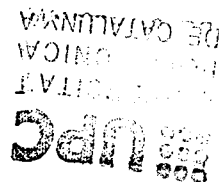


1400321166  
T 98/126



ESCOLA TÈCNICA SUPERIOR D'ENGINYERIA DE  
TELECOMUNICACIÓ DE BARCELONA

---

**Contribución a la caracterización de los sistemas  
de comunicaciones móviles. Alternativas a la  
mejora de la capacidad de un sistema.**

**TESIS DOCTORAL**

Tesis Doctoral presentada en la Universitat  
Politécnica de Catalunya para la obtención del  
título de Doctor Ingeniero de Telecomunicación

Autor: **Juan Luis Gorricho Moreno**

Director: **Josep Paradells Aspas**

Diciembre 1998

Tribunal nomenat per l'Il·lm. Senyor Rector de la Universitat  
Politécnica de Catalunya, el dia 13 de gener de 1999:

President: Dr. Sebastià Sallent Ribes  
Vocal: Dr. Ramón Agustí Comes  
Vocal: Dr. Vicente Casares Giner  
Vocal: Dr. Vicente Burillo Martínez  
Secretària: Dra. Cristina Cervelló Pastor

Realitzat l'acte de defensa i lectura de la Tesi Doctoral el dia 5 de  
Març de 1999.

<b>MOTIVACIÓN .....</b>	<b>4</b>
<b>CAPÍTULO 1. LOS SISTEMAS DE TELEFONÍA MÓVIL CELULAR .....</b>	<b>8</b>
1.1 ANTECEDENTES .....	8
1.2 SISTEMAS CELULARES .....	9
1.3 SISTEMAS DE PRIMERA GENERACIÓN .....	10
1.4 SISTEMAS DE SEGUNDA GENERACIÓN .....	11
1.5 SISTEMAS FUTUROS .....	13
<b>CAPÍTULO 2. CARACTERIZACIÓN DE LAS COMUNICACIONES RADIO-MÓVILES EN ENTORNO CELULAR .....</b>	<b>15</b>
2.1 FUNDAMENTOS DE LA PROPAGACIÓN RADIO-MÓVIL .....	15
2.1.1 Pérdidas por propagación .....	15
2.1.2 Pérdidas por configuración del terreno .....	16
2.1.3 Pérdidas por efecto multicamino .....	17
2.2 PROBLEMÁTICA DE LOS SISTEMAS CELULARES .....	19
2.2.1 Interferencia co-canal .....	19
<b>CAPÍTULO 3. CARACTERIZACIÓN DE LOS SISTEMAS CELULARES ACTUALES.....</b>	<b>21</b>
3.1 INTRODUCCIÓN .....	21
3.2 TÉCNICAS DE ACCESO .....	21
3.3 CARACTERÍSTICAS DE LOS SISTEMAS CELULARES .....	23
3.3.1 Ecuación .....	23
3.3.2 Traspaso de llamada .....	24
3.3.3 Control de potencia .....	25
3.3.4 Codificación de canal y entrelazado .....	26
3.3.5 Diversidad / Combinación de las señales .....	28
3.3.6 Técnica de salto en frecuencia .....	30
3.4 TRANSMISIÓN DE VOZ .....	32
3.4.1 Aspectos críticos .....	33
<b>CAPÍTULO 4. CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO DE LOS SISTEMAS DE ESPECTRO ENSANCHADO. APLICACIÓN A LAS COMUNICACIONES CELULARES.....</b>	<b>34</b>
4.1 FUNDAMENTOS DE LAS COMUNICACIONES POR ESPECTRO ENSANCHADO .....	34
4.2 CASUÍSTICA DE LAS COMUNICACIONES MÓVILES .....	35
4.2.1 Reuso frecuencial universal .....	35
4.2.2 Canales de banda ancha .....	36
4.2.3 Ley de los grandes números .....	37
4.2.4 Soft Handover y diversidad espacial .....	37
4.2.5 Codificación .....	38
4.2.6 Fuentes activas .....	39
4.2.7 Ganancia de antena .....	39
4.3 PROBLEMÁTICA DEL ENLACE ASCENDENTE .....	39
4.4 CONTROL DE POTENCIA EN EL ENLACE ASCENDENTE .....	40
4.4.1 Control de potencia en bucle abierto .....	40
4.4.2 Control de potencia en bucle cerrado .....	40
4.5 CONTROL DE POTENCIA EN EL ENLACE DESCENDENTE .....	41
4.6 ALTERNATIVAS DE TRASPASO DE LLAMADA .....	42
4.6.1 Hard handover .....	42
4.6.2 Soft handover .....	43
4.6.3 Macrodiversidad .....	43
4.6.4 Implicaciones sobre la red fija de las diferentes alternativas de traspaso .....	44
4.6.5 Acción combinada del control de potencia y traspaso de llamada .....	45
4.6.6 Distribución de terminales entre estaciones base .....	46

<b>CAPÍTULO 5. CARACTERIZACIÓN ESTADÍSTICA DEL COMPORTAMIENTO DE UN SISTEMA CDMA.....</b>	<b>48</b>
5.1 DESCRIPCIÓN DEL ENTORNO DE SIMULACIÓN.....	48
5.2 FILOSOFÍA DE SIMULACIÓN.....	50
5.3 DESCRIPCIÓN DEL MECANISMO DE CONTROL DE POTENCIA .....	50
5.3.1 Metodología de Viterbi .....	50
5.3.2 Metodología iterativa.....	51
5.4 DESCRIPCIÓN DE LAS VARIANTES A LAS ALTERNATIVAS DE TRASPASO.....	52
5.5 RESULTADOS ESTADÍSTICOS OBTENIDOS POR SIMULACIÓN.....	54
5.5.1 Metodología de Viterbi .....	54
5.5.2 Metodología iterativa.....	59
5.5.3 Combinación de ratio máximo .....	65
5.6 RESOLUCIÓN ANALÍTICA .....	71
5.6.1 Celda aislada .....	71
5.6.2 Combinación selectiva .....	72
5.6.3 Combinación de ratio máximo .....	73
5.6.4 Resultados de simulación.....	78
<b>CAPÍTULO 6. ANÁLISIS TEÓRICO DEL MECANISMO DE CONTROL DE POTENCIA ..</b>	<b>81</b>
6.1 DESCRIPCIÓN DEL ESCENARIO DE ESTUDIO TEÓRICO .....	81
6.2 CASO DOWNLINK, COMBINACIÓN SELECTIVA .....	83
6.2.1 Sistema de ecuaciones.....	83
6.2.2 Sistema no homogéneo.....	84
6.2.3 Algoritmo iterativo .....	86
6.2.4 Convergencia del algoritmo iterativo .....	88
6.2.5 Resolución del sistema .....	90
6.3 CASO UPLINK, COMBINACIÓN SELECTIVA .....	91
6.3.1 Sistema de ecuaciones.....	91
6.3.2 Algoritmo iterativo .....	93
6.3.3 Convergencia del algoritmo iterativo .....	93
6.3.4 Comparación entre el alg. iterativo y el alg. de Viterbi.....	95
6.4 CASO DOWNLINK, COMBINACIÓN DE RATIO MÁXIMO .....	97
6.4.1 Escenario de estudio .....	97
6.4.2 Sistema de ecuaciones.....	97
6.4.3 Sistema homogéneo.....	98
6.4.4 Maximización del SIR .....	99
6.5 CASO UPLINK, COMBINACIÓN DE MÁXIMO RATIO .....	102
6.5.1 Sistema de ecuaciones.....	102
6.5.2 Resolución analítica.....	103
6.5.3 Resolución del caso elemental .....	105
6.5.4 Resolución del caso elemental sin interferencia propia.....	106
<b>CAPÍTULO 7. ESTRATEGIAS DE ASIGNACIÓN DE ESTACIÓN BASE.....</b>	<b>108</b>
7.1 DESCRIPCIÓN DE UN CASO SENCILLO.....	108
7.1.1 Análisis del enlace ascendente.....	109
7.1.2 Análisis del enlace descendente .....	113
7.2 RESULTADOS ESTADÍSTICOS OBTENIDOS POR SIMULACIÓN.....	117
7.2.1 Estudio del enlace ascendente .....	117
7.2.2 Estudio del enlace descendente.....	120
7.2.3 Casuística de los enlaces ascendente y descendente.....	127

<b>CAPÍTULO 8. CARACTERIZACIÓN DEL MECANISMO DE CONTROL DE POTENCIA ITERATIVO POR PASOS .....</b>	<b>129</b>
8.1 ALGORITMO ITERATIVO.....	129
8.1.1 Ejercicios de simulación .....	130
8.2 ALGORITMO ITERATIVO POR PASOS .....	132
8.2.1 Descripción del algoritmo por pasos.....	133
8.2.2 Caracterización analítica del mecanismo.....	134
8.3 DISTRIBUCIÓN DE POTENCIAS.....	136
8.3.1 Significado de $P_{min}$ y $P_{max}$ .....	136
<b>CAPÍTULO 9. SISTEMAS CON SERVICIOS DE TASA VARIABLE.....</b>	<b>139</b>
9.1 SISTEMAS CON SIR VARIABLE.....	139
9.1.1 Descripción del escenario.....	139
9.1.2 Capacidad del sistema .....	140
9.1.3 Algoritmo de simulación .....	140
9.1.4 Resultados de simulación.....	141
9.2 SISTEMAS CON DIFERENTES VELOCIDADES DE TRANSMISIÓN.....	144
9.2.1 Criterios de selección de la velocidad de transmisión.....	145
9.2.2 Algoritmo de simulación .....	145
9.2.3 Resultados de simulación.....	148
<b>CAPÍTULO 10. CONCLUSIONES.....</b>	<b>150</b>
<b>CAPÍTULO 11. EPÍLOGO.....</b>	<b>160</b>
11.1 LÍNEAS FUTURAS.....	164
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>167</b>

# Motivación

Los sistemas de comunicaciones móviles, más concretamente, de telefonía móvil, son un ejemplo más de la evolución experimentada en las últimas décadas por parte de muchas de las formas de comunicación actuales. El paulatino traspaso de las comunicaciones analógicas hacia otras de carácter digital abre nuevas posibilidades que hasta entonces eran difíciles de imaginar.

Las comunicaciones móviles son una forma más de transferencia de información, con el condicionante adicional que supone permitir la movilidad de uno o ambos interlocutores. En la práctica, el medio de transmisión está sujeto a constantes variaciones resultado del desplazamiento de los terminales. Es por ello que, la conexión debe estar lo suficientemente protegida para asegurar una calidad de servicio mínima a lo largo de toda la comunicación.

Para los primeros sistemas analógicos, asegurar la calidad de servicio pasaba por operar con unos márgenes de protección suficientes para responder ante cualquier degradación del canal. Sin embargo, la utilización de dichos márgenes de protección redundaba en una reducción de la capacidad efectiva.

Hoy día, la creciente demanda del servicio de telefonía móvil ha obligado a implementar sistemas más robustos y a su vez más complejos tecnológicamente, para así poder responder con la misma calidad de servicio a pesar de trabajar en peores condiciones. Este reto se afronta con optimismo gracias a las posibilidades que ofrecen las nuevas formas de comunicación digital.

El estudio y mejora de las prestaciones de un sistema de comunicaciones móviles pasa por el conocimiento detallado del medio de transmisión. La deducción de cotas a la capacidad máxima de un sistema implica conocer las características del medio de transmisión. Los modelos de canal en comunicaciones móviles se alejan del canal Gaussiano. Los desvanecimientos de señal, con sus componentes de carácter lento y rápido en el tiempo, debido al entorno cambiante que rodea emisor y receptor, hacen pensar en la necesidad de implementar nuevos mecanismos ingeniosos que los contrarresten.

Por otro lado, la incorporación de las técnicas de codificación de canal, como por ejemplo, la utilización de códigos bloque o códigos convolucionales, consiguen mejorar la eficiencia del sistema. Ahora bien, la naturaleza propia de los canales radio móviles resta efectividad a dichas técnicas. Se trata de canales con memoria en el tiempo asociada a la velocidad de desplazamiento del terminal. La utilidad de estos

códigos correctores de errores se ve condicionada a la incorporación de alguna de las técnicas de diversidad que permitan la eliminación de la memoria del canal.

El método más extendido para eliminar la memoria del canal es la diversidad temporal a través del entrelazado de la información. También es cierto que existen otras técnicas complementarias, como puede ser la diversidad espacial utilizada en estaciones base, mediante la ubicación de antenas suficientemente separadas para asegurar cierto grado de incorrelación entre las señales recibidas. Lamentablemente, esta técnica de diversidad espacial no puede usarse en terminales móviles por falta de espacio. Entre otras alternativas, para los terminales móviles, se puede utilizar alguna técnica de diversidad en frecuencia, como puede ser el salto en frecuencia.

A pesar de minimizar la memoria del canal, éste sigue estando caracterizado por desvanecimientos rápidos, tipo Rayleigh, y desvanecimientos lentos, tipo log-normal. Para los desvanecimientos rápidos, aunque sean tipo Rayleigh, si se presentan de manera aleatoria a la entrada del decodificador de canal, éste será capaz de corregir ciertos errores dentro de sus limitaciones, aunque el comportamiento siempre será peor que con un canal Gaussiano.

Para contrarrestar los desvanecimientos lentos en el tiempo, y aquí entrarían también las pérdidas por propagación, existen dos alternativas básicas que en la práctica son complementarias. Por un lado, el mecanismo de control de potencia, con el que se aumenta o se reduce la potencia de emisión en función de la medida de la calidad de la comunicación. Y por otro, si el control de potencia se muestra insuficiente, se procede al traspaso de la llamada entre celdas.

En cualquier caso, el mecanismo de control de potencia juega un papel importante a la hora de incrementar la capacidad de un sistema. Para los sistemas móviles es tan importante la relación señal a interferencia como lo es la relación señal a ruido en otros sistemas de comunicación. La interferencia provocada por otras comunicaciones que comparten el mismo ancho de banda siempre está presente, de modo que minimizar el nivel medio de interferencia implica poder aumentar el número simultáneo de comunicaciones.

Para minimizar el nivel de interferencia provocado por una comunicación individual hay que hacer que ésta opere con el mínimo nivel de señal necesario. Con ello se interfiere lo menos posible al resto de comunicantes. La minimización del nivel de potencia emitida se consigue a través de la acción combinada del control de potencia y el traspaso de llamada. Si un terminal móvil se aleja en exceso de su estación base de contacto, exigirá, a medida que se desplaza, un nivel de emisión

creciente. Llegado un punto, será conveniente conmutar la comunicación hacia otra estación base con la cual poder asegurar la comunicación con un nivel de emisión inferior, para así interferir lo menos posible al resto de comunicantes.

A todo ello hay que añadir la necesidad intrínseca de compartir el medio de transmisión entre los diferentes comunicantes. Las dos técnicas utilizadas hasta ahora han sido el acceso múltiple por división en frecuencia (FDMA) y la técnica de acceso múltiple por división en tiempo (TDMA). Ambas hacen uso del principio de reuso frecuencial para obtener un número sin límite de comunicaciones simultáneas. La solución actual de reuso frecuencial se pone en duda con la posible utilización de la alternativa de acceso múltiple por división en código (CDMA) frente a los otros dos mecanismos de acceso. La propuesta de acceso CDMA sin necesidad de reuso frecuencial persigue, como es lógico, incrementar la capacidad del sistema.

Para los sistemas de acceso múltiple CDMA, en los cuales todos los comunicantes comparten la misma banda frecuencial simultáneamente, el mecanismo de control de potencia se convierte en una verdadera necesidad para el correcto funcionamiento del sistema. Para los sistemas de acceso múltiple TDMA y FDMA, donde el reuso frecuencial impide que una misma frecuencia sea utilizada por otra comunicación en celdas adyacentes, el mecanismo es útil pero no imprescindible.

Por otro lado, el reuso frecuencial unitario de CDMA da lugar a varias alternativas de traspaso de llamada que no se daban para los sistemas TDMA y FDMA. Existe por una parte, la posibilidad de realizar un traspaso tipo "hard handover", siendo ésta la forma clásica de traspaso de llamada. Y por otra parte, aparecen las modalidades de "soft handover" y de macrodiversidad, con la posibilidad de que el terminal móvil esté simultáneamente conectado a dos o más estaciones base.

En este sentido, los traspasos "hard" y "soft" son conceptualmente dos formas de conseguir el mismo objetivo, es decir, el cambio de la estación base de conexión. La diferencia está en que el traspaso de llamada convencional tiene un margen de histéresis antes de hacer la conmutación hacia otra celda, mientras que para el "soft handover" la histéresis es nula, porque siempre se escogerá la señal procedente de la estación base con el canal más robusto. De cualquier forma, se trata de cuantificar el incremento, en cuanto a capacidad del sistema, que supone la utilización de una técnica respecto a la otra.

La presente Tesis Doctoral se enmarca en la problemática de la caracterización de los sistemas de comunicaciones móviles con objeto de aportar soluciones



alternativas a la mejora de la eficiencia de dichos sistemas. Como se ha venido comentando en párrafos anteriores existen diferentes técnicas para incrementar la capacidad, ciertas técnicas son comunes a las tres formas básicas de acceso múltiple, otras son específicas de cada una de éstas.

En este sentido, la presente Tesis Doctoral tiene como base de desarrollo el estudio del comportamiento del mecanismo de control de potencia en conjunción con el traspaso de llamada para un sistema celular con acceso múltiple por división en código, siendo el objetivo principal la caracterización de ambos mecanismos, en sus distintas modalidades, sobre los enlaces ascendente y descendente debido a su diferente casuística.

La intención es cuantificar, en cada caso, el incremento de capacidad que comporta, para con ello, poder valorar si el incremento de capacidad conseguido supera la complejidad tecnológica que conlleva. Dentro de este estudio, especial atención ha requerido el control de potencia, ya que éste es el mecanismo fundamental que hace posible el correcto funcionamiento de los sistemas celulares CDMA.

La motivación para escoger el mencionado tema de desarrollo proviene, tras varios años de estudio de los diferentes sistemas de comunicaciones móviles presentes y propuestas de futuros, de la firme convicción de que el futuro sistema de tercera generación podía ser con mucha probabilidad un sistema de acceso CDMA.

La constatación de aquella intuición originaria de 1995, la tenemos hoy día con las propuestas firmes hechas a principios de 1998 por parte de Ericsson en Europa y de CDMA One en Estados Unidos para el futuro sistema de tercera generación.

En Barcelona, a 5 de octubre de 1998.

Juan Luis Gorricho Moreno.

# Capítulo 1

## Los sistemas de telefonía móvil celular

Las comunicaciones móviles incluyen multitud de tecnologías y filosofías de funcionamiento que comprenden entre otros: los sistemas celulares, los sistemas de “trunking”, los sistemas de radio búsqueda, las comunicaciones móviles vía satélite, y los recientemente denominados sistemas de comunicación personales. En este primer capítulo serán motivo de estudio los antecedentes de la telefonía móvil celular moderna. A su vez, se enunciarán algunas de las características de los sistemas actuales, así como las exigencias que se presentan para los futuros sistemas de tercera generación.

### 1.1 Antecedentes

El verdadero servicio de telefonía móvil [Feh95], es decir, la conexión entre usuarios móviles y la red telefónica pública para permitir las llamadas entre usuarios móviles y fijos, fue introducida en 1946 cuando el FCC (Federal Communications Committee) concede una licencia a la compañía de teléfonos y telégrafos (ATT) para operar en St. Louis (USA). Este primer sistema utilizó tres canales a 150 KHz, los cuales operaban en frecuencia modulada. Un transmisor único de gran potencia proporcionaba cobertura a un área de hasta 50 millas desde la estación base.

Los primeros sistemas se valían de operadores que manualmente conectaban la llamada radio con la red pública. El primer sistema de telefonía móvil completamente automático se puso en operación en 1948 en Richmond, Indiana.

Como consecuencia de la creciente demanda del servicio de telefonía móvil, se fue produciendo la progresiva saturación de los sistemas en diferentes áreas metropolitanas. Cargas de 50 y 100 abonados por canal eran habituales, con probabilidades de bloqueo de hasta el 50%. La utilidad de dicho servicio se vió disminuida a medida que los usuarios encontraban mayores dificultades para poder hacer una llamada.

Los canales originarios de FM para la telefonía móvil requerían 120 kHz de ancho de banda en radio frecuencia para transmitir una señal vocal de 3 kHz. En 1950 el FCC decide dividir los canales originales en canales de 60 kHz. Sin embargo, los receptores de FM, por entonces, eran incapaces de operar con este ancho de banda tan pequeño. Es por ello que en cada área de servicio se utilizaban canales alternados con anchos de 120 kHz.

En 1956 el FCC autoriza 12 nuevos canales de telefonía móvil en la banda UHF (alrededor de los 450 MHz). Se especifica un ancho de banda de 50 kHz para estos canales. Para principios de los años sesenta la tecnología de los receptores de FM había avanzado lo suficiente para reducir el ancho de banda de los canales a 30 kHz. Además, ya era posible usar canales adyacentes en el mismo área de servicio. La eficiencia espectral se había cuadruplicado desde la Segunda Guerra Mundial hasta mediados de los sesenta.

## 1.2 Sistemas celulares

El concepto celular aparece como propuesta de arquitectura de sistema en los laboratorios Bell a final de los años cuarenta [Feh95], aunque no fue aplicada hasta treinta años más tarde. Esta idea introduce un nuevo método para las comunicaciones radio móviles. En lugar de utilizar un modelo de "broadcast" con elevadas potencias de emisión y emplazamientos de las estaciones base en puntos geográficos dominantes, el nuevo modelo impone un gran número de pequeños transmisores, cada uno dispuesto para servir sólo una fracción del área geográfica original, la denominada celda.

Las mismas frecuencias pueden ser reusadas en diferentes celdas con la suficiente distancia de separación, con lo que los efectos de interferencia entre usuarios de una misma frecuencia se mantienen acotados.

El concepto de reuso frecuencial en sistemas celulares se ilustra en la figura 1.1. En cada celda, definida por un hexágono, se utiliza un grupo de radio canales. Las celdas designadas con la misma letra hacen uso de los mismos radio canales. Lo importante de la idea celular es que la interferencia no está relacionada con la distancia absoluta entre celdas, sino con el cociente entre la distancia entre celdas co-canal y el radio de la celda.

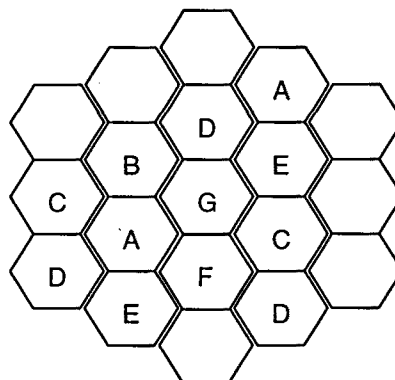


Figura 1.1.

Otra característica atractiva del concepto celular es la subdivisión de celda. Grandes celdas pueden fácilmente ser reducidas en celdas de menor radio. Cuando el tráfico ofrecido alcanza un punto para el que el grado de servicio no va a estar asegurado, la celda se subdivide en celdas menores con estaciones base emitiendo menos potencia, todas ellas encajando en la celda original. Los patrones de reuso de canales pueden recomponerse a menor escala.

El inconveniente que supone la subdivisión celular estriba en la complejidad creciente que supone la gestión de un sistema donde las comunicaciones cambian de celda con más frecuencia. Para asegurar por un lado la calidad de la comunicación y por otro la emisión de la mínima potencia, los terminales móviles deben monitorizar el nivel de señal recibido de su propia estación base, así como de las estaciones base vecinas, con el fin de realizar el traspaso de llamada entre celdas cuando los umbrales de decisión lo requieran.

También es de destacar las diferencias que se pueden presentar en cualquier área geográfica en cuanto a la movilidad de los usuarios. Esto puede dar lugar a situaciones no deseadas de baja calidad de comunicación para aquellos terminales que se desplazan a velocidades elevadas y necesitan de un constante traspaso de llamada entre celdas. Para evitar esta circunstancia se ha pensado en introducir el concepto de teselaciones jerarquizadas con estaciones base con áreas de cobertura yuxtapuestas de diferentes tamaños, con objeto de asignar los terminales que se desplazan más rápido a las estaciones base emisoras de mayor potencia.

### **1.3 Sistemas de primera generación**

Los sistemas celulares de primera generación son sistemas analógicos, la mayoría de los cuales son todavía operativos actualmente, y lo seguirán siendo hasta el 2015 aproximadamente. Varios sistemas radio analógicos fueron desarrollados en Europa, Japón y Estados Unidos. El sistema "Total Access Communications System (TACS)" fue desarrollado en el Reino Unido, éste está muy relacionado con el sistema americano AMPS (Advanced Mobile Phone Service). El Nordic Advanced Mobile System (NMTS) se desarrolló en los países escandinavos, y el Nippon Advanced Mobile Telephone Service (NAMTS) en Japón. Características de los sistemas analógicos celulares de principios de los noventa se muestran en la tabla 1.1. Aunque estos sistemas tienen muchas cosas en común, son incompatibles entre sí.

Sistema	AMPS	TACS	NMTS	NAMTS
Enlace móvil-base	824-849 MHz	872-905 MHz	890-915 MHz	925-940 MHz
Enlace base-móvil	869-894 MHz	917-950 MHz	935-960 MHz	870-885 MHz
$\Delta\omega$ / canal	30 KHz	25 KHz	12,5 KHz	25 KHz
Nº de canales	832	1320	1999	600
Modulación	FM	FM	FM	FM
Desv. Frec.	12 KHz	9,5 KHz	5 KHz	5 KHz
Señalización	FSK	FSK	FSK	FSK

Tabla 1.1. Características de los sistemas de primera generación.

#### 1.4 Sistemas de segunda generación

Aunque el concepto celular prometía virtualmente una capacidad ilimitada a través de la subdivisión celular, la industria encuentra a finales de los ochenta limitaciones prácticas a medida que el servicio de telefonía móvil se hace cada vez más popular. Con las celdas haciéndose progresivamente más pequeñas, resulta difícil y económicamente poco viable ubicar nuevas estaciones base en los emplazamientos que lo requieren. Esto es particularmente más acusado en ciudades grandes y congestionadas. Además, se comienzan a apreciar limitaciones por interferencia en cuán pequeñas pueden ser las celdas de los sistemas de primera generación. Estas limitaciones prácticas recortan la capacidad celular por debajo de las previsiones iniciales. Y lo que es más importante, por debajo de la demanda del mercado.

Dejando a un lado las limitaciones de capacidad, otro aspecto importante a considerar es la incompatibilidad entre los diferentes estándares utilizados en Europa, lo cual hace imposible el uso de un mismo teléfono móvil en diferentes países. Esta limitación motivó el desarrollo de un sistema celular de segunda generación en Europa con los objetivos básicos de conseguir una mayor capacidad y la compatibilidad entre los sistemas de los diferentes países.

Escoger una tecnología digital frente al antecedente analógico fue una decisión fundamental, que a su vez dió lugar a una nueva generación de sistemas celulares. Diferentes comités de estandarización para los sistemas de segunda generación de todo el mundo optaron por los sistemas digitales. Uno de los aspectos más atractivos de las técnicas de transmisión digital es su mejor comportamiento en entornos de alta

interferencia, lo cual les da una capacidad potencial más elevada que los sistemas analógicos.

Por otro lado, el procesado digital de la señal abre las puertas a nuevas aplicaciones y servicios de valor añadido, como pueden ser: el buzón de voz, los mensajes cortos, el facsímile, el correo electrónico, y otros servicios de procesado de la información.

A su vez, la tecnología digital tiene la ventaja añadida de unos avances de implementación situados en una senda de mejoras rápidas y de costes decrecientes. Así, el desarrollo de nuevas tecnologías engloba entre otros:

- Los avances en las técnicas de modulación digital.
- La codificación de voz a tasas cada vez más reducidas.
- La reducción del overhead de señalización.
- La robustez de la comunicación mediante codificación de canal y entrelazado.
- La inclusión de nuevos servicios suplementarios y de integración en ISDN.
- La confidencialidad y protección antifraude.
- La mejora de la eficiencia en el control de acceso y traspaso de llamada.

La tabla 1.2 ilustra las características esenciales de algunos sistemas de segunda generación, [Rap96], [Pah95].

Sistema	GSM	IS-54	JDC	IS-95
Banda ascendente	890-915 MHz	824-849 MHz	940-956 MHz	824-849 MHz
Banda descendente	935-960 MHz	869-894 MHz	810-826 MHz	869-894 MHz
Duplexado	FDD	FDD	FDD	FDD
Tec. acceso	TDMA	TDMA	TDMA	CDMA
$\Delta\omega$ / canal	200 KHz	30 KHz	25 KHz	1250 KHz
Canales/portad.	8	3	3	-
Tasa transmisión	270,8 Kbps	48,6 Kbps	42 Kbps	1228,8 Kcps
Duración trama	4,615 ms	40 ms	20 ms	20 ms

Tabla 1.2. Características de los sistemas de segunda generación.

Mientras los sistemas de segunda generación europeo y japonés han optado por nuevas bandas frecuenciales, aunque en algún caso solapando frecuencias utilizadas por el sistema de primera generación, para el estándar norte americano desde un principio se especificó la operación en modo dual. Es decir, el IS-54 incorpora el

estándar de primera generación AMPS y añade al equipo terminal la capacidad de transmisión digital. De algún modo, el IS-54 se pensó como una mejora, más que como una sustitución de la tecnología anterior.

## 1.5 Sistemas futuros

Para el año 2000, se prevé puedan existir más de 300 millones de teléfonos móviles en todo el mundo. De manera creciente, estos usuarios querrán hacer uso no sólo del servicio de voz, sino de otras aplicaciones como el acceso a redes LAN corporativas, usar Internet o poder enviar correo electrónico, además de enviar o recibir imágenes de calidad, e incluso soportar servicios de vídeo conferencia.

Antes de que esto ocurra, las capacidades de las redes celulares actuales, en términos de ancho de banda, deben mejorar. De algún modo, esto ya ha empezado a hacerse, a través de modificaciones en los estándares GSM, IS-95 e IS-54. Los sistemas digitales actuales serán capaces de manejar servicios de conmutación de circuitos y de conmutación de paquetes con velocidades de hasta 384 kbps. Ahora bien, para incrementar esta velocidad de transmisión, nuevas técnicas de acceso radio, con mayor ancho de banda, serán requeridas. Este es el punto de partida para la introducción de los denominados sistemas de tercera generación, los cuales permitirán soportar servicios de hasta 2 Mbps.

En Europa se está trabajando en el denominado UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), mientras que el ITU, por su parte, lo hace en un nuevo estándar, el IMT-2000 (International Mobile Telephony 2000). Ello no impide que existan intenciones por ambas partes de alinear, en la medida de lo posible, las especificaciones de ambos futuros estándares, así como el deseo por parte del comité europeo SMG (Special Mobile Group) de proponer el UMTS como el estándar IMT-2000. Aunque en estos casos, confluyen por una parte los intereses económicos de los grandes fabricantes, y por otro los intereses políticos de los diferentes países.

A modo de ejemplo tenemos para UMTS [TR101] la especificación del rango de tasas de transmisión para los diferentes entornos en los que se establece la comunicación:

- En entorno rural: como mínimo 144 kbps, con el objetivo de alcanzar 384 kbps, para una velocidad máxima de 500 Km/h.
- En entorno suburbano: como mínimo 384 kbps, con el objetivo de alcanzar 512 kbps, para una velocidad máxima de 120 Km/h.
- En entorno urbano o de interiores: como mínimo 2 Mbps para una velocidad máxima de 10 Km/h.

Respecto a la flexibilidad, el UMTS especifica, por ejemplo, la negociación de los atributos de los servicios soportados: velocidad de transmisión, retardo, tasa de error, simetría entre los enlaces de subida y bajada, tipos de protección.

Otros aspectos contemplados son: la posibilidad de tener varios canales de comunicación abiertos en paralelo, o por ejemplo, la adaptación de la calidad de la comunicación a la carga de tráfico o las condiciones radio, lo cual da lugar a una tasa de transmisión variable en el tiempo.

Como el sistema UMTS está todavía en periodo de especificación, disponemos de una información limitada, que en muchos casos no pasan de ser meras recomendaciones sobre las especificaciones, lo cual hace que estén sujetas a futuras modificaciones y que en muchos casos adolezcan de unos contenidos que son vagos o imprecisos. Por nuestra parte, a la hora de considerar características de los futuros servicios a soportar, hemos tenido en cuenta únicamente el concepto, como puede ser, por ejemplo, la existencia de servicios de tasa variable, sin utilizar valores numéricos que puedan estar sujetos a futuras modificaciones.

Finalmente, mencionar que a principios de 1997 la asociación para la industria radio y negocios (ARIB), responsable de la estandarización del interfaz radio en Japón, decidió proceder a la estandarización detallada de la técnica de acceso Wideband Code Division Multiple Access (W-CDMA). Lo cual a su vez da lugar durante 1997, a un acuerdo en la definición conjunta de los parámetros de las propuestas W-CDMA europea y japonesa.

En enero de 1998, el gran apoyo dado al W-CDMA conduce a que el ETSI seleccione éste como interfaz radio para UMTS en su modalidad FDD (duplexado por división en frecuencia). La elección de W-CDMA es también apoyada por los operadores de GSM en América y Asia. Por otro lado, se reserva una banda espectral para la utilización de otra técnica de acceso, el TD-CDMA, con la diferencia de realizar el duplexado temporal.

En los Estados Unidos, la asociación de industria de las telecomunicaciones (TIA) a través del comité TR45.5, responsable de la estandarización del sistema IS-95, adopta en diciembre de 1997 un marco W-CDMA compatible con IS-95, el denominado Wideband CdmaOne (también referenciado como cdma2000).

Recientemente ha comenzado en el ITU el proceso de evaluación de las técnicas de transmisión radio (RTT) para el futuro IMT-2000. Como es de suponer, dicho proceso se verá influenciado por los respectivos comités de los organismos ETSI europeo, ARIB japonés y TIA americano, [Dah98].



# Capítulo 2

## Caracterización de las comunicaciones radio-móviles en entorno celular

En el presente capítulo se describen brevemente algunas de las características del canal radio que se da en comunicaciones móviles. El objetivo de este capítulo consiste en detallar el modelo de canal utilizado en posteriores capítulos.

### 2.1 Fundamentos de la propagación radio-móvil

En primera aproximación, se puede decir que la señal recibida en una comunicación móvil está sujeta a tres efectos diferenciados [Ste92], [Jak74], [Lee93]:

- Pérdidas por propagación.
- Pérdidas por configuración del terreno.
- Pérdidas por efecto multicamino.

Aunque la naturaleza de cada una de las pérdidas es diferente, la señal recibida resulta de la superposición de los tres efectos. Y en muchos casos resulta difícil separar un efecto del resto, porque realmente están interrelacionados.

#### 2.1.1 Pérdidas por propagación

Las pérdidas por propagación son las que se derivan de la distancia que separa el emisor del receptor. En espacio libre las pérdidas por propagación son inversamente proporcionales al cuadrado de la distancia entre ambos:

$$P_{rec} \propto 1/r^2$$

Donde el cuadrado se explica porque la potencia emitida en espacio libre se reparte sobre una superficie esférica cuyo área es proporcional al cuadrado del radio de la misma.

Para las comunicaciones móviles la aproximación de espacio libre no es válida. Como mínimo se debe contar con el efecto del terreno que sustenta emisor y receptor. Ver figura 2.1. Con lo cual se concentra la energía, por lo que el factor de pérdidas por propagación debería ser inferior a dos.

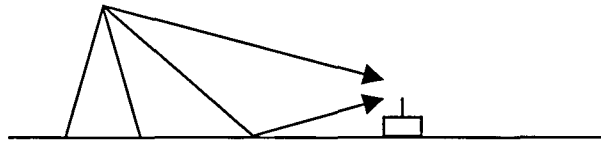


Figura 2.1.

En la práctica, con motivo de la reflexión de la señal sobre el suelo se produce un cambio de fase en la señal reflejada, con lo que, en la mayoría de los casos, debido a la reducida diferencia en los caminos recorridos por el rayo directo y el rayo reflejado, la suma resulta ser destructiva. Esto significa que contrariamente a lo anticipado, el factor de pérdidas por propagación será superior a dos. Además, en un caso más realista se deben contabilizar las contribuciones de las reflexiones sobre otros elementos que rodean emisor y receptor, de manera que el factor de pérdidas por propagación resulta de la composición de todas las señales recibidas. Esto implica que dicho factor de pérdidas por propagación será variante, dependiendo del entorno de trabajo del sistema.

De algún modo, se está justificando el valor del factor de pérdidas por propagación con ayuda del efecto multicamino. En la práctica los tres efectos están interrelacionados, por lo que resulta difícil aislar uno del resto. Es por ello que, para el factor de pérdidas por propagación, sólo se puede apuntar una tendencia en cuanto a los valores numéricos que adoptará, lo cual no impide que éste a su vez sea variante en el tiempo.

Para el presente estudio, se ha tomado un factor de pérdidas por propagación igual a cuatro. La razón de tomar este valor, a falta de medidas de campo propias, está basada en la intención de simular un entorno urbano. Para este entorno, la mayoría de fuentes bibliográficas consultadas [Jak74], [Vit95], [Lee93], toman el mencionado valor, aunque la herramienta de simulación creada está abierta para contemplar otros valores.

### **2.1.2 Pérdidas por configuración del terreno**

Las pérdidas por configuración del terreno, también llamadas de desvanecimiento lento, resultan, como su nombre indica, del entorno que rodea en cada momento emisor y receptor. Sin embargo, a diferencia del efecto multicamino, dichas pérdidas tienen una variación temporal lenta.

Son debidas, por lo general, a la presencia de algún obstáculo de grandes dimensiones que impide la visión directa entre emisor y receptor, por lo que contribuyen con una atenuación adicional que se suma a las pérdidas por distancia. Precisamente por las grandes dimensiones del obstáculo, su efecto perdura en el tiempo mucho más que el efecto multicamino. Aunque la duración real de dicho desvanecimiento lento siempre estará sujeta a la velocidad de desplazamiento de la estación móvil.

La estadística más comúnmente utilizada para simular dicho efecto suele ser la estadística Log-normal. Es decir, expresadas las pérdidas por configuración del terreno en forma logarítmica, su estadística será normal o Gaussiana con una desviación típica que también es variante según el entorno de simulación escogido. Para nuestros modelos de canal se ha tomado una desviación típica de 8 dB, [Vit95], [Gil91].

### **2.1.3 Pérdidas por efecto multicamino**

Desde un punto de vista teórico el canal radio móvil puede observarse a una escala temporal reducida a través de su respuesta impulsional [Ros94]. En ella se aprecian dos características dominantes, el “delay spread” y el “Doppler spread”. El “delay spread” tiene como efectos directos la dispersión en tiempo y el consiguiente desvanecimiento selectivo en frecuencia. Mientras que el “Doppler spread” da lugar a la dispersión en frecuencia y al desvanecimiento selectivo en tiempo.

Ambas características, “delay spread” y “Doppler spread” son producto del efecto multicamino de las comunicaciones móviles. Como en la mayoría de los casos no existe visión directa entre transmisor y receptor, la señal recogida en el receptor es la suma de muchas señales procedentes de sucesivas reflexiones producidas sobre los elementos que rodean emisor y receptor hasta llegar a la antena receptora. La señal suma de todas las reflexiones es la señal sujeta al efecto multicamino.

#### **Delay spread**

El “delay spread” da cuenta de los sucesivos ecos de señal recibidos. Esto introduce una dispersión temporal sobre la señal transmitida, de modo que la suma de todos los ecos tiene como efecto un filtrado selectivo en frecuencia. Dos frecuencias cuya separación sea superior al inverso del “delay spread” sufrirán diferente atenuación.

Por contra, si la separación frecuencial es inferior al inverso del “delay spread” tendrán una atenuación semejante. Es por ello que, el carácter selectivo en frecuencia del canal depende del ancho de banda de la señal transmitida en comparación con el

inverso del “delay spread”, también denominado ancho de banda de coherencia del canal.

Para señales de ancho de banda reducido la atenuación será plana en frecuencia. Para señales de ancho de banda del mismo orden de magnitud que el inverso del “delay spread”, el comportamiento se convierte en el conocido efecto de interferencia intersimbólica. Dichos sistemas precisarán de elementos de ecualización.

Y por último, para señales de ancho de banda muy superior al ancho de banda de coherencia del canal, el receptor es capaz de distinguir los sucesivos ecos de señal recibidos y utilizarlos para combinarlos coherentemente antes de la detección de la señal recibida. Este último sería el caso de las transmisiones de espectro ensanchado.

### **Doppler spread**

Otra característica del efecto multicamino es la varianza en el tiempo del canal de transmisión. Los desvanecimientos selectivos en tiempo producen la distorsión de la señal transmitida. La dispersión frecuencial se traduce en una alteración del ancho de banda de la señal transmitida produciendo ensanchamientos ó estrechamientos de la misma. Todo ello es consecuencia del desplazamiento del terminal móvil respecto a la estación base de contacto.

Si la señal transmitida es de corta duración temporal se observará un canal invariante en el tiempo. Por contra, a medida que aumente la duración de la señal, el canal tiene más tiempo para variar y en consecuencia distorsionar la señal transmitida. Por tanto, como en el caso del “delay spread” la distorsión temporal será relativa al ancho de banda de la señal transmitida.

Se puede definir un tiempo de coherencia del canal, tiempo en el cual el comportamiento del mismo es aproximadamente invariante. Para tener un orden de magnitud se puede cuantificar dicho tiempo de coherencia como el inverso de la máxima frecuencia doppler. La máxima frecuencia doppler está relacionada con la velocidad de desplazamiento del móvil, y se tiene cuando éste lo hace en la misma dirección que la de propagación de la señal transmitida entre emisor y receptor.

Para los sistemas celulares actuales el ancho de banda de la señal es muy superior a la máxima frecuencia doppler, de modo que las alteraciones en el ancho de banda recibido son despreciables. Por el contrario, una velocidad de desplazamiento excesiva puede provocar desplazamientos espectrales que impidan el seguimiento del canal utilizado por parte del receptor.

Por otro lado, el tiempo de coherencia del canal es un parámetro muy útil de cuantificar para poder dimensionar “a priori” la profundidad de entrelazado necesaria,

para así eliminar los errores a ráfagas que se producen durante el tiempo de duración de un desvanecimiento profundo.

## **2.2 Problemática de los sistemas celulares**

Una vez comentadas las principales causas de los desvanecimientos sufridos por la señal útil, vamos a continuación a comentar los componentes básicos que constituyen la interferencia que observa toda comunicación celular.

Como se mencionó en el capítulo 1 cuando se introdujo el concepto de sistemas celulares, el reuso frecuencial hace posible incrementar la capacidad del sistema, mediante la utilización de las mismas frecuencias por celdas suficientemente alejadas. Distancia entre celdas co-canal tal que la interferencia que se provocan unas celdas a otras se mantiene dentro de unos límites.

En contrapartida, las comunicaciones pasan a estar dominadas por la interferencia introducida por el propio sistema, en lugar de estar sujetas únicamente al ruido como sucede para otros sistemas de comunicaciones. Es decir, la calidad de la comunicación viene dada, en la mayoría de los casos, por la relación de potencias entre señal útil y señal interferente, aunque para algunos casos, por ejemplo en entornos rurales, se deba tener en consideración nuevamente la componente de ruido.

La interferencia generada por el propio sistema se presenta bajo dos formas diferentes. Por una parte la denominada interferencia co-canal, o interferencia generada por otras comunicaciones que están utilizando el mismo canal en otras celdas. Y por otro lado la interferencia por canal adyacente, causada por imperfecciones en el diseño de los sistemas de modulación, filtrado y etapas de potencia, lo cual provoca emisiones no deseadas sobre canales frecuenciales vecinos al que se está utilizando.

En el presente estudio, por simplicidad de análisis, únicamente hemos tenido en consideración la interferencia co-canal.

### **2.2.1 Interferencia co-canal**

La interferencia co-canal impone para los sistemas de primera y segunda generación el número de celdas por agrupación. La agrupación de celdas comprende el conjunto mínimo de celdas entre las que se reparten la totalidad de canales asignados al sistema. Cuanto menor sea el número de celdas por agrupación, mayor será el número de canales disponibles por celda, y por tanto, mayor será la capacidad del sistema. Es por ello que el número de celdas por agrupación es una medida básica de la capacidad de un sistema.

La deducción del número de celdas por agrupación pasa por conocer previamente la relación señal a interferencia exigida para una calidad aceptable de la comunicación. A su vez, esta relación señal a interferencia umbral varía de un sistema a otro. En términos generales, para los sistemas analógicos, operando con canales de 25 y 30 kHz, se necesita una relación señal a interferencia de aproximadamente 18 dB [Sam97]. Esta relación señal a interferencia umbral marca la distancia mínima que debe haber entre celdas co-canal; y en definitiva, impone el número de celdas por agrupación.

A modo de ejemplo se presenta, en la tabla 2.1 [Rai91], para distintos sistemas, la relación señal a interferencia umbral de funcionamiento, así como el número de celdas por agrupación resultante, para dos configuraciones posibles de disposición de antenas en estación base, utilizando antenas omnidireccionales y antenas sectoriales de 120° de diagrama de radiación. Además, se apuntan reducciones en el *SIR* umbral utilizando alguna técnica de diversidad complementaria.

Sistema	Analógico		GSM		IS-54		JDC	
SIR umbral	18 dB		11 dB	9 dB	16 dB	12 dB	17 dB	13 dB
Celdas por agrupación	Omni.	120°	120°	F.H. <sup>(1)</sup>	120°	D.A. <sup>(2)</sup>	120°	D.A. <sup>(2)</sup>
	12	7	4	3	7	4	7	4

(1) F.H. : "Frequency Hopping".

(2) D.A. : "Diversidad en antena".

Tabla 2.1.

Se observa una gran diferencia en relación con el cociente señal útil a señal interferente umbral para los sistemas GSM, IS-54 y JDC. Esto es debido a las diferencias en el ancho de banda equivalente utilizado por comunicación, ver tabla 1.2. Para GSM el canal es de 200 kHz, y sobre éste se multiplexa temporalmente 8 comunicaciones, es decir el ancho de banda equivalente por comunicación es de 25 KHz. Para IS-54 el canal es de 30 KHz, y se multiplexan 3 comunicaciones, el ancho de banda equivalente es de 10 KHz. Para JDC el canal es de 25 KHz, y se multiplexan 3 comunicaciones, el ancho de banda equivalente es de 8,3 KHz.

Por tanto, si para IS-54 y JDC se utiliza menos ancho de banda es porque se transmite menos información. Por ejemplo, utilizando codificadores de voz de tasa más reducida, lo cual implica que la comunicación es más vulnerable frente a errores. Por lo que precisan de una relación señal a interferencia superior para asegurar la misma calidad de servicio.

# Capítulo 3

## Caracterización de los sistemas celulares actuales

### 3.1 Introducción

Los sistemas celulares de segunda generación incluyen entre sus elementos de transmisión y recepción, bloques que son comunes a los diferentes estándares, independientemente del mecanismo de acceso utilizado, y otros que son específicos de cada sistema. Entre los elementos comunes se pueden citar, por ejemplo, el entrelazado y la codificación de canal, aunque cada estándar especifica unas características de funcionamiento concretas.

Para sistemas más avanzados, los sistemas de tercera generación, se prevén nuevos elementos, como pueden ser las antenas inteligentes, los detectores multiusuario o los canceladores de interferencia. La complejidad tecnológica de los cuales va a repercutir directamente sobre la capacidad final del sistema móvil en su conjunto.

En el presente capítulo vamos a realizar una breve exposición de alguno de los mecanismos más característicos que se presentan en los sistemas celulares actuales con el fin de incrementar la capacidad de los mismos. Sería interesante poder analizar cómo cada uno de ellos contribuye a definir la relación señal a interferencia umbral con la que opera cada sistema, y en definitiva acotar la capacidad final del sistema, pero esto se sale fuera del trabajo desarrollado en la presente tesis.

### 3.2 Técnicas de acceso

De modo genérico, existen tres técnicas básicas de acceso múltiple:

- Acceso múltiple por división en frecuencia. (FDMA).
- Acceso múltiple por división en tiempo. (TDMA).
- Acceso múltiple por división en código. (CDMA).

En la práctica, para los sistemas de segunda generación se utiliza una combinación de las mismas. Ver tabla 3.1.

Sistema	Técnica de acceso
GSM	FDD/FDMA/TDMA
IS-54	FDD/FDMA/TDMA
IS-95	FDD/FDMA/CDMA

Tabla 3.1

El duplexado para todos los sistemas celulares actuales sigue siendo en frecuencia (FDD), es decir, se define una banda frecuencial para el enlace de subida, enlace con emisión desde los terminales móviles hacia las estaciones base, y una banda frecuencial para el enlace de bajada, con emisión desde las estaciones base hacia los terminales móviles. Ver Tabla 1.2.

Por otra parte, para los sistemas de segunda generación se utiliza, lo mismo que se hace para los sistemas de primera generación, la subdivisión frecuencial en portadoras de los anchos de banda de subida y de bajada. De modo que la diferencia entre los sistemas de primera y segunda generación estriba en que para los de primera generación cada comunicación ocupa una portadora, mientras que para los de segunda, sobre cada portadora se aplica un multiplexado temporal de varias comunicaciones.

Para el sistema IS-95 el multiplexado de las comunicaciones se hace por división en código. Ahora bien, la subdivisión frecuencial de los anchos de banda de subida y de bajada en portadoras no implica que celdas adyacentes vayan a utilizar distintas portadoras, como ocurre con los sistemas FDD/FDMA/TDMA. Precisamente todo lo contrario, todas las celdas operan sobre la misma portadora. La razón de que exista más de una portadora se debe a que, por razones tecnológicas, de fabricación de equipos terminales, así como por razones de aprovechamiento de las características del canal móvil, como se verá en el capítulo 4, el ancho de banda por portadora se ha limitado a 1250 KHz. Lo cual da lugar a una determinada capacidad del canal, medida por el número máximo de comunicaciones simultáneas. Si se pretende incrementar el número de comunicaciones por celda soportadas por una portadora, se tiene que utilizar más de una portadora por celda, sin perjuicio para el resto de celdas, ya que existe total libertad para que la nueva portadora tomada pueda ser empleada también en las celdas vecinas.



### 3.3 Características de los sistemas celulares

A continuación se comentan brevemente algunos de los mecanismos utilizados por los sistemas celulares actuales con el fin de mejorar la calidad de la comunicación y en su defecto incrementar la capacidad del sistema.

#### 3.3.1 Ecuilización

Como se ha comentado en el capítulo 2, el “delay spread” da cuenta de los sucesivos ecos de señal recibidos, como consecuencia del efecto multicamino. En general el “delay spread” se interpreta como el tiempo transcurrido desde que se recibe el primer eco de una señal hasta que se recibe el último. Sin embargo, suele ser de mayor interés la medida del valor medio del “delay spread”. Este valor medio depende del entorno de trabajo considerado, por ejemplo, son valores típicos los siguientes [Lee91]:

- Entorno rural: 0,2  $\mu$ seg.
- Entorno suburbano: 0,5  $\mu$ seg.
- Entorno urbano: 3  $\mu$ seg.

Uno de los efectos no deseados de la recepción de sucesivos ecos de señal es precisamente la interferencia intersimbólica (ISI) que esto provoca. Considerando los valores numéricos del valor medio de “delay spread” mencionados, veamos en qué casos el ISI deja de ser despreciable. En primera aproximación se puede comparar la velocidad de transmisión con la décima parte del inverso del valor medio del “delay spread”.

- Entorno rural:  $0,1 * 1/0,2\mu s = 500Kbps$
- Entorno suburbano:  $0,1 * 1/0,5\mu s = 200Kbps$
- Entorno urbano:  $0,1 * 1/3\mu s = 33,3Kbps$

Retomando las velocidades de transmisión de los sistemas de segunda generación vistos en el capítulo 1, se tiene la tabla 3.2, donde se expresa la velocidad de transmisión en símbolos por unidad de tiempo.

Sistema	GSM	IS-54	JDC	IS-95
Tasa trans.	270,8 Ksps	24,3 Ksps	21 Ksps	1228,8 Ksps

Tabla 3.2.

Se observa cómo para el entorno urbano se hace necesaria la ecualización en todos los sistemas. De entre todos ellos, aparentemente el sistema IS-95 es aquel que mayor necesidad de ecualización tiene, al ser el que transmite con mayor velocidad. En la práctica, el sistema IS-95 es el único que no precisa ecualización, por la propia

filosofía de funcionamiento de los sistema de acceso múltiple por división en código, al hacer uso de códigos pseudo-aleatorios. Esta característica será objeto de estudio en el capítulo 4.

### **3.3.2 Traspaso de llamada**

Los sistemas de primera generación fueron los primeros sistemas celulares. Es por ello que celdas adyacentes no podían utilizar las mismas portadoras. Esto da lugar al necesario traspaso de llamada para aquellas comunicaciones originadas en una celda y que, como consecuencia del desplazamiento del terminal, continúan en otra celda distinta a la original. Por tanto, los sistemas de primera generación ya incluían entre sus funcionalidades básicas el traspaso de llamada.

La observación del desplazamiento del terminal para poder determinar si es necesario un traspaso de llamada, se hace, para los sistemas de primera generación, mediante la detección por parte de la estación base de contacto, así como de las estaciones base vecinas, de la señal emitida desde el terminal móvil. Es decir, para los sistemas de primera generación todo el mecanismo de traspaso de llamada se desarrolla en la red fija, sin intervención del terminal. Esto es debido a que se trata de sistemas analógicos, los cuales, cuando establecen una comunicación, pasan a ocupar un canal para estar constantemente transmitiendo la señal portadora modulada por la voz. Por tanto, no tienen físicamente tiempo para poder realizar otras operaciones.

Por contra, los sistemas de segunda generación, como GSM, se caracterizan por el multiplexado temporal que realizan sobre la portadora utilizada en la comunicación. No tienen que estar constantemente transmitiendo, con lo cual, pueden dedicar tiempo a sintonizar las frecuencias guía de celdas vecinas [Red95]. Gracias a esta característica, todo el mecanismo de toma de medidas antes realizado en las diferentes estaciones base se traslada a los terminales, lo cual supone una descarga computacional grande para la red. Sin embargo, la decisión de un traspaso de llamada seguirá siendo de la red, es por ello que a esta técnica de traspaso se la denomina MAHO (Mobile Assisted Hand Over). Desde un punto de vista práctico, la toma de medidas por parte de los terminales móviles se considera una de las mejoras fundamentales de los sistemas de segunda generación respecto a los de primera generación.

Para el sistema IS-95, la filosofía de funcionamiento es similar a la de GSM, la diferencia está en que celdas vecinas utilizan la misma portadora, distinguiéndose unas de otras por el código pseudo-aleatorio utilizado. Como el sistema IS-95 no utiliza el multiplexado temporal, el receptor móvil debe detectar simultáneamente el

nivel de señal recibido de las diferentes estaciones base. En la práctica la detección no se hace simultáneamente, sino que se van rastreando cíclicamente los distintos códigos pseudo-aleatorios de cada estación base. Para ello, se utiliza una rama de demodulación diferente a las usadas para la comunicación como tal. El hardware de demodulación, en su etapa en “banda base” está triplicado o cuadruplicado, en el capítulo 4 se verá porqué, no así la parte de “radio frecuencia” que es única, ya que como se ha comentado, todas las estaciones base operan con la misma frecuencia.

### 3.3.3 Control de potencia

El control de potencia pretende regular la potencia de emisión para así controlar en recepción la calidad de la comunicación. Es decir, si en recepción se detecta una relación señal a interferencia por debajo del umbral de calidad se procederá a transmitir con más potencia, y viceversa.

Existen dos formas básicas de control de potencia. El control de potencia en bucle abierto y el control de potencia en bucle cerrado. En bucle abierto se regula la emisión de potencia en función de la señal recibida en el otro sentido de la comunicación. En bucle cerrado se regula la emisión de potencia en función de la medida de la relación señal a interferencia en recepción, a través de comandos enviados por un canal de retorno.

El inconveniente del mecanismo en bucle abierto está en suponer que ambos sentidos de la comunicación están sujetos a los mismos desvanecimientos. En ocasiones no es así, ya que para los sistemas celulares actuales, los enlaces de subida y de bajada operan en bandas frecuenciales separadas. Sin embargo, para combatir las pérdidas por propagación y los desvanecimientos lentos suele ser apropiado en la mayoría de los casos.

La ventaja del control de potencia en bucle cerrado está en que se actúa en base a la medida directa de la calidad de la comunicación. El inconveniente se puede dar para un canal de control de retorno que no sea lo suficientemente rápido como para seguir las variaciones sobre la señal recibida. En la práctica, sistemas como GSM modifican la potencia emitida tras un promediado del nivel de señal recibido en 480 ms [Mou92], [Red95], mientras que el IS-95 lo hace cada 1,25 ms [IS95]. La velocidad de actualización depende de las necesidades de cada sistema.

Los sistemas de primera generación no implementan la técnica de control de potencia. Nuevamente, la carencia de un multiplexado temporal, impide disponer de los necesarios canales de control asociados a la comunicación, a través de los cuales, los sistemas de segunda generación, envían los comandos pertinentes, de manera periódica, para modificar la potencia de emisión en la estación base o en el terminal

móvil. Aunque sí que es cierto, que se hubiese podido implementar la técnica de control de potencia en bucle abierto.

Desde otro punto de vista, el control de potencia no sólo mejora la calidad de las comunicaciones sino que además incrementa la capacidad del sistema. El control de potencia consigue que cada emisor transmita con la mínima potencia necesaria, esto redundará en una reducción colectiva del nivel de interferencia, lo cual siempre comporta un incremento de la capacidad del sistema al poder añadir más comunicaciones. Además, también es de destacar el consiguiente ahorro de energía que supone la utilización del control de potencia, lo cual incrementa la vida de las baterías. Por otro lado, para los sistemas de acceso CDMA, como se verá en el capítulo 4, el control de potencia más que un beneficio es una auténtica necesidad para el correcto funcionamiento del sistema.

#### **3.3.4 Codificación de canal y entrelazado**

La aplicación de la codificación de canal supone para la comunicación digital una gran mejora sobre la comunicación analógica. La introducción de una redundancia estructurada en emisión hace posible que en recepción el decodificador de canal recupere la información transmitida mediante la corrección de determinados errores de transmisión.

La capacidad correctora del decodificador depende de la cantidad de redundancia introducida por el codificador en origen, así como de la complejidad de codificación utilizada. Todo ello repercute directamente sobre la dificultad de implementación del correspondiente decodificador.

El elemento de entrelazado / desentrelazado a través de sus diferentes modalidades, en bloque, convolucional, etc. pretende eliminar la memoria del canal, con objeto de que símbolos de fuente consecutivos estén sujetos a diferente atenuación, con ello se intenta que el decodificador de canal funcione correctamente. Por contra, como se comentará más adelante, el retardo de entrelazado debe estar acotado con el fin de asegurar la calidad de las comunicaciones en tiempo real.

Existen numerosos estudios [Pro95], [Vit95], [Ste92] en los que se presenta la tasa de error residual a la salida del decodificador de canal en función de la relación  $E_b/I_0$  a la entrada del mismo. Estas curvas vienen parametrizadas según la complejidad del codificador, la técnica de decodificación: decodificador de Viterbi, decodificador secuencial, etc., así como del tipo de decisión: "hard-decision", "soft-decision". En general estos estudios están hechos para canales Gaussianos.

Por otro lado, existen unas curvas de conversión de la tasa de error residual entre canales Gaussianos y canales Rayleigh sin memoria, lo cual se aproxima más a

la realidad de un canal radio móvil. En teoría, si el entrelazado fuera ideal se conseguiría un canal Rayleigh sin memoria, con lo cual el análisis teórico sería completo. Sin embargo, en la práctica, para conseguir un canal sin memoria se necesitarían retardos de entrelazado excesivos para los servicios en tiempo real. Es por ello que la relación  $E_b/I_0$  umbral deberá incorporar un determinado margen de protección, ya no sólo por las imperfecciones de un entrelazado no ideal, sino también por las imperfecciones de otras etapas como puede ser el control de potencia.

A modo de ejemplo [Gor97], vamos a calcular para los sistemas GSM e IS-95 cuales son los márgenes de protección considerados en la relación energía de bit a densidad de interferencia, teniendo en cuenta el tipo de codificación de canal utilizada.

La complejidad de codificación utilizada en GSM es de  $K = 5$ , lo cual implica que el decodificador de Viterbi opera internamente con  $2^5 = 64$  estados. La tasa de codificación es  $r = 1/2$ . Para una BER residual de  $4 \cdot 10^{-3}$  [Rai91], valor considerado aceptable para el tipo de codificador de voz utilizado, si el canal fuera Gaussiano, la relación  $E_b/I_0$  necesaria a la entrada del decodificador de canal sería de  $3,5dB$  [Pro95]. Considerando un canal Rayleigh sin memoria y diversidad dos, el cociente  $E_b/I_0$  pasa a ser de  $8dB$ .

Según las especificaciones para GSM [Rai91], la planificación frecuencial de este sistema se lleva a cabo en base a una relación  $SIR$  umbral de  $11 dB$ . Este umbral viene condicionado, como se ha comentado anteriormente, por las características funcionales de cada uno de los bloques que constituyen emisor y receptor.

Relacionando el  $SIR$  con  $E_b/I_0$  se tiene:

$$\frac{S}{I} = \frac{E_s/T_s}{\Delta\omega \cdot I_0} = \frac{E_s}{I_0} \cdot \frac{R_s}{\Delta\omega}$$

$$\frac{E_s}{I_0} = \frac{S}{I} \cdot \frac{\Delta\omega}{R_s}$$

$$\frac{E_s}{I_0} = 11dB + 10 \cdot \log_{10} \frac{200KHz}{270,8Kbps}$$

$$\frac{E_s}{I_0} = 11dB - 1,3dB = 9,7dB$$

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{2 \cdot E_s}{I_0} = 9,7dB + 3dB = 12,3dB$$

Donde,  $E_s$  es la energía del símbolo recibido, el bit codificado, de valor mitad a la energía de bit,  $E_b$ , ya que la codificación convolucional es de tasa  $1/2$ .  $R_s$  es la tasa de transmisión de los bits codificados y  $\Delta\omega$  es el ancho de banda ocupado por el canal.

Por tanto, el sistema GSM opera, según este sencillo ejercicio de análisis, con un margen de  $12,3dB - 8dB \approx 4,3dB$ .

La complejidad de codificación utilizada en IS-95 es de  $K = 9$ , lo cual implica que el decodificador de Viterbi opera con  $2^9 = 1024$  estados internamente, esto da idea de su dificultad de implementación en relación con el decodificador de GSM. La tasa de codificación es  $r = 1/3$  para el enlace ascendente, que es el más castigado. Para una BER residual de  $10^{-4}$  [Vit95], valor inferior al exigido para GSM debido a su tasa de codificación de voz menor, si el canal fuera Gaussiano, la relación  $E_b/I_0$  necesaria a la entrada del decodificador de canal sería de  $3dB$ . Considerando un canal Rayleigh sin memoria, demodulación no coherente y diversidad dos, el cociente  $E_b/I_0$  pasa a ser de  $6,9dB$  [Vit95].

Para el sistema IS-95, diversas publicaciones [Gil91], [Vit93a] apuntan una relación  $E_b/I_0 = 7dB$  como umbral de funcionamiento correcto del sistema. Por tanto, el sistema IS-95 opera con un margen de  $7dB - 6,9dB \approx 0,1dB$ . Se observa como el margen de protección para un sistema de acceso CDMA es prácticamente nulo.

La diferencia en los márgenes de protección puede atribuirse a la gran varianza de la relación señal a interferencia para los sistemas FDMA/TDMA frente a los sistemas CDMA. Como la interferencia sobre una comunicación en sistemas CDMA es el resultado de la suma de las contribuciones del resto de comunicantes, esto hace que posibles variaciones en los nivel de potencia individuales, como consecuencia de imperfecciones en el control de potencia, se compensen mutuamente. Por contra, para los sistemas FDMA/TDMA, donde el número de interferentes es reducido, la varianza en el nivel de interferencia es apreciable, lo cual dificulta el control de la relación señal a interferencia.

En alguna ocasión se ha comentado que la diversidad en interferencia intrínseca de los sistemas CDMA comporta una mejora de  $4 dB$  [Roj97] sobre los sistemas FDMA/TDMA. Algo parecido se ha obtenido con el sencillo ejemplo que se acaba de desarrollar, sin embargo, este ejercicio está basado en numerosas suposiciones, lo cual lo hace poco fiable.

### **3.3.5 Diversidad / Combinación de las señales**

Como se ha comentado en el capítulo 2, las comunicaciones radio móviles están sujetas a constantes variaciones en el nivel de señal recibido, ya sea en el terminal móvil o en la estación base, como consecuencia de la superposición de los desvanecimientos lentos y rápidos. Uno de los mecanismos básicos para contrarrestar estas constantes variaciones en el nivel de señal consiste en recuperar la misma información original a través de la recepción de diferentes señales que

hayan sufrido desvanecimientos independientes. De este modo, de las señales recibidas se podrá hacer una selección o una combinación, dependiendo de la técnica utilizada, para así recuperar una única señal menos sujeta a las mencionadas variaciones de nivel.

Existen diferentes técnicas, denominadas técnicas de diversidad, para obtener varias señales con la misma información. Se puede hacer una primera clasificación entre diversidad macroscópica y diversidad microscópica [Jak74].

La diversidad macroscópica consiste en la recepción simultánea por parte de varias estaciones base de la señal emitida desde el terminal móvil. Se denomina macroscópica por la gran separación existente entre los receptores. El objetivo básico es contrarrestar los desvanecimientos lentos, éstos en la mayoría de los casos son producto de los obstáculos que existen entre emisor y receptor. Así, dicho mecanismo parte del supuesto que cada estación base se verá desde el terminal móvil en una dirección diferente, y por tanto los obstáculos entre terminal móvil y estación base serán distintos en cada caso.

La diversidad microscópica pretende combatir los desvanecimientos rápidos. Existen diferentes técnicas para conseguir varias señales. Así, se tiene la diversidad espacial, que consiste en situar dos o más antenas receptoras lo suficientemente separadas como para que las señales recibidas estén incorreladas. También existe la diversidad temporal, que consiste en transmitir lo mismo en instantes de tiempo separados. Otras formas de diversidad son: la diversidad en polarización, la diversidad angular o la diversidad frecuencial. De todas ellas, la más comúnmente utilizada es la diversidad espacial en la estación base, ya que físicamente no hay muchos problemas para situar dos antenas lo suficientemente separadas. Más difícil es conseguir la separación espacial adecuada en el terminal móvil. El resto de técnicas de diversidad no se utilizan, ya sea porque consumen recursos extra, o por su difícil implementación.

Respecto a la diversidad espacial, la distancia entre antenas es distinta para el terminal móvil que para la estación base, debido a las características del entorno que los rodea. Así, para la estación base la separación viene impuesta por la más restrictiva de las dos siguientes relaciones: por un lado el cociente entre la altura del emplazamiento de las antenas sobre el suelo y la distancia entre antenas debe ser superior a 10, y por otro la distancia entre antenas debe ser mayor que 10 veces la longitud de onda de la portadora utilizada [Lee93]. Así, para un emplazamiento a 20 m sobre el suelo, las antenas deben estar separadas un mínimo de 2 m. Y por otro lado, si la portadora utilizada es de 900 MHz, la separación mínima debe ser 3,33 m, por tanto la separación mínima debe ser de 3,33 m aproximadamente. En cambio, para el terminal móvil, la incorrelación de caminos se consigue con separaciones del orden de

media longitud de onda. Para portadoras entorno a 900 MHz la separación debe ser de 16 cm, algo excesivo dado el tamaño actual de los equipos portátiles. Sin embargo, para los sistemas de tercera generación, los cuales se espera operen con portadoras superiores a 900 MHz, quizás sea factible la diversidad espacial.

Una vez se han conseguido varias señales que contienen la misma información, se trata de combinarlas para extraer una nueva señal con una estadística relativa a la relación señal a interferencia superior a cualquiera de las señales originales. Existen varias técnicas de combinación de las señales, éstas son:

- Combinación selectiva.
- Combinación de igual ganancia.
- Combinación de ratio máximo.

De todas ellas, la que mejores resultados da es la combinación de ratio máximo, aunque en contrapartida es la más difícil de implementar ya que para conseguir este tipo de combinación se necesita realizar una suma coherente de todas las señales, previa manipulación de las mismas, al ser multiplicadas por un factor dependiente de la relación señal a interferencia de cada una de ellas. Por contra, la más fácil de implementar es la combinación selectiva, que consiste simplemente en escoger en cada momento aquella señal que tenga mejor relación señal a interferencia.

Existe una extensa bibliografía [Jak74], [Sei97], [Pah95], sobre las distintas formas de combinación, así como técnicas para su implementación. Sin embargo, no entraremos en más detalle en el presente trabajo. Nuestra intención era mencionar brevemente las distintas técnicas de combinación porque más adelante haremos uso de las mismas, aunque no entraremos en pormenores relativos a resultados reales que se consiguen con su implementación, sino que haremos uso de ellas como si pudiésemos conseguir los resultados teóricos.

### **3.3.6 Técnica de salto en frecuencia**

La técnica de salto en frecuencia se podría considerar como una variante de la diversidad en frecuencia. No se trata de transmitir la misma información utilizando varias portadoras al mismo tiempo, sino de ir saltando periódicamente de frecuencia en frecuencia en el transcurso de la comunicación. El objetivo perseguido es el mismo que para las técnicas de microdiversidad, combatir las variaciones en el nivel de señal debido a los desvanecimientos.

Existen dos modalidades básicas [Ste92], el salto lento en frecuencia, en él para cada salto frecuencial se transmiten varios símbolos de fuente. Y el salto rápido en frecuencia, donde se practican varios saltos frecuenciales en el intervalo de transmisión de un solo símbolo de fuente. Esta última es en realidad una técnica más



de comunicación por espectro ensanchado. Sin embargo, el salto rápido en frecuencia tiene por el momento dificultades para su implementación práctica, lo cual ha hecho que hasta ahora no sea tan popular como la técnica de secuencia directa (DS/CDMA).

De las dos modalidades, algunos sistemas de segunda generación, como es el caso del GSM, utilizan el salto lento en frecuencia [Ger82], con ello se consigue reducir la varianza de la relación señal a interferencia de la comunicación para velocidades de desplazamiento del terminal lentas. Aprovechando el multiplexado temporal de la comunicación, cada slot de tiempo se emite en una frecuencia distinta. Habiendo tiempo suficiente por parte del terminal móvil para sintonizar una nueva frecuencia para la emisión del siguiente slot. En realidad, la utilización de dicha técnica no impone ninguna restricción adicional, ya que el terminal móvil igualmente tiene que sintonizar otras frecuencias en los intervalos de tiempo libres entre emisión y recepción para poder localizar las celdas vecinas. Visto desde la estación base, la situación es más compleja, porque en este caso la conmutación de frecuencia sí que se hace en slots consecutivos. Sin embargo, una complejidad superior para las estaciones base es aceptable.

En general, mediante la utilización de alguna de las técnicas de diversidad, ya sea el salto en frecuencia en GSM, o la diversidad en antena, es decir, la diversidad espacial aplicada sobre el terminal móvil para IS-95 y JDC, si éstos operan en la banda de 1900 MHz, se consiguen mejoras en la estadística de la relación señal a interferencia del orden de 2 ó 3 dB, tal y como se expresó en el capítulo 2, tabla 2.1, lo cual se traduce en una relación señal a interferencia umbral menos exigente.

Una relación señal a interferencia umbral más pequeña no quiere decir que la utilización de la diversidad mejore el valor medio de la relación señal a interferencia. Al contrario, por ejemplo, utilizando una combinación selectiva, el promedio de la relación señal a interferencia de la señal resultante es igual al de las señales utilizadas en la combinación. Pero lo que sí se modifica es la varianza de la relación señal a interferencia resultante, la cual es mucho más pequeña que la de las señales de partida. Y esto hace que el margen de protección que incluye la relación señal a interferencia umbral pueda ser más pequeño, ya que no se tienen que absorber variaciones tan grandes.

En relación con la tabla 2.1 se observan incrementos de la capacidad del sistema, para GSM de hasta el  $4/3 = 133\%$ , y para los sistemas IS-95 y JDC de hasta el  $7/4 = 175\%$ .

### 3.4 Transmisión de voz

Para el servicio más extendido de todo sistema de telefonía móvil, el servicio de voz, los sistemas digitales emplean técnicas de codificación de voz con intención de eliminar la redundancia propia de la señal de voz y así transmitir dicha señal con una tasa de codificación lo más reducida posible. Para ello, las técnicas de codificación de voz más usuales basan su funcionamiento en el almacenamiento, análisis y posterior síntesis codificada de la señal de voz en segmentos de voz, habitualmente de entre 10 y 20 ms [Rap96], dependiendo siempre de la técnica de codificación utilizada. Como consecuencia, sobre el servicio de voz se tiene un primer retardo asociado a la codificación de voz.

Una vez digitalizada la señal de voz, ésta pasa por el codificador de canal, en este elemento se introduce la redundancia que será explotada en recepción para la corrección de errores. Habitualmente la técnica de codificación utilizada es la codificación convolucional, la cual no introduce un retardo apreciable sobre la señal.

A continuación la señal pasa por el elemento de entrelazado. Los sistemas digitales actuales, por ejemplo los sistemas GSM, IS-54 e IS-95, utilizan esquemas híbridos con entrelazado en bloque y diagonal [Rap96]. Finalmente, la señal digital es utilizada para modular la correspondiente portadora según la técnica escogida. El retardo de entrelazado / desentrelazado se contabiliza a través del tiempo requerido en la emisión de un bloque de entrelazado completo por el canal radio, habitualmente del orden de los 40 ms, a sumar al retardo de codificación de la señal de voz.

En recepción se actúa de manera inversa a la transmisión. Tras el filtrado, ecualización (cuando sea el caso) y detección de la señal digital, se procede al reordenamiento de la información en el elemento de desentrelazado. A continuación el decodificador de canal lleva a cabo la corrección de errores. Si el decodificador de canal emplea la técnica de soft-decoding, a la salida del detector la señal recuperada adopta más de dos niveles. Habitualmente se trabaja con 8 niveles distintos [Pro95], lo cual proporciona una métrica al decodificador de canal suficiente para que la degradación en la decodificación respecto al caso ideal de señal continua sea del orden de unas décimas de dB.

El decodificador de canal, a través del diagrama de Trellis, recupera la información original con ayuda de la redundancia introducida en origen. El retardo de decodificación es el resultante del número de saltos requeridos en el diagrama de Trellis antes de escoger un determinado camino interno sobre los demás. Habitualmente la memoria asociada a los decodificadores de canal ronda entre los 5 y 10 saltos [Pro95] antes de la decisión. Lo cual indica que el retardo de decodificación es despreciable.

Finalmente, a la salida del decodificador de señal se recupera la señal a introducir en el decodificador de voz, éste necesita un bloque completo de voz correspondiente al segmento de voz que fue codificado en origen. A partir de dicho bloque de voz se reproducirá el segmento de voz.

#### **3.4.1 Aspectos críticos**

Como se ha descrito en el apartado anterior, se trata de una cadena de procesos que van introduciendo retardos sobre la señal transmitida y recibida. De todos los retardos presentados, el retardo asociado al proceso de codificación / decodificación de voz y el de entrelazado / desentrelazado son los más extensos.

Los retardos del codificador / decodificador de voz son específicos del mecanismo de síntesis digital de voz utilizado. Sin embargo, el retardo de entrelazado está directamente relacionado con la transmisión sobre un canal de comunicaciones móviles. Una reducción del retardo de entrelazado implica una menor protección de la comunicación frente a desvanecimientos rápidos, por tanto, para asegurar la calidad de la comunicación con un entrelazado menos profundo, el sistema debe operar con unos márgenes de protección que contemplen una duración de los desvanecimientos superior al retardo de entrelazado. Con lo cual, se obliga al sistema a trabajar con una relación *SIR* umbral superior, reduciendo así la capacidad del sistema.

El proceso de codificación / decodificación de canal mediante la técnica de codificación convolucional y la decodificación según el algoritmo de Viterbi, no introducen un retardo sustancial en el esquema total.

# Capítulo 4

## Características de funcionamiento de los sistemas de espectro ensanchado. Aplicación a las comunicaciones celulares

### 4.1 Fundamentos de las comunicaciones por espectro ensanchado

Los sistemas de comunicación por espectro ensanchado se caracterizan por utilizar un ancho de banda,  $\Delta\omega$ , muy superior a la tasa de transmisión de información,  $R_b$ . Esto es, el factor de expansión o ganancia de procesado,  $G = \Delta\omega/R_b$ , para las señales de espectro ensanchado es muy superior a la unidad [Koh95], [Pic91]. Esta gran redundancia inherente a las señales de espectro ensanchado fue utilizada en primer lugar como mecanismo de protección de la comunicación en entornos hostiles o de elevada interferencia. De ahí que las primeras aplicaciones de dicha técnica de modulación fueran militares, donde ante todo se pretende salvaguardar la integridad de la información transmitida ante agentes externos que intencionadamente pretendan interferir la comunicación.

Para llevar a cabo el ensanchamiento en espectro de la señal a transmitir, lo que se puede denominar caracterización de la forma de onda utilizada en la codificación de la información, se utilizan, en el caso particular de los sistemas celulares, secuencias pseudo-aleatorias [Pet95], [Lee91]. Estas secuencias hacen que la señal transmitida tenga unas características espectrales similares a la de una señal de ruido Gaussiano blanco. Lo cual dificulta la demodulación por parte de receptores no intencionados que sean desconocedores de la secuencia pseudo-aleatoria utilizada en transmisión.

Se pueden resumir las características esenciales que distingue los sistemas de comunicación por espectro ensanchado en:

- Sistemas poco vulnerables a interferencias, ya sean intencionadas o no; por ejemplo, las causadas por otros usuarios que utilizan el mismo canal.
- Sistemas poco vulnerables a interferencias generadas por la propia comunicación; por ejemplo, debido al efecto multicamino de la propagación radio.
- Sistemas poco vulnerables a interferencias selectivas en frecuencia. Por ser precisamente transmisiones de espectro ensanchado.

- Sistemas capaces de transmitir señales con baja potencia, por debajo del nivel de ruido o interferencia, haciendo difícil la escucha por parte de agentes externos.

Las dos primeras características citadas se pueden ver como dos formas de diversidad, diversidad en interferencia y diversidad en frecuencia respectivamente. Estas características fueron las que hicieron pensar que la técnica de espectro ensanchado podía ser utilizada con resultados positivos en comunicaciones móviles celulares.

La interferencia provocada por otros usuarios aparece en los sistemas donde varias comunicaciones comparten el mismo ancho de banda de transmisión, por ejemplo, dentro de una misma celda. Para distinguir a un usuario de los demás en recepción, cada comunicación utiliza una secuencia pseudo-aleatoria diferente.

Por otra parte, la existencia de interferencia selectiva, o por contra, plana en frecuencia, depende del ancho de banda utilizado en comparación con la banda de coherencia del canal de transmisión. Se debe tener presente que el ancho de banda de coherencia del canal es variante en función del entorno de trabajo; pudiéndose distinguir entre comunicaciones de interiores o de exteriores en sus diferentes modalidades: entorno urbano, suburbano, rural, etc.

## **4.2 Casuística de las comunicaciones móviles**

Es conocido que para un entorno hipotético, con condiciones ideales de canal Gaussiano, todas las técnicas de acceso: FDMA, TDMA o CDMA, incluyendo esquemas híbridos, son equivalentes con respecto a la capacidad del canal [Wyn94], [Ver89], [Pro95]. Sin embargo, las diferencias entre las distintas técnicas de acceso múltiple aparecen cuando se habla de canales radio reales. A continuación se exponen algunas de las características que distingue a los sistemas DS/CDMA (Direct Sequence/CDMA) del resto, [Koh95], [Pic91].

### **4.2.1 Reuso frecuencial universal**

Los sistemas celulares FDMA/TDMA basan su funcionamiento en la atenuación por distancia para controlar la interferencia co-canal. Como resultado, celdas adyacentes necesitan utilizar conjuntos de frecuencias disjuntos. En contrapartida, un sistema celular DS/CDMA puede aplicar un patrón de reuso frecuencial unitario. En consecuencia, si en una determinada región aumenta el tráfico ofrecido, la introducción de nuevas estaciones base únicamente supone reajustar las potencias máximas de emisión de las ya existentes. Esta habilidad para utilizar la misma portadora en todas las celdas, no sólo beneficia la capacidad del sistema, sino que además elimina los problemas que se derivan del necesario estudio de planificación

frecuencial de los otros sistemas. También es cierto que para el DS/CDMA se requiere un nuevo estudio de emisión de potencia y la sincronización de las señales piloto emitidas desde cada estación base.

#### 4.2.2 Canales de banda ancha

El ancho de banda utilizado en comunicaciones radio-móviles se puede contemplar como un compromiso entre la mitigación del efecto multicamino, la complejidad del receptor y las prestaciones del mismo. Los sistemas CDMA se caracterizan precisamente por utilizar un ancho de banda lo suficientemente grande para no sólo contrarrestar el efecto multicamino sino además aprovecharse de él y mejorar la calidad de la comunicación [Ros94].

Para las comunicaciones de exteriores la mayoría de entornos presentan una respuesta impulsional con una dispersión temporal, "delay spread", que se extiende hasta los  $10\mu s$ , aunque excepcionalmente se puede encontrar dispersiones superiores a los  $20\mu s$ . Sin embargo, de manera habitual la mayor parte de la energía de la señal multicamino recibida se concentra en los 2 ó 3 primeros  $\mu s$ .

Por otra parte, las señales transmitidas con un ancho de banda finito, tienen una resolución temporal equivalente al inverso del ancho de banda de la señal transmitida. Por tanto, un ancho de banda de la señal transmitida igual o inferior al inverso del "delay spread" supone que el receptor no tiene resolución suficiente como para distinguir los sucesivos ecos de señal que aparecen dentro del margen temporal del "delay spread". Este fenómeno es el que hace que para las comunicaciones en banda estrecha la respuesta del canal sea plana en frecuencia.

Por contra, si se utiliza para la transmisión de la señal un ancho de banda 2 ó 3 veces superior al inverso del "delay spread", en recepción se puede enventanar la señal multicamino en 2 ó 3 ventanas dentro del intervalo de "delay spread". Si se toma, por ejemplo, el caso de un canal urbano con un "delay spread" de  $3\mu s$ , para el sistema IS-95, con un ancho de banda por canal de 1,25 MHz, la resolución es de aproximadamente  $0,8\mu s$ , lo que supone poder distinguir en la señal multicamino recibida, la procedente de aproximadamente 3 caminos. Por tanto, para recuperar el máximo de energía posible de la señal multicamino se hace preciso utilizar un receptor que demodule simultáneamente la información procedente de dichos 3 caminos. Es el caso de los receptores RAKE utilizados en estaciones base y terminales móviles, los cuales disponen habitualmente de 4 ó 5 correladores, precisamente para explotar esta característica esencial de las comunicaciones por espectro ensanchado.

Por otro lado, anchos de banda superiores al indicado para el sistema IS-95, requieren un mayor número de correladores en el receptor RAKE, si se pretende

aprovechar la misma fracción de energía de la señal multicamino. Además, cada correlador, al trabajar con una fracción de señal más pequeña, debe ser capaz de sintonizar una señal más débil, lo cual redundaría en un incremento de la complejidad de dicho correlador. Este es el inconveniente esgrimido por los defensores del sistema IS-95 frente a otros que apuestan por un sistema CDMA con un ancho de banda superior, [Ros94].

En entornos de interiores, o de exteriores considerando picoceldas, el "delay spread" se reduce. Esto puede dar lugar a que un ancho de banda de 1,25 MHz sea insuficiente para la resolución necesaria si se pretende discernir entre tres o cuatro caminos distintos. En tales casos, se debería operar con un ancho de banda superior, quizás de 5 MHz, como se propone para los sistemas de tercera generación. Lo cual a su vez, redundaría en la posibilidad de aumentar la velocidad de transmisión de la información, siempre y cuando se conserve la ganancia de procesamiento. Esto estaría en línea con la idea de utilizar tasas de transmisión elevadas en entornos con un reducido "delay spread", y tasas de transmisión más reducidas a medida que el "delay spread" aumente.

#### **4.2.3 Ley de los grandes números**

Otra característica de los sistemas CDMA está relacionada con la estadística de la interferencia observada por una comunicación como superposición de la señal procedente del resto de conexiones. En concreto, dicha estadística se aproxima a la ley de los grandes números, tanto más, cuanto mayor sea el número simultáneo de comunicaciones. Con ello, asegurar la calidad de la comunicación, lo cual pasa por tener una relación  $E_b/I_0$  superior a un cierto umbral, está más sujeta a variaciones de la señal útil que no a variaciones de la señal interferente. Por contra, para los sistemas de banda estrecha, la señal interferente habitualmente es provocada mayoritariamente por dos o tres interferencias dominantes, con lo cual, en este último caso, la estadística del cociente  $E_b/I_0$  se hace más variante y por tanto más difícil de dominar a través del control de potencia.

#### **4.2.4 Soft Handover y diversidad espacial**

A diferencia de los sistemas FDMA/TDMA, para los que celdas vecinas utilizan frecuencias distintas, en CDMA cuando un terminal móvil se aproxima a los límites de una celda no tiene que realizar un cambio de frecuencia dentro del procedimiento de traspaso de llamada entre dos estaciones base. Esto da lugar al concepto de "soft handover", según el cual, durante un determinado intervalo de tiempo, el terminal móvil puede mantener comunicación simultánea con dos o más estaciones base, ya que todas ellas operan en la misma banda frecuencial.

Con ello, los problemas que se presentan cuando el móvil se aproxima a los límites de la celda, donde la señal recibida de dos o tres estaciones base es aproximadamente igual, se ven eliminados. Ya que la presencia de las estaciones base vecinas no se verá sólo como focos de interferencia, sino también como elementos emisores de señal útil.

La emisión simultánea desde dos o más estaciones base de la misma información dirigida a un terminal móvil se puede entender también como un mecanismo más de diversidad espacial.

#### 4.2.5 Codificación

La codificación de canal puede ser contemplada como parte del proceso de ensanchamiento en espectro. Al añadir redundancia sobre la información a transmitir se está aumentando la tasa de transmisión de fuente. Por ello, posteriormente, con el ensanchamiento en espectro, la relación  $\Delta\omega/R_b$  es inferior, de modo que este segundo proceso de protección de la información es menos efectivo. Existe pues una protección compartida entre la codificación de canal y la multiplicación por una secuencia pseudo-aleatoria [Vit79].

La multiplicación de la información por una secuencia pseudo-aleatoria se puede interpretar como una forma elemental de codificación de canal. De este modo, en recepción se elimina la redundancia al multiplicar nuevamente la señal recibida por la secuencia pseudo-aleatoria de origen, para posteriormente integrar la señal resultante sobre el tiempo de un bit de señalización.

En una situación extrema se puede añadir tanta redundancia por codificación de canal como el equivalente al ensanchamiento en espectro provocado por la secuencia pseudo-aleatoria, en cuyo caso la multiplicación por la secuencia pseudo-aleatoria sólo serviría para añadir una máscara de encriptado sobre la información. En recepción, la recuperación individualizada de cada una de las comunicaciones se llevaría a cabo mediante el mecanismo de corrección de errores ejecutado por el decodificador de canal. Se tiene en la bibliografía el estudio hecho por Viterbi [Vit90], en el cual se contempla este extremo mencionado. En la práctica la complejidad tecnológica de los decodificadores de canal obliga a operar con tasas de codificación de canal 1/2 ó 1/3, siendo impensable una codificación de canal 1/128. Aunque queda abierta la posibilidad en el futuro de utilizar tasas de codificación más elevadas para los sistemas de tercera generación, así como la utilización de otras técnicas de codificación, como puedan ser los turbo códigos, sobre los cuales existe una extensa bibliografía, pero que no han sido objeto de estudio en el presente trabajo.



#### **4.2.6 Fuentes activas**

Para los sistemas DS/CDMA donde todos los usuarios comparten la misma banda frecuencial, tanto dentro de la celda, como en celdas vecinas, una reducción en la potencia de señal transmitida por parte de un usuario se traduce en una reducción del nivel de interferencia al resto de comunicaciones. Es por ello que técnicas de transmisión discontinua, mediante la detección de los períodos de actividad y silencio, repercuten directamente sobre la capacidad del sistema.

#### **4.2.7 Ganancia de antena**

La utilización de antenas sectoriales en los sistemas DS/CDMA, permite nuevamente el reuso frecuencial unitario entre sectores de una misma celda, con lo cual no existen los problemas de eficiencia de "trunking" que se dan para los sistemas FDMA/TDMA con la sectorización de las antenas. Al mismo tiempo, al utilizar antenas directivas, con diagramas de radiación reducidos, la interferencia sobre una comunicación se limita a la interferencia provocada por el resto de comunicantes ubicados en el mismo sector. Por tanto, en un caso ideal, la capacidad en número máximo de comunicaciones por sector es idéntica al número máximo de comunicaciones por celda para antenas omnidireccionales; con lo cual, la capacidad total se multiplica directamente por el número de sectores por celda, sin ningún problema adicional de reubicación de frecuencias entre sectores.

### **4.3 Problemática del enlace ascendente**

Hasta ahora, dentro de este capítulo se han comentado las características esenciales de los sistemas CDMA que los distinguen de los demás sistemas celulares. A continuación se comentan determinados aspectos críticos del sistema, los cuales derivan en una serie de funcionalidades típicas de este sistema, como son: el control de potencia y las diferentes formas de traspaso de llamada.

El terminal móvil puede estar ubicado en cualquier punto dentro de la celda, tan próximo como estar debajo de la antena emisora de la estación base, o tan lejano como estar a 40 Km de distancia, aunque esto último es una exageración. En un entorno donde las pérdidas por propagación pueden ser proporcionales a  $R^4$ , si el terminal móvil transmite con la misma potencia, independientemente de su ubicación, el margen dinámico de la potencia recibida en la estación base puede llegar a ser del orden de 80 dB.

Además, se deben añadir las pérdidas por desvanecimientos rápidos debidos al efecto multicamino, así como los desvanecimientos lentos por configuración del terreno. Con lo cual se añaden fluctuaciones sobre el nivel de señal recibido del orden de 20 a 30 dB.

Teniendo en cuenta que todos los comunicantes utilizan la misma banda frecuencial, aquellas comunicaciones que se reciban con mayor señal gozarán de una relación señal a interferencia superior a las demás, y por tanto, una calidad de comunicación también superior. Para evitar este fenómeno, denominado efecto “cerca-lejos”, los sistemas DS/CDMA incorporan, para el enlace ascendente, un mecanismo de control de potencia que asegura un nivel de señal recibido en estación base igual para todas las comunicaciones. Con ello se garantiza la misma calidad de servicio para todos los usuarios, independientemente de su ubicación sobre el terreno.

#### **4.4 Control de potencia en el enlace ascendente**

##### **4.4.1 Control de potencia en bucle abierto**

El gran margen dinámico asociado al control de potencia para el enlace ascendente es gestionado mediante la técnica en bucle abierto. Los terminales móviles estiman las pérdidas por propagación hasta la estación base midiendo el nivel de señal recibido en el enlace descendente. Típicamente la medida se basa en un control automático de ganancia (AGC). El bucle AGC del receptor intenta mantener constante el nivel medio de señal a la entrada del conversor analógico-digital, esto es, mantener la potencia total sobre la banda de 1,25 MHz a frecuencia intermedia (FI). Esta potencia, en la práctica, incluye todo lo que entra por la etapa “front-end”: señal, ruido e interferencia. Así, la potencia medida a FI es utilizada para ajustar la potencia transmitida por el móvil según la relación [IS95]:

$$\text{Rx Power (dB)} + \text{Tx Power (dB)} = - 73 \text{ dBm}$$

##### **4.4.2 Control de potencia en bucle cerrado**

El control de potencia en bucle cerrado es una especie de ajuste fino del control de potencia en bucle abierto. La estación base mide la calidad de la comunicación, mediante la estimación de la relación  $E_b/I_0$ , y compara el resultado obtenido con un determinado valor prefijado. Esta estimación es utilizada para ajustar la potencia transmitida desde el terminal móvil.

Las correcciones de potencia se llevan a cabo mediante comandos para subir o bajar 1 dB la potencia emitida. Estos comandos son enviados por un canal de retorno desde la estación base hacia el terminal móvil, a razón de uno cada 1,25 ms. Esto constituye un mecanismo de control de potencia rápido, con 800 correcciones / segundo.

Aunque este control fino de potencia puede no ser suficientemente rápido para los desvanecimientos rápidos, es en estos casos donde las técnicas de codificación de

canal y entrelazado se muestran más efectivas. Por contra para desvanecimientos lentos, el entrelazado se presenta inoperante, debido a sus limitaciones en cuanto a profundidad de entrelazado al tener que trabajar con retardos de entrelazado reducidos. Y sin embargo, es en estos casos donde el control de potencia es más efectivo.

El margen de control de potencia para el mecanismo en bucle cerrado, en el sistema IS-95, es de  $\pm 24dB$  relativos a la estimación del bucle abierto.

#### **4.5 Control de potencia en el enlace descendente**

Para el enlace descendente la problemática es completamente diferente al enlace ascendente [Gor96]. En el enlace descendente la emisión se realiza desde las estaciones base hacia los terminales móviles. Por tanto, las señales son transmitidas desde un número discreto de ubicaciones hacia todos los móviles dentro del área geográfica.

La emisión hacia los terminales pertenecientes a una misma celda se hace desde la estación base, de manera simultánea en el tiempo, sobre el mismo ancho de banda. De este modo, el camino recorrido por la señal útil dirigida a un móvil es el mismo que el seguido por el resto de señales enviadas a los demás móviles. Es decir, fijándose en una comunicación en concreto, señal útil y señal interferente procedentes de la misma estación base decaen en la misma proporción. Esto significa que la relación señal a interferencia se conserva invariante en cualquier punto dentro de la celda.

Es por ello que, en el caso ideal de tener una celda aislada, suponiendo que no existe ruido térmico aditivo a la interferencia, no sería necesario implementar ningún tipo de control de potencia.

En la práctica, las celdas están rodeadas de otras celdas que operan sobre la misma banda frecuencial. Por tanto, a medida que un terminal se va alejando de su estación base tiene una componente decreciente de señal interferente de su propia estación base y una componente de señal interferente de las otras estaciones base que va en aumento. En el punto más desfavorable, cuando el terminal móvil esté en los límites de una celda, éste recibe tanta señal interferente de su propia estación base como de la estación base en la celda adyacente.

En el punto más desfavorable, si sólo se consideran las pérdidas por propagación, se observa que la degradación de la relación señal a interferencia respecto al caso más favorable es de aproximadamente  $6 dB$ , como consecuencia de contabilizar la interferencia de las dos estaciones base adyacentes. El caso más

favorable es aquel en el que el terminal móvil se halla muy próximo a su estación base y por tanto la interferencia de su propia estación base resulta dominante.

Por tanto, para el enlace descendente también se hace necesario implementar un control de potencia para asegurar la misma calidad de servicio para todos los móviles, independientemente de su ubicación dentro de la celda. El margen de operación del control de potencia no es en ningún caso tan extenso como para el enlace ascendente, donde se hablaba de márgenes del orden de 80 dB. Para el enlace descendente se habla normalmente de márgenes del orden de 20 dB.

La justificación de operar con un margen de 20 dB se encuentra al considerar no sólo las pérdidas por propagación, sino también las pérdidas por desvanecimientos lentos y por efecto multicamino. Así, para el caso del terminal móvil próximo a los límites de la celda, una situación desfavorable es aquella en la que la señal proveniente de su estación base está sujeta a un desvanecimiento profundo, lo cual afecta tanto a la señal útil como a la interferente. Pero la señal interferente proveniente de la celda vecina no tiene por qué estar sujeta al mismo desvanecimiento, lo cual causa una degradación notable en la relación señal a interferencia de la comunicación.

#### **4.6 Alternativas de traspaso de llamada**

El traspaso de llamada, de manera genérica, consiste en la conmutación de la estación base de contacto con el terminal móvil. Ahora bien, para CDMA existen varias formas de conmutar de estación base, lo cual da lugar a las diferentes modalidades de traspaso de llamada que se comentan a continuación.

##### **4.6.1 Hard handover**

Para los sistemas de primera generación, un traspaso de llamada implica necesariamente un cambio de la portadora utilizada con la antigua estación base, pasando a sintonizar otra portadora perteneciente al grupo de frecuencias que utiliza la nueva estación base. De aquí el sobrenombre de "hard handover", ya que en algún momento se interrumpe la conexión con la anterior estación base, para a continuación reanudarla por otro canal con la nueva estación base, esto es así porque los terminales móviles únicamente pueden sintonizar una frecuencia simultáneamente.

Para los sistemas de segunda generación tipo FDMA/TDMA, como es el caso de GSM ó del IS-54, a pesar de las diferencias respecto a los sistemas de primera generación, la forma de proceder en la ejecución del traspaso de llamada es muy similar a la de sus antecesores. Los sistemas de segunda generación siguen siendo sistemas celulares basados en el concepto de reuso frecuencial para asegurar la

calidad de las comunicaciones. Es por ello que celdas vecinas no comparten el mismo grupo de frecuencias de trabajo, por tanto un traspaso de llamada comporta nuevamente un cambio de la frecuencia sintonizada.

La diferencia básica en cuanto al traspaso de llamada entre los sistemas de primera generación y los sistemas GSM ó IS-54 estriba en el hecho que, para estos últimos, las comunicaciones están multiplexadas en tiempo. Esto hace que existan intervalos de tiempo entre transmisión y recepción que hacen posible la preparación y ejecución del traspaso, con lo que, a pesar de ser "hard handover", puede no ser tan abrupto como en el caso de los sistemas de primera generación.

#### **4.6.2 Soft handover**

La ejecución del traspaso de llamada para un sistema CDMA difiere de los sistemas anteriormente mencionados. Partiendo de la base que el reuso frecuencial en CDMA es unitario, se da una nueva modalidad de traspaso de llamada que no era posible hasta entonces, se trata del "soft handover", también denominado "make before break". En este caso el traspaso no es abrupto, sino que se prolonga en el tiempo con conexión simultánea con dos o tres estaciones base, hasta que la señal proveniente de una de las estaciones base se hace dominante, lo cual induce a abandonar la conexión con el resto de estaciones base.

Como efecto más beneficioso de esta forma de proceder en la ejecución del traspaso de llamada se tiene la implementación indirecta de la diversidad espacial, ya que la conexión simultánea con dos o más estaciones base repercute en un incremento de la calidad de la comunicación. Difícilmente se producen desvanecimientos simultáneos en los enlaces con las diferentes estaciones base. Esto redundaría en un incremento de la capacidad del sistema, sobre todo en el enlace ascendente, que es más crítico debido a las limitaciones que impone operar con un margen de control de potencia tan amplio.

#### **4.6.3 Macrodiversidad**

El concepto de macrodiversidad aparece como una extensión del "soft handover" llevada al extremo. Es decir, en lugar de hacer la conexión simultánea con dos o tres estaciones base como algo temporal, hacer que esta forma de conexión se mantenga a lo largo de toda la comunicación.

La implantación de dicha forma de conexión con las estaciones base obliga a diseñar en la red fija, la infraestructura necesaria para poder explotar los beneficios que conlleva. Así pues, para aprovechar, por ejemplo, en el enlace ascendente la información proveniente de dos o más estaciones base, debe existir un elemento

jerárquico superior que combine todas las señales para obtener una nueva señal cuya relación señal a interferencia sea superior a la de cada una de las originales. En este sentido para la combinación de las señales se cuenta con tres posibilidades:

- Combinación selectiva.
- Combinación de igual ganancia.
- Combinación de ratio máximo.

De todas ellas, la más difícil de implementar, aunque con ella se conseguirían los mejores resultados, es la combinación de ratio máximo. Es más, hasta cierto punto, una combinación de ratio máximo, lo cual implica una suma coherente a nivel de radio frecuencia de las señales procedentes de diferentes estaciones base, parece algo impracticable. Sin embargo, siempre existirán soluciones intermedias, sumas pseudo-coherentes realizadas en banda base, ya sean post-detección o pre-detección [Haa97], [Pap95], cuyos resultados, aunque siempre por debajo, se aproximarán en función de la complejidad del algoritmo utilizado en la combinación, al caso ideal.

Actualmente, el mecanismo de traspaso de llamada implementado sobre el sistema IS-95 se encuadra dentro de la modalidad de “soft handover” con combinación selectiva.

#### **4.6.4 Implicaciones sobre la red fija de las diferentes alternativas de traspaso**

Como ya se ha comentado en el apartado anterior, en el caso de utilizar la técnica de “soft handover” para el traspaso de llamada, o también al utilizar macrodiversidad, la implicación directa sobre la red fija es la necesaria ubicación de un elemento, dentro de la jerarquía de red, capaz de combinar las señales procedentes de las diferentes estaciones base, independientemente del mecanismo de combinación utilizado.

Esta necesidad de ubicación del elemento combinador de señales que hace posible el correcto funcionamiento del mecanismo de “soft handover” puede convertirse en un inconveniente en aquellas regiones donde celdas adyacentes pertenezcan a combinadores diferentes. En estos casos, se hace imposible utilizar la facilidad de “soft handover”, con lo cual los beneficios de usar el mismo ancho de banda en todas las celdas se puede convertir en una desventaja respecto a otros sistemas como GSM ó IS-54, hasta el punto en que la calidad de las comunicaciones para los terminales móviles que transitan entre dos celdas sea muy inferior al resto de comunicaciones.

Es más, los beneficios que reporta la técnica de “soft handover” sobre el control de potencia, que hacen que éste no tenga que trabajar al límite de sus posibilidades en los límites de la celda, desaparecen.

Sin embargo la solución al problema existe. Al no poder utilizar “soft handover”, las celdas en el contorno de una región controlada por un mismo combinador tendrán un área de cobertura inferior. Con ello, los terminales que se muevan en los límites de la celda contarán con un margen de protección adicional sobre el control de potencia para absorber los desvanecimientos que de otro modo se contrarrestarían por la diversidad espacial que ofrece el trabajar con más de una estación base.

Todo ello repercute en la necesaria ubicación de un mayor número de estaciones base. Por ello, vemos que en último extremo se trata de un compromiso entre capacidad y complejidad de la red fija, complejidad medida en número de estaciones base controladas por un mismo combinador [Mit96].

#### **4.6.5 Acción combinada del control de potencia y traspaso de llamada**

##### **Enlace ascendente**

Cuando la comunicación está establecida únicamente con una estación base, el control de potencia en bucle cerrado viene marcado por la medida de la relación  $E_b/I_0$  en esa estación base. A través del canal de retorno desde la estación base hasta el terminal móvil se ajusta la potencia emitida por el terminal. Sin embargo, cuando la comunicación se mantiene simultáneamente con dos o tres estaciones base aparece el problema de saber quién lleva el control de la potencia emitida desde el terminal móvil.

Según el sistema IS-95 [IS95] la potencia emitida desde el terminal móvil debe ser controlada por aquella estación base que en ese momento esté recibiendo la mejor señal, con lo cual en cada momento se transmitirá la mínima potencia. Éste es un requerimiento esencial para maximizar la capacidad del sistema, menos potencia implica menos interferencia y por tanto caben más comunicaciones simultáneas. Por esta razón, para el sistema IS-95 cada estación base participante de la comunicación decide por separado si el terminal móvil debe subir o bajar la potencia de emisión. Envían el requerimiento por el canal de control y el móvil en función de los comandos recibidos decide. Si de todos ellos, en alguno se indica que baje la potencia lo hará. Para subir la potencia, necesariamente todas las estaciones base deben pedirlo a la vez.

La razón por la cual la decisión de subir o bajar la potencia no es tomada por el combinador es por rapidez de ejecución. Es más, el combinador, que para el sistema IS-95 es un combinador selectivo, realiza la selección, no bit a bit, por falta de un criterio de selección; sino trama a trama, con lo cual para cada una de las tramas recuperadas por las estaciones base, se indica la calidad de la trama; ya sea por

medida del promedio de  $E_b/I_0$  o por estimación de la tasa de error asociada a la trama con ayuda del decodificador de canal.

Para un sistema más elaborado, el control de potencia debería realizarse en función del cociente  $E_b/I_0$  a la salida del combinador y no de manera individualizada por cada una de las ramas del combinador. Así se reduciría todavía más la potencia emitida desde cada terminal móvil. Sin embargo, tal y como se comenta con anterioridad, la efectividad de dicha técnica está supeditada a la rapidez con que se ejecute en relación con la velocidad de variación del canal móvil debido al efecto multicamino.

### **Enlace descendente**

Para el enlace descendente la situación es completamente distinta al enlace ascendente. Para este caso la emisión por parte de más de una estación base hacia un terminal móvil supone un incremento de la interferencia sobre el resto de comunicantes. Por otro lado, el terminal móvil a través del receptor RAKE demodulará en cada brazo la señal procedente de una estación base distinta, para a continuación, proceder a una combinación coherente de las señales de cada correlador. Cuanto mayor sea la región donde se practique el "soft handover", menor será la capacidad del enlace descendente.

En principio, esto no se ha visto como un inconveniente, porque la capacidad del enlace descendente se ha considerado siempre superior a la del enlace ascendente. Entre otras razones porque el umbral de operación del enlace descendente,  $E_b/I_0$ , era 2 ó 3 dB inferior al del enlace ascendente, básicamente debido a que para el enlace descendente la demodulación es coherente, asistida por piloto, cosa que no sucede en el otro sentido de la comunicación.

Sin embargo, al considerar en los sistemas de tercera generación que el servicio de voz no tiene porque ser dominante, a diferencia de lo ocurrido para generaciones anteriores, existe la posibilidad de tener comunicaciones con caudales asimétricos. Además se prevé una mayor necesidad de tráfico para el enlace descendente, lo cual puede acabar repercutiendo negativamente en la manera de proceder en la emisión de potencia desde varias estaciones base cuando el terminal móvil se encuentra en "soft handover". Por tanto, se deberá adquirir un compromiso, limitando para el enlace de bajada la región en "soft handover" de manera que se tenga controlada la interferencia adicional que supone el uso de esta técnica.

#### **4.6.6 Distribución de terminales entre estaciones base**

Otra particularidad no mencionada hasta ahora hace referencia a la distribución de los terminales móviles entre las estaciones base. El hecho de que todas las



estaciones base compartan la misma banda frecuencial hace que la conexión de un terminal móvil a una estación base u otra, cuando su ubicación está en una región donde la distancia a varias estaciones base es aproximadamente la misma, sea bastante indiferente, siempre y cuando el margen de control de potencia del enlace ascendente lo permita. En estos casos, la distribución de móviles más apropiada será aquella que maximice la capacidad del sistema. En esta línea se engloban los casos en que se produce un tráfico ofrecido desigual entre celdas. Para esta última circunstancia se trata de redistribuir las comunicaciones entre estaciones base para evitar la saturación de alguna de las mismas. Esto será objeto de estudio en el capítulo 7 del presente trabajo.

# Capítulo 5

## Caracterización estadística del comportamiento de un sistema CDMA

En el presente capítulo se procede a la caracterización mediante simulación del comportamiento de un sistema celular CDMA. La simulación comprenderá por una parte la consideración del mecanismo de control de potencia, a través de dos metodologías de funcionamiento distintas. Y por otro lado, se procede a la implementación de las distintas modalidades de traspaso de llamada.

En este capítulo concretamente, todos los ejercicios de simulación se han practicado sobre el enlace ascendente, no así en sucesivos capítulos. Esto es así, debido a la influencia recibida por la bibliografía consultada, según la cual, el enlace ascendente era quien limitaba la capacidad de un sistema CDMA [Vit93a], [Gil91]. Posteriormente, dentro del capítulo 7, se constatan las dificultades que se presentan sobre el enlace descendente cuando se dan distribuciones no uniformes de los terminales sobre el área de servicio.

Existen en la literatura varios artículos cuyo contenido se asemeja al estudio desarrollado en este capítulo para determinados casos particulares, en este sentido es de destacar la referencia [Won97] donde se sumarizan algunos de los más relevantes.

Para concluir el capítulo, en el punto 5.6 se procede a desarrollar un estudio analítico que justifica, en la mayoría de los casos, todos los resultados obtenidos previamente mediante simulación.

### 5.1 Descripción del entorno de simulación

Para la simulación de un sistema celular CDMA, donde todas las estaciones base comparten el mismo ancho de banda, se ha optado por una solución de 19 celdas hexagonales dispuestas tal y como se representa en la figura 5.1. De este modo se ejecuta la simulación de todo el sistema, aunque sólo se toman estadísticas de la celda central, única celda rodeada por dos anillos de celdas interferentes y por tanto menos sujeta a condiciones de contorno.

La distribución de los terminales móviles entre las 19 celdas se ha hecho de forma uniforme. Con posterioridad, dentro del capítulo 7, que hace referencia a las estrategias de distribución de las comunicaciones entre estaciones base, se considera el caso de una distribución no uniforme de los terminales móviles. Allí se observará el comportamiento del sistema en estas circunstancias.

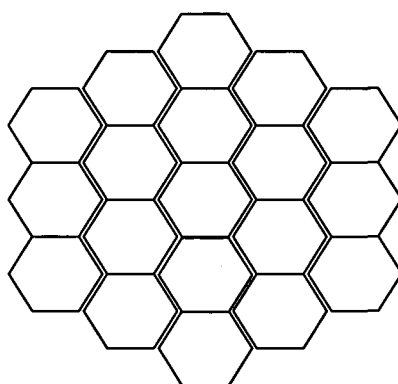


Figura 5.1

Como parte esencial de toda simulación de un entorno celular, se plantea la utilización de un modelo de canal radio. En este caso dicho canal radio comprende:

- **Las pérdidas por propagación.** Se ha tomado un factor de pérdidas por propagación igual a 4. La elección de un factor de pérdidas por propagación inferior no afecta a la interferencia interna de celda, ya que el control de potencia busca que a la estación base llegue el mismo nivel de señal de todas las comunicaciones que controla. Sin embargo, para la interferencia externa, un factor de pérdidas por propagación inferior, sí que implica una contribución mayor, al no atenuarse tanto con la distancia. En este sentido el caso considerado podría verse como poco restrictivo, sin embargo, la elección del valor de 4 fue debida a que, durante el período de ejecución de las simulaciones, éste era el factor de pérdidas por propagación más extensamente utilizado en la bibliografía consultada [Vit95], [Gil91].

- **Los desvanecimientos lentos.** En este caso, el modelado de la estadística de los desvanecimientos debidos a la configuración del terreno se ha llevado a cabo mediante la utilización de una función log-normal con una desviación estándar de 8 dB. La elección de los 8 dB nuevamente obedece a la razón esgrimida en el párrafo anterior. En este sentido, al no disponer de medidas de campo, se debe mencionar la notable influencia que se ha tenido en relación con la bibliografía relacionada con el trabajo de Viterbi en este campo [Vit93a], [Vit94], [Vit95].

Otro aspecto a considerar en el modelado del canal radio es la correlación de los desvanecimientos lentos entre un terminal móvil y las diferentes estaciones base. Para cualquier desvanecimiento lento se han considerado dos componentes, una que es propia del canal entre terminal móvil y una estación base; y otra componente que es común a todas las estaciones base. Para ambas componentes se supone igual

desviación estándar, y la suma da lugar a una nueva log-normal con desviación estándar los 8 dB mencionados con anterioridad [Vit95].

## **5.2 Filosofía de simulación**

En relación con la ubicación de los terminales móviles, se elige un posicionamiento inicial de cada uno de ellos, con el correspondiente cálculo de las atenuaciones por propagación y desvanecimiento lento hacia cada una de las estaciones base. Tras este cálculo, los terminales permanecen inmóviles para el resto de la simulación. El hecho de proceder de esta manera radica precisamente en haber considerado únicamente las pérdidas por propagación y los desvanecimientos lentos. Al suponer que el algoritmo de control de potencia es más rápido que las variaciones de la atenuación de propagación por desplazamiento del móvil, así como las variaciones en los desvanecimientos lentos, se hace innecesario incluir un patrón de movilidad para los terminales. En cualquier caso, el algoritmo iterativo de control de potencia que se expondrá más adelante, acepta variaciones temporales de atenuación sin peligro de inestabilidad del mismo.

## **5.3 Descripción del mecanismo de control de potencia**

Otro aspecto a considerar en la simulación del sistema CDMA comprende el control de potencia. En principio, el control de potencia es parte esencial del funcionamiento de un sistema celular CDMA. La implementación en el simulador de un algoritmo u otro puede alterar los resultados de la simulación. Se plantean a continuación dos alternativas de control de potencia para el enlace ascendente, aunque el funcionamiento es extensible al enlace descendente.

### **5.3.1 Metodología de Viterbi**

En principio, se sigue la metodología utilizada por Viterbi para la simulación de un sistema CDMA en un entorno similar al planteado en este capítulo, ver [Gil91], [Vit93a], [Vit94]. El algoritmo de implementación del control de potencia es el siguiente:

- El control de potencia es tal que cada terminal móvil emite la potencia necesaria para contrarrestar las pérdidas por propagación más el desvanecimiento lento asociado a la estación base de conexión. Con ello se consigue, para todas las comunicaciones, el mismo nivel de señal recibido por la correspondiente estación base. Se puede decir que la potencia recibida en todo caso es de valor unitario o potencia de referencia.

Esta forma de proceder es coherente con el algoritmo real de control de potencia descrito en el capítulo 4 para el sistema IS-95. Entonces se dijo que para el

enlace ascendente el algoritmo tiene una componente en bucle abierto que contrarresta las pérdidas por propagación más los desvanecimientos lentos, y un ajuste fino en bucle cerrado que contrarresta los desvanecimientos rápidos. Como en la simulación únicamente se consideran las pérdidas por propagación y los desvanecimientos lentos, sólo se debe simular la parte correspondiente al bucle abierto, desestimando el ajuste fino, el cual debería hacerse en base a la medida del cociente  $E_b/I_0$  de la comunicación.

### 5.3.2 Metodología iterativa

Nosotros además de considerar el algoritmo de control de potencia planteado por Viterbi hemos utilizado otro mecanismo posible. El algoritmo es el siguiente:

- El control de potencia se realiza en base a la relación señal a interferencia medida en la estación base. Se fija un umbral de calidad de la comunicación, de manera que la potencia transmitida desde el terminal móvil sea exactamente la necesaria para cumplir dicha relación umbral.

El cálculo de la relación señal a interferencia pasa por una estimación previa del nivel de interferencia al que está sujeta la comunicación. Y como la interferencia de una comunicación en concreto es la provocada por la potencia emitida por el resto de terminales, la solución para obtener la potencia necesaria a transmitir desde cada terminal debe seguir un algoritmo iterativo. Donde se van recalculando las potencias emitidas hasta que el sistema alcanza un punto de equilibrio en que éstas permanecen invariantes en sucesivas pasadas.

A pesar de la forma de proceder diferente de ambos algoritmos, los resultados a obtener deberían ser los mismos. Y así ha sido, tal y como se demuestra más adelante. La razón de escoger la segunda forma de control de potencia se fundamenta en la intención de simular, de manera más aproximada a la realidad, la evolución temporal del control de potencia. Por ejemplo, para contemplar los siguientes casos de estudio:

- Observación del comportamiento temporal cuando se parte de un número concreto de comunicaciones por celda, y todas ellas comienzan simultáneamente su emisión con una determinada potencia inicial.
- Observación de la evolución temporal para un número creciente de comunicaciones.
- Estudio de la evolución temporal para un sistema con carga no uniforme entre celdas.

- Estudio del comportamiento de un sistema que implemente servicios de tasa variable.

#### **Variante del método iterativo**

Finalmente, para hacer que el algoritmo iterativo sea más realista, se ha creado una última variante del mismo, con implementación como sigue:

- El control de potencia, como en el caso anterior, se realiza en base a la medida de la relación señal a interferencia hecha por parte de la estación base. Se fija un umbral de calidad de la comunicación, con un margen de histéresis. Y en esta ocasión, la potencia transmitida se incrementa  $\Delta_{up} dB$  si la relación es inferior al umbral o se decrementa  $\Delta_{down} dB$  si es superior al umbral.

También como antes, para asegurar que el sistema ha llegado a un punto de equilibrio, se debe practicar un algoritmo iterativo que alcance la estabilidad de las potencias emitidas desde todos los terminales.

En cualquier caso, se tiene presente que el modelo de canal utilizado no considera los desvanecimientos rápidos. Por tanto, un estudio de la rapidez de convergencia del algoritmo vendría relacionado únicamente con la velocidad de variación en los desvanecimientos lentos. Sin embargo, no se ha considerado ningún modelo de movilidad de los terminales móviles. De esta forma, la simulación ha consistido en ubicar un conjunto de terminales sobre el terreno y estudiar la evolución temporal del control de potencia. A continuación, se reubican los terminales para activar nuevamente el control de potencia. Tras repetir numerosas veces este proceso, se extraen los resultados estadísticos necesarios del conjunto de los ejercicios de simulación.

#### **5.4 Descripción de las variantes a las alternativas de traspaso**

Tal y como se comenta en el capítulo anterior, se presentan tres posibilidades respecto al traspaso de llamada: “hard handover”, “soft handover” y macrodiversidad. El caso de macrodiversidad se puede contemplar como un “soft handover” realizado sobre la totalidad del área de una celda. Mientras que para los traspasos tipo “hard” o “soft” se deben definir las áreas de actuación de los mismos dentro de la celda, o lo que es lo mismo, definir los márgenes de histéresis para ambos tipos de “handover”, aunque en cada caso el margen de histéresis tenga un significado distinto.

Para el “hard handover”, el margen de histéresis marca la diferencia que debe existir en el nivel de señal piloto recibido por un terminal móvil desde dos estaciones base, diferencia por encima de la cual dicho terminal decide traspasar la comunicación de una celda a otra.

Para el caso de “soft handover”, el margen de histéresis marca la diferencia que debe existir en el nivel de señal piloto recibido por un terminal desde dos o más estaciones base, diferencia por debajo de la cual la comunicación se mantiene simultáneamente con más de una estación base.

En macrodiversidad la comunicación siempre se mantiene con más de una estación base. El inconveniente principal de esta solución radica en la utilización desmesurada de recursos radio en estaciones base, así como de recursos de la red fija. Ya que cada terminal en comunicación está consumiendo un recurso en cada una de las estaciones base con las que mantiene conexión. La ventaja está en el incremento de capacidad que puede comportar con respecto al “soft handover”, lo cual a su vez dependerá del margen de histéresis establecido para éste último.

En el apartado que viene a continuación, punto 5.5, relativo a los resultados estadísticos obtenidos por simulación, no se mencionará el concepto de macrodiversidad, ya que va a ser considerada como un caso particular de “soft handover” sin histéresis de definición del grupo de estaciones base activas asociadas a una comunicación. Es decir, en macrodiversidad toda comunicación se mantiene siempre, al menos para los ejercicios de simulación considerados en este capítulo, con conexión a tres estaciones base, independientemente de la ubicación del terminal móvil dentro de la celda.

## 5.5 Resultados estadísticos obtenidos por simulación

En la exposición de los resultados de simulación, se presenta en primer lugar la metodología del algoritmo de Viterbi para implementar el control de potencia. A continuación, se expone la segunda variante de control de potencia, para posteriormente comparar las estadísticas obtenidas con ambos mecanismos.

### 5.5.1 Metodología de Viterbi

Para el entorno de simulación dispuesto, el método de Viterbi implica utilizar un algoritmo de control de potencia en bucle abierto. Se pueden contemplar dos posibilidades respecto a las alternativas de traspaso:

- “Hard handover”.
- “Soft handover”.

En cada caso la elección de la estación base de conexión para la comunicación se hace de forma diferente. Se tienen dos criterios hábiles que pueden decidir una estación base. Estos son:

- Por distancia, escogiendo la estación base más cercana, esto da lugar al “hard handover”.
- Por piloto, escogiendo la estación base que nos proporciona una señal piloto más potente, esto da lugar al “soft handover”.

El primer criterio no es del todo realista. Para “hard handover” existe un umbral de decisión que impide que la comunicación esté siempre establecida con la estación base más cercana. Por ejemplo, un terminal inicia la comunicación con la estación base que le proporciona mayor piloto, habitualmente la más cercana. Y éste a su vez se desplaza dentro del área de servicio. Si el terminal se aleja de su estación base, la conexión continúa con dicha estación base, a pesar de poder recibir mayor señal de otra estación base vecina. Siempre y cuando la diferencia entre señales piloto no supere un cierto umbral. En caso contrario, se procede al traspaso de llamada, aún estando geográficamente en la celda original. Es por ello que la conexión con la estación base más cercana para simular un “hard handover” es una aproximación al problema real. Es más, para precisar se debería incluir un modelo de movilidad y tener memoria de dónde se inicio la conexión, de modo que para aquellos móviles que se encuentran próximos a la frontera entre dos celdas se tenga constancia de en qué celda iniciaron la conexión.

En nuestro caso, en aproximación al problema se consideran dos escenarios. En el primero la elección de estación base se hace por proximidad geográfica. En el segundo caso también se elige la estación base por proximidad, siempre y cuando la diferencia entre señales piloto respecto a una celda vecina esté por debajo del umbral.



En caso contrario se conecta a la que proporciona mayor señal. Este último escenario sigue siendo un peor caso respecto a la realidad.

### Hard handover

Una vez se han dispuesto los terminales móviles sobre el área de servicio, cada uno de éstos debe conectarse a una estación base. Para el "hard handover", como se ha comentado con anterioridad, se estudian dos casos diferentes:

- Conexión a la estación base más próxima geográficamente.
- Conexión a la estación base más próxima geográficamente, siempre y cuando la diferencia en nivel de señal piloto con alguna estación base vecina no supere el umbral de histéresis.

#### Primer caso

En la ejecución de la simulación no se impone ningún límite en la capacidad de emisión de potencia por parte de los terminales móviles. Con ello ningún terminal se queda fuera de cobertura. El parámetro indicativo del funcionamiento del sistema será el promedio de la relación señal a interferencia medida sobre el conjunto de las comunicaciones.

Se considera un número creciente de móviles. El resultado de las simulaciones se presenta en la tabla 5.1. Se observa un valor medio decreciente de la relación señal a interferencia a medida que aumenta el número de comunicaciones por celda. Es de destacar, la elevada varianza que se observa en la relación señal a interferencia en todos los casos, teniendo en cuenta que la varianza está expresada en dB.

Móviles/celda	$\overline{SIR} (dB)$	Varianza $SIR (dB)$	$f$	Varianza $f$
6	-11,25	1,92	2,58	3,47
7	-12,01	1,84	2,62	4,07
8	-12,73	1,74	2,46	3,03
9	-13,37	1,74	2,51	3,14
<b>10</b>	<b>-13,94</b>	<b>1,71</b>	<b>2,46</b>	<b>2,57</b>
11	-14,40	1,66	2,53	4,03
12	-14,79	1,61	2,45	3,66

Tabla 5.1. "Hard handover".

Para poder obtener unos resultados cuantitativos, que permitan comparar los diferentes casos de estudio, se va a dictar una determinada relación señal a interferencia umbral de referencia, para así deducir, en cada caso, el número máximo de comunicaciones por celda.

Por ejemplo, con una ganancia de procesamiento de  $128$  ( $21dB$ ) y considerando que se tiene una calidad de la comunicación aceptable con una energía de bit a densidad de interferencia de  $7 dB$  [Vit93a], el umbral será:

$$\frac{S}{I} \Big|_{threshold} = \frac{E_b}{I_o} \cdot \frac{R_b}{\Delta W} = 7dB - 21dB = -14dB$$

Para el presente caso, se observa cómo el número máximo de comunicaciones por celda se sitúa entorno a  $10$ . Considerando que se está hablando de valores medios, debido a la varianza de la relación señal a interferencia, el número real de comunicaciones por celda debería ser inferior.

Por otra parte, este caso de estudio parte del supuesto de conectar el terminal móvil siempre a la estación base más próxima geográficamente. Como se ha comentado anteriormente, se trata de una consideración irreal, de manera que la varianza de los parámetros estudiados nos lleva a desestimar este escenario.

Resta por comentar las dos últimas columnas que aparecen en la tabla 5.1. Se trata de la estimación del valor medio y de la varianza del parámetro  $f$ . Se define el parámetro  $f$  [Vit95] como el cociente entre la interferencia externa y la interferencia interna provocadas sobre una comunicación. Se distingue entre ambas interferencias, siendo la interferencia interna la causada por otras comunicaciones que están establecidas con la misma estación base que la comunicación objeto de estudio. Mientras que la interferencia externa será la causada por el resto de comunicaciones. Un valor del parámetro  $f$  por encima de la unidad indica que la interferencia externa es superior a la interna, lo cual es un indicativo de un sistema mal diseñado.

Como se ha desestimado el presente escenario de estudio, nos abstenemos de comentar los valores obtenidos del parámetro  $f$  para este caso.

### **Segundo caso**

Se rehacen las simulaciones del apartado anterior con la salvedad impuesta sobre la elección de estación base que se ha comentado. La conexión se hace a la estación base más próxima geográficamente, siempre y cuando la diferencia en nivel de señal piloto con alguna vecina no supere un umbral de histéresis.

Se realizan las simulaciones tomando tres umbrales de histéresis distintos:

- 3dB, 6dB y 9dB.

Los resultados de las simulaciones se presentan en las tablas 5.2, 5.3 y 5.4.

Móviles/celda	$\overline{SIR} (dB)$	Varianza $SIR (dB)$	$f$	Varianza $f$
15	-13,5	0,49	0,673	0,194
<b>16</b>	<b>-13,8</b>	<b>0,48</b>	<b>0,664</b>	<b>0,189</b>
17	-14,1	0,48	0,656	0,175
18	-14,4	0,46	0,657	0,172
19	-14,6	0,44	0,652	0,163

Tabla 5.2. "Hard handover" con histéresis de 3dB.

Móviles/celda	$\overline{SIR} (dB)$	Varianza $SIR (dB)$	$f$	Varianza $f$
13	-13,3	0,62	0,859	0,279
<b>14</b>	<b>-13,7</b>	<b>0,62</b>	<b>0,857</b>	<b>0,271</b>
15	-14,0	0,62	0,850	0,266
16	-14,3	0,58	0,856	0,263
17	-14,6	0,56	0,840	0,247

Tabla 5.3. "Hard handover" con histéresis de 6dB.

Móviles/celda	$\overline{SIR} (dB)$	Varianza $SIR (dB)$	$f$	Varianza $f$
12	-13,5	0,86	1,12	0,43
<b>13</b>	<b>-13,8</b>	<b>0,80</b>	<b>1,10</b>	<b>0,42</b>
14	-14,1	0,78	1,07	0,40
15	-14,4	0,76	1,08	0,39
16	-14,7	0,73	1,09	0,38

Tabla 5.4. "Hard handover" con histéresis de 9dB.

De los resultados presentados en las tablas 5.2, 5.3 y 5.4 se aprecia en primer lugar un decremento de la varianza de la relación señal a interferencia, así como de la varianza del parámetro  $f$  en comparación con los resultados de la tabla 5.1. Las varianzas son tanto más pequeñas, cuanto menor es la histéresis de reelección de celda. Esto da lugar a una relación señal a interferencia más controlable.

Además, la capacidad del sistema aumenta al reducir el umbral de histéresis, lo cual es coherente, ya que se está propiciando una emisión de potencia más pequeña por parte de todos los móviles. En este sentido también se observa cómo para los umbrales de histéresis de 3 y 6 dB se consiguen valores del parámetro  $f$  por debajo de la unidad, lo que significa que la interferencia interna de la celda se hace dominante.

La menor contribución de la interferencia externa sobre la interferencia total es otro indicativo de un valor superior del número máximo de comunicaciones por celda.

Por contra, como sucede con los sistemas celulares actuales, la reducción de los umbrales de histéresis provoca un aumento del número de traspasos de llamada gestionados por el sistema. Por tanto, se debería buscar un compromiso entre los beneficios en cuanto a capacidad que implica operar con un margen de histéresis reducido, y la carga de señalización extra que ello conlleva. En cualquier caso, umbrales de histéresis de 3 dB para comunicaciones móviles son impracticables, debido a las fuertes variaciones que se producen sobre los niveles de señal piloto para los canales radio-móviles, aunque se esté hablando de un promediado de la señal recibida.

### Soft handover

En "soft handover" la elección siempre se hace en función de la estación base que da mayor señal piloto. A efectos, el "soft handover" funciona igual que el "hard handover" pero con una histéresis de reelección de celda nula. Es decir, instantáneamente el terminal siempre está conectado a la estación base que proporciona mayor señal.

Como en el caso de "hard handover", se considera un número creciente de terminales y se evalúa la relación señal a interferencia promedio. Ver tabla 5.5.

Móviles/celda	$\overline{SIR} (dB)$	Varianza $SIR (dB)$	$f$	Varianza $f$
15	-13,37	0,47	0,59	0,19
16	-13,65	0,46	0,59	0,18
<b>17</b>	<b>-13,93</b>	<b>0,46</b>	<b>0,58</b>	<b>0,17</b>
18	-14,20	0,43	0,58	0,16
19	-14,44	0,42	0,57	0,16

Tabla 5.5. "Soft handover".

En comparación con el mecanismo "hard handover" con umbral de reelección de celda de 3 dB, tabla 5.2, se aprecia un leve incremento de la capacidad del sistema. En este caso para los -14 dB se tienen aproximadamente 17 comunicaciones por celda. Por tanto, los beneficios del "soft handover" son casi despreciables. En la práctica, como ya se ha comentado con anterioridad, teniendo en cuenta las características de los canales de comunicación radio-móvil, una histéresis de reelección de celda de 3 dB provocaría el denominado efecto "ping-pong" en las comunicaciones establecidas en los límites de una celda.

De este modo, la comparación válida con “hard handover” se debe hacer considerando los casos de 6 y 9 dB de umbral de histéresis. Así, se observa un incremento apreciable en la capacidad del sistema, además de una disminución en la varianza de los parámetros estudiados, lo cual refleja un mejor comportamiento del sistema.

Por último, a diferencia del “hard handover”, el “soft handover”, por su filosofía de funcionamiento, ya comentada en el apartado 5.4, no padece del comentado efecto “ping-pong”, aunque también trabaja con un margen de histéresis para definir el número de estaciones base que participan de la comunicación en cada momento. Así pues, el inconveniente principal de este mecanismo es la mayor ocupación de recursos, siendo la carga de señalización comparable a la de “hard handover” para un margen de histéresis apropiado.

### 5.5.2 Metodología iterativa

Utilizando el algoritmo iterativo para simular el control de potencia se obtiene, tal y como se ha comentado con anterioridad, unos resultados similares a los obtenidos con el algoritmo utilizado por Viterbi. Sin embargo, con este método aparecen nuevos casos de estudio. En particular, se siguen teniendo las dos alternativas de traspaso:

- “Hard handover”.
- “Soft handover”.

Para “hard handover” se utiliza el criterio de selección de estación base más cercana. Para “soft handover” se tiene el criterio de selección por señal piloto; y un nuevo criterio, el de selección por relación señal a interferencia, *SIR*.

Otra diferencia respecto al método de Viterbi hace referencia al margen de control de potencia. Con el método iterativo se define un margen sobre el que trabaja el control de potencia. Se establece una potencia mínima de emisión y una máxima. Inicialmente todo móvil transmite con potencia mínima, y aumenta la potencia según sus necesidades. En caso de alcanzar la potencia máxima dicho terminal queda fuera de cobertura.

Se ha impuesto un umbral de calidad para el *SIR* de  $-14$  dB, el cual es utilizado como referencia para modificar la potencia de emisión. El algoritmo de control de potencia realiza las correcciones sobre la potencia a emitir, dentro de un margen de 60 dB. A diferencia del algoritmo de Viterbi, para este mecanismo el *SIR* viene prefijado, de modo que el parámetro de observación útil es el número de móviles que quedan fuera de cobertura. Es decir, aquellos que, para conseguir el *SIR* umbral, deberían emitir con una potencia que supera el margen de 60 dB establecido.

### Hard handover

Los resultados de simulación del escenario que implementa el “hard handover” se representan en la tabla 5.6. En este caso, en comparación con los casos donde se evalúa el método de Viterbi, se eliminan las dos columnas relativas al *SIR*. En su lugar, se incluyen dos nuevas columnas referentes a los móviles que se quedan fuera de cobertura.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	f	Varianza
7,84	2.54	0.04	0.27	2.41	1.97
8.78	2.98	0.13	0.58	2.50	3.44
9.61	2.78	0.22	0.67	2.08	1.62
10.5	2.81	0.37	0.90	1.74	1.04
<b>11.9</b>	<b>3.42</b>	<b>0.81</b>	<b>1.24</b>	<b>1.58</b>	<b>1.33</b>
12.9	3.50	1.13	1.26	1.38	0.80
13.7	3.71	1.45	1.42	1.28	0.71

Tabla 5.6. “Hard handover”.

Cómo ocurrió para el algoritmo de Viterbi, se precisa disponer de un valor cuantitativo de referencia para poder comparar los diferentes casos de estudio. En esta ocasión, como el parámetro de observación es el número de móviles que quedan fuera de cobertura, se toma como referencia una cobertura del 95%, valor frecuentemente utilizado [Feh95]. Es decir, se observará el número máximo de comunicaciones para una probabilidad de pérdida de cobertura del 5%. En esta ocasión, el número máximo de comunicaciones por celda es de aproximadamente 12.

Cuando se trató este mismo caso, “hard handover”, utilizando el algoritmo de Viterbi, se descartó como escenario de estudio debido a la gran varianza que presentaban los parámetros de observación. Ahora, sin embargo, se considera como un caso de estudio válido, lo cual no quiere decir que sea práctico. La diferencia se tiene al ser éste un algoritmo de control de potencia más realista. En esta ocasión, el algoritmo opera con un margen de trabajo de 60 dB, si se precisa más potencia el móvil queda fuera de cobertura. Con el algoritmo de Viterbi no existe ningún límite sobre la potencia de emisión, y el móvil siempre intenta conectarse a la estación base más cercana, aunque estuviera sujeto a un desvanecimiento profundo. Esto es lo que da lugar a las grandes variaciones de los parámetros de observación de una simulación a otra.

Por la misma razón comentada en el párrafo anterior, el valor medio del parámetro  $f$  presentado en la tabla 5.6 es inferior al que se da en la tabla 5.1.

### Soft handover

La diferencia básica entre “hard handover” y “soft handover”, como ya se ha comentado, estriba en la forma de escoger la estación base que realiza el control de potencia. Sin embargo, para “soft handover” se tienen dos criterios posibles:

- Elección por nivel de señal piloto.
- Elección por nivel de relación señal a interferencia.

El segundo criterio siempre aportará mejores resultados que el primero, ya que minimiza la potencia de emisión desde el terminal. Sin embargo, la complejidad de implementación de la segunda opción también es superior. En cualquier caso, se trata de cuantificar las diferencias entre ambos.

#### Selección por piloto

Los resultados de simulación del escenario que implementa el “soft handover” con selección de estación base por piloto se representan en la tabla 5.7.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	f	Varianza
13,8	3,31	0,095	0,588	0,79	0,52
14,2	3,48	0,09	0,505	0,89	0,62
15,6	3,66	0,20	0,685	0,73	0,51
17,0	4,10	0,49	0,984	0,69	0,45
17,4	4,30	0,68	1,00	0,73	0,50
<b>18,6</b>	<b>3,78</b>	<b>1,14</b>	<b>1,23</b>	<b>0,58</b>	<b>0,32</b>
19,4	4,45	2,00	1,55	0,59	0,39
20,7	3,89	2,59	1,75	0,50	0,27
21,0	4,73	3,51	2,28	0,52	0,38

Tabla 5.7. “Soft handover” con selección por piloto.

Si se considera como aceptable una cobertura del 95% del área de la celda, se observa de la tabla anterior que el número máximo de comunicaciones por celda se sitúa entorno a las 18 comunicaciones. Un valor similar al obtenido con el algoritmo de Viterbi. Quizás algo superior, debido precisamente a acotar el margen de emisión de potencia a 60 dB. Con ello se impide que los móviles emitan con cualquier potencia para conseguir mantener la conexión, de modo que las comunicaciones que se convertirían en las más interferentes son eliminadas al quedar fuera de cobertura. Esto, paradójicamente, redundará en un incremento de la capacidad del sistema, gracias a la selección que se realiza entre las comunicaciones, manteniendo aquellas que requieren emitir con menos potencia; y por tanto, dejando espacio para que entren más comunicaciones, siempre y cuando sea para emitir con poca potencia.

### Selección por *SIR*

Los resultados de simulación del escenario que implementa el “soft handover” con selección de estación base por relación señal a interferencia se representan en la tabla 5.8.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	f	Varianza
13,8	3,31	0,00	0,00	0,47	0,27
14,2	3,48	0,00	0,00	0,54	0,28
15,6	3,66	0,00	0,00	0,53	0,25
17,0	4,10	0,03	0,19	0,58	0,24
17,4	4,30	0,06	0,31	0,62	0,27
18,6	3,78	0,21	0,51	0,57	0,18
19,4	4,45	0,80	1,02	0,56	0,19
<b>20,7</b>	<b>3,89</b>	<b>1,68</b>	<b>1,44</b>	<b>0,49</b>	<b>0,16</b>

Tabla 5.8. “Soft handover” con selección por *SIR*.

En comparación con el criterio de selección por piloto se observa un incremento del número máximo de comunicaciones para el mismo grado de cobertura. Se pasa de 18 comunicaciones a 20. El incremento, aunque apreciable, no es notable. Sin embargo, más adelante, dentro del capítulo 7, cuando se simulen distribuciones de móviles no uniformes, se observará una mayor diferencia entre ambos criterios de selección de estación base.

### Área en Soft handover

El funcionamiento del mecanismo de “soft handover” obliga a que varias estaciones base estén simultáneamente en comunicación con un mismo terminal móvil. Esto representa un consumo de recursos doble o triple respecto a utilizar “hard handover” según si la conexión se hace con dos o tres estaciones base. Es por ello que para minimizar el impacto del “soft handover” se procede a acotar el área geográfica dentro de la celda donde se utiliza dicha técnica, mediante la utilización de márgenes de histéresis aplicados sobre las señales piloto. La forma de proceder es similar a la utilizada por el “hard handover” para decidir el cambio de celda, pero en este caso no se trata de conmutar sino de añadir o excluir una estación base a las que ya participan de la comunicación.

Se han considerado diferentes valores de histéresis para añadir o excluir una estación base a la comunicación. Lo cual se traduce en un porcentaje variable del área de la celda en “soft handover”. En esta ocasión no se trata de cuantificar cómo se degrada la capacidad del sistema a medida que se reduce el valor de histéresis. Esto es así porque en el conjunto de estaciones base activas, siempre estará la que



es recibida por el terminal móvil con mayor potencia. Precisamente, según el valor recibido de esta señal piloto, en relación con el resto, se define el conjunto de estaciones base activas. Por tanto, se van a obtener, como mínimo, los resultados que se dieron para la evaluación del “soft handover” con selección por piloto, tabla 5.7. En este sentido, la novedad del presente ejercicio de simulación consiste en evaluar cuantas comunicaciones tiene activas la estación base central respecto al número real de comunicaciones establecidas dentro de la celda controlada por dicha estación base.

Los valores de histéresis considerados han sido: 3dB, 6dB y 9dB. El criterio utilizado para la selección de celda entre el conjunto de estaciones base activas ha sido el criterio del *SIR*.

#### Selección por *SIR*

Los resultados de simulación son los representados en las tablas 5.9, 5.10 y 5.11.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	Comunic_act	Varianza
13,8	3,31	0,05	0,39	17,5	3,61
14,2	3,48	0,04	0,37	17,6	3,99
15,6	3,67	0,06	0,36	19,2	3,99
17,1	4,10	0,19	0,64	20,6	4,46
17,4	4,30	0,19	0,59	21,0	4,50
<b>18,6</b>	<b>3,78</b>	<b>0,56</b>	<b>0,94</b>	<b>22,1</b>	<b>3,93</b>
19,4	4,45	1,28	1,33	22,0	3,94
20,7	3,89	2,05	1,57	22,3	3,40
21,0	4,74	3,06	2,17	21,9	3,56
22,7	4,24	3,85	1,98	22,1	3,27

Tabla 5.9. “Soft handover” con histéresis de 3dB.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	Comunic_act	Varianza
13,8	3,31	0,02	0,25	21,2	3,90
14,2	3,48	0,02	0,22	21,6	4,21
15,6	3,67	0,04	0,29	23,5	4,45
17,1	4,10	0,10	0,44	25,5	4,97
17,4	4,30	0,10	0,40	25,7	5,11
<b>18,6</b>	<b>3,78</b>	<b>0,41</b>	<b>0,81</b>	<b>27,1</b>	<b>4,58</b>
19,4	4,45	1,01	1,18	27,1	4,62
20,7	3,89	1,84	1,50	27,2	3,98
21,0	4,74	2,88	2,10	26,4	4,12
22,7	4,24	3,72	1,96	26,2	3,67

Tabla 5.10. "Soft handover" con histéresis de 6dB.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	Comunic_act	Varianza
13,8	3,31	0,005	0,07	25,2	4,34
14,2	3,48	0,015	0,16	25,8	4,52
15,6	3,67	0,020	0,17	28,2	4,76
17,1	4,10	0,065	0,31	30,4	5,11
17,4	4,30	0,07	0,31	30,8	5,38
18,6	3,78	0,34	0,75	32,5	4,94
<b>19,4</b>	<b>4,45</b>	<b>0,92</b>	<b>1,10</b>	<b>32,6</b>	<b>5,03</b>
20,7	3,89	1,80	1,46	32,4	4,75
21,0	4,74	2,83	2,05	31,4	4,49
22,7	4,24	3,71	1,93	31,4	3,93

Tabla 5.11. "Soft handover" con histéresis de 9dB.

Como se aprecia en las tablas 5.9, 5.10 y 5.11, a medida que se aumenta la histéresis de selección del número de estaciones base activas, la estación base central participa de un mayor número de comunicaciones. Para el caso de histéresis de 9dB el número de recursos consumidos sobre el número real de comunicaciones aumenta hasta un 70% aproximadamente. En el otro extremo se tiene el caso con histéresis de 3dB con un consumo extra de recursos del 20%. En la práctica, como ya se comentó para el caso de "hard handover" con histéresis de reelección de celda, valores de histéresis de 3dB son poco aconsejables.

Para el presente caso de estudio, una histéresis de 3dB implica una carga de señalización extra que resultaría de estar constantemente activando y desactivando

las estaciones base que constituyen el grupo asociado a una comunicación. Por tanto, la solución de compromiso obliga a escoger un valor de histéresis intermedio, con 6dB el consumo de recursos aumenta hasta un 45%.

Por otro lado, a diferencia del “hard handover” con histéresis de reelección de celda, la alteración del valor de histéresis sólo varía ligeramente la capacidad del sistema. En la práctica la capacidad se moverá entre el 18,6 obtenido con “soft handover” y selección por piloto, y el 20,7 obtenido con selección por *SIR*. En definitiva se consigue, a corto plazo, escoger slot a slot, el que proviene del mejor enlace. Y a largo plazo, se está haciendo una reserva anticipada de un recurso en la futura estación base que controlará la comunicación.

El precio a pagar de todo ello es la sobrecarga en la ocupación de recursos, cifrada en un 45%.

### **5.5.3 Combinación de ratio máximo**

Dentro de la metodología iterativa se han simulado las dos técnicas de traspaso: “hard handover” y “soft handover”. Para “soft handover” se han utilizado como criterios de selección de estación base, la selección por piloto y la selección por relación señal a interferencia. Para ambos criterios, tal y como se comenta, se está procediendo a una “selección” de estación base para recuperar la información. En ningún caso se combinan las señales procedentes de las diferentes estaciones base.

En el presente apartado se utiliza “hipotéticamente” la combinación de ratio máximo como técnica de combinación de señales en “soft handover”. Posteriormente, en el apartado 5.6.3 se explica analíticamente en qué consiste la combinación de las señales procedentes de varias estaciones base para obtener la nueva relación señal a interferencia a la salida del combinador. El análisis comentado en el citado apartado es el que ha dado lugar al mecanismo utilizado dentro del algoritmo de control de potencia iterativo para simular los casos de estudio que se presentan a continuación.

Los resultados de simulación del escenario que implementa el “soft handover” con combinación de las señales procedentes de tres estaciones base se representan en la tabla 5.12.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza
19.5	3.90	0.00	0.00
20.3	3.95	0.00	0.00
21.7	4.90	0.005	0.07
22.3	4.48	0.015	0.12
23.2	4.33	0.040	0.26
24.6	4.73	0.205	0.47
<b>24.9</b>	<b>5.03</b>	<b>0.61</b>	<b>0.95</b>
26.5	5.03	1.29	1.55

Tabla 5.12. "Soft handover" con combinación de ratio máximo.

Sorprendentemente los resultados obtenidos reflejan una capacidad muy superior a cualquiera de las técnicas de "soft handover" selectivas, cuantificándose en 25 comunicaciones por celda. Es más, la capacidad del sistema se acerca mucho al caso ideal de una celda aislada, como se analizará en la sección 5.6.

Es por ello que, al tratarse de un entorno de 19 celdas donde la señal emitida por el terminal móvil se recoge en sólo tres estaciones base para posteriormente ser combinadas, hemos querido simular el mismo sistema pero únicamente con tres celdas, con lo cual la combinación de señales es completa.

### Sistema de 3 celdas

El escenario a simular es el representado en la figura 5.2. Únicamente se disponen tres celdas, sobre las cuales se distribuyen uniformemente los terminales móviles.

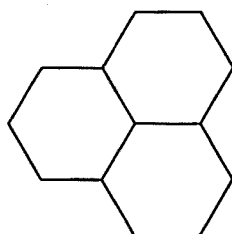


Figura 5.2. Sistema de tres celdas.

Al utilizar, sobre el enlace ascendente, la técnica de combinación de máximo ratio, la señal captada en cada una de las tres estaciones base es utilizada por un elemento superior, un combinador, para sumar coherentemente las tres señales. A continuación se procede a la correspondiente detección y decisión de los símbolos recibidos. Los resultados de simulación son los representados en la tabla 5.13.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza
20	0	0.025	0.14
21	0	0.033	0.20
22	0	0.11	0.54
23	0	0.15	0.63
24	0	0.23	0.78
25	0	0.41	0.79
<b>26</b>	<b>0</b>	<b>0.96</b>	<b>1.03</b>
27	0	1.67	1.09

Tabla 5.13. Combinación de máximo ratio para sistema de 3 celdas.

Para este escenario se comprueba cómo la capacidad es idéntica a la de una celda aislada. Con lo cual, mediante simulación, se ha comprobado que la técnica de combinación de máximo ratio obtiene el máximo absoluto de comunicaciones por celda para un sistema con más de una celda.

#### Sistema de 37 celdas

Teniendo en cuenta que para el escenario de 19 celdas únicamente la celda central tiene dos coronas interferentes, se ha considerado que, al estar el resto de celdas rodeadas de menos interferentes, pueden emitir con menos potencia. Esto redundaría en beneficio de la celda central que a su vez tiene también menos interferencia. Es por ello que se plantea un escenario más realista para la celda central, utilizando un sistema de 37 celdas, es decir, con tres coronas interferentes, para comprobar si se siguen obteniendo los mismos resultados beneficiosos que se dan al utilizar la combinación de ratio máximo.

Los resultados de simulación son los representados en la tabla 5.14.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza
20.3	4.51	0.00	0.00
21.8	4.30	0.005	0.007
<b>24.2</b>	<b>4.81</b>	<b>0.185</b>	<b>0.52</b>
26.2	5.17	1.24	1.51
28.8	5.27	4.02	2.18
30.0	5.22	5.94	2.67

Tabla 5.14. Combinación de ratio máximo para sistema de 37 celdas.

Se vuelve a comprobar la proximidad de la capacidad máxima por celda al caso de una celda aislada.

### Área en Soft handover

Al igual que para el “soft handover” realizado con combinación por selección de estación base, se puede para el “soft handover” con combinación de ratio máximo, definir unos valores de histéresis para limitar el área de la celda donde la conexión se establece con más de una estación base.

Los resultados de simulación son los representados en las tablas 5.15, 5.16 y 5.17.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	Móviles_contr	Varianza
18,6	3,78	0,14	0,51	22,8	4,17
19,4	4,45	0,33	0,74	23,5	4,35
<b>20,7</b>	<b>3,89</b>	<b>0,73</b>	<b>0,99</b>	<b>24,8</b>	<b>4,15</b>
21,0	4,74	1,50	1,81	24,6	4,43
22,7	4,24	2,12	1,68	24,9	3,84
23,6	4,69	3,18	2,08	24,9	3,78
24,4	4,72	3,84	2,01	24,7	3,64
25,6	4,56	4,88	2,45	24,6	3,68

Tabla 5.15. “Soft handover” con histéresis de 3dB.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	Móviles_contr	Varianza
18,6	3,78	0,04	0,29	28,0	4,85
19,4	4,45	0,04	0,26	29,1	5,10
20,7	3,89	0,10	0,34	31,2	4,82
21,0	4,74	0,46	1,15	31,9	5,31
<b>22,7</b>	<b>4,24</b>	<b>0,71</b>	<b>1,13</b>	<b>32,6</b>	<b>4,98</b>
23,6	4,69	1,23	1,49	33,2	5,50
24,4	4,72	2,12	1,72	32,9	4,82
25,6	4,56	3,34	2,19	32,4	4,66

Tabla 5.16. “Soft handover” con histéresis de 6dB.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	Móviles_contr	Varianza
18,6	3,78	0,01	0,09	33,5	5,05
19,4	4,45	0,00	0,07	34,9	5,60
20,7	3,89	0,03	0,17	37,1	5,55
21,0	4,74	0,15	0,57	38,5	5,85
22,7	4,24	0,25	0,69	40,1	5,44
23,6	4,69	0,40	0,88	41,5	6,22
<b>24,4</b>	<b>4,72</b>	<b>1,05</b>	<b>1,39</b>	<b>41,4</b>	<b>5,95</b>
25,6	4,56	1,89	1,82	41,1	5,67

Tabla 5.17. "Soft handover" con histéresis de 9dB.

Se puede observar de las tablas 5.15, 5.16 y 5.17, un comportamiento similar al que se dió para el caso de estudio de "soft handover" con selección por *SIR* y establecimiento de histéresis de definición del grupo de estaciones base activas, tablas 5.9, 5.10 y 5.11. Como en aquella ocasión, un valor de histéresis creciente implica incrementar el consumo de recursos por estación base. Los incrementos porcentuales son comparables para los dos casos de estudio.

La única diferencia se da en relación con la capacidad del sistema. Para este caso concreto un aumento del valor de histéresis sí que implica un incremento de la capacidad del sistema. Esto es así, porque en el caso anterior se procedía a una selección de estación base para recuperar la información. En este caso, la señal resultante es producto de la contribución de todas las estaciones base activas. Por tanto, cuantas más sean mayor será la relación señal a interferencia, lo cual redundará en beneficio de la capacidad del sistema. En contrapartida, el incremento en capacidad al pasar de una histéresis de 6dB a otra de 9dB no es comparable al incremento en ocupación de recursos. Por tanto, nuevamente un valor de histéresis intermedio es lo más aconsejable.

Por último, resta por comparar la capacidad obtenida entre las dos técnicas de combinación de las señales, por selección o por combinación de máximo ratio. En el primer caso, para una histéresis de 6dB se obtiene una capacidad máxima de 18 comunicaciones por celda, con una ocupación media equivalente a 27 comunicaciones por estación base. Para la combinación de máximo ratio, la capacidad es de aproximadamente 23 comunicaciones por celda, con una ocupación media de 33 comunicaciones por estación base. El incremento de capacidad de un caso respecto al otro es del 20% aproximadamente, mientras que la sobrecarga de ocupación de recursos porcentualmente viene a ser la misma, entorno al 45%. Esto, si

hipotéticamente se pudiesen conseguir los resultados teóricos que ofrece la combinación de máximo ratio. En la práctica, si se hiciese uso de alguna de las técnicas de pseudo combinación de máximo ratio, lo que se obtendrá será un valor intermedio.



## 5.6 Resolución analítica

Alguno de los resultados obtenidos por simulación se pueden hallar analíticamente. Otros, también se pueden justificar analíticamente, con la ayuda del parámetro  $f$  deducido por simulación en cada caso de estudio. A continuación se plantea un desarrollo analítico simplificado para aquellos casos que son abordables.

### 5.6.1 Celda aislada

Cuando se cuenta únicamente con una celda aislada no hay posibilidad de utilizar macrodiversidad, ya que sólo se tiene una estación base. En este caso particular se puede identificar fácilmente el control de potencia que maximiza el número de comunicaciones en esta celda. Este control de potencia es tal que, en la estación base se recibe la misma cantidad de señal de todos los móviles, independientemente de sus ubicaciones. Entonces, la potencia transmitida, si se asume que en la estación base se precisa recibir una potencia normalizada, es:

$$P_{trans} = (r^m \cdot 10^{\zeta/10})$$

Esto es, el control de potencia contrarresta las pérdidas por propagación y el desvanecimiento lento. Donde se ha considerado un factor de pérdidas por propagación igual a  $m$ , y un desvanecimiento lento modelado por una estadística log-normal. En consecuencia, la relación señal a interferencia en la estación base para toda comunicación es:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_{trans} / (r^m \cdot 10^{\zeta/10})}{I} = \frac{(r^m \cdot 10^{\zeta/10}) / (r^m \cdot 10^{\zeta/10})}{I} = \frac{1}{I} = \frac{1}{M-1}$$

Donde  $M$  es el número total de móviles dentro de la celda, e  $I = M - 1$ , ya que se recibe la misma potencia normalizada de todos los terminales.

Por otro lado, para una correcta operatoria del sistema, se necesita satisfacer una determinada relación señal a interferencia umbral para toda comunicación, esto es:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{M-1} \geq \frac{S}{I} \Big|_{threshold}$$

Y de ésta última desigualdad se puede obtener el número máximo de comunicaciones simultáneas  $M$  en una celda aislada:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{M-1} \geq \frac{S}{I} \Big|_{th} = -14dB \Rightarrow M \leq 26$$

Nuevamente se han tomado los  $-14\text{dB}$  de referencia, al igual que se hizo en apartados anteriores. Como resultado, el máximo absoluto de comunicaciones por celda es 26. Esta cota servirá para, en cada caso, saber cuán alejado se está del máximo.

### 5.6.2 Combinación selectiva

Cuando se considera más de una celda en el sistema celular, que es la situación más usual, existen dos clases de interferencia. La interferencia interna debida a otras comunicaciones establecidas con la misma estación base. Y la interferencia externa producida por los móviles que pertenecen a otras celdas. Especialmente influyentes son los móviles de las celdas adyacentes, que son los que más contribuyen a esta interferencia.

Si el sistema utiliza la técnica de “hard handover” sólo una estación base está recibiendo la información transmitida por el terminal móvil. La potencia transmitida por el terminal es controlada por esta estación base, y la comunicación se mantendrá con la misma estación base, a no ser que el terminal móvil detecte una señal piloto de otra estación base con un nivel superior a la piloto de su estación base más un cierto margen de histéresis.

Cuando el sistema está utilizando la técnica de “soft handover” o macrodiversidad hay dos o tres estaciones base recibiendo la señal transmitida desde el terminal móvil, en este caso, se tiene la posibilidad de escoger dinámicamente la información recibida de estas estaciones base, seleccionando aquella con el enlace más robusto. El control de potencia se hace a través de la estación base que se ha escogido para recuperar la información, generalmente la que demanda menos potencia.

En ambos casos, en cualquier momento, la comunicación se controla desde una única estación base. Con “soft handover” o macrodiversidad se está dinámicamente cambiando la estación base controladora. Con “hard handover” se cambia de estación base controladora si la diferencia entre señales piloto de las estaciones base supera un cierto umbral. Así pues, independientemente de la técnica de traspaso utilizada, el algoritmo de control de potencia es idéntico al de una celda aislada para todas las comunicaciones que están controladas por la misma estación base.

Los terminales transmitirán la potencia necesaria para que la potencia recibida en la estación base sea la misma para todos ellos. En consecuencia, la relación señal a interferencia en la estación base controladora será:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_{trans} / (r^m \cdot 10^{\zeta/10})}{I} = \frac{(r^m \cdot 10^{\zeta/10}) / (r^m \cdot 10^{\zeta/10})}{I_{int} + I_{ext}} = \frac{1}{I_{int} + I_{ext}}$$

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{I_{int} + I_{ext}} = \frac{1}{(M-1) + f \cdot (M-1)} = \frac{1}{(1+f) \cdot (M-1)}$$

El parámetro  $M$  representa todos los móviles que pertenecen a la misma estación base. Esto es, que están siendo controlados en potencia por la misma estación base, por ello la interferencia interna es  $I_{int} = M - 1$ . Y la interferencia externa puede expresarse con respecto a la interferencia interna utilizando el parámetro  $f$ , el cual indica la relación entre ambas interferencias. Cuyo valor ha sido obtenido en sucesivas simulaciones del sistema CDMA, para todos los casos de estudio, a lo largo de este capítulo:

$$f = \frac{I_{ext}}{I_{int}} = \frac{I_{ext}}{(M-1)}$$

El parámetro  $f$  siempre será mayor que cero, de otro modo no se tendría interferencia externa, con lo que se estaría refiriendo nuevamente al caso de la celda aislada. En consecuencia, se puede acotar la capacidad máxima por celda cuando  $f$  vale cero.

Usando “soft handover” o macrodiversidad la estación base controlando la potencia transmitida es aquella que requiere menos potencia, reduciendo así el montante total de interferencia en el sistema. El beneficio de usar “soft handover” o macrodiversidad se refleja en un valor decreciente del parámetro  $f$ . Por ejemplo, con “hard handover” e histéresis de reelección de celda de  $6 \text{ dB}$ , ver tabla 5.3, el valor resultante de  $f$  está entorno a  $0,85$ . Con macrodiversidad el parámetro  $f$  vale aproximadamente  $0,58$ , ver tabla 5.7. Para distintas áreas en “soft handover” el valor de  $f$  varía entre estos dos extremos.

Lo mismo que sucedía para la celda aislada, todas las comunicaciones deben satisfacer una relación señal a interferencia umbral, y de ahí se puede deducir el nuevo número máximo de comunicaciones por celda. Dependiente en este caso del valor del parámetro  $f$ .

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{(1+f) \cdot (M-1)} \geq \frac{S}{I} \Big|_{\text{threshold}} \quad (5.1)$$

### 5.6.3 Combinación de ratio máximo

En esta sección se estudian los beneficios de aplicar la combinación de ratio máximo en lugar de una combinación selectiva cuando se utiliza macrodiversidad en un sistema celular CDMA. En particular, considerando un sistema celular con un

número arbitrario de celdas y usando combinación de ratio máximo con un control de potencia hecho a la salida del combinador, se demostrará analíticamente que se puede conseguir sobre el enlace de subida la misma capacidad por celda que la obtenida para una celda aislada. A continuación se extenderá el estudio a un sistema celular más realista con un número limitado de celdas en macrodiversidad, y se verá que los resultados obtenidos sobre la capacidad de una celda con combinación de ratio máximo están muy cerca del caso ideal, [Gor98].

Un resultado más general al desarrollo analítico que se verá a continuación puede encontrarse en la referencia [Han96]. En este sentido, gracias a la suposición de igual interferencia llegada a cada estación base, se ha podido obtener una demostración mucho más simple que la encontrada en [Han96]. Lo cual motivó la publicación del artículo [Gor98] que fue aceptado en la revista Communications Letters.

De hecho en la sección anterior, cuando se estaba considerando el mecanismo de “soft handover” o la macrodiversidad, implícitamente se ha utilizado una técnica particular de combinación, la combinación selectiva. Ahora se va a ver el efecto de considerar la combinación de ratio máximo como técnica de combinación en macrodiversidad, y se utilizará un control de potencia basado en la señal recibida a la salida del combinador en lugar de escoger una estación base individual.

Se considera un sistema celular con un número arbitrario de celdas,  $N$ , y un elemento combinador que combina para todo móvil la señal recibida en todas las estaciones base. A la salida del elemento combinador se tiene una relación señal a interferencia que es la suma de las relaciones señal a interferencia obtenidas en cada estación base. Esto es así suponiendo que las señales llegadas a cada estación base están incorreladas entre sí. Con ello se tiene:

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{I_1} + \frac{S}{I_2} + \dots + \frac{S}{I_N}$$

Si se consideran las pérdidas por propagación y los desvanecimientos lentos, se tiene:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_{trans} / (r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})}{I_1} + \frac{P_{trans} / (r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})}{I_2} + \dots + \frac{P_{trans} / (r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}{I_N}$$

Como se puede apreciar, la potencia transmitida desde la estación móvil es un término común en la relación señal a interferencia obtenida en cada estación base. En macrodiversidad, con combinación selectiva, el control de potencia sobre la señal transmitida está marcado por la estación base que demanda menos potencia, esto es:

$$P_{trans} = (r_x^m \cdot 10^{\zeta_x/10}) \quad (5.2)$$

Donde  $x$  es una de las estaciones base, la que tiene el enlace más robusto. Por tanto la señal recibida por la estación base seleccionada será:

$$S = \frac{P_{trans}}{(r_x^m \cdot 10^{\zeta_x/10})} = \frac{(r_x^m \cdot 10^{\zeta_x/10})}{(r_x^m \cdot 10^{\zeta_x/10})} = 1$$

Lo cual se ajusta a la idea de recibir una potencia normalizada en la estación base controladora. Se puede utilizar algo similar con la combinación de ratio máximo y establecer un control de potencia con intención de obtener la misma potencia recibida a la salida del combinador para todos los móviles, en este caso la potencia transmitida desde el terminal será:

$$P_{trans} = \frac{1}{\frac{1}{(r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})} + \frac{1}{(r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})} + \dots + \frac{1}{(r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}} \quad (5.3)$$

Y la potencia recibida en cada estación base será:

$$P_{rec\_1} = P_{trans} / (r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10}) = \frac{1 / (r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})}{\frac{1}{(r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})} + \frac{1}{(r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})} + \dots + \frac{1}{(r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}}$$

$$P_{rec\_2} = P_{trans} / (r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10}) = \frac{1 / (r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})}{\frac{1}{(r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})} + \frac{1}{(r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})} + \dots + \frac{1}{(r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}}$$

⋮

$$P_{rec\_N} = P_{trans} / (r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10}) = \frac{1 / (r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}{\frac{1}{(r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})} + \frac{1}{(r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})} + \dots + \frac{1}{(r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}}$$

Por tanto, el montante total de potencia recibida de un móvil será:

$$P_{rec} = P_{rec\_1} + P_{rec\_2} + \dots + P_{rec\_N} = 1$$

Por otro lado, la relación señal a interferencia resultante a la salida del combinador será:

$$\frac{S}{I} = P_{trans} * \left( \frac{1/(r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})}{I_1} + \frac{1/(r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})}{I_2} + \dots + \frac{1/(r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}{I_N} \right)$$

$$\frac{S}{I} = \frac{\left( \frac{1/(r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})}{I_1} + \frac{1/(r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})}{I_2} + \dots + \frac{1/(r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}{I_N} \right)}{\frac{1}{(r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})} + \frac{1}{(r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})} + \dots + \frac{1}{(r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}}$$

Ahora se debe considerar que se está tratando con un sistema homogéneo y todos los móviles están uniformemente distribuidos sobre el área de servicio. Por tanto, se puede suponer que la cantidad de interferencia llegada a cada estación base es aproximadamente la misma:

$$I_x \approx I_1 \approx I_2 \approx \dots \approx I_N$$

Para los ejercicios de simulación que se presentarán más adelante, se comprobó que realmente esta hipótesis se cumplía, es más, en todos los casos se observó que la diferencia en la potencia interferente recibida en cada estación base era inferior al 5%. En tal caso se tiene:

$$\frac{S}{I} \approx \frac{\left( \frac{1/(r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})}{I_x} + \frac{1/(r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})}{I_x} + \dots + \frac{1/(r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}{I_x} \right)}{\frac{1}{(r_1^m \cdot 10^{\zeta_1/10})} + \frac{1}{(r_2^m \cdot 10^{\zeta_2/10})} + \dots + \frac{1}{(r_N^m \cdot 10^{\zeta_N/10})}}$$

Y por tanto:

$$\frac{S}{I} \approx \frac{1}{I_x} \tag{5.4}$$

Donde  $I_x$  es la interferencia llegada a cualquier estación base.

Finalmente se puede obtener  $I_x$  teniendo en consideración el control de potencia escogido. Como se ha visto, la potencia total llegada al combinador de cada terminal móvil es igual a la unidad. Entonces, si se considera que se han distribuido uniformemente  $M$  móviles por celda, entonces la interferencia llegada de todas las estaciones base será:

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_N = N \cdot M - 1$$

Y la interferencia recibida en cualquier estación base será:

$$I_x \approx I_1 \approx I_2 \approx \dots \approx I_N \approx I/N = M - 1/N$$

Consecuentemente, la relación señal a interferencia resultante para toda comunicación a la salida del combinador será:

$$\frac{S}{I} \approx \frac{1}{I_x} = \frac{1}{M - 1/N} \quad (5.5)$$

Expresión que se puede particularizar para el caso de una celda aislada con  $N = 1$ . Se puede apreciar que la capacidad del sistema, con un número arbitrario de celdas, y utilizando la combinación de ratio máximo, se acerca bastante a la capacidad de una celda aislada, que puede considerarse el límite superior.

De hecho, la relación señal a interferencia con el control de potencia asumido variará dependiendo de la ubicación del móvil. A la salida del combinador la potencia de señal será constante e igual a uno, pero la interferencia, que es la contribución de todos los otros móviles, será  $M$  menos un término variable. Se pueden distinguir dos situaciones extremas. Si el móvil está próximo a una estación base, que será la mejor situación, se tiene:

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{I_1} + \frac{S}{I_2} + \dots + \frac{S}{I_N} \approx \frac{S}{I_1} \approx \frac{1}{M - 1}$$

Y si el móvil estuviese en una posición hipotética recibiendo el mismo nivel de señal de todas las estaciones base, que será la peor situación, se tiene:

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{I_1} + \frac{S}{I_2} + \dots + \frac{S}{I_N} = \frac{1/N}{M - 1/N} + \dots + \frac{1/N}{M - 1/N} = \frac{1}{M - 1/N}$$

Para cualquier otro móvil la relación señal a interferencia a la salida del combinador será un valor intermedio entre estos dos casos extremos.

#### Verificación de las hipótesis

Para verificar los resultados analíticos, se ha simulado un sistema con tres celdas. Las características del canal radio son las mismas que las expuestas al comienzo del presente capítulo. En cada simulación se emplazan los terminales de manera uniforme dentro del área de servicio, y de sus localizaciones se calcula la potencia a transmitir por cada uno de ellos según la expresión (5.3):

$$P_{trans} = \frac{1}{\frac{1}{(r_1^m \cdot 10^{\xi_1/10})} + \frac{1}{(r_2^m \cdot 10^{\xi_2/10})} + \frac{1}{(r_3^m \cdot 10^{\xi_3/10})}}$$

Tras esto, se calcula la relación señal a interferencia promedio obtenida entre todos los móviles. A continuación se vuelven a emplazar los móviles sobre el terreno para repetir el mismo procedimiento un gran número de veces. Los resultados presentados en la tabla 5.18 corresponden al promedio de todas las simulaciones.

Móviles por celda	$1/(M-1)$ (dB)	Simulación: $\overline{S/I}$ (dB)	$1/(M-1/3)$ (dB)
23	-13,42	-13,4	-13,55
24	-13,61	-13,6	-13,74
25	-13,8	-13,8	-13,92
26	-13,97	-14,0	-14,09

Tabla 5.18. Combinación de ratio máximo para un sistema de tres celdas.

Como se puede apreciar en la tabla 5.18, el promedio de relación señal a interferencia obtenido por simulación está dentro del margen fijado por las dos situaciones extremas que se habían presentado en la sección anterior. Además, nuevamente se constata que para este sistema de tres celdas se obtiene la misma capacidad por celda, 26 comunicaciones, que para una celda aislada.

#### 5.6.4 Resultados de simulación

En una situación práctica, si se pudiese trabajar con combinación de ratio máximo, ésta se usaría con un número limitado de estaciones base. A continuación se presenta la capacidad por celda obtenida por simulación, para la cual sólo se puede aplicar combinación de ratio máximo con tres estaciones base. De modo que los móviles que no pertenecen al mismo combinador contribuirán a la interferencia externa, siguiendo la misma idea que apareció con la combinación selectiva. Consecuentemente la capacidad por celda será inferior a la situación ideal considerada en la sección anterior.

##### Sistema de 19 celdas

Se ha considerado un segundo escenario de simulación con el sistema original de 19 celdas. Las estadísticas se han obtenido únicamente para la celda central. La simulación considera los siguientes dos casos:

- Macrodiversidad con combinación selectiva.
- Macrodiversidad con combinación de ratio máximo.

Para ambos la macrodiversidad está limitada a tres estaciones base. Para el caso de combinación selectiva la potencia transmitida viene expresada por la ecuación (5.2) y para el caso de combinación de máximo ratio por la ecuación (5.3).

No se ha considerado ninguna limitación en la potencia transmitida desde cualquier terminal móvil. Por tanto, no existen móviles fuera de cobertura, esto representará un peor caso al considerar un nivel de interferencia más elevado. Antes de computar la potencia transmitida desde cada móvil se debe identificar las tres celdas candidatas al control de la comunicación. En ambos casos se han escogido las



estaciones base de las que se recibe mayor señal piloto. En las tablas 5.19 y 5.20 se puede ver el valor medio de la relación señal a interferencia obtenida para los móviles en la celda central, considerando un número creciente de terminales móviles por celda.

Móviles por celda	$\overline{S/I}$ (dB)
15	-13,4
16	-13,7
<b>17</b>	<b>-14,0</b>
18	-14,2

Tabla 5.19. Macrodiversidad con combinación selectiva.

Móviles por celda	$\overline{S/I}$ (dB)
20	-13,5
21	-13,7
<b>22</b>	<b>-13,9</b>
23	-14,1

Tabla 5.20. Macrodiversidad con combinación de ratio máximo.

En las tablas se ha remarcado en negrita la capacidad máxima por celda para los dos casos de estudio. Como se puede apreciar, la capacidad por celda del caso de combinación de ratio máximo se acerca a la capacidad máxima de 26 comunicaciones por celda, a pesar de considerar una combinación de únicamente tres estaciones base.

Por otro lado, se puede justificar el resultado obtenido para la combinación selectiva, recuperando la expresión (5.1) mencionada con anterioridad para la relación señal a interferencia en este caso. Si se sustituye el parámetro  $f$  por el valor obtenido en las secciones 5.5.1 ó 5.5.2 para "soft handover" se obtiene:

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{(1+f) \cdot (M-1)} \geq \frac{S}{I}_{\text{threshold}} = -14\text{dB}$$

$$f = 0,6 \Rightarrow M = 16$$

#### Sistema de 37 celdas

Finalmente se ha planteado un escenario de 37 celdas, con combinación de las señales procedentes de tres estaciones base, lo mismo que se hizo al utilizar el método de control de potencia iterativo. Aunque esta vez, utilizando la expresión (5.3) que nosotros proponemos.

El resultado de la simulación se representa en la tabla 5.21.

Móviles por celda	$\overline{S/I}$ (dB)
20	-13.5
21	-13.7
<b>22</b>	<b>-13.9</b>
23	-14.1

Tabla 5.21. Escenario de 37 celdas.

Para este caso concreto los resultados obtenidos, en cuanto a capacidad del sistema, son ligeramente inferiores a los que se obtuvieron mediante la simulación por control de potencia iterativo. En aquella ocasión se tenían aproximadamente 24 comunicaciones por celda en lugar de 22. No hay que olvidar que la utilización de la expresión 5.3 pretende suplantar todo el control de potencia iterativo que se deriva al utilizar la combinación de máximo ratio, por tanto, no deja de ser una aproximación.

# Capítulo 6

## Análisis teórico del mecanismo de control de potencia

En el capítulo anterior se ha presentado un entorno de simulación de un sistema celular CDMA. Ello ha llevado a plantear varias alternativas en la ejecución del control de potencia debido a la importancia que tiene dicho algoritmo en combinación con el traspaso de llamada para evaluar la capacidad del sistema. De los diferentes mecanismos, se ha comentado cómo el algoritmo iterativo se asemeja más al comportamiento real de un mecanismo de control de potencia.

En el presente capítulo se va a realizar un estudio analítico del algoritmo iterativo con el objeto de precisar en qué condiciones dicho algoritmo es estable. Es decir, bajo qué supuestos no nos encontramos en aquella situación para la cual todos los terminales móviles aumentan la potencia de emisión incontroladamente, hasta llegar a la saturación en todos ellos. Esto permitirá, como se verá más adelante, cuantificar la capacidad máxima asociada al sistema en función de la ubicación física de los terminales móviles dentro del área de servicio.

En la literatura existen varios artículos [Zan92a], [Zan92b], [Fos93] que realizan un estudio para sistemas FDMA semejante al que se verá a continuación. Éstos han sido la base de partida del desarrollo analítico hecho en este capítulo para sistemas CDMA.

Por otra parte, se tienen los trabajos [Net83], [Yat95] donde se detallan diferentes modalidades de control de potencia que se pueden dar sobre el enlace ascendente, para a continuación estudiar, de forma similar a como se ha hecho en este capítulo, la convergencia de dicho algoritmo.

### 6.1 Descripción del escenario de estudio teórico

Para poder llevar a cabo el estudio analítico del comportamiento del algoritmo de control de potencia iterativo, sin que éste se haga excesivamente tedioso, se plantea un escenario de estudio simplificado donde sólo se dispone de 4 terminales móviles y 2 estaciones base. Sin embargo, los resultados del análisis son generalizables al caso más real con varias estaciones base y multitud de terminales móviles. Ver figura 6.1.

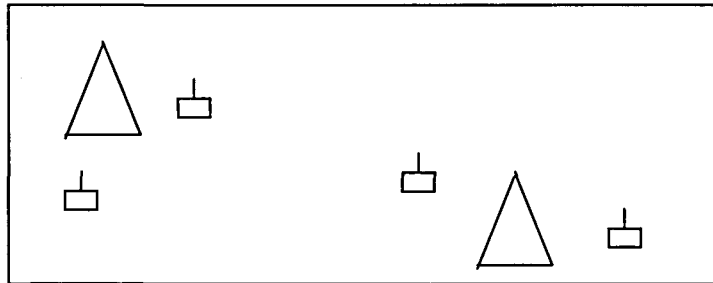


Figura 6.1. Escenario de estudio teórico.

Entre los casos de estudio, se debe tratar de manera individualizada los enlaces ascendente y descendente debido a su diferente casuística. Y dentro de ambos casos se contemplarán las dos posibilidades de combinación de señales cuando se utilice la técnica de “soft handover” y macrodiversidad en el traspaso de llamada. Es decir, la combinación selectiva y la de ratio máximo.

## 6.2 Caso downlink, combinación selectiva

Sea la situación representada en la figura 6.2. Donde se tienen cuatro terminales móviles y dos estaciones base. Se plantea el caso en que los terminales TM\_1 y TM\_2 están más próximos a la estación base EB\_1, y los terminales TM\_3 y TM\_4 están más próximos a la estación base EB\_2. La proximidad en este caso viene referida a la atenuación medida entre una estación base y un terminal móvil. Más próximo significa que existe menor atenuación con una estación base en concreto, no tiene porqué estar más próximo geográficamente.

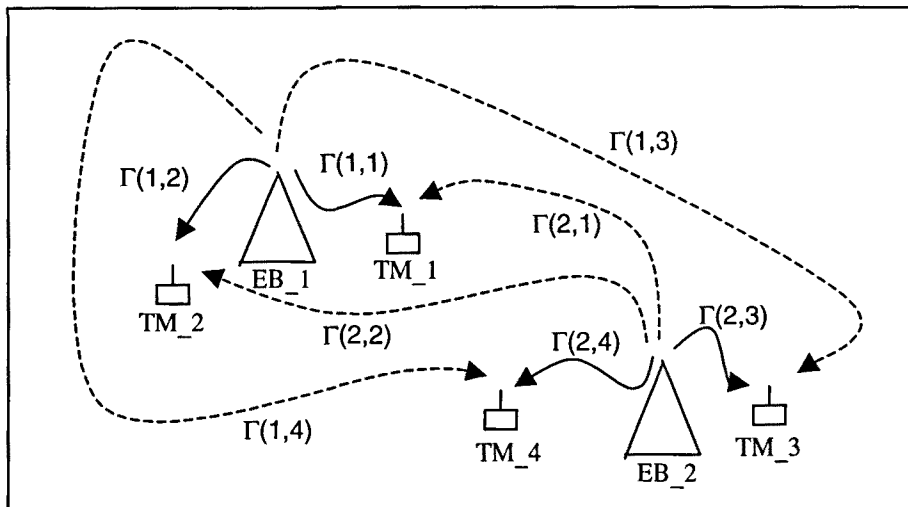


Figura 6.2. Escenario para “downlink” con combinación selectiva.

### 6.2.1 Sistema de ecuaciones

En este escenario se puede plantear una matriz de ganancias, el inverso de las atenuaciones, entre cada estación base y todos los móviles, en tal caso se tiene:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma(1,1) & \Gamma(1,2) & \Gamma(1,3) & \Gamma(1,4) \\ \Gamma(2,1) & \Gamma(2,2) & \Gamma(2,3) & \Gamma(2,4) \end{bmatrix}$$

Donde la ganancia  $\Gamma(i,j)$  significa ganancia entre la estación base  $EB_j$  y el terminal móvil  $TM_j$ .

Además, la idea de “proximidad” planteada se traduce en:

$$\begin{aligned} \Gamma(1,1) &> \Gamma(2,1) \\ \Gamma(1,2) &> \Gamma(2,2) \\ \Gamma(2,3) &> \Gamma(1,3) \\ \Gamma(2,4) &> \Gamma(1,4) \end{aligned}$$

Estas ganancias contabilizan, en analogía con lo visto en el capítulo anterior, las pérdidas por propagación y los desvanecimientos lentos. Sin embargo, de aquí en

adelante se utiliza esta nueva nomenclatura para que el tratamiento del problema sea más genérico.

Teniendo en cuenta que ya se ha prefijado la "proximidad" entre estaciones base y terminales móviles, para el caso concreto que se está tratando, con combinación selectiva, ya se sabe cómo se realizan las conexiones entre terminales y estaciones base. En tal caso la relación señal a interferencia resultante para cada móvil será la siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{S}{I_1} &= \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(1,1) \cdot P_2 + \Gamma(2,1) \cdot P_3 + \Gamma(2,1) \cdot P_4} \\ \frac{S}{I_2} &= \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_3 + \Gamma(2,2) \cdot P_4} \\ \frac{S}{I_3} &= \frac{\Gamma(2,3) \cdot P_3}{\Gamma(1,3) \cdot P_1 + \Gamma(1,3) \cdot P_2 + \Gamma(2,3) \cdot P_4} \\ \frac{S}{I_4} &= \frac{\Gamma(2,4) \cdot P_4}{\Gamma(1,4) \cdot P_1 + \Gamma(1,4) \cdot P_2 + \Gamma(2,4) \cdot P_3} \end{aligned}$$

Para simplificar el ejercicio se impone la misma relación señal a interferencia umbral,  $SIR$ , para todos los terminales móviles. En tal caso se está planteando un sistema lineal de ecuaciones donde las cuatro incógnitas son las potencias a emitir hacia cada uno de los móviles. Reordenando el sistema de ecuaciones se obtiene:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} = SIR \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix}$$

Donde:

$$\begin{aligned} Z_{13} &= \frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} < 1 & Z_{31} &= \frac{\Gamma(1,3)}{\Gamma(2,3)} < 1 \\ Z_{23} &= \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(1,2)} < 1 & Z_{41} &= \frac{\Gamma(1,4)}{\Gamma(2,4)} < 1 \end{aligned}$$

### 6.2.2 Sistema no homogéneo

Se obtiene así un sistema homogéneo donde la diagonal principal de la matriz son todo ceros, lo cual implica que la matriz asociada al sistema de ecuaciones no es invertible y por tanto no tiene solución. Para salvar este problema se debe afinar más en el modelo analítico del sistema real. Se tienen dos opciones, añadir ruido a la interferencia o incluir en la interferencia la propia señal útil.

El ruido será el ruido térmico propio del receptor que en principio sería despreciable frente a la interferencia, siempre y cuando se esté haciendo un estudio de capacidad y no de cobertura ("link budget"). Por otra parte incluir la propia señal como interferencia tiene sentido al considerar que la señal útil también sufre el efecto multicamino, de modo que los ecos de señal no utilizados en la demodulación se contemplan como interferencia, por tanto se trataría de una fracción de la señal útil.

Se opta por la primera opción, añadir ruido, porque con la segunda opción el sistema tiene solución aunque sigue siendo homogéneo, con lo cual, el vector todo ceros también es solución. Esto desvirtúa la resolución del sistema si se trata de resolver de forma iterativa. En la práctica, desde las estaciones base en este caso, o desde los terminales móviles en otro, el control de potencia se realiza sobre un determinado rango de potencias, existiendo una potencia mínima y una máxima de emisión, con lo cual, la solución cuyo vector de potencias tiende a cero es irreal. Por contra, en la resolución analítica es difícil imponer unos márgenes de validez para las potencias emitidas.

Sin embargo, añadir ruido al sistema, analíticamente se traduce en pasar de un sistema homogéneo a uno no homogéneo, sin problemas adicionales para su resolución. En tal caso el sistema de ecuaciones original se modifica como sigue:

$$\begin{aligned} \frac{S}{I}_1 &= \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(1,1) \cdot P_2 + \Gamma(2,1) \cdot P_3 + \Gamma(2,1) \cdot P_4 + N} \\ \frac{S}{I}_2 &= \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_3 + \Gamma(2,2) \cdot P_4 + N} \\ \frac{S}{I}_3 &= \frac{\Gamma(2,3) \cdot P_3}{\Gamma(1,3) \cdot P_1 + \Gamma(1,3) \cdot P_2 + \Gamma(2,3) \cdot P_4 + N} \\ \frac{S}{I}_4 &= \frac{\Gamma(2,4) \cdot P_4}{\Gamma(1,4) \cdot P_1 + \Gamma(1,4) \cdot P_2 + \Gamma(2,4) \cdot P_3 + N} \end{aligned}$$

Donde, sin pérdida de generalidad, se ha supuesto el mismo ruido aditivo para toda comunicación. El sistema de ecuaciones final queda como:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} = SIR \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

Al tratarse de un sistema no homogéneo se pueden reordenar las ecuaciones de modo que el sistema a resolver será:

$$\begin{bmatrix} 1 & -SIR & -SIR \cdot Z_{13} & -SIR \cdot Z_{13} \\ -SIR & 1 & -SIR \cdot Z_{23} & -SIR \cdot Z_{23} \\ -SIR \cdot Z_{31} & -SIR \cdot Z_{31} & 1 & -SIR \\ -SIR \cdot Z_{41} & -SIR \cdot Z_{41} & -SIR & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

Para resolver dicho sistema se debe invertir la matriz correspondiente, de modo que la solución será:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -SIR & -SIR \cdot Z_{13} & -SIR \cdot Z_{13} \\ -SIR & 1 & -SIR \cdot Z_{23} & -SIR \cdot Z_{23} \\ -SIR \cdot Z_{31} & -SIR \cdot Z_{31} & 1 & -SIR \\ -SIR \cdot Z_{41} & -SIR \cdot Z_{41} & -SIR & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

Por tanto la dificultad estriba en tener que invertir una matriz. Ahora bien, hasta el momento se ha procedido a la resolución del sistema de ecuaciones como si de un problema matemático se tratase. Vamos a continuación a relacionar la resolución analítica que se está planteando con los algoritmos de control de potencia expuestos en el capítulo anterior.

### 6.2.3 Algoritmo iterativo

Otro modo de resolver el sistema de ecuaciones sin tener que invertir la matriz asociada es el método iterativo. A continuación, se verá cómo el método iterativo coincide con el método iterativo de control de potencia expuesto en el capítulo anterior.

Retomando el sistema de ecuaciones no homogéneo, se parte de un vector inicial de potencias emitidas hacia cada uno de los terminales:

$$\begin{bmatrix} P_1(0) \\ P_2(0) \\ P_3(0) \\ P_4(0) \end{bmatrix}$$

El algoritmo iterativo visto en el capítulo anterior obtenía la nueva potencia con la que se debía transmitir al terminal móvil para cumplir con la relación señal a interferencia exigida, teniendo en cuenta la interferencia del momento:

$$\left. \frac{S}{I} \right|_1 = \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(1,1) \cdot P_2 + \Gamma(2,1) \cdot P_3 + \Gamma(2,1) \cdot P_4 + N}$$

$$P_1 = SIR \cdot (\Gamma(1,1) \cdot P_2 + \Gamma(2,1) \cdot P_3 + \Gamma(2,1) \cdot P_4 + N) \cdot \frac{1}{\Gamma(1,1)}$$



Si para todas las comunicaciones se actúa de la misma forma se tendrá:

$$\begin{bmatrix} P_1(1) \\ P_2(1) \\ P_3(1) \\ P_4(1) \end{bmatrix} = SIR \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1(0) \\ P_2(0) \\ P_3(0) \\ P_4(0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

Lo cual se traduce en el plano analítico en obtener el nuevo vector de potencias en base al anterior. Para el algoritmo iterativo de potencia, se repetía este procedimiento, un gran número de veces, hasta que el vector de potencias quedaba estabilizado. Analíticamente esta resolución iterativa se traduce en:

$$\begin{bmatrix} P_1(2) \\ P_2(2) \\ P_3(2) \\ P_4(2) \end{bmatrix} = SIR^2 \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix}^2 \begin{bmatrix} P_1(0) \\ P_2(0) \\ P_3(0) \\ P_4(0) \end{bmatrix} + SIR \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

⋮

$$\begin{bmatrix} P_1(k) \\ P_2(k) \\ P_3(k) \\ P_4(k) \end{bmatrix} = SIR^k \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix}^k \begin{bmatrix} P_1(0) \\ P_2(0) \\ P_3(0) \\ P_4(0) \end{bmatrix} + \left( \sum_{n=0}^{k-1} SIR^n \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix}^n \right) \cdot \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

Para que el sumatorio de la última ecuación converja, tratándose de una suma de una serie geométrica, la razón debe ser menor que la unidad. La razón es la matriz:

$$SIR \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Y por tanto, se debe cumplir que el módulo de los autovalores asociados a la matriz sea inferior a la unidad. Más adelante se verá qué condición se debe cumplir para que la serie converja. Supongamos que realmente converge, en tal caso, el método iterativo conduce a la solución:

$$\begin{bmatrix} P_1(k) \\ P_2(k) \\ P_3(k) \\ P_4(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{I - SIR} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

Ya que por la misma razón que el sumatorio converge, el primer término a la derecha de la igualdad tiende a cero. Otra forma de representar la solución es:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -SIR & -SIR \cdot Z_{13} & -SIR \cdot Z_{13} \\ -SIR & 1 & -SIR \cdot Z_{23} & -SIR \cdot Z_{23} \\ -SIR \cdot Z_{31} & -SIR \cdot Z_{31} & 1 & -SIR \\ -SIR \cdot Z_{41} & -SIR \cdot Z_{41} & -SIR & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

Por tanto, el método iterativo, si converge, lo hace a la solución del sistema de ecuaciones, independientemente del vector inicial.

#### 6.2.4 Convergencia del algoritmo iterativo

A continuación se va a ver en qué condiciones converge el algoritmo. Para conocer si el módulo de los autovalores asociados a la matriz es inferior a la unidad, previamente se debe saber cuáles son dichos autovalores. Para obtener los autovalores se resuelve el determinante:

$$\begin{vmatrix} -\lambda & SIR & SIR \cdot Z_{13} & SIR \cdot Z_{13} \\ SIR & -\lambda & SIR \cdot Z_{23} & SIR \cdot Z_{23} \\ SIR \cdot Z_{31} & SIR \cdot Z_{31} & -\lambda & SIR \\ SIR \cdot Z_{41} & SIR \cdot Z_{41} & SIR & -\lambda \end{vmatrix} = 0$$

Como la resolución del sistema de ecuaciones que resulta de evaluar este determinante es bastante laboriosa, se va a resolver analíticamente un sistema equivalente al original, pero más simple. El sistema original es:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} = SIR \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Y éste se transforma en:

$$\begin{bmatrix} P_1 + P_2 \\ P_3 + P_4 \end{bmatrix} = SIR \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_{13} + Z_{23} \\ Z_{31} + Z_{41} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 + P_2 \\ P_3 + P_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 + N_2 \\ N_3 + N_4 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

La forma de agrupar las potencias hace referencia al significado físico del vector resultante a la izquierda de la igualdad en (6.2). El primer elemento del vector corresponde a la potencia emitida desde la EB\_1, y el segundo elemento del vector a la emitida desde la EB\_2.

La matriz asociada al nuevo sistema de ecuaciones es:

$$\begin{bmatrix} SIR & SIR \cdot (Z_{13} + Z_{23}) \\ SIR \cdot (Z_{31} + Z_{41}) & SIR \end{bmatrix}$$

Los autovalores de esta matriz se obtienen con los valores de  $\lambda$  que anulan el siguiente determinante:

$$\begin{vmatrix} SIR - \lambda & SIR \cdot (Z_{13} + Z_{23}) \\ SIR \cdot (Z_{31} + Z_{41}) & SIR - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

Dando lugar a:

$$\lambda = SIR \cdot \left(1 \pm \sqrt{(Z_{13} + Z_{23}) \cdot (Z_{31} + Z_{41})}\right)$$

El autovalor de módulo máximo será:

$$\lambda_{max} = SIR \cdot \left(1 + \sqrt{(Z_{13} + Z_{23}) \cdot (Z_{31} + Z_{41})}\right)$$

Ya que el radicando de la raíz cuadrada siempre es positivo.

Por tanto, para que el sistema de ecuaciones (6.2) pueda resolverse de modo iterativo, se debe cumplir:

$$|\lambda_{max}| = \left| SIR \cdot \left(1 + \sqrt{(Z_{13} + Z_{23}) \cdot (Z_{31} + Z_{41})}\right) \right| < 1$$

$$SIR < \frac{1}{1 + \sqrt{(Z_{13} + Z_{23}) \cdot (Z_{31} + Z_{41})}}$$

Es decir, si se impone un *SIR* umbral que supere este valor, el algoritmo iterativo que resuelve el sistema (6.2) diverge. Esta restricción también se aplica para el sistema original (6.1) ya que el sistema (6.2) resulta de una transformación lineal de éste.

Con ello se ha demostrado que el control de potencia iterativo, en la práctica, está implementando un mecanismo distribuido de resolución del sistema de ecuaciones. El cual tiene solución si el autovalor de módulo máximo asociado al sistema es inferior a la unidad. A su vez, esta restricción matemática cobra un significado físico al traducirse en una relación señal a interferencia máxima alcanzable por el conjunto de las comunicaciones. En caso de tratar de imponer un *SIR* umbral

superior, el control de potencia diverge y se tendería a emitir con potencia máxima hacia todos los móviles.

### 6.2.5 Resolución del sistema

Finalmente, para el sistema (6.2) la solución es:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} 1-SIR & -SIR \cdot (Z_{13} + Z_{23}) \\ -SIR(Z_{31} + Z_{41}) & 1-SIR \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 + P_2 \\ P_3 + P_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_1 + N_2 \\ N_3 + N_4 \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} P_1 + P_2 \\ P_3 + P_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-SIR & -SIR \cdot (Z_{13} + Z_{23}) \\ -SIR(Z_{31} + Z_{41}) & 1-SIR \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} N_1 + N_2 \\ N_3 + N_4 \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} P_1 + P_2 \\ P_3 + P_4 \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} 1-SIR & SIR \cdot (Z_{31} + Z_{41}) \\ SIR \cdot (Z_{13} + Z_{23}) & 1-SIR \end{bmatrix}}{(1-SIR)^2 + SIR^2 \cdot (Z_{13} + Z_{23})(Z_{31} + Z_{41})} \cdot \begin{bmatrix} N_1 + N_2 \\ N_3 + N_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Y para el sistema original (6.1) se tiene:

$$\begin{aligned} P_1 &= SIR \cdot P_2 + SIR \cdot Z_{13} \cdot (P_3 + P_4) + N_1 \\ P_2 &= SIR \cdot P_1 + SIR \cdot Z_{23} \cdot (P_3 + P_4) + N_2 \\ P_3 &= SIR \cdot P_4 + SIR \cdot Z_{31} \cdot (P_1 + P_2) + N_3 \\ P_4 &= SIR \cdot P_3 + SIR \cdot Z_{41} \cdot (P_1 + P_2) + N_4 \end{aligned}$$

Por lo que:

$$\begin{aligned} P_1 &= SIR \cdot (SIR \cdot P_1 + SIR \cdot Z_{23} \cdot (P_3 + P_4) + N_2) + SIR \cdot Z_{13} \cdot (P_3 + P_4) + N_1 \\ P_2 &= SIR \cdot (SIR \cdot P_2 + SIR \cdot Z_{13} \cdot (P_3 + P_4) + N_1) + SIR \cdot Z_{23} \cdot (P_3 + P_4) + N_2 \\ P_3 &= SIR \cdot (SIR \cdot P_3 + SIR \cdot Z_{41} \cdot (P_1 + P_2) + N_4) + SIR \cdot Z_{31} \cdot (P_1 + P_2) + N_3 \\ P_4 &= SIR \cdot (SIR \cdot P_4 + SIR \cdot Z_{31} \cdot (P_1 + P_2) + N_3) + SIR \cdot Z_{41} \cdot (P_1 + P_2) + N_4 \end{aligned}$$

De donde, por sustitución de  $P_1 + P_2$  y  $P_3 + P_4$  obtenidos en (6.3) se resuelve el vector de potencias.

De la resolución del sistema (6.2), cuyo vector de potencias es (6.3) se observa que las potencias emitidas desde las estaciones base EB\_1 y EB\_2 no tienen porqué ser iguales.

### 6.3 Caso uplink, combinación selectiva

A continuación se realiza un estudio semejante al visto en el apartado anterior, pero esta vez sobre el enlace ascendente.

Se supone una situación como la representada en la figura 6.3. Donde, como en el caso anterior, se tienen cuatro terminales móviles y dos estaciones base. Se plantea el caso en que los terminales TM<sub>1</sub> y TM<sub>2</sub> están más próximos a la estación base EB<sub>1</sub>, y los terminales TM<sub>3</sub> y TM<sub>4</sub> están más próximos a la estación base EB<sub>2</sub>.

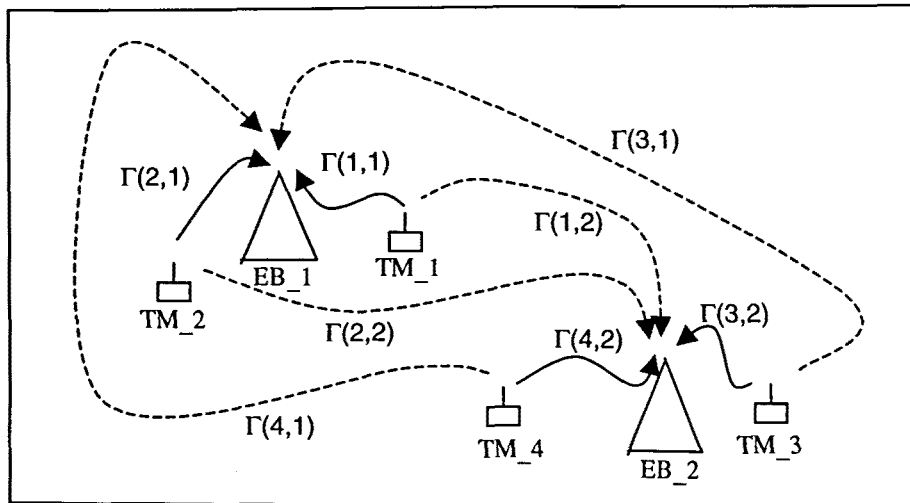


Figura 6.3. Escenario de estudio para enlace "uplink" con combinación selectiva.

#### 6.3.1 Sistema de ecuaciones

Se plantea la matriz de ganancias, ahora entre cada móvil y las dos estaciones base, en tal caso se tiene:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma(1,1) & \Gamma(1,2) \\ \Gamma(2,1) & \Gamma(2,2) \\ \Gamma(3,1) & \Gamma(3,2) \\ \Gamma(4,1) & \Gamma(4,2) \end{bmatrix}$$

Donde la ganancia  $\Gamma(i,j)$  significa ganancia entre el móvil TM<sub>i</sub> y la estación base EB<sub>j</sub>.

Además, la idea de "proximidad" planteada se traduce en:

$$\begin{aligned}\Gamma(1,1) &> \Gamma(1,2) \\ \Gamma(2,1) &> \Gamma(2,2) \\ \Gamma(3,2) &> \Gamma(3,1) \\ \Gamma(4,2) &> \Gamma(4,1)\end{aligned}$$

Teniendo en cuenta que ya se ha prefijado la "proximidad" entre estaciones base y terminales móviles, para el caso concreto que se está tratando con combinación selectiva, ya se sabe cómo se realizan las conexiones entre terminales y estaciones base. En tal caso la relación señal a interferencia medida en la estación base para cada móvil será la siguiente:

$$\begin{aligned}\frac{S}{I_1} &= \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(2,1) \cdot P_2 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + \Gamma(4,1) \cdot P_4 + N} \\ \frac{S}{I_2} &= \frac{\Gamma(2,1) \cdot P_2}{\Gamma(1,1) \cdot P_1 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + \Gamma(4,1) \cdot P_4 + N} \\ \frac{S}{I_3} &= \frac{\Gamma(3,2) \cdot P_3}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_2 + \Gamma(4,2) \cdot P_4 + N} \\ \frac{S}{I_4} &= \frac{\Gamma(4,2) \cdot P_4}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_2 + \Gamma(3,2) \cdot P_3 + N}\end{aligned}$$

Donde, sin pérdida de generalidad, se ha supuesto el mismo ruido aditivo para toda comunicación. El sistema de ecuaciones final queda como:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} = SIR \cdot \begin{bmatrix} 0 & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & 0 & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & 0 & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

Esta vez:

$$\begin{aligned}Z_{12} &= \frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} & Z_{13} &= \frac{\Gamma(3,1)}{\Gamma(1,1)} & Z_{14} &= \frac{\Gamma(4,1)}{\Gamma(1,1)} \\ Z_{21} &= \frac{\Gamma(1,1)}{\Gamma(2,1)} & Z_{23} &= \frac{\Gamma(3,1)}{\Gamma(2,1)} & Z_{24} &= \frac{\Gamma(4,1)}{\Gamma(2,1)} \\ Z_{31} &= \frac{\Gamma(1,2)}{\Gamma(3,2)} & Z_{32} &= \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(3,2)} & Z_{34} &= \frac{\Gamma(4,2)}{\Gamma(3,2)} \\ Z_{41} &= \frac{\Gamma(1,2)}{\Gamma(4,2)} & Z_{42} &= \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(4,2)} & Z_{43} &= \frac{\Gamma(3,2)}{\Gamma(4,2)}\end{aligned}$$

Como en el caso de "downlink" la resolución del sistema obliga a invertir una matriz. Y como antes, para salvar la dificultad se plantea un algoritmo iterativo que se corresponde con el control de potencia iterativo simulado en el capítulo anterior.

### 6.3.2 Algoritmo iterativo

El algoritmo iterativo visto en el capítulo anterior obtenía la nueva potencia con la que se debe transmitir desde el terminal móvil para cumplir con la relación señal a interferencia exigida. La potencia a transmitir se computa como:

$$P_1 = SIR \cdot (\Gamma(2,1) \cdot P_2 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + \Gamma(4,1) \cdot P_4 + N) \cdot \frac{1}{\Gamma(1,1)}$$

Si para todas las comunicaciones se actúa de la misma forma se tendrá:

$$\begin{bmatrix} P_1(1) \\ P_2(1) \\ P_3(1) \\ P_4(1) \end{bmatrix} = SIR \cdot \begin{bmatrix} 0 & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & 0 & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & 0 & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1(0) \\ P_2(0) \\ P_3(0) \\ P_4(0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

Lo cual se traduce en el plano analítico en obtener el nuevo vector de potencias en base al anterior. Para el algoritmo iterativo de potencia del capítulo anterior, se repetía este procedimiento un gran número de veces, hasta que el vector de potencias quedaba estabilizado. Como en el apartado 6.2, caso “downlink”, el algoritmo converge si el módulo de los autovalores asociados a la matriz es inferior a la unidad.

### 6.3.3 Convergencia del algoritmo iterativo

Para ver en qué casos converge el algoritmo, se va a resolver analíticamente un sistema equivalente al original, pero más simple. Se debe tener presente que las comunicaciones que se establecen con la misma estación base, se harán de modo que la potencia que llega a la estación base es la misma para todas ellas, ya que se está imponiendo el mismo *SIR*. Por tanto se cumple:

$$\begin{aligned} \Gamma(1,1) \cdot P_1 &= \Gamma(2,1) \cdot P_2 \\ \Gamma(3,2) \cdot P_3 &= \Gamma(4,2) \cdot P_4 \end{aligned} \tag{6.4}$$

Esto es así, independientemente del nivel de interferencia que soporte cada estación base. Por tanto, la resolución del sistema original, se transforma en la resolución de un sistema de ecuaciones donde sólo se tiene una incógnita por estación base. Es decir, se trata de resolver la potencia emitida por un terminal asociado a cada estación base, el resto es obtenido por las relaciones que se expresan en (6.4). El sistema original, usando las relaciones (6.4), se transforma en:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} = SIR \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & Z_{13} & Z_{14} \\ 0 & 1 & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & 1 & 0 \\ Z_{41} & Z_{42} & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Aparentemente, para el enlace de subida no se hubiese necesitado añadir ruido para que el sistema tenga solución, ya que la matriz es invertible, al ser la diagonal distinta de cero. Sin embargo, como ya se comentó en 6.2, el sistema no homogéneo hace que la solución sea única.

El sistema simplificado se extrae de resolver las potencias a emitir únicamente por el TM\_1 que pertenece a la EB\_1 y el TM\_3 que pertenece a la EB\_2:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_3 \end{bmatrix} = SIR \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_{13} + Z_{14}/Z_{34} \\ Z_{31} + Z_{32}/Z_{12} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_3 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

La matriz asociada al nuevo sistema de ecuaciones es:

$$\begin{bmatrix} SIR & SIR \cdot (Z_{13} + Z_{14}/Z_{34}) \\ SIR \cdot (Z_{31} + Z_{32}/Z_{12}) & SIR \end{bmatrix}$$

Los autovalores de esta matriz se obtienen al resolver el determinante:

$$\begin{vmatrix} SIR - \lambda & SIR \cdot (Z_{13} + Z_{14}/Z_{34}) \\ SIR \cdot (Z_{31} + Z_{32}/Z_{12}) & SIR - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

Dando lugar a:

$$\lambda = SIR \cdot \left( 1 \pm \sqrt{(Z_{13} + Z_{14}/Z_{34}) \cdot (Z_{31} + Z_{32}/Z_{12})} \right)$$

El autovalor de módulo máximo será:

$$\lambda = SIR \cdot \left( 1 + \sqrt{(Z_{13} + Z_{14}/Z_{34}) \cdot (Z_{31} + Z_{32}/Z_{12})} \right)$$

Ya que el radicando de la raíz cuadrada siempre es positivo.

Por tanto, para que el sistema de ecuaciones (6.6) se pueda resolver de forma iterativa, se debe cumplir:

$$|\lambda_{max}| = \left| SIR \cdot \left( 1 + \sqrt{(Z_{13} + Z_{14}/Z_{34}) \cdot (Z_{31} + Z_{32}/Z_{12})} \right) \right| < 1$$

$$SIR < \frac{1}{1 + \sqrt{(Z_{13} + Z_{14}/Z_{34}) \cdot (Z_{31} + Z_{32}/Z_{12})}}$$



Si se impone un *SIR* umbral que supere este valor, el algoritmo iterativo que resuelve el sistema (6.6) diverge. Esta restricción también se aplica para el sistema original (6.5) ya que el sistema (6.6) resulta de una transformación lineal de éste.

Las conclusiones resultantes del análisis matemático del mecanismo de control de potencia iterativo son las mismas que ya se han comentado en el apartado 6.2.

#### 6.3.4 Comparación entre el alg. iterativo y el alg. de Viterbi

En el capítulo anterior se han visto dos posibles metodologías aplicadas sobre el control de potencia:

- Algoritmo de Viterbi.
- Algoritmo iterativo.

Veamos ahora, tras la resolución analítica del método iterativo, las diferencias que existen entre ambos métodos. Según el algoritmo de Viterbi, el control de potencia sólo contrarresta las pérdidas, ya sean por propagación o por desvanecimientos lentos. Esto es, por ejemplo, para el móvil *TM\_1* conectado a la estación base *EB\_1* se tiene:

$$P_1 = 1/\Gamma(1,1)$$

Este algoritmo no es iterativo, de modo que, conocidas las potencias de emisión desde cada terminal móvil, el *SIR* resultante para cada uno de éstos será el mismo si pertenecen a la misma estación base. Ya que para todos ellos la potencia útil recibida en la estación base será la unidad. Sin embargo, la potencia interferente recibida de las comunicaciones pertenecientes a otras estaciones base será variable y dependiente de la ubicación física de los terminales. En consecuencia, el *SIR* resultante para los móviles será diferente entre distintas estaciones base.

Sea la situación representada en la figura 6.4, como ejemplo ilustrativo.

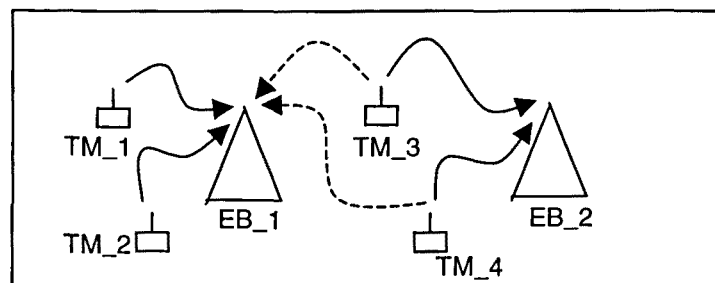


Figura 6.4. Ejemplo de estudio.

Donde se observa que los terminales *TM\_1* y *TM\_2* se conectan a la estación *EB\_1* mientras los terminales *TM\_3* y *TM\_4* lo hacen a la *EB\_2*. Con ello mejorará la

relación señal a interferencia de cada uno de ellos. Sin embargo, siguiendo el algoritmo de Viterbi, los terminales TM\_1 y TM\_2 presentan un *SIR* de valor aproximado:

$$SIR \approx 1/4$$

Debido a la “proximidad” de los terminales TM\_3 y TM\_4 a la EB\_1, actuando como interferentes. En cambio, para estos últimos se tiene:

$$SIR \approx 1/2$$

Por la lejanía de TM\_1 y TM\_2 a la EB\_2.

Este contra ejemplo demuestra que el algoritmo de Viterbi no proporciona el mismo *SIR* para todos los móviles. Únicamente dará resultados comparables al algoritmo iterativo cuando se dé una distribución uniforme de los terminales sobre el área de servicio.

## 6.4 Caso downlink, combinación de ratio máximo

A continuación se plantea la posibilidad de utilizar la combinación de ratio máximo sobre el enlace de bajada. Es decir, utilizar dicho mecanismo de combinación con carácter macroscópico, lo cual implica que más de una estación base está transmitiendo sobre un terminal móvil. Con carácter microscópico ya se está utilizando en la actualidad la combinación de ratio máximo para los sistemas IS-95. Para estos últimos, el receptor RAKE recoge, en sus distintas ramas, la señal proveniente de una misma estación base, debido al efecto multicamino. Y tras la demodulación por separado de cada señal, se procede a la suma coherente de todas ellas, previa sincronización de las mismas.

### 6.4.1 Escenario de estudio

El escenario que se plantea para este nuevo caso de estudio se simplifica respecto al visto en los dos apartados anteriores, debido a la dificultad adicional que conlleva. Se supone existen dos estaciones base EB\_1 y EB\_2 y dos terminales móviles TM\_1 y TM\_2, tal y como se representa en la figura 6.5.

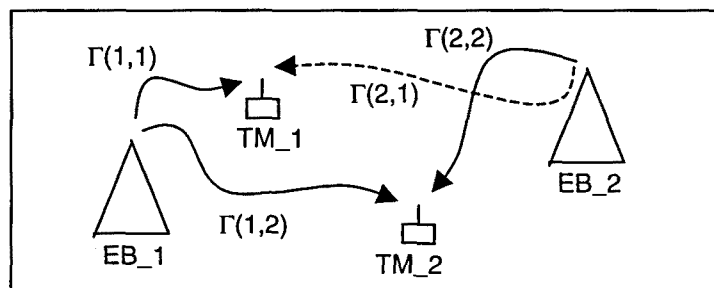


Figura 6.5. Escenario de estudio.

De tal forma que el TM\_1 está "próximo" a la EB\_1 mientras que el TM\_2 se encuentra ubicado en un punto intermedio entre las estaciones base EB\_1 y EB\_2.

### 6.4.2 Sistema de ecuaciones

Para el escenario que se plantea se supone que únicamente el TM\_2 utiliza la macrodiversidad. En tal caso, el sistema de ecuaciones queda como sigue:

$$\frac{S}{I_1} = \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_{11}}{\Gamma(1,1) \cdot P_{12} + \Gamma(2,1) \cdot P_{22}}$$

$$\frac{S}{I_2} = \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_{12}}{\Gamma(1,2) \cdot P_{11} + \Gamma(2,2) \cdot P_{22}} + \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_{22}}{\Gamma(1,2) \cdot P_{11} + \Gamma(1,2) \cdot P_{12}}$$

Donde la ganancia  $\Gamma(i,j)$  se establece entre la estación base EB\_1 y el terminal móvil TM\_j. Por otro lado, la potencia emitida  $P_{ij}$  corresponde a la potencia emitida desde la EB\_i hacia el TM\_j.

### 6.4.3 Sistema homogéneo

Se impone el mismo  $SIR$  para ambas comunicaciones. Así se obtiene:

$$SIR = \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_{11}}{\Gamma(1,1) \cdot P_{12} + \Gamma(2,1) \cdot P_{22}} \quad (6.7)$$

$$SIR = \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_{12}}{\Gamma(1,2) \cdot P_{11} + \Gamma(2,2) \cdot P_{22}} + \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_{22}}{\Gamma(1,2) \cdot P_{11} + \Gamma(1,2) \cdot P_{12}}$$

En principio el sistema es homogéneo hasta que no se añada el ruido. En los apartados anteriores la finalidad de hacer el sistema no homogéneo era encontrar la equivalencia entre la resolución analítica y el algoritmo de control de potencia iterativo. En esta ocasión se trata de demostrar la ineficiencia de la combinación de ratio máximo para el enlace de bajada, se realizará en el plano analítico. Es por ello que se trabajará con un sistema homogéneo.

Siendo el sistema homogéneo el conjunto de soluciones del sistema es infinito. Dado un vector solución:

$$\begin{bmatrix} P_{11} \\ P_{12} \\ P_{22} \end{bmatrix}$$

El vector que resulta de multiplicar al anterior por cualquier factor también es solución:

$$\begin{bmatrix} \alpha \cdot P_{11} \\ \alpha \cdot P_{12} \\ \alpha \cdot P_{22} \end{bmatrix}$$

En tal caso se escoge  $P_{11} = 1$ , con lo que se elimina una variable y así se puede observar más fácilmente la relación entre las potencias emitidas sobre el TM\_2. Para obtener dicha relación se elimina la variable  $SIR$  tomando las dos ecuaciones del sistema (6.7):

$$\frac{\Gamma(1,1) \cdot P_{11}}{\Gamma(1,1) \cdot P_{12} + \Gamma(2,1) \cdot P_{22}} = \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_{12}}{\Gamma(1,2) \cdot P_{11} + \Gamma(2,2) \cdot P_{22}} + \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_{22}}{\Gamma(1,2) \cdot P_{11} + \Gamma(1,2) \cdot P_{12}}$$

Y sustituyendo el valor de  $P_{11} = 1$  antes mencionado:

$$\frac{\Gamma(1,1)}{\Gamma(1,1) \cdot P_{12} + \Gamma(2,1) \cdot P_{22}} = \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_{12}}{\Gamma(1,2) + \Gamma(2,2) \cdot P_{22}} + \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_{22}}{\Gamma(1,2) + \Gamma(1,2) \cdot P_{12}}$$

$$\frac{1}{P_{12} + Z_1 \cdot P_{22}} = \frac{P_{12}}{1 + Z_2 \cdot P_{22}} + \frac{Z_2 \cdot P_{22}}{1 + P_{12}} \quad (6.8)$$

Donde:

$$Z_1 = \Gamma(2,1)/\Gamma(1,1)$$

$$Z_2 = \Gamma(2,2)/\Gamma(1,2)$$

Resolviendo  $P_{12}$  en función de  $P_{22}$  se obtiene la expresión:

$$P_{12}^3 + (Z_1 P_{22} + 1)P_{12}^2 + (Z_2^2 P_{22}^2 + Z_1 P_{22} - 1)P_{12} + (Z_1 Z_2^2 P_{22}^3 + Z_1 Z_2 P_{22}^2 - Z_2 P_{22} - 1) = 0$$

Para los casos extremos se tiene:

$$P_{22} = 0 \Rightarrow P_{12} = 1$$

$$P_{12} = 0 \Rightarrow P_{22} = 1/\sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad (6.9)$$

#### 6.4.4 Maximización del SIR

Veamos ahora para qué valor de  $P_{12}$  se maximiza el *SIR*, de (6.8) se tiene:

$$SIR = \frac{1}{P_{12} + Z_1 \cdot P_{22}}$$

Donde  $P_{12}$  y  $P_{22}$  varían, según (6.9), entre los límites:

$$0 \leq P_{22} \leq 1/\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

$$0 \leq P_{12} \leq 1$$

Por otra parte, de la figura 6.5 se tiene:

$$Z_1 = \frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} \ll 1 \quad \text{y} \quad Z_2 = \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(1,2)} \approx 1$$

Por tanto:

$$0 \leq Z_1 \cdot P_{22} \leq Z_1/\sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = \sqrt{Z_1/Z_2} \ll 1$$

Con lo cual, la relación señal a interferencia para  $P_{12} > 0$  será:

$$SIR = \frac{1}{P_{12} + Z_1 \cdot P_{22}} \approx \frac{1}{P_{12}}$$

Únicamente para  $P_{12} \approx 0$  el término  $Z_1 \cdot P_{22}$  deja de ser despreciable, en cuyo caso se tiene:

$$SIR = \frac{1}{P_{12} + Z_1 \cdot P_{22}} \approx \frac{1}{Z_1 \cdot P_{22}} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} > 1$$

Gráficamente, la evolución del *SIR* se podría aproximar por: ver figura 6.6.

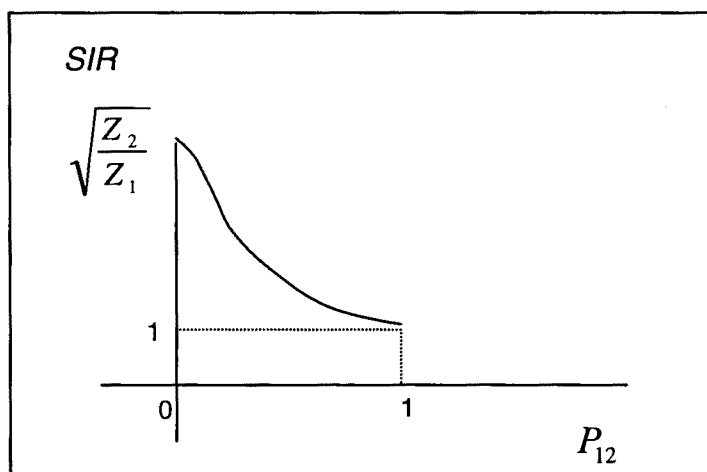


Figura 6.6. Evolución del SIR con  $P_{12}$ .

Lo cual indica que el  $SIR$  es monótono decreciente con  $P_{12}$  y por tanto el máximo se obtiene para  $P_{12} = 0$ , que es lo mismo que decir que no se utiliza la facilidad de macrodiversidad.

A la vista del resultado obtenido en este ejercicio, se puede concluir que para el enlace de bajada, la utilización de la facilidad de “soft handover” repercute negativamente sobre la capacidad del sistema. Por contra, para el enlace de subida, cuanto mayor sea la utilización de esta facilidad más capacidad tendrá el sistema. Existe pues un compromiso en la definición del área de macrodiversidad para ambos enlaces.

También es verdad, como ya se comentó en el capítulo anterior, que el canal radio móvil es variante en el tiempo, y esto hace que se produzcan alteraciones en el nivel de señal recibido en la estación móvil desde las diferentes estaciones base. Como la mejor señal se irá alternando entre dos o más estaciones base cuando el móvil se encuentre en los límites de una celda, debe existir una mínima área en “soft handover”, de otro modo no se aprovecharía completamente la capacidad del canal. Por tanto, un cierto margen de histéresis para “soft handover” sobre el enlace de bajada también incrementa la capacidad del sistema. Más allá, lo que se está haciendo es aumentar la interferencia global del sistema.

Por otro lado, es habitual encontrar en la literatura, referencias relativas a la comparación de la capacidad intrínseca entre los enlaces de subida y de bajada [Vit95]. Así, para el enlace de bajada se comenta que existe un margen adicional de 3 dB en la relación señal a interferencia mínima exigida para una calidad de la comunicación aceptable. Esto es así porque la demodulación de la señal en el terminal móvil es una demodulación coherente asistida por piloto, ya que todas las

estaciones base emiten una señal piloto para hacer más fácil su localización por parte de los móviles. Señal piloto que a su vez es utilizada para recuperar el sincronismo de tiempo y fase. En cambio, para el enlace de subida, el terminal móvil no puede malgastar parte de la potencia emitida transmitiendo una señal piloto. Por tanto, la demodulación es no coherente.

Estos comentarios son válidos para el sistema IS-95 actualmente en funcionamiento. Sin embargo, entre las propuestas de los sistemas de tercera generación, utilizando como técnica de acceso el W-CDMA, se habla de que los terminales móviles también emitan una señal piloto. En cuyo caso, el argumento esgrimido en el párrafo anterior deja de ser válido, y nuevamente aparece el problema de incompatibilidad entre las áreas en macrodiversidad para los enlaces de subida y de bajada antes mencionado. Es más, si como se prevé, futuros servicios soportados por el sistema tendrán un carácter asimétrico en cuanto a requerimientos de caudal de información entre ambos enlaces, siendo con mayor probabilidad el enlace de bajada el más exigente, esto da lugar a un agravamiento del problema.

## 6.5 Caso uplink, combinación de máximo ratio

A continuación se realiza un estudio semejante al visto en el apartado 6.3, pero esta vez utilizando la técnica de combinación de máximo ratio.

Supongamos que se tiene la situación representada en la figura 6.7. Donde, se tienen cuatro terminales móviles y dos estaciones base.

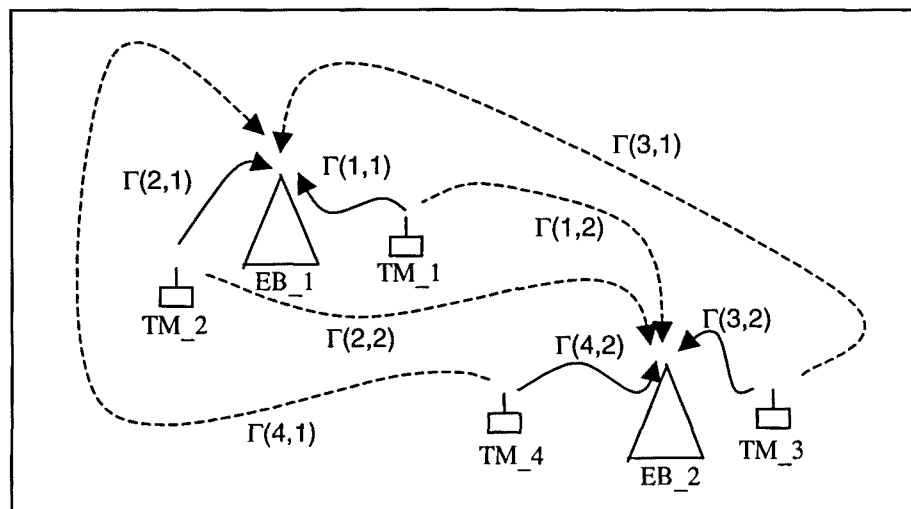


Figura 6.7. Escenario de estudio.

### 6.5.1 Sistema de ecuaciones

En este caso no se hace necesario conocer las conexiones entre estaciones base y terminales móviles. De los cuatro móviles llega señal útil a cada estación base, que será utilizada por un elemento superior encargado de combinar las señales de ambas estaciones base para su demodulación conjunta. Con lo que la relación señal a interferencia resultante será, suponiendo independencia entre las señales llegadas a cada estación base, la suma de las relaciones señal a interferencia en cada estación base.

En tal caso para cada móvil se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{S}{I}_1 &= \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(2,1) \cdot P_2 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + \Gamma(4,1) \cdot P_4 + N} + \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_1}{\Gamma(2,2) \cdot P_2 + \Gamma(3,2) \cdot P_3 + \Gamma(4,2) \cdot P_4 + N} \\ \frac{S}{I}_2 &= \frac{\Gamma(2,1) \cdot P_2}{\Gamma(1,1) \cdot P_1 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + \Gamma(4,1) \cdot P_4 + N} + \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(3,2) \cdot P_3 + \Gamma(4,2) \cdot P_4 + N} \\ \frac{S}{I}_3 &= \frac{\Gamma(3,1) \cdot P_3}{\Gamma(1,1) \cdot P_1 + \Gamma(2,1) \cdot P_2 + \Gamma(4,1) \cdot P_4 + N} + \frac{\Gamma(3,2) \cdot P_3}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_2 + \Gamma(4,2) \cdot P_4 + N} \\ \frac{S}{I}_4 &= \frac{\Gamma(4,1) \cdot P_4}{\Gamma(1,1) \cdot P_1 + \Gamma(2,1) \cdot P_2 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + N} + \frac{\Gamma(4,2) \cdot P_4}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_2 + \Gamma(3,2) \cdot P_3 + N} \end{aligned}$$



Donde, sin pérdida de generalidad, se ha supuesto el mismo ruido aditivo para toda comunicación.

Si se impone el mismo *SIR* para todas las comunicaciones, resulta un sistema de ecuaciones donde las incógnitas son las potencias a emitir desde cada terminal móvil. El primer inconveniente que se observa respecto al caso estudiado en 6.3 es que el sistema de ecuaciones deja de ser lineal, lo cual dificulta en gran medida la resolución del mismo.

### 6.5.2 Resolución analítica

Para poder resolver el sistema anterior analíticamente se va a simplificar, eliminando el ruido y añadiendo la señal útil como interferencia, ésta era una de las alternativas que se apuntó al comienzo del capítulo. En tal caso:

$$\begin{aligned} \frac{S}{I_1} &= \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(1,1) \cdot P_1 + \Gamma(2,1) \cdot P_2 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + \Gamma(4,1) \cdot P_4} + \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_1}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_2 + \Gamma(3,2) \cdot P_3 + \Gamma(4,2) \cdot P_4} \\ \frac{S}{I_2} &= \frac{\Gamma(2,1) \cdot P_2}{\Gamma(1,1) \cdot P_1 + \Gamma(2,1) \cdot P_2 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + \Gamma(4,1) \cdot P_4} + \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_2 + \Gamma(3,2) \cdot P_3 + \Gamma(4,2) \cdot P_4} \\ \frac{S}{I_3} &= \frac{\Gamma(3,1) \cdot P_3}{\Gamma(1,1) \cdot P_1 + \Gamma(2,1) \cdot P_2 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + \Gamma(4,1) \cdot P_4} + \frac{\Gamma(3,2) \cdot P_3}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_2 + \Gamma(3,2) \cdot P_3 + \Gamma(4,2) \cdot P_4} \\ \frac{S}{I_4} &= \frac{\Gamma(4,1) \cdot P_4}{\Gamma(1,1) \cdot P_1 + \Gamma(2,1) \cdot P_2 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + \Gamma(4,1) \cdot P_4} + \frac{\Gamma(4,2) \cdot P_4}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_2 + \Gamma(3,2) \cdot P_3 + \Gamma(4,2) \cdot P_4} \end{aligned}$$

Con ello se consigue que los denominadores del primer y segundo sumando sean iguales para todas las ecuaciones:

$$\begin{aligned} \frac{S}{I_1} &= \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{I_1} + \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_1}{I_2} \\ \frac{S}{I_2} &= \frac{\Gamma(2,1) \cdot P_2}{I_1} + \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_2}{I_2} \\ \frac{S}{I_3} &= \frac{\Gamma(3,1) \cdot P_3}{I_1} + \frac{\Gamma(3,2) \cdot P_3}{I_2} \\ \frac{S}{I_4} &= \frac{\Gamma(4,1) \cdot P_4}{I_1} + \frac{\Gamma(4,2) \cdot P_4}{I_2} \end{aligned}$$

Donde:

$$\begin{aligned} I_1 &= \Gamma(1,1) \cdot P_1 + \Gamma(2,1) \cdot P_2 + \Gamma(3,1) \cdot P_3 + \Gamma(4,1) \cdot P_4 \\ I_2 &= \Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_2 + \Gamma(3,2) \cdot P_3 + \Gamma(4,2) \cdot P_4 \end{aligned} \quad (6.10)$$

Con lo que, el sistema original se puede expresar como:

$$\begin{aligned}
P_1 &= SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{\Gamma(1,2) \cdot I_1 + \Gamma(1,1) \cdot I_2} \\
P_2 &= SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{\Gamma(2,2) \cdot I_1 + \Gamma(2,1) \cdot I_2} \\
P_3 &= SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{\Gamma(3,2) \cdot I_1 + \Gamma(3,1) \cdot I_2} \\
P_4 &= SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{\Gamma(4,2) \cdot I_1 + \Gamma(4,1) \cdot I_2}
\end{aligned} \tag{6.11}$$

Nuevamente se aprecia el carácter no lineal del sistema de ecuaciones. Se puede hacer una última transformación del sistema de ecuaciones donde las incógnitas serán:  $I_1$  e  $I_2$ . Sustituyendo (6.11) en (6.10), se tiene:

$$\begin{aligned}
I_1 &= \Gamma(1,1) \cdot SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{\Gamma(1,2) \cdot I_1 + \Gamma(1,1) \cdot I_2} + \dots + \Gamma(4,1) \cdot SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{\Gamma(4,2) \cdot I_1 + \Gamma(4,1) \cdot I_2} \\
I_2 &= \Gamma(1,2) \cdot SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{\Gamma(1,2) \cdot I_1 + \Gamma(1,1) \cdot I_2} + \dots + \Gamma(4,2) \cdot SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{\Gamma(4,2) \cdot I_1 + \Gamma(4,1) \cdot I_2}
\end{aligned}$$

Sustituyendo:

$$Z_1 = \frac{\Gamma(1,2)}{\Gamma(1,1)}; Z_2 = \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(2,1)}; Z_3 = \frac{\Gamma(3,2)}{\Gamma(3,1)}; Z_4 = \frac{\Gamma(4,2)}{\Gamma(4,1)}$$

Se tiene:

$$\begin{aligned}
I_1 &= SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{Z_1 \cdot I_1 + I_2} + \dots + SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{Z_4 \cdot I_1 + I_2} \\
I_2 &= SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{I_1 + Z_1^{-1} \cdot I_2} + \dots + SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{I_1 + Z_4^{-1} \cdot I_2}
\end{aligned} \tag{6.12}$$

Eliminando la dependencia con el  $SIR$  se tiene:

$$\frac{I_2}{Z_1 \cdot I_1 + I_2} + \dots + \frac{I_2}{Z_4 \cdot I_1 + I_2} = \frac{I_1}{I_1 + Z_1^{-1} \cdot I_2} + \dots + \frac{I_1}{I_1 + Z_4^{-1} \cdot I_2}$$

De la ecuación resultante, si  $[I_1 \ I_2]$  es solución,  $[\alpha I_1 \ \alpha I_2]$  también es solución. Por tanto, sea  $I_1 = 1$ , entonces:

$$\frac{I_2}{Z_1 + I_2} + \frac{I_2}{Z_2 + I_2} + \frac{I_2}{Z_3 + I_2} + \frac{I_2}{Z_4 + I_2} = \frac{Z_1}{Z_1 + I_2} + \frac{Z_2}{Z_2 + I_2} + \frac{Z_3}{Z_3 + I_2} + \frac{Z_4}{Z_4 + I_2}$$

Finalmente, queda por resolver esta ecuación.

### 6.5.3 Resolución del caso elemental

Ante la imposibilidad de resolver la ecuación anterior, se plantea la resolución del sistema elemental. Aquel en el que se cuenta únicamente con dos terminales móviles TM\_1 y TM\_2. En tal caso, la ecuación se simplifica en:

$$\frac{I_2}{Z_1 + I_2} + \frac{I_2}{Z_2 + I_2} = \frac{Z_1}{Z_1 + I_2} + \frac{Z_2}{Z_2 + I_2}$$

Operando se tiene:

$$I_2 \cdot (Z_2 + I_2) + I_2 \cdot (Z_1 + I_2) = Z_1 \cdot (Z_2 + I_2) + Z_2 \cdot (Z_1 + I_2)$$

Resultando:

$$I_1 = 1$$

$$I_2 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

Para este caso, retomando (6.12), el *SIR* resultante será:

$$I_1 = SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{Z_1 \cdot I_1 + I_2} + SIR \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{Z_2 \cdot I_1 + I_2}$$

$$\frac{1}{SIR} = \frac{I_2}{Z_1 + I_2} + \frac{I_2}{Z_2 + I_2} = \frac{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}{Z_1 + \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} + \frac{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}{Z_2 + \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}$$

Dando lugar a:

$$SIR = 1$$

Independientemente de los valores de  $Z_1$  y  $Z_2$ .

Para relacionar este resultado con lo obtenido en el apartado 5.6.3. Entonces se tenía:

$$\frac{1}{M - 1/N} \leq SIR \leq \frac{1}{M - 1}$$

Donde  $M$  es el número de comunicaciones por celda y  $N$  es el número de estaciones base. En este caso  $M = 1$  y  $N = 2$ . Aunque a diferencia del apartado 5.6.3, se debe considerar que se ha tomado la señal útil como una componente más de la interferencia, esto se traduce en:

$$SIR = \frac{1}{M} = 1$$

Lo cual es coincidente con el resultado que se acaba de obtener.

#### 6.5.4 Resolución del caso elemental sin interferencia propia

Se plantea el sistema de ecuaciones para un escenario con dos terminales móviles y dos estaciones base, sin la suposición simplificadora de considerar la señal útil como interferencia que se había usado en el apartado anterior.

$$SIR = \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(2,1) \cdot P_2} + \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_1}{\Gamma(2,2) \cdot P_2}$$

$$SIR = \frac{\Gamma(2,1) \cdot P_2}{\Gamma(1,1) \cdot P_1} + \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2) \cdot P_1}$$

Eliminando el parámetro  $SIR$  se tiene:

$$\frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(2,1) \cdot P_2} + \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_1}{\Gamma(2,2) \cdot P_2} = \frac{\Gamma(2,1) \cdot P_2}{\Gamma(1,1) \cdot P_1} + \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2) \cdot P_1}$$

Al ser un sistema homogéneo, se supone  $P_1 = 1$ , con lo que:

$$\frac{\Gamma(1,1)}{\Gamma(2,1) \cdot P_2} + \frac{\Gamma(1,2)}{\Gamma(2,2) \cdot P_2} = \frac{\Gamma(2,1) \cdot P_2}{\Gamma(1,1)} + \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2)}$$

Y  $P_2$  resulta ser:

$$P_2 = \sqrt{\frac{\frac{\Gamma(1,1)}{\Gamma(2,1)} + \frac{\Gamma(1,2)}{\Gamma(2,2)}}{\frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} + \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(1,2)}}}$$

Finalmente, el  $SIR$  resultante es:

$$SIR = \sqrt{2 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_1}{Z_2}}$$

Donde:

$$Z_1 = \frac{\Gamma(1,2)}{\Gamma(1,1)}; Z_2 = \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(2,1)}$$

En cualquier caso se tiene:

$$\frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_1}{Z_2} \geq 2$$

Por tanto:

$$SIR \geq 2$$

Volviendo a recuperar la expresión obtenida en 5.6.3:

$$\frac{1}{M - 1/N} \leq SIR \leq \frac{1}{M - 1}$$
$$2 \leq SIR \leq \infty$$

Que coincide con el resultado previo. Por tanto, la resolución genérica obtenida en el apartado 5.6.3, con la suposición de igual interferencia en cada estación base, es consistente con el caso particular resuelto analíticamente en este apartado; sin hacer ninguna clase de suposición. Esto nos lleva a pensar que la resolución simplificada del apartado 5.6.3 dió un resultado de aplicación mucho más amplia que el caso particular que fue considerado en su momento.

# Capítulo 7

## Estrategias de asignación de estación base

En el presente capítulo se estudian varias alternativas de distribución de las comunicaciones entre las estaciones base en función de diferentes criterios de selección. Para ello, en primer lugar se hace una introducción analítica que justifique las diferentes posibilidades a través de un ejemplo sencillo. Posteriormente se evalúa un escenario real con multitud de terminales móviles y estaciones base.

La intención es estudiar el comportamiento de un sistema CDMA para una distribución no uniforme de los terminales. En esta ocasión el estudio se realiza únicamente considerando el mecanismo de "soft handover" con combinación selectiva. Con combinación de máximo ratio el estudio pierde sentido, porque no existe una distribución de las comunicaciones entre las estaciones base como tal, ya que el combinador aprovecha las señales procedentes de todas las estaciones base que constituyen el grupo activo, y por tanto el control de potencia se realiza en base a la señal obtenida a la salida del combinador. Es por ello que no hay que decidir (distribuir) la estación base que comanda el control de potencia como ocurre para la combinación selectiva.

En la literatura existe un artículo de Hanly [Han95], en el que se trata el mismo tema objeto de estudio del presente capítulo. Sin embargo, allí los resultados obtenidos son producto únicamente de simulaciones y sólo se trata el enlace ascendente.

### 7.1 Descripción de un caso sencillo

Como se ha comentado en la introducción, se empieza con un caso de estudio sencillo, que sea más fácil de analizar. Se tienen dos estaciones base EB\_1 y EB\_2 y dos terminales móviles TM\_1 y TM\_2. Ver figura 7.1.

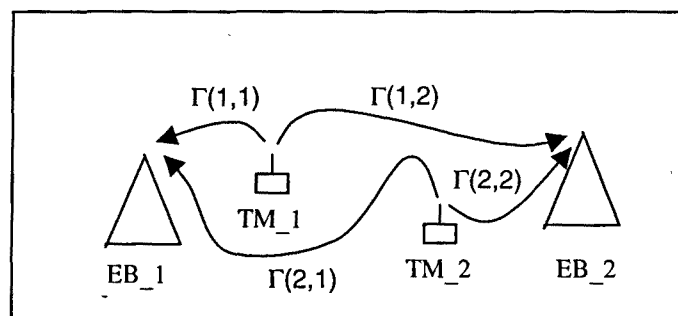


Figura 7.1. Escenario de estudio.

### 7.1.1 Análisis del enlace ascendente

Empecemos con el enlace ascendente, el cual ha sido el más corrientemente estudiado. Como se puede apreciar en la figura 7.1, los terminales TM\_1 y TM\_2 tienen la posibilidad de conectarse a las estaciones base EB\_1 y EB\_2.

Dependiendo de la estación base escogida, éstos conseguirán una relación señal a interferencia diferente. Consideremos la situación usual para la cual el TM\_1 está más próximo a la estación base EB\_1 y el TM\_2 lo está a la EB\_2. Esto proporciona las conexiones adecuadas. Y la relación señal a interferencia resultante es:

$$\begin{aligned} SIR_1 &= \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(2,1) \cdot P_2} \\ SIR_2 &= \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2) \cdot P_1} \end{aligned} \quad (7.1)$$

Por simplicidad en el análisis se ha eliminado el ruido aditivo. Como en capítulos anteriores,  $\Gamma(i, j)$  representa la ganancia desde el terminal móvil TM\_ $j$  a la estación base EB\_ $j$ .

Se resuelve el sistema (7.1) imponiendo el mismo  $SIR$  para ambos móviles, de este modo el sistema de dos ecuaciones se convierte en una única ecuación:

$$\frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(2,1) \cdot P_2} = \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2) \cdot P_1}$$

Se sustituyen los cocientes de las ganancias entre los terminales móviles y cada estación base por los parámetros  $Z_1$  y  $Z_2$ :

$$Z_1 = \frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} \quad Z_2 = \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(1,2)}$$

Con lo que, la ecuación anterior resulta:

$$\frac{P_1}{Z_1 \cdot P_2} = \frac{Z_2 \cdot P_2}{P_1}$$

Finalmente, tratándose de una ecuación homogénea, una de las soluciones se obtiene al suponer  $P_1 = 1$ , entonces:

$$\begin{aligned} P_1 &= 1 \\ P_2 &= 1/\sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \end{aligned} \quad (7.2)$$

Sustituyendo  $P_1$  y  $P_2$  en (7.1) se obtiene el  $SIR$ :

$$SIR = \frac{1}{Z_1 \cdot 1 / \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \quad (7.3)$$

Como al comienzo se ha dicho que el TM\_1 está más próximo a la EB\_1 y el TM\_2 está más próximo a la estación base EB\_2, se tiene:

$$\Gamma(2,1) < \Gamma(1,1)$$

$$\Gamma(2,2) > \Gamma(1,2)$$

Por tanto, para los parámetros  $Z_1$  y  $Z_2$  se tiene:

$$Z_1 = \frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} < 1 \quad Z_2 = \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(1,2)} > 1$$

Finalmente el  $SIR$  resultante queda acotado inferiormente por:

$$SIR > 1$$

Lo cual significa que en esta situación siempre se recibe más señal útil que interferente. En el peor de los casos se tiene una  $SIR = 1$ , resultado de una distribución de los móviles errónea, que corresponde al caso en que los dos terminales se conecten a la misma estación base.

#### Criterio de selección por SIR

Se plantea para el enlace ascendente una nueva situación, como la representada en la figura 7.2. En esta ocasión los dos terminales están más próximos a la EB\_1.

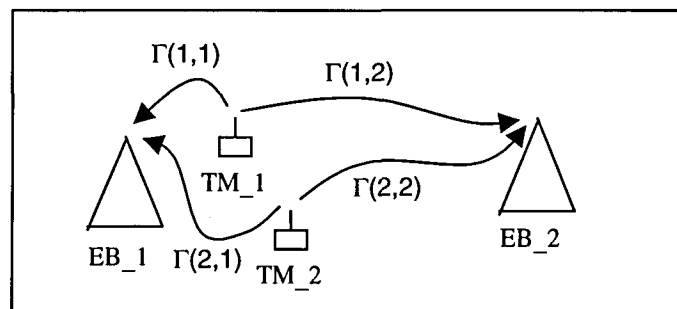


Figura 7.2. Escenario de estudio.

Si el criterio escogido para elegir la estación base de conexión es el nivel de señal piloto recibido por los terminales móviles, ambos se conectarán a la estación base EB\_1. Esto resulta en una  $SIR = 1$ , ya que en la estación base EB\_1 se recibe el mismo nivel de señal de los dos terminales.

Por otro lado, si se obliga al TM\_2 a conectarse a la EB\_2, el resultado obtenido en (7.3) se aplica también en este caso, ya que el sistema (7.1) sigue siendo válido.



Además, se sigue cumpliendo:

$$Z_1 = \frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} < 1 \quad Z_2 = \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(1,2)} > 1$$

Esto último es cierto si se supone que, a pesar de que los terminales TM\_1 y TM\_2 están más próximos a la EB\_1, el terminal TM\_2 está más próximo a la EB\_2 que el terminal TM\_1.

Por tanto, al igual que sucedía en el caso anterior, se obtiene:

$$SIR > 1$$

Se dice que para esta distribución de los móviles entre estaciones base se ha seguido el criterio del *SIR* en lugar del criterio de la señal *piloto*. De hecho, el criterio del *SIR*, o criterio que maximiza el *SIR*, es a su vez, aquel que minimiza la potencia de emisión de los terminales móviles. Y por tanto, el que maximiza la capacidad del sistema, en este caso se aprecia a través de una mejora en el *SIR* del conjunto de los móviles.

#### Potencia de emisión

Vamos a comprobar, para el ejemplo que se está tratando, la afirmación del párrafo anterior. Según la cual el criterio del *SIR* es idéntico a minimizar la potencia de emisión por parte de los terminales móviles.

Para el caso que se está considerado, ya se conoce la potencia de emisión por parte de los dos terminales, se trata de la expresión (7.2):

$$\begin{aligned} P_1 &= 1 \\ P_2 &= 1/\sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \end{aligned} \quad (7.4)$$

Para aquella situación, en la que los dos terminales se conectan a la EB\_1, se debe plantear un nuevo sistema de ecuaciones y resolver:

$$\begin{aligned} SIR_1 &= \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(2,1) \cdot P_2} \\ SIR_2 &= \frac{\Gamma(2,1) \cdot P_2}{\Gamma(1,1) \cdot P_1} \end{aligned}$$

De forma similar a como se hizo en el caso anterior, se tiene:

$$\begin{aligned} P_1 &= 1 \\ P_2 &= 1/\sqrt{Z_1 \cdot Z_1} \end{aligned} \quad (7.5)$$

Finalmente, considerando que  $Z_1 < 1$  y  $Z_2 > 1$ , también se cumple:

$$Z_1 < Z_2$$

Y por tanto, considerando las expresiones (7.4) y (7.5) obtenidas en cada caso para  $P_2$ , se cumple la siguiente desigualdad:

$$\frac{1}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} < \frac{1}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_1}}$$

Con lo que se demuestra que para el caso de conectar el TM\_1 a la EB\_1 y el TM\_2 a la EB\_2 se emite menos potencia,  $P_2$ , desde el TM\_2.

### 7.1.2 Análisis del enlace descendente

En esta ocasión se presentan ciertas diferencias respecto al análisis del enlace ascendente. Consideremos en primer lugar el caso habitual representado en la figura 7.3. Donde el TM\_1 está más próximo a la EB\_1 y el TM\_2 está más próximo a la EB\_2.

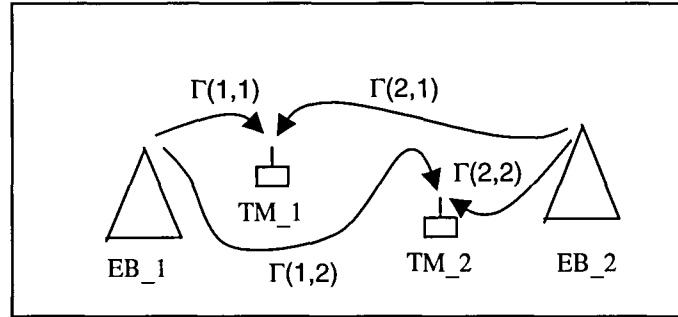


Figura 7.3. Escenario de estudio.

Escogiendo las conexiones entre estación base y terminal móvil adecuadamente, EB\_1 con TM\_1 y EB\_2 con TM\_2, el sistema de ecuaciones resultante es idéntico al del enlace ascendente:

$$\begin{aligned} SIR_1 &= \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(2,1) \cdot P_2} \\ SIR_2 &= \frac{\Gamma(2,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2) \cdot P_1} \end{aligned} \quad (7.6)$$

Aunque esta vez  $\Gamma(i, j)$  representa la ganancia desde la estación base EB\_1 al terminal móvil TM\_j. La solución al sistema vuelve a ser la obtenida en (7.3), esto es:

$$SIR = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \quad (7.7)$$

Donde se tenía:

$$Z_1 = \frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} \quad Z_2 = \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(1,2)}$$

Por la proximidad relativa entre terminales móviles y estaciones base se cumple:

$$Z_1 = \frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} < 1 \quad Z_2 = \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(1,2)} > 1$$

Y por tanto, nuevamente se tiene:

$$SIR > 1$$

Al igual que para el enlace ascendente, se consigue recibir más señal útil que señal interferente.

Un peor caso daría lugar a una  $SIR = 1$ , resultado de conectar los dos terminales a la misma estación base. Para este caso, se emitiría la misma potencia desde la estación base hacia los dos terminales, a pesar de que uno esté más alejado que el otro de la estación base. Esto es así, ya que señal útil y señal interferente, al proceder del mismo punto, decaen por igual con la distancia, de modo que la relación señal a interferencia se mantiene constante, independientemente del punto donde se haga la medida, y en su defecto, será la misma medida en la localización del terminal  $TM_1$  ó en la localización del terminal  $TM_2$ .

### Criterio de selección por SIR

Para la situación representada en la figura 7.4, los dos terminales móviles están más próximos a la estación base  $EB_1$ . Se plantean las dos posibles soluciones de conexión como se hizo para el enlace ascendente.

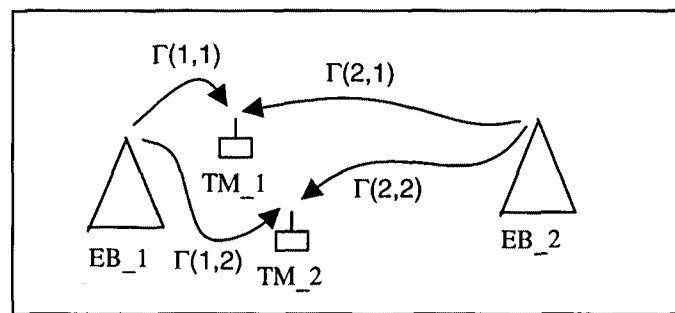


Figura 7.4. Escenario de estudio.

Si ambos terminales se conectan a la  $EB_1$  la relación señal a interferencia resultante será la unidad,  $SIR = 1$ . Y la potencia emitida hacia cada uno de éstos será, tal y como se ha comentado al final de la sección anterior:

$$\begin{aligned} P_1 &= 1 \\ P_2 &= 1 \end{aligned} \tag{7.8}$$

Para la otra posibilidad,  $TM_1$  conectado a  $EB_1$  y  $TM_2$  conectado a  $EB_2$ , la solución al sistema (7.6) es la expresión (7.7):

$$SIR = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

Sin embargo, en esta ocasión se produce un cambio fundamental, que es:

$$Z_1 = \frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} < 1 \quad \text{y} \quad Z_2 = \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(1,2)} < 1$$

Ambos,  $Z_1$  y  $Z_2$  son inferiores a la unidad. A pesar de esto, se puede decir:

$$Z_1 = \frac{\Gamma(2,1)}{\Gamma(1,1)} < Z_2 = \frac{\Gamma(2,2)}{\Gamma(1,2)}$$

Esto es así al estar el TM\_1 más próximo a la EB\_1 que el TM\_2.

Por tanto, se sigue cumpliendo:

$$SIR > 1$$

Con lo cual, la segunda forma de conexión sigue siendo la más adecuada.

### **Potencia de emisión**

Veamos, en lo referente a la emisión de potencia qué ocurre. La solución del sistema para la última forma de conexión da, recordando la expresión (7.2):

$$P_1 = 1$$

$$P_2 = 1/\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

Pero en este caso, al ser  $Z_1 < 1$  y  $Z_2 < 1$ , se tiene:

$$P_1 = 1$$

$$P_2 > 1$$

Con lo que, el criterio de minimización de la potencia de emisión deja de cumplirse. La otra forma de conexión daba la expresión (7.8):

$$P_1 = 1$$

$$P_2 = 1$$

En consecuencia, se plantea una situación para la cual, el criterio de maximización de la relación señal a interferencia pasa por una distribución de las comunicaciones entre las estaciones base, que resulta en una emisión de potencia hacia los terminales superior a la que se daría si se utilizase el criterio de selección por señal piloto.

Desde un punto de vista práctico, esta conclusión se traduce en la constatación de la falta de un criterio útil que pueda ser utilizado para proceder a la distribución de los terminales entre las estaciones base.

Para el enlace ascendente, como el criterio de maximización del *SIR* coincide con el de minimización de la potencia de emisión, la distribución de las comunicaciones entre estaciones base se realiza sin dificultad escogiendo en cada caso la estación base que exija menos potencia. Sin embargo, para el enlace descendente no se dispone de un criterio práctico que conduzca a la distribución que maximiza el *SIR*.

En cualquier caso, ya sea para el enlace ascendente o para el enlace descendente, a través de las sucesivas simulaciones hechas en distintos escenarios, hemos podido apreciar que la maximización de la capacidad de un sistema pasa por el reparto equilibrado del número de comunicaciones entre las estaciones base, evitando en todo momento la aglomeración de comunicaciones sobre una estación base. De esta forma, el criterio de maximización del *SIR* para el enlace ascendente da lugar a una redistribución de las conexiones entre las estaciones base que bien podría ser utilizada por el enlace descendente. Es decir, la distribución de las comunicaciones entre las estaciones base se hace en función del enlace ascendente, y a partir de aquí, el enlace descendente activa su mecanismo de control de potencia para dicha configuración.

Ésta ha sido la metodología seguida por simulación para poder evaluar sobre el enlace descendente el denominado criterio del *SIR*, tal y como se verá en la próxima sección.

## **7.2 Resultados estadísticos obtenidos por simulación**

En vista de las posibilidades de interconexión entre estaciones base y terminales móviles presentadas en el apartado anterior, en el presente punto se realiza un estudio más genérico, recuperando el entorno de simulación descrito en el capítulo 5. Se pretende cuantificar las diferencias en capacidad del sistema sobre ambos enlaces, ascendente y descendente, evaluando los dos criterios de selección de estación base tratados en el apartado anterior.

El motivo original de plantear un estudio relativo a las estrategias de asignación de estaciones base aparece al constatar que los sistemas CDMA basan su filosofía de funcionamiento en el control de potencia. Así como los sistemas FDMA y TDMA operan gracias al multiplexado en frecuencia y tiempo, respectivamente; los sistemas CDMA se puede decir que se fundamentan en un multiplexado en potencia.

De este modo, una distribución de los terminales uniforme entre todas las celdas simplifica el problema de asignación de terminales entre estaciones base. Por contra, una distribución no uniforme suscita inconvenientes derivados de las limitaciones que tiene el control de potencia. Por ejemplo, relativos al margen restringido del control de potencia, que a su vez, está pensado para operar dentro de los límites de una celda.

Los partidarios de los sistemas CDMA proclaman ventajas sustanciales respecto a los sistemas FDMA/TDMA. Para estos últimos sistemas, el número máximo de comunicaciones por celda está limitado al número de frecuencias emplazadas por celda, lo cual a su vez es dependiente de la planificación frecuencial utilizada. Siendo imposible absorber una demanda transitoria superior de tráfico. En cambio, los sistemas CDMA se amoldan a las circunstancias, de forma que una concentración de comunicaciones puede ser soportada por una estación base, siempre y cuando las celdas vecinas estén descargadas de tráfico, y por tanto generen menos interferencia. Otra solución sería la redistribución de las comunicaciones entre las estaciones base, si el margen de control de potencia lo permite.

### **7.2.1 Estudio del enlace ascendente**

Comencemos el análisis con el enlace ascendente. El escenario es idéntico al descrito en el capítulo 5. Se cuenta con 19 celdas dispuestas en dos coronas de celdas entorno a una celda central. La carga de tráfico sobre el sistema tiene dos componentes, una que representa un tráfico ofrecido uniforme entre las 19 celdas. Y una segunda componente que corresponderá a una concentración de tráfico sobre la celda central.

Para los dos criterios de selección de celda a la hora de establecer una comunicación, se evalúa el comportamiento del sistema ante la demanda adicional de

canales realizada sobre la celda central. Será motivo de análisis la distribución resultante de los terminales entre estaciones base, así como la capacidad del sistema que se deriva.

### Selección por piloto

Los resultados de simulación del escenario que implementa el “soft handover” con selección de estación base por piloto se representan en la tabla 7.1. Se presentan los resultados para la celda central. El resto de celdas tienen una carga uniforme de 18 comunicaciones por celda.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	f	Varianza
21.48	3.85	1.45	1.64	0.37	0.22
22.37	3.97	1.62	1.68	0.35	0.24
23.59	4.10	2.15	2.04	0.32	0.22
24.32	4.16	2.33	2.08	0.31	0.22
24.84	4.35	2.48	2.28	0.29	0.20
25.96	4.06	2.76	2.31	0.26	0.15
26.80	4.16	3.14	2.46	0.23	0.15
27.44	4.35	3.62	2.57	0.21	0.14
28.34	4.62	4.19	3.13	0.19	0.14

Tabla 7.1. “Soft handover” con selección por piloto.

Para el rango de comunicaciones tomado sobre la celda central, se observa que en ningún caso se consigue una cobertura del 95%, ya que el número de comunicaciones que quedan fuera de cobertura va desde el 6,7% para 21,48 móviles hasta el 14,7% para 28,34 móviles. Este resultado era de esperar en vista de las 18 comunicaciones por celda máximo, que se obtuvieron al analizar un sistema con carga uniforme y utilizando “soft handover” con selección por piloto, ver capítulo 5. Al hacer la selección de estación base por piloto, sobre la estación base de la celda central, directamente se están intentando establecer un número de comunicaciones superior a 18 y por tanto la cobertura se reduce necesariamente por debajo del 95%.

Por otro lado, a pesar de reducirse el grado de cobertura que ofrece el sistema, se aprecia la característica propia de los sistemas CDMA, en comparación con los sistemas FDMA/TDMA, que se ha comentado en la introducción al punto 7.2. En los sistemas CDMA se pueden absorber picos de tráfico ya que no existe una limitación física respecto al número de frecuencias ó de slots temporales a utilizar por celda. Así, el número medio de comunicaciones establecidas, para el ejercicio de simulación realizado, va de  $21,48 - 1,45 = 20,03$  comunicaciones hasta  $28,34 - 4,19 = 24,15$



comunicaciones. Aunque en estos casos, el aumento de las comunicaciones sea a costa de hacer una selección entre todas ellas y quedarse con las mejor situadas.

Las comunicaciones mejor situadas suelen ser las que se establecen desde los terminales móviles que están más próximos a la estación base y por tanto están menos sujetas a desvanecimientos. En la práctica, se asiste a una reducción del área de cobertura de la estación base. Este fenómeno da lugar a un sistema con unas estaciones base cuyas áreas de cobertura dependen del número de comunicaciones establecido en cada momento. Esto no será un inconveniente si el sistema está diseñado de forma que en condiciones de carga normales, las áreas de cobertura de cada estación base sobrepasen lo que son los límites de la celda, con el consiguiente solapamiento de las áreas de cobertura entre estaciones base vecinas. Solapamiento que se resuelve al conectarse el terminal móvil a la estación base que le proporciona mayor piloto. De este modo, al sobrecargar una celda, se produce la reducción del área de cobertura de su estación base, pero esto, en ningún caso debe implicar que el área de cobertura se reduce por debajo de los límites de la celda.

Por otro lado, no es cierto decir que el número de comunicaciones soportado por una estación base en CDMA es ilimitado, existe un límite, lo mismo que existe para los sistemas FDMA/TDMA. Para los sistemas CDMA es precisamente el que se da para una celda aislada. En este caso, para el *SIR* que se está utilizando de  $-14$  dB, son 26 comunicaciones por celda, como se analizó en el capítulo 5.

Por último, la explicación del porqué de los valores del parámetro  $f$  es precisamente lo que se está comentando en párrafos anteriores. El número de comunicaciones del resto de celdas está cifrado en 18, las cuales contribuyen a constituir una interferencia externa constante, mientras la interferencia interna es variante, resultado de establecer un promedio de comunicaciones entre 20,03 y 24,15. Es por ello que los valores del parámetro  $f$  son inferiores a los obtenidos para una distribución uniforme, como los que se dieron en el capítulo 5.

### **Selección por *SIR***

Los resultados de simulación del escenario que implementa el "soft handover" con selección de estación base según el criterio del *SIR* se representan en la tabla 7.2. Se presentan los resultados para la celda central. El resto de celdas tienen una carga uniforme de 18 comunicaciones por celda.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	f	Varianza
26.80	4.16	0.58	1.16	0.45	0.14
27.44	4.35	0.62	1.15	0.46	0.14
28.34	4.62	1.00	1.62	0.43	0.14
29.30	3.90	1.02	1.48	0.40	0.12
30.19	4.04	1.27	1.73	0.41	0.13
31.19	4.61	1.53	1.81	0.42	0.13
<b>31.51</b>	<b>3.99</b>	<b>1.43</b>	<b>1.66</b>	<b>0.42</b>	<b>0.12</b>
32.53	4.07	1.73	2.13	0.38	0.12
33.05	4.31	1.74	1.84	0.40	0.12

Tabla 7.2. "Soft handover" con selección por *SIR*.

En esta ocasión el número máximo de comunicaciones establecidas desde la celda central es de 31,51, respetando una cobertura del 95%. Lo cual no significa que las 31,51 comunicaciones se establezcan con la estación base de la celda central, sino que se puede decir que el exceso de comunicaciones de 18 a 31,51 se reparten entre la estación base de la celda central y las seis estaciones base que tiene a su alrededor.

Las estaciones base de la primera corona que rodea a la estación base central toman las comunicaciones de la celda central que les son más próximas. Y a su vez, las estaciones base de la segunda corona también toman comunicaciones de las celdas de la primera corona, con lo cual reducen la sobrecarga de las estaciones base de la primera corona. Todo ello da lugar a la redistribución de las comunicaciones entre las 19 celdas. Aunque por razones de proximidad, de los terminales móviles a las estaciones base, esta redistribución nunca es completa. Prueba de ello es que para la estación base de la celda central, el parámetro  $f$  adopta valores inferiores a los que se obtuvieron para distribuciones uniformes en el capítulo 5. Esto significa que la estación base de la celda central establece un número de comunicaciones ligeramente superior, por tanto, aumenta la interferencia interna respecto a la externa y en consecuencia el valor del parámetro  $f$  se reduce.

### 7.2.2 Estudio del enlace descendente

Se completa el estudio con la evaluación del enlace descendente. En primer lugar se contemplan los dos criterios de selección de estación base para una distribución uniforme de las comunicaciones entre las 19 celdas. Posteriormente se introduce la característica de sobrecarga sobre la celda central.

Se exponen primero los resultados de una distribución uniforme ya que en el capítulo 5 todos los escenarios de estudio tratados se hicieron únicamente sobre el enlace ascendente.

### Selección por piloto

Los resultados de simulación del escenario que implementa el “soft handover” con distribución uniforme y selección de estación base por piloto se representan en la tabla 7.3.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	f	Varianza
13.81	3.31	0.00	0.00	0.53	0.24
14.20	3.48	0.00	0.00	0.63	0.36
15.61	3.66	0.11	0.54	0.69	0.34
17.05	4.10	0.36	0.94	0.66	0.32
<b>17.40</b>	<b>4.30</b>	<b>0.81</b>	<b>1.11</b>	<b>0.68</b>	<b>0.36</b>
18.62	3.78	1.32	1.32	0.58	0.25
19.41	4.45	2.04	1.61	0.63	0.24
20.71	3.89	2.99	2.00	0.61	0.23
21.03	4.73	3.32	2.11	0.61	0.29

Tabla 7.3. “Soft handover” con selección por piloto.

El número máximo de comunicaciones resultante para una cobertura del 95% es de *17,40*, tal y como se aprecia en la tabla 7.3. En comparación con el enlace ascendente, *18* comunicaciones por celda, utilizando el mismo escenario de simulación, se aprecia una capacidad ligeramente inferior. Para ambos casos se ha tomado la misma relación señal a interferencia umbral de  $-14$  dB, sin tener en cuenta los  $3$  dB que se ganan en el enlace descendente al realizar una demodulación coherente asistida por piloto.

### Selección por SIR

Los resultados de simulación del escenario que implementa el “soft handover” con distribución uniforme y selección de estación base por *SIR* se representan en la tabla 7.4.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	f	Varianza
13.81	3.31	0.00	0.00	0.72	0.35
14.20	3.48	0.00	0.00	0.62	0.26
15.61	3.66	0.00	0.00	0.65	0.23
17.05	4.10	0.01	0.14	0.69	0.24
17.40	4.30	0.21	0.66	0.75	0.33
<b>18.62</b>	<b>3.78</b>	<b>0.70</b>	<b>0.96</b>	<b>0.72</b>	<b>0.32</b>
19.41	4.45	1.69	1.43	0.84	0.38
20.71	3.89	2.51	1.74	0.89	0.42

Tabla 7.4. "Soft handover" con selección por *SIR*.

En esta ocasión, para implementar el criterio de maximización del *SIR*, se procede a la ejecución secuencial de las simulaciones de los enlaces ascendente y descendente, de modo que la distribución de las comunicaciones entre las estaciones base impuesta por el enlace ascendente es utilizada en el enlace descendente. Se aprecia un ligero incremento de la capacidad del sistema respecto al criterio de selección de estación base por señal piloto. Tampoco se esperaba una ganancia sustancial debido a que la distribución de las comunicaciones ya se hace uniformemente de por sí.

#### **Estudio del enlace descendente para carga no uniforme**

A continuación se plantea la situación análoga a la del enlace ascendente. Con una carga uniforme de 17 comunicaciones por celda, se impone un número creciente de comunicaciones en la celda central.

#### **Selección por piloto**

Los resultados de simulación del escenario que implementa el "soft handover" con selección de estación base por piloto se representan en la tabla 7.5. Se presentan los resultados para la celda central. El resto de celdas tiene una carga uniforme de 17 comunicaciones.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	f	Varianza
17.4	3.67	0.35	0.87	0.56	0.53
18.0	3.63	0.34	0.82	0.60	0.26
19.2	4.02	0.63	1.25	0.60	0.35
20.0	3.75	0.83	1.43	0.60	0.26
<b>20.5</b>	<b>4.05</b>	<b>0.90</b>	<b>1.51</b>	<b>0.60</b>	<b>0.27</b>
21.4	4.15	1.10	1.61	0.54	0.21
22.3	4.30	1.39	1.99	0.57	0.22
23.5	3.69	1.87	1.91	0.54	0.21
23.7	4.14	2.09	2.25	0.52	0.21

Tabla 7.5. "Soft handover" con selección por piloto.

El ligero incremento de capacidad en la celda central, para la distribución no uniforme, al pasar de 17,4 comunicaciones a 20,5, se debe a que el resto de celdas se encuentran cargadas, con 17 comunicaciones, un poco por debajo de la cota máxima deducida para la distribución uniforme. Aunque no exista una redistribución de las conexiones como sucederá en el siguiente caso de estudio, la menor interferencia generada por el resto de celdas hace posible el incremento de las comunicaciones de la estación base de la celda central.

#### **Selección por SIR**

Los resultados de simulación del escenario que implementa el "soft handover" con selección de estación base según criterio del SIR se representan en la tabla 7.6. Se presentan los resultados para la celda central. El resto de celdas tiene una carga uniforme de 17 comunicaciones por celda.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	f	Varianza
25.8	4.02	0.32	0.10	0.86	0.37
26.5	3.72	0.30	0.78	0.70	0.20
27.3	4.27	0.53	1.20	0.86	0.57
28.4	4.19	0.62	1.22	0.98	0.64
28.9	4.04	0.83	1.46	1.02	0.67
30.0	4.15	1.02	1.60	0.99	0.54
<b>30.9</b>	<b>4.45</b>	<b>1.22</b>	<b>1.77</b>	<b>1.07</b>	<b>0.70</b>
31.8	4.05	1.50	1.89	1.10	0.65
32.0	4.28	1.85	2.16	1.15	0.64

Tabla 7.6. "Soft handover" con selección por *SIR*.

De la observación de la tabla 7.6, se puede apreciar cómo gracias a la redistribución uniforme de las comunicaciones entre las estaciones base se consigue incrementar notablemente la capacidad de la celda central para una distribución de los terminales no uniforme. Al igual que sucedía para el enlace ascendente, la diferencia entre la cota máxima de comunicaciones por celda, en este caso *18,6*, y el número de conexiones establecidas, *17*, marca la capacidad de absorción de tráfico por estación base. Con lo que, el exceso de comunicaciones de la celda central se reparte entre ésta y sus seis celdas vecinas.

Para este último caso de estudio la redistribución de las comunicaciones entre las estaciones base es todavía más completa que para el enlace ascendente, al no existir los problemas respecto al margen del control de potencia utilizado. Prueba de ello es el margen de *20 dB* utilizado en las simulaciones.

#### **Estudio del enlace descendente con combinación de máximo ratio**

Para concluir el estudio del enlace descendente se va a evaluar la capacidad del sistema considerando la emisión simultánea de la misma información desde varias estaciones base hacia el terminal móvil. Dicho terminal, por su parte, lleva a cabo una combinación de máximo ratio de las señales captadas de las citadas estaciones base.

Los ejercicios de simulación presentados a continuación se realizan para diferentes valores de histéresis de definición del grupo activo de las estaciones base que participan de la comunicación. En este apartado constatamos la pérdida de capacidad del enlace descendente respecto al caso ideal tratado en apartados

anteriores, donde la emisión de potencia se hacía siempre desde una única estación base.

Las tablas expuestas a continuación, tablas 7.7, 7.8 y 7.9 son el resultado de considerar un escenario de carga uniforme de comunicaciones para todas las estaciones base.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	Móviles_contr	Varianza
11.3	3.09	0.00	0.00	14.2	3.50
12.7	3.40	0.00	0.00	15.6	3.59
14.1	3.51	0.00	0.00	17.4	3.89
14.6	3.57	0.02	0.19	17.9	4.19
15.3	3.89	0.13	0.49	18.8	3.99
<b>16.6</b>	<b>3.65</b>	<b>0.65</b>	<b>1.27</b>	<b>20.4</b>	<b>3.39</b>
17.3	3.69	1.48	1.54	19.8	2.94
18.6	4.24	2.72	2.13	20.1	2.72

Tabla 7.7. Combinación de máximo ratio con histéresis de 3dB.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	Móviles_contr	Varianza
9.99	2.74	0.00	0.00	15.2	3.26
10.5	3.15	0.00	0.00	16.1	3.57
11.3	3.09	0.00	0.00	17.3	3.77
12.7	3.40	0.00	0.00	19.0	4.13
14.1	3.51	0.05	0.37	21.3	4.23
<b>14.6</b>	<b>3.57</b>	<b>0.40</b>	<b>1.16</b>	<b>21.4</b>	<b>3.82</b>
15.3	3.89	1.24	1.63	21.2	3.29
16.6	3.65	2.51	2.10	21.3	2.51

Tabla 7.8. Combinación de máximo ratio con histéresis de 6dB.

Móviles/celda	Varianza	Móviles_fuera	Varianza	Móviles_contr	Varianza
9.99	2.74	0.00	0.00	18.1	3.52
10.5	3.15	0.00	0.00	19.1	3.93
11.3	3.09	0.00	0.07	20.9	4.15
<b>12.7</b>	<b>3.40</b>	<b>0.22</b>	<b>0.95</b>	<b>22.4</b>	<b>3.88</b>
14.1	3.51	1.02	1.52	23.1	3.29
14.6	3.57	2.09	1.95	21.9	2.53
15.3	3.89	2.72	2.24	21.8	2.43
16.6	3.65	3.41	2.55	22.0	2.02

Tabla 7.9. Combinación de máximo ratio con histéresis de 9dB.

Como se ha comentado con anterioridad, en ningún caso se supera la capacidad obtenida cuando la emisión se hace desde una única estación base. Esta característica ya fue objeto de comentario en el punto 6.4 del capítulo anterior. Los resultados obtenidos contradicen los aparecidos en el artículo [Lee98], esto es así debido a que en el citado artículo se hace la suposición simplificadora de no utilizar control de potencia sobre el enlace descendente, lo cual desvirtúa las conclusiones.

Por otra parte, a medida que se reduce el margen de histéresis de definición del grupo activo de estaciones base que participan en la comunicación, mayor es la capacidad del sistema, ya que más se parece al caso de emitir desde una única estación base. Sin embargo, como aducíamos para el enlace ascendente, un valor razonable de histéresis son los *6dB*, mientras que para *3dB* se estaría constantemente alterando el conjunto de estaciones base que forman el grupo activo.

Para el sistema IS-95, la forma de operar en el enlace descendente es precisamente la planteada en este último caso de estudio. Utilizando, como es natural, el mismo margen de histéresis de definición del grupo activo de estaciones base para los enlaces ascendente y descendente. En este sentido, los resultados obtenidos en apartados anteriores, con emisión desde una única estación base, pueden considerarse cotas teóricas del funcionamiento actual.

Sin embargo, se podría definir un modo de operación diferente al utilizado hasta ahora, donde también existiría un margen de histéresis de definición del grupo activo de las estaciones base que participan en la comunicación. Pero en este caso la emisión no se haría simultáneamente desde todas las estaciones base que constituyen el grupo activo, sino que se procedería a ir alternando la emisión desde



cada estación base. El criterio de selección de la estación base de emisión sería el seguido al escoger sobre el enlace ascendente la información procedente de las estaciones base. Al suponer que para las pérdidas por propagación y los desvanecimientos lentos los efectos sobre ambos sentidos de la comunicación son aproximadamente iguales, el resultado sería el expuesto en apartados anteriores con selección de estación base según el criterio del *SIR*.

Si bien es cierto que se pierden las ventajas en relación con los desvanecimientos rápidos, al no recibir la misma información de distintas estaciones base, hay que comentar que éste no era el objetivo inicial de utilizar la técnica de macrodiversidad. Al contrario, la macrodiversidad está pensada para contrarrestar las pérdidas por propagación y los desvanecimientos lentos. Para contrarrestar los desvanecimientos rápidos se tienen las técnicas de microdiversidad.

Por último, comentar que todos los ejercicios de simulación hechos para el enlace descendente han considerado la señal procedente de la misma estación base de contacto como una componente más de la interferencia llegada sobre la comunicación, cuando en realidad siempre existe un cierto grado de ortogonalidad entre la señal útil y la señal interferente procedente de la misma estación base, ya que ambas señales recorren el mismo camino. Esto da lugar a un incremento de la capacidad del sistema. Sin embargo, al ser desconocedores del grado de ortogonalidad entre señales no hemos tenido en cuenta esta consideración.

### **7.2.3 Casuística de los enlaces ascendente y descendente**

En vista de los resultados obtenidos para ambos enlaces, sin considerar la característica de cierto grado de ortogonalidad entre señal útil y señal interferente de una misma estación base, se observa cómo para el enlace descendente nunca se podrá alcanzar la capacidad del enlace ascendente, si para éste último se utiliza la combinación de máximo ratio que se estudió en el capítulo 5.

En esencia las filosofías de funcionamiento de ambos enlaces, bajada y subida, son muy diferentes. Para el enlace de subida se tiene, por un lado, multitud de emisores, uno por terminal móvil, repartidos en todo un área geográfica; y por otro, un número discreto de receptores que recogen las señales procedentes de los terminales móviles. En este sentido, por cada terminal existe un grado de libertad a la hora de decidir la potencia de emisión por parte de éste para conseguir la calidad de comunicación deseada en el receptor, la estación base.

Por contra, para el enlace de bajada se tiene, por un lado, un número discreto de emisores, las estaciones base; y por otro, multitud de receptores, los terminales móviles, que están dispersos sobre el área de servicio. En esta ocasión, desde un único punto, la ubicación de la estación base, se debe transmitir a varios receptores, los cuales están localizados en puntos diversos. En principio, también existiría un grado de libertad por comunicación, ya que desde la estación base se puede emitir con potencia diferente hacia cada terminal. Pero en la práctica, como la emisión se hace desde el mismo punto, emitir con más potencia para un terminal significa empeorar la relación señal a interferencia del resto de terminales que comparten la estación base. Es por ello que el grado de libertad para el enlace de bajada es sustancialmente inferior, y esto se traduce en una capacidad del enlace también inferior.

En este sentido, es de destacar el enorme esfuerzo que se está haciendo para mejorar la capacidad del enlace ascendente, principalmente a través del diseño de soluciones ingeniosas que cancelen la interferencia de las otras comunicaciones que llegan a la misma estación base o mediante la utilización de detectores multiusuario [Lup89], [Lup90], [Ver96]. Todo ello requiere una gran capacidad computacional para su implementación, por lo que está básicamente pensado para su uso en la estación base.

Por otro lado, también es verdad que el enlace ascendente adolece de la falta de sincronismo entre las diferentes comunicaciones que llegan a una misma estación base, debido a las distintas distancias que separan cada terminal móvil de la estación base. Por contra, sobre el terminal móvil llegan sincronizadas de su estación base tanto la señal útil como las señales interferentes, y quizás esto facilite la implementación de los canceladores de interferencia en el terminal móvil, al menos la interferencia procedente de su estación base, que no la del resto de estaciones base. Por otra parte, para terminales móviles, la detección multiusuario queda fuera de lugar, ya que sólo se pretende recuperar la información de una comunicación, a diferencia de lo que ocurre en la estación base.

# Capítulo 8

## Caracterización del mecanismo de control de potencia iterativo por pasos

En capítulos anteriores se han presentado los sistemas celulares CDMA como sistemas fundamentados en el control de potencia. Vimos en el capítulo 5 diferentes alternativas a la implementación del control de potencia. También en dicho capítulo se combinó el control de potencia con varias alternativas de traspaso de llamada. Posteriormente, en el capítulo 6 se realizó un estudio analítico que justifica el correcto comportamiento del mecanismo, denominado por nosotros, mecanismo "iterativo". En el capítulo 6 se basó el análisis en un estudio simplificado, donde todas las comunicaciones exigían la misma calidad, y por tanto, la misma relación señal a interferencia.

En el presente capítulo se incide particularmente en los aspectos que se derivan de hacer operar al sistema cerca de la saturación. Veremos qué indicios pueden ser computables para evitar, a medida que se incrementa la carga del sistema, el desbordamiento del mecanismo de control de potencia.

Todo ello será de utilidad para, en el siguiente capítulo, aprovechar al máximo la capacidad de transmisión del sistema en su conjunto. Introduciendo la posibilidad de operar con relaciones señal a interferencia por encima del umbral exigido, o permitiendo agrupar las comunicaciones en conjuntos con tasas de transmisión diferentes.

### 8.1 Algoritmo iterativo

La filosofía de simulación utilizada en el capítulo 5 planteaba un escenario, en el cual todas las comunicaciones pretendían establecerse a la vez. Se ubican uniformemente los terminales sobre el área de servicio, y todos ellos inician su potencia de emisión con un valor mínimo. A partir de este instante comienza un régimen transitorio en el que cada comunicación altera su potencia de emisión hasta alcanzar la relación señal a interferencia deseada. Cuando todos los terminales alcanzan la relación señal a interferencia mencionada, sin tener que modificar la potencia de emisión en sucesivas iteraciones, se dice que el sistema ha llegado al régimen permanente. Lo cual no quita que en el transcurso de las iteraciones alguna comunicación se haya quedado fuera de cobertura.

Como el objetivo de este capítulo es estudiar el sistema cuando se acerca al desbordamiento, se plantea otro escenario de estudio diferente al descrito en el párrafo anterior. Un escenario con la introducción de las comunicaciones de forma gradual. Con ello se facilita el estudio que se pretende hacer.

### **8.1.1 Ejercicios de simulación**

Es entonces cuando nos preguntamos si el mecanismo de control de potencia iterativo es sensible a la forma de introducir las comunicaciones, e inclusive al orden seguido en la encuesta para ir alterando las potencias de emisión. Para salir de dudas se plantean diferentes casos de estudio por simulación para comparar los resultados.

#### **Escenarios de estudio**

Se presentan, a modo de ejemplo, las potencias de emisión alcanzadas en el enlace ascendente por el conjunto de móviles pertenecientes a la celda central. Este estudio está hecho con elección de estación base según el criterio de optimización del *SIR*. Los resultados se dan para los dos escenarios siguientes: por un lado, cuando se introducen todas las comunicaciones a la vez y el sistema ha alcanzado el régimen permanente. Y por otro, cuando la introducción de las comunicaciones es gradual, con lo que, para cada comunicación introducida se activa nuevamente el mecanismo de control de potencia. En ambos casos se intentan establecer las mismas comunicaciones. Se distinguen los siguientes casos:

- Caso A: Todas las comunicaciones a la vez.
- Caso B: Introducción gradual de las comunicaciones:
  - Caso B.1: Algoritmo iterativo.
  - Caso B.2: Algoritmo iterativo por pasos.

#### **Resultados de simulación**

A modo de ejemplo se presentan en las tablas 8.1 y 8.2, para los tres casos de estudio, los valores alcanzados por las potencias de emisión desde los diferentes terminales móviles en dos ejercicios de simulación aleatorios.

Caso A	Caso B.1	Caso B.2
1.119267e+00	4.266462e+00	0.000000e+00
1.025449e-02	3.985891e-02	1.208926e+00
1.019395e-01	1.139159e-01	4.722366e-01
6.836852e-01	2.652757e+00	1.038459e+02
7.603840e-01	2.893688e+00	0.000000e+00
3.931712e-02	1.707941e-01	4.951760e+00
7.432904e-02	2.323275e-01	8.507059e+00
1.161428e-01	4.493184e-01	2.177807e+01
3.392372e-01	1.470983e+00	1.980704e+01
1.875236e-03	2.094900e-03	8.796093e-03
8.735756e-03	9.757895e-03	4.398047e-02
1.103552e-02	1.232528e-02	5.497558e-02
1.000000e-04	1.000000e-04	1.000000e-04
3.297479e-01	1.139405e+00	8.796093e+00
1.552269e-02	4.921213e-02	2.147484e+00
2.299167e+00	2.965002e+00	1.342177e+01
2.918164e-03	3.253197e-03	1.310720e-02
5.560535e-02	6.198198e-02	2.621440e-01
1.348286e-01	4.198627e-01	3.276800e+00

Tabla 8.1. Ejemplo de potencia emitida desde varios terminales.

Caso A	Caso B.1	Caso B.2
1.299677e+00	1.591948e+00	3.868563e+00
2.419608e+00	2.956958e+00	7.737125e+00
7.939474e+00	9.680476e+00	2.076919e+01
0.000000e+00	0.000000e+00	0.000000e+00
4.040392e+01	5.779880e+01	0.000000e+00
4.045699e+00	4.259819e+00	1.475740e+01
0.000000e+00	0.000000e+00	0.000000e+00
1.557713e+01	1.889965e+01	4.460149e+01
1.615449e+01	1.955482e+01	4.460149e+01
5.152970e+00	6.223151e+00	1.547425e+01
2.633678e+01	3.173262e+01	7.737125e+01
0.000000e+00	0.000000e+00	0.000000e+00
0.000000e+00	0.000000e+00	0.000000e+00
6.409478e+01	8.005747e+01	0.000000e+00
0.000000e+00	0.000000e+00	0.000000e+00
7.522460e-02	9.033914e-02	2.147484e-01
7.109449e+00	7.463394e+00	2.684355e+01
4.300200e+01	5.350344e+01	0.000000e+00
8.437719e+00	1.010405e+01	2.684355e+01
7.418290e-01	8.862277e-01	2.097152e+00
3.150894e+01	3.755295e+01	8.388608e+01
8.365541e-01	9.946511e-01	2.621440e+00

Tabla 8.2. Ejemplo de potencia emitida desde varios terminales.

Se observa en las tablas 8.1 y 8.2 la similitud de los valores adoptados por el control de potencia, tras alcanzar el régimen permanente, para los casos A y B.1. Aunque las potencias finales de emisión no son exactamente las mismas, sí que se aprecia que en la mayoría de los casos son del mismo orden de magnitud, incluso muy similares.

En cambio se dan más diferencias entre los valores finales para los casos B.1 y B.2. Para el algoritmo de potencia por pasos, los valores de emisión de potencia están cuantificados, por lo que no pueden adoptar cualquier valor. Es por ello que, como ya se comentó en el capítulo 5, existe la tendencia a emitir siempre por exceso respecto a los valores que se dan para el caso B.1. Este incremento de potencia de cada una de las comunicaciones repercute sobre el comportamiento de todo el sistema en su conjunto. A pesar de esto, en la mayoría de los casos se conservan los valores con el mismo orden de magnitud. Aunque sí que es cierto que para el caso B.2, el número de terminales que quedan fuera de cobertura, aquellos que emiten con potencia nula (0.000000e+00), es ligeramente superior al observado para los casos A y B.1.

Como conclusión se puede decir que no existen diferencias en el comportamiento del algoritmo de control de potencia si se introducen todas las comunicaciones a la vez, o si se hace de forma gradual. Respecto al algoritmo de control de potencia por pasos, las diferencias se dan precisamente por su actuación por pasos, y no por el hecho de que la introducción de las comunicaciones sea gradual.

Otra característica del algoritmo de control de potencia que ha sido objeto de estudio fue el orden seguido en la encuesta de todos los terminales móviles para ir modificando la potencia de emisión en sucesivas iteraciones. Se procedió a simular diferentes escenarios, por ejemplo, consultando primero los terminales de la celda central, posteriormente los de la primera corona y por último los de la segunda corona. Se simuló el orden inverso, empezando por los de la segunda corona y acabando por la celda central. Se probó también seguir un orden de encuesta dentro de cada celda y luego seguir el orden inverso. En todos los casos se comprobó que el orden seguido en la encuesta era indiferente para el resultado final de las potencias emitidas desde cada terminal.

También es cierto que desde un punto de vista matemático, variar el orden de encuesta significa, según la nomenclatura seguida en el capítulo 6, alterar el orden de las ecuaciones sobre el sistema que describe el entorno de simulación, y por tanto, el resultado final no tiene porqué verse afectado.

## **8.2 Algoritmo iterativo por pasos**

Una vez comprobado, aunque sea por simulación, que la introducción gradual de las comunicaciones da lugar a la misma solución que la obtenida si se parte de todas las comunicaciones a la vez, se va a justificar porqué se utilizará el algoritmo iterativo por pasos como algoritmo de simulación del control de potencia para la caracterización de un sistema actuando en las proximidades de su desbordamiento.

En el capítulo 6 se vió en qué consistían analíticamente los sucesivos pasos del algoritmo iterativo convencional. Retomando la expresión vista en el apartado 6.2.3, se tiene:

$$\begin{bmatrix} P_1(k) \\ P_2(k) \\ P_3(k) \\ P_4(k) \end{bmatrix} = SIR \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & Z_{13} & Z_{13} \\ 1 & 0 & Z_{23} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{31} & 0 & 1 \\ Z_{41} & Z_{41} & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1(k-1) \\ P_2(k-1) \\ P_3(k-1) \\ P_4(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix}$$

Este sistema de ecuaciones obtiene la potencia con que se emite desde las estaciones base (enlace de bajada) en la iteración  $k$ , en función de la potencia emitida en la iteración  $k - 1$ .

Si se particulariza para una comunicación, se tiene:

$$P_1(k) = SIR \cdot (P_2(k-1) + Z_{13} \cdot P_3(k-1) + Z_{13} \cdot P_4(k-1)) + N_1$$

Esto es, la potencia emitida hacia el TM\_1 en el instante  $k$ , es función de las potencias emitidas hacia el resto de móviles en el instante  $k - 1$ , con lo que no se establece ninguna relación directa entre las potencias emitidas hacia el TM\_1 en los instantes  $k$  y  $k - 1$ . En la práctica esto no es así. Habitualmente la potencia emitida en un instante está completamente relacionada con la emitida en el instante anterior o posterior. Es por ello que decidimos modificar el algoritmo de control de potencia iterativo para hacerlo evolucionar por pasos.

### 8.2.1 Descripción del algoritmo por pasos

La filosofía de funcionamiento es muy similar al algoritmo iterativo pero su particular forma de operar lo hace difícil de estudiar analíticamente. Es por ello que no hemos decidido su introducción en la memoria de este trabajo hasta este punto.

Por otro lado, los resultados de simulación nos demuestran que el comportamiento del sistema, una vez se ha alcanzado el régimen permanente, es muy similar entre ambos algoritmos. Es decir, las condiciones de estabilidad del sistema se aplican a los dos. La diferencia estriba en cómo ambos algoritmos alcanzan el régimen permanente.

Se puede decir que para el algoritmo por pasos el régimen transitorio se desarrolla de forma más ordenada. Por ejemplo, cada vez que se introduce una nueva comunicación, se observa cómo ésta va incrementando su potencia de emisión hasta alcanzar la relación señal a interferencia deseada. Lo cual a su vez, provoca un incremento de interferencia sobre el resto de comunicaciones, con la consiguiente alteración de alguna de las potencias emitidas por los otros comunicantes.

Por contra, con el algoritmo iterativo clásico, la introducción de una nueva comunicación provoca, cuando menos sobre ésta, saltos en la potencia emitida, ya sea para aumentar o disminuir, hasta que finalmente alcanza el estado de equilibrio. Es por esta razón básicamente, por lo que decidimos tomar el algoritmo iterativo por pasos para estudiar el sistema cuando éste está próximo a la saturación.

### **Pasos de cuantificación**

Sí que es cierto que, en comparación con el algoritmo iterativo clásico, el algoritmo por pasos proporciona una capacidad del sistema ligeramente inferior. Esto es así debido a que las potencias emitidas adoptan valores discretos en contraposición con el método clásico. Es decir, debido a la definición de unos pasos de incremento y de decremento de potencia, en lugar de utilizar una calidad de servicio mediante un umbral de relación señal a interferencia, se debe definir un margen de histéresis válido para la relación señal a interferencia. De otra manera se produce un fenómeno, inexistente para el algoritmo iterativo clásico, en el cual la potencia emitida sufre constantes modificaciones, alternando un incremento con un decremento de potencia. La necesidad de incluir dicho margen de validez en la relación señal a interferencia umbral, siempre por exceso, es precisamente la causante de la reducción en la capacidad del sistema.

Por otro lado, para reducir el margen de histéresis del *SIR* válido, y así ganar en capacidad, se utilizan un paso de incremento de potencia diferente al paso de decremento. Con lo cual, el ajuste último en la potencia emitida tiene una imprecisión que resulta de la diferencia entre ambos pasos de cuantificación. Por ejemplo, se han hecho simulaciones con los siguientes valores de los pasos de cuantificación:

- Paso de incremento de potencia:  $\Delta P_{up} = 3dB$
- Paso de decremento de potencia:  $\Delta P_{down} = 4dB$

Siendo la imprecisión de  $1dB$ , el margen de histéresis debe ser superior a la diferencia entre los pasos de incremento y de decremento, por ejemplo:  $3dB$ .

### **8.2.2 Caracterización analítica del mecanismo**

Supongamos que se tiene la situación representada en la figura 8.1, tomada de uno de los ejemplos de estudio analítico vistos en el apartado 6.2. Donde se tienen cuatro terminales móviles y dos estaciones base. Se plantea el caso en que los terminales *TM\_1* y *TM\_2* están más próximos a la estación base *EB\_1*, y los terminales *TM\_3* y *TM\_4* están más próximos a la estación base *EB\_2*.



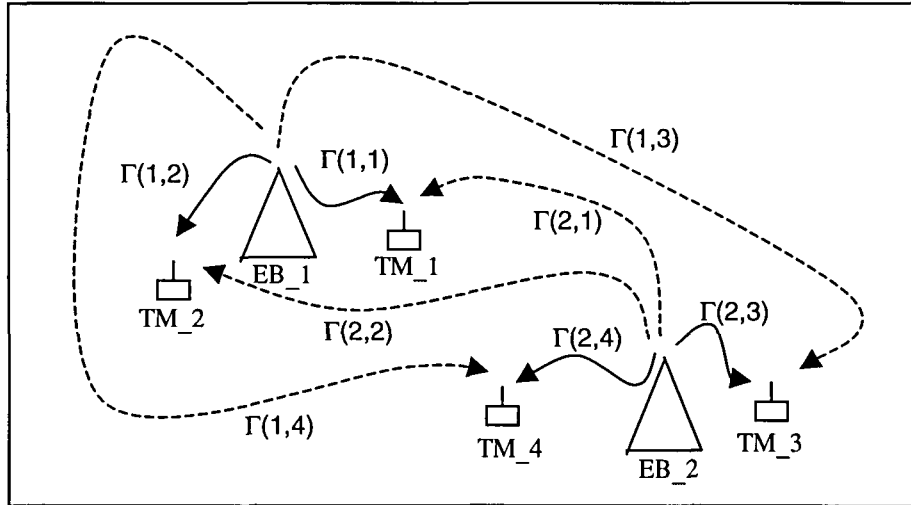


Figura 8.1. Escenario de estudio.

Teniendo en cuenta que ya se ha prefijado la "proximidad" entre estaciones base y terminales móviles, para el caso concreto que se está tratando con combinación selectiva, ya se sabe cómo se realizan las conexiones entre terminales y estaciones base. En tal caso la relación señal a interferencia resultante para cada móvil será la siguiente:

$$\left. \frac{S}{I} \right|_1 = \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1}{\Gamma(1,1) \cdot P_2 + \Gamma(2,1) \cdot P_3 + \Gamma(2,1) \cdot P_4 + N}$$

$$\left. \frac{S}{I} \right|_2 = \frac{\Gamma(1,2) \cdot P_2}{\Gamma(1,2) \cdot P_1 + \Gamma(2,2) \cdot P_3 + \Gamma(2,2) \cdot P_4 + N}$$

$$\left. \frac{S}{I} \right|_3 = \frac{\Gamma(2,3) \cdot P_3}{\Gamma(1,3) \cdot P_1 + \Gamma(1,3) \cdot P_2 + \Gamma(2,3) \cdot P_4 + N}$$

$$\left. \frac{S}{I} \right|_4 = \frac{\Gamma(2,4) \cdot P_4}{\Gamma(1,4) \cdot P_1 + \Gamma(1,4) \cdot P_2 + \Gamma(2,4) \cdot P_3 + N}$$

Donde, sin pérdida de generalidad, se ha supuesto el mismo ruido aditivo para toda comunicación. Tomando en particular el terminal móvil TM\_1, se tiene:

$$\left. \frac{S}{I} \right|_1 (k) = \frac{\Gamma(1,1) \cdot P_1(k)}{\Gamma(1,1) \cdot P_2(k) + \Gamma(2,1) \cdot P_3(k) + \Gamma(2,1) \cdot P_4(k) + N}$$

Entonces, aplicando el método iterativo por pasos se tiene:

- Si  $\left. \frac{S}{I} \right|_1 (k) < SIR$ , entonces:  $P_1(k+1) = P_1(k) \cdot \Delta P_{up}$
- Si  $SIR < \left. \frac{S}{I} \right|_1 (k) < SIR \cdot \text{Histéresis}$ , entonces:  $P_1(k+1) = P_1(k)$

- Si  $\frac{S}{I_1}(k) > SIR \cdot Histéresis$ , entonces:  $P_1(k+1) = P_1(k) / \Delta P\_down$

Las modificaciones de la potencia de emisión se expresan como productos o fracciones al estar expresados todos los valores linealmente.

Por otra parte, teniendo en cuenta que se define una potencia inicial de emisión para toda comunicación,  $P_{min}$ , la solución del sistema de ecuaciones tiende a:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} P_{min} \cdot \Delta P\_up^{c1} / \Delta P\_down^{d1} \\ P_{min} \cdot \Delta P\_up^{c2} / \Delta P\_down^{d2} \\ P_{min} \cdot \Delta P\_up^{c3} / \Delta P\_down^{d3} \\ P_{min} \cdot \Delta P\_up^{c4} / \Delta P\_down^{d4} \end{bmatrix}$$

Lo cual significa que la evolución hacia la solución final en las sucesivas iteraciones tiene un carácter exponencial.

### 8.3 Distribución de potencias

En el presente apartado se exponen una serie de ideas a modo de comentario, resultado de la observación de la evolución de un sistema a medida que se va aumentando el número de comunicaciones.

#### 8.3.1 Significado de Pmin y Pmax

Como ya se ha comentado repetidamente, el control de potencia se hace dentro de un margen, 60 dB para el enlace ascendente, limitado por  $P_{min}$ , como potencia mínima de emisión, y  $P_{max}$ , potencia máxima. Todos los móviles comienzan emitiendo con  $P_{min}$ .

En el escenario de simulación, observando por ejemplo el enlace ascendente, si el sistema es estable, como mínimo un terminal móvil está emitiendo con  $P_{min}$ . Si se añade otra comunicación y el sistema sigue siendo estable, el terminal que emitía con  $P_{min}$  debe seguir igual. El resto de terminales aumentarán en alguno de los casos la potencia de emisión. Si alguno de los terminales estaba próximo a  $P_{max}$ , y necesita aumentar la potencia, saltará fuera del margen y por tanto se queda fuera de cobertura. Es decir, la introducción de una nueva comunicación puede dar lugar a la anulación de otra anterior.

Se puede dar la circunstancia que el nuevo comunicante esté mejor posicionado que aquel que hasta ahora emitía con  $P_{min}$ , por ejemplo, porque está más próximo a una estación base. Entonces la nueva comunicación pasa a adoptar  $P_{min}$ , mientras que el anterior puede también continuar con  $P_{min}$  o puede que tenga que aumentar un paso la potencia de emisión. En cualquier caso, se observa que en todo el sistema de

$N$  celdas siempre existe como mínimo un terminal, no por celda, sino en todo el sistema, que emite con  $P_{min}$ . Aunque también es verdad que cuando el sistema está descargado hay muchos móviles emitiendo con  $P_{min}$ .

### **Indicios de margen de control de potencia inadecuado**

Como ya se ha comentado, la llegada de una nueva comunicación puede provocar la salida forzada de otra, al necesitar emitir con una potencia superior al máximo. Esto no quiere decir que el sistema haya alcanzado el punto de desbordamiento. Es decir, si se permitiese al terminal que se ha quedado fuera emitir con más potencia conseguiría la relación señal a interferencia exigida al igual que el resto de comunicaciones.

Por tanto, el sistema sigue siendo estable, lo único que pasa es que el margen de control de potencia es insuficiente. Si este fenómeno ocurre cuando el sistema está descargado entonces claramente el margen de control de potencia es inadecuado y debe ser modificado. Por otro lado, si sucede cuando el sistema está próximo al desbordamiento, el funcionamiento es correcto. En este último caso lo que se está produciendo es el efecto de reducción del área de cobertura de las estaciones base, con una progresiva sustitución de las peores comunicaciones por otras mejor situadas. Ya vimos en el capítulo 6 que la capacidad de un sistema depende de la ubicación física de los comunicantes.

### **Indicios de desbordamiento del sistema**

A la vista de la exposición hecha hasta ahora, se puede intuir cuál será el indicio de desbordamiento del sistema. El conjunto de potencias emitidas por todos los móviles está situado en el margen marcado entre  $P_{min}$  y  $P_{max}$ . Cuando el sistema está descargado todas las potencias emitidas están próximas a  $P_{min}$ . A medida que aumentan las comunicaciones el abanico de potencias se abre hacia  $P_{max}$ . Pero el sistema seguirá siendo estable siempre que haya como mínimo un móvil emitiendo con  $P_{min}$ . En el momento en que entre una nueva comunicación y el móvil que emitía con  $P_{min}$  incrementa su potencia, el sistema se desborda y todas las comunicaciones intentarán aumentar la potencia de emisión.

Sí que es cierto que al intentar todos los móviles incrementar su potencia, los peor situados irán quedando fuera de cobertura con lo cual el sistema vuelve a encontrar la estabilidad al reducir el número de comunicaciones. Sin embargo, ésta no debe ser la forma correcta de proceder para un sistema comercial, el cual debe en todo momento asegurar la continuidad de las comunicaciones ya establecidas.

Finalmente el indicio de desbordamiento del sistema será precisamente la observación de la relación señal a interferencia de aquel terminal que esté

transmitiendo con  $P_{min}$ . Cuando un terminal transmite con  $P_{min}$ , significa que su relación señal a interferencia supera el umbral exigido, con lo cual, podría emitir con menos potencia, pero el mecanismo de control se lo impide. Entonces, claramente su comunicación es privilegiada en relación con el resto, porque finalmente opera con una relación señal a interferencia superior. En la práctica, cuando el sistema está muy descargado, su relación señal a interferencia es muy buena. A medida que aumenta el número de comunicaciones, ésta se degrada, aunque siempre estará situada por encima del umbral, en caso contrario no emitiría con  $P_{min}$ . Por tanto, se estará próximo al desbordamiento del sistema cuando para aquel terminal que emite con  $P_{min}$ , su relación señal a interferencia está próxima al umbral, lo cual significa que está a punto de emitir con más potencia que el mínimo, y esto dará lugar al desbordamiento de todo el sistema.

El control de éste parámetro que marca la estabilidad del sistema en su conjunto será lo que se utilizará en el próximo capítulo para poder trabajar con una relación señal a interferencia variable para todas las comunicaciones. O por contra, para operar con diferentes velocidades de transmisión entre las distintas comunicaciones.