeño de parámetros. CELP es una codificación muy compleja, que requiere 500 millones de operaciones por segundo y entrega una elevada calidad, con tasas de bits por debajo de 16 Kbps lo cual es ideal para codificar voz. CELP se refiere a una popular familia de algoritmos de codificación de voz que combinan el análisis por síntesis basado en LPC y la cuantización vectorial.

A continuación se presentan los pasos básicos de la codificación CELP.

1. Análisis LPC de las tramas de la voz original para determinar los coeficientes del filtro.
2. Determinación del período fundamental o tono.
3. Adaptación del filtro de peso perceptual a la información LPC actual.
4. Generación de un filtro perceptualmente pesado de síntesis que consiste en un filtro de síntesis LPC, especificado por los parámetros cuantizados del paso 1.
5. Búsqueda en el libro de códigos adaptable (LTP) para encontrar la excitación periódica más adecuada, esto es, cuando el filtro perceptualmente pesado de síntesis es conducido por el mejor vector del libro de códigos adaptable, produciendo una señal de salida diferencia obtenida en el paso 4.
6. Búsqueda en uno o más libros de códigos fijos para encontrar los vectores de excitación más adecuados que se suman con la mejor excitación periódica obtenida en el paso 5.

En la figura A2.8 se muestra el diagrama a bloques de un analizador CELP.

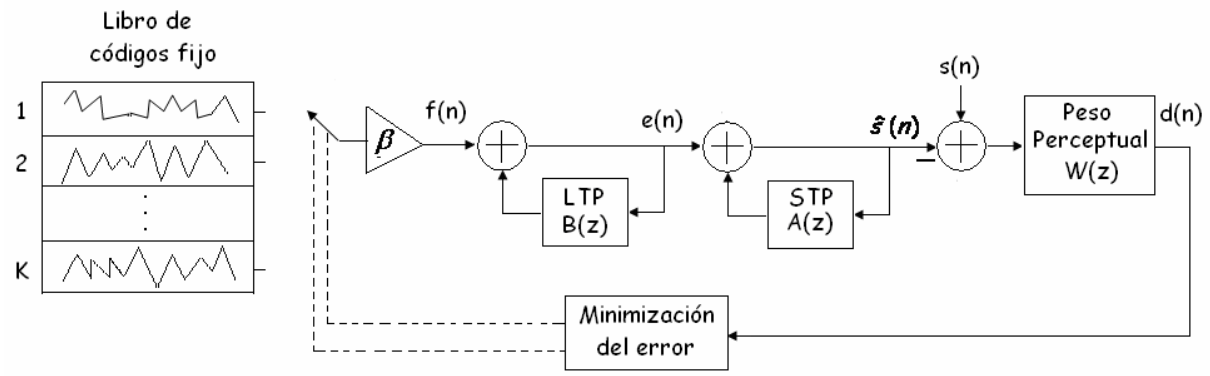


Figura A2.8 Diagrama a bloques de un codificador CELP

Modelo de excitación. Libro de Códigos

La señal de excitación es construida al sumar las salidas de un número pequeño de libros de códigos. Típicamente se utilizan de uno a tres libros de códigos que contienen secuencias de la misma duración que la trama. Los libros de códigos usados en el codificador y en el decodificador deben ser los mismos. Los tipos de libros de códigos más comúnmente usados son los libros adaptables y fijos.

En el decodificador la señal de excitación es usada para conducir el filtro de síntesis que modela los efectos del tracto vocal para producir la señal de voz reconstruida $\hat{s}(n)$. La figura A2.9 muestra el diagrama de bloques de un decodificador CELP.

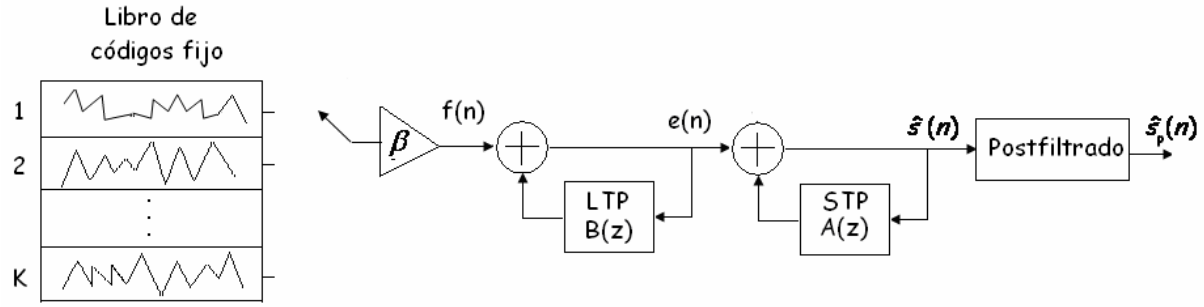


Figura A2.9 Diagrama a bloques de un decodificador CELP

El decodificador recibe entonces de dos a tres tipos de parámetros del codificador:

- Los parámetros de la excitación para cada libro de códigos:

a) El índice (código) del vector en el libro de códigos.
b) La ganancia que será aplicada al vector seleccionado.

- Los parámetros espectrales, a partir de los cuales se obtienen los coeficientes del filtro de síntesis.

La principal desventaja de la excitación por código es el alto costo computacional del proceso de búsqueda. La mayor parte de la carga computacional en CELP proviene de la búsqueda exhaustiva en los libros de códigos mediante la síntesis de cada una de las secuencias candidatas. Para un libro de códigos de 1024 palabras de longitud 40 se requerirían cerca de 500 millones de operaciones multiplicación-suma por segundo. Por lo anterior se han propuesto varios procedimientos para una búsqueda eficiente del libro de códigos, algunos de ellos obtienen secuencias óptimas ahorrando hasta un orden de magnitud de cálculos computacionales.

Postfiltrado

Es común utilizar en el decodificador CELP un postfiltro adaptable para mejorar la calidad de la voz sintetizada, este filtro atenúa el ruido de codificación en las regiones perceptualmente sensibles del espectro. La idea del postfiltrado es reforzar los picos de las formantes del espectro de la señal reconstruida con respecto a los valles donde se encuentra presente la mayor cantidad de ruido audible, haciendo que la voz reconstruida sea más clara. El postfiltrado aumenta la calidad subjetiva sin aumentar la tasa de bits.

Dado el filtro de síntesis 1/A(z) la función de transferencia del postfiltro es de la forma:

$$H(z) = \frac{A(z\mu_1^{-1})}{A(z\mu_2^{-1})}$$

El postfiltro del decodificador y el filtro de peso perceptual del codificador pueden parecer funcionalmente idénticos. El filtro de peso, sin embargo, influye en la selección de la mejor excitación, mientras que el postfiltro (aplicado únicamente en el decodificador) modela el espectro de la señal sintetizada de forma que sea lo más similar posible al espectro de la voz original, tratando de esconder los efectos de la cuantización tras la formantes de la señal de voz; por lo que un diseño apropiado del mismo reduce la cantidad de ruido audible.

VSELP

Motorola fue responsable del diseño y desarrollo del algoritmo VSELP. Éste es un tipo de algoritmo CELP que codifica a 7.950 bps, utilizando un adicional de 5.050 bps para control de errores y sincronización de tramas, lo que da como resultado una tasa total de transmisión de 13 Kbps.

Este algoritmo es una variación del CELP, la diferencia radica en la forma y estructura de los libros de códigos. El diagrama a bloques para el algoritmo VSELP se muestra en la figura A2.10.

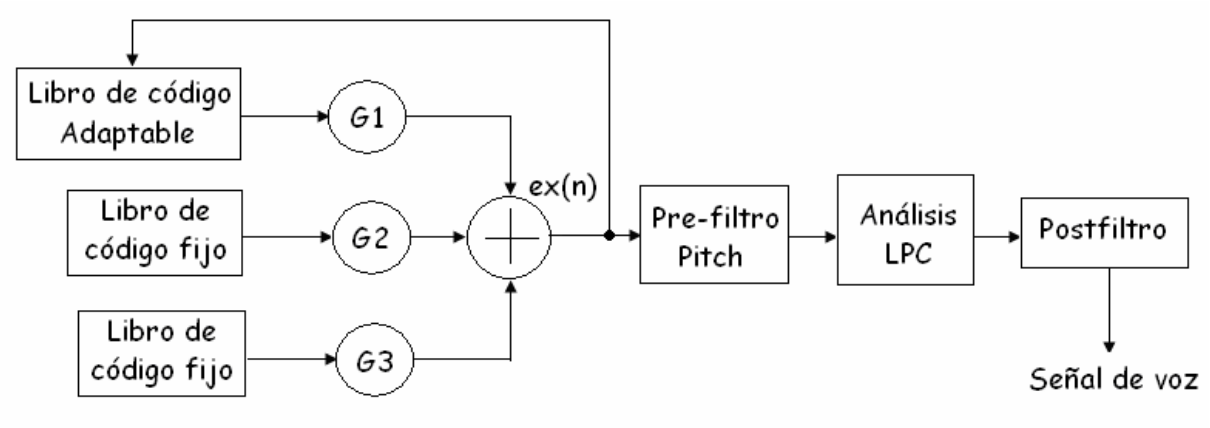


Figura A2.10 Diagrama a bloques de un codificador VSELP

El codificador/decodificador VSELP utiliza hasta un total de tres fuentes de excitación. La primera es la correspondiente al libro de códigos adaptable igual que en CELP. Las dos restantes corresponden

a las seleccionadas de los dos libros de códigos fijos, que forman un conjunto de vectores base para generar un espacio de "vectores candidatos". Cada uno de los libros de códigos fijos tiene un conjunto de códigos de 128 vectores. Los libros de códigos en VSELP, son muy robustos frente a posibles errores.

Estas tres fuentes de excitación se multiplican por sus correspondientes ganancias y el resultado se suma, dando la secuencia combinada de excitación ex(n). Después, se utiliza el resultado ex(n) para actualizar el libro de código adaptable. El filtro LPC es de décimo orden y los coeficientes LPC se codifican una vez por cada trama de 20 ms y los parámetros de excitación se actualizan cada 5 ms. Finalmente, el post-filtro espectral sirve para mejorar la calidad de la señal sintetizada.

Apéndice 3

Modulación

La modulación es un proceso mediante el cual la señal de información modifica las características de una senoide de alta frecuencia llamada portadora. Para llegar a su destino, esta senoide modulada puede viajar en forma de campo electromagnético o en forma de corriente eléctrica. La utilidad de la modulación radica en que éste proceso implica una traslación de frecuencia a rangos espectrales mayores, lo cual facilita la multicanalización y la radiación.

En la modulación, las técnicas se clasifican de acuerdo a la modificación de uno de los tres parámetros de la portadora: amplitud, frecuencia o fase. A continuación se explicaran las principales técnicas de modulación con información en formato digital.

ASK (Amplitude Shift Keying)

En modulación ASK, la amplitud de una señal portadora cambia entre dos o más valores posibles de acuerdo a la forma de onda moduladora.

La expresión general para la onda ASK es:

$$S_i(t) = A_i(t)\cos(\omega_c t + \phi) \quad i = 1, 2, \ldots, M \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (A.3.1)$$

En donde $A_i(t)$ representa la amplitud variante en el tiempo, ω_c y ϕ representan la frecuencia angular y la fase de la portadora respectivamente los cuales son valores constantes, M indica la codificación multinivel que depende del número de bits (ℓ) que utiliza el modulador para producir una de las formas de onda disponibles del conjunto $M = 2^{\ell}$

En el caso binario, en donde ℓ=1, se pueden obtener dos niveles de amplitud y si uno de esos niveles es cero se le llama OOK (On-Off

Keying) a la modulación ASK. En la figura A3.1 se muestra un ejemplo de esta modulación.

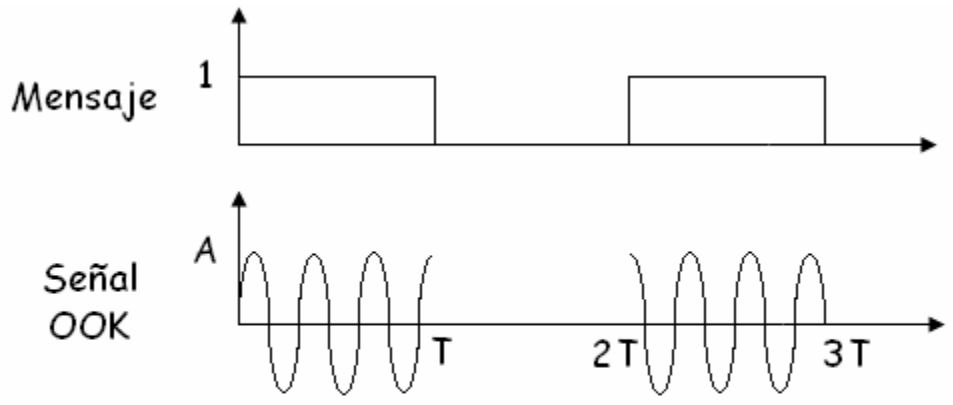


Figura A3.1 Modulación OOK

FSK (Frequency Shift Keying)

La expresión general para la modulación FSK es:

$$S_i(t) = A\cos(\omega_i t + \phi) \quad para\ i = 1,2,\ldots,M \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (A.3.2)$$

Como se puede observar, la portadora consiste de una señal senoidal donde $S_i(t)$ es el valor instantáneo de la forma de onda, A es la amplitud de la señal, ω_i es la frecuencia angular de la forma de onda y ϕ es el cambio de fase.

Para el caso más sencillo M=2 se obtiene BFSK (Binary Frequency Shift Keying):

$$S_1(t) = A\cos(\omega_1 t + \phi) \quad representa\ "0"$$
$$S_2(t) = A\cos(\omega_2 t + \phi) \quad representa\ "1"$$

La señal $S_1(t)$, representa por ejemplo al dígito binario "0", mientras que $S_2(t)$ al dígito "1" tal y como se muestra en la figura A3.2

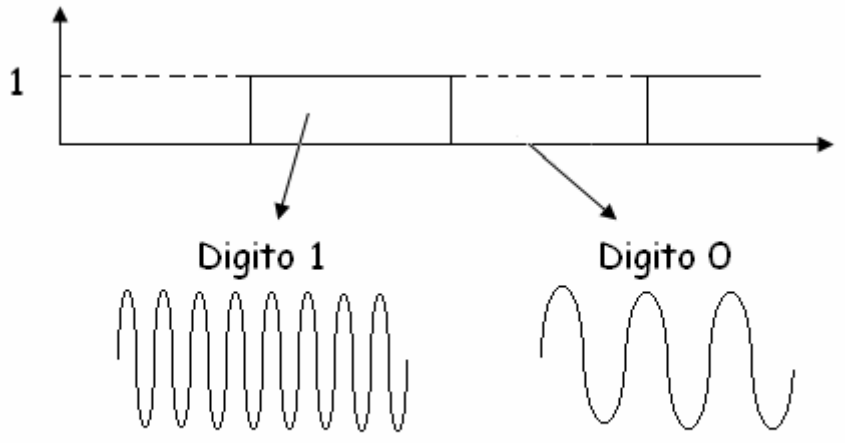


Figura A3.2 Modulación FSK

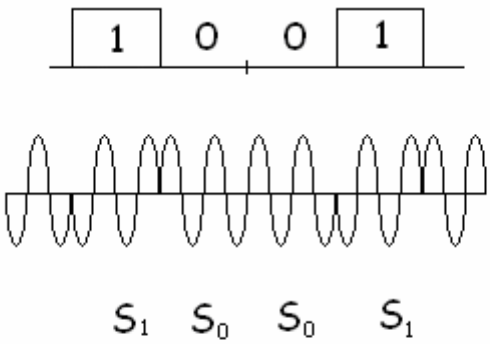
PSK (Phase Shift Keying)

Es el tipo de modulación en el que la fase de la señal portadora se alterna entre 2 o más valores de acuerdo con la señal digital a transmitir, la expresión general de una señal PSK es:

$$S_i(t) = A\cos(\omega_o t + \phi_i(t)) \quad para\ i = 1, 2, \ldots, M \ldots\ldots \quad (A.3.3)$$

Para el caso más simple de una señal binaria, el número de niveles M=2, la modulación recibe el nombre de BPSK (Binary Phase Shift Keying) y en su forma más sencilla, como se muestra en la figura A3.3, la señal de datos al efectuarse la modulación desplaza la fase de la portador en uno de los dos estados que son 0 y π.

La modulación PSK representa un rendimiento superior que el resto de las modulaciones ya que requiere menos potencia transmitida para una probabilidad de error dada, pero tiene la desventaja de la necesidad de detección sincrónica porque la información está en la fase y en los sistemas de recuperación de la portadora son más complejos.



Siendo: $S_0(t)=A\,sen w_c t$ y $S_1(t)=-A\,sen w_c t$

Figura A3.3 Señal BPSK

La modulación multinivel permite manejar altas razones de datos dentro de restricciones de ancho de banda fijas, un ejemplo de este tipo de modulación es la MPSK, en este caso se utiliza el conjunto de M señales derivado de la siguiente ecuación.

$$S_i(t) = A\cos(\omega_o t + \phi_i(t))$$
$$\phi_i(t) = \frac{2\pi(i-1)}{M}$$
$$i = 1, 2, \ldots, M \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (A.3.4)$$

Comparada con la modulación BPSK el uso de MPSK requiere de equipo más complejo y por ende más costoso para la generación y detección de señales incluyendo el de recuperación.

Para el caso particular en que M=4 se tiene la modulación QPSK. En esta modulación, durante cada intervalo de símbolo se transmite una de cuatro posibles ondas de señal con corrimientos de fase 0°, 90°, 180° y 270° y la detección comprende dos receptores BPSK o correladores en paralelo uno para cada portadora en cuadratura ya que la señal QPSK puede verse como la suma de dos señales BPSK. A continuación se muestra en la figura A3.4 un ejemplo de un modulador QPSK en su forma más simple.

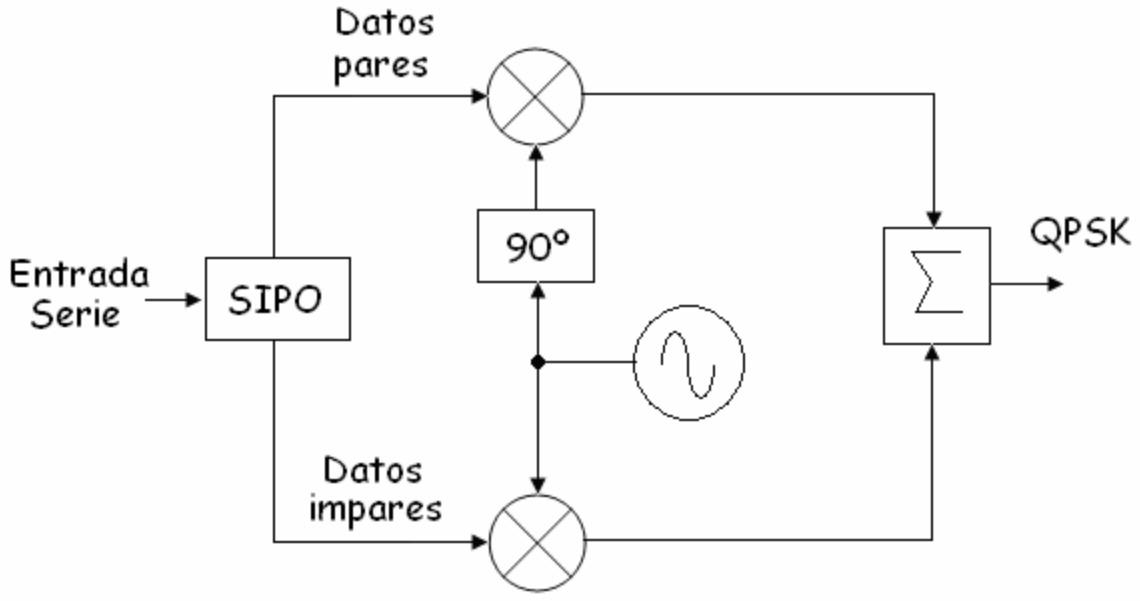


Figura A3.4 Modulador QPSK

La modulación QPSK debe mantener una envolvente constante dejando que la información sea conducida por la fase. Algunos sistemas utilizan un retraso de un bit (T_b) en la corriente de datos de cuadratura antes de la modulación; con ese retraso las transiciones de fase en los mezcladores de frecuencia se separan por T_b= T/2 segundos, a esos sistemas se les conoce como QPSK de conmutación compensada (OQPSK).

DPSK (Diffential Phase Shift Keying)

En PSK, el receptor utiliza una señal de referencia y la compara con la señal entrante en un esquema de detección coherente para reconstruir los datos. La generación de esta señal de referencia representa un problema en el receptor dado que tiene que mantenerse sincronizado con el transmisor continuamente.

Para evitar este problema de sincronización se utiliza una modificación del PSK conocida como DPSK, para la cual se utiliza una señal binaria llamada NRZ-M (No Return to Zero Mark) en la que un uno lógico implica cambio de nivel y un cero lógico implica conservar el nivel anterior. Esto se puede apreciar en la figura A3.5, en la que se

ha representado el reloj, la señal binaria original (NRZ-L), la señal binaria diferencial (NRZ-M) y la señal modulada en fase (DPSK).

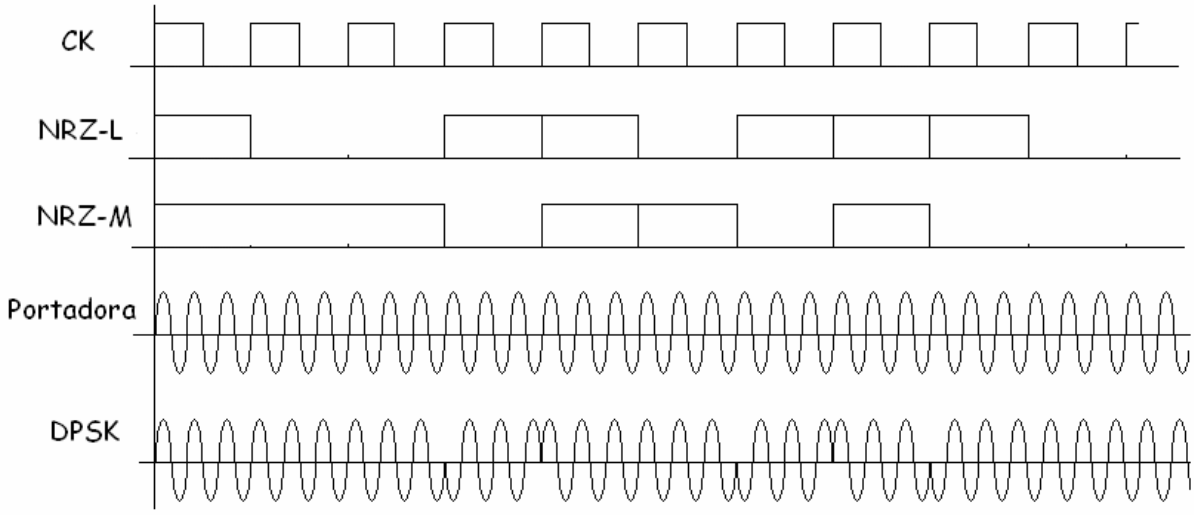


Figura A3.5 Modulación DPSK

Con DPSK la fase de la portadora de la forma de onda en el intervalo previo puede ser usada como referencia para la demodulación, de esta forma, la señal de referencia es una versión retardada de la señal recibida. La figura A3.6 muestra el diagrama a bloques para la detección DPSK.

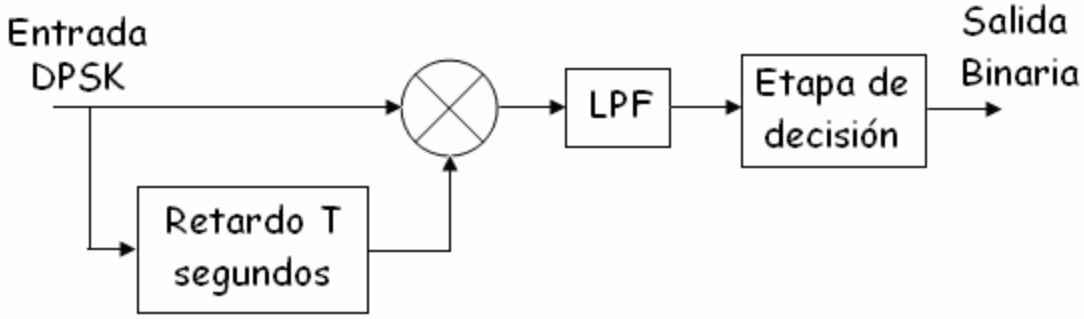


Figura A3.6 Diagrama a bloques de un detector DPSK

MSK (Minimum Shift Keying)

En la detección coherente de una señal FSK, no se explota por completo la información de fase contenida en la señal que se recibe, más que para proporcionar la sincronización entre el receptor y el transmisor. A continuación se demostrara que mediante el uso

adecuado de la fase cuando se realiza la detección es posible mejorar considerablemente el desempeño del receptor ante el ruido; sin embargo, esta mejora se logra a costa de una mayor complejidad del receptor.

Considere una señal la cual esta definida para el intervalo $0 \leq t \leq T_b$ del modo siguiente:

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{\dfrac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_1 t + \theta(0)] & \textit{para el símbolo } 1 \\ \sqrt{\dfrac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_2 t + \theta(0)] & \textit{para el símbolo } 0 \end{cases} \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots(A.3.5)$$

donde E_b es la energía por bit de la señal transmitida y T_b es la duración de bit. La fase θ(0), que denota el valor de la fase en el tiempo t=0, resume la historia del proceso de modulación hasta el tiempo t=0. Las frecuencias f_1 y f_2 se envían en respuesta a los símbolos binarios 1 y 0 que aparecen a la entrada del modulador, respectivamente.

Otra manera útil de representar la señal s(t) consiste en expresarle en la forma convencional de una señal modulada en ángulo de la manera siguiente:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.3.6)$$

Donde θ(t) es la fase de s(t). Cuando la fase θ(t) es una función continua del tiempo, encontramos que la propia señal modulada s(t) es también continua todo el tiempo, incluso en los tiempo de conmutación de interbit. La fase θ(t) aumenta o disminuye linealmente con el tiempo durante cada duración de bit T_b segundos, de acuerdo con :

$$\theta(t) = \theta(0) \pm \frac{\pi h}{T_b} t, \quad 0 \le t \le T_b \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (A.3.7)$$

Donde el signo más corresponde a enviar el símbolo 1 y el signo menos al símbolo 0; el parámetro h se va a definir más adelante. Mediante la sustitución de la ecuación (A.3.7) en la (A.3.6):

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos\left[2\pi f_c t + \theta(0) \pm \frac{\pi h}{T_b} t\right] \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (A.3.8)$$

Si posteriormente comparamos el ángulo de la función con el de la ecuación (A.3.5), obtenemos el siguiente par de relaciones:

$$f_c + \frac{h}{2T_b} = f_1 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.3.9)$$

$$f_c - \frac{h}{2T_b} = f_2 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.3.10)$$

Resolviendo las ecuaciones (A.3.9) y (A.3.10) para f_c y h se tiene:

$$f_c = \frac{1}{2}(f_1 + f_2) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.3.11)$$

$$h = T_b(f_1 - f_2) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.3.12)$$

La frecuencia nominal fc de la portadora es entonces la media aritmética de las frecuencias f_1 y f_2. La diferencia entre las frecuencias f_1 y f_2 normalizada con respecto a la tasa de bit $1/T_b$ define el parámetro adimensional h, el cual se conoce como la razón de la desviación.

En la ecuación (A.3.7) encontramos que en el tiempo $t = T_b$

$$\theta(Tb) - \theta(0) = \begin{cases} \pi h & \textit{para el símbolo } 1 \\ -\pi h & \textit{para el símbolo } 0 \end{cases} \quad \ldots\ldots (A.3.13)$$

Enviar el símbolo 1 aumenta la fase la de la señal s(t) en πh radianes, en tanto que enviar el símbolo 0 la reduce en igual cantidad.

La duración de la fase θ(t) con el tiempo t sigue una trayectoria que consiste en una secuencia de líneas rectas, cuyas pendientes representan cambios de frecuencia. La figura A3.7 describe todas las trayectorias posibles empezando desde el tiempo t=0 y se conoce como árbol de fase. El árbol aclara las transiciones de fase a través de fronteras de intervalo de la secuencia de bits de datos entrante. Además es evidente, de la figura A3.7, que la fase de la señal s(t) es un múltiplo impar o par de πh radianes en múltiplos impares o pares de la duración de bits T_b, respectivamente.

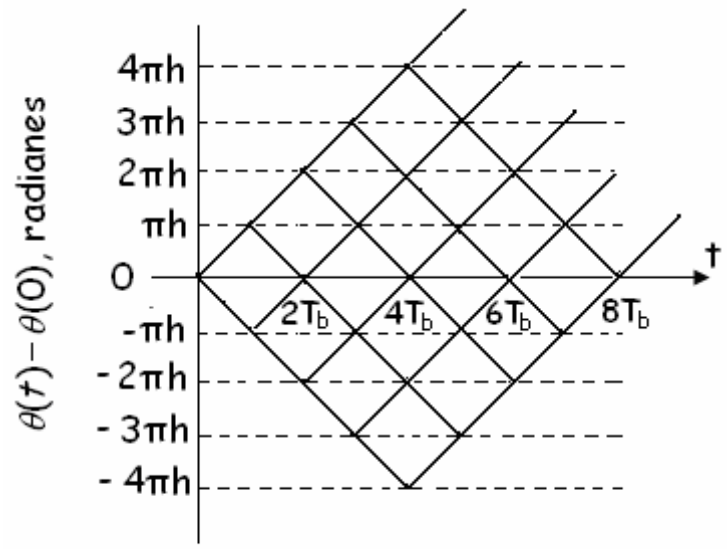


Figura A3.7 Árbol de fase

Cuando a la razón de desviación se le asigna el valor especial de $\frac{1}{2}$, descubrimos que la fase puede tener sólo los dos valores ±π/2 en múltiplos impares de Tb y únicamente los dos valores 0 y π en múltiplos pares de Tb como en ilustra en la figura A3.8. Esta segunda gráfica recibe el nombre de enramado de fase. Cada trayectoria de izquierda a derecha a través del enramado de la figura A3.8 corresponde a una entrada de secuencia binaria específica. Por ejemplo, la trayectoria que se presenta remarcada en negro corresponde a la secuencia 1101000 con θ(0)=0.

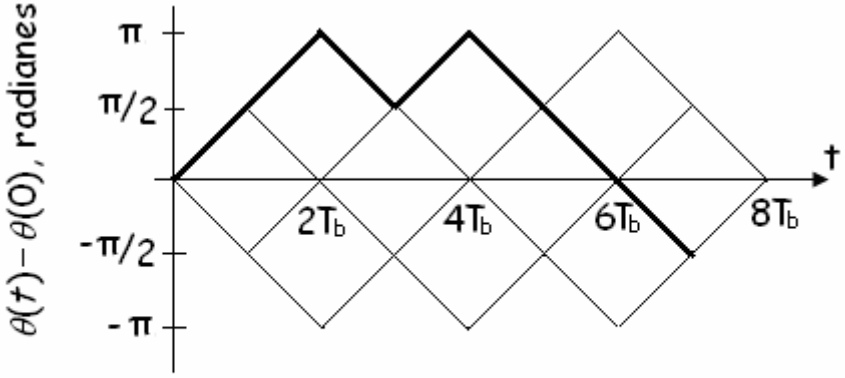


Figura A3.8 Enramado de fase; la trayectoria representa acentuada la secuencia 1101000

Con h=1/2 encontramos, de acuerdo con la ecuación (A.3.12), que la desviación de frecuencia (la diferencia entre las dos frecuencias de transmisión de señales f1 y f2) es igual a la mitad de la velocidad de bit. Este es el espaciamiento de frecuencia mínimo que permite que las dos señales FSK que representan 1 y 0 sean ortogonales en el sentido de que no interfieren entre sí en el proceso de detección. Por esta causa es que una señal s(t) con una razón de desviación de un medio suele llamársele señal MSK.

Mediante el uso de una identidad trigonométrica la ecuación (A.3.6) se puede representar en términos de sus componentes en fase y en cuadratura del siguiente modo:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos[\theta(t)]\cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}sen[\theta(t)]sen(2\pi f_c t) \;\ldots\ldots\; (A.3.14)$$

Considere primero la componente en fase $\sqrt{2E_b / T_b}\cos[\theta(t)]$. Con la razón de desviación h=1/2 tenemos de la ecuación (A.3.7) que:

$$\theta(t) = \theta(0) \pm \frac{\pi}{2T_b}t, \quad 0 \le t \le T_b \quad \ldots\ldots\ldots\ldots \; (A.3.15)$$

Donde el signo más corresponde al símbolo 1 y el signo menos al símbolo 0. Un resultado similar se cumple para θ(t) en el intervalo $-T_b \leq t \leq 0$, salvo porque el signo algebraico no es necesariamente el mismo en ambos intervalos. Puesto que la fase θ(0) es 0 o π, dependiendo de la historia del proceso de modulación, encontramos que en el intervalo $-T_b \leq t \leq T_b$, la polaridad de cos[θ(t)] depende exclusivamente de θ(0), independientemente de la secuencia de unos o ceros transmitida antes o después de t=0. De ese modo, para este intervalo, la componente en fase $S_1(t)$ consistente de un pulso coseno de medio ciclo se define de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} s_I(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos[\theta(t)] \\ &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos[\theta(0)]\cos\left(\frac{\pi}{2T_b}t\right) \\ &= \pm\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos\left(\frac{\pi}{2T_b}\right) \qquad -T_b \leq t \leq T_b \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.3.16) \end{aligned}$$

Donde el signo más corresponde a θ(0) = 0 y el sigo menos a θ(0) = π.

De manera similar podemos demostrar que en el intervalo $0 \leq t \leq 2T_b$ la componente en cuadratura $S_Q(t)$ consiste en un pulso de medio ciclo, cuya polaridad depende sólo de $\theta(T_b)$ como se indica:

$$\begin{aligned} s_Q(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}sen[\theta(t)] \quad \ldots\ldots\ldots(A.3.14) \\ &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}sen[\theta(T_b)]sen\left(\frac{\pi}{2T_b}t\right) \\ &= \pm\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}sen\left(\frac{\pi}{2T_b}\right) \qquad 0 \leq t \leq 2T_b \quad \ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.3.17) \end{aligned}$$

Donde el signo más corresponde a $\theta(T_b) = \pi/2$ y el signo menos $\theta(T_b) = -\pi/2$.

De acuerdo con la explicación anterior y en vista de que los estados de fase $\theta(0)$ y $\theta(T_b)$ pueden asumir uno de dos valores posibles, es viable que surja una de cuatro posibilidades como se describe a continuación:

- La fase $\theta(0) = 0$ y $\theta(T_b) = \pi/2$ correspondiendo a la transmisión del símbolo 1.
- $\theta(0) = \pi$ y $\theta(T_b) = \pi/2$ correspondiendo a la transmisión del símbolo 0.
- $\theta(0) = \pi$ y $\theta(T_b) = -\pi/2$ (o de manera equivalente $3\pi/2$), corresponde a la transmisión del símbolo 1.
- $\theta(0) = 0$ y $\theta(T_b) = -\pi/2$ corresponde a la transmisión del símbolo 0.

Esto significa que la propia señal MSK puede tomar cualquiera de las cuatro formas posibles, dependiendo de los valores de $\theta(0)$ y $\theta(T_b)$.

De acuerdo con la expansión de la ecuación (A.3.14) deducimos que las funciones básicas ortonormales $\varphi_1(t)$ y $\varphi_2(t)$ para MSK se definen mediante un par de portadoras en cuadratura moduladas senoidalmente:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}}\cos\left(\frac{\pi}{2T_b}\right)\cos(2\pi f_c t), \quad 0 \le t \le T_b \quad \ldots\ldots \quad (A.3.18)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}}\cos\left(\frac{\pi}{2T_b}\right)\cos(2\pi f_c t), \quad 0 \le t \le T_b \quad \ldots\ldots \quad (A.3.19)$$

De modo correspondiente, podemos expresar la señal MSK en la forma expandida:

$$s(t) = S_1\phi_1(t) + S_2\phi_2(t), \quad 0 \le t \le T_b \quad \ldots\ldots\ldots \quad (A.3.20)$$

Donde los coeficiente S1 y S2 se relacionan con los estado de fase θ(0) y θ(T_b), respectivamente. Para evaluar S_1 integramos el producto $s(t)\phi_1(t)$ entre los límites –T_b y T_b como se indica:

$$S_1 = \int_{-Tb}^{Tb} s(t)\phi_1(t)dt$$
$$= \sqrt{E_b}\cos[\theta(0)] \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.3.21)$$

De modo similar, para evaluar S_2 integramos el producto $s(t)\phi_2(t)$ entre los límites 0 y 2T_b indicado como:

$$S_2 = \int_{0}^{2Tb} s(t)\phi_2(t)dt$$
$$= \sqrt{E_b}\,sen[\theta(T_b)] \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (A.3.22)$$

Adviértase que en las ecuaciones (A.321) y (A.3.22):

- Ambas integrales se evalúan en un intervalo de tiempo igual al doble de la duración de bit.
- Tanto el límite superior como el inferior de la integración del producto que se emplean para evaluar el coeficiente S_1 se corren en una duración de bit T_b con respecto aquellos que se utilizan para evaluar el coeficiente S_2.
- El intervalo de tiempo $0 \leq t \leq T_b$, para el cual se definen los estados de fase θ(0) y θ(T_b) es común para ambas integrales.

Por tanto, la constelación de señales para una señal MSK es bidimensional con cuatro puntos de mensajes posibles como se ilustra en la figura A3.10. Las coordenadas de los puntos de mensaje son las siguiente en un dirección contraria a la de las manecillas del reloj: $(+\sqrt{E_b}, +\sqrt{E_b})$,$(-\sqrt{E_b}, +\sqrt{E_b})$,$(-\sqrt{E_b}, -\sqrt{E_b})$,$(+\sqrt{E_b} \; -\sqrt{E_b})$. Los valores posibles de θ(0) y θ(T_b), correspondientes a estos cuatro puntos de mensaje, se incluyen también en la figura A3.9.

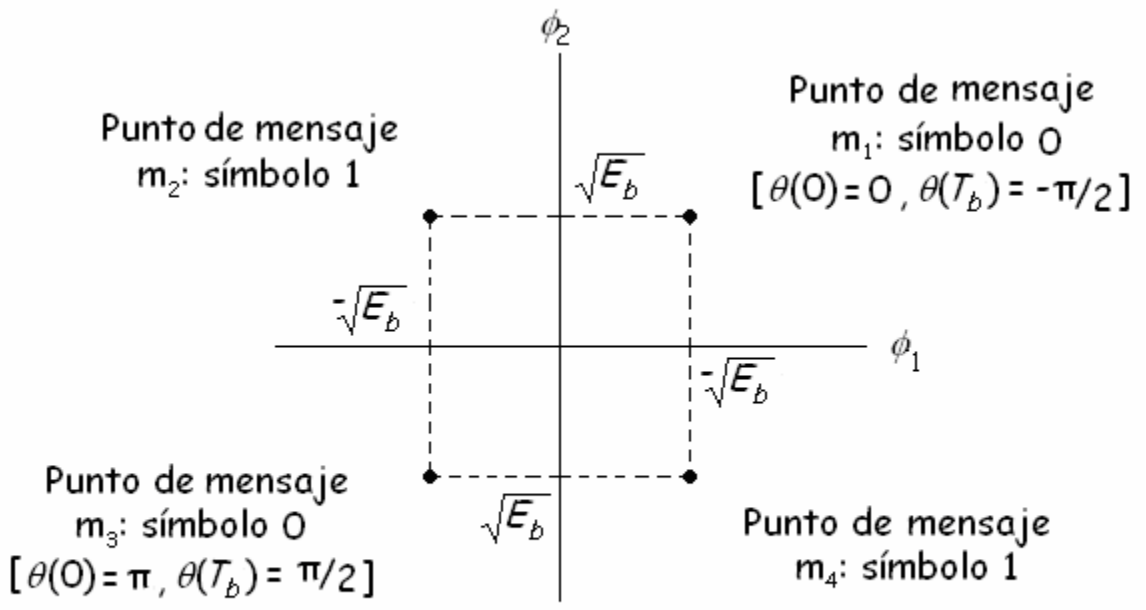


Figura A3.9 Diagrama del espacio de señales MSK

En consecuencia, el diagrama del espacio de señales MSK es similar al de la QPSK en que ambos tienen cuatro puntos de mensaje; sin embargo, difieren de una manera sutil que debe observarse con cuidado: en la QPSK el símbolo transmitido se representa por medio de uno de los cuatro puntos de mensaje, en tanto que en la MSK uno de los dos puntos de mensaje se utiliza para representar el símbolo transmitido en cualquier tiempo, dependiendo del valor de $\theta(0)$.

La tabla A3.1 presenta un resumen de los valores de $\theta(0)$ y $\theta(T_b)$, así como los valores correspondientes de S_1 y S_2 que se calculan para los intervalos de tiempo $-T_b \leq t \leq T_b$ y $0 \leq t \leq 2T_b$, respectivamente. La primera columna en esta tabla indica si el símbolo 1 o el símbolo 0 se enviaron en el intervalo $0 \leq t \leq T_b$. Se Advierte que las coordenadas de los puntos de mensaje S_1 y S_2 tienen signos opuestos cuando se envía el símbolo 1 en este intervalo, aunque el signo es igual cuando se envía el símbolo 0. Por tanto, para una secuencia determinada de datos de entrada, podemos utilizar las entradas de la tabla A3.1 para obtener en un esquema de bit por bit las dos secuencias de coeficientes que ser requieren para escalar $\varphi_1(t)$ $\varphi_2(t)$ y determinar a partir de ellos la señal MSK.

Tabla A3.1 Caracterización del espacio de señales MSK

Símbolo binario transmitido $0 \leq t \leq T_b$	Estado de fase (radianes)		Coordenadas de puntos de mensaje	
	$\theta(0)$	$\theta(T_b)$	S_1	S_2
0	0	π/2	$\sqrt{E_b}$	$\sqrt{E_b}$
1	π	π/2	$-\sqrt{E_b}$	$\sqrt{E_b}$
0	π	-π/2	$-\sqrt{E_b}$	$-\sqrt{E_b}$
1	0	-π/2	$\sqrt{E_b}$	$-\sqrt{E_b}$

GMSK

GMSK es una técnica de modulación derivada de MSK. La señal binaria previa a la modulación se pasa por un filtro gaussiano, lo que conlleva a que los lóbulos laterales del espectro de la señal MSK se reduzcan; por lo cual, el ancho de banda resultante es menor que el necesitado por MSK.

La modulación GMSK permite la transmisión de datos sobre un ancho de banda estrecho y reduce los niveles de interferencia de manera similar a la modulación FSK.

Bibliografía:

"Advanced Electronic Communications Systems"
Tomasi, Wayne
Prentice Hall 5º Edición
2003

"Sistemas de comunicación"
Haykin, Simon
Limusa 4º Edición
2003

"Sistemas inalámbricos de comunicación"
Muñoz Rodríguez, David
2002

"An overview of CDMA evolution toward wideband CDMA"
Ojanpera, Tero
IEEE Communications Surveys
1998

"UMTS - Introduction and Measurement"
Krüger, Reinhdold
Rohde & Schwarz

"Telcommunications"
Hioki, Warren
Prentice Hall 4º Edición
2001

"Telecommunications Transmisión Handbook"
Freeman, Roger
Wiley-Interscience 4º Edición
1998

"A practical handbook of speech coders"
Golberg, Randy
CRC 1° Edición
2000

"Speech coding algorithms foundation and evolution of standardized coders"
Chu, Wai C.
Wiley-Interscience 1° Edición
2003

"Diseño de un codificador de voz para telefonía celular GSM basado en CELP"
Olavarrieta Arruti, Xonia Ivonne
2005

"Implementación de la radio base para el sistema de telefonía celular GSM en México"
Lopez Castillo, Victor Manuel
2006