



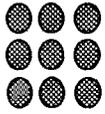
Biblioteca Rector Gabriel Ferraté
UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA

14003709A4

•T 00/14



UPC

ESCOLA TÈCNICA SUPERIOR D'ENGINYERIA
DE TELECOMUNICACIÓ

**Contribución a la caracterización de los mecanismos de
acceso y traspaso en sistemas móviles celulares basados en
transmisión de paquetes**

Tesis Doctoral presentada en la
Universitat Politècnica de Catalunya
para la obtención del título de
Doctor Ingeniero de Telecomunicación
Autor: **Ramon Ferrús Ferré**
Director: **Dra. Pilar Díaz Romero**

CAPÍTULO 4

CAPÍTULO 4. TRASPASOS *HARD*, *SOFT* Y MACRODIVERSIDAD EN SISTEMAS CELULARES

4.1. Introducción

En los trasposos denominados *hard handover*, los terminales móviles activos permanecen conectados al sistema celular únicamente a través de una estación de base. Cuando se decide la necesidad de un cambio de estación de base, la conmutación al nuevo canal se hace de forma que no existe solapamiento temporal entre ambas conexiones ('make after break'). Por otro lado, en los trasposos denominados *soft handover*, el terminal móvil puede establecer conexiones simultáneas a través de varias estaciones mientras se cumplan las condiciones adecuadas ('make before break'). La recepción o transmisión de la misma información por múltiples estaciones de base se denomina macrodiversidad. De esta forma, la posibilidad de implementar técnicas de macrodiversidad es una de las principales ventajas de la adopción de trasposos de tipo *soft*. Una visión extrema del concepto de macrodiversidad es la utilizada en [Hanly96], donde todas las estaciones de base de un sistema celular reciben las señales provenientes de todos los usuarios.

La macrodiversidad y los mecanismos de *soft handover* no son exclusivos de los sistemas CDMA, aunque su implementación resulta menos compleja que en esquemas basados en TDMA/FDMA. En estos últimos, la posibilidad de mantener varios enlaces simultáneamente, debe tener en cuenta aspectos como: utilización de transmisiones y/o recepciones simultáneas a diferentes frecuencias; posibles problemas de sincronismo entre las estructuras de trama de las estaciones de base involucradas; y probablemente, reducción de la eficiencia espectral [Bernhardt87]. No obstante, la utilización de trasposos tipo *hard* puede entenderse también como un mecanismo de macrodiversidad por selección con cierto retardo en la conmutación de canales. En los sistemas CDMA, la posibilidad de reutilización de las mismas frecuencias en celdas adyacentes, y la capacidad inherente para combatir los efectos dispersivos del canal, facilitan la adopción de mecanismos de tipo *soft* y la utilización de macrodiversidad mediante mecanismos de selección y/o combinación.

En este capítulo se abordan diferentes aspectos de la utilización de macrodiversidad en un sistema CDMA, ventajas e inconvenientes, y se describe un planteamiento analítico para el cálculo de probabilidades de desbordamiento y retardos en los enlaces ascendente y descendente. El modelo de

análisis considerado está basado en la caracterización de la interferencia del enlace ascendente y descendente, éste último sin control de potencia. En el enlace descendente con control de potencia se utiliza la potencia asignada como parámetro comparativo. Finalmente se estudia la influencia del mecanismo de traspaso adoptado en el margen de *fading* necesario y su repercusión en el tamaño del área de cobertura. Con ello, el objetivo principal del capítulo consiste en constatar algunas de las consecuencias derivadas de la implementación de mecanismos de macrodiversidad en sistemas celulares y proporcionar un análisis comparativo, en términos de capacidad, QoS, retardo y área de cobertura, que permita disponer de información adicional para valorar la adopción de esquemas *soft* o *hard*.

4.2. Técnicas de diversidad

Las técnicas de diversidad en los sistemas móviles se utilizan para combatir las rápidas fluctuaciones de potencia características de los canales radio. Básicamente su implementación requiere la existencia de dos o más caminos de propagación incorrelados que contengan la misma información. De esta forma, la mejora introducida por la macrodiversidad se basa en la disminución de la probabilidad de que todos los caminos experimenten condiciones de propagación deficientes. Existen varios sistemas de conseguir diversidad [Jakes74]: espacial, temporal, frecuencial, angular y por polarización. En los sistemas actuales de comunicaciones móviles se utilizan prácticamente todos los esquemas en mayor o menor grado. La diversidad temporal se consigue mediante los mecanismos de codificación de canal y entrelazado. Para conseguir diversidad frecuencial, técnicas de salto de frecuencia (FH) son aplicables a sistemas de banda estrecha mientras que en sistemas de espectro ensanchado se recurre a la utilización de receptores RAKE. Respecto a la diversidad espacial y angular suele implementarse en el enlace ascendente mediante el uso de dos o más antenas receptoras.

A la hora de recuperar la información de entre los varios caminos o ramas, existen también diferentes mecanismos de combinación [Jakes74]: por selección, por conmutación, de igual ganancia (Equal Gain Combining) y de máxima ganancia (Maximal Ratio Combining). En combinación por conmutación, la información se recupera de un camino cualquiera, siempre que se reciba a través de ese camino una señal superior a un determinado umbral de referencia. En combinación por selección (Selection Combining) también se recupera la señal únicamente de una rama, pero siempre garantizando que sea la que presente mejor relación señal a ruido de entre todos los caminos disponibles. Los mecanismos EGC y MRC consisten en sumar en fase las diferentes réplicas de forma que la señal resultante experimente un aumento de la relación señal a ruido. La diferencia entre ambos es que EGC combina las señales con idéntico peso y MRC las pondera en función de su potencia.

La implementación de técnicas de diversidad en los sistemas celulares permiten aumentar considerablemente la eficiencia del canal radio. Los mecanismos de macrodiversidad son básicamente

una extensión de dichas técnicas de diversidad, referidas a veces como microdiversidad, pero con la particularidad de que los puntos de recepción/emisión de las señales que deben ser combinadas se encuentran en estaciones de base diferentes. Pero justamente esta peculiaridad es la que suscita el planteamiento de la adopción de macrodiversidad, debido al considerable aumento de la complejidad en el diseño del sistema radio que ello conlleva.

4.3. Implementación de macrodiversidad en el enlace ascendente y descendente.

La utilización de macrodiversidad en el enlace descendente implica la emisión simultánea y sincronizada, desde dos o más estaciones de base, de la misma información dirigida a un terminal móvil. Las diferentes contribuciones llegan al receptor móvil experimentando condiciones de propagación dispares, de forma que, disminuye la probabilidad de recibir un nivel de potencia por debajo de la sensibilidad del sistema. En el terminal móvil se pueden demodular y combinar en fase las señales de las diferentes estaciones de base mediante la utilización de un receptor RAKE. La demodulación coherente es posible en el caso de disponer de una secuencia de símbolos piloto en los canales de control comunes de las estaciones de base, o bien en los mismos canales de tráfico, que permitan la estimación de la respuesta impulsional.

En el enlace ascendente, el mecanismo de macrodiversidad consiste en la recepción de la información de un usuario por dos o más estaciones de base. Dicha recepción multipunto debe posteriormente aprovecharse para obtener una única secuencia de información. Mecanismos de combinación posibles consisten en la adición de información de calidad a los datos recibidos en cada rama para su posterior combinación o selección en el nodo de la red a tal efecto.

4.4. Ventajas e inconvenientes

Las principales ventajas de la utilización de mecanismos *soft* para el traspaso entre celdas son debidas básicamente al aprovechamiento de las mejoras que ofrecen las técnicas de diversidad en canales radio [Jakes74]. De esta forma, una mejor utilización de la potencia en un sistema celular implica directamente un decremento del nivel de potencia interferente, que puede ser aprovechado para aumentar el número de conexiones o bien mejorar la calidad de las existentes. En el enlace ascendente, destacados estudios en la literatura [Viterbi94] constatan un importante aumento de la capacidad y área de cobertura de las celdas en caso de utilizarse macrodiversidad. No obstante, en el enlace descendente los resultados no son tan obvios ya que resulta necesario compensar la mejora derivada de la macrodiversidad con la asignación adicional de potencia desde múltiples estaciones de base [Steele98]. Por otro lado, los principales inconvenientes en la adopción de mecanismos de macrodiversidad radican en aspectos tales como el aumento de la complejidad en la arquitectura de las

redes de acceso, e incluso, en el planteamiento de su necesidad para servicios basados en la transmisión en modo paquete. A continuación se exponen más detalladamente diferentes aspectos derivados de la implementación de macrodiversidad. El objetivo no es proporcionar una lista exhaustiva de todos ellos, sino que nuestro interés se centra en mostrar la necesidad de disponer de resultados que justifiquen la adopción de tales mecanismos frente a soluciones de red menos complejas.

4.4.1. Capacidad y calidad de servicio.

El incremento de la capacidad en el enlace ascendente de un sistema CDMA es uno de los principales argumentos esgrimidos a favor de la utilización de traspasos *soft* y macrodiversidad. En el análisis expuesto en [Viterbi94] se obtienen incrementos de capacidad para esquemas *soft* del orden de 2.15 veces la conseguida en un sistema con traspasos *hard*, es decir un incremento de capacidad del 115%, o bien de forma equivalente, una pérdida del 53% en caso de utilizar traspasos *hard*. El análisis está basado en una estimación de la interferencia cocanal en el enlace ascendente asumiendo un control de potencia ideal para mitigar el efecto de los desvanecimientos lentos. En caso de mantener constante el número de usuarios del sistema, el factor 2.15 se reflejaría en un incremento de la relación señal a ruido experimentada. En el enlace descendente los resultados no son tan evidentes por el empleo de la asignación múltiple. Los resultados expuestos en [Steele98] concluyen una pérdida de capacidad del orden de 0.2%-1% para el enlace descendente sin control de potencia de un sistema macrocelular con antenas omnidireccionales. En cambio, introduciendo sectorización, el uso de traspasos *soft* y *softer*¹, conduce a un incremento de capacidad del 40% respecto a la utilización de únicamente traspasos *hard*. En [Hanly96] se analiza el enlace ascendente de un sistema celular con combinación MRC y se demuestra que la capacidad en un sistema de N estaciones de base puede aproximarse a una cota superior calculada como N veces la capacidad de una estación de base aislada. En el análisis presentado en las siguientes secciones, los resultados obtenidos en el enlace ascendente para traspasos *hard* con márgenes de histéresis entre 3 y 6 dB abogan por pérdidas de capacidad en torno a 6-33% respectivamente frente al uso de traspasos *soft* con combinación por selección, valores considerablemente más reducidos que el 53% apuntado en el trabajo de Viterbi. En el enlace descendente las pérdidas oscilan entre 9 y 38%.

En la mayoría de los estudios realizados se asume que el efecto de los desvanecimientos rápidos presentes en el canal se tiene en cuenta en la relación E_b/N_0 necesaria, y ésta se considera independiente del mecanismo de traspaso. No obstante, es importante tener en cuenta que el uso de

¹ Se denominan traspasos del tipo *softer* a los traspasos *soft* entre sectores de una misma celda.

macrodiversidad podría repercutir en un decremento de la relación E_b/N_0 para obtener la misma QoS, y por tanto, un aumento de la capacidad del sistema.

Una metodología diferente de análisis para evaluar el incremento de capacidad se expone en [Su96]. En dicho trabajo se modela la utilización de C recursos en el sistema en función de la proporción de superficie donde un terminal puede estar en *soft handover*. Los parámetros de bondad utilizados son las probabilidades de bloqueo de nuevas conexiones y de traspasos. El trabajo concluye diciendo que: “cuanto mayor es la superficie de handover, mejor se sienten los usuarios del sistema celular”.

4.4.2. Margen de *fading*

El margen de *fading* se define como el margen de protección frente a desvanecimientos necesario para garantizar una determinada probabilidad de desbordamiento en el área de cobertura de una estación de base. La probabilidad de desbordamiento contabiliza el porcentaje temporal en que la potencia recibida en/desde el móvil no es lo suficientemente elevada para mantener una conexión. En [Viterbi94] se obtienen diferencias en los márgenes necesarios para *hard* y *soft handoff* del orden de 8 dB. Por otro lado, utilizando la metodología expuesta en [Chopra95] se consiguen diferencias inferiores a 2 dB. En la sección 4.9 se proporciona un análisis detallado de la obtención del margen de histéresis para traspasos *hard* y *soft* teniendo en cuenta márgenes de histéresis y retardo en la ejecución del *hard handover*. Las diferencias obtenidas para garantizar una probabilidad de desbordamiento del 5% son del orden de 2.6-3.5 dB para mecanismos *hard* con histéresis de 3-6 dB respectivamente.

Es importante tener en cuenta que la estimación de la zona de cobertura, mediante el valor necesario de margen de *fading*, resulta válido como criterio comparativo entre las prestaciones de diferentes esquemas de traspaso, pero su valor absoluto no resulta significativo, ya que en un sistema CDMA, la zona de cobertura de una estación de base varía con el nivel de interferencia experimentado [Shapira94]. Únicamente en el caso de considerarse niveles de interferencia inferiores a la potencia de ruido térmico podría proporcionarse una estimación aceptable.

4.4.3. Control de potencia y *party effect*.

La utilización de control de potencia en el enlace ascendente de un sistema CDMA sin esquemas de detección multiusuario resulta indispensable para compensar el problema de enmascaramiento denominado *near-far problem*. Mediante el control de potencia el transmisor intenta compensar las pérdidas introducidas por el canal, variando la potencia transmitida de forma que en recepción se garantice una potencia cercana a un valor de referencia, o bien una relación C/I predeterminada. Si el sistema está limitado por interferencias puede aparecer el fenómeno conocido como *party effect*,

consistente en un incremento innecesario de la potencia transmitida y, por tanto, un aumento del nivel de interferencia en el sistema. La razón estriba en que, el incremento de potencia realizado por un terminal cuando las condiciones experimentadas en su conexión no son satisfactorias, puede repercutir en un aumento del nivel de interferencia en otras conexiones, que pueden a la vez solicitar un aumento de potencia empeorando de nuevo el enlace del primero. De esta forma, el sistema podría llegar situación inestable. En traspasos *hard* este efecto de realimentación positiva puede ocasionarse con mayor facilidad, ya que los terminales no tienen porque estar conectados a la estación de base con mejores condiciones de propagación. En [Wong97] se describe un ejemplo ilustrativo de la aparición del *party effect* en dos terminales conectados a sendas estaciones de base de forma no óptima. Tal como puede verse en la hipotética situación ilustrada en la Figura 4-1, si el control de potencia intenta forzar que la potencia recibida de un terminal en su base sea mayor que la potencia interferente ocasionada por el otro terminal, pero la diferencia de atenuación entre las dos estaciones no es lo suficientemente elevada como para requerir la ejecución de un traspaso, se produce el efecto de realimentación.

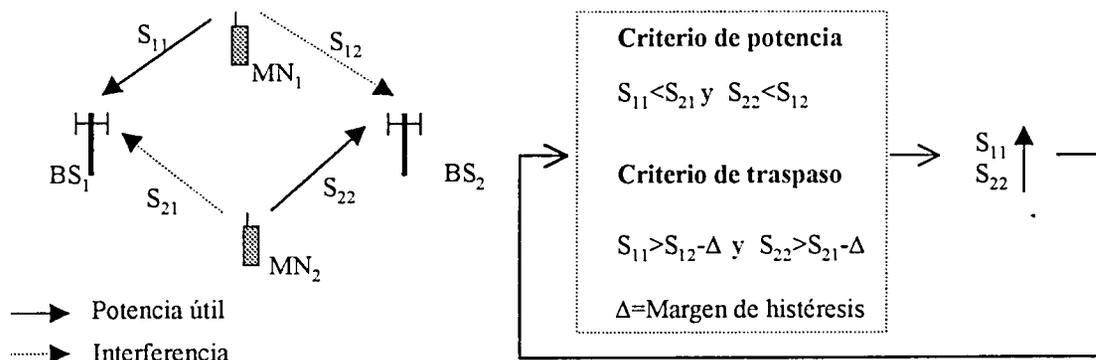


Figura 4-1. Ilustración del denominado *party effect*

En caso de encontrarse ambos terminales conectados a las respectivas estaciones de base óptimas, para la misma condición considerada en el control de potencia, no se produciría el efecto de realimentación.

4.4.4. Efecto 'ping-pong'.

El efecto 'ping-pong' se denomina a la realización de traspasos sucesivos entre estaciones de base que experimentan condiciones de propagación similares. Dicha situación deriva en un aumento de la carga de señalización necesaria para la ejecución de los traspasos y posiblemente en un deterioro de las condiciones de calidad experimentadas por el usuario. El efecto 'ping-pong' está asociado básicamente a la realización de traspasos *hard*. Para reducir el número de traspasos innecesarios, una de las soluciones adoptadas en los algoritmos de decisión de traspasos *hard*, es la utilización de un

margen de histéresis. En [Murase91] se expone una formulación sencilla para el cálculo de la probabilidad de realizar un traspaso innecesario en un sistema con dos estaciones de base. Dicha probabilidad se obtiene como el producto de las probabilidades de que, en un determinado instante, se cumplan simultáneamente los criterios de traspaso en ambas direcciones. A partir de este planteamiento, podemos estimar la probabilidad de un traspaso innecesario en el punto equidistante de dos estaciones de base mediante

$$P_U \approx 0.25 \cdot \operatorname{erfc}^2\left(\frac{\Delta}{2\sigma}\right)$$

donde Δ es el margen de histéresis y σ la desviación típica de las medidas en que se basa el algoritmo de decisión. En la Figura 4-2 podemos ver su representación para márgenes entre 0 y 3σ . En caso de utilizar márgenes $\Delta \approx \sigma$ se obtienen probabilidades del 5%. En [Vijayan93] se detalla una metodología más compleja, también aplicada a un sistema de dos estaciones de base, donde se introduce el efecto de la correlación espacial y la distancia de promediado de las medidas.

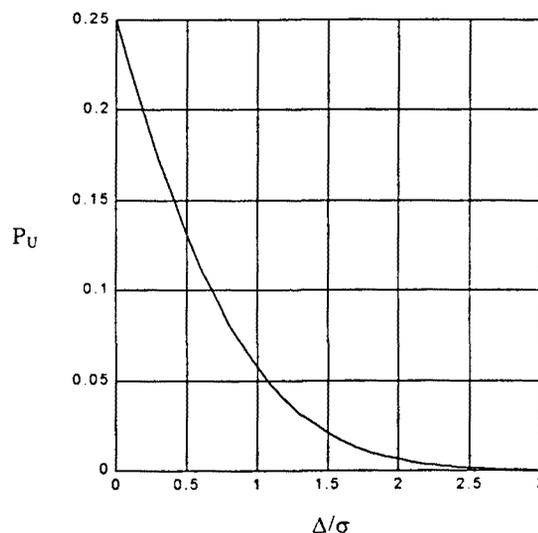


Figura 4-2. Probabilidad de realización de traspasos innecesarios.

4.4.5. Continuidad de servicio de la capa física.

Los mecanismos de traspaso *soft* permiten que la capa física pueda ofrecer un servicio sin interrupciones, posibilitando la realización de traspasos denominados *seamless*. Por otro lado, en el caso de traspasos *hard*, puede existir un intervalo de tiempo donde no se disponga de ningún canal físico. La duración de dicho intervalo depende de la tecnología utilizada y de la propia ejecución del

mecanismo de traspaso. En el sistema DECT, la ejecución de un *bearer handover*² puede realizarse en menos de 50 ms. En GSM, únicamente el tiempo necesario para señalización en caso de un traspaso asíncrono³ es del orden de 160ms en el mejor de los casos. Durante el intervalo de interrupción pueden perderse tramas de información. En el caso de servicios de voz, o de forma más general, en servicios donde la calidad esté basada en criterios de percepción subjetiva del usuario, dichas pérdidas pueden resultar prácticamente inadvertidas y por tanto podemos hablar también de *seamless handover*, pero en servicios de datos, la pérdida de paquetes puede ser más perjudicial. No obstante, para servicios de datos, pueden utilizarse mecanismos en las capas superiores del plano de transmisión para igualmente conseguir un traspaso sin pérdida de datos, denominado *lossless handover*.

4.4.6. Macrodiversidad y Arquitectura

La utilización de macrodiversidad en las redes de acceso deriva en toda una serie de restricciones en relación a la arquitectura adoptada (véase Capítulo 5 para una descripción más detallada de la arquitectura de la red de acceso UTRAN). Una de las principales limitaciones es el sincronismo necesario entre las transmisiones de estaciones de base que pertenecen al *Active Set* de una determinada conexión. En [S3.27] se detalla el transporte del plano de usuario en las interfaces I_{ur}/I_{ub} del sistema UTRAN. Tal como se explica en la sección 5.7.5, el protocolo está basado en la utilización del servicio AAL2 (ATM Adaptation Layer Type 2) para la transmisión conjunta de bloques radio⁴ (TB) y su formato de transporte (TFI), además de una serie de campos adicionales para permitir el sincronismo de trama en el combinador de macrodiversidad, así como disponer de información de calidad en el enlace ascendente para realizar el proceso de selección. La resolución temporal de dicho protocolo es de 10 ms, tiempo equivalente a una trama en UTRAN. No obstante, para que el móvil pueda realizar una combinación MRC en el enlace descendente, debe existir un procedimiento de señalización adicional que permita ajustar la diferencia en la recepción de ambas estaciones dentro de márgenes adecuados para su combinación en el RAKE, con tiempos de chip del orden de los 244ns en UTRAN. Además, en el acceso WCDMA las estaciones de base no tienen porqué estar sincronizadas, por lo que también debe estimarse el posible desfase entre los respectivos canales de control. En [Rainbow99a] se describe un mecanismo de sincronización a tal efecto.

² Bearer handover en DECT se refiere al traspaso que únicamente afecta a la capa MAC.

³ No se conoce el retardo de propagación a la nueva estación de base.

⁴ Un bloque radio o de transporte es la mínima unidad de información estructurada entre la capa física y la capa MAC.

Otro aspecto importante del uso de macrodiversidad es la ubicación de las entidades MAC y RLC. Tal como se comenta en el capítulo 5, dichas funcionalidades deben situarse en el controlador RNC si se soporta macrodiversidad entre celdas conectadas a diferentes Nodos B. En caso contrario, dichas funcionalidades radio-dependientes podrían concentrarse en los nodos B y reducir probablemente la complejidad de las interfaces entre éstos y el RNC. En [Arlie99] se apunta esta problemática como una de las limitaciones en la obtención de un diseño de red de acceso donde, la tecnología radio utilizada influyera únicamente en el diseño de una capa de adaptación (RAL) ubicada en las estaciones de base, como pasaría, por ejemplo, en el caso de utilizar únicamente esquemas TDMA. Otro aspecto apuntado en el mismo trabajo es el problema del envío de señalización de nivel 3 procedente de las estaciones de base directamente a los terminales móviles. La solución adoptada consiste en el envío previo de los mensajes de señalización al nodo donde se ubica el combinador de macrodiversidad, para posteriormente enviarlos al terminal de forma transparente a las estaciones de base.

En el caso de utilizar esquemas de combinación MRC o EGC en el enlace ascendente las restricciones en las interfaces entre RNC y estaciones de base son aún más importantes. En la Figura 4-3 se observa una representación simplificada de los posibles puntos candidatos, dentro de la capa física, para constituir la entrada al combinador de macrodiversidad.

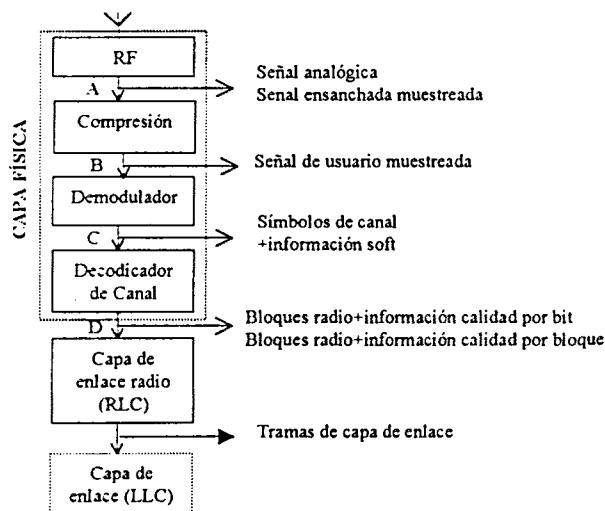


Figura 4-3. Posibles puntos de entrada al combinador de macrodiversidad en el enlace ascendente.

La utilización de los puntos A, B y C implica la extensión de la capa física hasta el combinador de macrodiversidad. A continuación se detallan ventajas e inconvenientes de las diferentes alternativas:

Punto A. Transmisión de la señal analógica o muestreada

La señal recibida en banda base se transmite directamente al combinador de macrodiversidad. Dicha transmisión podría efectuarse con tecnología digital o analógica. Con esta estrategia sería posible

aplicar técnicas de combinación MRC con prestaciones iguales a las conseguidas en el enlace descendente. Otra ventaja adicional sería la reducida complejidad de las estaciones de base que podrían actuar como meros transductores radio. Entre los principales inconvenientes tendríamos la elevada capacidad de los enlaces entre las estaciones de base y los controladores. Por ejemplo, para transmitir digitalmente una señal de 5 MHz de ancho de banda, utilizando una cuantificación de 16 bits por muestra y un factor de sobremuestreo de 4, serían necesarios enlaces de 640Mbits/s. No obstante, esta velocidad de transmisión sería constante e independiente del número de usuarios recibidos a través de la correspondiente estación de base. Otro inconveniente sería la imposibilidad de extender el procedimiento a terminales móviles que accedieran por estaciones de base conectadas a diferentes controladores.

Un posible entorno donde podría resultar viable este sistema sería en entornos micro o picocelulares donde se tendría un equipo controlador de estaciones base y una serie de estaciones de base conectadas con enlaces de fibra óptica [Woodward99].

Punto B. Transmisión de la señal después de la compresión espectral.

Para reducir el ancho de banda entre estaciones de base y controladores existiría la posibilidad de realizar el desensanchado en las estaciones de base. De esta forma, utilizando una configuración alternativa del receptor RAKE consistente en ubicar un único filtro adaptado común a todas las ramas, resulta posible pensar en una configuración distribuida como la representada en la Figura 4-4.

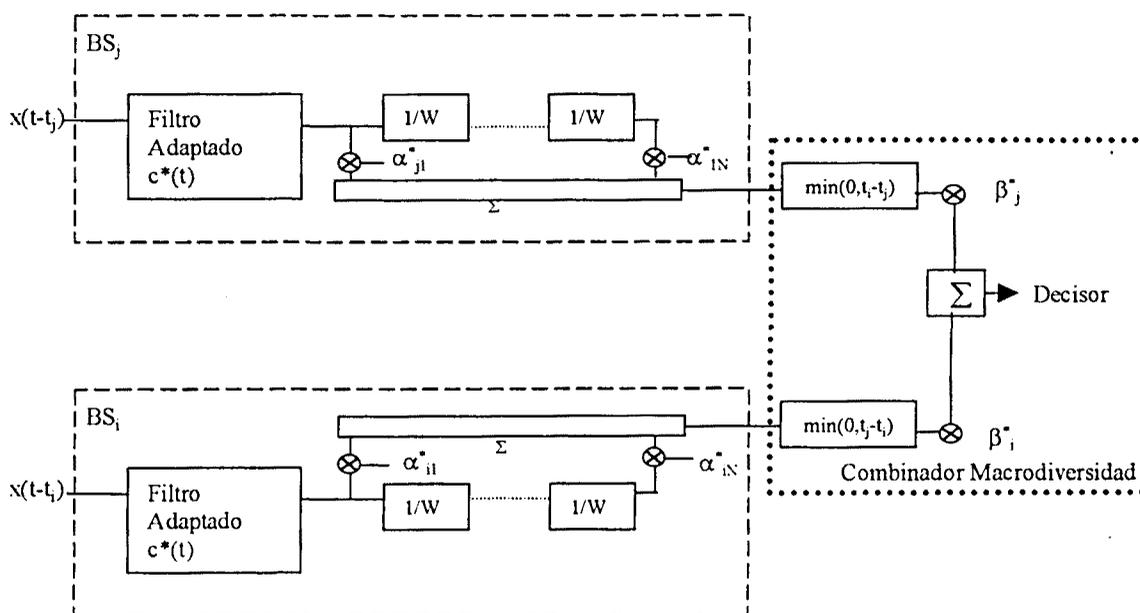


Figura 4-4. Concepto de receptor RAKE distribuido.

Dicha solución no es obvia porque existe toda la problemática asociada al sincronismo entre las muestras provenientes de las dos estaciones de base. Fundamentalmente los puntos a resolver serían el alineamiento temporal de las muestras y su posterior combinación en fase, ya que ambos receptores no tienen porqué tener la misma referencia. Tampoco es evidente que el mecanismo de combinación así realizado tenga las prestaciones propias del esquema MRC.

Punto C. Transmisión de los símbolos de canal cuantificados

En este caso, la señal utilizada como entrada en el combinador de macrodiversidad sería información de canal de cada usuario. Las estaciones de base demodularían la señal, pero el proceso de decodificación de canal se realizaría en el controlador. La capacidad de los enlaces entre estaciones de base y controlador dependería ahora del número de usuarios, y cada flujo de usuario requeriría un enlace que, a su vez, dependería de la tasa de codificación y de los niveles de cuantificación. Por ejemplo, suponiendo una tasa de codificación de $1/2$ y 8 bits de cuantificación, la velocidad requerida es de 16 veces la tasa de información útil a nivel de capa de enlace. Probablemente, Las prestaciones conseguidas serían inferiores a las obtenidas mediante combinación MRC, por lo que resultaría necesario disponer de resultados precisos para ver si su adopción está justificada en términos de complejidad frente a los mecanismos de selección basados en bloques radio.

Punto D. Transmisión de los bits de información

La capa física terminaría en las estaciones de base y las entradas al combinador de macrodiversidad serían los bits útiles con información *soft*. Las técnicas de combinación en este caso serían por selección bit a bit. En cuanto a capacidad entre estaciones de base y controladores, este mecanismo introduce únicamente el aumento correspondiente a la transmisión de la información *soft*. Este mecanismo podría aplicarse incluso para estaciones de base conectadas a diferentes controladores ya que los enlaces necesarios a establecer entre los controladores y el combinador serían un múltiplo bajo de la velocidad de transmisión útil. Como principal inconveniente tendríamos la pérdida de prestaciones de las técnicas de selección frente a las técnicas de combinación de los mecanismos de diversidad.

Otra posibilidad consiste en enviar la información *soft* de forma conjunta a los bloques radio utilizados. El combinador de macrodiversidad seleccionaría los bloques de los diferentes enlaces en función de dicho campo de calidad. Realmente este mecanismo es una simplificación del descrito anteriormente. Es previsible que las prestaciones resulten peores, pero no tan diferentes al caso anterior, cuando consideremos canales de variación lenta o bien una compensación del efecto Rayleigh debido a la utilización de un receptor RAKE en el enlace ascendente. En la red de acceso UTRAN se ha adoptado la combinación por selección de bloques radio en el enlace ascendente cuando dicha combinación se realiza en el RNC.

4.4.7. Macrodiversidad y servicios de paquetes.

Los servicios de datos con cierto margen de tolerancia en las restricciones de retardo, pueden utilizar mecanismos de retransmisión para garantizar una determinada calidad de servicio en cuanto a la integridad y fiabilidad de la información transmitida. Por otro lado, una característica de muchos de los servicios ya ofrecidos actualmente en Internet, y que progresivamente, junto con nuevos servicios, van a ofrecerse a través de los sistemas celulares, es la asimetría entre el tráfico generado en los enlaces ascendente y descendente, siendo justamente el enlace descendente, donde los beneficios de la macrodiversidad no son tan obvios como en el enlace ascendente, el que tendrá que soportar mayor caudal de información. Todo ello plantea la cuestión de la viabilidad de la implementación de esquemas de macrodiversidad y traspasos *soft* para ofrecer dichos servicios.

Los mecanismos de retransmisión pueden ubicarse en una capa de enlace LLC (Logical Link Control) independiente de la transmisión radio, y por tanto ajena a la posible implementación de macrodiversidad, y/o también pueden utilizarse técnicas ARQ en los bloques de transmisión radio (TB) dentro de la capa RLC. Sin embargo, la segunda opción puede resultar más eficiente dado que las unidades de retransmisión son menores y su diseño está adaptado específicamente al formato de transmisión. Por tanto, si utilizamos macrodiversidad, la funcionalidad RLC, juntamente con la capa MAC, deben situarse por encima del combinador tal como se ha comentado en el apartado anterior.

Si la gestión MAC en los servicios portadores utilizados, comunes o dedicados, emplea mecanismos de asignación de recursos de forma dinámica (*scheduling*), aparecen consideraciones adicionales que deben tenerse en cuenta:

- Compatibilidad del uso de protocolos de asignación dinámica de recursos con mecanismos de macrodiversidad. En el capítulo 3 se describen los esquemas de transmisión en modo paquete propuestos en WCDMA. El mecanismo de traspaso planteado en caso de utilización de servicios portadores comunes puede reducirse a esquemas de re-selección de celda, mientras que los mecanismos de traspaso *tradicionales* únicamente parece aplicarse en los canales dedicados (véase capítulo 2). En el esquema WPCDMA descrito en [WPCDMA] se introduce un canal de paquetes de alta velocidad, pensado para soportar servicios con restricciones de retardo relajadas desde 8 kbits/s hasta 2 Mbits/s. El mecanismo MAC adoptado es DSMA/CD. En este caso, la utilización de traspasos *soft* podría reducir el nivel de interferencia del sistema. No obstante, la resolución en la gestión de recursos del protocolo DSMA/CD es del orden de la décima parte del tiempo de trama de 10 ms tomado como referencia en el transporte de información desde el RNC a los Nodos B. Por lo tanto, posibles soluciones pasarían por la provisión de mayor resolución en dichos enlaces para los canales de control, o bien controlar el acceso localmente en las BTS y transferir el

control al MAC del RNC, en caso de requerirse un tiempo de ocupación o nivel de recursos ‘considerable’.

- Gestión de la asignación dinámica para una conexión que utilice macrodiversidad a través de dos estaciones de base controladas por procesos MAC diferentes. Dicha situación se encuentra representada en la Figura 4-5. Para gestionar eficientemente el acceso del mismo móvil de forma dinámica debe existir una coordinación en los procesos MAC, teniendo en cuenta que ambos dispondrán de sus tablas de *scheduling* con un gran porcentaje de información independiente.

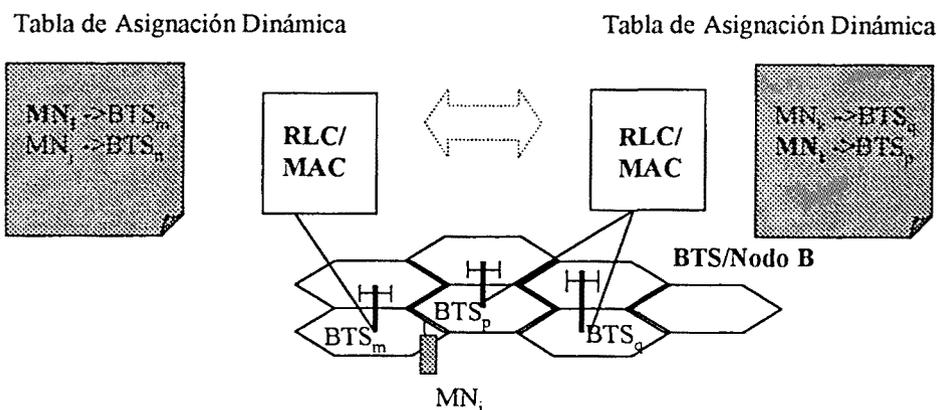


Figura 4-5. Gestión coordinada de procesos MAC para soportar macrodiversidad.

Por tanto, el uso de macrodiversidad parece más enfocado a servicios en tiempo real y a aquellos servicios de datos que requieran un uso del canal radio continuado o intermitente, pero en cualquier caso prolongado en relación al tiempo de respuesta de los algoritmos de asignación dinámica.

Otro aspecto importante relacionado con la arquitectura de red para servicios de datos es que el uso de macrodiversidad no posibilita la adopción de transporte IP hasta las mismas estaciones de base, básicamente debido a los requisitos de sincronización explicados en el apartado anterior. De esta forma, tal como se describe detalladamente en el capítulo 6, una posible red troncal UMTS basada en IP no podría extenderse hasta las estaciones de base o Nodos B, en terminología UTRAN.

4.5. Caracterización del entorno celular analizado

4.5.1. Modelado de los mecanismos *soft handover* y *hard handover*.

El modelo utilizado por Viterbi et al. en [Viterbi94] para comparar los mecanismos de *soft* y *hard handover* en términos de capacidad conduce a resultados bastante conservadores para el caso de *hard handover*. Concretamente, el mecanismo de *hard handover* para el enlace ascendente se plantea como la situación en que los móviles siempre se encuentran conectados, controlados en potencia, a la

estación de base más cercana en distancia. Evidentemente, esta situación, ligada al hecho de considerar efectos de sombras con elevadas desviaciones típicas, conduce a resultados muy desfavorables ya que los terminales ignoran las condiciones de propagación de las estaciones de base distintas de la que se encuentra más próxima. La aplicación directa de este procedimiento al enlace descendente supondría considerar que una estación de base únicamente asignase potencia a los terminales que se encuentren situados en su celda de cobertura, independientemente de las condiciones de propagación.

En cuanto al procedimiento de *soft handover*, el estudio [Viterbi94] basa sus ventajas en considerar, para el enlace ascendente, la posibilidad de que el móvil sea controlado en potencia por la estación de base que experimente menor atenuación de entre un grupo de estaciones base denominadas celdas candidatas. Como celdas candidatas se consideran las N_c estaciones de base más próximas en distancia al terminal móvil. La aplicación de la misma metodología en el enlace descendente resultaría en la posibilidad de que a un móvil únicamente le asigna potencia la estación de base que sea recibida en mejores condiciones de entre las celdas candidatas.

El modelo utilizado en el análisis expuesto en las siguientes secciones está basado completamente en criterios de selección por potencia y márgenes de histéresis para ambos tipos de traspaso.

Modelo para el traspaso del tipo *hard handover*.

En los traspasos del tipo *hard handover*, el terminal móvil monitoriza la potencia de los pilotos recibidos desde las estaciones de base vecinas y, únicamente en el caso de que alguna de ellas exceda la actual con una diferencia superior a un margen de histéresis Δ_{HHO} , se decide la ejecución de un cambio de celda. Una visión estática del mismo planteamiento consiste en pensar que, en un instante cualquiera de observación del sistema, el terminal móvil se encuentra conectado a una de las diferentes estaciones de base recibidas con una potencia no inferior a la máxima recibida menos el margen de histéresis Δ_{HHO} . La elección de la celda de entre las posibles candidatas se ha hecho en función a dos criterios:

- **Criterio aleatorio.** Tal como su nombre indica, la celda activa se escoge aleatoriamente de entre las candidatas sin ninguna consideración adicional.
- **Criterio pesimista.** Se escoge la estación de base recibida con menor potencia de entre el conjunto de celdas candidatas.

Se utiliza el mismo criterio de asignación para ambos enlaces. En la Figura 4-6 se representa gráficamente el modelo adoptado.

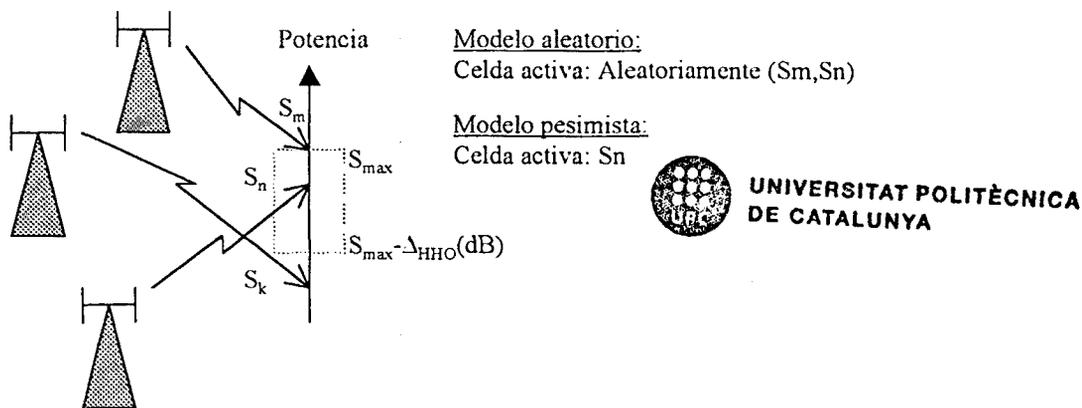


Figura 4-6. Modelo utilizado en el traspaso *hard*.

Modelo para el traspaso del tipo *soft handover*.

En este tipo de mecanismo, el terminal móvil puede encontrarse conectado simultáneamente a múltiples estaciones de base. El conjunto de dichas estaciones se denomina *Active Set*. El criterio adoptado para formar el *Active Set* consiste en la elección de las celdas recibidas con mayor potencia, siempre que se cumpla la diferencia de cada una de ellas respecto a la máxima sea inferior a un margen denominado Δ_{SHO} . Además, el número máximo de celdas activas se limita mediante el parámetro L . En el enlace ascendente, la información transmitida por el terminal móvil se demodula en todas las estaciones pertenecientes al *Active Set* y se entrega al combinador de macrodiversidad. En el enlace descendente, las estaciones dentro del *Active Set* envían simultáneamente la misma información.

Los márgenes Δ_{HHO} y Δ_{SHO} , utilizados para modelar el traspaso tipo *hard* y *soft* respectivamente, permiten el planteamiento de una transición gradual entre las prestaciones de ambos mecanismos. Para valores de Δ_{HHO} cercanos a cero, la probabilidad de que el terminal móvil se encuentre conectado a través de la estación de base óptima aumenta. En el caso límite $\Delta_{HHO}=0$, el móvil siempre se encontraría conectado a la estación de base con mejores condiciones de potencia recibida. La misma situación aparece cuando el margen Δ_{SHO} tiende a cero en un mecanismo del tipo *soft*: únicamente la estación de base óptima va a encontrarse dentro del *Active Set*. De esta forma podemos plantear una continuidad de las condiciones de trabajo para ambos traspasos cuando los márgenes respectivos tienden a cero. En la Figura 4-7 se representa dicha transición ‘natural’.

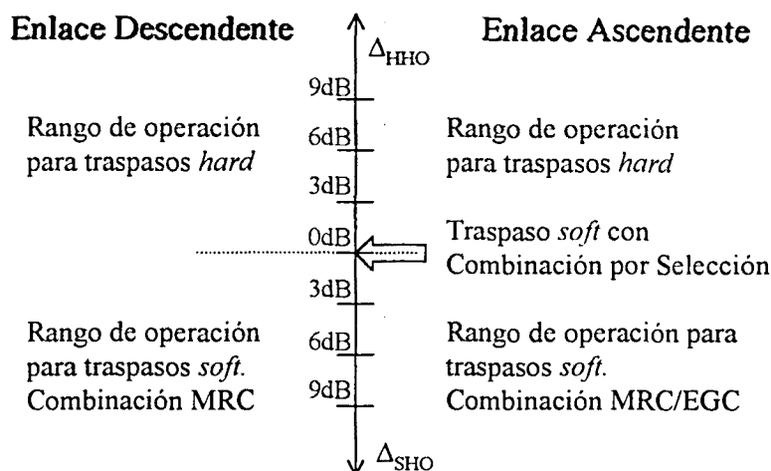


Figura 4-7. Transición entre los modelos para traspasos *soft* y *hard*.

En el planteamiento de dicha transición ‘natural’ es importante remarcar que traspasos *hard* con valores del margen de histéresis cercanos a cero pueden resultar no implementables debido al efecto ‘ping-pong’. Por ello, su planteamiento debe entenderse meramente a efectos comparativos. Algo similar ocurriría en los traspasos *soft* en la gestión de las celdas de cada *Active Set*. Sin embargo, el margen de histéresis no sería Δ_{SHO} , sino que se aplicaría sobre éste.

En el otro extremo, valores demasiado elevados de Δ_{SHO} provocarían un aumento del número de estaciones en el *Active Set*, de forma que serían muchos los recursos asignados a un único terminal móvil. Además, un excesivo margen de potencias entre las señales a combinar en el RAKE puede conducir a una asignación ineficiente de recursos, ya que las señales más débiles apenas contribuirían en la recuperación de la información. En el caso de traspasos *hard*, márgenes de histéresis elevados repercuten en un incremento del nivel de interferencia, deteriorándose por tanto las prestaciones de capacidad del sistema.

4.5.2. Modelo de propagación

El modelo de propagación utilizado se basa en el cálculo de las pérdidas de propagación por distancia y en la caracterización de los desvanecimientos lentos. El efecto de los desvanecimientos rápidos se ha considerado presente en la elección de la relación E_b/N_0 umbral, independientemente del efecto que puede suponer el uso de técnicas de diversidad en dicho umbral. De esta forma, la atenuación experimentada entre el terminal j y la estación de base BS_i viene dada por

$$A_{ij} = r_{ij}^{-\mu} 10^{\frac{\zeta_{ij}}{10}} \quad (4-1)$$

donde r_{ij} es la distancia entre ambos y ζ_{ij} es la variable aleatoria gaussiana de media nula y desviación típica σ utilizada para modelar el efecto de sombras. Análogamente al planteamiento descrito en [Viterbi94], se ha introducido el efecto de correlación entre los desvanecimientos experimentados desde/hacia las estaciones de base mediante la definición de un factor de correlación ρ . Dicho factor se calcula mediante la expresión

$$\rho \equiv \frac{E[\zeta_{ij}\zeta_{sj}]}{\sigma^2} \quad (4-2)$$

donde las variables ζ_{ij} y ζ_{sj} representan los desvanecimientos experimentados entre el terminal j y las estaciones de base BS_t y BS_s respectivamente.

Las variables ζ_{ij} y ζ_{sj} pueden relacionarse según las siguientes expresiones

$$\begin{aligned} \zeta_{ij} &\equiv a\xi_j + b\xi_{ij} \\ \zeta_{sj} &\equiv a\xi_j + b\xi_{sj} \end{aligned} \quad (4-3)$$

donde ξ_j , ξ_{ij} y ξ_{sj} son variables aleatorias normales independientes con desviación típica σ . Los parámetros a y b deben garantizar que la desviación típica de los desvanecimientos ζ_{ij} y ζ_{sj} siga siendo igual a σ y su correlación dada por 4.2. Por tanto, a y b deben cumplir las siguientes igualdades:

$$\begin{aligned} \rho &= a^2 \\ a^2 + b^2 &= 1 \end{aligned} \quad (4-4)$$

4.6. Análisis de la influencia de la macrodiversidad en el enlace ascendente.

4.6.1. Planteamiento del problema

La relación E_b/N_o para un terminal MS_i conectado a través de una estación de base de referencia BS_o puede expresarse mediante

$$\left(\frac{E_b}{N_o} \right)_i \approx G_p \frac{S_{oi}}{\sum_{j=1}^M S_{oj} - S_{oi} + \eta} \quad (4-5)$$

donde G_p es la ganancia de procesamiento del sistema, S_{oj} es la potencia recibida del terminal j en BS_o , η modela la potencia de ruido térmico y M indica el número de usuarios simultáneamente activos dentro del área de servicio del sistema de referencia. De esta forma, el sumatorio en el denominador de la ecuación (4-5) representa todo el nivel de interferencia recibido en la estación BS_o sin hacer distinción entre la interferencia debida a los usuarios controlados por la propia celda (interferencia *inner-cell*) de la proveniente de usuarios conectados a través de otras celdas (interferencia *outer-cell*).

El valor de la potencia media recibida del terminal j en la estación de base BS_o puede expresarse en función de la potencia P^j transmitida por MS_j y las condiciones de propagación con respecto a su celda activa BS_i mediante la relación

$$S_{oj} = \frac{P^j}{A_{oj}} = P^j \cdot r_{oj}^{-\mu} \cdot 10^{\frac{-\zeta_{oj}}{10}} \quad (4-6)$$

El valor de la potencia transmitida se calcula en función de un criterio de calidad como puede ser el mantenimiento de una relación (E_b/N_o) media superior a un valor mínimo requerido $(E_b/N_o)_{req}$. De esta forma, la potencia transmitida depende del nivel de interferencia presente en los receptores de las estaciones de base del sistema celular, aunque también podríamos plantearlo de forma inversa, es decir, el nivel de interferencia depende de la gestión de la potencia transmitida por los diferentes usuarios.

De forma similar al análisis descrito en [Viterbi94, Gilhousen91] para caracterizar la interferencia *outer-cell*, utilizaremos un parámetro denominado interferencia normalizada (I), calculado como la interferencia total experimentada en una estación de base respecto al valor de la potencia mínima en recepción, para caracterizar las prestaciones del enlace.

En el caso de considerar un sistema donde la contribución de un usuario a la interferencia global es relativamente pequeña, podemos hacer uso del Teorema Central del Límite para modelar la

interferencia como una variable aleatoria Gaussiana. De esta forma, obteniendo el valor medio y la varianza de la interferencia normalizada tendremos caracterizado el comportamiento estático del sistema.

En las siguientes secciones se analiza el efecto que tienen los mecanismos de traspaso en la presencia de interferencia dentro del sistema celular y se proporciona el valor de la interferencia normalizada para cada uno de los esquemas considerados.

4.6.2. Análisis para diferentes mecanismos de traspaso.

4.6.2.1. Traspasos *hard* y *soft* con combinación por selección.

Tanto en el traspaso *hard* como *soft* con combinación por selección, la potencia de transmisión se fija en base al mantenimiento de un determinado nivel de recepción S_j en, como mínimo, una estación de base. Como ya hemos comentado, la diferencia fundamental entre ambos radica en que en los traspasos *hard* existe única estación de base procesando la información en la que debe garantizarse el criterio de calidad mientras que en los traspasos *soft* basta que se consigan las condiciones requeridas en sólo una de las celdas del *Active Set*.

En el caso de considerar BS_i como la estación de base que determina el nivel de potencia mínimo para un terminal j , podemos calcular la potencia de transmisión como

$$P^j = \max\left(P_{\max}, S_j r_j^\mu 10^{\zeta_j/10}\right) \quad (4-7)$$

donde el valor de S_j vendría fijado por las condiciones de interferencia presentes en BS_i y el valor de $(E_b/N_o)_{\text{req}}$ que debería garantizarse para dicha conexión. El valor de P_{\max} modelaría el hecho de acotar la máxima potencia de transmisión aplicable a los terminales móviles.

Sustituyendo (4-6) y (4-7) en (4-5) y descartando el efecto de limitación en potencia, la relación E_b/N_o para el terminal i conectado a través de BS_o puede expresarse como

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_i \approx G_p \frac{S_{oi}}{\sum_{j=1}^M S_j \left(\frac{r_j}{r_{oj}}\right)^\mu 10^{\frac{\zeta_j - \zeta_{oj}}{10}} - S_{oi} + \eta} \quad (4-8)$$

donde el subíndice t indica la estación de base que determina en ese instante la emisión de potencia de cada terminal j presente en el sistema. A partir de (4-8), y teniendo en cuenta la definición de interferencia normalizada dada en la sección 4.6.1, obtenemos la expresión de I según

$$(I)_{oi} \equiv \sum_{j=1}^M \frac{S_j}{S_{oi}} \left(\frac{r_j}{r_{oj}} \right)^\mu 10^{\frac{\zeta_j - \zeta_{oj}}{10}} \leq \frac{G_p}{\left(\frac{E_b}{N_o} \right)_{req}} - \frac{\eta}{S_{oi}} \equiv C_{oi} \quad (4-9)$$

donde el subíndice en I_{oi} indica que su valor depende de la estación de base y del terminal observado. En la expresión (4-8) se ha definido mediante C_{oi} el valor máximo de la interferencia total normalizada que puede experimentar el terminal i en la estación de base BS_o para cumplir su criterio de calidad $(E_b/N_o)_{req}$.

Si las condiciones de relación señal a ruido son las mismas para todos los móviles, los valores de S_j solamente dependerán del subíndice t , es decir, todos los móviles conectados a través de BS_t necesitarán igual potencia de recepción en la estación de base. Si llamamos S_t a la potencia necesaria en BS_t , el comportamiento global de todos los móviles accediendo a través de la misma estación de base puede determinarse mediante

$$(I)_o \equiv \sum_{j=1}^M \frac{S_t}{S_o} \left(\frac{r_j}{r_{oj}} \right)^\mu 10^{\frac{\zeta_j - \zeta_{oj}}{10}} \leq \frac{G_p}{\left(\frac{E_b}{N_o} \right)_{req}} - \frac{\eta}{S_o} \equiv C_o \quad (4-10)$$

donde $I_o = I_{oj}$ y $C_o = C_{oj}$ para los todos los terminales j conectados a BS_o .

Si además consideramos una distribución uniforme del tráfico entre las diferentes celdas del sistema, podemos suponer $S = S_t$ para todas las estaciones de base y por tanto se cumple

$$I \equiv \sum_{j=1}^M \left(\frac{r_j}{r_{oj}} \right)^\mu 10^{\frac{\zeta_j - \zeta_{oj}}{10}} \leq \frac{G_p}{\left(\frac{E_b}{N_o} \right)_{req}} - \frac{\eta}{S} \equiv C \quad (4-11)$$

De esta forma, la definición de probabilidad de desbordamiento (P_{out} , *outage probability*) del sistema puede plantearse como la probabilidad de que la interferencia normalizada global I exceda el valor de la capacidad C del sistema fijada por la ganancia de procesamiento, la relación (E_b/N_o) necesaria y el nivel de ruido. La expresión genérica para dicha probabilidad resultaría pues

$$P_{out} = Prob(I \geq C) = Prob \left(I \geq \frac{G_p}{\left(\frac{E_b}{N_o} \right)_{req}} - \frac{\eta}{S} \right) \quad (4-12)$$

4.6.2.2. Macrodiversidad con combinación MRC y EGC

En el caso de introducir macrodiversidad en el enlace ascendente, la potencia transmitida por el terminal móvil podría adaptarse en función de las condiciones de calidad presentes a la salida del combinador de macrodiversidad. Sea m_j el número de estaciones de base cuya señal recibida es combinada para obtener la información del terminal MS_i . Si se utiliza combinación de MRC la relación E_b/N_o a la salida del combinador puede expresarse mediante

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{i,T} = \sum_{j=1}^{m_j} \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{i,j} \quad (4-13)$$

donde se asume que la interferencia presente en cada una de las m_j ramas está incorrelada mutuamente.

Sustituyendo la expresión (4-5) en (4-13) obtenemos la formulación para la relación señal a ruido media vista por el terminal i ,

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_i \approx G_p \frac{\sum_{m=1}^{m_j} S_{mi}}{\sum_{j=1}^M S_{mj} - S_{mi} + \eta_m} \quad (4-14)$$

Bajo la hipótesis de una distribución uniforme de usuarios ofreciendo un tráfico homogéneo, es factible considerar que el nivel de interferencia en cada rama es también homogéneo, con lo que podemos aproximar la relación anterior por

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_i \approx \frac{G_p}{I_{BS}} \sum_{m=1}^{m_j} S_{mi} = \frac{G_p}{I_{BS}} \cdot S \quad (4-15)$$

donde I_{BS} representaría el nivel de interferencia medio visto en cada una de las ramas y S representa el valor mínimo de potencia requerido para garantizar el criterio de calidad a la salida del combinador de macrodiversidad. Así pues, la potencia transmitida puede plantearse mediante

$$P^j \cdot \sum_{m=1}^{m_j} \frac{1}{A_{mj}} = S \quad (4-16)$$

dando lugar a una expresión similar a (4-7) de la forma

$$P^j = \max \left(P_{\max}, \frac{S}{\sum_{m=1}^{m_j} r_{mj}^{-\mu} 10^{-\frac{\zeta_{mj}}{10}}} \right) \quad (4-17)$$

Siguiendo el mismo razonamiento expuesto en el apartado anterior, el valor de la interferencia normalizada I podría definirse ahora respecto al valor de potencia S a la salida del combinador y podría obtenerse igualmente para una estación de base de referencia argumentado las hipótesis de uniformidad. Así pues el valor de I se calcula para el caso de combinación MRC como

$$I \equiv \frac{\sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^M S_{oj}}{S} = \sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^M \frac{P^j \cdot r_{oj}^{-\mu} 10^{-\frac{\zeta_{oj}}{10}}}{S} = \sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^M \frac{r_{oj}^{-\mu} 10^{-\frac{\zeta_{oj}}{10}}}{\sum_{\substack{m=1 \\ m \neq j}}^{m_j} r_{mj}^{-\mu} 10^{-\frac{\zeta_{mj}}{10}}} = \sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^M \left(\sum_{m=1}^{m_j} \left(\frac{r_{mj}}{r_{oj}} \right)^{-\mu} 10^{-\frac{\zeta_{oj}-\zeta_{mj}}{10}} \right)^{-1} \quad (4-18)$$

En el caso de utilización de un mecanismo de combinación EGC, la envolvente compleja de la señal útil puede obtenerse a partir de la suma coherente no ponderada de las envolventes recibidas en cada una de la m_j ramas del combinador. Denominando r a la envolvente se cumple

$$r_i = \sum_{m=1}^{m_j} r_{mi} \quad (4-19)$$

y asumiendo el mismo nivel de potencia interferente en cada rama se puede expresar la relación señal a ruido según

$$\left(\frac{E_b}{N_o} \right)_i \approx \frac{G_p}{I_{BS}} \cdot \frac{r_i^2}{2m_j} = \frac{G_p}{I_{BS}} \cdot \frac{\left(\sum_{m=1}^{m_j} r_{mi} \right)^2}{2m_j} = \frac{G_p}{I_{BS}} \cdot S \quad (4-20)$$

El cálculo de la potencia de transmisión vendría ahora condicionado por

$$P^j \cdot \frac{\left(\sum_{m=1}^{m_j} \sqrt{\frac{1}{A_{mj}}} \right)^2}{m_j} = S \quad (4-21)$$

de donde podemos extraer su valor mediante

$$P^j = \max \left(P_{\max}, m_j \cdot S \cdot \left(\sum_{m=1}^{m_j} \sqrt{r_{mj}^{-\mu} 10^{\frac{-\zeta_{mj}}{10}}} \right)^{-2} \right) \quad (4-22)$$

Finalmente el cálculo de la interferencia normalizada respecto al valor S se obtendría ahora mediante la expresión

$$I \equiv \frac{\sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^M S_{oj}}{S} = \sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^M \frac{P^j \cdot r_{oj}^{-\mu} 10^{\frac{\zeta_{oj}}{10}}}{S} = \sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^M \frac{L_j \cdot r_{oj}^{-\mu} 10^{\frac{\zeta_{oj}}{10}}}{\left(\sum_{m=1}^{m_j} \sqrt{r_{mj}^{-\mu} 10^{\frac{-\zeta_{mj}}{10}}} \right)^2} = \sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^M m_j \cdot \left(\sum_{m=1}^{m_j} \sqrt{\left(\frac{r_{mj}}{r_{oj}} \right)^{-\mu} 10^{\frac{\zeta_{oj} - \zeta_{mj}}{10}}} \right)^{-2} \quad (4-23)$$

4.6.3. Metodologías de cálculo de la interferencia normalizada.

En este apartado se abordan las metodologías utilizadas para el cálculo de la media y varianza de la interferencia normalizada I definida para cada mecanismo de traspaso. Básicamente se plantean dos tipos de procedimientos: uno analítico y otro basado en simulaciones de Monte Carlo. El planteamiento analítico es una extensión del trabajo presentado en [Viterbi94] para la caracterización de mecanismos *soft* con combinación por selección. Tal como se describe en la siguiente sección, el modelado del traspaso *hard* en dicho estudio conduce a resultados un tanto conservativos, ya que supone que la estación de base activa es siempre la más cercana en distancia. En el procedimiento descrito en la sección 4.6.3.2 se incluye el margen de histéresis característico de los mecanismos *hard handover* (véase sección 4.6.2.1) y se calcula el valor de la varianza de la interferencia normalizada.

La metodología basada en simulaciones de Monte Carlo permite abordar la caracterización de las expresiones (4-18) y (4-23), obtenidas para traspasos *soft* con combinación MRC y EGC respectivamente. Del mismo modo, esta metodología permite implementar los criterios de traspaso descritos en la sección 4.6.2.1 sin necesidad de introducir limitaciones adicionales en distancia como la definición de celdas candidatas.

4.6.3.1. Metodología de Viterbi.

En el estudio realizado por Viterbi [Viterbi94] se plantea el cálculo del parámetro f, definido como la proporción entre la interferencia *outer-cell* y la interferencia *inner-cell*, para comparar las prestaciones de los mecanismos de traspaso *hard* y *soft* con combinación por selección. Concretamente el valor de f se plantea como

$$f \equiv \frac{\text{valor medio de la interferencia de usuarios de otras celdas}}{\text{usuarios por celda } (N_s)}$$

A partir de la expresión (4-11) podemos observar que la relación entre el parámetro f y el valor medio de la interferencia normalizada I viene dada por:

$$E[I] = N_s(1 + f) \quad (4-24)$$

donde se ha considerado despreciable la potencia de un usuario respecto al valor global de la interferencia.

El procedimiento utilizado para el cálculo de f consiste en el planteamiento, para cada ubicación del área de servicio, de un sistema de diversidad por selección entre las N_c estaciones más próximas en distancia, denominadas *celdas candidatas*. En la Figura 4-8 se representan diferentes particiones de 60° de las zonas de servicio donde el terminal móvil podría acceder a través de la estación de base de referencia BS_0 en función del número de celdas candidatas considerado.

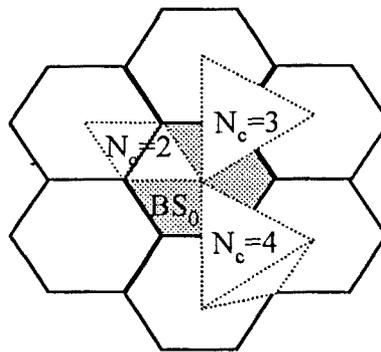


Figura 4-8. Zonas de servicio de BS_0 en función de N_c .

El cálculo de f se realiza a partir de dos integrales de superficie I_{S_o} y $I_{\bar{S}_o}$ que representan la interferencia externa procedente del área de servicio de BS_0 (S_o) y la procedente del área de servicio complementaria (\bar{S}_o). La Figura 4-9 representa ambas zonas en caso de considerar tres celdas candidatas. El móvil representado por MS_i podría estar conectado a cualquiera de las tres estaciones de base indicadas en el dibujo.

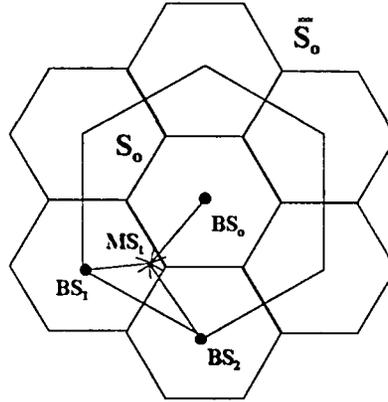


Figura 4-9. Área de servicio de BS_0 para $N_c=3$.

Así pues, f se obtiene mediante

$$f = \frac{I_{S_0} + I_{\bar{S}_0}}{N_s} \quad (4-25)$$

con las integrales de superficie I_{S_0} y $I_{\bar{S}_0}$ formuladas según

$$I_{S_0} = e^{b^2(\beta\sigma)^2} \iint_{S_0} \sum_{j=1}^{N_c-1} R_j^\mu \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} Q\left(x + \frac{M_j - M_0}{b\sigma} + 2b\beta\sigma\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c-1} Q\left(x + \frac{M_j - M_i}{b\sigma} + b\beta\sigma\right) \hat{c}x \right] \rho \hat{c}S$$

$$I_{\bar{S}_0} = e^{b^2(\beta\sigma)^2} \iint_{\bar{S}_0} \sum_{j=1}^{N_c} R_j^\mu \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c} Q\left(x + \frac{M_j - M_i}{b\sigma} + b\beta\sigma\right) \hat{c}x \right] \rho \hat{c}S \quad (4-26)$$

donde se han definido los parámetros

$$M_i = 10\mu \log(r_i(x, y)) \quad R_j = \frac{r_j(x, y)}{r_0(x, y)}$$

$\rho = \frac{N_s}{3\sqrt{3} \cdot 2}$ usuarios por unidad de superficie. La función $Q(x)$ viene dada por $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{e^{-z^2}}{\sqrt{2\pi}} dz$

Para un número de celdas candidatas N_c suficientemente elevado respecto a la profundidad de los desvanecimientos, los resultados obtenidos con dicha formulación para traspasos *soft handover* son prácticamente idénticos a los que se obtienen mediante la utilización de criterios de selección

únicamente basados en potencia recibida. En cambio, los resultados para el caso de traspasos *hard* conducen a situaciones bastante pesimistas. La razón estriba en el modelado del traspaso *hard* mediante el planteamiento anterior pero particularizado para el caso de una única celda candidata $N_c=1$. De esta forma, el terminal siempre accede por la estación de base más cercana independientemente de las condiciones de propagación hacia las restantes celdas. Las expresiones (4-26) se reducen a

$$I_{S_o} = 0$$

$$I_{\bar{S}_o} = e^{b^2(\beta\sigma)^2} \iint_{\bar{S}_o} R_j^\mu \rho \cdot \partial S \quad (4-27)$$

donde puede apreciarse que la interferencia en S_o es nula ya que todos los móviles dentro de S_o están conectados a BS_o . Nótese también que el modelado del traspaso *hard* no tiene en cuenta el margen de histéresis.

4.6.3.2. Extensión a la metodología de Viterbi.

A partir del planteamiento anterior hemos desarrollado una formulación analítica para incluir el efecto del margen de histéresis en el modelado del traspaso tipo *hard*. Concretamente, el modelo permite obtener la media y la desviación típica de la variable I definida como

$$I = \iint_S \left(\frac{r_{ij}}{r_{oj}} \right)^\mu 10^{\frac{\zeta_{ij} - \zeta_{oj}}{10}} \rho \cdot \partial S \quad (4-28)$$

El problema principal del cálculo analítico de la media y varianza de I estriba en la determinación del subíndice t . Nótese que con la introducción del margen de histéresis estamos posibilitando el hecho de que la estación de base activa no esté perfectamente determinada aún cuando se tengan idénticas condiciones de propagación. Si queremos considerar únicamente criterios de potencia para seleccionar la estación de base activa nos encontramos que la casuística a considerar para incluir todas las posibilidades, cuando se considera un número de celdas candidatas razonable (3, 4), resulta bastante compleja. Por tanto la solución adoptada es una solución intermedia donde el terminal se supone conectado a:

- La estación de base más cercana si la potencia recibida de las adyacentes no supera en Δ_{HHO} dB la de la ésta.

- La estación de base con menor atenuación en el caso de que la potencia del piloto de la celda más cercana se encuentre como mínimo Δ_{HHO} dB por debajo.

Bajo esta perspectiva el modelado del traspaso *soft* se obtiene mediante la consideración de un margen de histéresis nulo. En el Anexo I se demuestra el cálculo de la media y desviación de I a partir de las siguientes expresiones

$$m_I \equiv E(I) = \iint_S E[I(x, y)] \cdot \rho \cdot \partial S \quad (4-29)$$

$$\sigma_I^2 \equiv \text{var}(I) \leq \iint_S [E[I^2(x, y)] - E[I(x, y)]^2] \cdot \rho \cdot \partial S \quad (4-30)$$

donde las funciones $E[I(x, y)]$ y $E[I^2(x, y)]$ se desglosan en tres términos, excluyentes entre sí, en función de la ubicación de la estación de base de referencia BS_o entre las candidatas. Concretamente se plantea

$$I(x, y) = I_{S_o, A}(x, y) + I_{S_o, B}(x, y) + I_{\bar{S}_o}(x, y) \quad (4-31)$$

$$I^2(x, y) = I_{S_o, A}^2(x, y) + I_{S_o, B}^2(x, y) + I_{\bar{S}_o}^2(x, y) \quad (4-32)$$

donde cada uno de los tres subíndices diferentes modelan las situaciones siguientes:

Caso A. Interferencia ocasionada desde un punto situado dentro del área de cobertura de la estación de referencia.

$$E[I_{S_o, A}(x, y)] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \left[\prod_{i=1}^{N_c-1} Q\left(x + \frac{M_o - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot e^{(\beta\sigma)^2 \sum_{j=1}^{N_c-1} R_j^\mu} \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_o}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \right] \cdot \partial x \quad (4-33)$$

Caso B. Interferencia ocasionada desde un punto desde donde la celda de referencia consta entre las N_c más próximas.

$$E[I_{S_{\cdot,B}}(x, y)] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \left[e^{(b\beta\sigma)^2} R_m^\mu \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_m - M_o}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c-1} Q\left(x + \frac{M_o - M_i}{b\sigma}\right) + \right. \\ \left. e^{(b\beta\sigma)^2} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_c-1} \left[R_j^\mu \cdot Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \right. \right. \\ \left. \left. Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_o}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, j}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \right] \right] \cdot dx \quad (4-34)$$

Caso C. Interferencia desde las posiciones donde la celda de referencia no se encuentra entre las N_c candidatas.

$$E[I_{S_{\cdot}}(x, y)] = e^{(b\beta\sigma)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \left[R_m^\mu \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_m - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) + \right. \\ \left. \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_c} R_j^\mu \cdot Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, j}}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \right] \cdot dx \quad (4-35)$$

Tal como se indica en el anexo, los respectivos momentos de segundo orden se obtienen sustituyendo en las anteriores expresiones β por 2β y μ por 2μ . Es importante destacar también que las dos expresiones correspondientes a los casos A y B tienen en cuenta, en el cálculo de la interferencia, la potencia recibida de los usuarios que acceden a través de la estación base de referencia, a diferencia de la definición de I_{S_o} , donde sólo se incluye la interferencia *outer-cell*. Concretamente, la relación entre el valor medio m_I obtenido y el parámetro f descrito en el apartado anterior es la expresada en (4-24). De la misma forma, la varianza de la interferencia normaliza podemos plantearla en función de la varianza del parámetro f según

$$\sigma_I^2 = N_s \cdot \sigma_f^2 \quad (4-36)$$

Nótese que el cálculo de la varianza representa una cota superior ya que se suponen que puntos espacialmente adyacentes son estadísticamente independientes.

En el Anexo I también se demuestra que las anteriores expresiones convergen a las proporcionadas en (4-26) y (4-27) para *soft* y *hard handover* en el caso de sustituir el margen de *hard handover* por $\Delta_{HHO}=0$ y $\Delta_{HHO}=\infty$ dB respectivamente. En las siguientes tablas se proporciona una comparación de los resultados obtenidos utilizando ambas metodologías.

Tabla 4-1. Valores de f para una pendiente de propagación $\mu=4$ y desviación de los desvanecimientos $\sigma=8$ dB.

Δ_{HHO}	$N_c=1$	$N_c=2$	$N_c=3$	$N_c=4$	$N_c=5$
0 dB	<u>2.38</u>	<u>0.77</u>	<u>0.57</u>	<u>0.55</u>	<u>0.54</u>
3 dB	<u>2.38</u>	0.85	0.65	0.63	0.62
6 dB	<u>2.38</u>	1.05	0.85	0.83	0.82
9 dB	<u>2.38</u>	1.30	1.12	1.11	1.10
12 dB	<u>2.38</u>	1.57	1.42	1.41	1.41
∞ dB	<u>2.38</u>	2.38	2.38	2.38	2.38

Tabla 4-2. Valores de σ_f para una pendiente de propagación $\mu=4$ y desviación de los desvanecimientos $\sigma=8$ dB.

Δ_{HHO}	$N_c=1$	$N_c=2$	$N_c=3$	$N_c=4$	$N_c=5$
0 dB	11.85	1.72	0.60	0.52	0.50
3 dB	11.85	1.93	0.69	0.60	0.58
6 dB	11.85	2.43	0.95	0.86	0.84
9 dB	11.85	3.07	1.42	1.33	1.32
12 dB	11.85	3.81	2.11	2.04	2.02
∞ dB	11.85	11.85	11.85	11.85	11.85

Los valores subrayados en la Tabla 4-1 corresponden a los obtenidos mediante la metodología descrita por Viterbi. Es interesante observar las prestaciones conseguidas para el traspaso *hard* cuando se incluye el efecto del margen de histéresis. Para el caso de cinco celdas candidatas, la proporción entre los valores de $(1+f)$ para un mecanismo *soft* y uno *hard* con 6 dB de histéresis es de 1.18 en lugar de 2.19 obtenido considerando una celda candidata para el traspaso *hard*. La variación de la desviación típica de f también presenta el mismo comportamiento.

4.6.3.3. Metodología basada únicamente en criterios de potencia.

La metodología descrita en el apartado anterior proporciona resultados más realistas acerca del funcionamiento real de un traspaso del tipo *hard* que la propuesta en [Viterbi94]. Sin embargo, el criterio de asignación de estación de base aún sigue basándose en la determinación de las celdas candidatas por distancia y especialmente se sigue priorizando la elección de la estación de base más cercana.

Un planteamiento matemático basado en la implementación del criterio de traspaso *hard* descrito en la sección anterior resulta enormemente complejo y laborioso. Por ello, decidimos resolver el cálculo de la media y desviación típica de la interferencia normalizada I mediante técnicas de Monte Carlo. Las técnicas de Monte Carlo se fundamentan básicamente en la ejecución sucesiva de experimentos aleatorios que permitan estimar el valor del parámetro de interés. En el anexo II se expone detalladamente el modelo utilizado y se realiza un estudio del margen de convergencia del procedimiento implementado.

Además, el modelo implementado permite abordar las prestaciones de modelo los traspasos *soft* con combinación MRC y EGC [Ferrus99b].

4.6.4. Resultados y conclusiones

Los resultados proporcionados han sido obtenidos mediante la metodología basada en simulaciones de Monte Carlo. En las siguientes tablas se proporciona el valor de la media y desviación típica que permiten caracterizar la interferencia en el enlace ascendente en el entorno macrocelular con distribución uniforme de usuarios estudiado. Tal como hemos comentado, haciendo uso del Teorema Central del Límite, podemos aproximar la estadística de I mediante una variable aleatoria Gaussiana según

$$I \sim N(m_I, \sigma_I) \quad (4-37)$$

con media y desviación dadas por

$$\begin{aligned} m_I &= N_s(1 + f) \\ \sigma_I &= \sqrt{N_s} \sigma_f \end{aligned} \quad (4-38)$$

En el Anexo II se analizan dichas aproximaciones. En la Tabla 4-3 vemos que, para mecanismos de traspaso *hard*, los valores mínimos de la media y desviación se obtienen para un margen de histéresis nulo. Dicha situación se corresponde a la implementación de un traspaso *soft* con combinación por selección. Se puede observar que el valor obtenido para $\sigma=8$ dB coincide con el proporcionado en la

Tabla 4-1 para el caso de considerar 5 celdas candidatas mediante la metodología analítica. Sin embargo, podemos observar también que el criterio mixto impuesto en el cálculo analítico resulta optimista frente al modelado íntegramente basado en potencias.

Tabla 4-3. Efecto de la profundidad de los desvanecimientos en el valor de la interferencia normalizada para diferentes márgenes en el traspaso *hard*.

Δ_{HHO}	criterio <i>hard handover</i>	$\sigma=2$ dB		$\sigma=4$ dB		$\sigma=8$ dB		$\sigma=12$ dB	
		f	σ_r	f	σ_r	f	σ_r	f	σ_r
0 dB	Aleatorio	0,44	0,34	0,45	0,41	0,54	0,56	0,65	0,71
	Pesimista	0,44	0,34	0,45	0,41	0,54	0,56	0,65	0,71
3 dB	Aleatorio	0,53	0,44	0,55	0,51	0,66	0,66	0,80	0,82
	Pesimista	0,62	0,52	0,65	0,59	0,78	0,75	0,96	0,93
6 dB	Aleatorio	0,86	0,83	0,90	0,90	1,10	1,10	1,36	1,31
	Pesimista	1,32	1,11	1,39	1,22	1,72	1,48	2,14	1,78
9 dB	Aleatorio	1,68	1,83	1,80	2,00	2,22	2,29	2,69	2,61
	Pesimista	3,14	2,53	3,38	2,79	4,21	3,30	5,14	3,84

Comparando prestaciones únicamente a partir de los valores medios [Viterbi94], podemos estimar el incremento de capacidad resultante de aplicar traspasos SC frente a traspasos *hard* con $\Delta_{HHO}=6$ dB y $\sigma=8$ dB mediante

$$\frac{1 + f_{6dB}}{1 + f_{0dB}} = \frac{1 + 1.10}{1 + 0.54} = 1.36$$

para el modelo aleatorio o bien

$$\frac{1 + f_{6dB}}{1 + f_{0dB}} = \frac{1 + 1.72}{1 + 0.54} = 1.76$$

para el modelo pesimista. Por tanto, el incremento de capacidad se puede estimar en un 36% frente al 115% apuntado en el trabajo de Viterbi. Incluso mediante el uso del modelo pesimista, donde los terminales siempre se encuentran conectados a la estación de base recibida con menor potencia de entre las posibles candidatas, el incremento de capacidad resultante estaría en torno al 76%. En caso de reducir el margen de histéresis a 3 dB, el incremento de capacidad se encuentra en torno al 8% o bien, en el peor de los casos, en torno al 15%. El efecto de la profundidad de los desvanecimientos se manifiesta en una mejora del incremento de la capacidad relativa conforme σ aumenta. Retomando el traspaso *hard* con $\Delta_{HHO}=6$ dB, para $\sigma=2$ dB la mejora es del 29%, aumentando hasta el 43% obtenido

para $\sigma=12\text{dB}$. Por tanto, podemos afirmar que el mecanismo SC es más robusto frente al efecto de los desvanecimientos.

Tabla 4-4. Efecto de la profundidad de los desvanecimientos en el valor de la interferencia normalizada para diferentes márgenes en el traspaso *soft*.

Δ_{SHO}	criterio <i>soft handover</i>	$\sigma=2\text{ dB}$		$\sigma=4\text{ dB}$		$\sigma=8\text{ dB}$		$\sigma=12\text{ dB}$	
		f	σ_f	f	σ_f	f	σ_f	f	σ_f
3 dB	MRC	0,25	0,28	0,26	0,35	0,31	0,49	0,36	0,61
	EGC	0,25	0,28	0,26	0,35	0,31	0,49	0,37	0,61
6 dB	MRC	0,16	0,27	0,17	0,32	0,20	0,46	0,24	0,56
	EGC	0,18	0,27	0,19	0,32	0,22	0,46	0,26	0,57
9 dB	MRC	0,11	0,27	0,12	0,31	0,15	0,44	0,18	0,54
	EGC	0,16	0,27	0,17	0,32	0,21	0,46	0,25	0,56
12 dB	MRC	0,08	0,26	0,10	0,31	0,13	0,43	0,16	0,52
	EGC	0,20	0,29	0,21	0,34	0,24	0,47	0,28	0,58

En la Tabla 4-4 se presentan valores análogos para los mecanismos MRC y EGC en el caso de limitar el número de ramas del combinador de macrodiversidad a $L=3$. Se puede observar que, conforme aumenta el margen Δ_{SHO} , se reduce el nivel de interferencia considerablemente. Realizando la misma comparativa de valores medios para desvanecimientos $\sigma=8\text{dB}$, el incremento de capacidad puede estimar mediante

$$\frac{1 + f_{0\text{dB}}}{1 + f_{9\text{dB}}} = \frac{1 + 0,54}{1 + 0,15} = 1,33$$

para combinación MRC con margen $\Delta_{\text{SHO}}=9\text{dB}$. En caso de utilizar EGC la mejora se sitúa en torno al 27%. La tendencia respecto al aumento del efecto de la profundidad de los desvanecimientos es de un incremento de la mejora en capacidad. De esta forma, para $\sigma=2\text{ dB}$ y $\Delta_{\text{SHO}}=9\text{dB}$ se obtienen valores de 29% y 24% para MRC y EGC respectivamente, mientras que para $\sigma=12\text{ dB}$ las mejoras ascienden al 39% y 32%.

En las siguientes tablas se proporcionan los valores para diferentes pendientes de propagación. El nivel de interferencia originada por los usuarios externos a la celda aumenta para pendientes de propagación reducidas. Paralelamente la mejora conseguida mediante la aplicación de traspasos *soft* es también mayor para niveles de interferencia elevados.

Tabla 4-5. Influencia de la pendiente de propagación en la interferencia normalizada para traspasos *hard*.

Δ_{HHO}	criterio <i>hard handover</i>	$\mu=3$		$\mu=4$		$\mu=5$	
		f	σ_r	f	σ_r	f	σ_r
0 dB	Aleatorio	1,02	0,68	0,54	0,56	0,34	0,50
	Pesimista	1,02	0,68	0,54	0,56	0,34	0,50
3 dB	Aleatorio	1,25	0,82	0,66	0,66	0,42	0,57
	Pesimista	1,49	0,95	0,78	0,75	0,50	0,64
6 dB	Aleatorio	2,13	1,45	1,10	1,10	0,70	0,94
	Pesimista	3,35	1,99	1,72	1,48	1,09	1,24
9 dB	Aleatorio	4,31	3,00	2,22	2,29	1,40	1,91
	Pesimista	8,21	4,39	4,21	3,30	2,61	2,72

Tabla 4-6. Influencia de la pendiente de propagación en la interferencia normalizada para traspasos *soft*.

Δ_{SHO}	criterio <i>soft handover</i>	$\mu=3$		$\mu=4$		$\mu=5$	
		f	σ_r	f	σ_r	f	σ_r
3 dB	MRC	0,60	0,55	0,31	0,49	0,19	0,44
	EGC	0,60	0,55	0,31	0,49	0,19	0,44
6 dB	MRC	0,41	0,50	0,20	0,46	0,12	0,41
	EGC	0,45	0,51	0,22	0,46	0,13	0,41
9 dB	MRC	0,34	0,47	0,15	0,44	0,08	0,39
	EGC	0,42	0,50	0,21	0,46	0,12	0,41
12 dB	MRC	0,31	0,46	0,13	0,43	0,06	0,39
	EGC	0,46	0,52	0,24	0,47	0,15	0,42

Considerando una pendiente $\mu=3$, la mejora de un SC respecto a un traspaso *hard* con $\Delta_{\text{HHO}}=6\text{dB}$ es del 54%, reduciéndose al 26% para el caso de $\mu=5$. Para combinación MRC con $\Delta_{\text{SHO}}=9\text{dB}$, respecto a traspaso *soft* SC, la variación oscila entre el 50% y el 10% para $\mu=3$ y $\mu=5$ respectivamente.

Otro aspecto importante a tener en cuenta es, para el caso de combinación MRC y EGC, el número de ramas máximo L considerado en el combinador de macrodiversidad. En la Figura 4-10 se representa la dependencia del valor medio y desviación para combinación MRC en función del margen Δ_{SHO} para diferentes valores de L .

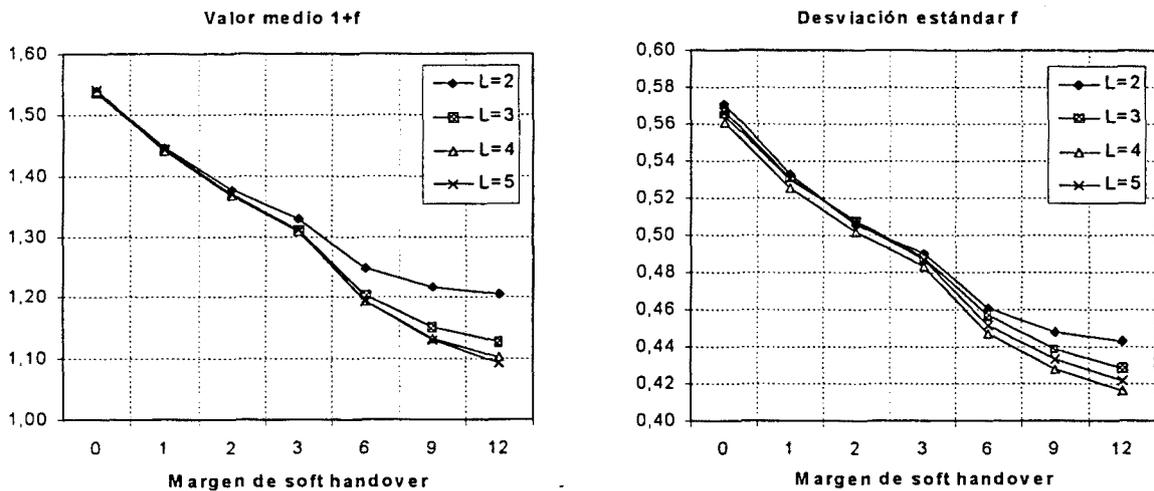


Figura 4-10. Dependencia de la interferencia normalizada con el número de ramas L utilizadas en el combinador de macrodiversidad MRC.

Podemos observar que aumentando el número de ramas en el combinador, así como el margen Δ_{SHO} , las prestaciones aumentan. No obstante, las mejoras significativas se consiguen hasta $L=3$ ramas. Concretamente para $L=2$ el incremento es del 27% y para $L=3$ ramas aumenta hasta el 36% para $\Delta_{SHO}=12\text{dB}$. Para $L=4$ se obtiene una mejora del 40% y para $L=5$ un 41%.

En la Figura 4-11 se representa el comportamiento para combinación EGC. A diferencia del caso anterior, existe un punto de inflexión alrededor de 6-9dB donde las prestaciones son óptimas. El motivo radica en la influencia negativa que aparece en un combinador EGC cuando algunas de las ramas presentan un nivel excesivo de ruido [Jakes74], como podría darse en el caso de permitir un elevado margen de potencias entre las estaciones de base involucradas. Análogamente al caso anterior, la mejora significativa se consigue hasta $L=3$ ramas donde se obtiene un 27% para $\Delta_{SHO}=9\text{dB}$. Para $L=4$ y $L=5$ la mejora es del 28.7% y 29.1% respectivamente.

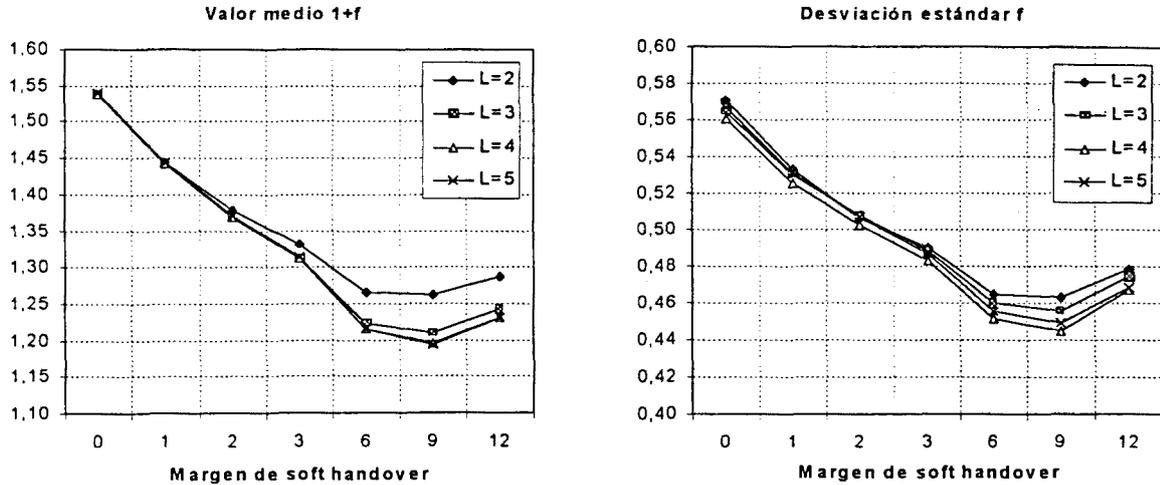


Figura 4-11. Dependencia de la interferencia normalizada con el número de ramas L utilizadas en el combinador de macrodiversidad EGC.

La caracterización gaussiana de la interferencia permite formular la probabilidad de desbordamiento definida en (4-12) mediante el uso de la función $\text{erfc}(\cdot)$ según

$$p_{out} = \text{Prob}(I \geq C) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{C - N_s(1+f)}{\sigma_f \sqrt{2N_s}} \right) \quad (4-39)$$

Utilizando (4-39) podemos obtener el número de usuarios máximo que puede tolerar el sistema para garantizar una determinada probabilidad de desbordamiento. Tomando como referencia valores de C de 30, 50 y 70, el número de usuarios soportado en un sistema con traspasos *soft* SC es de 18, 30 y 43 respectivamente, garantizando una probabilidad de desbordamiento menor del 10%. En la Figura 4-12 se representa la variación del número absoluto de usuarios en referencia al esquema SC, así como la variación porcentual de la capacidad. El traspaso *hard* obedece al criterio aleatorio y el traspaso *soft* se realiza con combinación MRC. La variación en términos absolutos del número de usuarios depende del número de recursos disponibles modelados por C. Si embargo, la variación porcentual es bastante similar para las diferentes configuraciones. De esta forma, el porcentaje de variación de la capacidad respecto al número de usuarios soportado en caso de utilizar SC *soft handoff*, puede utilizarse como parámetro comparativo de los diferentes esquemas de traspaso. En caso de utilizar traspaso *hard* con 3 dB de histéresis, la reducción de capacidad se sitúa entorno a 6-7%. Aumentado el margen de histéresis a 6 dB la pérdida de capacidad asciende a valores entre 30-33%. En caso de utilizar márgenes de histéresis más elevados 9-12dB la reducción puede dispararse a valores entorno a 57-80% respectivamente, valores superiores al 53% obtenido mediante el criterio basado en distancia expuesto en [Viterbi94] para caracterizar el traspaso *hard*.

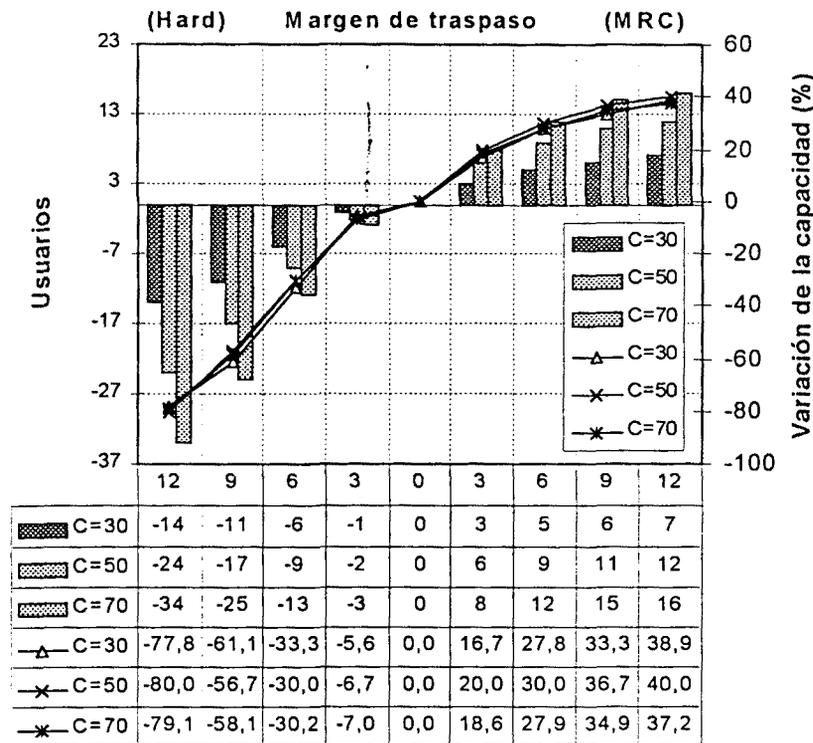


Figura 4-12. Efecto del tipo de traspaso en la capacidad del sistema.

En caso de utilizar macrodiversidad con combinación MRC, podemos apreciar un incremento de capacidad hasta valores entorno a 37-40% para márgenes de combinación de 12 dB y $L=3$. Teóricamente, a partir de los valores medios, el incremento de capacidad máximo, considerando un sistema donde todas las estaciones de base demodulan la información de todos los usuarios del sistema [Hanly96], se puede calcular mediante

$$\frac{1 + f_{0dB}}{(1 + f)_{f \rightarrow 0}} = \frac{1 + 0,54}{1} = 1.54$$

Por tanto, el incremento en torno al 54% puede ser considerado como cota superior de las prestaciones de un sistema que implemente macrodiversidad por combinación MRC.

Otro análisis posible a partir de la expresión (4-39) consiste en calcular la variación de los recursos C necesarios en el sistema para soportar un determinado número de usuarios N_s . En la Figura 4-13 se representan los valores obtenidos respecto a una configuración de referencia consistente en $N_s=30$, 30 y 40 móviles en un sistema con traspasos *soft* SC con probabilidad de desbordamiento inferior al 10%. En tales condiciones, los valores de C necesarios son de 15.3, 17 y 18.2 dB respectivamente. Atendiendo a la definición de parámetro C en (4-11), dicha variación se correspondería básicamente a una modificación de la ganancia de procesamiento o bien del parámetro E_p/N_0 requerido para fijar el

criterio de calidad de servicio QoS. En caso de utilizar traspasos *hard* de 3-6 dB, podemos observar que resulta necesario incrementar C entorno a 0.35-1.50 dB respectivamente. Cuando el margen de histéresis se eleva ya a 9 dB, el incremento de ganancia de procesamiento o disminución del parámetro de calidad Eb/No de sitúa entorno a 3.5 dB. En caso de utilizar combinación MRC, se experimenta una variación en el número de recursos necesarios del orden de 1.33 dB para márgenes de 12 dB y L=3. Si la ventana de combinación MRC se mantiene inferior a 6 dB, la mejora en recursos es del orden de 1 dB. A partir únicamente de los valores medios de la interferencia, podemos acotar la variación máxima de recursos en un sistema de macrodiversidad generalizado [Hanly96] mediante

$$10 \log_{10}(1 + 0.54) = 1.88 \text{ dB}$$

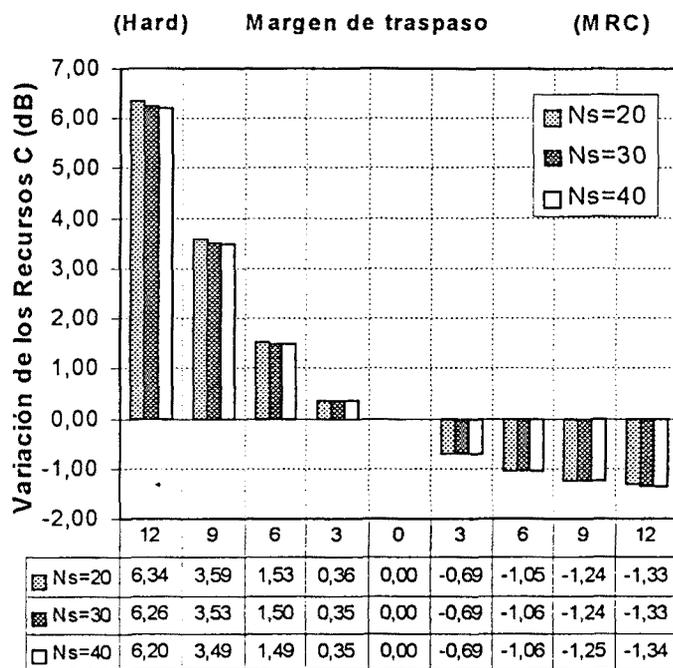


Figura 4-13. Efecto del tipo de traspaso en los recursos necesarios C (dB).

Finalmente, en la Figura 4-14 se proporciona la misma comparativa para un traspaso *hard* basado en el modelo pesimista descrito en 4.5.1 y para traspasos *soft* con combinación EGC. En caso de traspasos *hard* de 3-6dB, podemos observar como el deterioro de capacidad se sitúa ahora en torno a valores extremos de 17-50% respectivamente. No obstante, dichos valores todavía son mejores que el 53% obtenido mediante la formulación en [Viterbi94] y, realmente, corresponden a situaciones de operación bastante pesimistas en cuanto al traspaso *hard* ya que suponen que el terminal siempre está conectado a la peor estación de base de entre las candidatas. En el caso de combinación EGC, podemos observar el efecto de saturación comentado anteriormente a partir de los valores medios para

márgenes entorno a 6-9dB. El incremento máximo resultante se sitúa entorno al 30%, valor 10 puntos inferior a la mejora conseguida en caso de utilizar combinación MRC bajo las mismas condiciones.

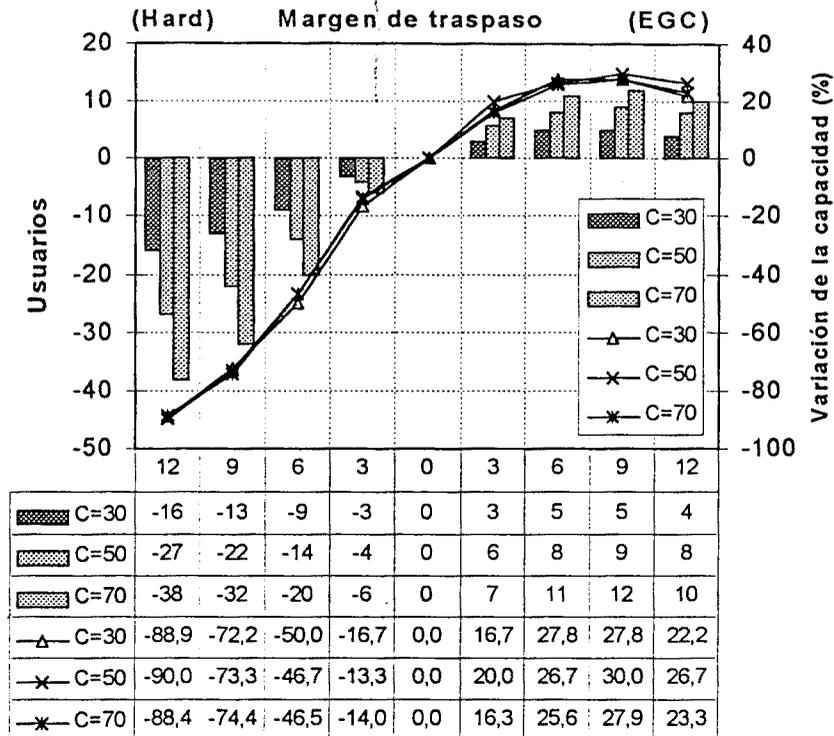


Figura 4-14. Efecto del tipo de traspaso en la capacidad del sistema.

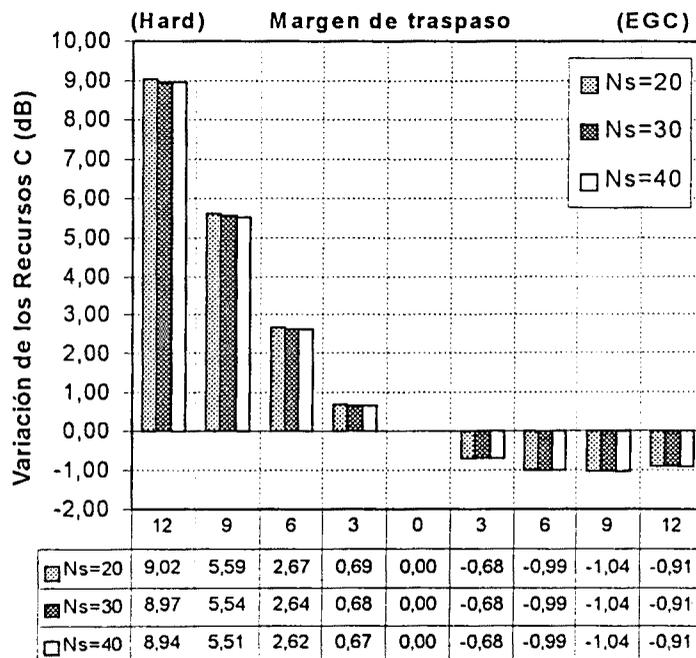


Figura 4-15. Efecto del tipo de traspaso en los recursos necesarios C (dB).

En la Figura 4-15 se representa la variación del número de recursos C en dB. En estos casos, para traspasos *hard* con 3-6dB de margen de histéresis, sería necesario un incremento de C del orden de 0.7-2.6 dB respectivamente, mientras que la máxima mejora introducida por el uso de técnicas EGC estaría en torno a 1dB.

4.7. Análisis de la influencia de la macrodiversidad en el enlace descendente.

4.7.1. Planteamiento del problema

El escenario considerado para el estudio comparativo de las prestaciones de las diferentes estrategias de ejecución del traspaso para el enlace descendente es igual al descrito en el análisis del enlace ascendente [Ferrus99a]. El valor de la relación señal a ruido para un terminal móvil i conectado a través de la estación de base BS_j en un sistema celular con K celdas se puede formular mediante

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_i = G_p \frac{\beta_j \phi_j^i S_j^i}{\sum_{t=1}^K S_t^i - \beta_j \phi_j^i S_j^i + \eta} \quad (4-40)$$

siendo β_j la proporción de potencia de la portadora S_j destinada a transmitir la información de los usuarios, ϕ_j^i el porcentaje de dicha potencia asignada al usuario MS_i , G_p la ganancia de procesado y η la potencia de ruido térmico. En el enlace descendente puede hacerse uso de secuencias ortogonales para los diferentes usuarios conectados a través de una estación de base. Una forma de modelar las propiedades de ortogonalidad entre usuarios del mismo enlace consiste en la introducción de un parámetro δ para determinar el porcentaje de la potencia total recibida de la estación de base que debe considerarse en el cómputo de la relación E_b/N_o . Los valores extremo de δ serían 0 y 1 y se corresponderían al caso de secuencias no ortogonales y condiciones de ortogonalidad perfectas respectivamente. De esta forma, una formulación más general de la ecuación (4-40) sería

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_i = G_p \frac{\beta_j \phi_j^i S_j^i}{\sum_{t=1}^K S_t^i - \delta \cdot S_j^i + \eta} \quad (4-41)$$

En el caso de suponer tráfico homogéneo, si no existe control de potencia en el enlace descendente, el porcentaje de ϕ_j^i será igual para todos los usuarios servidos por la misma estación de base y de valor igual al inverso del número de usuarios soportado. Esta situación hace que los usuarios con peores condiciones de propagación experimenten relaciones E_b/N_o , bajas repercutiendo decisivamente en la capacidad del sistema. En el caso de existir control de potencia, el porcentaje ϕ_j^i se adapta en función de la expresión (4-41) para conseguir un punto de operación donde se cumple

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_i \geq \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{i,required} \quad (4-42)$$

En la sección 4.7.3 se expone un análisis para un sistema sin control de potencia en el enlace descendente, mientras que la sección 4.7.4 se dedica al estudio de un enlace descendente con control de potencia. Para cada caso se identifican los parámetros relevantes y se expone su metodología de cálculo, en función del mecanismo de traspaso considerado. La caracterización del enlace, en el caso de no existir control de potencia, se realiza en función de la obtención de la interferencia experimentada en las diferentes ubicaciones del área de cobertura y del número de conexiones simultáneas por cada terminal. En el caso de utilizar control de potencia, la metodología empleada es análoga a la descrita en el enlace ascendente pero, en lugar de utilizar la interferencia normalizada, se recurre a la potencia asignada por la estación de base de referencia.

4.7.2. Consideraciones sobre el control de potencia en el enlace descendente

El diseño del enlace descendente en un sistema celular CDMA no se considera tan crítico como el acceso a través del enlace ascendente. Las razones esgrimidas básicamente pueden resumirse en dos puntos:

- No es estrictamente necesario utilizar control de potencia en el enlace descendente, a diferencia del enlace ascendente donde resulta indispensable en un sistema CDMA asíncrono.
- La gestión de acceso al medio no necesita de mecanismos de contención como en el enlace ascendente, y por tanto, la eficiencia en la utilización de los recursos dedicados puede ser muy elevada.

Sin embargo, la optimización del enlace descendente se convierte en un aspecto crítico cuando se piensa en la gran asimetría entre el volumen de información en ambos enlaces característica de muchos de los servicios planteados para los sistemas de tercera generación.

Un planteamiento sencillo pero ilustrativo de la influencia del control de potencia en la capacidad del enlace descendente podemos encontrarlo en [Lee82]. Supongamos un sistema celular como el representado en la Figura 4-16.

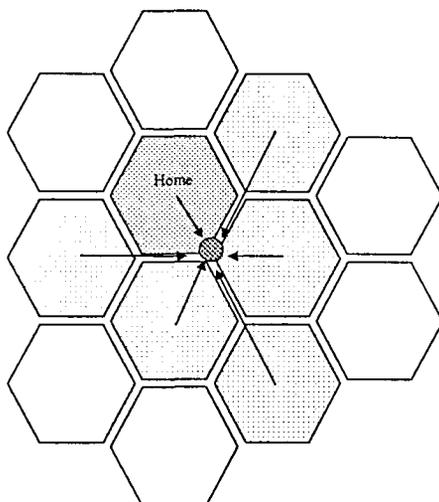


Figura 4-16. Ejemplo ilustrativo de la influencia del control de potencia en el enlace descendente.

El nivel de interferencia ocasionado por las nueve estaciones de base más cercanas en el punto señalado en la Figura 4-16 puede aproximarse mediante la expresión

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = \frac{\alpha R^{-\mu}}{\alpha(M-1)R^{-\mu} + \alpha 2MR^{-\mu} + \alpha 3M(2R)^{-\mu} + \alpha 6M(2.633R)^{-\mu}} = \frac{1}{3.3123M-1} \quad (4-43)$$

donde únicamente se consideran las pérdidas de propagación. Suponiendo un ancho de banda de 1.25Mhz, velocidad de transmisión de 8kbits/s y una relación E_b/N_0 mínima necesaria de 7dB, el número máximo de usuarios soportados es de $M=9$. Para hacernos una idea de lo que supone el valor de $M=9$, pensemos en el caso de una estación de base aislada y sigamos manteniendo la hipótesis de que el sistema está limitado por interferencias. En este caso el número máximo de usuarios viene determinado por

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = \frac{\alpha R^{-\mu}}{\alpha(M-1)R^{-\mu}} = \frac{1}{M-1} \quad (4-44)$$

de forma que M es igual a 30 con los anteriores parámetros. Vemos, por tanto, una reducción del 70% en capacidad que debe ser mitigada por el control de potencia en el canal de bajada. Para una asignación de potencia que dependiera del cuadrado de la distancia, se demuestra que la relación potencia útil a interferente ahora obtenida para un terminal ubicado en el extremo de una celda es

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = \frac{P_R}{P_R \left[(M-1)/2 + 2M + 3(M/2)(2)^{-\mu} + \alpha 6(M/2)(2.633)^{-\mu} \right]} \approx \frac{1}{1.656M} \quad (4-45)$$

Por tanto, la capacidad del sistema es de $M=18$ para los parámetros considerados anteriormente donde se constata un aumento del 50% respecto al caso de no utilizar un control de potencia.

4.7.3. Enlace descendente sin control de potencia

4.7.3.1. Traspasos *hard* y *soft* con combinación por selección.

Es importante remarcar en este punto que, la referencia a mecanismos *soft* con combinación por selección en el enlace descendente de un sistema CDMA, se utiliza para determinar las prestaciones teóricas óptimas de un traspaso *hard* con margen de histéresis nulo, sin tener en cuenta repercusiones adicionales. En cualquier caso, el planteamiento común a ambos mecanismos, *hard* y *soft* SC, consiste en considerar una única estación de base en el *Active Set*.

Las prestaciones de los diferentes usuarios vendrán determinadas por el nivel de interferencia y por las condiciones de propagación experimentadas en función de su ubicación dentro de la zona de servicio del sistema. Si denominamos M el número de conexiones activas en la estación de base donde se encuentra el terminal i , la relación E_b/N_o para dicho terminal se obtiene directamente de (4-41) como

$$\left(\frac{E_b}{N_o} \right)_i = \frac{G_p}{M} \frac{\beta_j S_j^i}{\sum_{t=1}^K S_t^i - \delta \cdot S_j + \eta} \quad (4-46)$$

El comportamiento de la relación E_b/N_o puede analizarse mediante la caracterización estadística del término correspondiente a la interferencia normalizada I , definida en este caso como

$$I(x, y) = \frac{\sum_{t=1}^K S_t^i - \delta \cdot S_j + \eta}{S_j} = (1 - \delta) + \frac{\eta}{S_j} + \sum_{\substack{t=1 \\ t \neq j}}^K \frac{S_t^i}{S_j^i} \quad (4-47)$$

A diferencia de la interferencia normalizada definida para el enlace ascendente, podemos observar la dependencia de la caracterización de $I(x,y)$ en función de la ubicación. Otro aspecto importante a destacar es que, las hipótesis del teorema central del límite no son aplicables en este caso para caracterizar la variable I mediante una distribución de Gauss, porque el número de términos que contribuyen en el cómputo de la interferencia total es bastante reducido, dependiente en gran medida de la ubicación del terminal.

La formulación para calcular la capacidad de un sistema celular podemos plantearla mediante

$$\gamma \cdot I(x, y) \leq \frac{G_p}{N_s \cdot \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{req}} \equiv \frac{C}{N_s} \quad (4-48)$$

donde C modela los recursos disponibles y la variable aleatoria γ representa el número de usuarios por estación de base normalizado al número medio de usuarios por celda según

$$\gamma = \frac{M}{N_s} \quad (4-49)$$

Las variables $I(x,y)$ y γ únicamente dependen del entorno de propagación y del mecanismo de traspaso utilizado. Por tanto, caracterizando ambas variables los resultados pueden extrapolarse fácilmente para diferentes configuraciones del sistema (C, N_s).

Conociendo las estadísticas de $I(x,y)$ y γ podemos calcular la probabilidad de desbordamiento como

$$p_{out} = \text{Pr ob} \left(\gamma \cdot I(x, y) > \frac{C}{N_s} \right) \quad (4-50)$$

4.7.3.2. Traspaso *Soft* con combinación MRC

En el caso de utilizar macrodiversidad con detección coherente en el terminal móvil, la relación E_b/N_o resultante puede calcularse como la suma de las relaciones E_b/N_o obtenidas en las diferentes ramas del combinador MRC [Jakes74]. De esta forma se cumple

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{i, total} = \sum_{j=1}^{m_j} \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{i, j} = G_p \sum_{j=1}^{m_j} \frac{\beta_j \frac{1}{M_j} S_j^i}{\sum_{t=1}^K S_t^i - \delta \cdot S_j^i + \eta} \quad (4-51)$$

donde m_j es el número de estaciones de base en situación de macrodiversidad y M_j el número de usuarios en cada estación de base perteneciente al *Active Set* y cuyo valor dependerá del margen Δ_{SHO} considerado.

A partir de la ecuación (4-51) puede obtenerse una expresión análoga a (4-48) para evaluar la capacidad del enlace descendente de forma que se cumple

$$\left(\sum_{j=1}^{m_j} \frac{1}{\gamma_j \cdot I_j(x, y)} \right)^{-1} = \left(\sum_{j=1}^{m_j} \frac{N_s}{M_j} \frac{S_j^i}{\sum_{i=1}^K S_i^i + \delta \cdot S_j^i + \eta} \right)^{-1} \leq \frac{G_p \beta}{N_s \frac{E_b}{N_o}} = \frac{C}{N_s} \quad (4-52)$$

donde el subíndice j en la interferencia normalizada indica que la expresión (4-47) debe obtenerse en la posición (x, y) asumiendo que el móvil únicamente puede estar conectado a BS_j . Para la obtención de la probabilidad de desbordamiento podemos utilizar la expresión

$$p_{outage} = \max \left(\text{Pr ob} \left(\left(\sum_{j=1}^{m_j} \frac{1}{\gamma_j I_j(x, y)} \right)^{-1} > \frac{C}{N_s} \right); \text{ Para todo } x, y \right) \quad (4-53)$$

4.7.3.3. Metodologías de cálculo.

Las prestaciones del enlace descendente sin control de potencia pueden caracterizarse mediante el conocimiento de las estadísticas de las variables γ e $I(x, y)$ tal como se han definido en (4-48) y (4-52). Para ello, primero se proporciona un método analítico para calcular el valor medio de $I(x, y)$ en el caso de traspasos *hard* con margen de histéresis. El procedimiento se compara con el procedimiento descrito en [Steele98] para la obtención del número medio de usuarios en el enlace descendente. Análogamente al trabajo expuesto en [Steele98], para evaluar el valor de la interferencia se han considerado dos trayectorias de referencia, A y B, tal como se ilustra en la Figura 4-17.

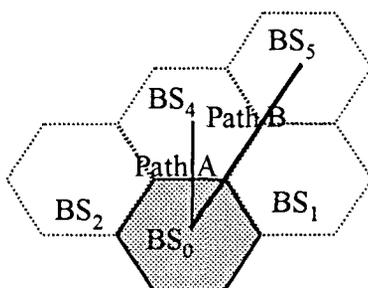


Figura 4-17. Trayectorias definidas para la evaluación de las prestaciones del enlace descendente sin control de potencia.

Posteriormente, a fin de obtener la caracterización estadística de primer orden de los parámetros I e γ para todos los esquemas de traspaso considerados, se describe la metodología basada en simulaciones de Monte Carlo que hemos utilizado para la obtención de los resultados expuestos en la sección 4.7.3.4.

4.7.3.3.1 Cálculo analítico de valores medios.

En un sistema con traspasos del tipo *hard handover*, únicamente una estación de base asignará potencia al terminal móvil. El número medio de usuarios puede aproximarse a partir de (4-48) mediante

$$N_s \approx \frac{G_p \beta}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{req}} \cdot \frac{1}{E[I(x_o, y_o)]} = \frac{C}{E[I(x_o, y_o)]} \quad (4-54)$$

donde las coordenadas (x_o, y_o) representan el punto de mayor interferencia cuya ubicación depende de la profundidad de los desvanecimientos y del margen de histéresis utilizado en el traspaso. El parámetro utilizado para evaluar la capacidad del sistema es el número de recursos por usuario C/N_s . En las tablas presentadas a continuación se proporcionan los valores de C/N_s , obtenidos mediante diferentes métodos que hemos denominado:

- Método propuesto. En el Anexo III se detalla la formulación necesaria para calcular el valor medio de la interferencia $I(x,y)$ para traspasos *hard* con margen de histéresis. El criterio utilizado para la asignación de estación de base prioriza la más cercana en distancia, siempre que ninguna vecina exceda su potencia en Δ_{HHO} dB.
- Método Steele. Formulación utilizada en [Steele98] para el cálculo de la interferencia normalizada tal como también se detalla en el Anexo III.
- Simulación A. Resultados obtenidos por simulación asumiendo el criterio de asignación de estación de base que prioriza la celda más cercana, tal como se supone en el método analítico propuesto.
- Simulación B. Resultados obtenidos por simulación utilizando el criterio de asignación únicamente basado en criterios de potencia, acorde al detallado en la sección 4.3.1.

Adicionalmente se incluye una metodología basada en una simplificación del método propuesto:

- Método simplificado. Si el terminal móvil siempre está conectado a la estación de base más cercana, a costa de tolerar una interferencia en exceso de las estaciones de base vecinas para tener en cuenta el efecto del margen de histéresis, siguiendo el mismo procedimiento desarrollado en el Anexo III, podemos plantear la interferencia normalizada en un punto (x,y) mediante

$$E[I(x, y)] \approx (1 - \delta) + \frac{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^K \left[\frac{r_m(x, y)}{r_i(x, y)} \right]^\mu E \left[10^{\frac{\zeta_m - \zeta_i}{10}} \cdot \chi_m \right]}{\text{Prob}(\chi_m)} \quad (4-55)$$

donde la variable χ_m indica los casos en que la potencia recibida de la estación de base más cercana es como mínimo mayor que cualquiera de las estaciones de base candidatas menos el margen de histéresis Δ_{HHO} . El término de la esperanza vendrá dado por

$$E \left[10^{\frac{\zeta_m - \zeta_i}{10}} \cdot \chi_m \right] = e^{(b\beta\sigma)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q \left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_m - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma} \right) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, i}}^K Q \left(x + \beta\sigma + \frac{M_m - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma} \right) \cdot dx \quad (4-56)$$

y la probabilidad

$$\text{Prob}(\chi_m) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^K Q \left(x + \frac{M_m - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma} \right) \cdot dx \quad (4-57)$$

donde el subíndice j indica la estación de base a la cual se encuentra conectado el terminal ubicado en la posición (x, y) .

Los resultados presentados en la Tabla 4-7 y la Tabla 4-8 corresponden a condiciones de propagación caracterizadas por $\mu=4$, profundidad de los desvanecimientos de $\sigma=8$ dB y caminos de propagación correlados mediante $\rho=0.5$. El factor de ortogonalidad se ha considerado igual a $\delta=0.5$.

Tabla 4-7. Recursos por usuario (C/N_s) necesarios en la trayectoria A (véase Figura 4-17).

Δ_{HHO}	M. propuesto	M. simplificado	Método Steele	Simulación A	Simulación B
0	1,87	1,85	1,88	1,87	1,86
3	2,06	2,25	1,88	2,07	2,07
6	2,55	2,74	1,88	2,57	2,79
9	3,15	3,26	1,88	3,14	4,25

Tabla 4-8. Recursos por usuario (C/N_s) necesarios en la trayectoria B (véase Figura 4-17).

Δ_{HHO}	M. propuesto	M simplificado	Método Steele	Simulación A	Simulación B
0	2,12	2,10	2,14	2,12	2,13
3	2,36	2,73	2,14	2,37	2,44
6	3,13	3,55	2,14	3,14	3,35
9	4,20	4,47	2,14	4,18	4,82

El punto crítico que determina las prestaciones del sistema se encuentra en la trayectoria B y, tal como se detalla en la sección de resultados, dicho punto está ubicado en la zona de intersección entre las tres celdas para condiciones de propagación típicas de $\mu=4$ y $\sigma=8$ dB. Los resultados obtenidos con el *Método propuesto* se ajustan perfectamente a los obtenidos mediante la *Simulación A*. No obstante, dichos resultados conducen a estimaciones ligeramente optimistas de la capacidad para márgenes de histéresis superiores a 6 dB, tal como se deduce de su comparación con los valores obtenidos mediante la *Simulación B*. El *Método Simplificado* proporciona valores próximos al *Método Propuesto* por lo que, bajo estas condiciones de propagación, puede resultar adecuado para realizar una estimación de la capacidad. El *Método Steel* no tiene en cuenta el efecto del margen de histéresis y los resultados obtenidos coinciden con la hipotética situación de considerar un margen de traspaso *hard* con margen de histéresis nulo.

En la Tabla 4-9 se detalla el número de usuarios N_s en el caso de considerar una ganancia de procesamiento de 128 y una relación E_b/N_o de 7dB. Nótese que los valores proporcionados corresponden al número de usuarios simultáneos y por tanto, no se considera el efecto del factor de actividad.

Tabla 4-9. Número de usuarios para $G_p=128$, $E_b/N_o=7$ dB.

Δ_{HHO}	M. propuesto	M simplificado	Método Steele	Simulación A	Simulación B
0	12,05	12,17	11,94	12,05	11,99
3	10,83	9,36	11,94	10,78	10,47
6	8,16	7,20	11,94	8,14	7,63
9	6,08	5,72	11,94	6,11	5,30

En el desarrollo del *método propuesto*, *simplificado* y en la *Simulación A*, se ha considerado un número de celdas candidatas igual a $N_c=3$. En la siguiente tabla se puede constatar que dicho valor no impone ninguna restricción adicional, ya que los resultados obtenidos son prácticamente iguales que

en el caso de utilizar $N_c=4$. En cambio, $N_c=2$ conduce a situaciones pesimistas debido a la reducción del efecto de la diversidad macroscópica.

Tabla 4-10. Dependencia con el número de celdas candidatas N_c .

Δ_{HHO}	Método Propuesto			Método Simplificado			Simulación A		
	$N_c=2$	$N_c=3$	$N_c=4$	$N_c=2$	$N_c=3$	$N_c=4$	$N_c=2$	$N_c=3$	$N_c=4$
0	2,97	2,12	2,11	2,11	2,10	2,10	2,96	2,12	2,12
3	3,27	2,36	2,36	2,76	2,73	2,73	3,26	2,37	2,37
6	4,04	3,13	3,13	3,60	3,55	3,55	4,06	3,14	3,09
9	4,91	4,20	4,20	4,53	4,47	4,47	4,84	4,18	4,15

4.7.3.3.2 Simulaciones de Monte Carlo

Suponiendo el sistema limitado por interferencias y despreciando el término dependiente del ruido térmico, la caracterización de la interferencia normalizada $I(x,y)$, definida en (4-47), podría llevarse a cabo mediante procedimientos de estimación de la media y varianza de una suma de componentes lognormales. No obstante, existen ciertas restricciones sobre el valor que pueden tomar los cocientes S_i/S_j que posiblemente dificultaría ostensiblemente el cálculo. Concretamente, las restricciones vienen impuestas por el criterio de selección de celda considerado.

Recurriendo a simulaciones de Monte Carlo es posible abordar la obtención de las estadísticas correspondientes a γ y a la interferencia normalizada $I(x,y)$. Para el cálculo de γ se ha considerado un escenario macrocelular de $K=37$ celdas como el detallado en el Anexo I para el enlace ascendente. Considerando una distribución uniforme de N_s usuarios por celda, se ha calculado el número de estaciones de base pertenecientes al *Active Set* de cada terminal de acuerdo a los criterios de asignación detallados en la sección 4.5.1. El cálculo de $I(x,y)$ se ha realizado independientemente para diferentes ubicaciones dentro de la zona de cobertura, para un único usuario de referencia. Dicha aproximación resulta viable al no existir control de potencia, de forma que las prestaciones del sistema vendrán determinadas por la zona con peores condiciones dentro del área de servicio. Finalmente, ambos resultados se han conjuntado, acorde a las ecuaciones (4-48) y (4-52), para obtener la relación entre el número de usuarios soportados y los recursos disponibles, asegurando una cierta probabilidad de desbordamiento P_{out} .

4.7.3.4. Resultados

Los resultados aportados en la presente sección se han obtenido mediante simulaciones de Monte Carlo, tal como se detalla en el apartado anterior. El cálculo de la estadística del número de

conexiones activas por usuario γ y la interferencia normalizada $I(x,y)$ se han calculado independientemente.

4.7.3.4.1 Número de usuarios por estación de base normalizado respecto al número de usuarios por celda γ .

En la Figura 4-18 se representa el valor medio y la desviación típica del parámetro γ para diferentes condiciones de propagación. Los resultados corresponden a un número máximo de estaciones de base $L=3$ en el *Active Set*. En el caso de considerar un margen de traspaso *soft* de 0 dB, el *Active Set* únicamente está formado por una estación de base. A medida que aumenta el margen Δ_{SHO} , el valor medio de γ aumenta hasta alcanzar valores entorno a 2.1 para márgenes de 12 dB.

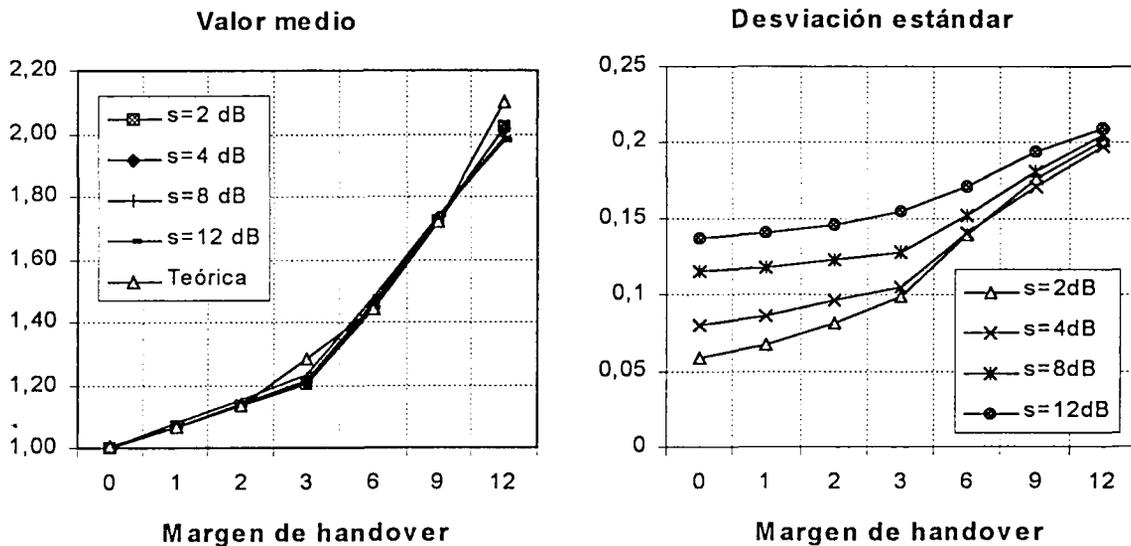


Figura 4-18. Dependencia de γ con el margen de *handover* Δ_{SHO} para diferentes profundidades de los desvanecimientos.

De los valores obtenidos podemos observar que la profundidad de los desvanecimientos apenas influye en el valor medio de γ . La razón estriba en que, aunque exista una mayor irregularidad en el área de cobertura de las celdas debido al efecto de sombras, en términos medios, el número de usuarios conectados a una estación de base se mantiene constante. De esta forma, es posible realizar una estimación del valor medio de γ únicamente con parámetros referentes a las pérdidas de propagación del entorno y al margen de traspaso. La valores correspondientes a la curva denominada *Teórica* en la Figura 4-18 se han obtenido mediante la siguiente expresión

$$\gamma \approx \sum_{i=1}^{L-1} i \cdot \text{Pr ob}(N = i) + L \cdot \text{Pr ob}(N \geq L) \quad (0-58)$$

donde el término $\text{Prob}(N=i)$ indica el porcentaje de ubicaciones donde existen i celdas candidatas, es decir, la diferencia de atenuación en los caminos de propagación es inferior al margen del traspaso considerado. Dicha probabilidades se representan en la Figura 4-19 en función del margen de potencia normalizado respecto a la pendiente de propagación. Dado un punto (x,y) se obtiene el número de estaciones de base que cumplen

$$10 \log_{10} \left(\frac{r_i}{r_j} \right) \leq \frac{\Delta_{SHO}}{\mu} \quad (0-59)$$

de forma que r_i es la distancia menor y r_j se obtiene para cada una de las restantes celdas.

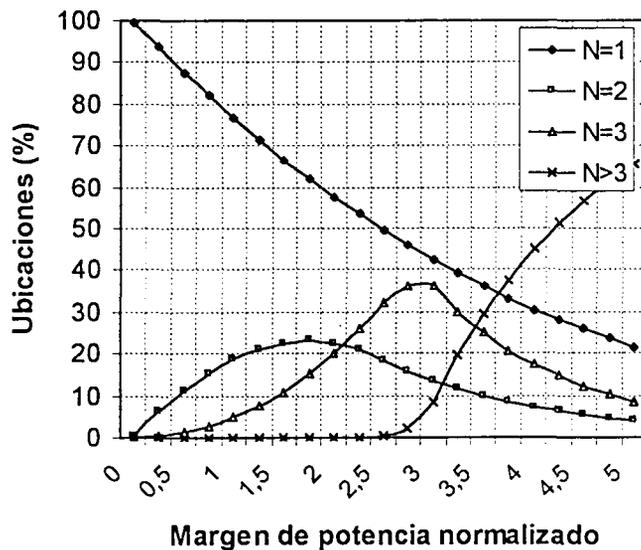


Figura 4-19. Porcentaje de ubicaciones donde se reciben $N=1,2,3$ o más estaciones de base.

Para un margen de potencias normalizado de 2 dB, correspondiente a 8 dB con $\mu=4$, un 20% de las ubicaciones disponen de 3 celdas candidatas, un 22% de 2 celdas y el 58% restante únicamente de 1 celda. Si aumentamos el margen a 12 dB, vemos que el número de ubicaciones con $N=3$ celdas es de 36%, superior al 13% con dos celdas. Además, existe un 8% donde sería posible combinar 4 o más celdas.

El número de estaciones de base L repercute directamente en el valor de γ . En la Figura 4-20 vemos el comportamiento para $L=2, 3$ y 4. En caso de trabajar con márgenes inferiores a 12 dB, como el número de ubicaciones donde se reciben más de 3 estaciones de base es reducido, la diferencia entre considerar $L=3$ o 4 es pequeña. En cambio, el paso de $L=2$ a 3 celdas produce un incremento notorio del valor medio de γ a partir de márgenes de 3 dB .

El valor γ también depende de la pendiente de propagación considerada en el área de servicio. A menor pendiente, el número de usuarios por estación de base se incrementa, debido básicamente al aumento del solapamiento entre celdas adyacentes que conduce a un incremento del número de ubicaciones donde se reciben varias estaciones de base como candidatas.

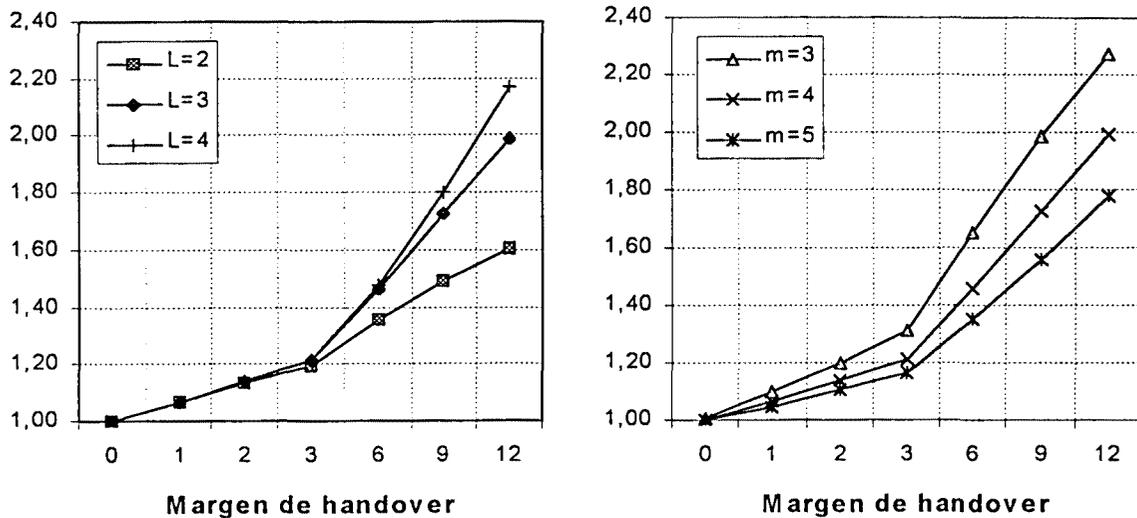


Figura 4-20. Dependencia de γ respecto al margen de *handover* en función de: a) Número de celdas máximo en el combinador ($\sigma=8$ dB, $\mu=4$); b) pendiente de propagación ($L=3$, $\sigma=8$ dB).

4.7.3.4.2 Interferencia normalizada.

Las prestaciones del sistema dependen de la ubicación de los terminales dentro del área de servicio. En el análisis realizado en [Steele98] se presupone que los puntos críticos, dentro de las trayectorias definidas en la Figura 4-17, se corresponden a las ubicaciones más alejadas de las estaciones de base donde los terminales móviles aún no pueden hacer uso de la macrodiversidad. De esta forma, en caso de permitirse únicamente traspasos del tipo *hard*, se consideran como puntos críticos los situados en los límites de la celda BS_0 . A partir de la realización de simulaciones de Monte Carlo en las trayectorias A y B, se puede observar que el supuesto de la ubicación de puntos críticos no se cumple, y depende exclusivamente de la profundidad considerada en los desvanecimientos. En la Figura 4-21 se representa el parámetro C/N_s , que garantiza una probabilidad de desbordamiento del 10%, tal como se ha formulado en (4-50) para ambas trayectorias, sin tener en cuenta el efecto de los desvanecimientos lentos, o equivalentemente, considerando $\sigma=0$ dB.

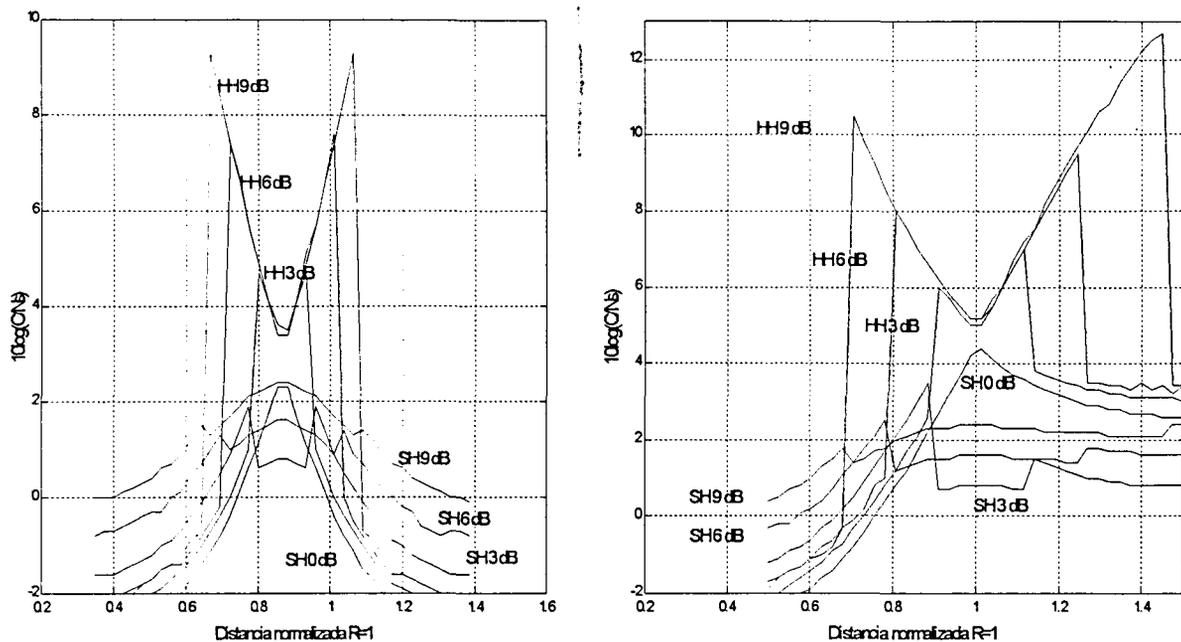


Figura 4-21. Ubicación del punto crítico según C/N_s para $P_{out}=10\%$ y $\sigma=0$ dB en función del margen de *handover*: a) Trayectoria A; b) Trayectoria B.

Podemos observar que, para traspasos del tipo *hard*, el punto crítico se aleja del centro de los recorridos y se sitúa exactamente donde la diferencia entre las pérdidas de propagación de ambas estaciones de base es igual al margen de traspaso considerado. Para los traspasos *soft* se produce un fenómeno similar, de forma que los móviles que condicionan las prestaciones del sistema son los situados en los puntos más alejados de las estaciones de base, donde todavía no se cumplen las condiciones para aplicar macrodiversidad. En este último caso sí que se cumple el supuesto mencionado en [Steele98]. Pero si consideramos el efecto de los desvanecimientos lentos se produce un desplazamiento de los puntos críticos hacia el punto de unión de tres celdas adyacentes, independientemente del mecanismo de traspaso considerado. En la Figura 4-22 se representa la situación correspondiente a $\sigma=4$ dB. Podemos observar que, para traspasos *hard* con elevado margen de histéresis, los puntos determinantes de la capacidad todavía se encuentran entre la intersección de las celdas BS_1 y BS_4 en la trayectoria B. En cambio, para traspasos *soft* prácticamente las condiciones peores se producen en el punto de unión de las tres celdas. En caso de considerarse desvanecimientos con 8 dB, véase Figura 4-23, el punto crítico converge para todos los mecanismos.

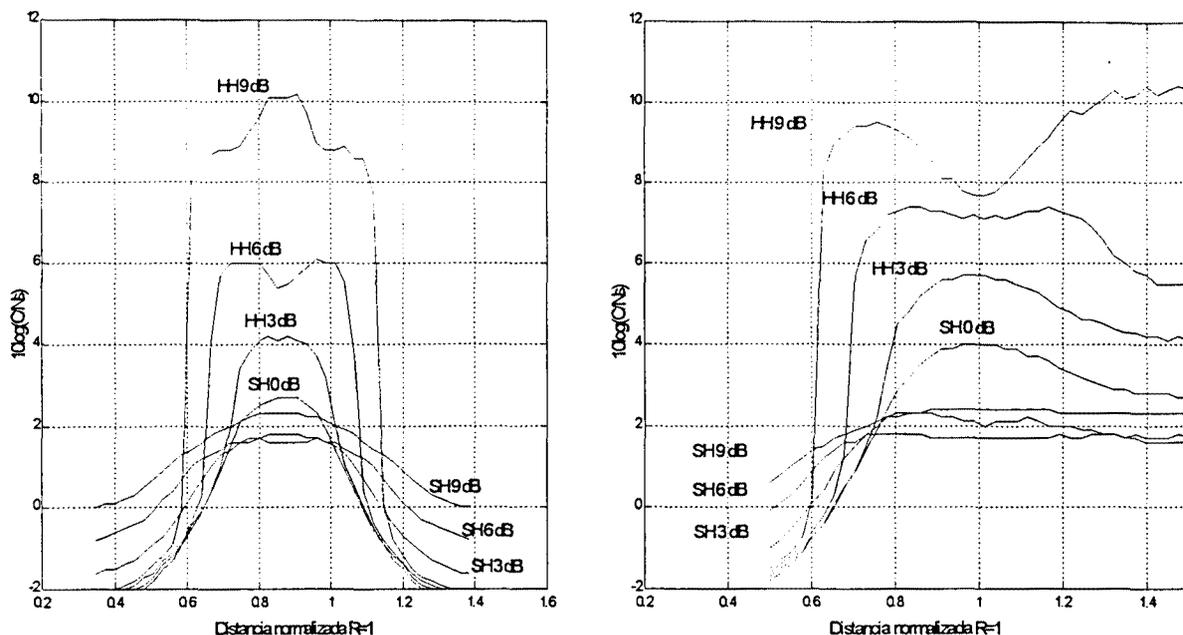


Figura 4-22. Ubicación del punto crítico según C/N_s , para $P_{out}=10\%$, $\sigma=4$ dB y $\rho=0.5$, en función del margen de *handover*: a) Trayectoria A; b) Trayectoria B.

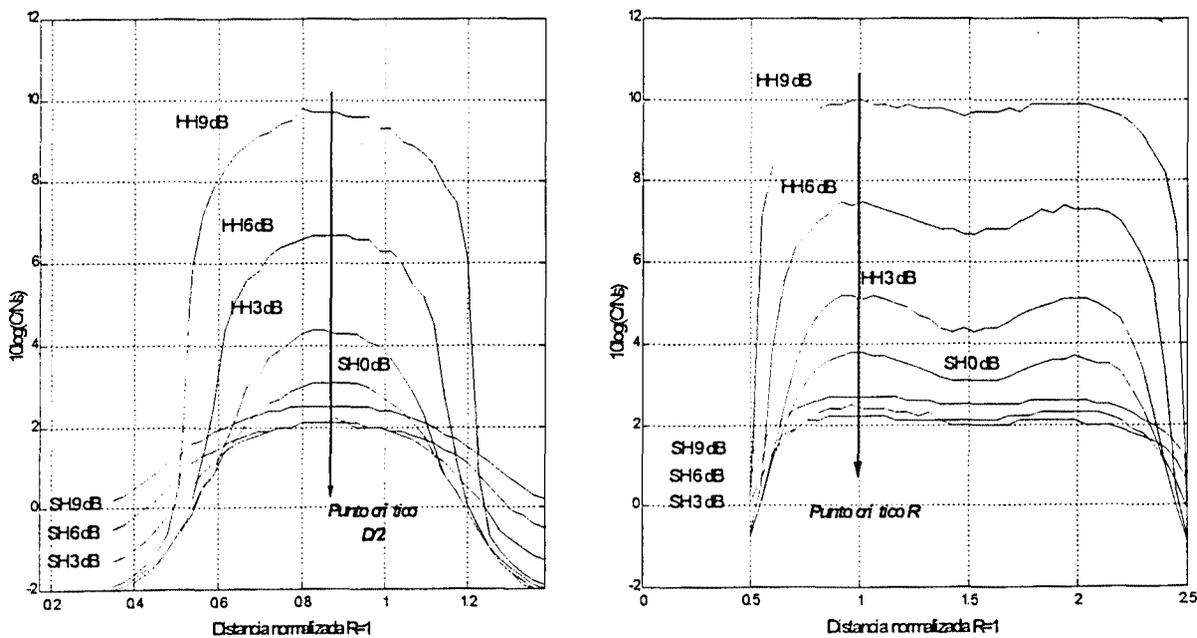


Figura 4-23. Ubicación del punto crítico según C/N_s , para $P_{out}=10\%$, $\sigma=8$ dB y $\rho=0.5$, en función del margen de *handover*: a) Trayectoria A; b) Trayectoria B.

Finalmente, en la Figura 4-24 y Figura 4-25 se representa una evolución gradual del parámetro C/N_s , dentro de las trayectorias A y B respectivamente, para diferentes márgenes de traspaso *hard* y *soft*.

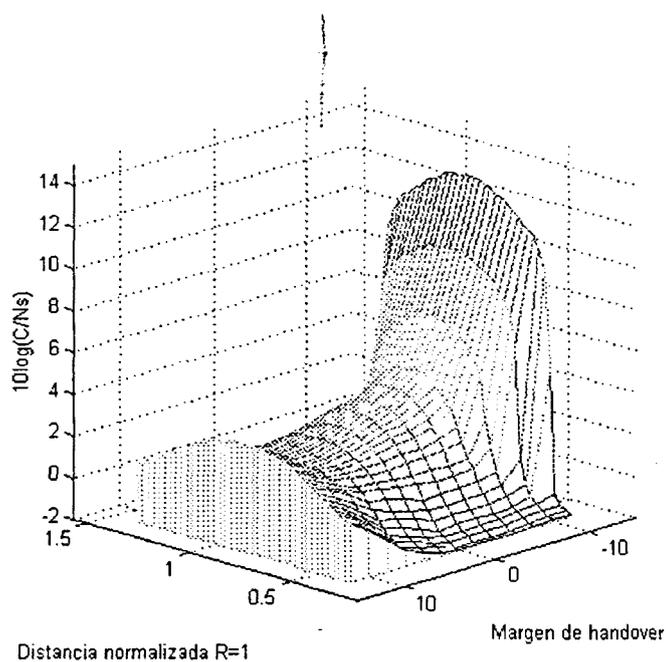


Figura 4-24. Valor de C/N_s para garantizar $P_{out} < 10\%$ en la trayectoria A. Desvanecimientos lentos caracterizados por $\sigma=8$ dB, $\rho=0.5$.

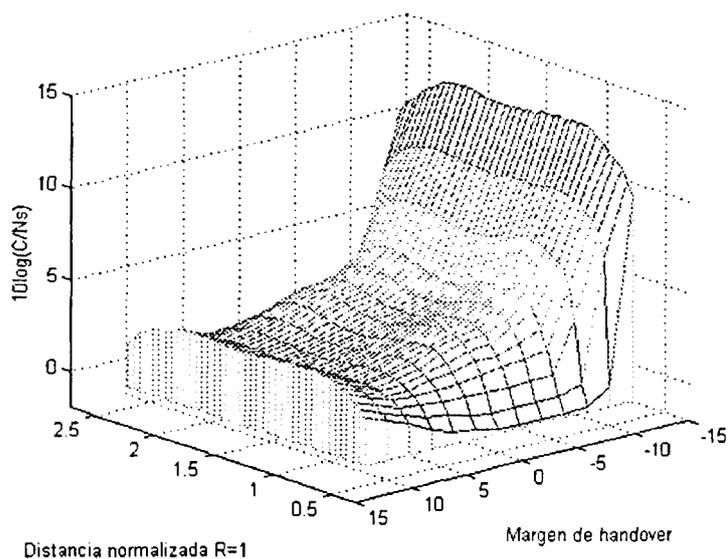


Figura 4-25. Valor de C/N_s para garantizar $P_{out} < 10\%$ en la trayectoria B. Desvanecimientos lentos caracterizados por $\sigma=8$ dB, $\rho=0.5$.

En las siguientes tablas se proporciona el valor mínimo de recursos por usuario C/N_s , necesario para garantizar una cierta probabilidad de desbordamiento P_{out} . La Tabla 4-11 corresponde a mecanismos de traspaso *hard* y la Tabla 4-12 a traspasos *soft*. Ambos esquemas se han evaluado para diferentes condiciones de ortogonalidad. La profundidad de los desvanecimientos viene dada por $\sigma=8$ dB y $\rho=0.5$.

Tabla 4-11. Recursos por usuario C/N_s (dB) para garantizar P_{out} para traspasos *hard*.

Δ_{SHO}	$\delta=0.0$				$\delta=0.5$				$\delta=1.0$			
	Aleatorio		Pesimista		Aleatorio		Pesimista		Aleatorio		Pesimista	
	5%	10%	5%	10%	5%	10%	5%	10%	5%	10%	5%	10%
0 dB	5,1	4,6	5,1	4,6	4,2	3,7	4,2	3,7	3,3	2,7	3,3	2,7
1 dB	5,3	4,8	5,4	4,9	4,5	4	4,8	4,2	3,8	3	4	3,3
2 dB	5,8	5,2	6,2	5,7	5,1	4,5	5,6	5,1	4,4	3,7	5	4,4
3 dB	6,4	5,8	7	6,5	5,9	5,3	6,6	6	5,3	4,5	6,1	5,4
6 dB	8,6	7,8	9,7	9	8,2	7,5	9,4	8,7	7,9	7,1	9,1	8,4
9 dB	11,3	10,2	12,8	12	11,3	10,2	12,8	11,9	11	9,8	12,6	11,8
12 dB	14,7	13,6	16,1	15,4	14,6	13,4	16,1	15,4	14,7	13,4	16	15,3

Tabla 4-12. Recursos por usuario C/N_s (dB) para garantizar P_{out} para traspasos *soft*.

Δ_{SHO}	$\delta=0.0$		$\delta=0.5$		$\delta=1.0$	
	5%	10%	5%	10%	5%	10%
0 dB	5,1	4,6	4,2	3,7	3,3	2,7
1 dB	4,7	4,3	3,8	3,3	2,6	2
2 dB	4,4	4	3,3	2,9	2	1,4
3 dB	4,1	3,7	3	2,5	1,5	1
6 dB	3,6	3,4	2,5	2,2	1,5	1,1
9 dB	3,8	3,6	3	2,7	2,2	1,8
12 dB	4,3	4,1	3,6	3,3	2,8	2,4

Las casillas sombreadas corresponden a la configuración de traspaso que proporciona mejores prestaciones en términos de capacidad. Independientemente de las características de ortogonalidad, podemos observar que el mínimo valor C/N_s se consigue con traspasos *soft* con márgenes de combinación en torno a 3-6 dB. Comparando estos resultados con los obtenidos mediante el cálculo

analítico de valores medios, vemos que el valor medio únicamente proporciona estimaciones similares para márgenes inferiores a 3 dB. En el caso de utilizar márgenes superiores las diferencias se acentúan debido al efecto de la desviación no apuntada en el cálculo de valores medios. En la Figura 4-26 se representa el incremento de recursos por usuario respecto al mecanismo de traspaso óptimo en cada caso para garantizar $P_{out}=10\%$. En caso de traspasos *hard* con márgenes de histéresis de 3-6 dB, la pérdida respecto a un esquema MRC con $\Delta_{SHO}=6$ dB se sitúa en torno a 3.1-5.3 dB respectivamente. Dicha diferencia se debe básicamente a la forma de compensar el efecto de los desvanecimientos lentos en ambos esquemas. En caso de traspasos *hard* sin control de potencia, el efecto de los desvanecimientos lentos debe compensarse con un aumento del margen de protección, disminuyendo por tanto la eficiencia del sistema. En cambio, en caso de traspasos *soft*, el margen de protección también necesario es bastante menor debido a la ganancia estadística introducida por el uso de la macrodiversidad. Por otro lado, márgenes *soft* superiores a 9 dB conducen a pérdidas de capacidad debido a la asignación ineficiente de recursos.

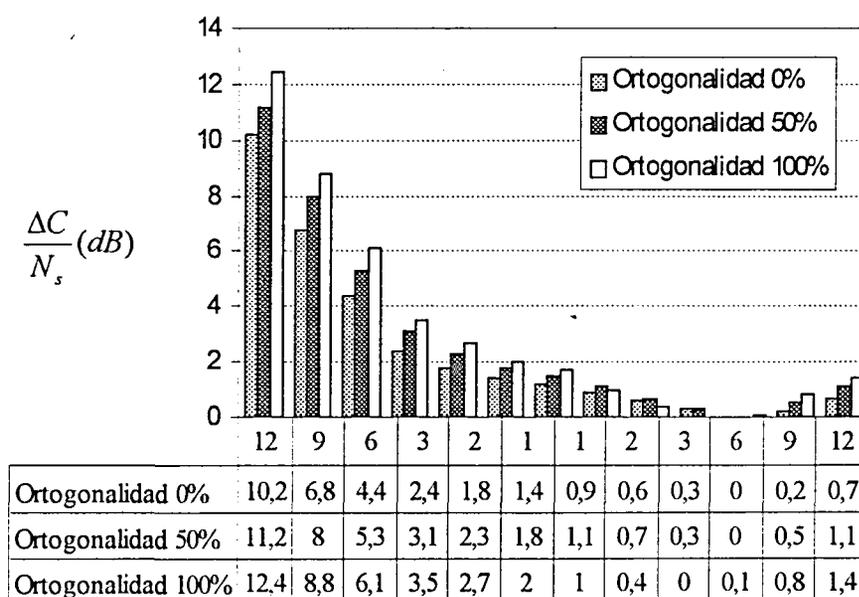


Figura 4-26. Incremento de recursos necesario para diferentes esquemas de traspaso respecto al valor óptimo.

Finalmente, en las siguientes figuras se proporciona la sensibilidad del parámetro C/N_s obtenido en función de la profundidad de los desvanecimientos y del número máximo de celdas permitidas en el *Active Set*. De la Figura 4-27 podemos observar como el número de recursos por usuario aumenta conforme aumenta la desviación de los desvanecimientos. Sin embargo, la ubicación del punto de operación óptimo se mantiene alrededor de los 6dB. De la Figura 4-28 se observa que el sistema

mejora considerablemente en el caso de utilizar $L=3$ en vez de $L=2$. En cambio, el aumento de $L=3$ a $L=4$ proporciona prácticamente las mismas prestaciones.

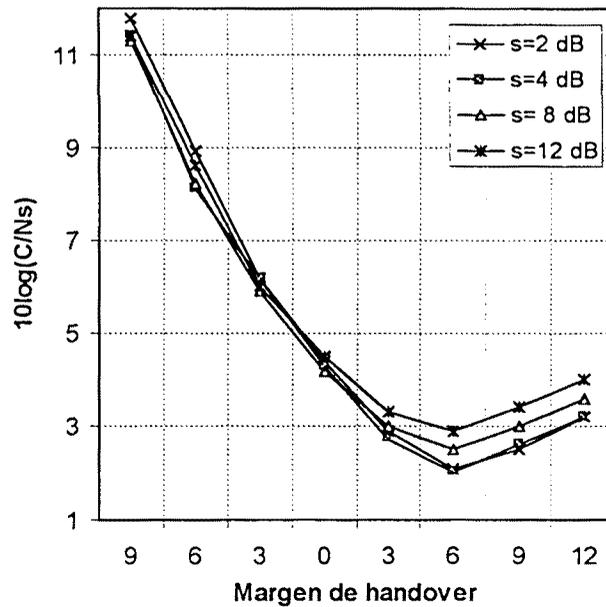


Figura 4-27. Variación del parámetro C/N_s para $P_{out} < 5\%$ en función del margen de traspaso *hard* y *soft* para diferentes condiciones de propagación.

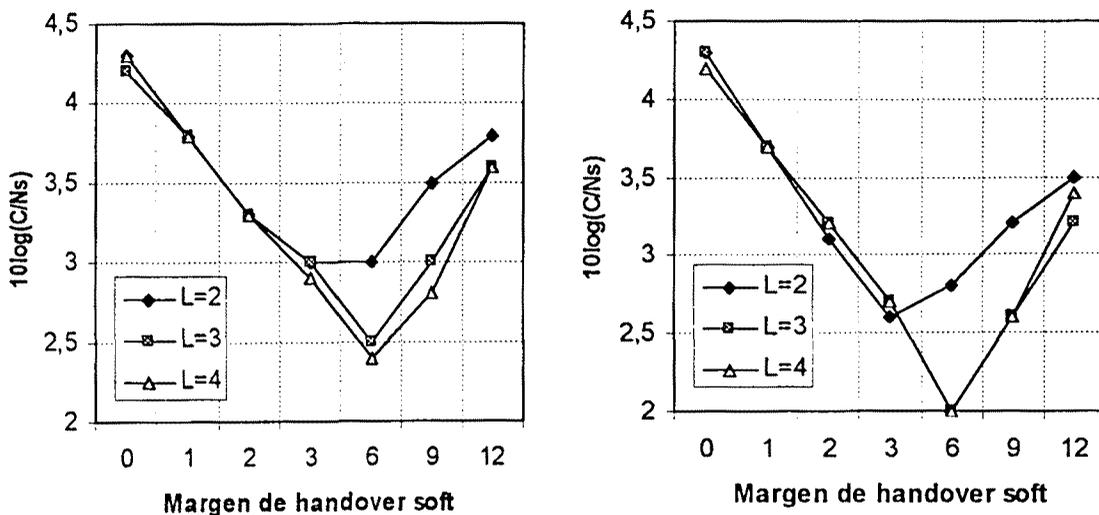


Figura 4-28. Variación del parámetro C/N_s para $P_{out} < 5\%$ en función del margen de traspaso *soft* y del número de celdas máximo en macrodiversidad: a) Desvanecimientos con $\sigma=4$ dB; b) Desvanecimientos con $\sigma=8$ dB.

4.7.4. Enlace descendente con control de potencia

4.7.4.1. *Hard handover* y combinación por selección

El control de potencia tiene como misión asignar a cada usuario la mínima potencia necesaria para que se cumpla el criterio de calidad determinado por la ecuación (4-42). Directamente a partir de la ecuación (4-41), obtenemos que el mínimo porcentaje de potencia ϕ_j^i que debe asignar la estación de base BS_j al terminal MS_i viene dado por

$$\phi_j^i \geq \frac{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{i,req} \sum_{t=1}^K S_t^i - \delta \cdot S_j^i + \eta}{\beta_j G_p S_j^i} \quad (4-60)$$

A diferencia del caso anterior, cuando se aplica control de potencia, las condiciones de operación de los diferentes móviles tienden a independizarse de su ubicación, si no existe ninguna limitación adicional. Por tanto, la capacidad del sistema no vendrá fijada directamente por las condiciones de interferencia de los móviles situados en los límites de las zonas de cobertura, tal como ocurría en el sistema sin control de potencia. Para evaluar las prestaciones utilizaremos un parámetro relacionado con la suma de las diferentes asignaciones de potencia que realiza una estación base, que en ningún caso superará la unidad. Así pues, si denominamos M al número de conexiones soportadas en la estación de base de referencia, se cumple la restricción

$$\sum_{i=1}^M \phi^i \leq 1 \quad (4-61)$$

Sustituyendo (4-60) en (4-61) definimos el parámetro Φ , que representa la asignación de potencia normalizada, como

$$\Phi \equiv \frac{\beta G_p}{\left[\frac{E_b}{N_o}\right]_{req}} \cdot \sum_{i=1}^M \phi_i \leq \frac{\beta G_p}{\left[\frac{E_b}{N_o}\right]_{req}} = C \quad (4-62)$$

de donde directamente podemos plantear la probabilidad de desbordamiento

$$P_{out} = Prob(\Phi \geq C) = Prob\left(\Phi \geq \frac{\beta G_p}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}\right) \quad (4-63)$$

Análogamente al modelado de la interferencia en el enlace ascendente, si suponemos que la contribución de potencia asignada a un usuario es relativamente pequeña comparada con la potencia total transmitida por las estaciones de base, podemos hacer uso de las premisas del Teorema Central del Límite para tratar Φ como una variable aleatoria Gaussiana. Así pues tendremos que

$$\Phi \sim N(m_{\Phi}, \sigma_{\Phi})$$

Además, el valor de la media y varianza pueden desligarse del número de usuarios por celda N_s , mediante la definición de los parámetros

$$m_{\Phi} \equiv \frac{E[\Phi]}{N_s}$$

$$\sigma_{\Phi} \equiv \sqrt{\frac{\text{Var}[\Phi]}{N_s}}$$

Por tanto, las prestaciones del sistema pueden conocerse a partir de los parámetros m_{Φ} y σ_{Φ} dependientes únicamente de las condiciones de propagación y del mecanismo de traspaso adoptado. En el Anexo V se estudia la viabilidad de dicha aproximación de la asignación de potencia normalizada.

4.7.4.2. Análisis para mecanismos tipo *soft handover* con combinación MRC.

La relación E_b/N_o a la salida del combinador MRC en el terminal móvil viene dada por

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{i,total} = \sum_{j=1}^{m_j} \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{i,j} = G_p \sum_{j=1}^{m_j} \frac{\beta_j \phi_j^i S_j^i}{\sum_{t=1}^K S_t^i - \delta \cdot S_j^i + \eta} \quad (4-64)$$

El parámetro m_j indica el número de estaciones de base pertenecientes al *Active Set* del terminal i . Por tanto, para cada estación de base tendremos un valor de ϕ_j^i que deberá ajustarse en función del criterio de las condiciones de propagación y de las prestaciones requeridas. Se han considerado dos estrategias para el cálculo de los diferentes ϕ_j^i :

Estrategia A. Asignación de igual potencia

Todas las estaciones pertenecientes al *Active Set* de una determinada conexión asignan el mismo porcentaje de potencia. Por tanto se cumple:

$$\phi^i \equiv \phi_j^i \quad \forall j \in m_j \quad (4-65)$$

Estrategia B. Asignación proporcional a la potencia recibida.

En caso de hacerse uso del conocimiento de las condiciones de propagación entre el terminal y las diferentes estaciones del *Active Set*, se podría plantear una forma más eficiente de gestionar la potencia asignada por cada una de ellas aplicando un criterio de proporcionalidad. Particularmente el criterio adoptado consiste en calcular ϕ_j^i para cada estación de base del conjunto de m_j según

$$\frac{\phi_k^i}{S_k^i} = \frac{\phi_j^i}{S_j^i} \equiv \hat{\phi}^i \quad \forall j, k \in m_j \quad (4-66)$$

De esta forma, las estaciones de base que se reciben con mejores condiciones transmiten más potencia, ya que su potencia puede aprovecharse más eficientemente. Dicha condición equivale a maximizar el término

$$\sum_{j=1}^{m_j} \phi_j^i S_j^i \quad (4-67)$$

sujeto a la condición que la asignación total de potencia, calculada según $\sum_{j=1}^{m_j} \phi_j^i$, sea mínima.

A partir de la expresión (4-64) y aplicando las dos estrategias de asignación de potencia planteadas, se obtienen las siguientes expresiones para realizar el cálculo del parámetro ϕ_j^i de las diferentes estaciones de base pertenecientes al *Active Set*

Estrategia A.

$$\phi_j^i \geq \frac{\left(\frac{E_b}{N_o} \right)_{i,req}}{\beta G_p} \left(\sum_{j=1}^{m_i} \frac{S_j^i}{\sum_{t=1}^K S_t^i - \delta \cdot S_j^i + \eta} \right)^{-1} \quad (4-68)$$

Estrategia B

$$\phi_j^i \geq \frac{\left(\frac{E_b}{N_o} \right)_{i,req}}{\beta G_p} S_j^i \left(\sum_{j=1}^{m_i} \frac{(S_j^i)^2}{\sum_{t=1}^K S_t^i - \delta \cdot S_j^i + \eta} \right)^{-1} \quad (4-69)$$

Finalmente, para calcular las prestaciones de capacidad se utiliza el parámetro Φ tal como se ha definido en (4-62).

En la Estrategia A, el control de potencia en el enlace descendente implica que todas las estaciones de base aumenten o disminuyan conjuntamente su potencia de transmisión, acorde a las condiciones experimentadas en el terminal móvil. En cambio, al introducir la asignación proporcional detallada bajo la Estrategia B, el control de potencia debería discriminar las señales de las diferentes estaciones de base y gestionar un aumento/disminución de potencia para cada una de ellas. Dicha gestión podría realizarse tanto en el propio terminal como en el combinador de macrodiversidad. En este último caso, el terminal seguiría ordenando la variación de la potencia de forma conjunta y en el combinador se podría decidir su aplicación entre las diferentes estaciones de base del *Active Set*.

4.7.4.3. Metodología de cálculo

La analogía existente entre la caracterización del enlace descendente con control de potencia y el enlace ascendente, nos ha permitido plantear una metodología analítica similar a la desarrollada en la sección 4.6.3.2. En este caso, la variable a caracterizar es el valor de la asignación de potencia normalizada (Φ), y los parámetros necesarios son sus estadísticos media y desviación típica. La metodología descrita es aplicable a traspasos *hard* caracterizados por un margen de histéresis, pero no permite evaluar las prestaciones de esquemas de combinación MRC. Por ello, y en base a la implementación de un criterio de asignación de estación de base únicamente basado en potencias, se ha recurrido también a simulaciones de Monte Carlo para caracterizar Φ .

4.7.4.3.1 Cálculo analítico de la media y varianza de Φ .

En el Anexo IV se expone un procedimiento de cálculo analítico de la media y varianza de Φ para mecanismos de traspaso tipo *hard handover* caracterizados por un margen de histéresis. Análogamente al estudio realizado para el enlace ascendente, se plantea el cálculo de los estadísticos de Φ mediante el promediado, utilizando integrales de superficie, del valor medio y desviación de la potencia asignada en cada ubicación (x,y). De esta forma, Φ se puede obtener mediante

$$\Phi = \iint_S \phi^i \cdot \rho \cdot dS = \iint_S \phi(x, y) \cdot \rho \cdot dS \quad (4-70)$$

y por tanto, su valor medio y varianza vienen dados por

$$m_\Phi = E[\Phi] = \iint_S E[\phi(x, y)] \frac{N_s}{3\sqrt{3}R^2} dS = N_s \iint_S E[\phi(x, y)] \frac{1}{3\sqrt{3}R^2} dS \quad (4-71)$$

$$\sigma_{\phi}^2 = \text{Var}[\Phi] \leq \iint_S \text{Var}[\phi(x, y)] \frac{N_s}{3\sqrt{3}R^2} dS = N_s \iint_S \text{Var}[\phi(x, y)] \frac{1}{3\sqrt{3}R^2} dS \quad (4-72)$$

El criterio de asignación de estación de base utilizado es el planteado previamente para el enlace ascendente: si no existe ninguna estación que supere en Δ_{HHO} la potencia recibida desde la celda más cercana, se escoge esta última como celda activa. En caso contrario, la celda activa se corresponde con la estación de base que experimenta mejores condiciones de propagación.

A continuación se detallan los resultados obtenidos para diferente número de celdas candidatas N_c . Las condiciones de propagación vienen dadas por una pendiente de propagación $\mu=4$, profundidad de los desvanecimientos $\sigma=8$ dB y correlación entre estaciones de base $\rho=0.5$.

Tabla 4-13. Valores de m_{ϕ} para una pendiente de propagación $\mu=4$ y desviación de los desvanecimientos $\sigma=8$ dB.

Δ_{HHO}	$N_c=1$	$N_c=2$	$N_c=3$	$N_c=4$
0 dB	1,42	1,05	0,99	0,99
3 dB	1,42	1,09	1,04	1,04
6 dB	1,42	1,20	1,16	1,16
9 dB	1,42	1,30	1,28	1,28
12 dB	1,42	1,37	1,36	1,36
∞ dB	1,42	1,42	1,42	1,42

Tabla 4-14. Valores de σ_{ϕ} para una pendiente de propagación $\mu=4$ y desviación de los desvanecimientos $\sigma=8$ dB.

Δ_{HHO}	$N_c=1$	$N_c=2$	$N_c=3$	$N_c=4$
0 dB	2,09	0,92	0,76	0,76
3 dB	2,09	0,91	0,73	0,73
6 dB	2,09	1,08	0,90	0,90
9 dB	2,09	1,34	1,19	1,19
12 dB	2,09	1,62	1,52	1,52
∞ dB	2,09	2,09	2,09	2,09

Podemos observar como a partir de $N_c=3$ celdas, los valores de media y desviación se estabilizan para los diferentes márgenes de traspaso. En el caso de suponer un margen de traspaso infinito, o equivalentemente una única celda candidata, vemos que, a diferencia del enlace ascendente, las diferencias respecto a la situación óptima son considerablemente más reducidas. No obstante, tal como veremos en la sección 4.7.4.4, los resultados obtenidos con el criterio descrito resultan bastante optimistas comparados con los obtenidos mediante el criterio basado únicamente en valores de potencia, tal como se ha expuesto en la sección 4.5.1.

4.7.4.3.2 Mecanismos únicamente basado en potencia.

La utilización de técnicas de Monte Carlo permite utilizar los criterios de asignación de estación de base únicamente basados en potencia. Las simulaciones realizadas para el enlace descendente con control de potencia son equivalentes a las descritas para el enlace ascendente. En el Anexo V se proporciona un estudio de los márgenes de confianza para los parámetros estimados. Además, en el mismo anexo, se justifica la utilización de la aproximación Gaussiana para el modelado de Φ .

4.7.4.4. Resultados

Los resultados proporcionados en el presente apartado han sido obtenidos mediante las simulaciones de Monte Carlo antes mencionadas. Tal como hemos visto, la caracterización del enlace descendente con control de potencia puede plantearse mediante el estudio de la asignación de potencia normalizada, modelada mediante una variable aleatoria gaussiana según

$$\Phi \sim N\left(N_s \cdot m_{\bar{\Phi}}, \sqrt{N_s} \cdot \sigma_{\bar{\Phi}}\right) \quad (4-73)$$

En las siguientes tablas se proporcionan los valores de $m_{\bar{\Phi}}$ y $\sigma_{\bar{\Phi}}$ en función del mecanismo de traspaso considerado. Las condiciones de propagación consideradas son $\mu=4$, $\sigma=8$ dB y $\rho=0.5$. Los resultados referentes al traspaso *hard* se encuentran en la Tabla 4-15 en función del margen de histéresis Δ_{HHO} . Podemos observar que los valores óptimos, media y desviación típica mínimos, se obtendr an en el caso de utilizarse un margen de 0 dB, independientemente de las características de ortogonalidad. Dicha situación, aunque hipotética en el enlace descendente, se corresponder a a un mecanismo *soft* con combinación por selección.

Tabla 4-15. Media y varianza de la potencia asignada para mecanismos de traspaso *hard* y diferentes condiciones de ortogonalidad.

Δ_{SHO}	$\delta=0.0$				$\delta=0.5$				$\delta=1.0$			
	Aleatorio		Pesimista		Aleatorio		Pesimista		Aleatorio		Pesimista	
	$m_{\bar{\Phi}}$	$\sigma_{\bar{\Phi}}$										
0 dB	1,46	1,03	1,46	1,03	0,96	0,80	0,96	0,80	0,47	0,63	0,47	0,63
1 dB	1,47	1,06	1,48	1,10	0,97	0,84	0,98	0,87	0,48	0,67	0,49	0,70
2 dB	1,51	1,16	1,55	1,28	1,01	0,94	1,06	1,05	0,51	0,75	0,55	0,85
3 dB	1,57	1,32	1,68	1,55	1,07	1,10	1,18	1,30	0,57	0,92	0,67	1,14
6 dB	1,94	2,18	2,45	3,04	1,44	1,95	1,94	2,75	0,93	1,73	1,43	2,51
9 dB	2,84	4,03	4,38	5,95	2,33	3,80	3,89	5,82	1,83	3,54	3,37	5,48
12 dB	4,86	7,89	8,87	12,64	4,34	7,65	8,41	12,04	3,88	7,40	7,96	12,00

Una primera aproximación para comparar las prestaciones en términos de capacidad, análoga a la realizada en el enlace descendente, consiste en relacionar los valores medios mediante

$$\frac{E[\Phi]_{\Delta_{\text{HHO1}}}}{E[\Phi]_{\Delta_{\text{HHO2}}}} = \frac{m_{\bar{\Phi}_1}}{m_{\bar{\Phi}_2}}$$

De esta forma, un traspaso *hard* con histéresis de 6 dB conduce a una reducción de la capacidad del sistema, respecto a un SC *soft handoff*, del orden del 25%-50% para $\delta=0.0$ y $\delta=1.0$ respectivamente, caso de considerar un criterio de asignación aleatorio. En caso de utilizar el modelo pesimista la reducción se sitúa en torno a 40%-67%. Si consideramos un margen de histéresis de 3 dB, la pérdida de capacidad se reduce a 7%-17%, o bien, bajo el supuesto pesimista, a porcentajes del orden de 13%-30%.

Los valores correspondientes a traspasos *soft* con combinación MRC se encuentran en la Tabla 4-16. Los términos *Igual* y *Proporcional* se refieren a las estrategias de asignación de potencia A y B respectivamente, tal como se ha detallado en la sección 4.7.4.2. A diferencia de lo que ocurría en el enlace ascendente con la interferencia normalizada, el valor medio $m_{\bar{\Phi}}$ aumenta conforme incrementa el margen de combinación Δ_{SHO} . En cambio, el valor de la desviación $\sigma_{\bar{\Phi}}$ sigue disminuyendo hasta márgenes de 3-6 dB, dependiendo del tipo de asignación y de las características de ortogonalidad. Por tanto, mediante la comparación de valores medios aplicada anteriormente, los resultados conducirían a pensar que las prestaciones óptimas de capacidad del sistema se consiguen con un margen de 0 dB, es decir, únicamente la mejor estación de base asigna potencia al terminal correspondiente. Sin embargo,

tal como veremos posteriormente, las mejores prestaciones se consiguen para márgenes del orden de 1-2dB.

Tabla 4-16. Media y varianza de la potencia asignada para mecanismos de traspaso *soft* y diferentes condiciones de ortogonalidad.

Δ_{SHO}	$\delta=0.0$				$\delta=0.5$				$\delta=1.0$			
	Igual		Proporcional		Igual		Proporcional		Igual		Proporcional	
	$m_{\bar{\Phi}}$	$\sigma_{\bar{\Phi}}$										
0 dB	1,46	1,03	1,46	1,03	0,96	0,80	0,96	0,80	0,47	0,63	0,47	0,63
1 dB	1,47	0,93	1,47	0,93	0,97	0,72	0,97	0,72	0,48	0,57	0,47	0,57
2 dB	1,50	0,86	1,49	0,85	1,00	0,67	0,99	0,67	0,50	0,54	0,49	0,53
3 dB	1,54	0,82	1,52	0,81	1,04	0,66	1,02	0,64	0,53	0,54	0,51	0,52
6 dB	1,73	0,87	1,60	0,76	1,20	0,69	1,09	0,61	0,65	0,57	0,57	0,51
9 dB	1,97	0,96	1,66	0,75	1,38	0,76	1,13	0,60	0,76	0,61	0,59	0,51
12 dB	2,23	1,05	1,69	0,74	1,56	0,80	1,15	0,60	0,85	0,62	0,60	0,51

Antes de abordar el análisis comparativo teniendo en cuenta media y desviación, se exponen algunos resultados para evaluar la sensibilidad de $m_{\bar{\Phi}}$ y $\sigma_{\bar{\Phi}}$ respecto al número de celdas máximo en el *Active Set*, profundidad de los desvanecimientos y potencia de ruido térmico.

La dependencia con el número máximo L de celdas en el *Active Set* se representa en la Figura 4-29 y en la Figura 4-30 para la estrategia de asignación A y B respectivamente. En ambos casos, podemos observar que la reducción significativa del valor medio y de la desviación típica se produce al pasar de L=2 a L=3 celdas. El comportamiento del valor medio es similar para ambas estrategias. En cambio, la desviación típica presenta una característica diferente conforme aumenta el margen de traspaso. Utilizando una estrategia de igual potencia, aparece un mínimo entorno a 3 dB. En el caso de considerar una asignación proporcional, $\sigma_{\bar{\Phi}}$ presenta un comportamiento decreciente para todos los márgenes evaluados.

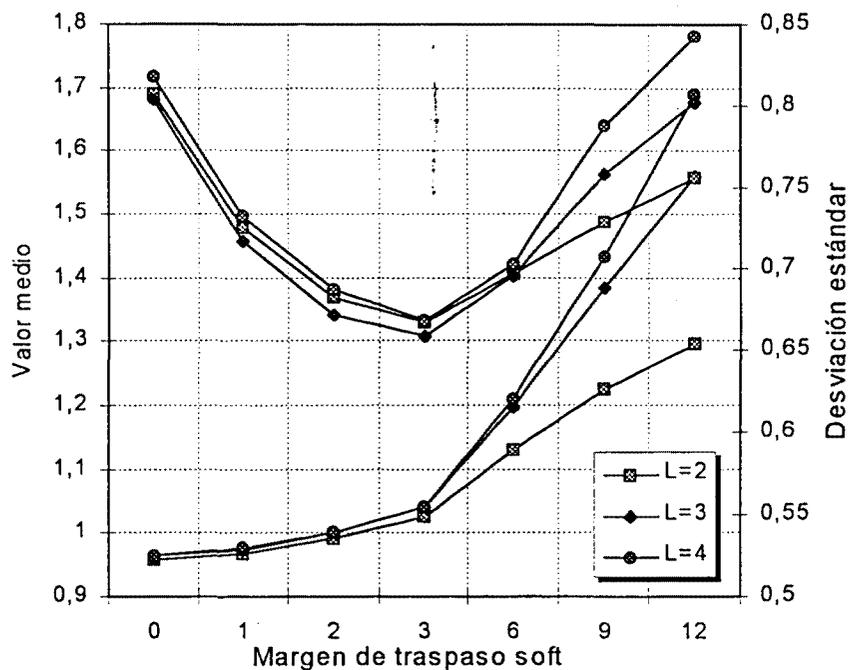


Figura 4-29. Efecto del número máximo L de estaciones base en el *Active Set*. Asignación de igual potencia (Estrategia A).

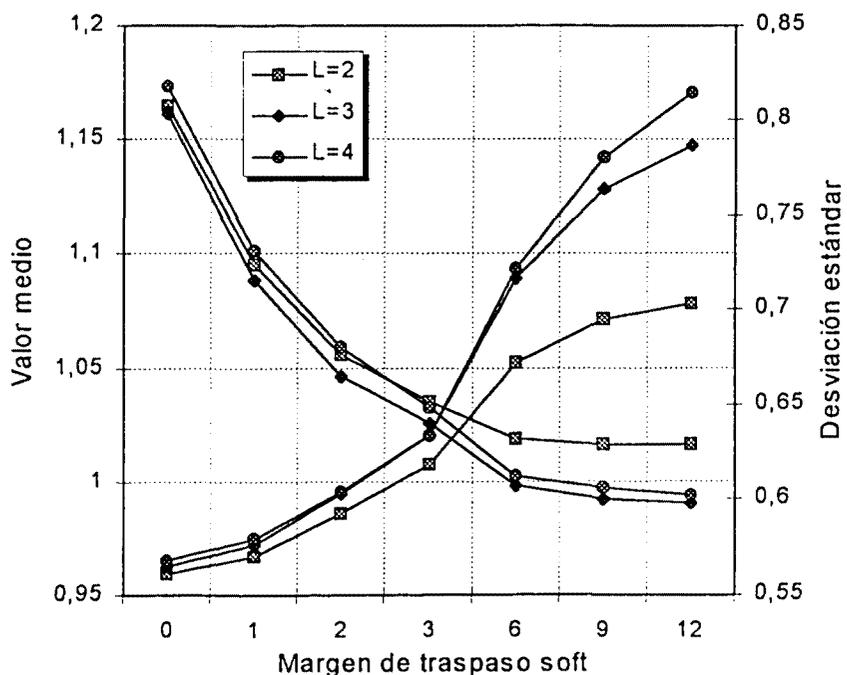


Figura 4-30. Efecto del número máximo L de estaciones base en el *Active Set*. Asignación de potencia proporcional (Estrategia B).

Los resultados anteriormente presentados presuponen una relación señal a ruido térmico $S/N_0=30$ dB. Dicha relación se ha planteado como el cociente de la potencia total recibida desde una estación de base y la potencia de ruido en las ubicaciones situadas a una distancia igual al radio de las celdas R . El efecto del valor S/N_0 se representa en la Figura 4-31. Se puede apreciar que, para valores de S/N_0 superiores a 10 dB, el efecto de la potencia de ruido térmico resulta inapreciable en las prestaciones del sistema.

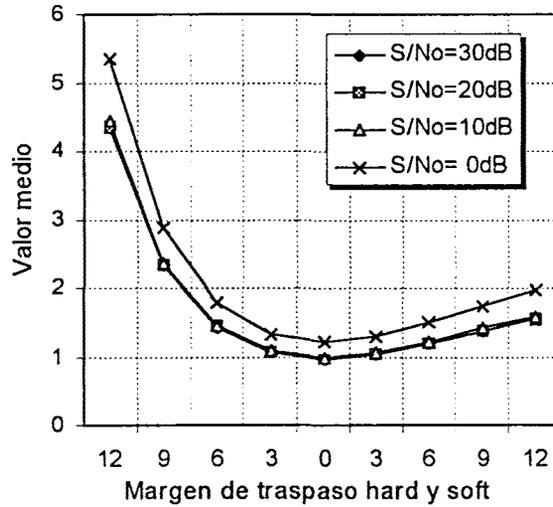


Figura 4-31. Efecto de la potencia de ruido térmico en el valor medio de potencia asignada.

Finalmente en la Figura 4-32 se refleja la dependencia de la asignación de potencia con la profundidad de los desvanecimientos.

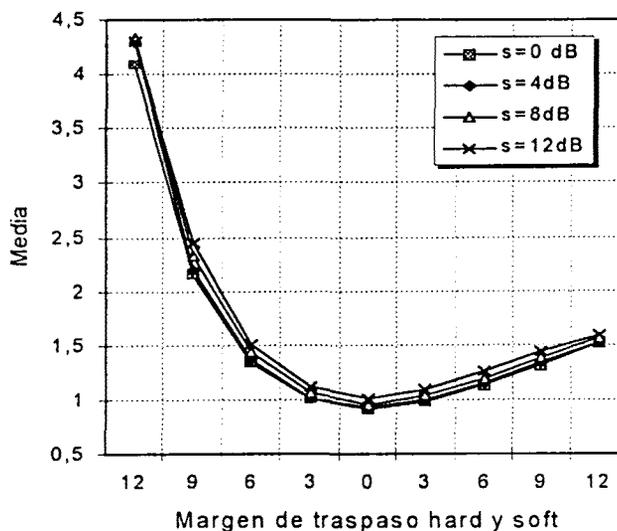


Figura 4-32. Efecto de la profundidad de los desvanecimientos en el valor medio de potencia asignada

Tal como se observa en la Figura 4-32, la profundidad de los desvanecimientos influye relativamente poco en la asignación de potencia. La razón estriba en que la interferencia vista en los terminales está ocasionada mayormente por la propia estación de base activa. Por tanto, interferencia y señal útil experimentan condiciones de propagación similares independientemente de su profundidad.

Una vez caracterizada la sensibilidad de Φ , los resultados expuestos a continuación corresponden a $L=3$, entorno de propagación con $\mu=4$, $\sigma=8\text{dB}$ y $\rho=0.5$, y factor de ortogonalidad del 50%. La probabilidad de desbordamiento puede formularse a partir de (4-63) mediante

$$P_{out} = Prob(\Phi \geq C) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{C - N_s m_\Phi}{\sqrt{2N_s \sigma_\Phi}} \right) \quad (4-74)$$

donde se ha hecho uso de la aproximación gaussiana de Φ .

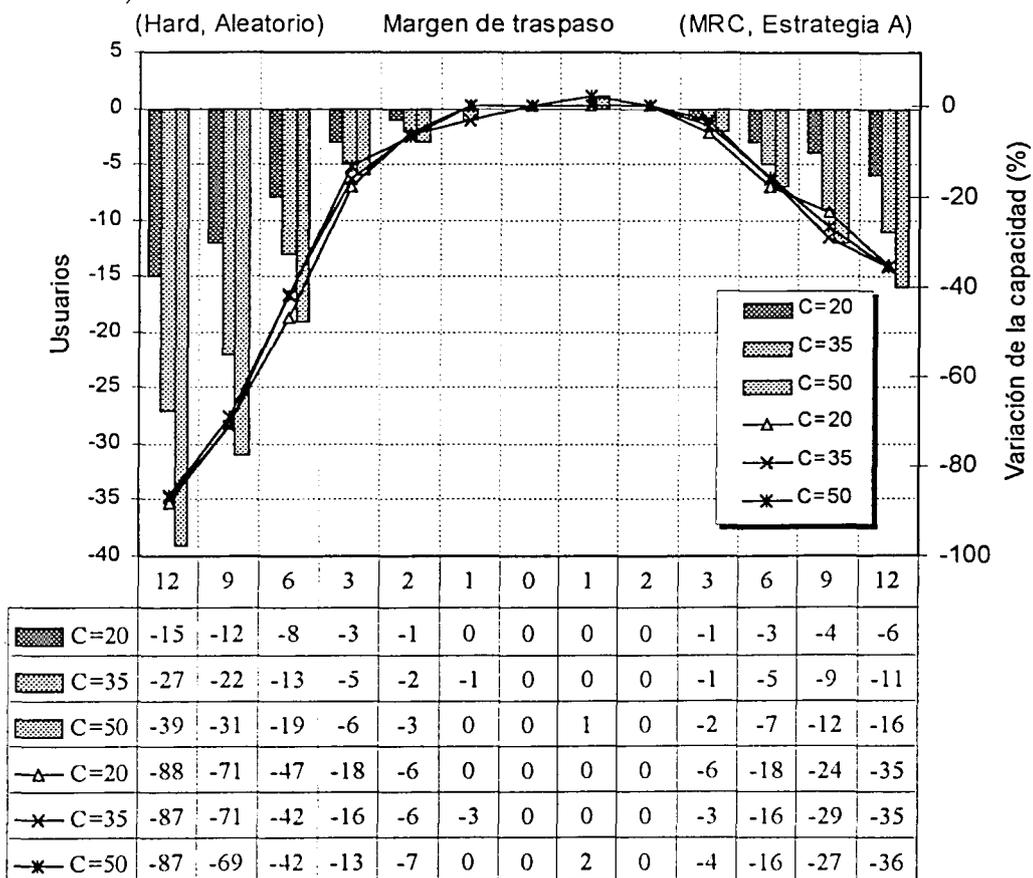


Figura 4-33. Efecto del tipo de traspaso en la capacidad del sistema. Criterio aleatorio para los traspasos *hard* y Estrategia A para traspasos *soft*.

Análogamente a como se ha procedido en el enlace ascendente, en la Figura 4-33 se contrasta la variación en valor absoluto y porcentual del número de usuarios en función del mecanismo de traspaso. El traspaso utilizado como referencia es un *hard handoff* con margen de histéresis nulo. Para dicho esquema, el número de usuarios simultáneos soportados, con una probabilidad de desbordamiento inferior al 10%, es de 17, 31 y 45 para $C=20$, 35 y 50 respectivamente. El criterio de asignación utilizado para los traspasos *hard* es el *aleatorio*. Para los traspasos *soft* la asignación de potencias se lleva a cabo mediante la *Estrategia A*. La utilización de traspasos *hard* con márgenes de 6 dB conducen a pérdidas de capacidad de 42-47% respecto al modelo de referencia. Márgenes de 3dB reducen las pérdidas a valores en torno 13-16%, mientras que márgenes de 9 dB pueden ocasionar pérdidas de hasta el 71%. Respecto a las prestaciones de los traspasos *soft*, podemos ver que la utilización de macrodiversidad en el enlace descendente no produce un aumento de la capacidad. Podemos observar que la configuración óptima consiste en traspasos *soft* con márgenes del orden de 1dB, pero que la mejora introducida es, como máximo, del 2%. No obstante, es importante tener en cuenta que el modelo de referencia representa una situación hipotética en el enlace descendente. Por tanto, para valorar más adecuadamente los beneficios de utilizar macrodiversidad, es necesario contrastar los valores obtenidos con traspasos *hard* de 3-6dB con los obtenidos con MRC del orden de 3dB. De esta forma, las diferencias obtenidas son del orden de 38%-41% y 9%-12% para Δ_{HHO} igual a 6 dB y 3 dB respectivamente.

En la Figura 4-34 se representan resultados análogos en caso de utilizar el criterio *pesimista* para traspasos *hard* y la *Estrategia B* de asignación en los esquemas *soft*. Para traspasos *hard* con 6 dB la pérdida de capacidad asciende a valores entorno al 60%, para márgenes más reducidos, 3dB, las pérdidas se estiman en un 22%-26%. Para traspasos *soft*, la *Estrategia B* de asignación de potencia conduce a mejores prestaciones que la *Estrategia A*. Dicha mejora se hace más significativa conforme se aumenta el margen de combinación. Así pues, para márgenes Δ_{SHO} de 3dB, la mejora de la *Estrategia B* sobre la *A* es del orden del 3%, mientras que, para márgenes Δ_{SHO} de 12dB, puede ascender al 20%. La razón de dicha mejora reside en la utilización más eficiente de la potencia por parte de la *Estrategia B*, efecto que se acentúa conforme aumenta la diferencia de potencia entre las señales a combinar. Por otro lado, la mejora introducida respecto a traspasos *hard* con 3-6dB de histéresis, utilizando el criterio aleatorio, es del orden de 16-18% o 39-47% respectivamente, ligeramente superior al caso de utilizar la *Asignación A*.

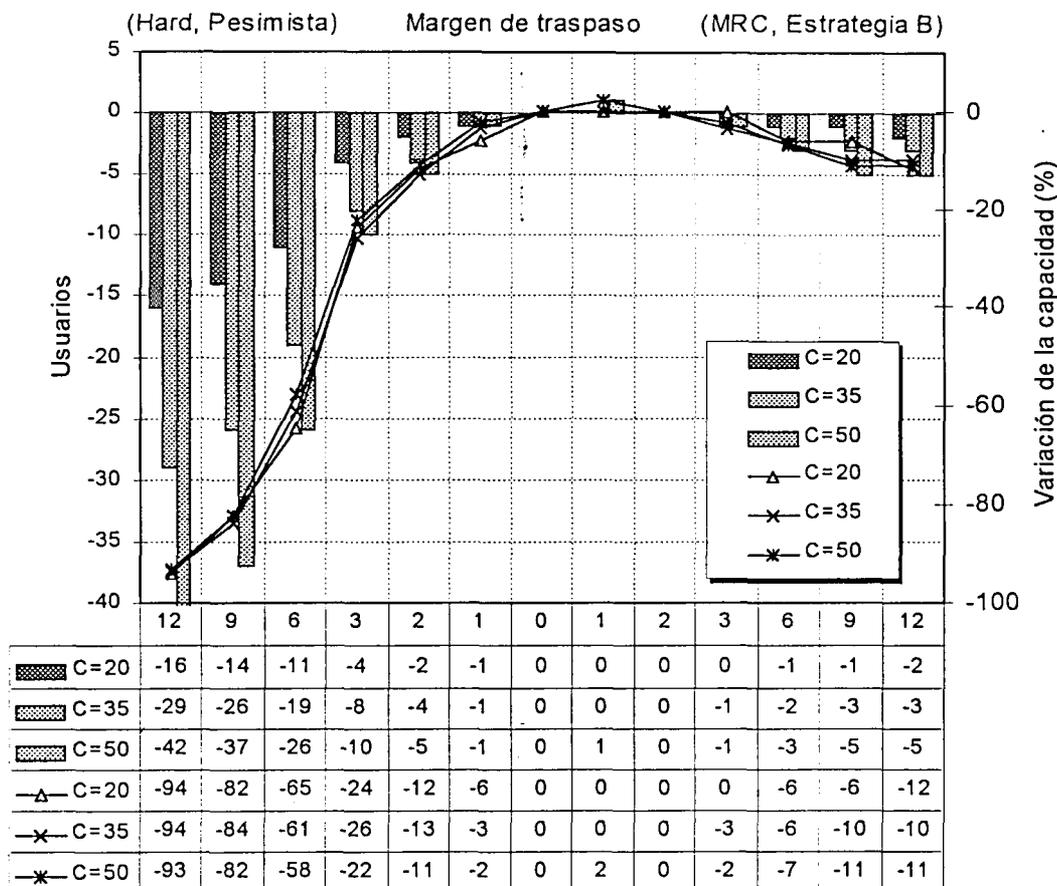


Figura 4-34. Efecto del tipo de traspaso en la capacidad del sistema. Criterio pesimista para los traspasos *hard* y Estrategia B para traspasos *soft*.

4.7.5. Comparación de prestaciones en función del control de potencia

La comparación de prestaciones en el enlace descendente, respecto a la utilización de control de potencia, se ha planteado en función del número de recursos por usuario C/N_s , que garantiza una determinada probabilidad de desbordamiento.

En el caso de existir control de potencia, dicho parámetro se puede obtener mediante

$$\frac{C}{N_s} = m_{\Phi} + \sqrt{\frac{2}{N_s}} \cdot \sigma_{\Phi} \cdot \operatorname{erfc}^{-1}(2P_{out}) \quad (4-75)$$

donde no es posible eliminar su dependencia con el número de usuarios completamente. A tal efecto se ha tomado como referencia un valor de $N_s=30$. No obstante, tal como podemos ver en la Tabla 4-17, la diferencia en el caso de considerar $N_s=20$ y $N_s=40$ es del orden de 0.3 dB en el valor de C/N_s , para el peor de los casos.

Tabla 4-17. Diferencia de los valores obtenidos de C/N_s (dB) para $N_s=20$ y 40 respecto a la configuración de referencia con $N_s=30$ usuarios.

		Δ_{HIO}					Δ_{SHO}				
		12	9	6	3	0	3	6	9	12	
$N_s=20$	$P_{out}=10\%$	0,28	0,26	0,23	0,18	0,16	0,12	0,12	0,11	0,10	
	$P_{out}=5\%$	0,33	0,31	0,27	0,22	0,19	0,15	0,14	0,14	0,13	
$N_s=40$	$P_{out}=10\%$	-0,17	-0,16	-0,14	-0,11	-0,10	-0,08	-0,07	-0,07	-0,06	
	$P_{out}=5\%$	-0,21	-0,20	-0,17	-0,14	-0,12	-0,09	-0,09	-0,08	-0,08	

A continuación se comparan las prestaciones en términos de capacidad obtenidas mediante ambas configuraciones, control de potencia ideal y no utilización del control de potencia, para un entorno de propagación caracterizado por $\mu=4$, $\sigma=8$ dB y $\rho=0.5$, y un número máximo $L=3$ de estaciones en el *Active Set*. De los valores proporcionados en la Tabla 4-18 podemos observar que las diferencias más significativas, en el caso de traspasos *hard*, se producen para márgenes de histéresis y factores de ortogonalidad elevados. Particularmente, en un caso extremo representado por $\Delta_{HIO}=9$ dB y $\delta=1$, la diferencia es de 6.4-5.5dB para $P_{out}=5\%$ -10% respectivamente. Para condiciones de ortogonalidad del 50% y márgenes de histéresis de 3 dB, la mejora derivada del uso del control de potencia se sitúa en torno a 4.4 y 4.1dB para $P_{out}=5\%$ y $P_{out}=10\%$ respectivamente.

Tabla 4-18. Valores de C/N_s (dB) necesarios para mecanismos de traspaso tipo *hard* en el enlace descendente con y sin control de potencia.

Δ_{HIO}	$\delta=0.0$				$\delta=0.5$				$\delta=1.0$			
	Sin control de potencia		Control de potencia		Sin control de potencia		Control de potencia		Sin control de potencia		Control de potencia	
	5%	10%	5%	10%	5%	10%	5%	10%	5%	10%	5%	10%
0 dB	5,1	4,6	2,5	2,3	4,2	3,7	0,8	0,6	3,3	2,7	-1,8	-2,1
1 dB	5,3	4,8	2,5	2,4	4,5	4	0,9	0,7	3,8	3	-1,7	-2,0
2 dB	5,8	5,2	2,7	2,5	5,1	4,5	1,1	0,9	4,4	3,7	-1,3	-1,6
3 dB	6,4	5,8	2,9	2,7	5,9	5,3	1,5	1,2	5,3	4,5	-0,7	-1,1
6 dB	8,6	7,8	4,1	3,9	8,2	7,5	3,1	2,8	7,9	7,1	1,6	1,2
9 dB	11,3	10,2	6,1	5,8	11,3	10,2	5,4	5,1	11	9,8	4,6	4,3
12 dB	14,7	13,6	8,6	8,3	14,6	13,4	8,2	7,9	14,7	13,4	7,9	7,5

Tabla 4-19. Valores de C/N_s (dB) necesarios para mecanismos de traspaso tipo *soft* en el enlace descendente con y sin control de potencia.

Δ_{SHO}	$\delta=0.0$				$\delta=0.5$				$\delta=1.0$			
	Sin control de potencia		Control de potencia		Sin control de potencia		Control de potencia		Sin control de potencia		Control de potencia	
	5%	10%	5%	10%	5%	10%	5%	10%	5%	10%	5%	10%
0 dB	5,1	4,6	2,5	2,3	4,2	3,7	0,8	0,6	3,3	2,7	-1,8	-2,1
1 dB	4,7	4,3	2,4	2,3	3,8	3,3	0,7	0,6	2,6	2	-1,9	-2,2
2 dB	4,4	4	2,5	2,3	3,3	2,9	0,8	0,6	2	1,4	-1,8	-2,0
3 dB	4,1	3,7	2,5	2,4	3	2,5	0,9	0,8	1,5	1	-1,6	-1,8
6 dB	3,6	3,4	3,0	2,9	2,5	2,2	1,5	1,3	1,5	1,1	-0,9	-1,1
9 dB	3,8	3,6	3,5	3,4	3	2,7	2,1	1,9	2,2	1,8	-0,2	-0,4
12 dB	4,3	4,1	4,1	3,9	3,6	3,3	2,6	2,5	2,8	2,4	0,1	0,0

En la Tabla 4-19 se proporcionan los resultados obtenidos para el caso de aplicarse traspasos tipo *soft* en ambas configuraciones. Tal como se desprende de los valores proporcionados, el control de potencia sigue ofreciendo mejores prestaciones pero las diferencias son más reducidas. Comparando los valores C/N_s necesarios en las configuraciones óptimas, podemos observar que en caso de condiciones de ortogonalidad del 50%, las diferencias son del orden de 1.8-1.6dB. En caso de realizar la comparación para márgenes de combinación iguales, por ejemplo 6dB, las diferencias pueden reducirse a 1dB. Nótese, sin embargo, que aumentando el factor de ortogonalidad, las diferencias se acentúan, llegando a valores superiores a 3 dB para las respectivas configuraciones óptimas.

4.8. Influencia del mecanismo de traspaso en el retardo de transmisión para servicios de datos.

Como complemento a los valores obtenidos en las secciones anteriores más enfocados a valores de capacidad, en este apartado se realiza un análisis de las prestaciones de los mecanismos de traspaso estudiados en términos de retardo de transmisión [Ferrus99c]. Tal como se ha comentado en la sección 4.4.7, los servicios de datos pueden recurrir a técnicas de retransmisión para conseguir los requisitos de calidad de servicio exigidos. La utilización de dichas técnicas conduce inevitablemente a un incremento en el retardo de transmisión. El análisis expuesto en el presente apartado permite obtener el incremento del retardo de transmisión en función del mecanismo de traspaso adoptado.

Para ello, considerando válida la hipótesis gaussiana para la caracterización de la interferencia normalizada (I) en el enlace ascendente, y para la asignación de potencia (Φ) en el descendente, se plantea una expresión analítica para estimar la función de densidad de probabilidad (fdp) de la relación E_b/N_o experimentada. A partir de la formulación obtenida se desarrolla el cálculo del retardo medio en la transmisión, suponiendo conocida la función que relaciona la probabilidad de error en los bloques radio (TB) con las condiciones de E_b/N_o experimentadas en el enlace.

4.8.1. Estimación del retardo

El retardo calculado tiene en cuenta básicamente las condiciones de interferencia en el canal y el mecanismo de retransmisión utilizado en la capa RLC. Si se considera la arquitectura de red propuesta para UTRAN y descrita en el capítulo 5, las tramas LLC correspondientes a los servicios de datos son entregadas a la capa RLC. En esta capa se segmenta la información en bloques RLC y un número determinado de ellos se transmite en cada trama (10 ms en UTRAN), en función de los recursos asignados a cada usuario. Si se utiliza un mecanismo de retransmisión selectivo entre entidades RLC remotas y se considera un canal de retorno para señalar la correcta/incorrecta recepción de los bloques RLC, se puede estimar el retardo medio de cada bloque RLC mediante:

$$mean(Delay) = \Delta = \frac{1}{1 - BLER(E_b/N_o)} \quad (4-76)$$

donde $BLER(.)$ representa la probabilidad de que un bloque RLC sea erróneo y es función de la relación E_b/N_o experimentada en dicha trama. De la misma forma, la desviación típica de dicho retardo puede obtenerse a partir de la siguiente expresión:

$$std(Delay) = \sigma_{\Delta} = \frac{\sqrt{BLER(E_b/N_o)}}{1 - BLER(E_b/N_o)} \quad (4-77)$$

Dichas expresiones no tienen en cuenta el retardo adicional introducido por los mecanismos de gestión de acceso (MAC). El retardo debido a la capa MAC se ha supuesto independiente del mecanismo de traspaso y por tanto no se ha incluido a efectos comparativos.

El control de potencia utilizado en ambos enlaces tiene como objetivo mantener el parámetro E_b/N_o ajustado al valor requerido para garantizar una determinada QoS. Si denominamos $(E_b/N_o)_{req}$ a la relación requerida en todas las conexiones, se puede promediar el retardo medio y su desviación típica respecto a la variación del valor real de E_b/N_o durante la transmisión de cada bloque a partir de las expresiones:

$$\Delta = \frac{\text{Prob}(E_b / N_o \geq (E_b / N_o)_{req})}{1 - \text{BLER}((E_b / N_o)_{req})} + \int_0^{(E_b / N_o)_{req}} \frac{1}{1 - \text{BLER}(E_b / N_o)} fdp(E_b / N_o) \cdot dE_b / N_o \quad (4-78)$$

$$\sigma_\Delta = \frac{\sqrt{\text{BLER}((E_b / N_o)_{req})}}{1 - \text{BLER}((E_b / N_o)_{req})} \text{Prob}(E_b / N_o \geq (E_b / N_o)_{req}) + \int_0^{(E_b / N_o)_{req}} \frac{\sqrt{\text{BLER}(E_b / N_o)}}{1 - \text{BLER}(E_b / N_o)} fdp(E_b / N_o) \cdot dE_b / N_o \quad (4-79)$$

Si normalizamos ambas expresiones respecto al retardo medio y desviación típica en el punto de operación, denotadas por Δ_{req} y $\sigma_{\Delta_{req}}$ respectivamente, tenemos

$$\bar{\Delta} = \frac{\Delta}{\Delta_{req}} = \text{Prob}(E_b / N_o \geq (E_b / N_o)_{req}) + \int_0^{(E_b / N_o)_{req}} \frac{1 - \text{BLER}((E_b / N_o)_{req})}{1 - \text{BLER}(E_b / N_o)} fdp(E_b / N_o) \cdot dE_b / N_o \quad (4-80)$$

$$\bar{\sigma}_\Delta = \frac{\sigma_\Delta}{\sigma_{\Delta_{req}}} = \text{Prob}(E_b / N_o \geq (E_b / N_o)_{req}) + \int_0^{(E_b / N_o)_{req}} \frac{\text{BLER}(E_b / N_o) [1 - \text{BLER}((E_b / N_o)_{req})]}{\text{BLER}((E_b / N_o)_{req}) [1 - \text{BLER}(E_b / N_o)]} fdp(E_b / N_o) \cdot dE_b / N_o \quad (4-81)$$

En las siguientes secciones se detalla el cálculo de E_b/N_o y de la función de densidad de probabilidad de E_b/N_o para el enlace descendente y ascendente, ambos con control ideal de potencia.

4.8.2. Cálculo de la E_b/N_o requerida.

El criterio adoptado para obtener E_b/N_o consiste en maximizar la capacidad del sistema. Normalmente para obtener dicho valor suele recurrirse a simulaciones a nivel de sistema. En [Johansson98] se presenta una metodología basada exclusivamente en simulaciones a nivel de enlace para estimar dicho parámetro. El planteamiento consiste en maximizar la función del caudal global del sistema, denominado S , calculado mediante

$$S = M \cdot v_t \cdot \left(1 - \text{BLER}\left(\frac{E_b}{N_o}\right) \right) \quad (4-82)$$

donde M representa el número de usuarios que hacen uso de un servicio de paquetes y v_t la velocidad de transmisión. La interferencia existente en el sistema es proporcional al número de usuarios M de forma que podemos escribir

$$I = k \cdot C \cdot M \quad (4-83)$$

siendo C la potencia de un usuario y k la constante de proporcionalidad dependiente de las condiciones de propagación considerados y del criterio de asignación de estación de base. A partir de la relación entre C/I y E_b/N_o dada por

$$\frac{C/I}{E_b/N_o} = \frac{v_t}{W} \quad (4-84)$$

podemos transformar (4-82) en

$$S = \frac{W}{k} \cdot v_t \cdot \frac{1 - BLER\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}{\frac{E_b}{N_o}} \quad (4-85)$$

Así pues, para optimizar el caudal global es necesario maximizar

$$\frac{1 - BLER\left(\frac{E_b}{N_o}\right)}{\frac{E_b}{N_o}} \quad (4-86)$$

donde la probabilidad $BLER(.)$ puede obtenerse mediante simulaciones a nivel de enlace.

4.8.3. Obtención de la función densidad de probabilidad de E_b/N_o

En el enlace ascendente las prestaciones del sistema se han determinado a partir de la obtención de los valores correspondientes a la interferencia normalizada (I). De esta forma, a partir de (4-11) y despreciando el efecto del ruido térmico, podemos plantear la relación E_b/N_o experimentada por un usuario como

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)^{ul} = \min\left(\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{req}^{ul}, \frac{G_p}{I}\right) \quad (4-87)$$

donde I representa el valor total de la interferencia recibida. La función $\min(.)$ se introduce para modelar el efecto del control de potencia, cuyo objetivo consiste en garantizar un valor de E_b/N_o requerido, independientemente de las condiciones de interferencia.

En el enlace descendente con control de potencia se ha utilizado el valor de la asignación de potencia Φ para caracterizar sus prestaciones. Análogamente al caso anterior para el enlace ascendente, a partir de (4-62) podemos expresar la relación E_b/N_o experimentada por un usuario mediante

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)^{dl} = \min\left(\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{req}^{dl}, \frac{G_p}{\Phi}\right) \quad (4-88)$$

Si se considera válida la caracterización gaussiana para I y Φ , podemos calcular la función de densidad de probabilidad de E_b/N_o realizando el cambio de variable

$$y = \frac{A}{x} \quad \text{con } x \sim N(m, \sigma)$$

donde x e y representan dos variables aleatorias y A una constante cualquiera. Puede obtenerse fácilmente que la expresión de la función densidad de probabilidad $f_{dp}(E_b/N_o)$ viene dada por

$$pdf(E_b/N_o) = \begin{cases} 0 & E_b/N_o > \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{req} \\ \text{Prob}\left(E_b/N_o > \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{req}\right) & E_b/N_o = \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{req} \\ \frac{G_p}{\sigma\sqrt{2\pi}\left(E_b/N_o\right)^2} e^{-\frac{(G_p - m(E_b/N_o))^2}{2\sigma^2(E_b/N_o)^2}} & E_b/N_o < \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{req} \end{cases} \quad (4-89)$$

donde los valores de la media m y desviación típica σ se obtienen en función de los parámetros media y desviación identificados en los apartados 4.6 y 4.7.4 para el enlace ascendente y descendente respectivamente. En la Tabla 4-20 se proporcionan dichos valores para cada caso.

Tabla 4-20. Media y varianza en función del enlace caracterizado.

	media	desviación típica
Enlace ascendente	$N_s(1+f)$	$\sqrt{N_s}\sigma_f$
Enlace descendente	$N_s m_{\Phi}$	$\sqrt{N_s}\sigma_{\Phi}$

En las siguientes figuras se compara la distribución obtenida para la relación E_b/N_o en una simulación de 10000 muestras con la expresión obtenida en (4-89) a partir de la suposición de la hipótesis gaussiana. Se representan valores correspondientes a ambos enlaces y mecanismos de traspaso diferentes.

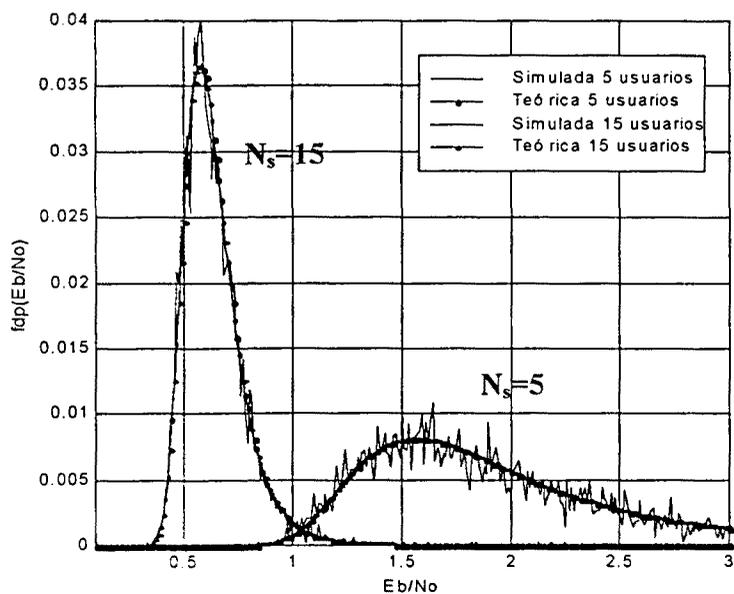


Figura 4-35. Aproximación de la función $f_{dp}(E_b/N_o)$ para traspaso *hard* $\Delta_{FH0} = 6\text{dB}$ en el enlace ascendente.

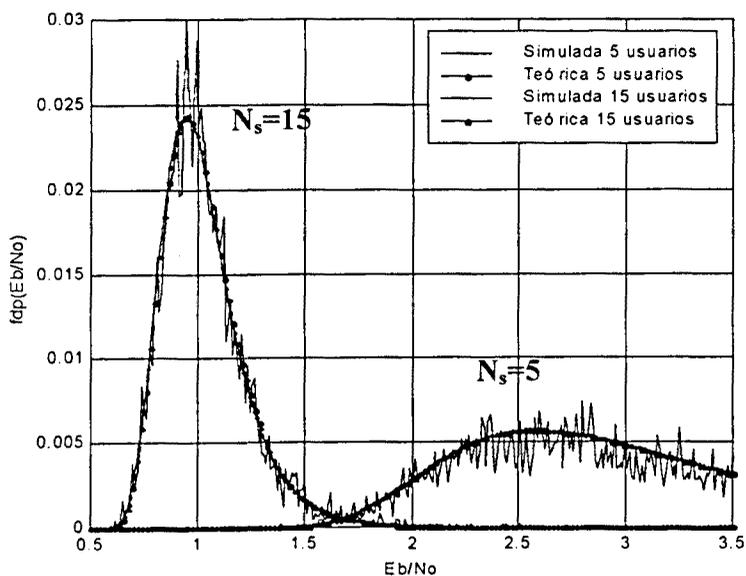


Figura 4-36. Aproximación de la función $f_{dp}(E_b/N_o)$ para traspaso *soft* $\Delta_{SH0} = 6\text{dB}$ en el enlace ascendente.

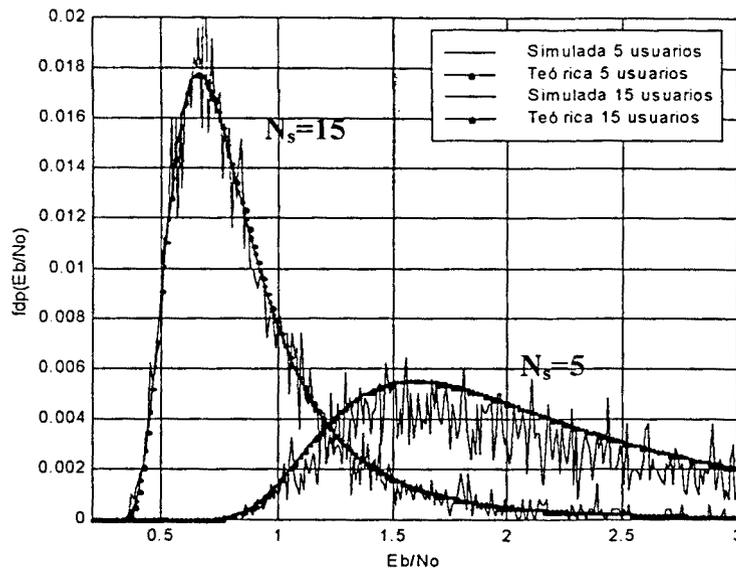


Figura 4-37. Aproximación de la función $f_{dp}(E_b/N_0)$ para traspaso *hard* $\Delta_{HHO}=6\text{dB}$ en el enlace descendente.

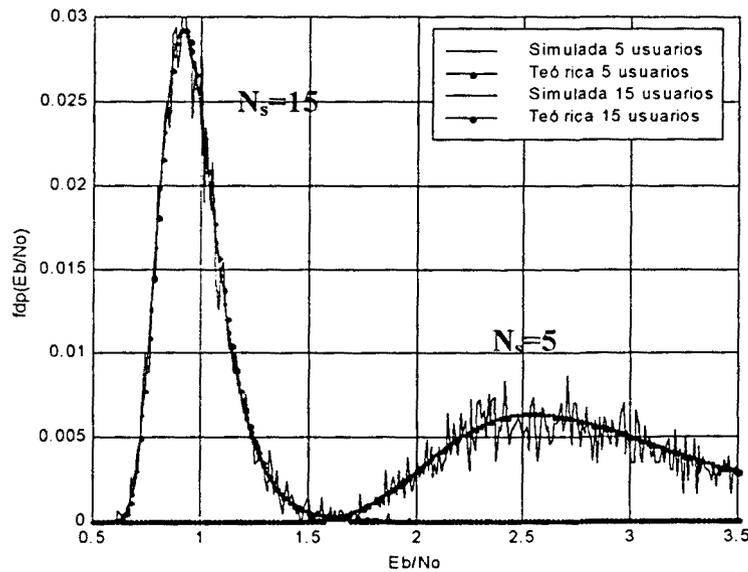


Figura 4-38. Aproximación de la función $f_{dp}(E_b/N_0)$ para traspaso *soft* $\Delta_{SHO}=6\text{dB}$ en el enlace descendente.

4.8.4. Resultados

Se han utilizado las simulaciones a nivel de enlace proporcionadas en [UTRAN] para calcular el retardo normalizado en función del mecanismo de traspaso. La configuración de referencia para llevar a cabo las simulaciones consiste en una portadora de 4096 kchips/s, tal como se describe en la

propuesta WCDMA, con servicios portadores de 240 kbits/s. Por tanto, la ganancia de procesamiento es de 12.3 dB, incluyendo el efecto del ensanchado y la codificación de canal. El entorno de propagación elegido ha sido el *Vehicular A* con diversidad de antena de orden 2 en el enlace ascendente. En [UTRAN] puede encontrarse una explicación detallada de las características consideradas en los diferentes escenarios de propagación. Dichos escenarios se corresponden a los propuestos en [UMTS30.03] para la evaluación de las propuestas candidatas a proporcionar la tecnología de acceso a UMTS/IMT-2000. En la Figura 4-39 se representan los resultados de las simulaciones a nivel de enlace.

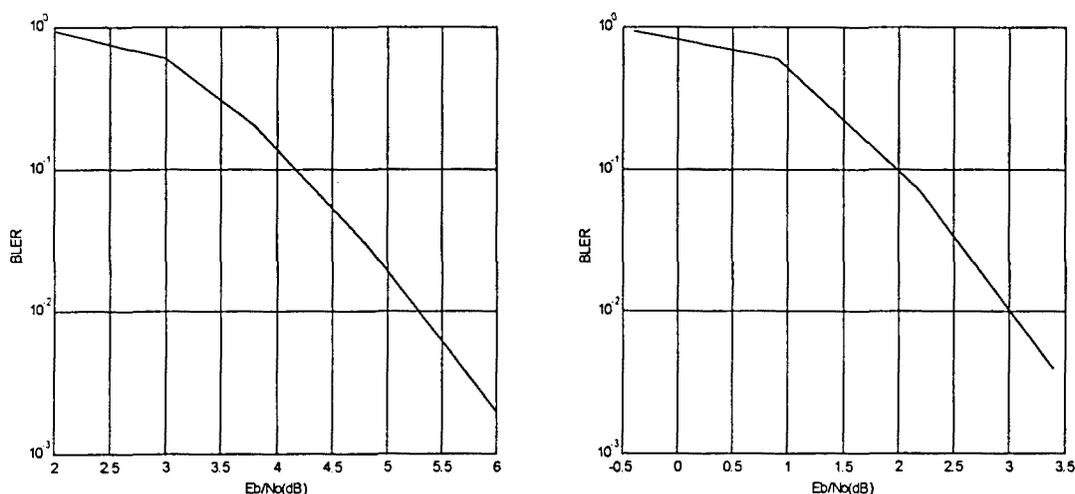


Figura 4-39. Escenarios *Vehicular A*: a) Sin diversidad, b) Diversidad de orden 2.

Utilizando (4-86) para obtener la E_b/N_0 que maximiza la capacidad del sistema, tenemos que para el enlace ascendente se obtiene $E_b/N_0=3.8$ dB con una BLER del 18%, y para el enlace descendente un valor óptimo de $E_b/N_0=2.1$ dB, correspondiente a una probabilidad de error BLER del 11%. Los resultados para el enlace ascendente se muestran en la Figura 4-40. Se ha considerado un entorno de propagación con $\mu=4$, $\sigma=8$ dB y $L=3$ en el caso de combinación MRC. Tal como era de esperar, el comportamiento de las prestaciones respecto al margen de traspaso es análogo al obtenido para la caracterización de la interferencia. Sin embargo, es interesante observar la gran sensibilidad experimentada en términos de retardo, incluso para márgenes reducidos, que quedaba un poco enmascarada en la comparación de la variación de recursos (Véase Figura 4-13). Vemos, por ejemplo, en el caso de $N_s=8$ usuarios por celda, la utilización de un traspaso *hard* con 6 dB conduce a incrementos en retardo medio superiores a un factor 15, siendo la diferencia observada en E_b/N_0 del orden de 1.5 dB. La Figura 4-41 corresponde a la caracterización del enlace descendente con un factor de ortogonalidad del 50%. Podemos observar también la tendencia obtenida para la variación de recursos (Véase Figura 4-33). Particularizando también para $N_s=8$ usuarios, se puede observar que el retardo medio es del orden de 14 veces el retardo de referencia. En la Figura 4-42 se muestran los

resultados en el caso de aumentar las condiciones de ortogonalidad. El número de usuarios en el sistema se incrementa considerablemente pero la tendencia es idéntica al caso anterior.

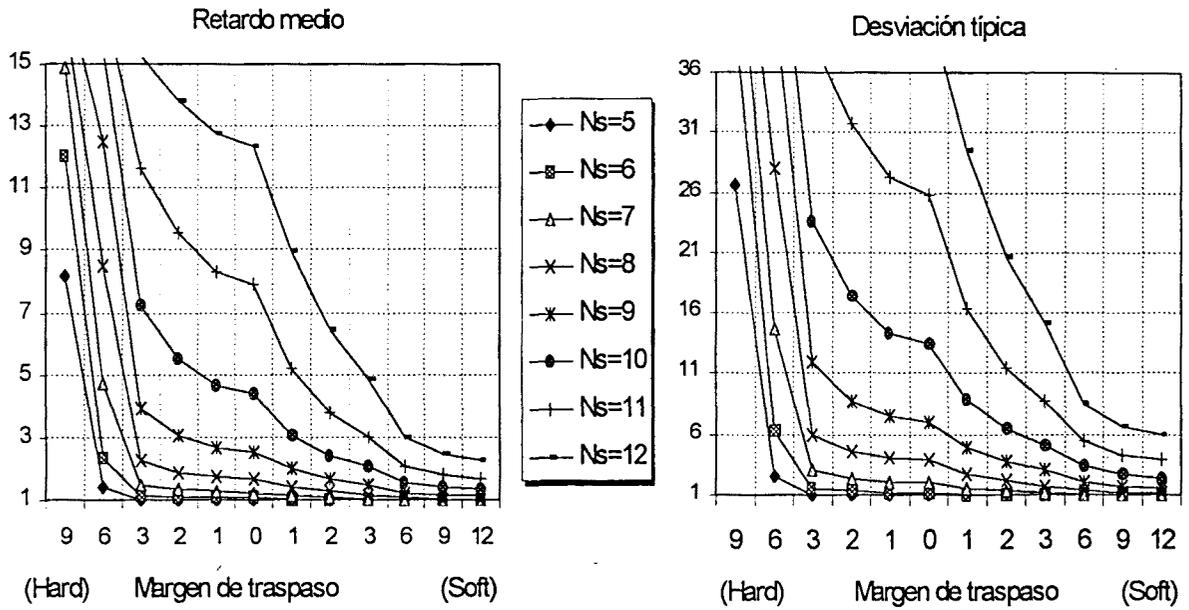


Figura 4-40. Media y desviación típica del retardo de transmisión en el enlace ascendente para diferentes esquemas de traspaso.

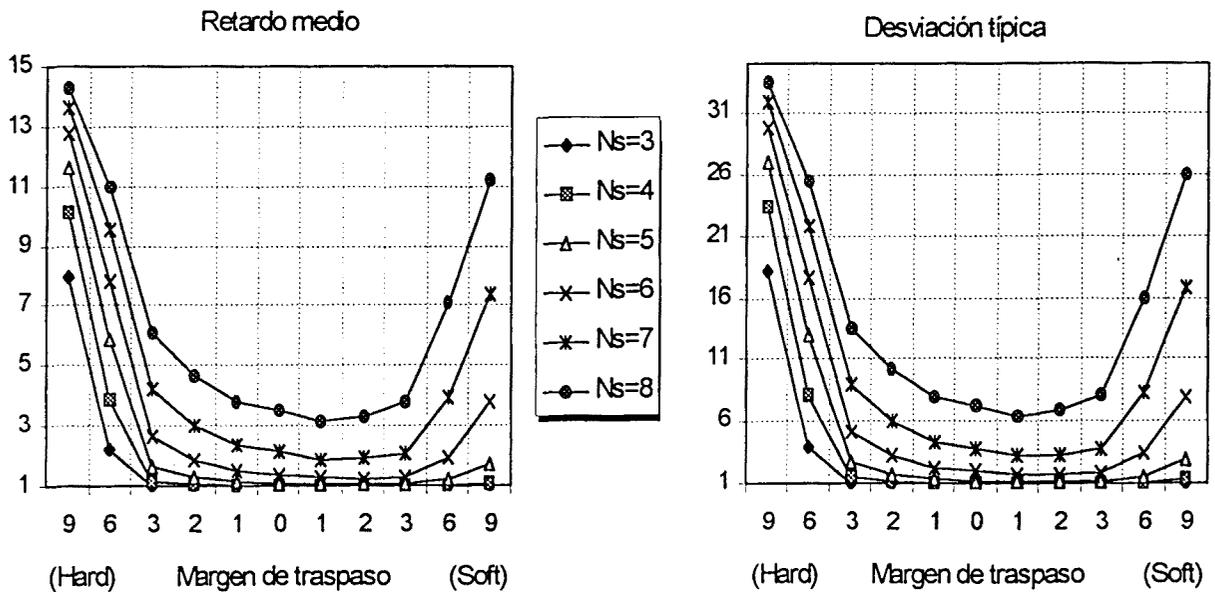


Figura 4-41. Media y desviación típica del retardo de transmisión en el enlace descendente para diferentes esquemas de traspaso. Factor de ortogonalidad $\delta=0.5$.

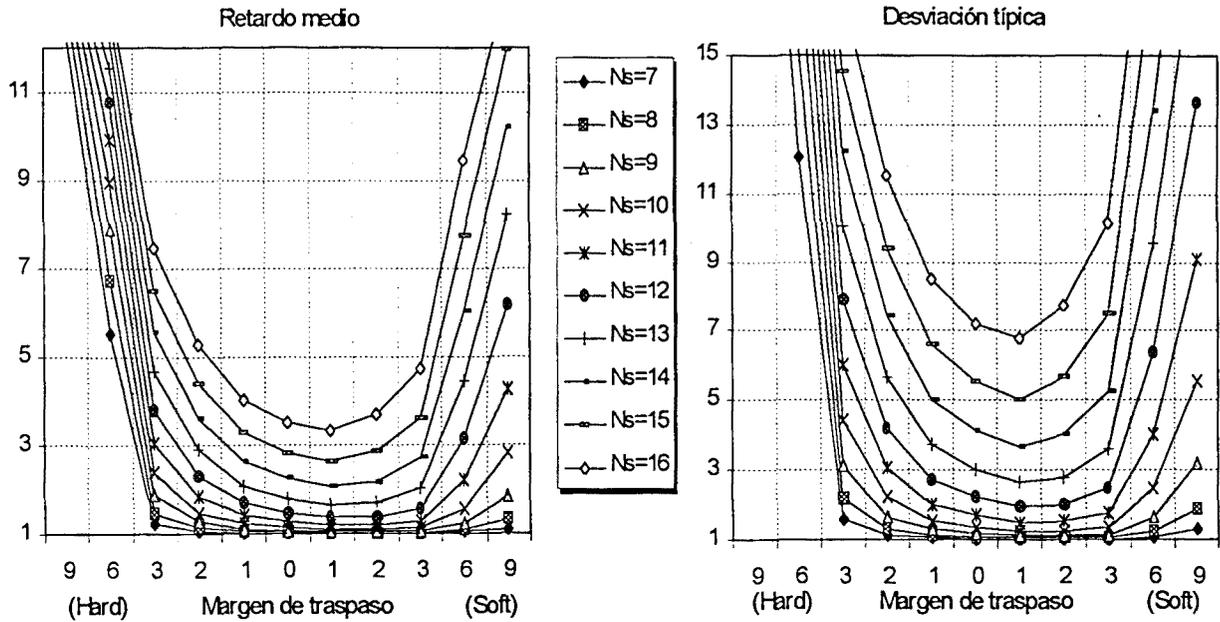


Figura 4-42. Media y desviación típica del retardo de transmisión en el enlace descendente para diferentes esquemas de traspaso. Factor de ortogonalidad $\delta=1.0$.

4.9. Incidencia del tipo de *handover* en el dimensionado de la zona de cobertura.

4.9.1. Planteamiento general

La adopción de un procedimiento de *handover* basado en *soft handover* o *hard handover* incide directamente en el cálculo del dimensionado de la zona de cobertura. En este apartado se determinan el margen de potencia necesario en los límites de cobertura, denominado margen de *fading*, para ambos mecanismos de forma que se permita garantizar un cierto grado de servicio. El parámetro utilizado para caracterizar dicho grado de servicio es la probabilidad de que la atenuación experimentada por el terminal móvil sobrepase un umbral máximo permitido durante un porcentaje determinado de tiempo.

Sin pérdida de generalidad, vamos a suponer un sistema formado por dos estaciones de base y un terminal móvil desplazándose sobre la línea que uniría ambas estaciones. Vamos también a plantear las diferentes ecuaciones sobre el enlace descendente, siendo extrapolables los resultados al enlace ascendente si consideramos la simetría de las pérdidas de propagación y los desvanecimientos lentos en ambos sentidos del enlace. Bajo estas premisas la configuración planteada se ilustra en la Figura 4-43

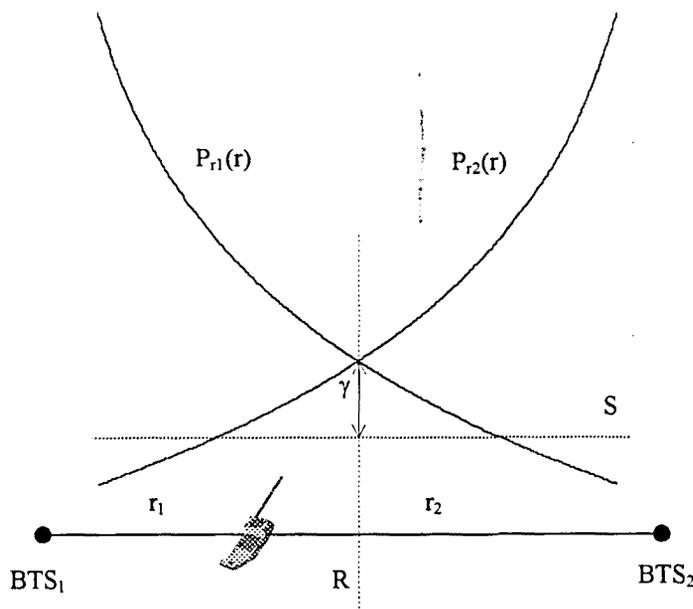


Figura 4-43. Modelo de referencia para la evaluación del margen de *fading*.

Las potencias recibidas desde las estaciones de base BTS_1 y BTS_2 las denotamos por P_{r1} y P_{r2} respectivamente. S es el valor de la sensibilidad del receptor y γ representa el margen de potencia entre la señal recibida en el límite de la zona de cobertura y la sensibilidad S . Las expresiones de la potencias P_{r1} y P_{r2} vendrían dadas por

$$\begin{aligned}
 P_{r1}(r_1) &= P_{r1}(R) - 10\mu \log\left(\frac{r_1}{R}\right) - \zeta_1 = \bar{P} - 10\mu \log\left(\frac{r_1}{R}\right) - \zeta_1 \\
 P_{r2}(r_2) &= P_{r2}(R) - 10\mu \log\left(\frac{r_2}{R}\right) - \zeta_2 = \bar{P} - 10\mu \log\left(\frac{r_2}{R}\right) - \zeta_2
 \end{aligned}
 \tag{4-90}$$

donde las variables ζ_i son variables aleatorias normales de desviación σ que caracterizan el efecto de los desvanecimientos lentos, μ es el factor de propagación con la distancia y \bar{P} es la potencia media en el límite de cobertura para ambas estaciones de base.

En el caso de una estación de base aislada, el margen γ se calcularía en el límite R de la zona de cobertura como

$$\gamma = \bar{P} - S = \sqrt{2}\sigma \operatorname{erfc}^{-1}(2P_{out})
 \tag{4-91}$$

donde P_{out} representaría la probabilidad de que la potencia recibida fuera inferior a la sensibilidad tomada como referencia, es decir

$$P_{out} = \operatorname{Prob}(P_r(R) < S)
 \tag{4-92}$$

En la Tabla 4-21 se muestran valores típicos del margen necesario para garantizar el grado de servicio dado por P_{out} .

Tabla 4-21. Valores típicos de γ para una celda aislada para diferentes valores de σ .

P_{out}	$\sigma=2$	$\sigma=4$	$\sigma=6$	$\sigma=8$	$\sigma=10$	$\sigma=12$
1 %	4.65	9.31	13.96	18.61	23.26	27.92
5 %	3.29	6.58	9.87	13.16	16.45	19.74
10 %	2.56	5.13	7.69	10.25	12.82	15.38

Al considerar una estructura celular, donde el terminal móvil puede estar conectado a diferentes estaciones de base, el valor de γ depende del mecanismo de *handover* implementado en dicho sistema. A continuación se detalla el cálculo para los casos de *hard handover* y *soft handover*.

4.9.2. Cálculo del margen de potencias en caso de *Hard Handover*.

Tal como se ha descrito en la sección 4.5.1, para garantizar un correcto funcionamiento del mecanismo de *hard handover*, el criterio de comparación de potencias entre la estación de base actual y las vecinas debe incluir un margen de histéresis, Δ_{HHO} , que tenga en cuenta el compromiso existente entre el tiempo de decisión de la necesidad de un traspaso y el denominado efecto 'ping-pong'. A continuación se analizan dos metodologías para obtener el valor del margen de potencia necesario en la zona de cobertura: la primera está basada en la consideración de áreas de solapamiento y la segunda se fundamenta básicamente en relaciones de potencia.

4.9.2.1. Procedimiento basado en distancias de solapamiento

Aplicando la metodología planteada en [Viterbi94] al escenario descrito anteriormente de dos estaciones de base, el margen γ podría estimarse como

$$\gamma_{Hard-Handoff} = 10\mu \log(s) + \sqrt{2}\sigma \operatorname{erfc}^{-1}(2P_{out}) \quad (4-93)$$

donde s representa el factor de solapamiento de celdas. El razonamiento está basado en la suposición de que, por ejemplo, un móvil previamente conectado a BTS_1 y desplazándose hacia BTS_2 no realice el cambio de radiocanal hasta haber sobrepasado una cierta distancia de solapamiento el punto equidistante de ambas estaciones de base. La Figura 4-44 representa dicha situación. Se podría considerar en términos medios que el punto más crítico para garantizar un cierto margen γ' para combatir el efecto de los desvanecimientos lentos se produce justamente a la distancia $s \cdot R$, ya que le móvil todavía permanecería conectado a BTS_1 . De esta forma el planteamiento de las expresiones

$$P_{out} = Prob(P_{r1}(s \cdot R) < S) = Prob(P_{r1}(R) - 10\mu \log(s) < S) \quad (4-94)$$

$$\gamma' = \gamma - 10\mu \log(s) \quad (4-95)$$

conduciría directamente a la obtención de la ecuación (4-93).

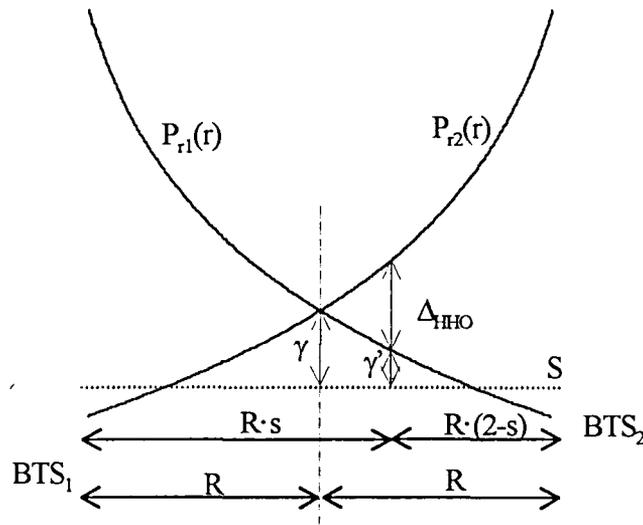


Figura 4-44. Modelo utilizado en el criterio basado en la distancia de solapamiento.

De la Figura 4-44 podemos observar que existe una relación fija entre el factor de solapamiento y el margen de histéresis Δ_{HHO} . Concretamente podemos expresar

$$\Delta_{HHO}(dB) = 10\mu \log\left(\frac{s}{2-s}\right) \Leftrightarrow s = \frac{2 \cdot 10^{\frac{\Delta_{HHO}(dB)}{10\mu}}}{1 + 10^{\frac{\Delta_{HHO}(dB)}{10\mu}}} \quad (4-96)$$

En la siguiente tabla se representa dicha correspondencia para diferentes pendientes de propagación

Tabla 4-22. Relación entre el porcentaje de solapamiento y el margen de traspaso.

Δ_{HHO}	$\mu=3$	$\mu=4$
1	3.84%	2.88%
3	11.46%	8.61%
6	22.63%	17.10%
9	33.23%	25.34%
12	43.05%	33.23%

Podemos observar que para valores del margen de *handover* altos y pendientes de propagación pequeñas, el solapamiento entre celdas vecinas puede llegar a valores superiores al 40%. En la Figura 4-45 se representan los valores obtenidos para el margen γ necesario para garantizar una probabilidad de desbordamiento de 5% en función del margen de histéresis considerado en el *hard handover* y para diferentes pendientes de propagación. Se puede constatar el incremento de γ para valores elevados de Δ_{HHO} y también el incremento asociado a valores mayores de la pendiente de propagación a pesar de la consiguiente reducción del área de solapamiento.

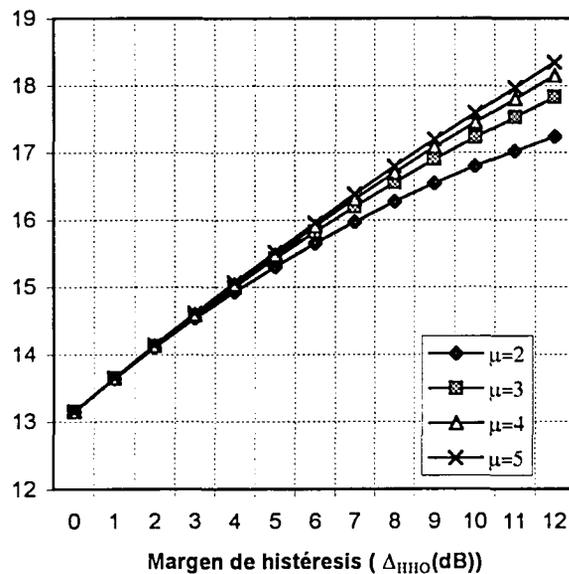


Figura 4-45. Margen de *fading* en función del margen de histéresis para diferentes pendientes de propagación.

El procedimiento descrito para la obtención del margen γ únicamente tiene en cuenta el efecto de los desvanecimientos desde/a la estación de base de referencia BTS_1 y no considera la atenuación existente desde/a la estación de base BTS_2 . De esta forma, cuando determinamos el margen γ' no tenemos en cuenta el hecho de que existe cierta probabilidad de que la diferencia de potencias entre BTS_1 y BTS_2 sea superior al margen de *handover* y el móvil haya conmutado ya de estación de base. Es decir, la protección frente a desvanecimientos en el punto crítico no dependerá únicamente de la diferencia de potencia respecto al nivel de sensibilidad para la estación de base que soporta el enlace, sino que también debe tenerse en cuenta la influencia de los desvanecimientos sobre las estaciones de base vecinas. De esta forma, hemos considerado conveniente el planteamiento de la obtención del margen γ mediante una formulación basada únicamente en márgenes de potencia.

4.9.2.2. Procedimiento basado en la comparación de potencias

Manteniendo la configuración de dos estaciones de base y un terminal móvil desplazándose entre ellas, se pueden distinguir tres situaciones en función de cual sea la estación de base que va a cursar la comunicación:

- **Caso A.** Terminal móvil conectado a BTS_1 . Podemos asegurar que el terminal móvil estará conectado a BTS_1 siempre que la potencia recibida desde/a dicha estación de base sea superior a la recibida desde/a BTS_2 más el margen de histéresis aplicado. Por tanto, la probabilidad de que el móvil se encuentre conectado con seguridad a BTS_1 expresarla mediante

$$Prob(BTS_1)(r) \equiv Prob(P_{r_1} > P_{r_2} + HHOM) \quad (4-97)$$

- **Caso B.** Terminal móvil conectado a BTS_2 . Corresponden a la situación contraria de la descrita en el caso A. La probabilidad vendrá dada por

$$Prob(BTS_2)(r) \equiv Prob(P_{r_2} > P_{r_1} + HHOM) \quad (4-98)$$

- **Caso C.** Terminal móvil puede estar conectado a cualquiera de las estaciones de base. En función del margen de *handover* existirá un margen de potencia para el que el móvil podrá encontrarse conectado a cualquiera de las estaciones de base. Además de las fluctuaciones de potencia, la elección dependerá de la trayectoria seguida por el terminal. La probabilidad de dicha situación la podríamos caracterizar mediante

$$Prob(BTS_1 \& BTS_2)(r) \equiv Prob(|P_{r_2} - P_{r_1}| \leq HHOM) \quad (4-99)$$

Considerando las tres situaciones anteriores, podemos expresar la probabilidad de desbordamiento en función de la distancia mediante

$$P_{out}(r) = Prob(P_{r_1} < S | BTS_1) \cdot Prob(BTS_1) + Prob(P_{r_2} < S | BTS_2) \cdot Prob(BTS_2) \\ + [Prob(P_{r_1} < S | BTS_1 \& BTS_2) \cdot p + Prob(P_{r_2} < S | BTS_1 \& BTS_2) \cdot (1-p)] \cdot Prob(BTS_1 \& BTS_2) \quad (4-100)$$

donde el valor p representa la probabilidad de que el terminal móvil se encuentre conectado a BTS_1 en la zona donde existen ambas alternativas. De esta forma, el valor del margen de potencias γ en la zona límite de cobertura se podría calcular como el valor mínimo que garantiza que la probabilidad de desbordamiento en cualquier punto esté por debajo del criterio fijado. Por tanto, matemáticamente debe cumplirse la siguiente expresión

$$\gamma_{Hard-Handoff} = \min\{\gamma \text{ tal que } P_{out}(r) < P_{out} \forall r \quad (4-101)$$

El cálculo de (4-100) se ha abordado sustituyendo para cada uno de los sumandos la expresión de la probabilidad condicionada por la probabilidad de la intersección de la siguiente forma,

$$\text{Prob}(P_{r_1} < S | \text{BTS}_1) \cdot \text{Prob}(\text{BTS}_1) \equiv \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap P_{r_1} > P_{r_2} \cdot \text{HHOM}) \quad (4-102)$$

En el Anexo VII se demuestra que

$$\begin{aligned} \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap P_{r_1} > P_{r_2} \cdot \text{HHOM}) = \\ \int_{\bar{\gamma} - 10\mu \log(r_1)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \cdot \frac{1}{2} \text{erfc}\left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \frac{\text{HHOM}}{\sqrt{2}\sigma}\right) \cdot \partial x \end{aligned} \quad (4-103)$$

$$\begin{aligned} \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap |P_{r_1} - P_{r_2}| < \text{HHOM}) = \\ \int_{\bar{\gamma} - 10\mu \log(r_1)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \cdot \frac{1}{2} \left[\text{erfc}\left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) - \frac{\text{HHOM}}{\sqrt{2}\sigma}\right) - \text{erfc}\left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \frac{\text{HHOM}}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right] \cdot \partial x \end{aligned} \quad (4-104)$$

Las expresiones correspondientes a la situación donde BTS_2 es la celda activa son equivalentes a las anteriores, únicamente permutando los subíndices.

Una vez fijado el procedimiento de cálculo del margen de *fading*, vemos que el único parámetro por determinar es el valor denominado p en (4-100). En la zona donde los móviles pueden estar conectados a ambas estaciones, p determina los pesos con que se promedian las probabilidades de desbordamiento de las celdas aisladas. En términos medios, y argumentando razones de simetría, se podría considerar un valor de p igual a 0.5. De este modo resultaría ser equiprobable el enlace hacia/desde ambas estaciones de base en la zona de solapamiento. Para analizar más detalladamente la influencia de p en la probabilidad de desbordamiento se han estudiado diferentes situaciones, incluyendo los valores extremos de $p=0.0$ y $p=1.0$. En la Figura 4-46 se representa $P_{out}(r)$ para diferentes valores de p y margen de *handover*. Los resultados corresponden un margen γ de 12 dB, desvanecimientos lentos caracterizados por una desviación $\sigma=8$ dB y una pendiente de propagación $\mu=4$.

En la Figura 4-46 se representan también las probabilidades de desbordamiento que obtendríamos en caso de tener las dos celdas aisladas y el caso extremo de *hard handover* donde la estación de base activa fuera siempre la que experimenta menor atenuación. Este último caso podríamos calcularlo mediante

$$P_{out} = Prob(\max(P_{r_1}, P_{r_2}) < S) = Prob(P_{r_1} < S) \cdot Prob(P_{r_2} < S) \quad (4-105)$$

bajo el supuesto de desvanecimientos incorrelados.

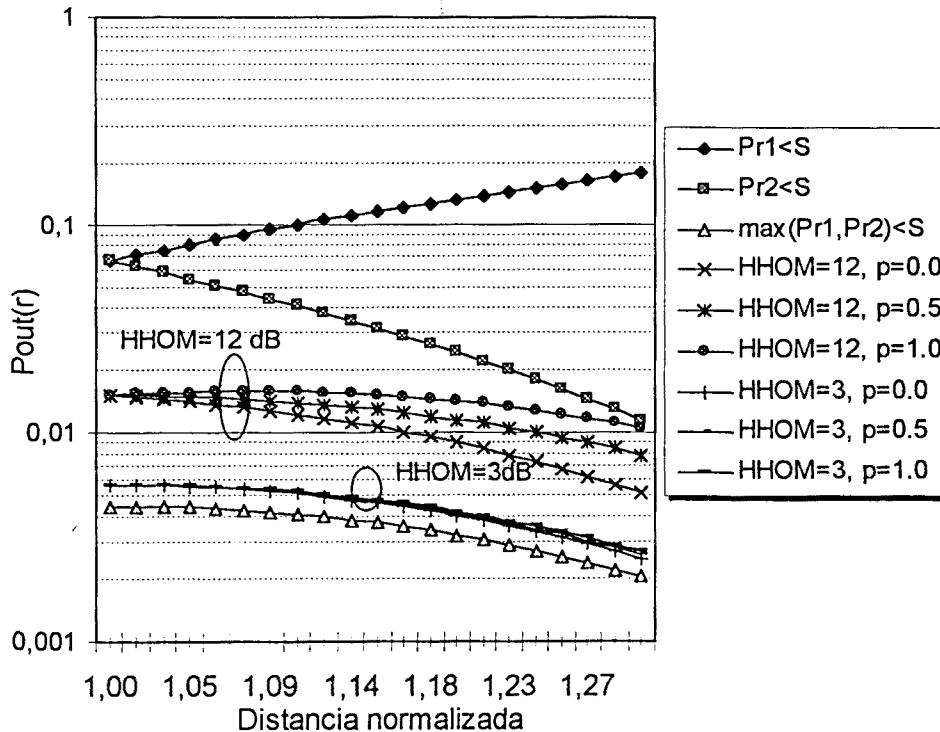


Figura 4-46. Probabilidad de desbordamiento en función de la distancia para un margen $\gamma=12$ dB

Vemos en la Figura 4-46 que cuando reducimos el margen de histéresis, la probabilidad de desbordamiento tiende al caso ideal formulado en el apartado anterior. La influencia del parámetro p , definido anteriormente como la probabilidad de que la estación móvil siga conectada a la BTS_1 en la zona donde existen ambas alternativas, depende del valor del margen de *handover* utilizado. Así pues, para márgenes Δ_{HHO} elevados, por ejemplo 12 dB, observamos que, al considerar $p=1.0$, se desplaza el punto crítico, donde se produce la mayor probabilidad de desbordamiento, alrededor de un 15% hacia la BTS_2 . Sin embargo, el valor de la probabilidad de desbordamiento máxima que condiciona el cálculo del margen de potencias apenas sufre una variación apreciable en función del parámetro p . Para márgenes de histéresis reducidos, el parámetro p no introduce ninguna variación importante.

El desplazamiento del punto crítico originado por p , podría asociarse a la metodología expuesta anteriormente para el cálculo de γ , donde se requiere una zona de solape necesaria. Sin embargo, de la Tabla 4-22, vemos que un margen de histéresis de 12 dB se corresponde con un solapamiento del orden del 33%, valor bastante alejado del punto crítico obtenido mediante el planteamiento basado exclusivamente en potencias.

En la Figura 4-47 se representan los márgenes de potencia, en función del margen de *hard handover* necesarios, para conseguir una probabilidad de desbordamiento inferior a 5%. Los valores se han calculado en función de la distancia tomando el margen de potencias del punto crítico correspondiente.

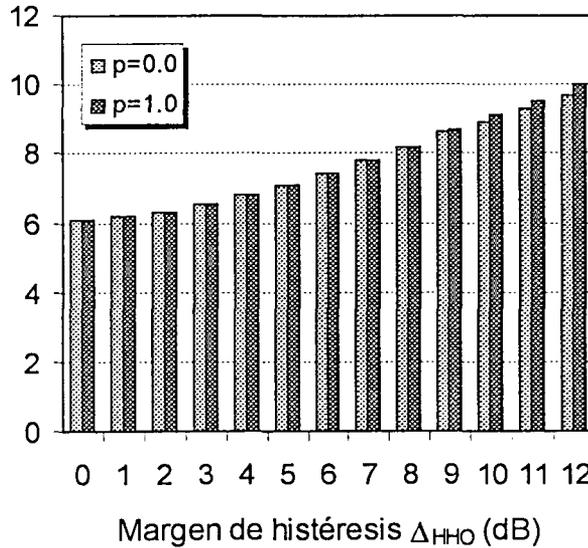


Figura 4-47. Margen de *fading* en función del margen de histéresis para garantizar $P_{out}=5\%$.

Podemos observar claramente la escasa influencia del parámetro p en el cálculo del margen γ . En cambio, vemos como los valores obtenidos mediante el método propuesto difieren considerablemente de los representados en la Figura 4-45, obtenidos utilizando el planteamiento descrito en [Viterbi94]. La gran disparidad de los resultados es debida, en gran parte, a la suposición de que los desvanecimientos experimentados en ambos enlaces están completamente incorrelados. A continuación vamos a analizar el efecto de introducir cierto grado de correlación.

Como se halla demostrado en el Anexo VII, en el caso de considerar un coeficiente de correlación ρ mayor de cero definido como

$$\rho \equiv \frac{E[\xi_1 \xi_2]}{\sigma^2} \tag{4-106}$$

las expresiones (4-103) y (4-104) y se transforman en

$$\Pr ob(P_{r1} < S \cap P_{r1} > P_{r2} \cdot HHOM) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} dz \int_{\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1) - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}} z}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \overline{HHOM}\right) \cdot dx \tag{4-107}$$

$$\begin{aligned}
 & \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap |P_{r_1} - P_{r_2}| < HHOM) = \\
 & \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} \hat{c}z \int_{\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1/r_2) - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}} z}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \cdot \frac{1}{2} \left[\text{erfc}\left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) - \overline{HHOM}\right) - \text{erfc}\left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \overline{HHOM}\right) \right] \cdot \hat{c}x
 \end{aligned}
 \tag{4-108}$$

En la Figura 4-48 se representa la probabilidad de desbordamiento calculada con los mismos parámetros especificados para la obtención de la Figura 4-46, $\gamma=12$ dB, pero con un coeficiente de correlación para los desvanecimientos de $\rho=0.5$. Se puede observar que el comportamiento, respecto a la distancia, márgenes de *handover* y valor de p , es análogo al comentado en el caso de desvanecimientos independientes, pero con un incremento generalizado de la probabilidad de desbordamiento. Por ejemplo, para desvanecimientos incorrelados y, en el supuesto de elección siempre del camino de mínima atenuación, la probabilidad de desbordamiento era del orden del 0.5 % con un margen de potencias de 12 dB. En cambio, para desvanecimientos correlados al 50%, dicha probabilidad asciende a valores superiores al 1% para el mismo margen de *fading*. Dicho comportamiento es previsible debido al hecho de que la mejora introducida por el hecho de disponer de más de una estación de base, diversidad de caminos, disminuye al aumentar la correlación entre las condiciones de propagación experimentados por éstos.

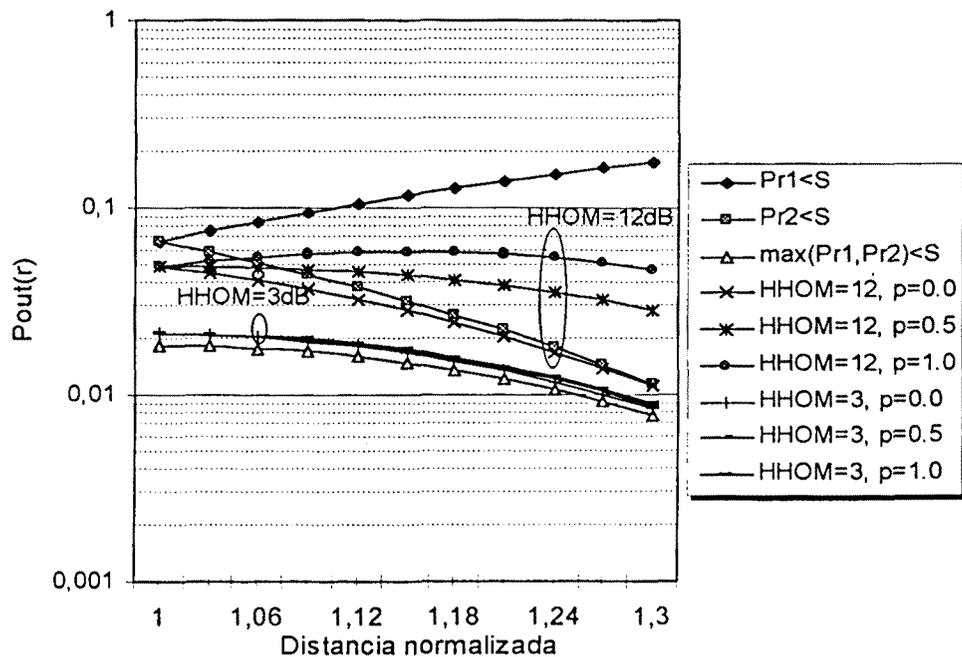


Figura 4-48. Probabilidad de desbordamiento en función de la distancia para un margen $\gamma=12$ dB. Desvanecimientos correlados 50%.

En la Figura 4-49 y Figura 4-50 se representa la probabilidad de desbordamiento en función del margen y de potencias para diferentes valores del coeficiente de correlación entre desvanecimientos. El margen de histéresis para el traspaso varía entre 0 y 12 dB. Concretamente, los valores representados en la Figura 4-49 están calculados suponiendo un valor de p igual a 0.5, es decir, con igual probabilidad de que el móvil esté enganchado a cualquiera de las estaciones de base si las atenuaciones respectivas difieren menos del valor fijado por el margen de *handover*. En cambio, en la Figura 4-50, se considera el peor caso en que, estando el móvil en condiciones de atenuación a /desde cada estación de base similares, permanece conectado a la estación de base mas alejada. Como hemos justificado previamente, dicha suposición puede modelarse fijando el parámetro p igual a 1.0.

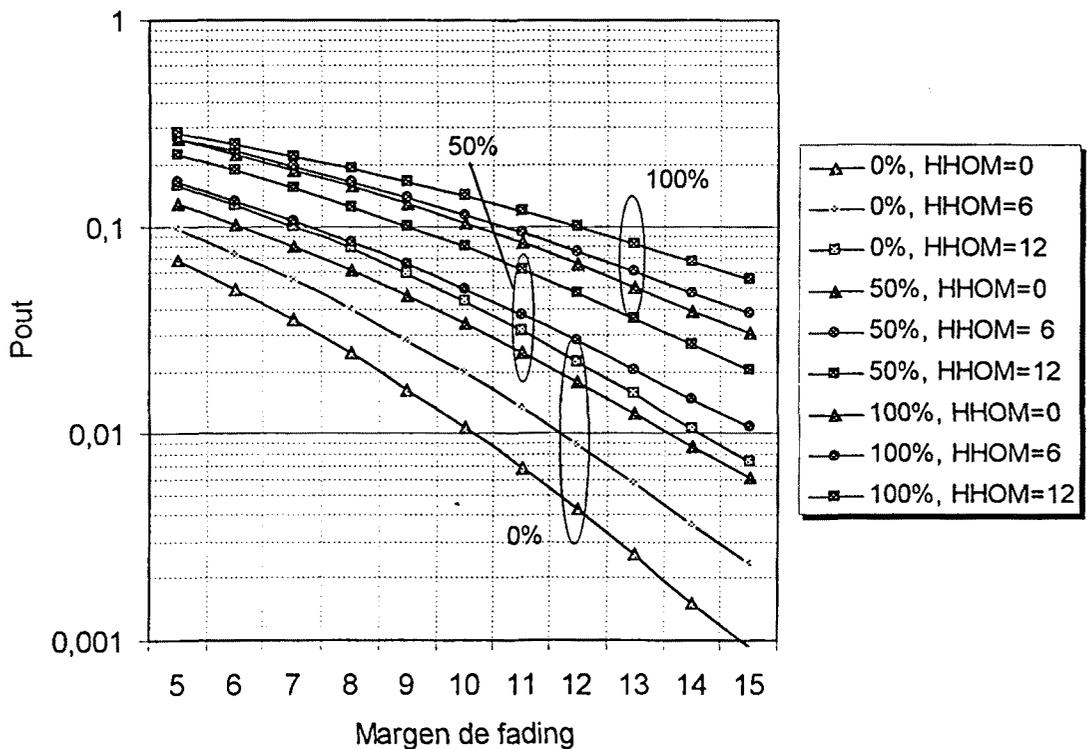


Figura 4-49. Dependencia de la probabilidad de desbordamiento con el margen de *fading* para diferentes márgenes y condiciones de correlación. Cálculo con $p=0.5$.

La correlación de los desvanecimientos implica un aumento del margen necesario para combatirlos en las zonas límites de cobertura. Por ejemplo, para conseguir una probabilidad de desbordamiento inferior al 10%, sería necesario, en caso de que la probabilidad de estar conectado a ambas estaciones en igualdad de condiciones sea idéntica, márgenes del orden de 5dB, 7dB y 13 dB para correlaciones del 0%, 50% y 100% respectivamente y con un margen de *handover* de 6dB. Por tanto, vemos que la correlación entre desvanecimientos repercute notablemente en el dimensionado de las zonas de cobertura.

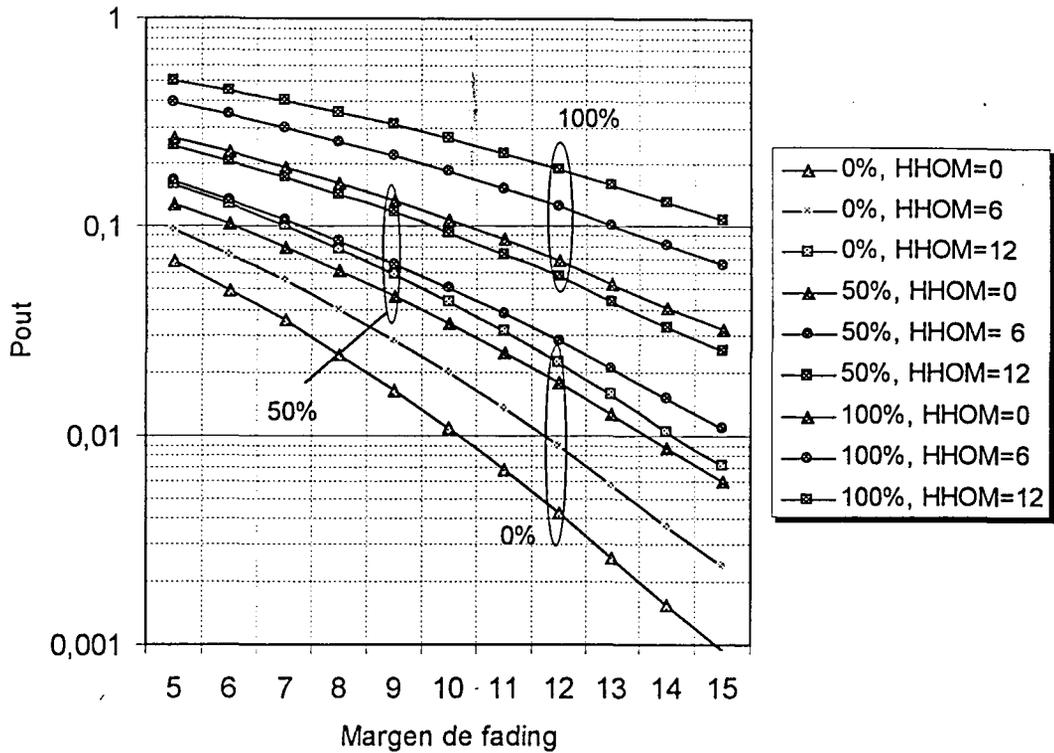


Figura 4-50. Dependencia de la probabilidad de desbordamiento con el margen de *fading* para diferentes márgenes y condiciones de correlación. Cálculo con $p=1.0$.

En las siguientes tablas se detallan los valores de γ necesarios para obtener probabilidades de desbordamiento de 5% y 1% respectivamente. Se proporcionan los valores calculados para $p=0$, terminal conectado a la estación de base más cercana cuando ambas son candidatas, y para $p=1$, situación contraria.

Tabla 4-23. Margen de *fading* para garantizar una probabilidad $P_{out}=5\%$

Δ_{HHO}	$\rho=0.00$		$\rho=0.25$		$\rho=0.50$		$\rho=0.75$		$\rho=1.00$	
	$p=0.0$	$p=1.0$								
0	6,1	6,1	7,5	7,5	8,9	8,9	10,4	10,4	13,2	13,2
3	6,5	6,5	7,8	7,8	9,2	9,2	10,8	10,8	13,2	14,6
6	7,4	7,5	8,7	8,8	10,1	10,2	11,7	11,9	13,2	16
9	8,6	8,7	9,8	10	11,1	11,4	12,5	13,1	13,2	17,1
12	9,7	10	10,8	11,3	12	12,7	12,9	14,3	13,2	18,2

Tabla 4-24. Margen de *fading* para garantizar una probabilidad $P_{out}=1\%$.

Δ_{HHO}	$\rho=0.00$		$\rho=0.25$		$\rho=0.50$		$\rho=0.75$		$\rho=1.00$	
	$p=0.0$	$p=1.0$								
0	10,3	10,3	12	12	13,8	13,8	15,6	15,6	18,7	18,7
3	10,8	10,8	12,5	12,5	14,2	14,2	16,1	16,1	18,7	20,1
6	11,9	11,9	13,5	13,6	15,2	15,3	17,1	17,2	18,7	21,4
9	13,1	13,2	14,7	14,9	16,3	16,6	17,9	18,5	18,7	22,6
12	14,3	14,6	15,8	16,2	17,2	17,9	18,3	19,7	18,7	23,6

Es importante observar la gran influencia de las condiciones de correlación en el margen calculado. En el caso de $P_{out}=1\%$, vemos que hay una diferencia entorno a 8 dB entre las condiciones extremas de correlación. Para condiciones de correlación del 50%, podemos ver que el valor de p condiciona mínimamente el valor obtenido para el margen de *fading*. En el peor de los casos estudiados, $\Delta_{HHO}=12$ dB y $P_{out}=1\%$, la diferencia es de 0.7dB. En cambio, para correlaciones elevadas, el valor de p repercute considerablemente en el cómputo de γ .

4.9.2.3. Análisis comparativo.

Es importante contrastar los valores obtenidos utilizando las dos metodologías descritas en este apartado. A partir de la Figura 4-45 podemos observar que, para garantizar una probabilidad de desbordamiento del 5%, es necesario adecuar unos márgenes de potencia superiores a 13 dB para solapamiento nulo, y de hasta 18 dB para márgenes de histéresis de 12 dB. Comparando estos valores con el segundo método, vemos que se obtienen resultados similares únicamente bajo las condiciones más desfavorables, es decir, desvanecimientos completamente correlados y probabilidad de permanecer enganchado a la estación más lejana igual a uno. Concretamente, de los valores proporcionados en la Tabla 4-23, vemos que para garantizar $P_{out}=0.5$ debe cumplirse $\gamma=13.2$ para márgenes $\Delta_{HHO}=0$ dB y desvanecimientos correlados.

4.9.3. Cálculo del margen de potencias en caso de *Soft Handover*.

En el caso de soportar *soft handover*, en el terminal móvil, o bien en el elemento de red destinado a tal efecto, se pueden aplicar mecanismos de selección o combinación de la información recibida desde diferentes puntos de acceso. De esta forma, la mejora de prestaciones del procedimiento de *soft handover* pueden plantearse mediante el estudio de un sistema de diversidad de orden igual al número de estaciones de base incluidas en el denominado *Active Set*.

4.9.3.1. Combinación por selección

En [Viterbi94] se plantea el cálculo del margen de potencia γ en el supuesto de que se realice una combinación por selección de las señales recibidas. La probabilidad de desbordamiento puede obtenerse mediante el planteamiento

$$P_{out} = Prob(\max(P_{r_1}, P_{r_2}) < S) = Prob(P_{r_1} < S \cap P_{r_2} < S) \quad (4-109)$$

De esta forma, se presupone que la el terminal móvil siempre va estar conectado a la estación de base que en cada momento presenta menores pérdidas de propagación. En el Anexo VI se demuestra que la probabilidad de desbordamiento puede obtenerse mediante

$$P_{out} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1) - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}} z\right) \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_2) - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}} z\right) \cdot \partial z \quad (4-110)$$

donde los valores normalizados se obtienen a partir de las siguientes expresiones

$$\begin{aligned} \bar{\gamma} &\equiv \frac{\gamma}{\sqrt{2(1-\rho)}\sigma} \\ \bar{\mu} &\equiv \frac{\mu}{\sqrt{2(1-\rho)}\sigma} \end{aligned} \quad (4-111)$$

siendo ρ el coeficiente de correlación de los desvanecimientos.

En la Tabla 4-25 se proporcionan los valores del margen de *fading* obtenidos para probabilidades de desbordamiento del 1% y 5%. Podemos apreciar que dichos valores coinciden exactamente con los obtenidos con la formulación utilizada en el mecanismo de *hard handover* en el caso de que el margen de histéresis considerado sea de $\Delta_{HHO}=0\text{dB}$. En el Anexo VI se demuestra la equivalencia de las expresiones (4-100) y (4-110) en tal caso.

Tabla 4-25. Margen de *fading* para traspasos *soft* con combinación por selección.

P_{out}	$\rho=0.00$	$\rho=0.25$	$\rho=0.50$	$\rho=0.75$	$\rho=1.00$
5%	6,1	7,5	8,9	10,4	13,2
1%	10,3	12	13,8	15,6	18,7

En [Viterbi94] se proporciona la diferencia en el margen de *fading* entre traspasos *soft* y *hard*. No obstante, a partir de los resultados obtenidos en la sección anterior para traspasos *hard*, podemos observar que dicha comparación no se realiza en igualdad de condiciones para ambos mecanismos. Concretamente, los valores apuntados en [Viterbi94] equivalen a condiciones de correlación del 100% para *hard handover*, mientras que el margen de *fading* para traspasos *soft* se obtiene de considerar correlaciones del 50%. Además, el modelo de traspaso *hard*, conlleva implícitamente que la conexión siempre se realiza a través de la estación de base con peores condiciones, situación equivalente a considerar $p=1$ en la metodología propuesta basada exclusivamente en potencias.

De esta forma, resulta conveniente establecer una comparativa más equitativa para ambos métodos. Las siguientes tablas reflejan la diferencia obtenida en el margen de *fading* con la metodología propuesta para P_{out} del 5% y 1%.

Tabla 4-26. Diferencia en el margen de *fading* para $P_{out}=5\%$ para traspasos *hard* y *soft* SC.

Δ_{HHO}	$\rho=0.00$		$\rho=0.25$		$\rho=0.50$		$\rho=0.75$		$\rho=1.00$	
	$p=0.0$	$p=1.0$								
3	0,4	0,4	0,3	0,3	0,3	0,3	0,4	0,4	0	1,4
6	1,3	1,4	1,2	1,3	1,2	1,3	1,3	1,5	0	2,8
9	2,5	2,6	2,3	2,5	2,2	2,5	2,1	2,7	0	3,9
12	3,6	3,9	3,3	3,8	3,1	3,8	2,5	3,9	0	5

Tabla 4-27. Diferencia en el margen de *fading* para $P_{out}=1\%$ para traspasos *hard* y *soft* SC.

Δ_{HHO}	$\rho=0.00$		$\rho=0.25$		$\rho=0.50$		$\rho=0.75$		$\rho=1.00$	
	$p=0.0$	$p=1.0$								
3	0,5	0,5	0,5	0,5	0,4	0,4	0,5	0,5	0	1,4
6	1,6	1,6	1,5	1,6	1,4	1,5	1,5	1,6	0	2,7
9	2,8	2,9	2,7	2,9	2,5	2,8	2,3	2,9	0	3,9
12	4	4,3	3,8	4,2	3,4	4,1	2,7	4,1	0	4,9

Para analizar los resultados vamos a considerar, por ejemplo, las prestaciones de un traspaso *hard* con margen de histéresis de 9 dB, correlación entre desvanecimientos del 50% y probabilidad de desbordamiento del 5%. Mediante la metodología descrita en [Viterbi94], el margen de *fading* γ necesario sería de 17 dB, valor obtenido directamente de (4-93) considerando $s=1.25$ (Véase Tabla 4-22). Por tanto, la diferencia en exceso respecto a un traspaso *soft* SC resulta de 8 dB. Por otro lado,

utilizando la metodología descrita, la diferencia se sitúa entorno a 2.5 dB, comparando ambos mecanismos en igualdad de condiciones de correlación y en el supuesto pesimista $\rho=1$.

4.9.3.2. Combinación MRC

En caso de poder utilizar combinación MRC, y en el supuesto de que el nivel de interferencias recibido en cada una de las ramas del combinador sea igual, la probabilidad de desbordamiento podría formularse como

$$P_{out} = Prob(P_{r1} + P_{r2} < S) \quad (4-112)$$

En el Anexo VI se demuestra que, para valores de $\sigma\sqrt{1-\rho}$ inferiores a 6 dB, la siguiente aproximación es válida para el cálculo de la probabilidad de desbordamiento

$$P_{out} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\gamma}{10 \log(e) \sqrt{2} \sigma_z} + \sqrt{\rho} \left(\frac{\sigma}{10 \log(e) \sigma_z} \right) x - \frac{m_z}{\sqrt{2} \sigma_z} \right) dx \quad (4-113)$$

donde

$$m_z = \ln \left(\frac{8e^{\sigma_x^2}}{\sqrt{1+e^{\sigma_x^2}}} \right) \quad (4-114)$$

$$\sigma_z^2 = \ln \left(\frac{1+e^{\sigma_x^2}}{2} \right)$$

siendo

$$\sigma_x \equiv \frac{\ln 10}{10} \sigma \sqrt{1-\rho} \quad (4-115)$$

Para cualquier valor de desviación σ y coeficiente de correlación ρ podemos hacer uso de

$$P_{out} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} \int_{\bar{\gamma} - \frac{\rho}{\sqrt{1-\rho}} z}^{-\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\max \left(\bar{\gamma} - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}} z, \frac{-10}{\sqrt{1-\rho}} \log_{10} \left(\frac{10^{\frac{\sqrt{2}\rho z}{10}}}{\gamma_t} - 10^{-\frac{\sqrt{2}(1-\rho)zx}{10}} \right) \right)}{\sqrt{2}\sigma} \right) dx dz \quad (4-116)$$

Para ambos mecanismos el caso especial $\rho=1$ se deriva en

$$P_{out} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\gamma + 3}{\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (4-117)$$

En las siguientes tablas se proporcionan los valores obtenidos para el margen de *fading* en el caso MRC. En la Tabla 4-28, los valores se han calculado mediante la expresión (4-116), mientras que los resultados de la Tabla 4-29 corresponden a la utilización de la aproximación de Wilkinson. Para contrastar los resultados, en la Tabla 4-30 se muestran los valores obtenidos mediante simulación.

Tabla 4-28. Margen de *fading* para traspasos MRC. Resultados correspondientes a la expresión (4-116)

P_{out}	$\rho=0.00$	$\rho=0.25$	$\rho=0.50$	$\rho=0.75$	$\rho=1.00$
10%	3,1	3,6	4,7	5,9	7,3
5%	4,7	6,0	7,3	8,7	10,2
1%	8,7	10,4	12,1	13,8	15,7

Tabla 4-29. Margen de *fading* para traspasos MRC. Aproximación de Wilkinson.

P_{out}	$\rho=0.00$	$\rho=0.25$	$\rho=0.50$	$\rho=0.75$	$\rho=1.00$
10%	4,8	5,0	5,3	6,0	7,3
5%	7,4	7,6	8,0	8,8	10,2
1%	12,3	12,5	13,0	14,0	15,7

Tabla 4-30. Margen de *fading* para traspasos MRC. Simulaciones con $n=10000$ muestras.

P_{out}	$\rho=0.00$	$\rho=0.25$	$\rho=0.50$	$\rho=0.75$	$\rho=1.00$
10%	3,1	3,6	4,7	5,9	7,1
5%	4,7	6,1	7,2	8,5	10,0
1%	8,7	10,5	12,8	13,2	15,8

Podemos observar que los resultados obtenidos a partir de (4-116) se aproximan bastante, en todo el margen de condiciones consideradas, a los obtenidos mediante simulación. En cambio, la metodología basada en la aproximación de Wilkinson únicamente proporciona resultados aceptables para

condiciones de correlación superiores al 50%, donde el parámetro $\sigma\sqrt{1-\rho}$ empieza a encontrarse por debajo de 6dB.

Para analizar la mejora introducida por la combinación MRC, en la siguiente tabla se proporciona la diferencia en defecto conseguida respecto a un traspaso con combinación por selección.

Tabla 4-31. Diferencia en el margen de *fading* entre traspasos *soft* SC y MRC.

P_{out}	$\rho=0.00$	$\rho=0.25$	$\rho=0.50$	$\rho=0.75$	$\rho=1.00$
5%	1,4	1,5	1,6	1,7	3
1%	1,6	1,6	1,7	1,8	3

En condiciones de correlación del 50%, podemos observar que la combinación MRC necesita del orden de 1.6-1.7 dB menos potencia para garantizar la misma probabilidad de desbordamiento.

4.9.4. Efecto del retardo en la conexión en el margen de *fading*.

Un aspecto adicional, que puede incidir en las prestaciones del análisis realizado, es la consideración del retardo de conexión. En el presente estudio, dicho retardo se refiere al tiempo transcurrido entre la decisión de realizar un traspaso hasta el establecimiento del nuevo enlace. Para ello, vamos a restringir su efecto únicamente a traspasos *hard*, donde no existen dos enlaces activos simultáneos. Para traspasos *soft* podemos considerar que el mecanismo de añadir/eliminar estaciones de base del *Active Set* permite siempre disponer de una conexión con la mejor estación de base.

El análisis presentado anteriormente podemos catalogarlo como estático, en el sentido de que no se recurre a la evolución temporal para analizar las prestaciones. El planteamiento adoptado para incluir el efecto del retardo de conexión se basa en la obtención de un margen de histéresis equivalente para modelar el traspaso *hard*. La idea básica de dicho planteamiento es tener en cuenta el aumento de las situaciones donde el terminal puede encontrarse conectado a cualquiera de las dos estaciones de base, es decir, aumento de la probabilidad de encontrarnos en el Caso C planteado en la sección 4.9.2.2. Dicho aumento se debe a que, cuando se decide iniciar un traspaso, la diferencia entre la potencia de ambas estaciones de base es de Δ_{HHO} dB. Sin embargo, mientras no se realice la conmutación, dicha diferencia puede aumentar y el móvil permanecer todavía enganchado a la antigua estación. Por tanto, el margen equivalente Δ_{HHO}^{CD} debe tener en cuenta la evolución de las condiciones de propagación durante el retardo de conexión, denominado t_{CD} . En la Figura 4-51 se ilustra la aproximación adoptada.

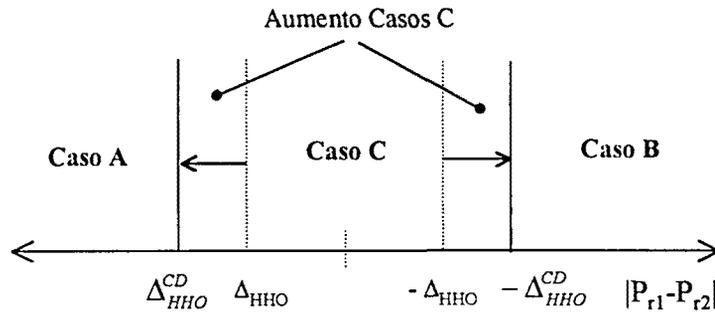


Figura 4-51. Aproximación utilizada para incluir el efecto del retardo de conexión.

Así pues, el margen de traspaso equivalente Δ_{HHO}^{CD} se plantea mediante la siguiente expresión:

$$\Delta_{HHO}^{CD} = \Gamma \cdot \Delta_{HHO} + \beta \cdot \sigma_w \quad (4-118)$$

donde Γ modela la autocorrelación de los desvanecimientos evaluada t_{CD} segundos después de haberse decidido la ejecución del traspaso, σ_w es la desviación de la variable aleatoria que modela la variación de las condiciones de propagación y β es un factor de ajuste. A continuación se justifica el uso de dicha expresión.

Asumiendo una función de autocorrelación espacial con característica exponencial [Gudmun91] para el modelado de los desvanecimientos, podemos formular la función de autocorrelación de las variables ζ_i en (4-90) mediante

$$R_{\zeta_i}(d) = \sigma^2 \cdot e^{-\frac{d}{D_o}} \quad (4-119)$$

donde el parámetro D_o fija la distancia media de correlación. Si expresamos (4-119) en términos temporales se obtiene

$$R_{\zeta_i}(t) = \sigma^2 \cdot e^{-\frac{vt}{D_o}} \quad (4-120)$$

siendo v la velocidad del terminal móvil. Esta expresión puede utilizarse para estimar la evolución de la diferencia de potencias entre las dos estaciones de base. De esta forma, en el supuesto que la variación de la componente dependiente de la distancia sea despreciable frente a la variación de la componente de shadowing, la diferencia en potencias cumple la relación

$$\zeta_1(t+t_{CD}) - \zeta_2(t+t_{CD}) \approx \Gamma \cdot (\zeta_1(t) - \zeta_2(t)) + \omega \quad (4-121)$$

donde $\Gamma = \exp\left(-\frac{vt_{CD}}{D_o}\right)$ y ω es una variable aleatoria Gaussiana de media cero y desviación típica σ_ω

dada por

$$\sigma_\omega = \sigma \sqrt{2(1-\rho)(1-\Gamma^2)} \quad (4-122)$$

El valor de σ_ω se obtiene de realizar el cálculo de la varianza en ambos términos de la expresión (4-121). Dado que el valor medio es nulo para las diferentes variables involucradas, tenemos que

$$\begin{aligned} E\left[(\zeta_1(t+t_{CD}) - \zeta_2(t+t_{CD}))^2\right] &\approx E\left[(\Gamma \cdot (\zeta_1(t) - \zeta_2(t)) + \omega)^2\right] \\ b^2\sigma^2 + b^2\sigma^2 &\approx \Gamma^2(b^2\sigma^2 + b^2\sigma^2) + \sigma_\omega^2 \\ 2b^2\sigma^2(1-\Gamma^2) &\approx \sigma_\omega^2 \end{aligned} \quad (4-123)$$

donde se ha hecho uso de la formulación de los desvanecimientos explicada en la sección 4.5.2.

Por tanto, volviendo a la expresión (4-121) vemos que, en el instante de traspaso, la diferencia de potencias puede calcularse mediante

$$P_{r1}(t+t_{CD}) - P_{r2}(t+t_{CD}) \approx \Gamma \cdot \Delta_{HHO} + \omega \quad (4-124)$$

Por tanto, para calcular Δ_{HHO}^{CD} podemos plantear que la relación siguiente

$$\Delta_{HHO}^{CD} \geq |P_{r1}(t+t_{CD}) - P_{r2}(t+t_{CD})| \quad (4-125)$$

se cumpla con una cierta probabilidad P_{CD} . De esta forma, podemos directamente ajustar el parámetro β en (4-118) según

$$\beta = \sqrt{2} \cdot \text{erfc}^{-1}(2P_{CD}) \quad (4-126)$$

Para valores de $\Gamma=0.6$, un valor adecuado del parámetro de ajuste β corresponde a considerar $P_{CD}=0.85$. Tal como podemos observar en la Figura 4-52, dicho valor es el que proporciona un error cuadrático medio menor respecto a valores obtenidos mediante simulación. Las diferentes curvas representadas en la Figura 4-52 corresponden al mismo valor de Γ . No obstante, en la realización de las simulaciones, resulta posible conseguir dicho valor a partir de dos parámetros diferentes según la expresión:

$$\Gamma = \alpha^r \tag{4-127}$$

donde r indica el retardo de conexión en intervalos de medida y α corresponde a la autocorrelación de los desvanecimientos en dicho intervalo de medida.

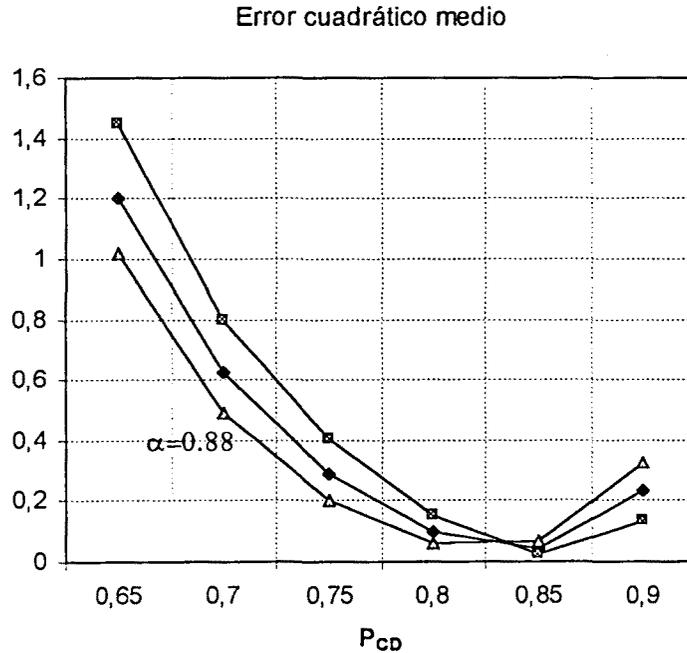


Figura 4-52. Determinación del factor de ajuste.

Para valores superiores de Γ , la dependencia del error con el factor de ajuste es mucho menos pronunciada. A partir de la realización de simulaciones puede obtenerse que para $\Gamma=0.9$ el factor de ajuste puede variar entre 0.40 y 0.80 obteniéndose errores inferiores a 1 dB.

4.9.5. Resultados y comparación con otras metodologías.

A modo de conclusión, en esta sección se presentan algunos de los principales resultados obtenidos en el análisis de la dependencia del margen de *fading* con el esquema de traspaso. En la Tabla 4-32 se proporciona el margen necesario para traspasos *hard* con márgenes de histéresis de 3-6dB y la diferencia en exceso respecto al margen necesario en un traspaso *soft* SC. El valor de $\Gamma=0.6$ puede corresponder, por ejemplo, a distancias de correlación $D_0=40m$, velocidades de 10m/s y retardos de conexión del orden de 2s. Adicionalmente, en la misma tabla se indica la relación entre las respectivas zonas de cobertura para ambos tipos de traspaso. Dicho parámetro se obtiene de plantear la dependencia del radio máximo de la celda R_{max} con el margen de *fading* γ mediante la siguiente relación de proporcionalidad

$$R_{max}^{-\mu} \propto 10^{\frac{\gamma}{10}} \quad (4-128)$$

A partir de aquí, la relación entre zonas de cobertura, para traspasos *soft* y *hard* respectivamente, se obtiene mediante

$$\text{Relación Área Cobertura} = \frac{A_{Soft}}{A_{Hard}} = \frac{\pi R_{Soft}^2}{\pi R_{Hard}^2} = 10^{\frac{\gamma_{Hard} - \gamma_{Soft}}{5\mu}} \quad (4-129)$$

Tabla 4-32. Comparativa entre traspasos *soft* y *hard* para $P_{out}=5\%$.

$\Delta_{HHO}(\text{dB})$	ρ	Γ	$\gamma_{Hard}(\text{dB})$	$\gamma_{Hard} - \gamma_{Soft}(\text{dB})$	Relación área cobertura
3	0.0	0.9	8,5	2,3	1,30
		0.6	10,1	3,9	1,56
	0.5	0.9	10,5	1,7	1,21
		0.6	11,4	2,6	1,34
9	0.0	0.9	10,5	4,3	1,64
		0.6	11,2	5,0	1,77
	0.5	0.9	12,0	3,2	1,44
		0.6	12,3	3,5	1,49

Podemos observar que, en condiciones de correlación entre estaciones de base del 50% y reducidos retardos de conexión (500ms-1s, dependiendo de las condiciones de movilidad y entorno de propagación), la diferencia de prestaciones entre ambos esquemas se encuentran entorno a 1.7-3.2 dB para márgenes de histéresis de 3-9 dB. Para retardos de conexión más elevados (2s), las diferencias ascienden a 2.6-3.5 dB. Respecto a la relación entre zonas de cobertura, los valores obtenidos oscilan entre 1.2 y 1.5.

Finalmente, resulta interesante contrastar los resultados con algunos trabajos expuestos en la literatura. Tal como ya hemos analizado, el estudio de Viterbi penaliza las prestaciones de los traspasos *hard* al considerar una única estación de base, situación equivalente al caso de suponer desvanecimientos 100% correlados. La diferencia de márgenes resultantes es del orden de 5.6-8 dB y la relación entre áreas de cobertura se estima en 2.5. En el trabajo [Chopra95] se plantea una formulación analítica que tiene en cuenta el efecto de la diversidad macroscópica. Mediante la metodología expuesta se obtienen diferencias en el margen de *fading* únicamente del orden de 2 dB para traspasos con $\Delta_{HHO}=8\text{dB}$. El motivo radica en que únicamente se computa γ en $r=1$ y no se tienen en cuenta el efecto del retardo de

conexión. En cambio, resultados obtenidos mediante simulación en el mismo trabajo [Chopra95] abogan por una diferencia del orden de 3 dB entre un sistema tipo GSM, como referente de traspasos *hard*, y un sistema CDMA, como referente de traspasos *soft*. En [Rege95] se plantea una metodología más compleja, consistente en seguir la evolución temporal de un usuario moviéndose entre dos estaciones de base. Los resultados proporcionados con esta metodología también apuntan a diferencias del orden de 2.1-3.1 dB.

Por tanto, podemos concluir que la metodología desarrollada en el presente apartado proporciona resultados bastante ajustados a los que se obtendrían mediante simulación o procedimientos de cálculo mucho más tediosos basados en incluir la variación temporal.

4.10. Conclusiones

La utilización de esquemas de traspaso *soft* y técnicas de macrodiversidad incide directamente en un aumento de la complejidad en el diseño de las redes de acceso celulares. Por tanto, su adopción tiene que estar justificada por los beneficios derivados frente a esquemas de traspasos del tipo *hard*. En este capítulo se han dilucidado diferentes aspectos a considerar en la disyuntiva *soft-hard*: capacidad, área de cobertura, arquitectura de red, servicios de datos, continuidad de la capa física, control de potencia y efecto 'ping-pong'. Tomando los mencionados aspectos como marco de referencia, se ha planteado la necesidad de disponer de una comparativa, en términos de capacidad, recursos, retardo y área de cobertura, que permita disponer de información adicional para valorar la adopción de un esquema en particular.

Los resultados se han obtenido principalmente mediante simulaciones de Monte Carlo. Cuando ha sido posible, se han planteado formulaciones analíticas, detallando su margen de aplicación y validez. Particularmente, la metodología de Viterbi utilizada en [Viterbi94] se ha extendido para incorporar el margen de histéresis y poder calcular también el valor de la desviación típica de la interferencia normalizada. En el enlace descendente con control ideal de potencia se ha planteado una formulación analítica, análoga a la del ascendente, que permite caracterizar la asignación de potencia mediante una variable gaussiana. En caso de no aplicarse control de potencia en el enlace descendente, se proporciona una metodología para el cálculo del valor medio de la interferencia en función de la ubicación dentro del área de servicio. El retardo de transmisión también se ha abordado analíticamente a partir de la caracterización gaussiana de la interferencia y de la asignación de potencia en el enlace ascendente y descendente respectivamente. En el estudio del margen de *fading*, se ha desarrollado una formulación analítica que permite la caracterización, sin tener que recurrir a expresiones recursivas, del margen de *fading* para traspasos *hard* y *soft*, estos últimos con combinación SC y MRC.

A continuación se apuntan las principales conclusiones obtenidas del análisis realizado:

- En el enlace ascendente la utilización de esquemas de traspaso *hard* con márgenes de histéresis de 3-6 dB conduce a pérdidas en capacidad, respecto a un esquema *soft* SC, del 6%-33% respectivamente. Por otro lado, la incorporación de técnicas EGC/MRC aumentan la capacidad del sistema porcentajes del orden de 27%-36%. Desde el punto de vista del retardo, mejoras en la utilización de recursos del orden de 1.5 dB pueden derivar en diferencias de retardo superiores a un orden de magnitud.
- En el enlace descendente la utilización del control de potencia mejora ostensiblemente las prestaciones del sistema. Si no se aplica control de potencia, los esquemas de macrodiversidad ayudan a combatir el efecto de los desvanecimientos y mejoran la capacidad del sistema. En este último caso, la configuración óptima consiste en traspasos *soft* con márgenes de combinación entre 3-6dB. La pérdida en términos de recursos por usuario en caso de utilizar traspasos *hard* con márgenes de 3 y 6 dB resulta del orden de 3.1 y 5.3 dB respectivamente.
- En caso de utilizar control ideal de potencia, la configuración óptima resulta en esquemas de traspaso *soft* MRC con márgenes del orden de 1-2dB, siendo las mejoras obtenidas, respecto a un traspaso *hard* con 3 y 6 dB de histéresis, del orden de 9%-12% y 38%-41% respectivamente. Respecto a la asignación de potencia entre las estaciones de base pertenecientes al *Active Set*, se ha planteado el uso de una estrategia de asignación proporcional que aumenta las prestaciones del sistema para márgenes de combinación elevados.
- Respecto al margen de *fading*, teniendo en cuenta el retardo de conexión en caso de traspasos *hard*, los resultados corroboran las mejores prestaciones de los esquemas *soft*. Sin embargo, las diferencias obtenidas en el margen de *fading* se sitúan en torno a los 2.6-3.5 dB, valores bastante alejados de los obtenidos en [Viterbi94].

A-I. Cálculo de la media y varianza de la interferencia normalizada en el enlace ascendente para mecanismos *hard handover* con margen de histéresis.

En este anexo se extiende la formulación descrita en [Viterbi94] para incluir el efecto del margen de histéresis en los mecanismos del tipo *hard*. Además del valor medio de la interferencia, se desarrolla el cálculo de la varianza.

Sea la función interferencia normalizada definida como

$$I = \iint_S \left(\frac{r_j(x,y)}{r_o(x,y)} \right)^\mu 10^{\frac{\zeta_j(x,y) - \zeta_o(x,y)}{10}} \rho \cdot \partial S \tag{4-130}$$

donde el subíndice *j* representa la estación de base activa para un supuesto móvil ubicado en la posición (x,y). Los valores *r_j* y *r_o* indican las distancias a dicha estación de base y a la celda central del sistema celular BS_o tomada como referencia para el cálculo de la interferencia, respectivamente. Las variables ζ_j y ζ_o modelan el efecto de los desvanecimientos lentos y ρ proporciona la densidad espacial de usuarios.

Para cada posición (x,y), el criterio utilizado en [Viterbi94] para determinar la celda activa consiste en elegir la estación de base que presenta mejores condiciones de propagación entre las *N_c* celdas más próximas. El mecanismo de *hard handover* en [Viterbi94] se modela considerando siempre como celda activa la más cercana (*N_c*=1). El criterio propuesto en el siguiente desarrollo para el modelo del traspaso *hard* consiste en considerar como activa la celda más próxima sólo si la potencia recibida de cada una de las *N_c*-1 restantes no supera en Δ_{HHO} dB la potencia de ésta. En caso contrario, se selecciona la celda que presenta menor atenuación.

La nomenclatura utilizada para la identificación de las celdas está detallada en la Tabla 4-33.

Tabla 4-33. Subíndices utilizados para referenciar las celdas.

$j,i = 0:N_c-1$	La celda de referencia BS _o pertenece a las <i>N_c</i> candidatas
$j,i = 1:N_c$	BS _o no pertenece a las celdas candidatas.
Adicionalmente se utilizará el subíndice <i>m</i> para referirse a la estación de base más cercana dada una posición (x,y).	

La media y varianza de la interferencia normalizada I pueden formularse según

$$m_I \equiv E(I) = \left(\iint_S E[I(x,y)] \cdot \rho \cdot \partial S \right) \quad (4-131)$$

$$\sigma_I^2 \equiv \text{var}(I) \leq \iint_S [E[I^2(x,y)] - E[I(x,y)]^2] \cdot \rho \cdot \partial S \quad (4-132)$$

donde se ha definido $I(x,y)$ según

$$I(x,y) = \left(\frac{r_j(x,y)}{r_o(x,y)} \right)^\mu \cdot 10^{\frac{\zeta_j(x,y) - \zeta_o(x,y)}{10}} \quad (4-133)$$

Para reducir la formulación se recurre a la definición de la función R_j y a la omisión de las coordenadas del punto (x,y) según

$$I(x,y) = R_j^\mu \cdot 10^{\frac{\zeta_j - \zeta_o}{10}} \quad (4-134)$$

Para calcular (4-133) es necesario acotar los posibles valores del subíndice j para una posición determinada. Para ello definimos las variables

$$\chi_m = \begin{cases} 1 & A_m < A_j + \Delta_{HHO}, \quad \forall j \in N_c, j \neq m \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (4-135)$$

$$\psi_{jm} = \begin{cases} 1 & A_j < A_m - \Delta_{HHO}, \quad A_j < A_i \quad \forall i \in N_c, i \neq j, m \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (4-136)$$

donde $A_i = 10 \log(r_i(x,y)) + \zeta_i$ es la atenuación en dB en la celda BS_i . La variable χ_m tiene en cuenta los casos en que el terminal está conectado a la celda más cercana de las N_c candidatas. Por otro lado, la variable ψ_{jm} considera los casos en que el terminal móvil está conectado a BS_j siendo la celda más cercana BS_m . Si planteamos (4-133) en función de las variables aleatorias descritas se pueden plantear tres situaciones diferentes:

Caso A. La estación de base más cercana es la celda de referencia ($m=0$). En este caso:

$$I_{S_o, A}(x,y) = \chi_o + \sum_{j=1}^{N_c-1} R_j^\mu \cdot 10^{(\zeta_j - \zeta_o)/10} \cdot \psi_{jo} \quad (4-137)$$

Caso B. La estación de base de referencia se encuentra entre las candidatas pero no es la más cercana:

$$I_{S_o,B}(x, y) = \psi_{om} + R_m^\mu 10^{b(\xi_m - \xi_o)/10} \cdot \chi_m + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_c-1} R_j^\mu 10^{(\xi_j - \xi_o)/10} \cdot \psi_{jm} \quad (4-138)$$

Caso C. La estación de base de referencia no se encuentra entre las candidatas

$$I_{\bar{S}_o}(x, y) = R_m^\mu 10^{b(\xi_m - \xi_o)/10} \cdot \chi_m + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_c} R_j^\mu 10^{(\xi_j - \xi_o)/10} \cdot \psi_{jm} \quad (4-139)$$

Para obtener los momentos $E[I]$ y $E[I^2]$ se tiene que calcular la esperanza estadística de funciones del tipo

$$\begin{aligned} & R_m^\mu E[10^{(\xi_m - \xi_o)/10} \cdot \chi_m] \\ & R_m^{2\mu} E[10^{2(\xi_m - \xi_o)/10} \cdot \chi_m] \\ & R_j^\mu E[10^{(\xi_j - \xi_o)/10} \cdot \psi_{jm}] \\ & R_j^{2\mu} E[10^{2(\xi_j - \xi_o)/10} \cdot \psi_{jm}] \end{aligned} \quad (4-140)$$

Los términos cruzados no aparecen porque $E[\psi_{km} \psi_{jm}] = 0$ y $E[\chi_m \psi_{jm}] = 0$ ya que son sucesos complementarios.

A modo de ejemplo vamos a plantear la resolución de dos de los términos que componen $I(x,y)$.

Ejemplo 1. Cálculo de $R_m^\mu E[10^{(\xi_m - \xi_o)/10} \cdot \chi_m]$ cuando BS_o pertenece a las candidatas pero no es la más cercana.

Si planteamos la condición expresada en χ_m en función de las variables aleatorias ζ_i se cumple

$$A_m < A_j + \Delta_{HHO} \Leftrightarrow \xi_m < \xi_j + \frac{M_j - M_m}{b} + \frac{\Delta_{HHO}}{b} \quad (4-141)$$

donde el parámetro b indica la correlación entre desvanecimientos de diferentes celdas según $\zeta_i = a\xi_o + b\xi_i$. Incluyendo la condición en el valor de la esperanza tenemos

$$\begin{aligned}
 & R_m^\mu E \left[10^{(\zeta_m - \zeta_o)/10} \cdot \chi_m; BS_o \in N_c \right] = \\
 & E \left[10^{(\zeta_m - \zeta_o)/10}; \xi_j > \xi_m + \frac{M_m - M_j}{b} - \frac{\Delta_{HHO}}{b} \quad j = 0:N_c - 1, BS_o \in N_c \right] = \quad (4-142) \\
 & R_m^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\left(-\beta\xi_m + \frac{\xi_m^2}{2\sigma^2}\right)}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} d\xi_m \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\left(\beta\xi_o + \frac{\xi_o^2}{2\sigma^2}\right)}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} d\xi_o \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_c-1} \int_{\xi_m + \frac{M_m - M_j}{b} - \frac{\Delta_{HHO}}{b}}^{\infty} \frac{e^{-\left(\frac{\xi_j^2}{2\sigma^2}\right)}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} d\xi_j
 \end{aligned}$$

Realizando cambios de variable de la forma $z = \frac{\xi_i}{\sigma} \pm \beta\sigma$ podemos sustituir las integrales interiores según

$$\int_{\xi_m + \frac{M_m - M_j}{b} - \frac{\Delta_{HHO}}{b}}^{\infty} \frac{e^{-\left(\pm\beta\xi_i + \frac{\xi_i^2}{2\sigma^2}\right)}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} d\xi_i = e^{\frac{(\beta\sigma)^2}{2}} \cdot Q\left(\frac{\xi_m}{\sigma} \pm \beta\sigma + \frac{M_m - M_j}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \quad (4-143)$$

donde $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{e^{-z^2}}{\sqrt{2\pi}} dz$.

Finalmente nos queda

$$\begin{aligned}
 & R_m^\mu E \left[10^{(\zeta_m - \zeta_o)/10} \cdot \chi_m; BS_o \in N_c \right] = \\
 & e^{(b\beta\sigma)^2} R_m^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_m - M_o}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_m - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot dx \quad (4-144)
 \end{aligned}$$

Ejemplo 2. Cálculo de $R_j^\mu E \left[10^{(\xi_j - \xi_o)/10} \cdot \psi_{jm} \right]$ cuando BS_o no pertenece a las celdas candidatas.

La condición en ψ_{jm} en función de las variables ζ_i resulta en

$$\begin{aligned}
 A_j < A_m - \Delta_{HHO} & \Leftrightarrow \xi_j < \xi_m + \frac{M_m - M_j}{b} - \frac{\Delta_{HHO}}{b} \\
 A_j < A_i & \Leftrightarrow \xi_j < \xi_i + \frac{M_i - M_j}{b} \quad (4-145)
 \end{aligned}$$

Por tanto

$$\begin{aligned}
 & R_j^\mu E \left[10^{(\xi_j - \xi_o)^{10}} \cdot \psi_{jm}; BS_o \notin N_c \right] = \\
 & R_j^\mu E \left[10^{(\xi_j - \xi_o)^{10}}; \xi_j < \xi_m + \frac{M_m - M_j}{b} \frac{\Delta_{HHO}}{b} \cap \xi_j < \xi_i + \frac{M_i - M_j}{b} \quad i = 1:N_c \quad i \neq j, m \right] = \\
 & = e^{(b\beta\sigma)^2} R_j^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q \left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma} \right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, j}}^{N_c} Q \left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma} \right) \cdot dx \quad (4-146)
 \end{aligned}$$

En las siguientes tablas se proporciona el cálculo de los diferentes términos de (4-137), (4-138) y (4-139).

Tabla 4-34. Soluciones para $R_m^\mu E [10^{(\zeta_m - \zeta_o)^{10}} \cdot \chi_m]$ y $R_m^{2\mu} E [10^{2(\zeta_m - \zeta_o)^{10}} \cdot \chi_m]$

$E[\chi_o]$	$ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \prod_{i=1}^{N_c-1} Q \left(x + \frac{M_o - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma} \right) \cdot dx $
$R_m^\mu E [10^{(\zeta_m - \zeta_o)^{10}} \cdot \chi_m]$ $BS_o \notin N_c$	$ e^{(b\beta\sigma)^2} R_m^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c} Q \left(x + \beta\sigma + \frac{M_m - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma} \right) \cdot dx $
$R_m^\mu E [10^{(\zeta_m - \zeta_o)^{10}} \cdot \chi_m]$ $BS_o \in N_c$	$ e^{(b\beta\sigma)^2} R_m^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q \left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_m - M_o}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma} \right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c-1} Q \left(x + \beta\sigma + \frac{M_m - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma} \right) \cdot dx $
Para calcular los momentos de segundo orden únicamente debe sustituirse $\beta \Rightarrow 2\beta$ $\mu \Rightarrow 2\mu$	

Tabla 4-35. Soluciones para $R_j^\mu E[10^{(\xi_j - \xi_o)/10} \cdot \psi_{jm}]$ y $R_j^{2\mu} E[10^{(\zeta_j - \zeta_o)/10} \cdot \psi_{jm}]$

$E[\psi_{om}]$	$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q\left(x + \frac{M_o - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c-1} Q\left(x + \frac{M_o - M_i}{b\sigma}\right) \cdot dx$
$R_j^\mu E[10^{(\xi_j - \xi_o)/10} \cdot \psi_{jo}]$	$e^{(b\beta\sigma)^2} R_j^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_o}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \cdot dx$
$R_j^\mu E[10^{(\xi_j - \xi_o)/10} \cdot \psi_{jm}]$ $BS_o \notin N_c$	$= e^{(b\beta\sigma)^2} R_j^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, j}}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \cdot dx$
$R_j^\mu E[10^{(\xi_j - \xi_o)/10} \cdot \psi_{jm}]$ $BS_o \in N_c$	$e^{(b\beta\sigma)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_o}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j, m}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \cdot dx$
Para calcular los momentos de segundo orden únicamente debe sustituirse $\beta \Rightarrow 2\beta$ $\mu \Rightarrow 2\mu$	

Finalmente agrupando expresiones nos queda para cada uno de los casos considerados:

Caso A. Interferencia ocasionada desde un punto situado dentro del área de cobertura de la estación de referencia.

$$E[I_{S_o, A}(x, y)] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \left[\prod_{i=1}^{N_c-1} Q\left(x + \frac{M_o - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot e^{(b\beta\sigma)^2} \sum_{j=1}^{N_c-1} R_j^\mu \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_o}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \right] \cdot dx$$

(4-147)

Caso B. Interferencia ocasionada desde un punto donde la celda de referencia consta entre las N_c candidatas, pero no es la más próxima.

$$E[I_{S_o, B}(x, y)] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \left[e^{(b\beta\sigma)^2} R_m^\mu \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_m - M_o}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_m - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) + \right. \\ \left. e^{(b\beta\sigma)^2} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_c-1} \left[R_j^\mu \cdot Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_o}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, j}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \right] \right] \cdot dx \quad (4-148)$$

Caso C. Interferencia desde las posiciones donde la celda de referencia no se encuentra entre las N_c candidatas.

$$E[I_{\bar{S}_o}(x, y)] = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \left[R_m^\mu \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_m - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_c} R_j^\mu \cdot Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, j}}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \right] \cdot dx \quad (4-149)$$

A1.1. Comparación con la metodología de Viterbi en los casos extremos

Las expresiones deducidas se corresponden con las obtenidas en [Viterbi94] para los traspasos *soft* y *hard* haciendo $\Delta_{\text{HHO}}=0$ y $\Delta_{\text{HHO}}=\infty$ respectivamente. Concretamente obtenemos

A. Margen de *handover* nulo

$$E[I_{S_o,A}(x,y)] = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} \cdot \left[\prod_{i=1}^{N_c-1} Q\left(x + \frac{M_o - M_i}{b\sigma}\right) \cdot e^{(b\beta\sigma)^2} \sum_{j=1}^{N_c-1} R_j^\mu \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_o}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \right] \cdot \partial x \quad (4-150)$$

$$E[I_{S_o,B}(x,y)] = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} \cdot \left[Q\left(x + \frac{M_o - M_m}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c-1} Q\left(x + \frac{M_o - M_i}{b\sigma}\right) + e^{(b\beta\sigma)^2} R_m^\mu \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_m - M_o}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_m - M_i}{b\sigma}\right) + e^{(b\beta\sigma)^2} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_c-1} \left[R_j^\mu \cdot Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma}\right) \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_o}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, j}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \right] \right] \cdot \partial x = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} \cdot \left[\prod_{i=1}^{N_c-1} Q\left(x + \frac{M_o - M_i}{b\sigma}\right) + e^{(b\beta\sigma)^2} \sum_{j=1}^{N_c-1} \left[R_j^\mu \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_o}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \right] \right] \cdot dx \quad (4-151)$$

$$\begin{aligned}
 E[I_{S_o}(x, y)] = & e^{(b\beta\sigma)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \left[\prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c} R_m^\mu Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_m - M_i}{b\sigma}\right) + \right. \\
 & \left. \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_c} R_j^\mu \cdot Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, j}}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \right] \cdot dx = (4-152) \\
 & e^{(b\beta\sigma)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_c} R_j^\mu \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) dx
 \end{aligned}$$

Por tanto, podemos observar que las expresiones para los casos A y B se uniformizan y se corresponden con la expresión proporcionada en [Viterbi94] (véase apartado 4.6.3.1) para la interferencia I_{S_o} dentro del área de servicio de BS_o con la única diferencia del término que identifica la contribución a la interferencia ocasionada por los terminales conectados a BS_o . En el caso C, al no existir la posibilidad de tener terminales conectados a la celda de referencia, las expresiones coinciden completamente.

$$\begin{aligned}
 I_{S_o}(x, y) = & e^{b^2(\beta\sigma)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \sum_{j=1}^{N_c-1} R_j^\mu Q\left(x + \frac{M_j - M_o}{b\sigma} + 2b\beta\sigma\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c-1} Q\left(x + \frac{M_j - M_i}{b\sigma} + b\beta\sigma\right) dx \\
 I_{S_o}(x, y) = & e^{b^2(\beta\sigma)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \sum_{j=1}^{N_c} R_j^\mu \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c} Q\left(x + \frac{M_j - M_i}{b\sigma} + b\beta\sigma\right) dx \quad (4-153)
 \end{aligned}$$

B. Margen de *handover* infinito

El resultado de considerar $\Delta_{HHO} = \infty$ se puede obtener sustituyendo el valor de la función $Q(x)$ según

$$Q(-\infty) = 1 \quad \text{y} \quad Q(\infty) = 0$$

De esta forma para el caso A nos queda

$$E[I_{S_o, A}(x, y)] = 1 \quad (4-154)$$

mientras que los casos B y C se reducen a

$$E[I_{s_o, B}(x, y)] = E[I_{\bar{s}_o}(x, y)] = e^{(b\beta\sigma)^2} R_m^\mu \quad (4-155)$$

Expresiones que conducen al modelo de *hard handover* presentado en [Viterbi94]

$$I_{s_o} = 0$$

$$I_{\bar{s}_o} = e^{b^2(\beta\sigma)^2} \iint_{\bar{s}_o} R_j^\mu \rho \cdot \partial S \quad (4-156)$$

donde no se considera el efecto de la interferencia de los usuarios de la propia celda.

A-II. Simulaciones de Monte Carlo para el enlace Ascendente

El escenario considerado para realizar las simulaciones es una estructura hexagonal de $K=37$ celdas como la representada en la Figura 4-53.

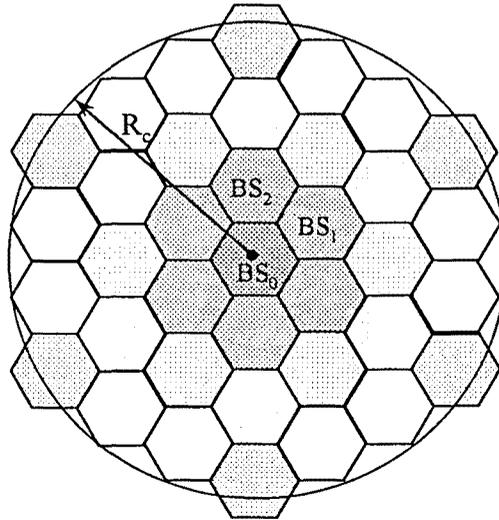


Figura 4-53. Configuración celular de $K=37$ celdas.

El valor de la interferencia normalizada se obtiene en el valor de la celda central BS_0 para los diferentes esquemas de traspaso. En cada iteración se distribuyen $N_s \cdot K$ usuarios en el área de servicio y se calculan las atenuaciones respecto a cada estación de base. En función del criterio de selección de celda adoptado se elige la celda o celdas pertenecientes al *Active Set* y se calcula la potencia mínima necesaria para conseguir un nivel de referencia S en la estación de base, o bien, a la salida del combinador en caso de utilizar macrodiversidad. El nivel de interferencia observado en la estación de base de referencia en cada iteración se representa por I_i .

Se realizan un total de n iteraciones. A partir de los datos obtenidos se obtiene la media I y la varianza σ_I^2 de la interferencia normalizada mediante los siguientes estimadores no sesgados de mínima varianza para distribuciones normales [Freund92]:

$$I = \frac{\sum_{i=1}^n I_i}{n} \quad (4-157)$$

$$\sigma_I^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (I_i - I)^2}{n-1} \quad (4-158)$$

Los intervalos de confianza $(1-\alpha)100\%$ para ambas estimaciones se obtienen mediante

$$[I^l \quad I^u] = \left[I - t_{\frac{\alpha}{2}, n-1} \cdot \frac{\sigma_I}{\sqrt{n}} \quad I + t_{\frac{\alpha}{2}, n-1} \cdot \frac{\sigma_I}{\sqrt{n}} \right] \quad (4-159)$$

$$[\sigma_I^l \quad \sigma_I^u] = \left[\sqrt{\frac{s^2(n-1)}{\chi_{\frac{\alpha}{2}, n-1}^2}}, \quad \sqrt{\frac{s^2(n-1)}{\chi_{1-\frac{\alpha}{2}, n-1}^2}} \right] \quad (4-160)$$

de forma que se cumple

$$\text{Prob}(I^l < I < I^u) = \text{Prob}(\sigma_I^l < \sigma_I < \sigma_I^u) = 1 - \alpha \quad (4-161)$$

Los parámetros $\chi_{\alpha, \nu}^2$ y $t_{\alpha, \nu}$ se refieren a los valores que cumplen respectivamente

$$\text{Prob}(X \geq \chi_{\alpha, \nu}^2) = \alpha \quad \text{y} \quad \text{Prob}(T \geq t_{\alpha, \nu}) = \alpha$$

donde X representa una distribución *Chi-square* y T una distribución *T-Student*, ambas con ν grados de libertad.

En la Figura 4-54 y Figura 4-55 se representa el valor del intervalo de confianza normalizado respecto al valor estimado para la media y desviación típica, en función del número de iteraciones realizadas y del número de usuarios por celda. Los resultados corresponden a un sistema con traspaso *soft* con combinación por selección y condiciones de propagación caracterizadas por una pendiente $\mu=4$ y desvanecimientos lentos $\sigma=8$ dB. Concretamente, la normalización aplicada a los márgenes de confianza se realiza mediante las expresiones

$$\Delta I = \frac{I^u - I^l}{I} \cdot 100 \quad (4-162)$$

$$\Delta \sigma_I = \frac{\sigma_I^u - \sigma_I^l}{\sigma_I} \cdot 100 \quad (4-163)$$

De los resultados representados en la Figura 4-54, vemos que con 1000 iteraciones el margen de variación se sitúa entre el 2%-1% para todas las configuraciones de número de móviles consideradas. Realizando 10000 iteraciones el margen de error se reduce hasta valores de 0.5%. En la Figura 4-55 se representa el comportamiento de la desviación estándar. En este caso el cálculo del margen sólo depende del número de iteraciones y no tiene en cuenta el número de usuarios. Se puede observar que

con 10000 iteraciones podemos asegurar márgenes de error del orden del 2% para intervalos de confianza del 90%.

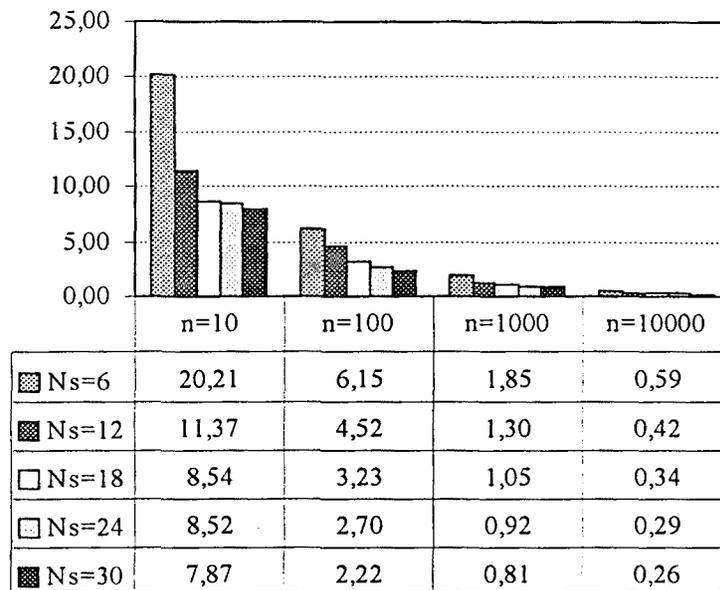


Figura 4-54. Margen de confianza del 95% normalizado para la estimación del valor medio (ΔI) en función del número de usuarios por celda (N_s) y número de iteraciones (n).

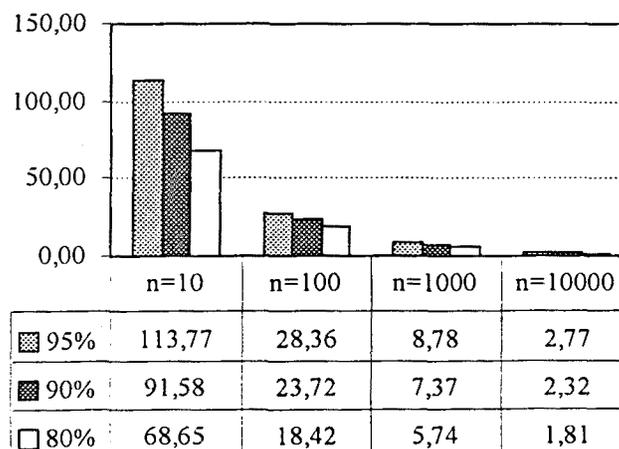


Figura 4-55. Margen de confianza normalizado para la estimación de la desviación estándar ($\Delta \sigma$) para diferentes márgenes de confianza y número de iteraciones (n).

En la Figura 4-56 se representan las funciones densidad de probabilidad (fdp) para $N_s=6, 18$ y 30 . El valor teórico corresponde a la expresión

$$pdf(I) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(I-m)^2}{2\sigma^2}} \quad (4-164)$$

donde los valores de la media m y desviación estándar σ han sido obtenidos mediante el procedimiento de estimación explicado previamente.

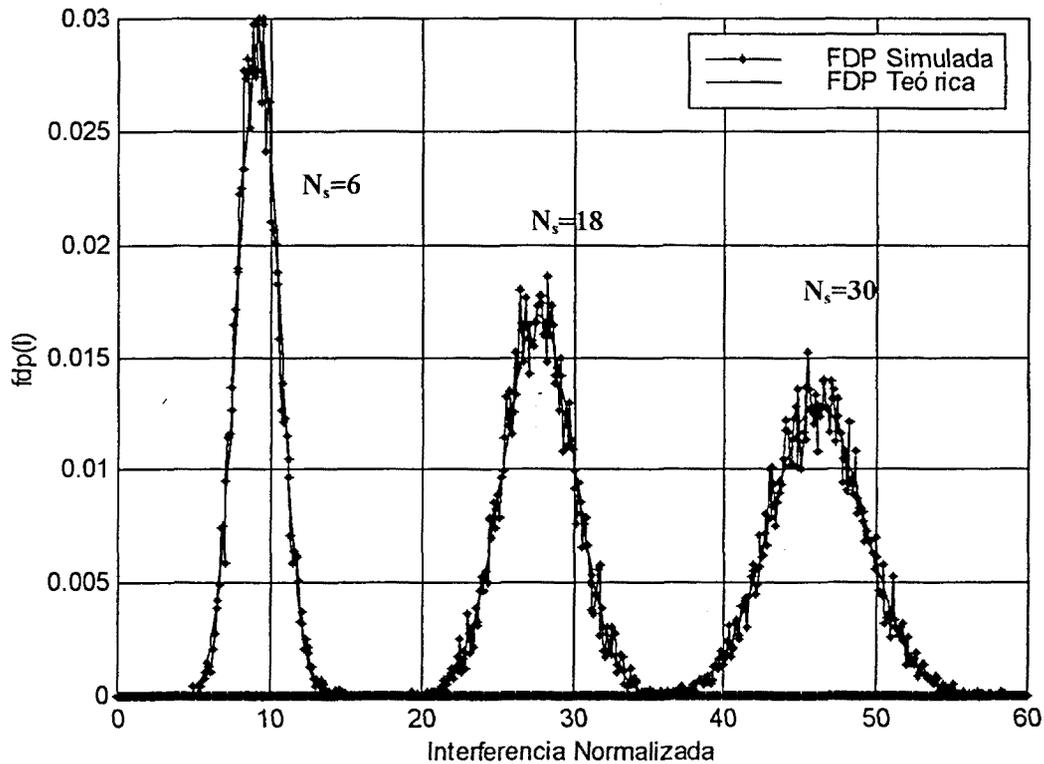


Figura 4-56. Representación de la validez de la aproximación gaussiana para el modelado de la interferencia normalizada para $N_s=6, 18$ y 30 .

Entre los resultados aportados en el capítulo basados en la validez de la aproximación gaussiana, se encuentran los correspondientes al cálculo de probabilidades de desbordamiento. A partir de la estimación de m y σ se puede plantear el cálculo de dicha probabilidad mediante la función de distribución complementaria (1-CDF) según

$$1 - CDF = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I - m}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (4-165)$$

En las siguientes figuras se representan los valores teóricos y los obtenidos mediante simulación para $N_s=6$ y 30 usuarios. Conjuntamente, se representa una función error obtenida como la diferencia, en valor absoluto, de la aproximación teórica y los resultados de las simulaciones.

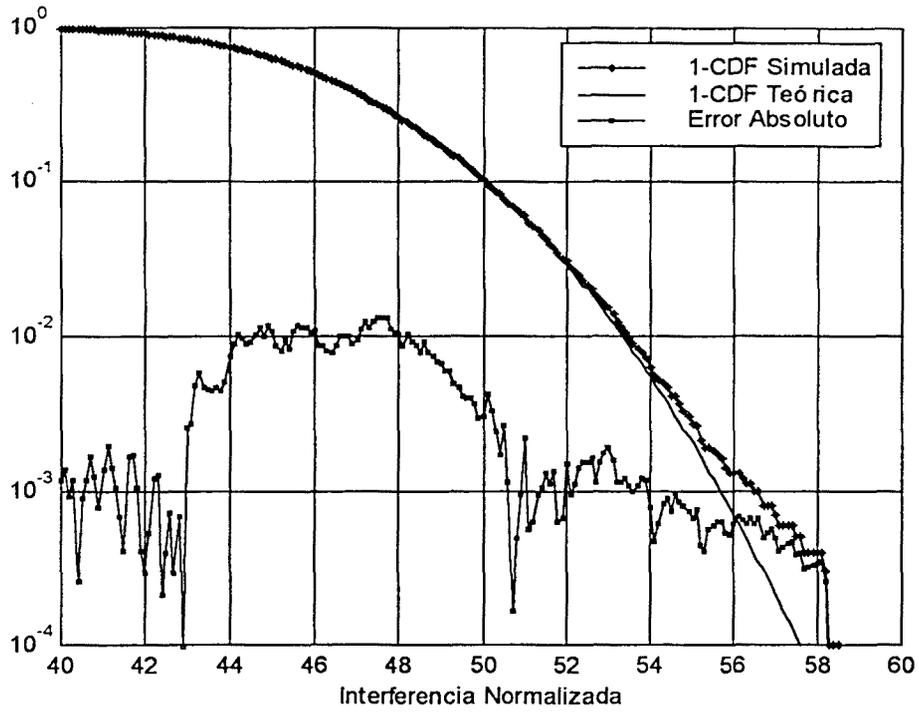


Figura 4-57. Diferencia entre las funciones de distribución complementaria obtenidas de forma teórica y mediante los resultados de las simulaciones para 30 usuarios por celda.

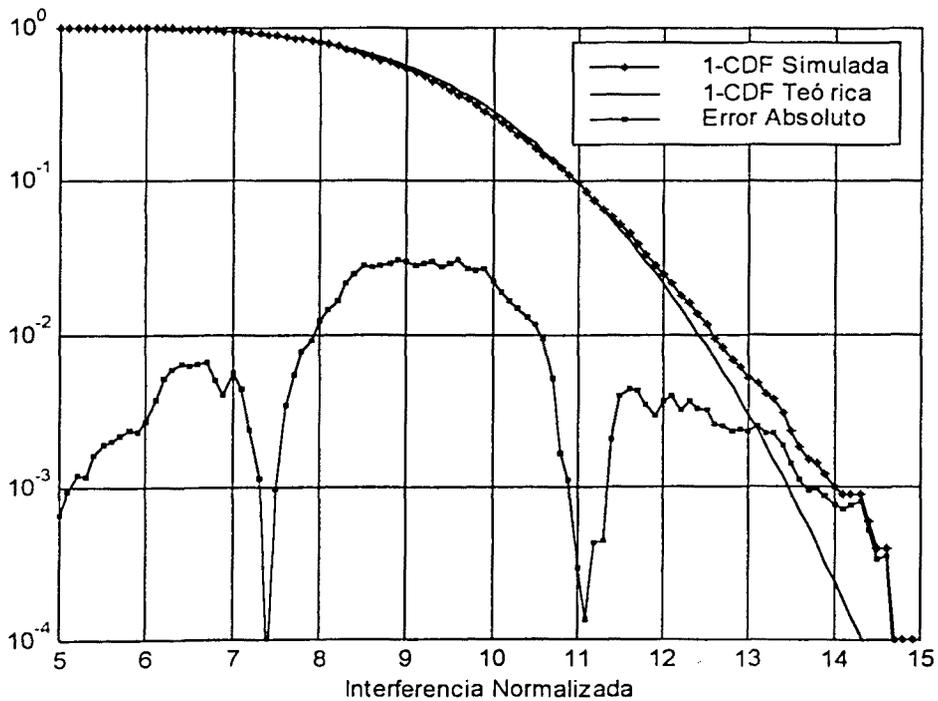


Figura 4-58. Diferencia entre las funciones de distribución complementaria obtenidas de forma teórica y mediante los resultados de las simulaciones para 6 usuarios por celda.

Podemos observar que para los valores típicos entre 10%-5% utilizados para caracterizar la probabilidad de desbordamiento, el error cometido es aproximadamente un orden de magnitud inferior al valor de interés.

Otro aspecto importante, utilizado en los resultados aportados en el presente capítulo, se basa en la obtención de valores para la media y varianza de la interferencia normalizada independientes del número de usuarios. En la Figura 4-59 y Figura 4-60 se representa, respectivamente, la evolución en función del número de iteraciones n de las expresiones:

$$\frac{m(I)}{N_s} = 1 + f \quad (4-166)$$

$$\frac{std(I)}{\sqrt{N_s}} = \sigma_f \quad (4-167)$$

Podemos observar que tanto el normalizado de la media como el de la desviación típica tienden a valores independientes del número de usuarios N_s .

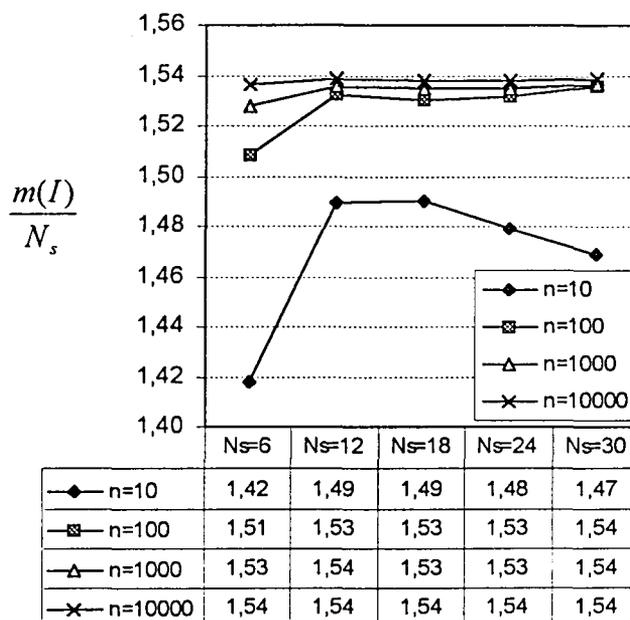


Figura 4-59. Dependencia del valor medio de la interferencia con el número de usuarios por celda N_s .

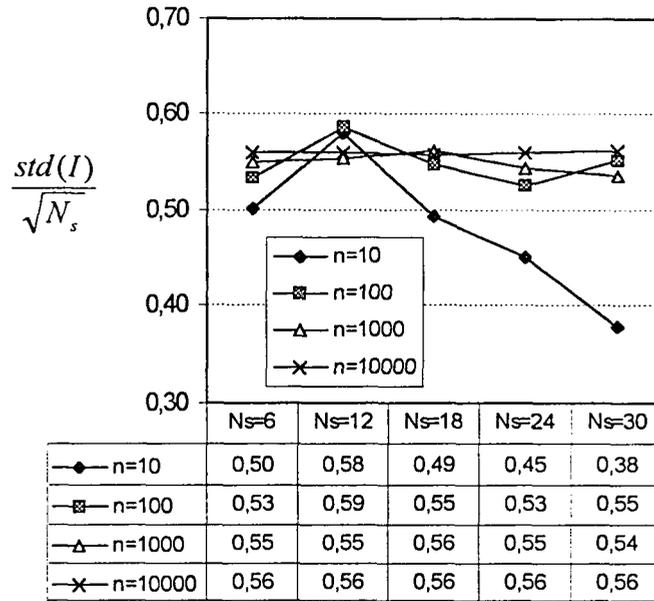


Figura 4-60. Dependencia de la desviación estándar de la interferencia con el número de usuarios por celda N_s .

Finalmente, respecto a la distribución de usuarios en el área de servicio de las K celdas, el mecanismo utilizado se basa en la distribución aleatoria en base a una función de densidad de probabilidad uniforme por sectores de 60° en cada celda. De esta forma se reduce el efecto que pueda tener la distribución de usuarios en los parámetros calculados. En la Tabla 4-36 se comparan los resultados obtenidos mediante dicho procedimiento con los obtenidos mediante un procedimiento basado en la distribución global en toda el área de las K celdas, también según una distribución uniforme. Se puede observar como los valores medios de la interferencia son prácticamente iguales para ambos procedimientos. En cambio, los valores de desviación típica obtenidos mediante la distribución global son ligeramente mayores debido al aumento de la aleatoriedad en la ubicación de móviles por celdas

Tabla 4-36. Efecto de la distribución de usuarios en el cálculo de los valores normalizados.

		Margen traspaso <i>hard</i>					Margen traspaso <i>soft</i> (MRC)			
		12	9	6	3	0	3	6	9	12
Distribución por global	f	5,89	3,23	2,11	1,66	1,54	1,31	1,21	1,15	1,13
	σ_f	5,87	2,81	1,57	1,14	1,06	0,95	0,89	0,86	0,84
Distribución por sectores	f	5,86	3,22	2,10	1,66	1,54	1,31	1,20	1,15	1,13
	σ_f	5,07	2,29	1,10	0,66	0,56	0,49	0,46	0,44	0,43

A-III. Cálculo del valor medio de la interferencia normalizada en el enlace descendente.

La expresión de la interferencia normalizada en el enlace descendente sin control de potencia, tal como se ha definido en la sección 4.7.3.1, es la siguiente

$$I(x, y) = (1 - \delta) + \frac{\eta}{S_j} + \sum_{\substack{t=1 \\ t \neq j}}^K \frac{S_t(x, y)}{S_j(x, y)} \tag{4-168}$$

donde el valor medio de los dos primeros términos lo suponemos conocido y el problema radica en la obtención de la esperanza del sumatorio. Dada una posición (x,y) el terminal puede estar conectado a diferentes estaciones de base en función de las condiciones de propagación. Análogamente al procedimiento descrito en el Anexo I, la aplicación de un criterio de asignación de estación de base completamente basado en la comparación de valores de potencia dificulta notablemente la resolución analítica de (4-168). Por ello, se ha adoptado el mismo criterio utilizado en el Anexo I donde se incluye el margen de histéresis del traspaso *hard* y se prioriza la elección de la estación de base más cercana, siempre que las N_c-1 vecinas más próximas no presenten una atenuación Δ_{HHO} dB inferior a ella. En la Figura 4-61 podemos ver una representación de las estaciones de base candidatas para los casos $N_c=3$ y 4 para un móvil MS_t .

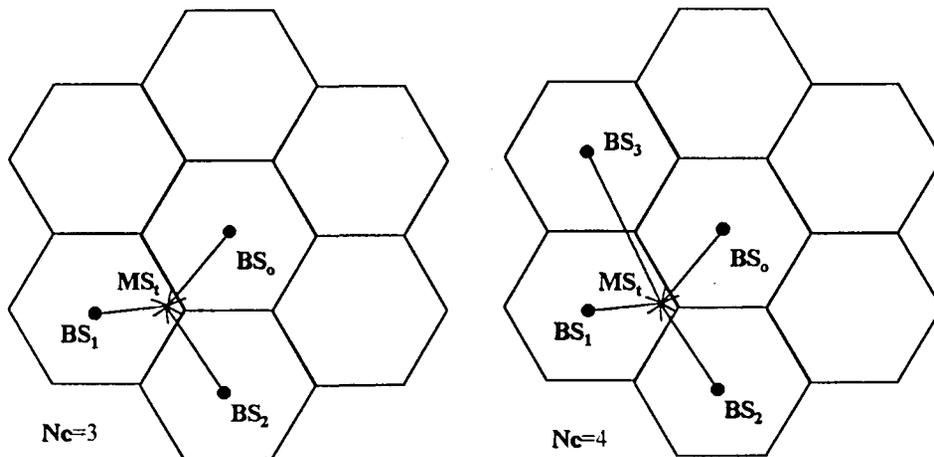


Figura 4-61. Posibles celdas candidatas en función del parámetro N_c .

El cálculo de los sumandos de la forma $\frac{S_t}{S_j}$ se realiza en base a la casuística descrita en la Tabla 4-37.

Tabla 4-37. Casuística en función de los subíndices j y t .

S_j	S_t	Condición
BS $_j$ es la más cercana	BS $_t$ pertenece a las candidatas	Caso A
	BS $_t$ no pertenece a las candidatas	Caso B
BS $_j$ es una de las N_c-1 candidatas restantes	BS $_t$ es la más cercana	Caso C
	BS $_t$ pertenece a las candidatas pero no es la más cercana	Caso D
	BS $_t$ no pertenece a las candidatas	Caso E

Las ecuaciones para los diferentes casos identificados en la Tabla 4-37 se obtienen siguiendo la misma metodología detallada en el Anexo I y se proporcionan en la siguiente tabla.

Tabla 4-38. Ecuaciones para los diferentes casos identificados.

Caso A	$e^{(b\beta\sigma)^2} \left(\frac{r_j}{r_t}\right)^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_t}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c-1} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot dx$
Caso B	$e^{(b\beta\sigma)^2} \left(\frac{r_j}{r_t}\right)^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot dx$
Caso C	$e^{(b\beta\sigma)^2} \left(\frac{r_j}{r_t}\right)^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_t}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j, t}}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \cdot dx$
Caso D	$e^{(b\beta\sigma)^2} \left(\frac{r_j}{r_t}\right)^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_j - M_t}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j, m, t}}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \cdot dx$
Caso E	$e^{(b\beta\sigma)^2} \left(\frac{r_j}{r_t}\right)^\mu \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \prod_{i \neq m, j}^{N_c} Q\left(x + \beta\sigma + \frac{M_j - M_i}{b\sigma}\right) \cdot dx$

En [Steele98] el cálculo de la interferencia de plantea básicamente mediante la ecuación

$$I(x, y) = 1 + \sum_{t=1}^K \left(\frac{r_o}{r_t} \right)^\mu e^{(b\sigma\beta)^2} \left[1 - Q \left(\frac{M_t - M_o}{b\sigma\sqrt{2}} - \sqrt{2}b\beta\sigma \right) \right] \quad (4-169)$$

donde hemos eliminado un factor $\frac{1}{2}$ utilizado en [Steele98] para tener en cuenta la incoherencia de la interferencia recibida de otras bases respecto a la portadora recuperada. Nótese que la ecuación (4-169) corresponde al cálculo de

$$\sum_{t=1}^K \left[\frac{r_m(x, y)}{r_t(x, y)} \right]^\mu E \left[10^{\frac{\zeta_m - \zeta_t}{10}} \cdot \chi_m \right] \quad (4-170)$$

considerando la variable χ_m como

$$\chi_m = \begin{cases} 1 & A_m < A_t \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (4-171)$$

Para validar los resultados obtenidos con ambas metodologías, se ha calculado el valor de la interferencia normalizada en las trayectorias A y B definidas en la Figura 4-17. Adicionalmente, la interferencia normalizada se ha calculado también mediante simulaciones de Monte Carlo. A tal efecto, se han considerado dos criterios de asignación de estación de base denominados:

- **Simulación A.** Criterio análogo al descrito en el Anexo I para el enlace ascendente. La estación de base activa es la más cercana, siempre que no exista ninguna celda vecina cuyo piloto exceda en Δ_{HHO} dB el piloto de ésta.
- **Simulación B.** Criterio correspondiente al descrito en la sección 4.5.1. La estación de base activa se elige aleatoriamente entre aquellas que se reciben dentro de un margen de Δ_{HHO} dB inferior a la mejor celda.

En la Figura 4-62 y Figura 4-63 se representan los resultados obtenidos para una desviación típica de 4 dB y caminos de propagación incorrelados. Podemos observar que los resultados obtenidos con la metodología propuesta coinciden exactamente para diferentes valores del margen de histéresis con los resultados obtenidos en la simulación A. Los valores obtenidos mediante la simulación B conducen a una situación más desfavorable para márgenes de *handover* superiores a 6 dB, de forma que la metodología propuesta conduciría a resultados ligeramente optimistas. Vemos que el método utilizado en [Steele98] se correspondería a un mecanismo de traspaso con margen de histéresis nulo.

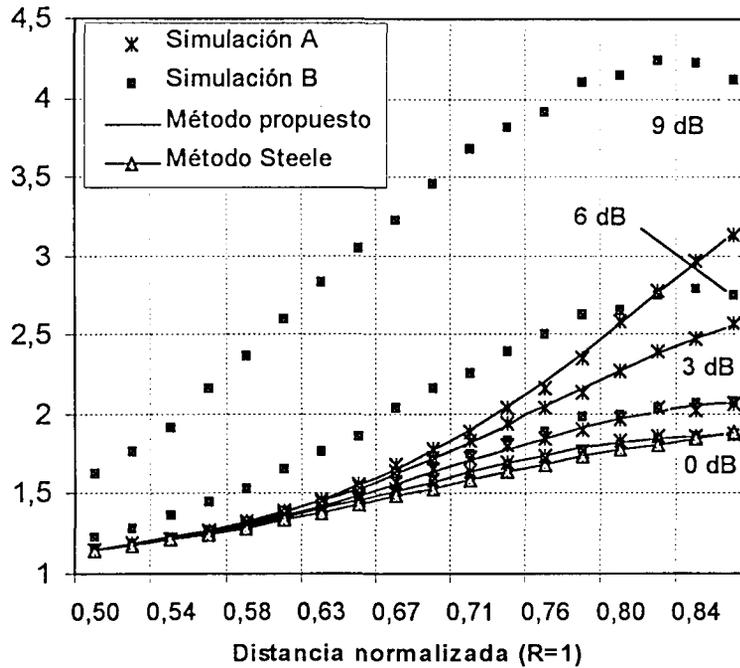


Figura 4-62. Comparativa de resultados para la trayectoria A. Desvanecimientos lentos caracterizados por $\sigma=4$ dB y $\rho=0.0$.

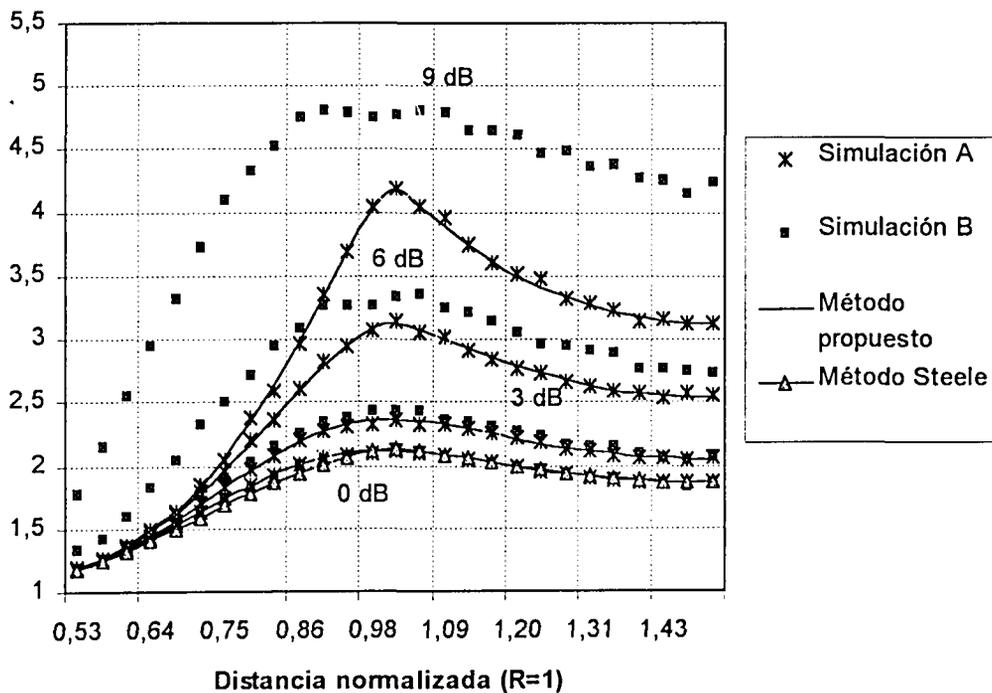


Figura 4-63. Comparativa de resultados para la trayectoria B. Desvanecimientos lentos caracterizados por $\sigma=4$ dB y $\rho=0.0$.

En caso de considerar desviaciones menores de valor igual a 2 dB sin correlación, podemos observar en la Figura 4-64 como las diferencias entre los resultados de las simulaciones A y B aumentan considerablemente. El método propuesto sigue proporcionando una buena aproximación bajo el criterio de asignación considerado en la simulación B. El método utilizado en [Steele98] conduce todavía a resultados más optimistas que los obtenidos mediante un mecanismo de traspaso *hard* sin margen de histéresis.

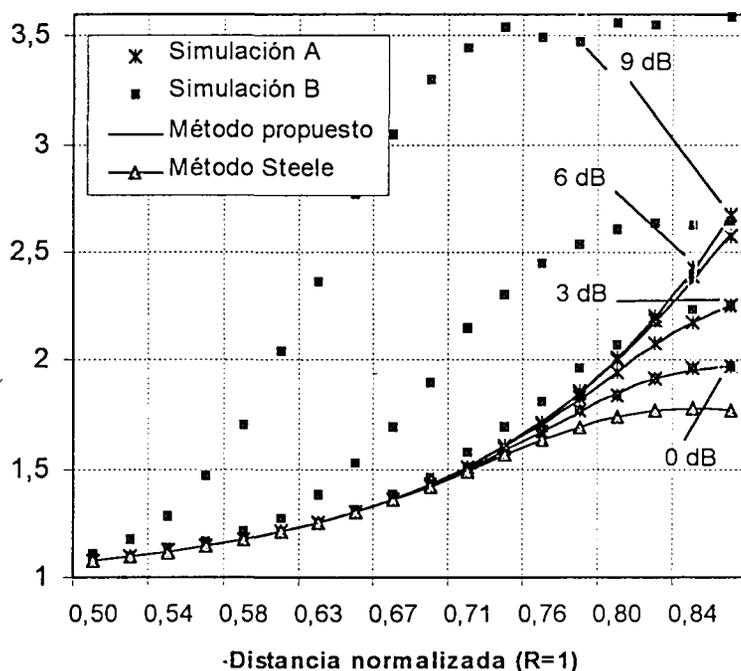


Figura 4-64. Comparativa de resultados para la trayectoria A. Desvanecimientos lentos caracterizados por $\sigma=2$ dB y $\rho=0.0$.

Si aumentamos la desviación de los desvanecimientos a un valor igual a 8 dB sin correlación, vemos en la Figura 4-65 como el método de Steele sigue proporcionando valores optimistas y como el método propuesto sigue aproximándose a los resultados de la simulación B. Además, podemos observar que no existe tanta disparidad entre los criterios A y B, debido básicamente al mayor peso que tiene el efecto de los desvanecimientos frente a las pérdidas de propagación por distancia.

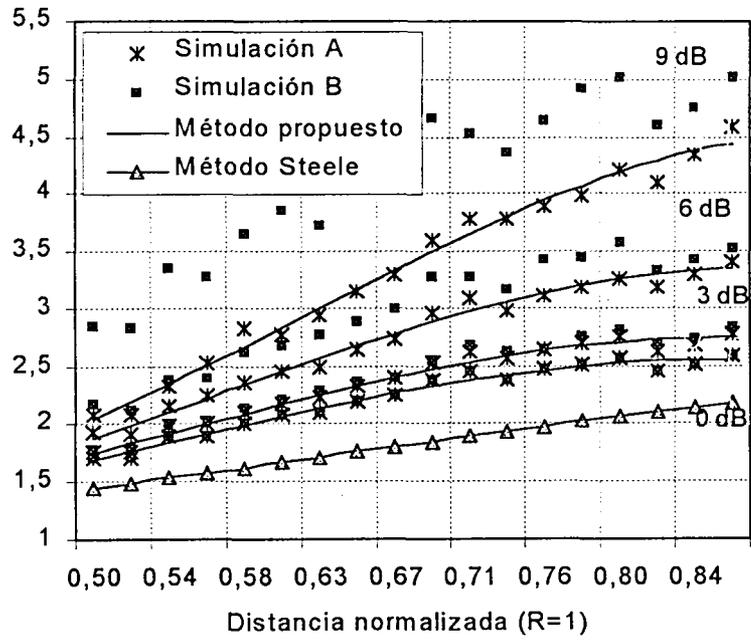


Figura 4-65. Comparativa de resultados para la trayectoria A. Desvanecimientos lentos caracterizados por $\sigma=8$ dB y $\rho=0.0$.

A-IV. Cálculo de la media y varianza de la asignación de potencia en el enlace descendente.

En la sección 4.7.4.1 se ha formulado la caracterización del enlace descendente con control de potencia mediante la condición

$$\Phi \equiv \sum_{i=1}^M \phi^i \leq 1 \quad (4-172)$$

donde la variable ϕ^i viene dada por

$$\phi^i = \frac{\sum_{t=1}^K S_t^i - \delta \cdot S_o^i + \eta}{S_o^i} \quad (4-173)$$

Análogamente al estudio realizado para el enlace ascendente, podemos plantear el cálculo de la media y varianza de la variable de Φ mediante integrales de superficie para promediar los valores de $E[\phi^i]$ y $Var[\phi^i]$ en toda la zona de cobertura. De esta forma, Φ se puede obtener mediante el cálculo de la integral

$$\Phi = \iint_S \phi^i \cdot \rho \cdot dS = \iint_S \phi(x, y) \cdot \rho \cdot dS \quad (4-174)$$

Suponiendo N_s usuarios por estación de base distribuidos espacialmente de forma uniforme, se puede calcular el valor medio de Φ mediante la expresión

$$E[\Phi] = \iint_S E[\phi(x, y)] \frac{N_s}{3\sqrt{3}R^2} dS = N_s \iint_S E[\phi(x, y)] \frac{1}{3\sqrt{3}R^2} dS \quad (4-175)$$

El cálculo de la varianza de Φ , considerando que las diferentes realizaciones de $\phi(x, y)$ son independientes, puede formularse según

$$Var[\Phi] \leq \iint_S Var[\phi(x, y)] \frac{N_s}{3\sqrt{3}R^2} dS = N_s \iint_S Var[\phi(x, y)] \frac{1}{3\sqrt{3}R^2} dS \quad (4-176)$$

Por tanto, para la obtención de la media y varianza de Φ es necesario el cálculo de los momentos de la variable ϕ en cualquier ubicación dentro del área de servicio.

Tomando como referencia la potencia asignada en la estación de base BS_0 , tenemos que la potencia asignada a un terminal en la posición (x,y) viene dada por

$$\phi(x,y) = \begin{cases} 0 & \exists j \in N_c \quad S_0(x,y) < \frac{S_j(x,y)}{HHOM} \\ 1 - \delta + \sum_{i=1}^{K-1} \frac{S_i(x,y)}{S_0(x,y)} & \forall j \in N_c \quad S_0(x,y) \geq \frac{S_j(x,y)}{HHOM} \end{cases} \quad (4-177)$$

si el terminal móvil tiene a BS_0 como estación de base más cercana, o bien

$$\phi(x,y) = \begin{cases} 0 & m, j \in N_c \quad S_0(x,y) < S_m(x,y) \cdot HHOM \text{ o } S_0(x,y) < S_j(x,y) \\ 1 - \delta + \sum_{i=1}^{K-1} \frac{S_i(x,y)}{S_0(x,y)} & m, j \in N_c \quad S_0(x,y) > S_m(x,y) \cdot HHOM \text{ y } S_0(x,y) > S_j(x,y) \end{cases} \quad (4-178)$$

si el móvil se encuentra más cerca de BS_m . El criterio considerado para la determinación de la estación de base activa es el mismo descrito en el Anexo I para el enlace ascendente. Los valores de media y varianza de $\phi(x,y)$ pueden calcularse mediante

$$E[\phi(x,y)] = E[1 - \delta] + \sum_{i=1}^{K-1} E\left[\frac{S_i(x,y)}{S_0(x,y)}\right] \quad (4-179)$$

$$Var[\phi(x,y)] = E[\phi^2(x,y)] - [E[\phi(x,y)]]^2 \quad (4-180)$$

con

$$E[\phi^2(x,y)] = E[(1 - \delta)^2] + 2(1 - \delta) \sum_{i=1}^{K-1} E\left[\frac{S_i(x,y)}{S_0(x,y)}\right] + \sum_{i=1}^{K-1} E\left[\frac{S_i^2(x,y)}{S_0^2(x,y)}\right] + 2 \sum_{i=1}^{K-1} \sum_{r>i}^{K-1} E\left[\frac{S_i(x,y)S_r(x,y)}{S_0^2(x,y)}\right] \quad (4-181)$$

Vemos por tanto que para calcular los momentos de $\phi(x,y)$ necesitamos obtener los siguientes términos

$$E\left[\frac{S_i^i}{S_0^i}; S_0^i \geq \frac{S_j^i}{HHOM} \quad \forall j \in N_c\right] \quad (4-182)$$

$$E\left[\frac{S_i^i}{S_0^i}; S_0^i \geq HHOM \cdot S_m^i \text{ y } S_0^i > S_j^i \quad \forall j \in N_c\right] \quad (4-183)$$

$$E \left[\frac{S_t^i \cdot S_r^i}{(S_o^i)^2}; S_o^i \geq \frac{S_j^i}{HHOM} \quad \forall j \in N_c \right] \quad (4-184)$$

$$E \left[\frac{S_t^i \cdot S_r^i}{(S_o^i)^2}; S_o^i \geq HHOM, S_m^i \text{ y } S_o^i > S_j^i \quad \forall j \in N_c \right] \quad (4-185)$$

Las expresiones correspondientes a los términos de primer orden (4-182) y (4-183) son las mismas proporcionadas en la Tabla 4-38 del Anexo III, sustituyendo directamente el subíndice j por 0. Las mismas expresiones también se aplican al cálculo de los términos de segundo orden (4-184) y (4-185) cuando $r=t$, sustituyendo en las ecuaciones de la Tabla 4-38 $\mu \rightarrow 2\mu$ y $\beta \rightarrow 2\beta$. La esperanza del término correspondiente al factor de ortogonalidad $(1-\delta)$ se obtiene mediante el cálculo de las probabilidades

$$\text{Prob} \left(S_o(x, y) > \frac{S_j(x, y)}{HHOM} \right) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \prod_{i=1}^{N_c-1} Q \left(x + \frac{M_o - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma} \right) \cdot \partial x \quad (4-186)$$

$$\begin{aligned} \text{Prob} (S_o(x, y) > S_m(x, y) \cdot HHOM \text{ y } S_o(x, y) > S_j(x, y)) = \\ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} Q \left(x + \frac{M_o - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma} \right) \prod_{i=1}^{N_c-1} Q \left(x + \frac{M_o - M_i}{b\sigma} \right) \cdot \partial x \end{aligned} \quad (4-187)$$

de forma que

$$E[(1-\delta)] = (1-\delta) \cdot \text{Prob}(\cdot) \quad (4-188)$$

$$E[(1-\delta)^2] = (1-\delta)^2 \cdot \text{Prob}(\cdot) \quad (4-189)$$

dependiendo de si la estación de base BS_o es la más cercana o no, respectivamente.

Para el cálculo de los términos cruzados con $r \neq t$, en la Tabla 4-39 se presenta la casuística planteada. En dicha tabla se identifican las posibles situaciones que deben considerarse en el cálculo de los términos (4-184) y (4-185).

Tabla 4-39. Casuística en función de los subíndices r y t ($r \neq t$).

S_o	S_t	S_r	Casos
BS _o es la más cercana	St pertenece a las celdas candidatas	Sr pertenece a las celdas candidatas	Caso A'
		Sr no pertenece a las celdas candidatas	Caso B'
	St no pertenece a las celdas candidatas	Caso C'	
BS _o es una de las N _c -1 candidatas restantes	St más cercana	Sr no pertenece a las celdas candidatas	Caso D'
		Sr pertenece a las celdas candidatas	Caso E'
	St pertenece a las celdas candidatas	Sr no pertenece a las celdas candidatas	Caso F'
		Sr pertenece a las celdas candidatas	Caso G'
	St no pertenece a las celdas candidatas	Sr no pertenece a las celdas candidatas	Caso H'

En la Tabla 4-40 se proporcionan las expresiones aplicables en los casos desde A' hasta H' identificados en la Tabla 4-39. El formato de las diferentes expresiones obtenidas es el siguiente

$$E \left[\frac{S_t^i \cdot S_r^i}{(S_o^i)^2} \right] = e^{3(b\beta\sigma)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \prod_{i=1}^{N_c-1} Q(\cdot) \cdot \partial x \quad (4-190)$$

En aras a simplificar la formulación proporcionada, en la Tabla 4-40 sólo se representa el término correspondiente al producto de las N_c-1 funciones Q(.). Cada producto depende de la relación del subíndice i con la casuística presentada.

Tabla 4-40. Expresiones correspondientes a la casuística detallada en la Tabla 4-39.

Caso A'	$Q\left(x + 3\beta\sigma + \frac{M_o - M_t}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot Q\left(x + 3\beta\sigma + \frac{M_o - M_r}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq t, r}}^{N_c-1} Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \partial x$
Caso B'	$Q\left(x + 3\beta\sigma + \frac{M_o - M_t}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq t}}^{N_c-1} Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \partial x$
Caso C'	$\prod_{i=1}^{N_c-1} Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_i}{b\sigma} - \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \cdot \partial x$
Caso D'	$Q\left(x + 3\beta\sigma + \frac{M_o - M_t}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq t}}^{N_c-1} Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_i}{b\sigma}\right) \cdot \partial x$
Caso E'	$Q\left(x + 3\beta\sigma + \frac{M_o - M_t}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) Q\left(x + 3\beta\sigma + \frac{M_o - M_r}{b\sigma}\right) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq t, r}}^{N_c-1} Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_i}{b\sigma}\right) \cdot \partial x$
Caso F'	$Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) Q\left(x + 3\beta\sigma + \frac{M_o - M_t}{b\sigma}\right) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, r}}^{N_c-1} Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_i}{b\sigma}\right) \cdot \partial x$
Caso G'	$Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) Q\left(x + 3\beta\sigma + \frac{M_o - M_t}{b\sigma}\right) Q\left(x + 3\beta\sigma + \frac{M_o - M_r}{b\sigma}\right) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m, t, r}}^{N_c-1} Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_i}{b\sigma}\right) \cdot \partial x$
Caso H'	$Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_m}{b\sigma} + \frac{\Delta_{HHO}}{b\sigma}\right) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{N_c-1} Q\left(x + 2\beta\sigma + \frac{M_o - M_i}{b\sigma}\right) \cdot \partial x$

Finalmente, en la Figura 4-66 y Figura 4-67 se comparan los resultados obtenidos con la metodología propuesta con valores obtenidos mediante simulaciones. El criterio de asignación utilizado en las simulaciones es idéntico al planteado para la formulación analítica. Podemos apreciar como la formulación analítica permite estimar satisfactoriamente el comportamiento de la variable $\phi(x,y)$ tanto en valor medio como en desviación típica. Los resultados se han obtenido sobre la trayectoria A definida en la Figura 4-17.

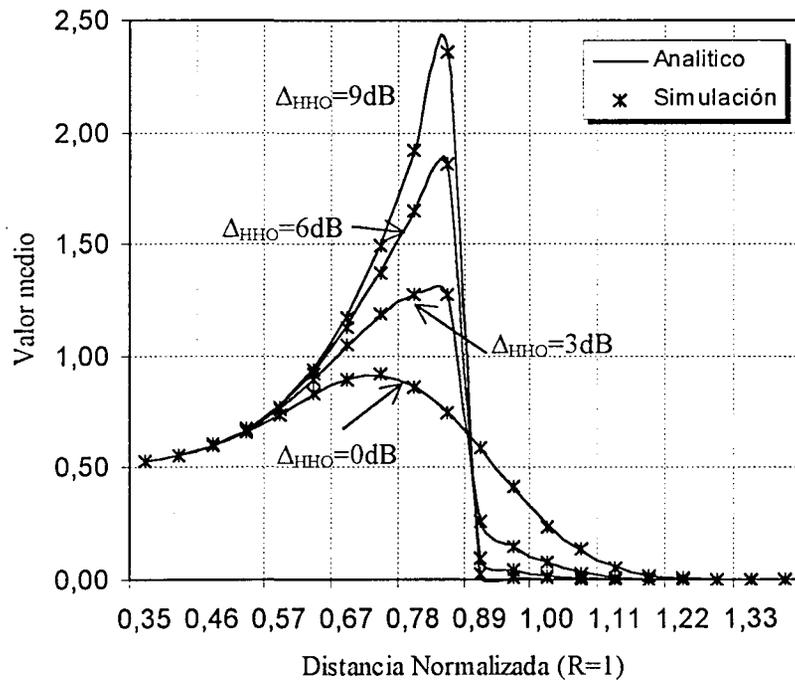


Figura 4-66. Cálculo del valor medio de la asignación de potencia correspondiente a la estación de base de referencia.

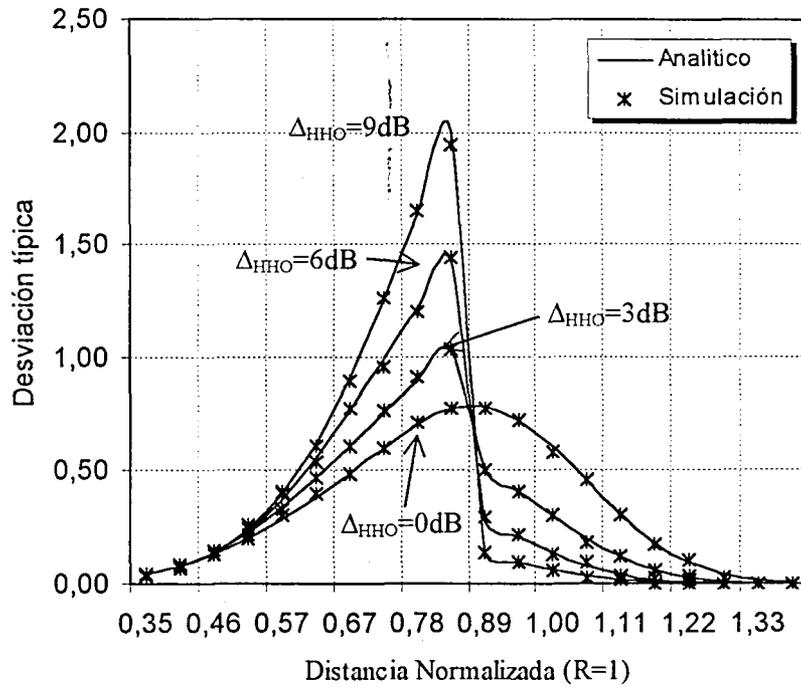


Figura 4-67. Cálculo de la desviación típica de la asignación de potencia correspondiente a la estación de base de referencia.

A-V. Simulaciones de Monte Carlo para el enlace Descendente con control de potencia.

El escenario considerado para la obtención de la variable asignación de potencia normalizada Φ , definida en la sección 4.7.4.1, es similar al descrito en el Anexo II para estudiar el enlace ascendente. Se distribuyen N_s usuarios por celda en una configuración macrocelular con $K=37$ estaciones de base (véase Figura 4-53), y se calcula la asignación de potencia en la celda de referencia central BS_0 .

La caracterización de la variable Φ se basa en la aproximación por una variable aleatoria gaussiana. Los estimadores utilizados para obtener los valores de su media (m_Φ) y desviación típica (σ_Φ) están descritos en el Anexo II. En la Figura 4-68 se proporciona el intervalo de confianza normalizado, definido en (4-162) para la estimación del valor medio, en función del número de iteraciones y del número de usuarios por celda. Los resultados corresponden a un sistema con traspasos *hard* con margen de histéresis nulo y un entorno de propagación caracterizado por pendiente $\mu=4$ y desvanecimientos lentos $\sigma=8$ dB,

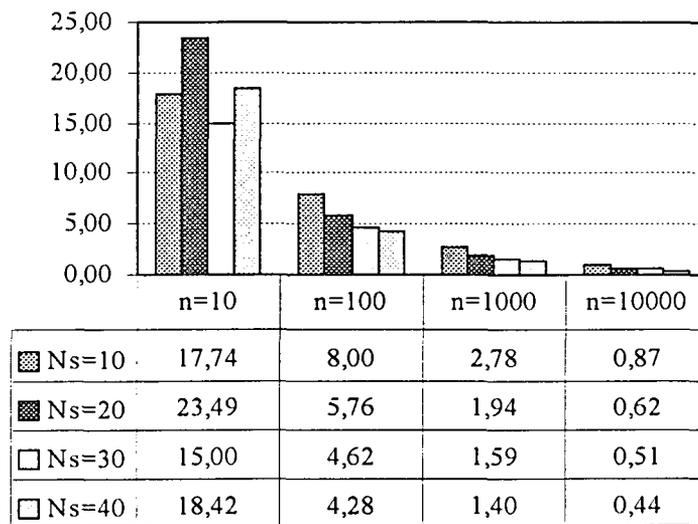


Figura 4-68. Margen de confianza del 95% normalizado para la estimación del valor medio (Δm_Φ) en función del número de usuarios por celda (N_s) y número de iteraciones (n).

Realizando 10000 iteraciones, el margen de confianza del 95% es inferior al 1% del valor obtenido para la media de Φ . El comportamiento de la estimación de la desviación estándar σ_Φ es igual al presentado en el Anexo II (véase Figura 4-55) para la variable I , ya que únicamente depende del número de iteraciones n .

En la Figura 4-69 se contrastan las funciones de densidad de probabilidad (fdp) obtenidas mediante simulación con los resultados teóricos correspondientes a la expresión

$$pdf(\Phi) = \frac{1}{\sigma_{\Phi} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\Phi - m_{\Phi})^2}{2\sigma_{\Phi}^2}} \quad (4-191)$$

Los valores corresponden a configuraciones con $N_s=10, 20$ y 30 usuarios por celda.

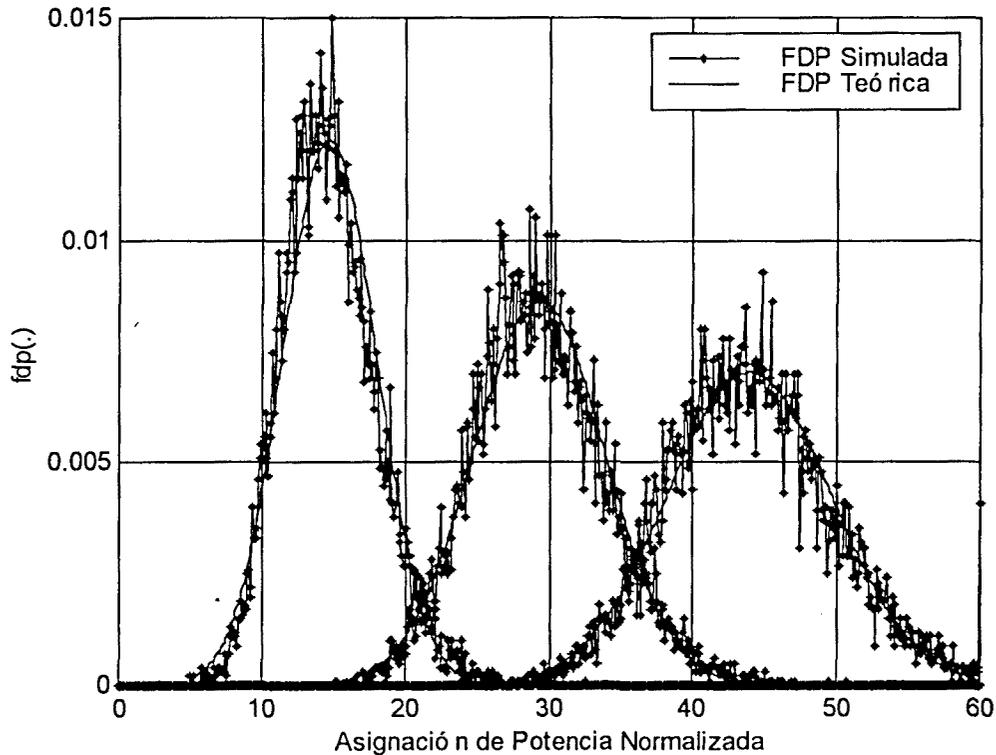


Figura 4-69. Representación de la validez de la aproximación gaussiana para el modelado de la asignación de potencia normalizada Φ para $N_s=10, 20$ y 30 .

suponiendo válida la hipótesis gaussiana, el cálculo de la probabilidad de desbordamiento (P_{out}) en el enlace descendente también se realiza mediante la función de distribución inversa (1-CDF) según

$$1 - CDF = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\Phi - m_{\Phi}}{\sigma_{\Phi} \sqrt{2}} \right) \quad (4-192)$$

En la Figura 4-70 y Figura 4-71 se representan los valores teóricos y los obtenidos mediante simulación para $N_s=10$ y 30 usuarios. Conjuntamente, se representa la función error obtenida como la diferencia, en valor absoluto, de la aproximación teórica y los resultados de las simulaciones.

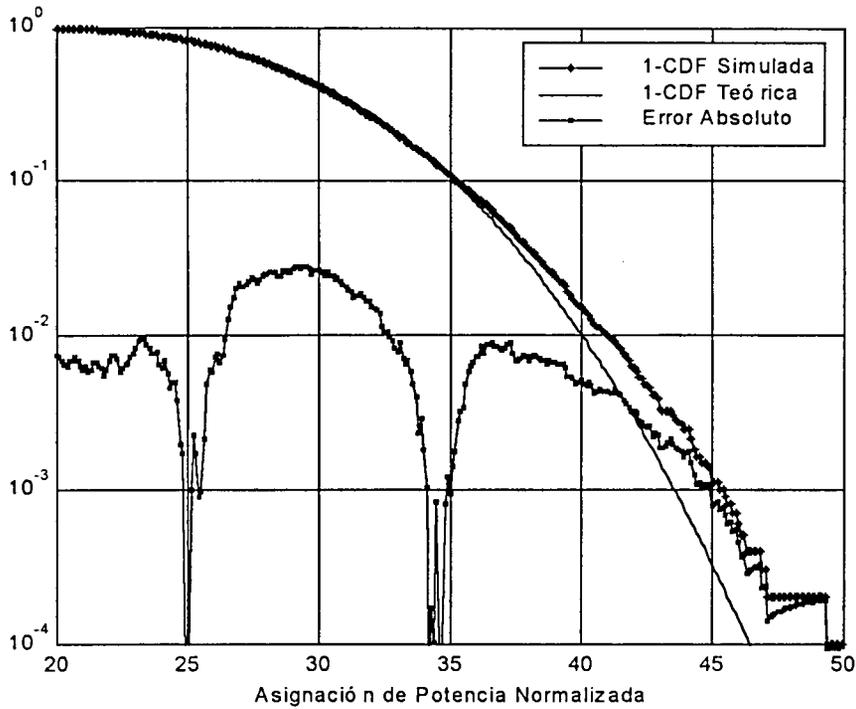


Figura 4-70. Diferencia entre las funciones de distribución complementaria obtenidas de forma teórica y mediante los resultados de las simulaciones para 30 usuarios por celda.

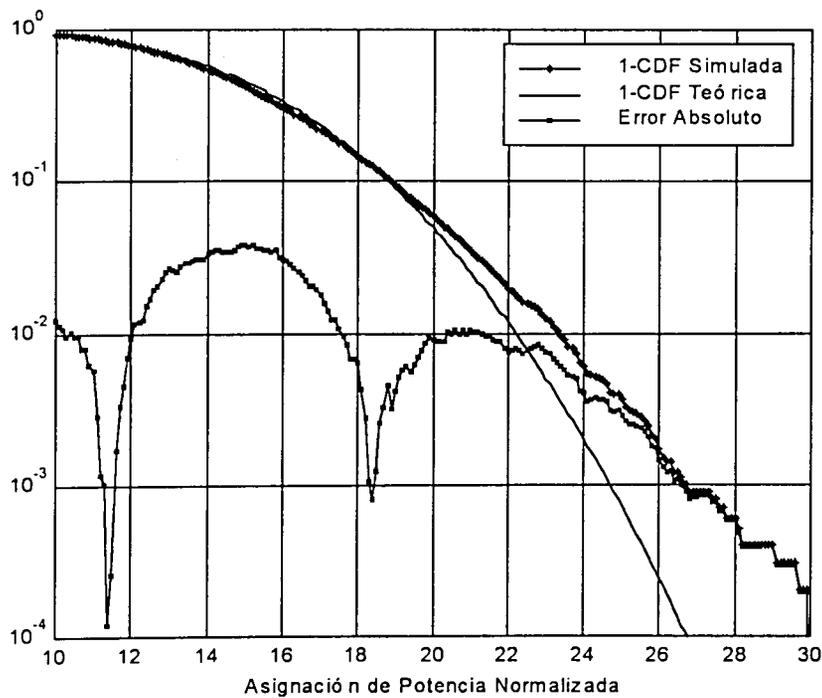


Figura 4-71. Diferencia entre las funciones de distribución complementaria obtenidas de forma teórica y a partir de los resultados de las simulaciones para 10 usuarios por celda.

Podemos observar que para los valores típicos, situados entre 10%-5%, utilizados para caracterizar la probabilidad de desbordamiento, el error cometido en el caso de $N_s=30$ es aproximadamente un orden de magnitud inferior al valor de interés. Para $N_s=10$ usuarios por celdas y probabilidades de desbordamiento del 5%, el error se encuentra en torno a 0.01. Por tanto, el valor de Φ obtenido con la aproximación teórica podría realmente corresponder a una probabilidad de desbordamiento en el margen de 6%-5% ya que, como se desprende de la Figura 4-71, el valor teórico es ligeramente más restrictivo que los valores obtenidos en la simulación.

Finalmente, en la Figura 4-72 y Figura 4-73 se observa la dependencia del valor medio y desviación de Φ con el número de usuarios por celda N_s . Los valores representados se han obtenido mediante las expresiones

$$\frac{m(\Phi)}{N_s} = m_\Phi \quad (4-193)$$

$$\frac{std(\Phi)}{\sqrt{N_s}} = \sigma_\Phi \quad (4-194)$$

Tal como sucedía con la interferencia normalizada I del enlace ascendente (Véase Anexo II), los valores obtenidos mediante las expresiones (4-193) y (4-194) no dependen del número de usuarios.

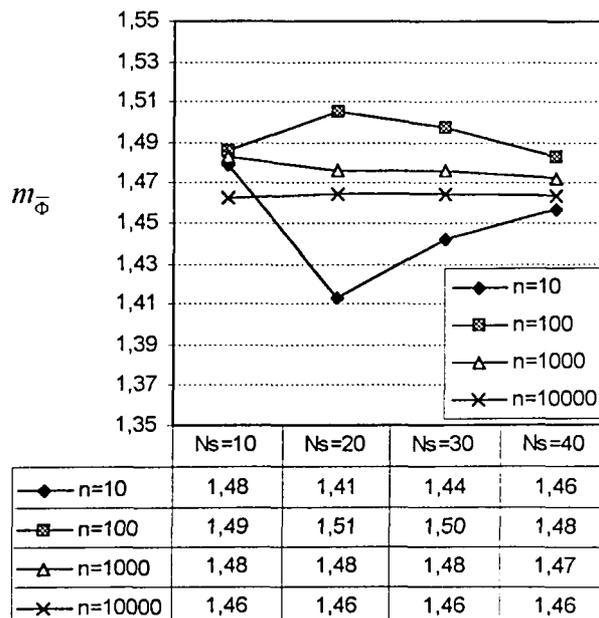


Figura 4-72. Dependencia del valor medio de la asignación de potencia con el número de usuarios por celda N_s .

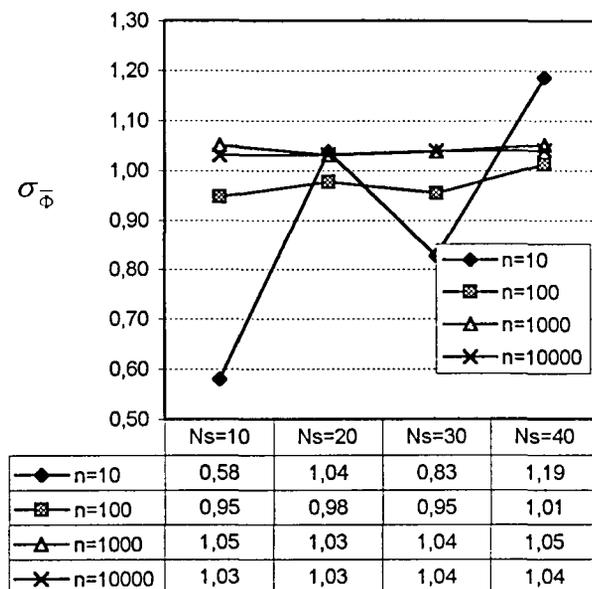


Figura 4-73. Dependencia de la desviación estándar de la asignación de potencia con el número de usuarios por celda N_s .

A-VI. Cálculo de las expresiones para la determinación del margen de *fading*

En este anexo se obtienen las diferentes expresiones utilizadas en la sección 4.9 dedicada al análisis del margen de *fading*.

A-VI.1. Cálculo de las expresiones sin considerar correlación

A continuación se desarrolla el cálculo de la siguiente expresión para el sistema de referencia de dos estaciones de base, BTS_1 y BTS_2 , planteado en la Figura 4-43.

$$Prob(P_{r1} < S \cap P_{r1} > P_{r2} \cdot HHOM) \quad (4-195)$$

Partiendo de la formulación de la potencia media recibida P_{r1} y P_{r2} apuntada en (4-90) y normalizando el radio de la celda a la unidad ($R=1$), se cumple

$$\begin{aligned} P_{r1} &= \bar{P} - 10\mu \log(r_1) - \xi_1 \\ P_{r2} &= \bar{P} - 10\mu \log(r_2) - \xi_2 \end{aligned} \quad (4-196)$$

La condición $P_{r1} < S$ expresada en términos de la variable ξ_1 puede escribirse como

$$\xi_1 > \bar{P} - S - 10\mu \log(r_1) = \gamma - 10\mu \log(r_1) \quad (4-197)$$

La condición $P_{r1} > P_{r2} + HHOM$ implica que se cumpla

$$\xi_2 > \xi_1 + 10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM \quad (4-198)$$

Desarrollando (4-195) en función de la densidad de probabilidad conjunta de ξ_1 y ξ_2 y los límites de integración obtenidos nos queda

$$Prob(P_{r1} < S \cap P_{r1} > P_{r2} \cdot HHOM) = \int_{\gamma - 10\mu \log(r_1)}^{\infty} \int_{\xi_1 + 10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}^{\infty} fdp(\xi_1, \xi_2) \cdot \partial \xi_1 \partial \xi_2 \quad (4-199)$$

Si se consideran desvanecimientos lentos independientes entre sí, se tiene que la función de densidad de probabilidad conjunta se puede expresar como producto de las funciones de probabilidad según

$$fdp(\xi_1, \xi_2) = fdp(\xi_1) \cdot fdp(\xi_2) \quad (4-200)$$

De esta forma, y teniendo en cuenta que las variables aleatorias ζ_i son normales de media cero y desviación típica σ , se cumple que

$$\begin{aligned}
 \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap P_{r_1} > P_{r_2} \cdot HHOM) &= \int_{\gamma - 10\mu \log(r_1)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{\xi_1^2}{2\sigma^2}} \partial \xi_1 \int_{\xi_1 + 10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{\xi_2^2}{2\sigma^2}} \partial \xi_2 = \\
 &= \int_{\gamma - 10\mu \log(r_1)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{\xi_1^2}{2\sigma^2}} \partial \xi_1 \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{\xi_1 + 10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM}{\sqrt{2\sigma}} \right) \partial \xi_1 = \left. \begin{array}{l} x \equiv \frac{\xi_1}{\sqrt{2\sigma}} \\ \bar{\gamma} \equiv \frac{\gamma}{\sqrt{2\sigma}} \\ \bar{\mu} \equiv \frac{\mu}{\sqrt{2\sigma}} \end{array} \right\} = \\
 &= \int_{\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \cdot \frac{1}{2} \text{erfc} \left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \frac{HHOM}{\sqrt{2\sigma}} \right) \cdot \partial x
 \end{aligned} \tag{4-201}$$

Si tenemos en cuenta que la función $\text{erfc}(x)$ es decreciente con x , se puede obtener una cota superior de la expresión (4-201) sustituyendo el valor de la función $\text{erfc}(x)$ en el integrando por el valor de esta función en el límite inferior de integración. De esta forma nos queda de forma más compacta la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap P_{r_1} > P_{r_2} \cdot HHOM) &\leq \\
 &\int_{\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \cdot \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1) + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \frac{HHOM}{\sqrt{2\sigma}} \right) \cdot \partial x = \\
 &\frac{1}{2} \text{erfc} \left(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1) + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \frac{HHOM}{\sqrt{2\sigma}} \right) \cdot \int_{\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \partial x = \\
 &\frac{1}{2} \text{erfc} \left(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_2) + \frac{HHOM}{\sqrt{2\sigma}} \right) \cdot \frac{1}{2} \text{erfc}(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1))
 \end{aligned} \tag{4-202}$$

En caso de haber supuesto los sucesos $P_{r_1} < S$ y $P_{r_1} > P_{r_2} + HHOM$ independientes, se podría calcular el valor de (4-195) mediante

$$\begin{aligned}
 \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap P_{r_1} > P_{r_2} \cdot HHOM) &= \left\{ \begin{array}{l} \text{Considerando} \\ \text{sucesos independientes} \end{array} \right\} \\
 &= \text{Prob}(P_{r_1} < S) \text{Prob}(P_{r_1} > P_{r_2} + HHOM) = \\
 &\frac{1}{2} \text{erfc} \left(10 \frac{\bar{\mu}}{\sqrt{2}} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \frac{HHOM}{2\sigma} \right) \cdot \frac{1}{2} \text{erfc}(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1))
 \end{aligned} \tag{4-203}$$

donde para la obtención de $\text{Prob}(P_{r_1} > P_{r_2} + HHOM)$ se ha definido la variable ζ como

$$\zeta \equiv \xi_2 - \xi_1 \quad (4-204)$$

De esta forma, ζ puede caracterizarse mediante una función de densidad de probabilidad normal de media cero y desviación típica $\sqrt{2}\sigma$ y el cálculo de la probabilidad se lleva a cabo según la expresión

$$\text{Prob}(P_{r1} > P_{r2} + HHOM) = \int_{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi} 2\sigma} e^{-\frac{\zeta^2}{4\sigma^2}} d\zeta = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM}{2\sigma} \right) \quad (4-205)$$

En la Figura 4-74 se representa el valor teórico de la expresión (4-182) obtenido mediante tres expresiones diferentes: expresión exacta dada en (4-201), la cota superior proporcionada por (4-202) y expresión (4-203) correspondiente al supuesto de sucesos independientes. Los parámetros considerados han sido un margen de *handover* de 9 dB, una desviación típica de 8 dB y un margen de potencia de 6 dB.

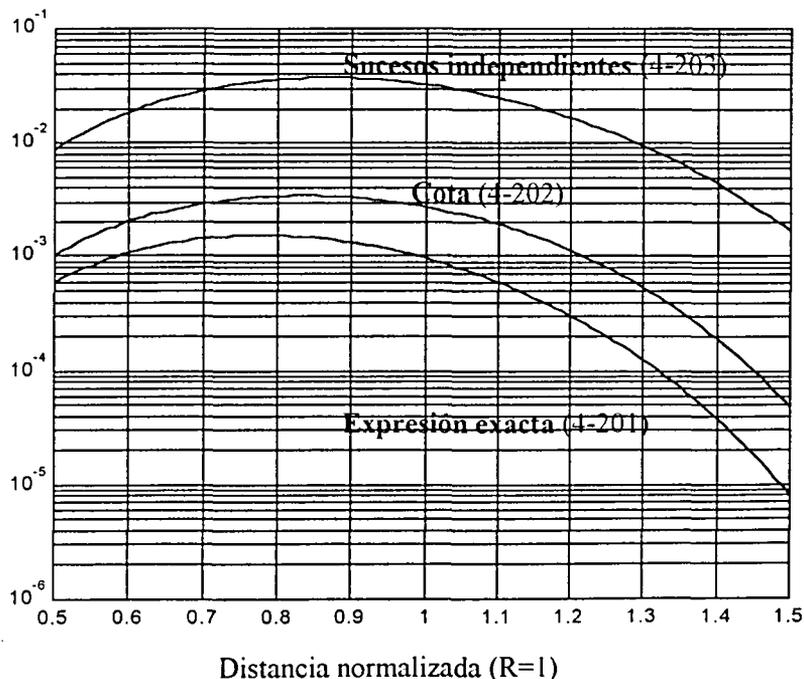


Figura 4-74. Comparación de las tres expresiones obtenidas para el cálculo de la probabilidad.

Tal como puede observarse en la Figura 4-74, la aproximación de sucesos independientes conduce a estimaciones bastante pesimistas de la expresión (4-195), superiores en un orden de magnitud. En cambio, la cota superior proporciona valores más acordes con los obtenidos mediante la expresión exacta.

Análogamente a la obtención de la expresión (4-201), el cálculo de

$$\Pr ob(P_{r_1} < S \cap |P_{r_1} - P_{r_2}| < HHOM) \quad (4-206)$$

se puede abordar a partir del mismo planteamiento pero modificando la condición (4-198) por

$$\xi_1 + 10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) - HHOM < \xi_2 < \xi_1 + 10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM \quad (4-207)$$

Aplicando dicha condición, la expresión (4-206) puede desarrollarse de la siguiente forma

$$\begin{aligned} \Pr ob(P_{r_1} < S \cap |P_{r_1} - P_{r_2}| < HHOM) &= \int_{\gamma - 10\mu \log(r_1)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{\xi_1^2}{2\sigma^2}} \partial\xi_1 \int_{\xi_1 - 10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) - HHOM}^{\xi_1 - 10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{\xi_2^2}{2\sigma^2}} \partial\xi_2 = \\ &= \int_{\gamma - 10\mu \log(r_1)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{\xi_1^2}{2\sigma^2}} \partial\xi_1 \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{\xi_1 + 10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) - HHOM}{\sqrt{2\sigma}}\right) - \operatorname{erfc}\left(\frac{\xi_1 + 10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM}{\sqrt{2\sigma}}\right) \right] \partial\xi_1 = \\ &= \left\{ \begin{array}{l} x \equiv \frac{\xi_1}{\sqrt{2\sigma}} \\ \bar{\gamma} \equiv \frac{\gamma}{\sqrt{2\sigma}} \\ \bar{\mu} \equiv \frac{\mu}{\sqrt{2\sigma}} \end{array} \right\} = \int_{\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1)}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \cdot \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc}\left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) - \frac{HHOM}{\sqrt{2\sigma}}\right) - \operatorname{erfc}\left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \frac{HHOM}{\sqrt{2\sigma}}\right) \right] \cdot \partial x \end{aligned} \quad (4-208)$$

En este caso, el valor para la cota superior vendría dado por

$$\begin{aligned} \Pr ob(P_{r_1} < S \cap |P_{r_1} - P_{r_2}| < HHOM) &\leq \\ &\frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc}\left(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_2) - \frac{HHOM}{\sqrt{2\sigma}}\right) - \operatorname{erfc}\left(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_2) + \frac{HHOM}{\sqrt{2\sigma}}\right) \right] \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1)) \end{aligned} \quad (4-209)$$

Al igual que en el caso anterior, en el supuesto de que $P_{r_1} < S$ y $|P_{r_1} - P_{r_2}| < HHOM$ fueran independientes podemos obtener

$$\begin{aligned} \Pr ob(P_{r_1} < S \cap |P_{r_1} - P_{r_2}| < HHOM) &= \left\{ \begin{array}{l} \text{Considerando} \\ \text{sucesos independientes} \end{array} \right\} \\ &= \Pr ob(P_{r_1} < S) \Pr ob(|P_{r_1} - P_{r_2}| < HHOM) = \\ &\frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc}\left(10 \frac{\bar{\mu}}{\sqrt{2}} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) - \frac{HHOM}{2\sigma}\right) - \operatorname{erfc}\left(10 \frac{\bar{\mu}}{\sqrt{2}} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \frac{HHOM}{2\sigma}\right) \right] \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1)) \end{aligned} \quad (4-210)$$

En la Figura 4-75 se representan los valores obtenidos mediante las tres expresiones presentadas: la expresión exacta dada por (4-208), una cota superior según (4-209) y la expresión (4-203) correspondiente al supuesto de procesos independientes. La configuración analizada, al igual que en el caso anterior, consiste en un margen de potencias de 6 dB, una desviación típica de 8 dB y un margen de handover de 9 dB. Se puede apreciar que en este caso las dos aproximaciones proporcionan valores más cercanos al valor teórico y por tanto podrían resultar útiles para acelerar el proceso de cálculo.

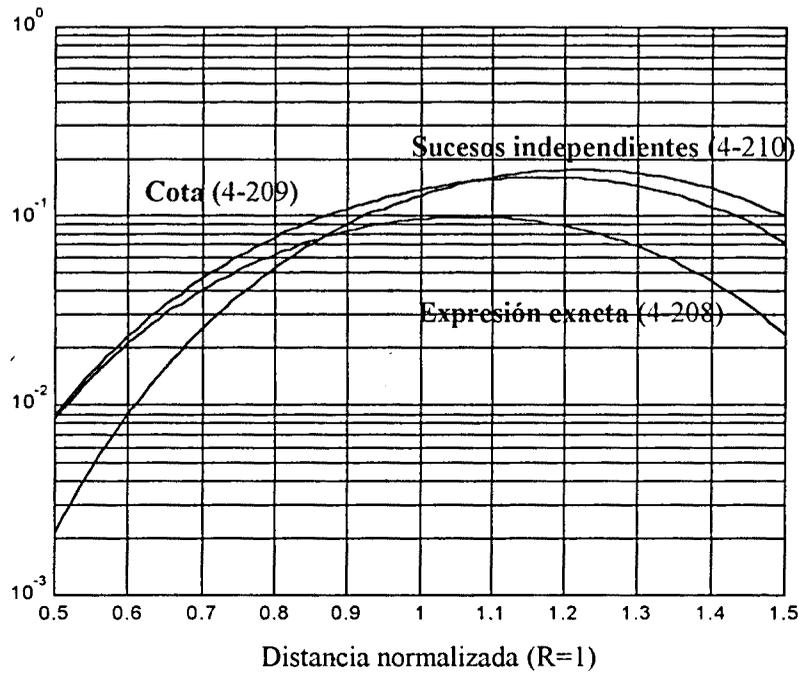


Figura 4-75. Comparación de las tres expresiones obtenidas para el cálculo de la probabilidad.

A-VI.2 Cálculo de las expresiones para el caso de desvanecimientos correlados.

Tal como se ha detallado en la sección 4.5.2, la correlación entre desvanecimientos se introduce haciendo uso de la siguiente formulación

$$\begin{aligned} \xi_1 &\equiv a\zeta_0 + b\zeta_1 \\ \xi_2 &\equiv a\zeta_0 + b\zeta_2 \end{aligned} \quad (4-211)$$

donde ζ_0 , ζ_1 y ζ_2 son variables aleatorias normales independientes con desviación típica σ y los parámetros a y b están relacionados con el coeficiente de correlación ρ mediante

$$\begin{aligned} \rho &\equiv \frac{E[\xi_1 \xi_2]}{\sigma^2} = a^2 \\ a^2 + b^2 &= 1 \end{aligned} \quad (4-212)$$

Las condiciones (4-197) y (4-198) utilizadas en el cálculo de (4-195), se transforman en el caso de desvanecimientos correlados en las siguientes expresiones:

- La condición $P_{r_1} < S$ expresada en términos de la variable ζ_1 resulta ser ahora

$$\zeta_1 > \frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b} \quad (4-213)$$

- La condición $P_{r_1} > P_{r_2} + HHOM$ se expresa en este caso como

$$\zeta_2 > \zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM}{b} \quad (4-214)$$

Aplicando ambas condiciones, los límites de integración pueden formularse mediante

$$\begin{aligned} \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap P_{r_1} > P_{r_2} \cdot HHOM) = \\ \int_{-\infty}^{+\infty} fdp(\zeta_0) \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b}}^{+\infty} fdp(\zeta_1) \int_{\zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM}{b}}^{\infty} fdp(\zeta_2) \cdot \partial\zeta_0 \partial\zeta_1 \partial\zeta_2 \end{aligned} \quad (4-215)$$

de donde, sustituyendo las funciones densidad de probabilidad y operando, se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap P_{r_1} > P_{r_2} \cdot HHOM) = \\ = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{\zeta_0^2}{2\sigma^2}} \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{\zeta_1^2}{2\sigma^2}} \partial\zeta_1 \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM}{\sqrt{2}\sigma b} \right) \cdot \partial\zeta_0 \partial\zeta_1 = \\ = \left\{ \begin{array}{l} x \equiv \frac{\zeta_1}{\sqrt{2}\sigma} \quad \bar{\gamma} \equiv \frac{\gamma}{\sqrt{2(1-\rho)}\sigma} \\ z \equiv \frac{\zeta_0}{\sqrt{2}\sigma} \quad \bar{\mu} \equiv \frac{\mu}{\sqrt{2(1-\rho)}\sigma} \\ b = \sqrt{1-\rho} \quad \overline{HHOM} = \frac{HHOM}{\sqrt{2(1-\rho)}\sigma} \end{array} \right\} = \\ = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} \int_{\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1) - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}} z}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \cdot \frac{1}{2} \text{erfc} \left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \overline{HHOM} \right) \cdot \partial x \partial z \end{aligned} \quad (4-216)$$

Para el cálculo de (4-206) se puede utilizar el mismo planteamiento anterior modificando la condición (4-214) por

$$\zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) - HHOM}{b} < \zeta_2 < \zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM}{b} \quad (4-217)$$

Dicha condición conduce a la formulación de los márgenes de integración siguientes

$$\begin{aligned} \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap |P_{r_1} - P_{r_2}| < HHOM) = \\ \int_{-\infty}^{+\infty} fdp(\zeta_0) \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b}}^{+\infty} fdp(\zeta_1) \int_{\zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) - HHOM}{b}}^{\zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + HHOM}{b}} fdp(\zeta_2) \cdot \partial\zeta_0 \partial\zeta_1 \partial\zeta_2 \end{aligned} \quad (4-218)$$

Finalmente, realizando las mismas sustituciones que en (4-216) llegamos a

$$\begin{aligned} \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap |P_{r_1} - P_{r_2}| < HHOM) = \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} \hat{c}z \int_{\frac{\gamma - 10\bar{\mu} \log(r_1) - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}}z}{b}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \cdot \frac{1}{2} \left[\text{erfc}\left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) - \overline{HHOM}\right) - \text{erfc}\left(x + 10\bar{\mu} \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) + \overline{HHOM}\right) \right] \cdot \partial x \end{aligned} \quad (4-219)$$

A-VI.3. Cálculo de las expresiones para *Soft handover*

A-VI.3.1. Combinación por selección

La probabilidad de desbordamiento se reduce al cálculo de

$$P_{out} = \text{Prob}(\max(P_{r_1}, P_{r_2}) < S) = \text{Prob}(P_{r_1} < S \cap P_{r_2} < S) \quad (4-220)$$

Considerando desvanecimientos según (4-211), las condiciones que deben cumplir ζ_0 , ζ_1 y ζ_2 son en este caso

$$\zeta_1 > \frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b} \quad (4-221)$$

$$\zeta_2 > \frac{\gamma - 10\mu \log(r_2) - a\zeta_0}{b} \quad (4-222)$$

De esta forma, podemos plantear la probabilidad de desbordamiento mediante

$$P_{out} = \int_{-\infty}^{+\infty} fdp(\zeta_0) \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b}}^{+\infty} fdp(\zeta_1) \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_2) - a\zeta_0}{b}}^{\infty} fdp(\zeta_2) \cdot \partial\zeta_0 \partial\zeta_1 \partial\zeta_2 \quad (4-223)$$

Realizando las sustituciones

$$\begin{aligned} x &\equiv \frac{\zeta_0}{\sqrt{2}\sigma} & \bar{\gamma} &\equiv \frac{\gamma}{\sqrt{2(1-\rho)}\sigma} \\ b &= \sqrt{1-\rho} & \bar{\mu} &\equiv \frac{\mu}{\sqrt{2(1-\rho)}\sigma} \end{aligned} \quad (4-224)$$

obtenemos directamente

$$\begin{aligned} P_{out} &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} \int_{\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1) - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}}z}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \int_{\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_2) - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}}z}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-y^2} \partial z \partial x \partial y = \\ &\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_1) - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}}z \right) \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\bar{\gamma} - 10\bar{\mu} \log(r_2) - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}}z \right) \cdot \partial z \end{aligned} \quad (4-225)$$

La misma expresión puede obtenerse de la formulación utilizada para el caso de *hard handover* con un margen de histéresis de 0 dB. En tal caso, la probabilidad de desbordamiento podría calcularse como

$$P_{out} = \operatorname{Pr ob}(P_{r_1} < S \cap P_{r_1} > P_{r_2}) + \operatorname{Pr ob}(P_{r_2} < S \cap P_{r_2} > P_{r_1}) \quad (4-226)$$

El primer sumando podemos calcularlo tal como hemos visto anteriormente según

$$\begin{aligned} \operatorname{Pr ob}(P_{r_1} < S \cap P_{r_1} > P_{r_2}) &= \\ \int_{-\infty}^{+\infty} fdp(\zeta_0) \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b}}^{+\infty} fdp(\zeta_1) \int_{\zeta_1 + \frac{10\mu \log(r_2)}{b}}^{\infty} fdp(\zeta_2) \cdot \partial\zeta_0 \partial\zeta_1 \partial\zeta_2 & \quad (4-227) \end{aligned}$$

mientras que para el cálculo del segundo sumando, se puede mantener el orden de las dos integrales interiores de forma que los márgenes de integración varían según

$$\begin{aligned}
 & \text{Prob}(P_{r_2} < S \cap P_{r_2} > P_{r_1}) = \\
 & \int_{-\infty}^{+\infty} fdp(\zeta_0) \int_{-\infty}^{+\infty} fdp(\zeta_1) \int_{\zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{b}}^{\infty} fdp(\zeta_2) \cdot \partial\zeta_0 \partial\zeta_1 \partial\zeta_2 = \\
 & = \left\{ \zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{b} > \frac{\gamma - 10\mu \log(r_2) - a\zeta_0}{b} \Rightarrow \zeta_1 > \frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b} \right\} = (4-228) \\
 & \int_{-\infty}^{+\infty} fdp(\zeta_0) \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b}}^{-\infty} fdp(\zeta_1) \int_{\zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{b}}^{\infty} fdp(\zeta_2) \cdot \partial\zeta_0 \partial\zeta_1 \partial\zeta_2
 \end{aligned}$$

Sumando ambas expresiones y agrupando los integrandos comunes nos queda

$$\begin{aligned}
 P_{out} & = \\
 & \int_{-\infty}^{+\infty} fdp(\zeta_0) \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b}}^{-\infty} fdp(\zeta_1) \partial\zeta_0 \partial\zeta_1 \left[\int_{\zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{b}}^{\infty} fdp(\zeta_2) \cdot \partial\zeta_2 + \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_2) - a\zeta_0}{b}}^{\zeta_1 + \frac{10\mu \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{b}} fdp(\zeta_2) \cdot \partial\zeta_2 \right] \\
 & = \int_{-\infty}^{+\infty} fdp(\zeta_0) \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_1) - a\zeta_0}{b}}^{-\infty} fdp(\zeta_1) \int_{\frac{\gamma - 10\mu \log(r_2) - a\zeta_0}{b}}^{\infty} fdp(\zeta_2) \cdot \partial\zeta_0 \partial\zeta_1 \partial\zeta_2
 \end{aligned} \tag{4-229}$$

donde se ha obtenido una expresión equivalente a la planteada en (4-223) para el cálculo del *soft handover*.

A-VI.3.2. Combinación MRC

En el supuesto de existir el mismo nivel de potencia interferente en ambas ramas del combinador, la probabilidad de desbordamiento se puede formular mediante

$$P_{out} = \text{Prob}(P_{r_1} + P_{r_2} < S) \tag{4-230}$$

Sustituyendo las expresiones de la potencia según las expresiones proporcionadas en (4-196), y considerando desvanecimientos correlados, se cumple que

$$r_1^{-\mu} 10^{-\frac{b\zeta_1}{10}} + r_2^{-\mu} 10^{-\frac{b\zeta_2}{10}} < \frac{S}{P} 10^{-\frac{a\zeta_0}{10}} \quad (4-231)$$

Según la aproximación de Wilkinson, la suma de variables aleatorias lognormales puede caracterizarse mediante una nueva variable lognormal. El problema reside en el cálculo de los momentos de primer y segundo orden de la variable suma a partir de los momentos de los sumandos. Existen varios procedimientos en la literatura para el cálculo de dichos momentos (Fenton, Schwartz, Wilkinson). El más extendido por su sencillez es la aproximación de Wilkinson. Dicha aproximación consiste en el cálculo de los momentos de primer y segundo orden de la suma y la posterior obtención por igualación de los parámetros buscados. Sean, por ejemplo, L_1 y L_2 variables aleatorias lognormales y L definida como

$$L = L_1 + L_2 = e^X + e^Y = e^Z \quad (4-232)$$

donde X, Y y Z son v.a. gaussianas. Para calcular la media y varianza de Z a partir de X e Y se plantean las ecuaciones

$$E[L] = e^{m_z + \frac{1}{2}\sigma_z^2} = e^{m_x + \frac{1}{2}\sigma_x^2} + e^{m_y + \frac{1}{2}\sigma_y^2} \quad (4-233)$$

$$E[L^2] = e^{2m_z + 2\sigma_z^2} = e^{2m_x + 2\sigma_x^2} + e^{2m_y + 2\sigma_y^2} + 2e^{m_x + \frac{1}{2}\sigma_x^2} \cdot e^{m_y + \frac{1}{2}\sigma_y^2} \quad (4-234)$$

Tomando logaritmos se obtienen dos ecuaciones lineales para la obtención de m_z y σ_z .

Aplicando esta metodología a nuestro problema tenemos que

$$\begin{aligned} m_x &\equiv -\mu \ln(r_1) & m_y &\equiv -\mu \ln(r_2) \\ \sigma_x &\equiv b \frac{\ln 10}{10} \sigma & \sigma_y &\equiv b \frac{\ln 10}{10} \sigma \end{aligned} \quad (4-235)$$

y considerando el peor caso para el cálculo de la probabilidad de desbordamiento en $r_1=r_2=1$ obtenemos

$$\begin{aligned} m_z + \frac{1}{2}\sigma_z^2 &= \ln(2) + \frac{1}{2}\sigma_x^2 \\ 2m_z + 2\sigma_z^2 &= \ln(2) + \sigma_x^2 + \ln(1 + e^{\sigma_x^2}) \end{aligned} \quad (4-236)$$

de donde despejando la media y la varianza nos queda

$$m_z = \ln \left(\sqrt{\frac{8e^{\sigma_x^2}}{1+e^{\sigma_x^2}}} \right) \quad (4-237)$$

$$\sigma_z^2 = \ln \left(\frac{1+e^{\sigma_x^2}}{2} \right)$$

De esta forma, la expresión (4-231) se reduce a

$$e^z < \frac{S}{P} 10^{\frac{\alpha\zeta_0}{10}} \quad (4-238)$$

siendo Z gaussiana de media m_z y desviación σ_z . Tomando logaritmos decimales en la desigualdad, la condición nos queda reducida a

$$Z < \frac{-10 \log\left(\frac{S}{P}\right) + \alpha\zeta_0}{10 \log(e)} = \frac{-\gamma + \sqrt{\rho}\zeta_0}{10 \log(e)} \quad (4-239)$$

Por tanto la probabilidad de desbordamiento podemos expresarla como

$$P_{out} = \text{Prob}(P_{r1} + P_{r2} < S) = \{Z' = -Z\} = \text{Prob}\left(Z' > \frac{\gamma - \sqrt{\rho}\zeta_0}{10 \log(e)}\right) = \quad (4-240)$$

$$\int_{-\infty}^{-\frac{\gamma - \sqrt{\rho}\zeta_0}{10 \log(e)}} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{\gamma}{10 \log(e)\sqrt{2}\sigma_z} + \sqrt{\rho}\left(\frac{\sigma}{10 \log(e)\sigma_z}\right)x + \frac{m_z}{\sqrt{2}\sigma_z}\right) \hat{c}x$$

En la Figura 4-76 se representa la validez de la aproximación de Wilkinson. Tal como puede observarse, para valores de desviación típica elevados y para coeficientes de correlación bajos, la aproximación proporcionada por el método de Wilkinson deja de funcionar. Es por ello que hemos establecido otro procedimiento de cálculo más tedioso en cuanto al mecanismo de integración numérica que se requiere, pero exacto para cualquier margen de valores de σ y ρ considerados.

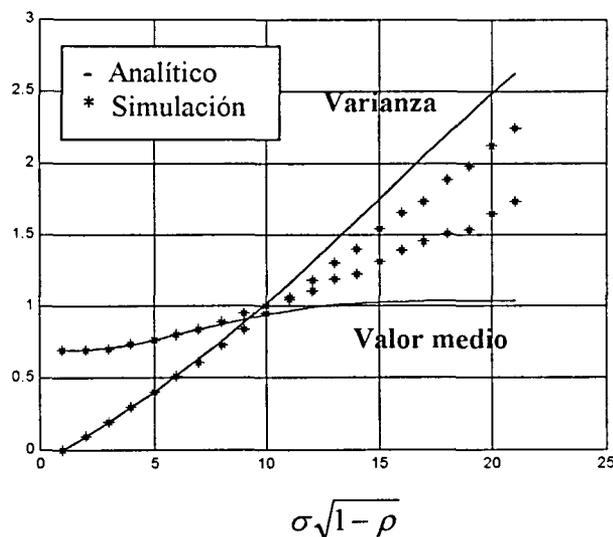


Figura 4-76. Media y varianza calculadas con el método de Wilkinson versus valores obtenidos mediante simulación.

Partiendo de la condición (4-231) particularizada para distancias unitarias, se cumple

$$10^{\frac{b\zeta_1}{10}} + 10^{\frac{b\zeta_2}{10}} < \frac{S}{P} 10^{\frac{a\zeta_0}{10}} \quad (4-241)$$

Definiendo

$$A(\zeta_1) = 10^{\frac{b\zeta_1}{10}} \quad B(\zeta_2) = 10^{\frac{b\zeta_2}{10}} \quad C(\zeta_0) = 10^{\frac{a\zeta_0}{10}} \quad \gamma_1 = \frac{\bar{P}}{S} \quad (4-242)$$

deberán cumplirse las condiciones

$$\begin{aligned} A(\zeta_1) < \frac{C(\zeta_0)}{\gamma_1} &\Rightarrow \zeta_1 > \frac{\gamma - a\zeta_0}{b} \\ B(\zeta_2) < \frac{C(\zeta_0)}{\gamma_1} &\Rightarrow \zeta_2 > \frac{\gamma - a\zeta_0}{b} \end{aligned} \quad (4-243)$$

además de, en caso de tomar como referencia la variable ζ_1 , se obtiene

$$A(\zeta_1) < \frac{C(\zeta_0)}{\gamma_1} - B(\zeta_2) \Rightarrow \zeta_1 > \frac{-10}{b} \log_{10} \left(\frac{C(\zeta_0)}{\gamma_1} - B(\zeta_2) \right) \quad (4-244)$$

Así pues, la probabilidad de desbordamiento podría calcularse como

$$P_{out} = \int_{-\infty}^{+\infty} fdp(\zeta_0) d\zeta_0 \int_{\frac{\gamma - a\zeta_0}{b}}^{+\infty} fdp(\zeta_2) d\zeta_2 \int_{\max\left(\frac{\gamma - a\zeta_0}{b}, \frac{-10}{b} \log_{10} \left(\frac{C(\zeta_0)}{\gamma_1} - B(\zeta_2) \right)\right)}^{-\infty} fdp(\zeta_1) d\zeta_1 \quad (4-245)$$

de donde realizando las transformaciones expuestas en apartados anteriores nos queda

$$P_{out} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} \int_{\bar{\gamma} - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}} z}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\max\left(\bar{\gamma} - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}} z, \frac{-10}{\sqrt{1-\rho}} \log_{10} \left(\frac{10^{\frac{\sqrt{2\rho}\sigma z}{10}}}{\gamma_1} - 10^{\frac{\sqrt{2(1-\rho)}\alpha x}{10}} \right) \right)}{\sqrt{2}\sigma} \right) dx dz \quad (4-246)$$