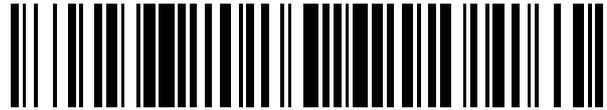


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 540 916**

51 Int. Cl.:

H04L 25/06 (2006.01)

H04L 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **09.05.2008** **E 08008747 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **01.04.2015** **EP 2134017**

54 Título: **Procedimiento y sistema de comunicación de datos**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
14.07.2015

73 Titular/es:

**VODAFONE HOLDING GMBH (100.0%)
MANNESMANNUFER 2
40213 DÜSSELDORF, DE**

72 Inventor/es:

RAVE, WOLFGANG

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 540 916 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Procedimiento y sistema de comunicación de datos

La presente invención se refiere a un procedimiento y a un sistema para la detección de múltiples usuarios.

5 La invención se refiere especialmente a un procedimiento, a un sistema y a un medio de comunicación para el procesamiento de datos para su transmisión en un sistema de comunicaciones inalámbricas que se utilizan para la detección de múltiples usuarios a través de una colaboración entre estaciones base.

10 Diferentes técnicas de recepción avanzadas, sugeridas en la literatura relativa al enlace ascendente, proporcionan un equilibrio entre la complejidad y el rendimiento. La *detección de probabilidad máxima* (MLD) óptima, referencias [2, 3], es extremadamente compleja en escenarios de *múltiples entradas y múltiples salidas* (MI-MO) que utilizan modulación de orden superior. Los receptores lineales, referencias [4 a 7], son menos eficaces a la hora de desacoplar los flujos de datos multiplexados entrantes y ofrecen una baja diversidad espacial para sistemas de rango completo. Los receptores iterativos, referencias [8 a 10], con respuesta de decisión flexible ofrecen el mejor compromiso entre complejidad y rendimiento, y se han adoptado de manera universal como una estrategia de elección.

Antecedentes de la invención

15 Desde hace tiempo, es importante que las comunicaciones satisfagan la necesidad de obtener una mayor eficacia espectral en los sistemas inalámbricos, especialmente en la tecnología multimedia.

La invención se refiere especialmente a técnicas de recepción avanzadas para las comunicaciones de *enlace ascendente*. Sin embargo, la invención no está limitada a este caso y también se refiere a las comunicaciones de enlace descendente.

20 Una línea de pensamiento principal para abordar el problema relativo a las OCI se originó con el tratamiento de Wyner relacionado con la colaboración entre estaciones base en un modelo sencillo y analíticamente controlable de sistemas celulares, referencia [11]. En este modelo, las células están dispuestas o bien en una disposición lineal infinita o bien en algún patrón bidimensional, donde las interferencias solo se originan en las células vecinas más cercanas (que presentan una frontera común). Todo el procesamiento se lleva a cabo en un único punto central.
25 Estudios posteriores relacionados con la capacidad teórica de la información de los sistemas de procesamiento centralizados concluyeron que la velocidad que puede conseguirse para cada usuario supera significativamente la de un sistema celular convencional, referencias [12, 13].

30 Recientemente se ha propuesto la detección descentralizada, que usa el algoritmo de propagación basada en creencia para un modelo de Wyner unidimensional sencillo, referencia [14]. El algoritmo de propagación basado en creencia intercambia de manera eficaz las estimaciones para todas las señales recibidas en cada BS, intercambiando de manera alternativa valores de probabilidad e información extrínseca. Esta idea se extendió a los sistemas celulares 2D, referencias [15 a 17], donde se estudiaron los límites comparados con la decodificación MAP, mostrando el gran potencial de la colaboración entre BS con un procesamiento descentralizado (al menos en las situaciones habituales). Lamentablemente, en una red en estrella (usada habitualmente en la actualidad) que interconecta las BS, esto da
35 como resultado un elevado tráfico de retroceso.

Otro enfoque para convertir situaciones en las que usuarios cocanal interfieren entre sí con señales comparativamente intensas en una ventaja para un sistema celular de reutilización de altas frecuencias se ha propuesto en la referencia [18]: diferentes BS actúan conjuntamente enviando señales de banda base cuantificadas a un único punto central para su detección y decodificación conjuntas. Tal *sistema de antenas distribuidas* (DAS) no solo reduce la potencia transmitida agregada, sino que también da como resultado una SINR recibida que se ha mejorado en gran medida, referencia [19]. Utilizando 3 estrategias de recepción apropiadas se obtienen ganancias tanto de diversidad como del sistema de antenas, dando como resultado un incremento sustancial en la capacidad del sistema, referencias [20, 21]. Sin embargo, el esquema DAS es menos atractivo para los operadores de red debido a la gran cantidad de enlace de retroceso que requiere y a la planificación de cooperación necesaria entre las unidades DAS adyacentes con el fin de
45 evitar las interferencias. Aquí, enlace de retroceso (*backhaul*) se define como el enlace de comunicación adicional entre diferentes entidades colaboradoras. Aunque el ancho de banda de los enlaces cableados usados en el enlace de retroceso puede ser muy alto, normalmente pertenece a una tercera parte, lo cual lo hace atractivo para los operadores de sistemas celulares por reducir el enlace de retroceso con el fin de minimizar los costes de funcionamiento. La influencia de un enlace de retroceso limitado en la capacidad de los DAS se ha investigado en las referencias [22, 23].

50 S. Khattak et al. dan a conocer un procedimiento para la mitigación de interferencias en un enlace ascendente de redes celulares de alta reutilización. "*Distributed iterative detection in an Interference limited cellular network*", Conferencia sobre tecnología vehicular celebrada en 2007, VTC primavera de 2007, 65° IEEE, 1 de abril de 2007, páginas 2349 a 2353, ISBN: 978-1-4244-0266-3. Se propone que estaciones base vecinas actúen conjuntamente intercambiando información a la que vez que realizan la detección clásica de un único usuario. Este intercambio de información puede ser iterativo, mejorando la estimación de la señal deseada en cada etapa. Para reducir el ancho de banda de comunicación requerido para el enlace de retroceso, se sugiere intercambiar solamente los bits detectados para el

terminal móvil más cercano en cada estación base. Estos bits detectados pueden usarse para regenerar las interferencias en la estación base vecina, las cuales se sustraen dando como resultado una señal de interferencia reducida y una estimación más fiable. Se introduce una estrategia para mitigar las interferencias de otras células intercambiando de manera interactiva bits de información no programables entre las estaciones base vecinas colaboradoras con el objetivo de minimizar el tráfico de retroceso.

El documento US 2007/0054621 de a conocer una detección de señales conjunta usando información compleja programable compartida. Datos programables se comprimen antes de su transmisión.

Sumario de la invención

Por lo tanto, un objeto de la presente invención es proporcionar un procedimiento más fiable y/o más flexible para la detección de múltiples usuarios mediante una colaboración entre estaciones base.

Según la invención, este objeto se consigue mediante un procedimiento según la reivindicación 1, un sistema de comunicaciones según la reivindicación 11 y un nodo lógico según la reivindicación 12.

La invención propone un procedimiento para la detección de múltiples usuarios mediante una colaboración entre estaciones base. Este procedimiento se caracteriza porque las estaciones base están situadas en diferentes ubicaciones geográficas y porque las estaciones base intercambian de manera iterativa datos detectados mientras que llevan a cabo una detección y decodificación aparte de sus flujos de datos recibidos.

Ventaja: El tráfico de retroceso resultante es considerablemente inferior al de las estrategias colaborativas existentes de detección de múltiples usuarios.

La invención aborda la detección de múltiples usuarios mediante la colaboración entre estaciones base en un escenario de reutilización de altas frecuencias, con pocas interferencias y de enlace ascendente. La *detección iterativa distribuida* (DID) es una técnica de mitigación de interferencias en la que estaciones base en diferentes zonas geográficas intercambian de manera iterativa datos detectados mientras que llevan a cabo una detección y una decodificación aparte de sus flujos de datos recibidos.

Implementaciones ventajosas de la invención utilizan estrategias de recepción DID y, preferentemente, proponen intercambiar, especialmente entre estaciones base, solamente la información procesada para sus terminales móviles asociados. El tráfico de retroceso resultante es considerablemente inferior al de las estrategias colaborativas existentes de detección de múltiples usuarios.

En realizaciones preferidas adicionales de la invención se utilizan técnicas de cancelación de interferencias de una sola antena para generar estimaciones locales de las fuentes de interferencia dominantes en cada estación base, las cuales se combinan después con sus copias recibidas independientes procedentes de otras estaciones base, dando como resultado una supresión de interferencias más eficaz.

Por tanto, se propone la reutilización de altas frecuencias, lo que da como resultado que predominen las interferencias de usuarios cocanal externos a las células, generando de este modo un solo factor muy importante que limita el rendimiento del sistema. Estas interferencias procedentes del exterior de los límites de las células se denominan habitualmente *interferencias de otras células* (OCI). Las OCI se han tratado en la referencia [1], donde se ha sugerido que técnicas avanzadas de recepción y transmisión puedan utilizarse en el enlace ascendente y el enlace descendente de un sistema celular, respectivamente. Dado que los *terminales móviles* (MT) tienen un bajo coste, son entidades independientes de baja potencia y no se espera que colaboren para llevar a cabo la conformación de haces de transmisión o recepción, se supone que su funcionamiento es lo más sencillo posible, donde gran parte del complejo procesamiento de un sistema celular lo realizan las *estaciones base* (BS).

Una realización de la invención propone intercambiar principalmente, entre estaciones base, la información procesada para sus terminales móviles asociados.

Según una realización preferida del procedimiento, se propone que el sistema de comunicaciones, el nodo lógico y el equipo de usuario móvil sólo intercambien entre estaciones base la información procesada para sus terminales móviles asociados.

Una realización de la invención incluye además el cálculo de estimaciones locales de las fuentes de interferencia dominantes de al menos dos estaciones base.

Esta realización de la invención tiene varias ventajas. Por ejemplo, da como resultado una supresión de interferencias más eficaz.

Es especialmente útil para usar muchas, la mayor parte o incluso todas estas estimaciones locales para mejorar el rendimiento.

El uso de las estimaciones locales de las fuentes de interferencia dominantes da como resultado una supresión de interferencias aún más eficaz.

Según una realización preferida del procedimiento, del sistema de comunicaciones, del nodo lógico y del equipo de usuario móvil, se generan estimaciones locales de las fuentes de interferencia dominantes de la mayoría de estaciones base, donde las estimaciones locales se combinan después con sus copias recibidas independientes procedentes de otras estaciones base.

- 5 Según una realización preferida del procedimiento, del sistema de comunicaciones, del nodo lógico y del equipo de usuario móvil, al menos algunas de las estimaciones locales se combinan con sus copias recibidas independientes procedentes de otras estaciones base.

Según un aspecto adicional de esta realización de la invención, gran parte de las estimaciones locales se combinan con sus copias recibidas independientes procedentes de otras estaciones base.

- 10 Según una realización de la invención, todas las estimaciones locales se combinan con sus copias recibidas independientes procedentes de otras estaciones base.

Según una realización preferida del procedimiento, del sistema de comunicaciones, del nodo lógico y del equipo de usuario móvil, se utilizan técnicas de cancelación de interferencias de única antena para generar las estimaciones locales de las fuentes de interferencia dominantes en cada estación base.

- 15 Si se transfieren bits de información no programables o relaciones de probabilidad logarítmica (LLR) cuantificadas, es preferible investigar el efecto de la cuantificación de los valores LLR con el objetivo de reducir adicionalmente el tráfico de retroceso.

Esquemas basados en una cuantificación no uniforme de los "bits programables" permiten reducir el enlace de retroceso a 1 ó 2 bits intercambiados / bits codificados.

- 20 El intercambio de bits programables minimiza el tráfico de retroceso.

Es especialmente ventajoso detectar un bit como un bit programable que tiene más de 2 niveles, por ejemplo de 0 a 15 para un número digital de cuatro bits. En este ejemplo de 16 niveles, el nivel 15 del bit programable es un 1 muy fuerte, y el nivel 8 del bit programable es un 1 muy débil.

Asimismo, el nivel 7 del bit programable es un 0 muy débil, y el nivel 0 del bit programable es un 0 muy fuerte.

- 25 Si se intercambian bits programables cuantificados de manera no uniforme para minimizar el tráfico de retroceso, la cuantificación de la información de fiabilidad no da como resultado una pérdida notable de rendimiento y, en ocasiones, incluso bits no programables pueden intercambiarse sin una degradación excesiva.

- 30 Para reducir adicionalmente el enlace de retroceso se propone además que solo se intercambien aquellos bits que hayan cambiado de signo entre iteraciones. El resultado es una reducción considerable del tráfico de retroceso entre estaciones base.

Para mejorar la funcionalidad de un sistema de comunicaciones es preferible que contenga medios para llevar a cabo al menos una parte de las etapas de procedimiento explicadas en la presente solicitud.

También resulta ventajoso que el nodo lógico y/o el equipo de usuario móvil contengan medios para llevar a cabo el procedimiento o al menos algunas etapas para integrar el procedimiento.

- 35 Según una realización preferida del procedimiento, del sistema de comunicaciones, del nodo lógico y del equipo de usuario móvil, se realiza una detección asimétrica de múltiples usuarios.

Preferentemente se utiliza la gestión de recursos de la red celular para poder detectar (por ejemplo, a través de indicadores de intensidad de señal) grupos de MT que se reciban con intensidad en varias estaciones base. Una realización ventajosa de la invención se refiere especialmente a una implementación descentralizada. Para ello se introdujo el concepto de *detección iterativa distribuida* (DID) en [24, 25]: cada estación base lleva a cabo inicialmente la detección de un único usuario para el MT más potente, tratando las señales recibidas desde el resto de terminales móviles como ruido. La información disponible en la salida del descodificador se envía después a BS vecinas mientras que reciben entre sí datos de sus entidades vecinas con el fin de reconstruir y cancelar las interferencias de su propia señal recibida. Esto da lugar a señales de interferencia reducida.

- 45 Según una realización preferida del procedimiento, del sistema de comunicaciones, del nodo lógico y del equipo de usuario móvil, se aplica la detección de un único usuario en la señal de interferencia reducida aplicando una cancelación de interferencias paralela. Mejoras adicionales pueden conseguirse aplicando repetidamente este procedimiento.

- 50 Con respecto a un único usuario convencional, la detección en diferentes escenarios puede mejorarse modificando la intensidad del acoplamiento de usuario a través del canal.

La invención incluye una mejora adicional con respecto a la detección convencional de un único usuario en diferentes

escenarios con intensidad variable del acoplamiento de usuario a través de un canal.

Una ganancia adicional importante es posible si la etapa de detección de un único usuario en la iteración 0-ésima con *cancelación de interferencia de antena única* (SAIC) se implementa como *detección de probabilidad máxima conjunta* (JMLD) en el detector de símbolos que actúa como el extremo receptor.

- 5 Además, se consigue un equilibrio notable entre la cantidad de intercambio y mejora de información más allá de la detección de un único usuario.

La descripción detallada de la invención según las figuras, especialmente la sección 2, presenta un modelo de sistema preferido, en el que se describe un acoplamiento preferido entre usuarios / células y el modelo de canal. La sección 3 describe en detalle varios componentes de los receptores iterativos distribuidos. En la sección 4 se comparan diferentes estrategias de detección descentralizadas. La sección 5 examina el efecto de la cuantificación de información de fiabilidad. Varias estrategias de cuantificación se comparan en lo que respecta a la pérdida de información y el tráfico de retroceso necesario. En la sección 6 se presentan resultados numéricos.

Notación

15 A lo largo del siguiente texto de la solicitud se utilizará la notación de banda base compleja. Los vectores se escriben en negrita. Un conjunto se escribe en una fuente de doble trazo tal como \square y su cardinalidad se denota mediante $|\square|$. El valor esperado y las estimaciones de una cantidad tal como s se denotan como $E\{s\}$ y \hat{s} , respectivamente. Las variables aleatorias se escriben en mayúsculas y su realización en minúsculas. Las *probabilidades a posteriori* (APP) se expresarán como relaciones de probabilidad logarítmica (valores L). Un superíndice denota el origen (o módulo receptor), donde se genera. Se distingue entre L^{d1} , L^{d2} y L^{ext} , que son APP generadas en el detector y el decodificador de una BS dada o externas a la misma.

Estos y otros aspectos de la invención también resultarán evidentes y se aclararán con referencia a las realizaciones de la invención descritas en el presente documento tras hacer referencia a los dibujos.

Breve descripción de los dibujos

A continuación se hará referencia, a modo de ejemplo, a los dibujos adjuntos, en los que:

- 25 Fig. 1 muestra una configuración de ejemplo que muestra una cuadrícula rectangular de 4 células, donde se presupone un control de potencia con respecto a la BS asociada.
- Fig. 2 muestra un receptor DID en la l -ésima estación base. Los subíndices d e i representan el flujo de datos deseado y las fuentes de interferencia dominantes. Variables designadas como t solo se evalúan en la primera pasada del procesamiento en el receptor.
- 30 Los superíndices 1 y 2 corresponden a variables relacionadas con el detector y el decodificador, respectivamente.
- Fig. 3 muestra representaciones de valores L , de bits programables λ (l), y de información mutua $I(l)$ de la LLR representada gráficamente en función de la magnitud $|l|$ de la LLR.
- Fig. 4 muestra una comparación de la distribución de valores L representados en la forma gaussiana bimodal original o mediante bits programables o información mutua.
- 35 Fig. 5 Pérdida de información mutua $\Delta I(X; L)$ para niveles de cuantificación no uniforme determinados en el dominio de LLR y en el dominio de bits programables (de 1 a 3 bits de cuantificación).
- Fig. 6 BER tras una combinación programable de valores L para un intercambio de información cuantificada con niveles optimizados en el dominio de LLR o en el dominio de bits programables.
- 40 Fig. 7 Curvas FER para diferentes estrategias de recepción en una detección descentralizada: detección iterativa distribuida (DID), DID asistida por SAIC (SAIC), DID con enlace de retroceso no restringido (DID-UB).
- Fig. 8 Efecto de pérdida de trayectoria de la fuente de interferencia dominante p_i , SAIC-DID. En la curva discontinua etiquetada como "aleatorio", cada elemento del vector de pérdida de trayectoria $0 = p_{i,m} = 1, i \# m$, se genera de manera aleatoria con una distribución uniforme.
- 45 Fig. 9 Comportamiento iterativo SAIC-DID que intercambia valores APP programables.
- Fig. 10 FER para SAIC-DID, representada gráficamente en función del número de señales cocanal dominantes m , con una SNR = 5 dB.
- Fig. 11 Comparación de rendimiento de SAIC-DID para una configuración celular de 2 x 2 y de 3 x 3. Cada MT es recibido con intensidad en 4 BS, mientras que cada BS recibe señales procedentes de 4 MT.

Las dos curvas para la configuración celular de 3 x 3 indican cotas para diferentes combinaciones posibles de acoplamientos en la configuración.

Fig. 12 Efecto de pérdida de trayectoria de la fuente de interferencia dominante p_i para diferentes órdenes de modulación. Cada BS detecta solamente dos señales dominantes $m_i = 2$.

5 Fig. 13 Efecto de cuantificación de los valores LLR de descodificador intercambiados, donde $p_i = 0$ dB.

La curva etiquetada como "+" solo intercambia aquellos bits que hayan cambiado de signo entre iteraciones y fija de manera adaptativa el número de intervalos de cuantificación durante cada iteración para reducir el enlace de retroceso.

10 Fig. 14 Tráfico de retroceso con respecto a los bits de información totales. Se lleva a cabo una cuantificación de único bit de los valores LLR. Solo se intercambian aquellos bits que hayan cambiado de signo entre iteraciones ($p_i = 0$ dB).

Fig. 15 FER para SAIC-DID en presencia de una fuente de interferencia débil. p_i representa la pérdida de trayectoria de la fuente de interferencia débil.

Fig. 16 Niveles óptimos de cuantificación no uniforme obtenidos mediante optimización en el dominio de valores L .

15 Fig. 17 Niveles óptimos de cuantificación no uniforme obtenidos mediante optimización en el dominio de "bits programables".

Fig. 18 Pérdida de información mutua $\Delta/(X;L)$ para 1 a 3 bits de cuantificación en función de la varianza de los valores L .

Descripción detallada de realizaciones preferidas de la invención según las figuras

20 La invención puede integrarse en diferentes normas de comunicaciones y gestión.

Para facilitar una integración de la invención en los sistemas de comunicaciones actuales, es especialmente útil usar la invención en un entorno según al menos una norma de comunicaciones.

2. Modelo de transmisión

25 Según un modelo de transmisión preferido se analiza una red celular síncrona idealizada de única portadora (banda estrecha) en la dirección del enlace ascendente. N es el número de antenas de recepción y M es el número de antenas de transmisión correspondiente al número de BS y MT cocanales, respectivamente.

30 Un bloque de bits de información u_m de la antena de usuario m se codifica y se entrelazada con bits dando lugar a la secuencia x_m de longitud K , donde $m = 1 \dots M$. Esta secuencia se divide en grupos de q bits cada uno, que después se correlacionan con un vector de símbolos de salida para un usuario m de tamaño $K_s = K/q$ de acuerdo con $s_m = [S_{m,1}, \dots, S_{m,K_s}] = \text{map}(x_m)$. Cada símbolo se extrae de manera aleatoria de un alfabeto complejo A de tamaño $Q = 2^q$ con $E\{s_{m,k}\} = 0$ y $E\{|s_{m,k}|^2\} = s_s^2$ para $m = 1 \dots M$.

Un bloque de K_s vectores de símbolos $S(k) = [S_{1,k}, S_{2,k}, \dots, S_{M,k}]^T$ (correspondiente a una palabra de código respectiva) se transmite de manera síncrona por todos los M usuarios. En cualquier BS l se recibe un bloque de símbolos $r_l[k]$ correspondiente, donde el índice k está relacionado con índices de tiempo o de subportadora ($1 = k = K_s$):

35
$$r_l[k] = g_l[k] \cdot s[k] + n[k], 1 \leq k \leq K_s.$$

El valor n denota el ruido gaussiano complejo aditivo de media cero y varianza $s_n^2 = E\{n^2\}$. Para facilitar la notación se omitirá en lo sucesivo el índice de tiempo k , ya que el detector opera en cada símbolo recibido r_l por separado.

40 El vector de fila g , es el producto entre elementos $g_{l,m} = h_{l,m} \sqrt{\rho_{l,m}}$ de coeficientes de canal ponderados $h_{l,m}$ de M cocanales detectados en la l -ésima BS. Se supone que el vector de coeficientes de canal h_l , obtenido como la realización actual de un modelo de canal (por lo general, el canal es pasivo, es decir, $E\{|h_{l,m}|^2\} = 1$), se conoce perfectamente. Los coeficientes de acoplamiento $\rho_{l,m}$ reflejan diferentes posiciones de usuario (pérdidas de trayectoria) con respecto a la estación base l . Estos se representarán de manera abstracta en lo sucesivo mediante dos coeficientes de acoplamiento ρ_i y ρ_j , que caracterizan la interacción de las BS con fuentes de interferencia fuertes y débiles.

45 Por lo tanto, la ecuación (1) puede escribirse en lo que respecta a la señal deseada (denotada con el índice d) y las fuentes de interferencia débiles y fuertes:

$$\begin{aligned}
 r_l &= g_{ld}s_d + \sum_{i \in \mathbb{I}_l} g_{li}s_i + \sum_{j \in \bar{\mathbb{I}}_l} g_{lj}s_j + n \\
 &= h_{ld}s_d + \underbrace{\sqrt{\rho_i} \sum_{i \in \mathbb{I}_l} h_{li}s_i}_{\text{interferencia fuerte}} + \underbrace{\sqrt{\rho_j} \sum_{j \in \bar{\mathbb{I}}_l} h_{lj}s_j}_{\text{interferencia débil}} + n,
 \end{aligned}$$

5 donde $\rho_{ld} = 1$. Debe observarse que, evidentemente, esto es una variante del modelo de Wyner bidimensional. Con \mathbb{I}_l se denota el conjunto de índices de todas las fuentes de interferencia recibidas con intensidad en la BS l con cardinalidad $|\mathbb{I}_l| = m_l - 1$, donde m_l es el número total de señales recibidas con intensidad en la BS l . Además, $\bar{\mathbb{I}}_l$ es el conjunto complementario para todas las fuentes de interferencia recibidas de manera débil:

$$|\mathbb{I}_l \cup \bar{\mathbb{I}}_l| = M - 1.$$

Debe observarse que la relación de señal a ruido (SNR) recibida se define como la relación de potencia de señal recibida en la BS más cercana y la potencia de ruido. Específicamente, la SNR de la l -ésima BS puede escribirse como la $SNR = E\{|h_{ld}s_d|^2\} / E\{n^2\} = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$.

10 Lo cierto es que el modelo síncrono considerado es en cierto modo optimista, pero ha sido criticado recientemente debido a la imposibilidad de compensar diferentes retardos en diferentes móviles (posiciones) de manera simultánea. Sin embargo, hay dos razones para ignorar los errores de sincronización. En primer lugar, permite estudiar la posible mejora a través de una colaboración entre estaciones base sin otros efectos negativos para obtener cotas (la degradación debida a una sincronización no idónea debería incluirse posteriormente como una segunda etapa). En
 15 segundo lugar, para una transmisión OFDM o una ecualización en el dominio de frecuencia concebidas con el fin de obtener canales planos paralelos que permitan una JMLD distinta en cada subportadora, cabe señalar que es posible mantener en niveles aceptables las interferencias ocasionadas por errores de temporización y de sincronización de frecuencia.

20 La propagación de mayores retardos de MT más distantes tiene que tratarse mediante un intervalo de protección ajustado de manera apropiada en la región de colaboración. Diferencias de temporización entre móviles da lugar a desfases en la función de transferencia de canal, los cuales se tienen en cuenta en la estimación de canal. En lo que respecta a los desplazamientos de frecuencia debidos a variaciones entre osciladores y

La Figura 1 muestra una configuración de ejemplo que muestra una cuadrícula rectangular de 4 células, donde se presupone un control de potencia con respecto a la BS asociada.

25 En lo que respecta a los efectos Doppler, hay que evaluar las interferencias entre portadoras inducidas por desplazamientos relativos de los espectros de subportadora de diferentes usuarios. Estimando esto de manera aproximada con la función sinc² (ff_{sub}) de la densidad espectral de potencia para subportadoras adyacentes, la SINR debería seguir siendo aceptable por encima de los 20 dB, si el desplazamiento de potencia puede mantenerse en el orden del 1 % y, por tanto, ser insignificante con respecto a las interferencias que van a cancelarse en el mismo
 30 recurso (precisiones de oscilador de 0,1 ppm consideradas, por ejemplo, en la normalización LTE pasan a ser del 1% aproximadamente en lo que respecta a una separación entre subportadoras de 15 kHz). Sin embargo, el estudio detallado relacionado con las transmisiones asíncronas se deja para futuras investigaciones.

35 Como un ejemplo de un escenario celular, la Figura 1 muestra una cuadrícula rectangular de 4 células, donde p_{th} es el umbral de pérdida de trayectoria introducido para distinguir entre fuentes de interferencia débiles y fuertes. Se define como la pérdida de trayectoria mínima requerida para que se detecte por separado una fuente de interferencia durante el procesamiento de una BS. Depende del tamaño de la constelación y de m_i ; por ejemplo, para 16-QAM y $m_i = 2$ se usa un $p_{th} = -12$ dB. Puede haber condiciones límite periódicas o no periódicas, lo que permite representar un funcionamiento conjunto ampliado o grupos aislados de BS colaboradoras.

3. Receptor iterativo distribuido

40 La configuración para llevar a cabo una detección distribuida con intercambio de información entre estaciones base se muestra en la Figura 2. Comprende una entrada para la señal r_l generada por los terminales móviles y recibida en la antena de estación base. Además, contiene una interfaz de comunicación para intercambiar información con las estaciones base vecinas.

45 Esta información está o bien en forma de bits no programables \hat{u}_i o de relaciones de probabilidad $L_i^{d^2}$ de la señal detectada localmente y cantidades correspondientes acerca de las estimaciones de las señales perturbadoras generadas en otras estaciones base. Esta interfaz de comunicación no solo puede transmitir información acerca del flujo de datos detectado a las otras estaciones base, sino que también puede recibir información procedente de estas estaciones base.

El procesamiento del receptor durante el procesamiento inicial implica o bien SAIC/JMLD o una detección convencional de único usuario seguida de una decodificación. En iteraciones posteriores se sustraen las interferencias, seguido de una detección convencional de único usuario y una decodificación. A continuación se describen diferentes componentes del receptor distribuido de múltiples usuarios:

5 La Figura 2 muestra un receptor DID en la l -ésima estación base. Los subíndices d e i representan el flujo de datos deseado y las fuentes de interferencia dominantes. Variables designadas como \dagger solo se evalúan en la primera pasada del procesamiento en el receptor. Los superíndices 1 y 2 corresponden a variables relacionadas con el detector y el decodificador, respectivamente.

- 10 (i) cancelación de interferencias,
 (ii) descorrelación en el detector de símbolos,
 (iii) decodificación programable,
 (iv) reconstrucción de interferencias (programable).

3.1. Supresor de interferencias y cálculo de ruido eficaz

15 Al inicio de cada fase iterativa, las interferencias de terminales móviles cercanos se sustraen de la señal recibida en cada estación base. Si r_l es la señal recibida en la l -ésima estación base, la señal de interferencia reducida y_l en la salida del supresor de interferencias es

$$y_l = r_l - \mathbf{g}_l \cdot \hat{\mathbf{s}}_i = r_l - \sum_{i \in \mathbb{I}_l \cup \bar{\mathbb{I}}_l} g_{li} \hat{s}_i,$$

20 donde $\mathbf{s}_i \in \mathbb{C}^{[1 \times n]_{\dagger}}$ es un vector de estimaciones de símbolo. Si solo se intercambian decisiones firmes acerca de los bits de información, entonces no se transmite ninguna información de fiabilidad. En tales circunstancias no hay ruido adicional generado por la varianza de las estimaciones de símbolos, y la varianza de ruido eficaz σ_{eff}^2 se subestima y se considera idéntica a la del ruido de entrada del receptor, es decir, $\sigma_{\text{eff}}^2 = \sigma_n^2$. Por otro lado, si la información de fiabilidad para los bits recibidos está disponible, puede calcularse un vector de varianzas de error \mathbf{e}_i^2 para los flujos de símbolos estimados. Después se añade al ruido AWGN para cálculos posteriores:

$$\sigma_{\text{eff}}^2 = \sigma_n^2 + \sum_{i \in \mathbb{I}_l \cup \bar{\mathbb{I}}_l} |g_{li}|^2 E\{|s_i - \hat{s}_i|^2\} = \underbrace{\sigma_n^2 + \sum_{i \in \mathbb{I}_l \cup \bar{\mathbb{I}}_l} |g_{li}|^2 e_i^2}_{\text{ruido residual}}$$

25 Las cantidades \mathbf{e}_i^2 y $\hat{\mathbf{s}}_i^2$ se calculan en el modulador programable (véase la Figura 1) y se describen en detalle en la sección 3.4.

Debe observarse que si en (4) y (5) se desestiman las contribuciones de las fuentes de interferencia débiles $\hat{\mathbf{s}}_i \in [\]$, se producirá un suelo erróneo en las curvas de rendimiento, especialmente en una modulación de orden superior.

30 Puesto que \mathbf{e}_i^2 y $\hat{\mathbf{s}}_i^2$ se calculan tras la recepción de las estimaciones procedentes de las estaciones base vecinas, el elemento de sustracción de interferencias no se activa durante la primera pasada y r_l se introduce directamente en el detector. El ruido eficaz debido a las interferencias intrínsecas presentes en la señal durante la primera pasada se calcula en función de la potencia de señal media transmitida y el número m_o de señales recibidas que van a detectarse conjuntamente. Por lo tanto, para la primera pasada, el ruido eficaz σ_{eff}^2 en la entrada del detector de la l -ésima BS, suponiendo que $m_o = m_i$, viene dado como

$$\sigma_{\text{eff}}^2 = \sigma_n^2 + \sigma_s^2 \sum_{i \in \mathbb{I}_l} |g_{li}|^2.$$

35 3.2. Detección y cálculo de APP en el descorrelador

40 La señal de interferencia reducida y_l y su valor de ruido correspondiente se envían a un descorrelador para calcular la probabilidad a posteriori, expresada normalmente como un valor L [28]. Si van a detectarse m_o flujos de datos (cada uno con q bits/muestra), las probabilidades a posteriori $L^{d^1}(X_k|Y_l)$ de los bits codificados $X_k \in \{\pm 1\}$ para $k = 1 \dots qm_o$, acondicionadas en la señal de entrada y_l , vienen dadas como

$$L^{d1}(x_k | y_l) = \ln \frac{P[x_k = +1 | y_l]}{P[x_k = -1 | y_l]}$$

Para $m_d = 1$ se aplicará una detección de único usuario; cuando $m_d = m_i$, donde m_i es el número de señales intensas en la BS i , se aplicará una cancelación de interferencias de única antena basada en JMLD.

- 5 Se supone que los bits recibidos en cualquiera de los m_d flujos de datos de y_l se han codificado y aleatorizado a través de un entrelazador situado entre el codificador y el modulador. Por tanto, puede suponerse que todos los bits de y_l pueden ser independientes entre sí desde un punto de vista estadístico. Usando el teorema de Bayes y aprovechando la independencia de $x_1, x_2, \dots, x_{q_{m_d}}$ dividiendo probabilidades conjuntas en productos, las APP pueden expresarse de la siguiente manera

$$\begin{aligned} L^{d1}(x_k | y_l) &= \ln \frac{P(y_l | x_k = +1) P(x_k = +1)}{P(y_l | x_k = -1) P(x_k = -1)} \\ &= \ln \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}_{k,+1}} P(y_l | \mathbf{x}) \prod_{x_i \in \mathbf{x}} P(x_i)}{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}_{k,-1}} P(y_l | \mathbf{x}) \prod_{x_i \in \mathbf{x}} P(x_i)} \end{aligned}$$

- 10 $\mathcal{X}_{k,+1}$ es el conjunto de $2^{q_{m_d}-1}$ vectores de bits \mathbf{x} que tienen $x_k = +1$, y $\mathcal{X}_{k,-1}$ es el conjunto complementario de $2^{q_{m_d}-1}$ vectores de bits \mathbf{x} que tienen $x_k = -1$; es decir,

$$\mathcal{X}_{k,+1} = \{\mathbf{x} | x_k = +1\}, \quad \mathcal{X}_{k,-1} = \{\mathbf{x} | x_k = -1\}.$$

- 15 Los términos de producto en (7) son la información a priori acerca de los bits que pertenecen a un determinado vector de símbolos. Puesto que no se utiliza ninguna información a priori en el descorrelador, estos términos se cancelan. Los valores L en la salida del descorrelador pueden obtenerse ahora tomando el logaritmo natural de la relación de funciones de probabilidad $p(y_l | \mathbf{x})$, es decir,

$$L^{d1}(x_k | y_l) = \ln \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}_{k,+1}} P(y_l | \mathbf{x})}{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}_{k,-1}} P(y_l | \mathbf{x})}$$

Cálculo de las funciones de probabilidad

- 20 La señal y_l en la entrada del detector no solo contiene m_d señales que van a detectarse en una BS, sino también ruido e interferencias débiles. En un entorno urbano típico (que se ha supuesto en este caso), el número de fuentes de interferencia cocanal procedentes de las células circundantes puede ser bastante elevado. Por lo tanto, para simplificar, se supone que la distribución del ruido eficaz debido a las $(M - m_d)$ fuentes de interferencia junto con el ruido del receptor es gaussiana. Por tanto, la función de probabilidad $p(y_l | \mathbf{s}_d)$ puede escribirse de la siguiente manera:

$$p(y_l | \mathbf{s}_d) = \frac{1}{\pi \sigma_{\text{eff}}^2} \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_{\text{eff}}^2} \left(y_l - h_{ld} s_d - \sum_{i \in \mathbb{I}_i} g_{li} s_i \right)^2 \right\},$$

- 25 donde $\mathbf{s}_d = \text{map}(\mathbf{x})$ es el vector de m_d símbolos detectados conjuntamente. En una detección de único usuario, $\mathbf{s}_d = \mathbf{s}_d$ y el término de suma en el exponente de (10) desaparece (el subíndice "d" en m_d y \mathbf{s}_d denota los flujos detectados). Esto no debe confundirse con el usuario *deseado* indicado mediante el escalar s_d .

Para evaluar (10), el enfoque habitual que se utiliza en esta simulación numérica es el denominado "logaritmo jacobiano":

$$\ln(e^{x_1} + e^{x_2}) = \max(x_1, x_2) + \ln(1 + e^{-|x_1 - x_2|}).$$

- 30 El segundo término de (11) es una corrección de la tosca aproximación con la operación de maximización y puede ignorarse en la mayoría de casos, dando lugar a la aproximación max-log. La APP en la salida del detector de la i -ésima BS, como se expresa en (9), puede simplificarse entonces de la siguiente manera

$$L^{d1}(x_k | y_l) \cong \max_{x \in \mathcal{X}_{k,+1}} \left\{ -\frac{1}{\sigma_{\text{eff}}^2} \left\| y_l - h_{ld} s_d - \sum_{i \in \bar{l}_l} g_{li} s_i \right\|^2 \right\} \\ - \max_{x \in \mathcal{X}_{k,-1}} \left\{ -\frac{1}{\sigma_{\text{eff}}^2} \left\| y_l - h_{ld} s_d - \sum_{i \in \bar{l}_l} g_{li} s_i \right\|^2 \right\}.$$

5 A pesar de la simplificación max-log, la complejidad a la hora de calcular $L^{d1}(x_k | y_l)$ sigue siendo exponencial en el número de los bits detectados en \mathbf{x} . Para hallar una hipótesis de maximización en (12) para cada x_k , hay $2^{q_m d-1}$ hipótesis en las que buscar en cada uno de los dos términos (por ejemplo, la modulación 16-QAM con $m_d = 2$ requiere buscar en 256 hipótesis para detectar un único bit, a no ser que se introduzcan otras aproximaciones, como las técnicas de tres búsquedas [29]; en una modulación de orden inferior pueden detectarse simultáneamente más de 2 usuarios con una complejidad aceptable).

3.3. Descodificador de entrada programable y salida programable

10 El detector y el descodificador de este receptor forman un sistema concatenado en serie. El vector L^{d1} de APP (para cada flujo detectado) en la salida del descorrelador se envía después de desentrelazarse como una información a priori L^{a2} al descodificador de *máximos a posteriori* (MAP). El descodificador MAP suministra otro vector L^{d2} de valores APP relacionados con la información, así como los bits codificados.

El valor L a posteriori del bit codificado x_k , condicionado en L^{a2} , es

$$L^{d2}(x_k | L^{a2}) = \ln \frac{P[x_k = +1 | L^{a2}]}{P[x_k = -1 | L^{a2}]}.$$

15 Usando los conjuntos $\mathcal{Y}_{k,+1}$ e $\mathcal{Y}_{k,-1}$ para denotar todas las posibles palabras de código \mathbf{x} , donde el bit k es igual ± 1 , respectivamente, esto puede simplificarse, tras una determinada manipulación matemática (véase [30]), dando lugar a

$$L^{d2}(x_k | L^{a2}) = \ln \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{Y}_{k,+1}} e^{(1/2)\mathbf{x}^T \cdot \mathbf{L}^{a2}}}{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{Y}_{k,-1}} e^{(1/2)\mathbf{x}^T \cdot \mathbf{L}^{a2}}}.$$

3.4. Reconstrucción de interferencias

20 Los valores APP descodificados recibidos desde BS vecinas se combinan con información local para generar estimaciones de símbolos fiables antes de la sustracción de interferencias. Por lo tanto, es vital que las fuentes de interferencia dominantes se evalúen correctamente. Vectores de símbolos programables \hat{s}_i , que estiman las señales de las fuentes de interferencia más potentes en la BS / se generan a partir de valores LLR extrínsecos intercambiados L_i^{ext} y estimaciones de interferencias dominantes locales L_i^{d2} , donde $\hat{s}_i = [\hat{s}_{i1}, \hat{s}_{i2}, \dots, \hat{s}_{iM}]^T$, eliminando la componente de la señal deseada con $s_d = 0$. Puesto que puede suponerse que los canales para los enlaces entre un MT y diferentes BS no están correlacionados, los valores LLR extrínsecos y locales se combinan simplemente mediante su suma, es decir,

$$L_i^{\text{tot}} = L_i^{\text{ext}} + L_i^{d2}.$$

La estimación de símbolos programables \hat{s}_i (un elemento del vector \hat{s}_i) se evalúa en el modulador programa [31] calculando la esperanza de la variable aleatoria S_i , dadas las relaciones de probabilidad combinadas asociadas con los bits del símbolo tomado de L_i^{tot} :

$$\hat{s}_i = E\{S_i | L_i^{\text{tot}}\} \\ = \sum_{s_k \in \mathcal{A}} s_k P(S_i = s_k | L_i^{\text{tot}}), \quad \forall i \in \bar{l}_l \cup \bar{l}_l.$$

La varianza de esta estimación es igual a la potencia del error de estimación y se suma al ruido del receptor como se ha descrito en la sección 3.1. Cualquier elemento del vector de varianzas $e_i^2 = [e_1^2, e_2^2 \dots e_M^2]^T$ con $e_d^2 = 0$ se calcula de la siguiente manera

$$e_i^2 = \text{var}(\hat{s}_i | L_i^{\text{tot}}) = \sum_{s_k \in \mathbf{A}} (s_k - \hat{s}_i)^2 P(S_i = s_k | L_i^{\text{tot}}), \quad \forall i \in \mathbb{I} \cup \bar{\mathbb{I}}.$$

- 5 La potencia de error e_i^2 depende del grado de cuantificación de los valores LLR (véase la sección 5). Si solo se transfieren bits no programables, $\hat{s}_i \in \mathbf{A}$ y el error de símbolo estimado pasa a ser cero, lo cual degrada el rendimiento.

4. Estrategias de detección descentralizada

10 El rendimiento de los esquemas de procesamiento descentralizado depende de la complejidad del receptor y del tráfico de retroceso permitido. En esta sección se describen tres estrategias de complejidad creciente que ofrecen diferentes equilibrios entre complejidad, rendimiento y enlace de retroceso.

4.1. Detección iterativa distributiva básica

15 En la versión básica de la detección iterativa distributiva, el problema de la detección descentralizada se trata como una cancelación de interferencias paralela implementando un intercambio de información entre las BS. Para mantener bajos la complejidad y el enlace de retroceso, solamente la señal procedente del MT asociado se detecta e intercambia entre las BS, mientras que el resto de las señales recibidas se tratan como parte del ruido del receptor. Considérese la Figura 2, que muestra el receptor de la BS I, donde solo se detectan los datos deseados s_d con una detección de único usuario y se transmiten a otras BS. Las APP en la salida del detector programable se aproximan de la siguiente manera

$$L^{d1}(x_k | y_l) \cong \max_{x \in \mathbf{X}_{k+1}} \left\{ -\frac{1}{\sigma_{\text{eff}}^2} \|y_l - h_{ld} s_d\|^2 \right\} - \max_{x \in \mathbf{X}_{k-1}} \left\{ -\frac{1}{\sigma_{\text{eff}}^2} \|y_l - h_{ld} s_d\|^2 \right\}.$$

- 20 Las estimaciones descodificadas de los flujos deseados se intercambian después de la cuantificación. Los flujos de datos descodificados entrantes procedentes de una BS vecina se usan para reconstruir la energía de las interferencias. Puesto que solo se detecta el flujo de datos deseado, no hay disponibles estimaciones locales de las fuentes de interferencia más potentes L_i^{d2} .

Esta implementación es especialmente útil en caso de reutilizar bajas frecuencias.

25 4.2. Detección iterativa distributiva mejorada con SAIC

El rendimiento del receptor de detección distribuida básica degrada los canales asimétricos encontrados en redes de reutilización de altas frecuencias cuando hay fuentes de interferencia dominantes y la SIR $\rightarrow 0$ dB.

30 La propagación de errores encontrada en el esquema DID básico se reduce al mejorarse el estimación inicial a través de una cancelación de interferencias de única antena. Aunque se descodifican todos los flujos de datos detectados, en este enfoque solo se intercambian entre las BS las APP descodificadas de los usuarios deseados para limitar la cantidad de enlace de retroceso. Sin embargo, las APP de las fuentes de interferencia dominantes no se descartan, sino que se usan junto con la información de fiabilidad de otras BS para cancelar las interferencias. Sin embargo, el rendimiento de este esquema está limitado por el número de fuentes de interferencia débiles no detectadas y/o por la cuantificación de la información de fiabilidad intercambiada. Por lo tanto, el número de intercambios requeridos entre las BS para obtener la convergencia es también ligeramente mayor que para el esquema no restringido descrito a continuación.

35 A diferencia del esquema DID básico, las curvas de rendimiento de una DID asistida por SAIC convergen incluso si la SIR está en torno o es inferior a 0 dB (esto es similar a la situación de una multiplexación espacial con una fuerte acoplamiento entre los flujos). Puesto que una BS no recibe múltiples copias de la señal deseada de varias BS vecinas, se produce una pérdida de ganancia del sistema de antenas y de diversidad espacial para las señales deseadas.

4.3. DID con enlace de retroceso no restringido

En esta versión de detección descentralizada, todas las estimaciones de los flujos de datos recibidos se detectan en cada BS, y todos los valores LLR programables disponibles se intercambian. Este enfoque usa múltiples intercambios de información extrínseca entre las BS y es similar al paso de mensajes (aunque puede usarse un detector ML durante la primera pasada de información). Puesto que se intercambian todos los flujos de entrada detectados, se obtiene una ganancia tanto de diversidad como del sistema de antenas. Además, el algoritmo converge más rápidamente que los que tienen un enlace de retroceso restringido. Aunque la detección simultánea de múltiples flujos de datos a través de la SAIC durante la iteración inicial puede acelerar adicionalmente la convergencia, la detección SUD de baja complejidad durante la primera iteración es normalmente suficiente y solo da como resultado una degradación marginal del rendimiento. Sin embargo, la cantidad de retroceso por iteración para un sistema completamente acoplado ($m_i = M$), crece cúbicamente en lo que respecta al tamaño de la configuración de colaboración, es decir, retroceso $8 MN(M - 1)$, lo que hace que este esquema no sea práctico incluso para pocas BS colaboradoras.

5. Cuantificación de la información de fiabilidad

Las probabilidades a posteriori en el descodificador se cuantifican preferentemente antes de su transmisión generando ruido de cuantificación, que es equivalente a la pérdida de información en el sistema. Aumentando el número de niveles de cuantificación, esta pérdida se reducirá a expensas de un mayor enlace de retroceso, que tiene que estar dentro de los límites garantizados desde el punto de vista del operador de red.

El contenido de información relacionado con los valores L varía con su magnitud. Aunque la cuantificación de un único bit incurrirá en una pequeña pérdida de información con valores de alta fiabilidad, da lugar a una degradación considerable del rendimiento para valores L con una media cercana a cero. Por lo tanto, los valores L que siguen una distribución gaussiana bimodal no deben representarse simplemente usando una cuantificación uniforme. Incluso una cuantificación no uniforme según [32, 33] aplicada directamente a los valores L minimizando el error cuadrático medio (MSE) entre las densidades cuantificadas y no cuantificadas no es óptima, como se mostrará. A continuación se desarrollará una estrategia de cuantificación basada en conceptos teóricos de información, tales como "bits programables" e información mutua. La representación de los valores L con estas cantidades tiene en cuenta la saturación del contenido de información (con una magnitud creciente de los valores L) y mejora la eficacia del enlace de retroceso.

5.1. Representación de valores L basada en información mutua

La información mutua $I(X;L)$ entre dos variables x e l mide la reducción media de la incertidumbre de x cuando se conoce l , y viceversa [34]. Se utiliza información mutua para medir la pérdida de información media relativa a los datos binarios si los valores L están cuantificados. Una expresión general para la información mutua basada en entropía y en entropía condicional es

$$I(X;L) = H(L) - H(L|X).$$

Suponiendo que es igual a una probabilidad a priori para la variable binaria $x \in \{-1;+1\}$, una expresión simplificada de la información mutua entre x y el valor L a posteriori en la salida del descodificador es como sigue (en lo sucesivo, todos los logaritmos tienen base 2)

$$I(X;L) = \frac{1}{2} \sum_{x=\pm 1} \int_{-\infty}^{+\infty} p(l|x) \ln \left[\frac{2p(l|x)}{p(l|x=+1) + p(l|x=-1)} \right] dl.$$

Aprovechando las propiedades de simetría y de consistencia de la densidad de valor L [28], (20) pasa a ser

$$I(X;L) = \int_{-\infty}^{\infty} p(l|x=+1) [1 - \ln(1 + e^{-l})] dl \\ = 1 - E\{\ln(1 + e^{-l})\}.$$

Si en la última relación se usan los valores de bit esperados o "bits programables" [28] definidos como $\lambda = E\{x\} = \tanh(l/2)$, entonces una expresión equivalente para la información mutua entre X y L es

$$I(X; L) = E\{\ln(1 + \lambda)\}.$$

En la práctica, la esperanza en (21) y (22) se aproxima mediante una suma finita de los valores L en una palabra de código recibida:

$$I(X; L) \approx 1 - \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \ln(1 + e^{-l_k x_k}) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \ln(1 + \lambda_k x_k).$$

- 5 Una expresión para calcular la información mutua condicional en función de solamente la *magnitud* $|l|$ de los valores APP se proporciona en [35]. Si se evalúa la entropía binaria (la entropía de una variable aleatoria binaria x es $H_b = -x \ln x - (1-x) \ln(1-x)$) de la probabilidad de error de bits (instantánea) $P_e(l) = e^{-|l|/2} / (e^{-|l|/2} + e^{|l|/2})$, la probabilidad de que las decisiones firmes basadas en los valores L den lugar al signo equivocado, $l_k x_k = -1$, viene dada por $\int_0^{\infty} p(|l|) P_e(l) d|l|$.
- 10 Ahora puede escribirse de manera compacta la información mutua entre X y L (como la esperanza del complemento de la entropía binaria de la tasa de error de bits P_e [36]):

$$\begin{aligned} I(X; L) &= 1 - E\{H_b(P_e)\} \\ &= 1 + E\{P_e \ln(P_e) + (1 - P_e) \ln(1 - P_e)\}. \end{aligned}$$

A partir de las expresiones anteriores pueden concebirse tres representaciones diferentes de valores L para la cuantificación. Se representan en función de la magnitud de los valores L de la Figura 3:

- 15 (i) valores L originales,
 (ii) bits programables: $\lambda(l) = \tanh(l/2)$,
 (iii) información mutua: $l(l) = 1 - H_b(P_e)$.

La densidad del valor L subyacente depende solamente de un único parámetro σ_L , ya que la media y la varianza están relacionadas mediante $\mu_L = \sigma_L^2 / 2$ [37]. [37]. Esta densidad viene dada como

$$p_L(l) = \frac{1/2}{\sqrt{2\pi}\sigma_L} \left[\exp\left\{-\frac{(l - \sigma_L^2/2)^2}{2\sigma_L^2}\right\} + \exp\left\{-\frac{(l + \sigma_L^2/2)^2}{2\sigma_L^2}\right\} \right].$$

- 20 La Figura 3 muestra representaciones de valores L , de bits programables $\lambda(l)$ y de información mutua $l(l)$ de la LLR representada gráficamente en función de la magnitud $|l|$ de la LLR.

Usando la función de distribución (cdf) de $p_L(l)$ y la función inversa $l = 2 \tanh^{-1} \lambda$, la densidad transformada de valores programables puede obtenerse de manera cerrada como

$$\begin{aligned} p_L(\lambda) &= \frac{1/2}{(1 - \lambda^2) \sqrt{2\pi}\sigma_L} \left[\exp\left\{-\frac{(4 \tanh^{-1} \lambda - \sigma_L^2)^2}{8\sigma_L^2}\right\} \right. \\ &\quad \left. + \exp\left\{-\frac{(4 \tanh^{-1} \lambda + \sigma_L^2)^2}{8\sigma_L^2}\right\} \right], \end{aligned}$$

- 25 mientras que una densidad de información mutua basada en (23) solo puede calcularse de manera numérica. Las tres densidades pueden cuantificarse de manera alternativa como se ilustra en la Figura 4. La densidad de información mutua se refleja en la ordenada para conservar el signo como en las representaciones λ o LLR. A continuación se investigará el rendimiento de diferentes esquemas de cuantificación.

5.2. Estrategias de cuantificación

5 La información mutua evaluada con $H_b(P_e)$ así como la representación de bits programables son funciones no lineales de valores L que se saturan con magnitudes crecientes. Esto sugiere que los esquemas de cuantificación no uniforme que minimizan el error de cuantificación medio cuadrático deberían poder utilizar esto y tener además una ventaja sobre la cuantificación uniforme. Preferiblemente se adopta el cuantificador de *Lloyd-Max* ampliamente conocido.

Cuantificación no uniforme en el dominio LLR

El esquema de cuantificación óptimo de *Lloyd* [32] y *Max* [33] se aplicó a la densidad de valor L de la salida del descodificador. Los niveles de *reconstrucción* r_i se determinan a través de un proceso iterativo después de que se hayan fijado los niveles de *decisión* iniciales d . La función objetivo para calcular el r_i óptimo es como sigue

$$\min_{r_i} \sum_{i=1}^R \int_{d_i}^{d_{i+1}} (l - r_i)^2 p(l) dl.$$

10 La Figura 4 muestra una comparación de la distribución de valores L representados en la forma gaussiana bimodal original o mediante bits programables o información mutua.

Esto se resuelve de manera iterativa determinando los centroides r_i del área de $p(l)$ entre los pares actuales de niveles de decisión d_i y d_{i+1} :

$$r_i = \frac{\int_{d_i}^{d_{i+1}} l p(l) dl}{\int_{d_i}^{d_{i+1}} p(l) dl},$$

15 y posteriormente actualizando el nivel de decisión para la siguiente iteración de la siguiente manera

$$d_i = \frac{1}{2} (r_{i-1} + r_i).$$

20 El número de niveles de cuantificación y el número de bits de cuantificación se denotan como $R = 2^b$ y b , respectivamente. Resultados para $b = 1, 2$ y 3 bits pueden encontrarse en el apéndice.

Cuantificación no uniforme en el dominio de bits programables

25 En este enfoque, la reconstrucción óptima y los niveles de decisión para cuantificar los valores L se calcularon de nuevo en el "dominio de bits programables" de acuerdo con (27) y (29). Resultados detallados para $b =$ de 1 a 3 bits de cuantificación se muestran de nuevo en el apéndice. Cabe señalar que la cuantificación final sigue produciéndose en el dominio de valores L , ya que los niveles optimizados se correlacionan a través de $l = 2 \tanh^{-1}(\lambda)$. Debe observarse que solamente debe comunicarse entre las BS el número de niveles de cuantificación y la varianza de los valores L para interpretar los datos intercambiados, ya que los niveles optimizados pueden almacenarse en tables de consulta por toda la red.

Pérdida de información mutua

30 En función del conjunto de niveles d_i y r_i se calculó la información mutua para densidades de valores L cuantificados y no cuantificados. La diferencia representa la reducción o *pérdida* de información mutua ΔI debido a la cuantificación:

$$\Delta I = I_{\text{non-quant}} - I_{\text{quant}}.$$

Esta pérdida se muestra en la Figura 5 en función de la información mutua media de los valores L no cuantificados.

35 Evaluando (21) se halló $I_{\text{non-quant}}$ con $p_L||x = +1$. Usando los niveles de decisión y de reconstrucción optimizados del apéndice, I_{quant} se determinó explícitamente como

$$I_{\text{quant}} = \sum_{i=1}^R [1 - \ln(1 + e^{-r_i})] \int_{d_i}^{d_{i+1}} p(l|x = +1) dl$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^R [1 - \ln(1 + e^{-r_i})] \operatorname{erf}\left(\frac{l - \mu_L}{\sqrt{2}\sigma_L}\right) \Big|_{d_i}^{d_{i+1}}$$

La mayor pérdida debida a la cuantificación de los valores L se observa claramente en la Figura 5, donde ΔI se representa gráficamente para 1 a 3 bits de cuantificación ($R = 2, 4, 8$ niveles).

5 También se probó el combinar dos valores de información mutua con y sin cuantificación, como se produce en la detección descentralizada con enlace de retroceso limitado. Para la transmisión de símbolos BPSK a través de un canal AWGH, la relación entre

La Figura 5 muestra una pérdida de información mutua $\Delta I(X; L)$ para niveles de cuantificación no uniformes determinados en los dominios de bits programables y de LLR (de 1 a 3 bits de cuantificación).

10 La Figura 6 muestra una BER tras la combinación programable de valores L para un intercambio de información cuantificada con niveles optimizados en el dominio de bits programables o en el dominio de LLR.

La SNR y la varianza asociada de los valores L en la salida del canal vienen dadas como $E_s / N_0 = 8 s_L^2$ [36].

15 Generando dos distribuciones independientes para el mismo s_L^2 y combinando la L_1 no cuantificada con la L_2 según $L_{\text{tot}} = L_1 + L_2$, se comparan las tasas de error de bits (probabilidad de que el valor L tenga el signo equivocado) para una L_2 no cuantificada y una L_2 cuantificada en función de niveles de cuantificación optimizados en el dominio de LLR o en el dominio de bits programables. La Figura 6 muestra de nuevo la BER para $b =$ de 1 a 3 bits de cuantificación.

Debe observarse que las curvas de cuantificación basadas en el dominio de bits programables para solamente 1 bit de cuantificación se aproximan al rendimiento de 2 a 3 bits de cuantificación basándose en el dominio de valores L .

6. Resultados numéricos

20 En esta sección se proporcionan resultados de simulación para ilustrar el rendimiento de estrategias iterativas distribuidas en un sistema celular de enlace ascendente. Se adopta una configuración celular sincrona de 3×3 células ($N = M = 9$) o de 2×2 células ($N = M = 4$). El número de señales recibidas con intensidad m_l varía de 1 a 5. Las fuentes de interferencia dominantes para cualquier BS l se definen mediante el conjunto de índices

$$I_l = \{i : l(\bmod M) + 1 \leq i \leq l + m_l(\bmod M) + 1\},$$

25 donde $1 = l = M$ y $x(\bmod y)$ representa la operación módulo. Por ejemplo, la configuración 2×2 con $m_l = 2$ fuentes de interferencia intensas y $p_i = 0$ está caracterizada por la siguiente matriz de acoplamiento:

$$\rho = \begin{bmatrix} 1 & \rho_i & \rho_i & 0 \\ 0 & 1 & \rho_i & \rho_i \\ \rho_i & 0 & 1 & \rho_i \\ \rho_i & \rho_i & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

30 El número de símbolos en cada bloque (palabra de código) se fija a 504. Se adopta el modelo de canal de Rayleigh IID de atenuación plana de banda estrecha con un canal independiente para cada símbolo. Se supone además que el receptor conoce el canal a la perfección en relación con la señal de usuario deseada, así como con las señales perturbadoras. Un código convolucional concatenado doblemente paralelo con una memoria a la mitad de velocidad con polinomios generadores $(7, 5)_8$ se usa en todas las simulaciones con modulación 4-QAM o 16-QAM. El número de intercambios de información entre estaciones base vecinas se fija a cinco, a no ser que se indique lo contrario.

6.1. Comparación de diferentes esquemas de detección descentralizada

35 El rendimiento de diferentes esquemas de detección descentralizada descritos en la sección 4 se presenta en la Figura 7 para una configuración 3×3 y una modulación 4-QAM.

Tres fuentes de interferencia dominantes se reciben en cada BS, es decir, $m_i = 4$, con una pérdida de trayectoria de fuente de interferencia dominante normalizada $p_i \in \{0,23, 0,5\}$ (-3 y -6dB, respectivamente.). Se supone que la pérdida de trayectoria para las fuentes de interferencia débiles p_j es cero y que los valores L no cuantificados se han intercambiado. Como ya se ha mencionado, tanto una DID básica como una DID con SAIC tienen la desventaja intrínseca de que solo utilizan la energía de usuario deseada recibida en la BS asociada para la detección de señales. Por consiguiente, no se benefician de la ganancia del sistema de antenas o de la diversidad espacial adicional y están relacionadas por el rendimiento de usuario aislado. Aunque el rendimiento del esquema de DID básica puede compararse al de SAIC-DID para valores bajos de p_i , la diferencia se vuelve importante para valores más altos de p_i . De hecho, para $p_i \sim 1$ y para una modulación de orden superior (16-QAM o superior), el esquema de DID básica no converge.

En lo que respecta al rendimiento, la estrategia para intercambiar toda la información procesada entre las BS con enlace de retroceso ilimitado (DID-UB) es la clara ganadora. Sin embargo, esta ventaja se obtiene a expensas de un alto enlace de retroceso, con el consiguiente aumento en el número de intercambios entre las BS por iteración $\propto m_i$. Además, la gran ganancia del sistema de antenas del esquema casi óptimo disminuye (no se muestra aquí) para una modulación menos robusta de orden superior, es decir, de 16-QAM.

La Figura 7 muestra curvas FER para diferentes estrategias de recepción en una detección descentralizada: detección iterativa distribuida (DID), DID asistida por SAIC (SAIC), DID con enlace de retroceso no restringido (DID-UB).

La Figura 8 muestra un efecto de pérdida de trayectoria de la fuente de interferencia dominante p_i , SAIC-DID. En la curva discontinua etiquetada como "aleatorio", cada elemento del vector de pérdida de trayectoria $0 = p_{i,m} = 1, i \neq m$, se genera de manera aleatoria con una distribución uniforme.

6.2. SAIC-DID con intercambio de LLR no cuantificada

La Figura 8 muestra las curvas FER para la configuración celular (3 x 3) con $m_i = 4, p_j = 0$, mientras que las pérdidas de trayectoria normalizadas p_i de las fuentes de interferencia dominantes varían de 0 a 1. Físicamente, esto puede interpretarse como una fuente de interferencia que se aleja de su propia BS hacia la estación base en la que están realizándose las observaciones. En una red con más de una sola capa de entidades vecinas, es físicamente imposible tener una alta pérdida de trayectoria normalizada entre todas las entidades que se comunican. La curva para $p_i = 0$ dB es prácticamente imposible y solo sirve para indicar los límites de rendimiento inferiores del receptor. Los resultados para una modulación 4-QAM muestran que el rendimiento es muy similar al rendimiento de un usuario aislado, y que tiene una pérdida inferior a 1 dB con una FER de 10^{-2} para $p_i = -6$ dB.

Para mostrar el comportamiento de una configuración con pérdidas de trayectoria aleatorias, los elementos p_{ij} del vector de pérdida de trayectoria se generan de manera aleatoria con una distribución uniforme en cada realización de canal, donde $i \in [1, 3]$ y $0 = p_i = 1$. Los resultados de la simulación se muestran mediante la curva discontinua etiquetada como "aleatorio", que es comparable con una curva con $p_i = -6$ dB.

La Figura 9 ilustra el comportamiento iterativo de la estrategia de recepción basada en SAIC. Se produce una gran mejora en el rendimiento tras un intercambio inicial de APP de descodificador, la cual disminuye en iteraciones posteriores. Por lo tanto, todas las simulaciones subsiguientes se limitan a cinco iteraciones, ya que no se consigue una gran mejora en el rendimiento más allá de este punto.

La Figura 10 muestra la FER para una SAIC-DID en función del número de señales cocanal dominantes m_i con una SNR = 5 dB. La curva FER para $p_i = -10$ dB indica que el rendimiento es relativamente independiente de m_i en niveles de baja interferencia. Sin embargo, cuando $p_i \rightarrow 1$, el rendimiento se degrada considerablemente con fuentes de interferencia adicionales. Por ejemplo, para $m_i = 5$ y $p_i > -6$ dB, los esquemas SAIC-DID solo empiezan a converger con una SNR superior a 5 dB. En una configuración celular típica que usa antenas de BS direccionales que pueden inclinarse hacia abajo, m_i permanece normalmente entre 2 y 4 para 4-QAM, dando como resultado que la FER caiga hasta un valor de 5 dB aproximadamente.

Para ver cómo el rendimiento de una estrategia recibida se escala con el tamaño de la red, la Figura 11 ilustra una red celular 2 x 2 en comparación con una red celular 3 x 3 para diferentes valores de la pérdida de trayectoria normalizada p_i . El número de señales recibidas dominantes en cada BS se fija a 4. En las curvas continuas, el conjunto h_i se define según (32), donde la operación módulo garantiza que se incluyan condiciones de simetría; es decir, cada MT es recibido por 4 BS, mientras que cada BS recibe 4 MT. Curiosamente, el rendimiento de una red celular 2 x 2 con un mayor acoplamiento mutuo solo es algo peor que en una configuración celular 3 x 3. El acoplamiento mutuo en una configuración celular 3 x 3 puede aumentar simétricamente colocando las fuentes de interferencia dominantes a cada lado de la diagonal principal. La diferencia de rendimiento resultante entre las configuraciones de dos tamaños se reduce adicionalmente (líneas discontinuas). Esto sugiere que para un número dado de fuentes de interferencia dominantes m_i y de acoplamientos p_i , el rendimiento depende de los tamaños de los ciclos que se forman intercambiando información entre las BS.

La Figura 10 muestra una FER para SAIC-DID, representada gráficamente en función del número de señales cocanal dominantes m_i con una SNR = 5 dB.

La Figura 11 muestra una comparación de rendimiento SAIC-DID para una configuración celular de 2 x 2 y de 3 x 3. Cada MT es recibido con intensidad en 4 BS, mientras que cada BS recibe señales de 4 MT. Las dos curvas para la configuración celular 3 x 3 indican las cotas para diferentes combinaciones posibles de acoplamientos en la configuración.

- 5 La Figura 12 muestra el efecto de pérdida de trayectoria de la fuente de interferencia dominante p_i para diferentes órdenes de modulación. Cada BS detecta solamente dos señales dominantes $m_i = 2$.

La Figura 12 muestra el rendimiento de SAIC-DID para modulaciones 4-QAM y 16-QAM, utilizando una configuración celular 2 x 2 con solamente una fuente de interferencia dominante, $m_i = 2$, y modificando la intensidad del acoplamiento. Aunque el rendimiento de 4-QAM se degrada solamente de manera marginal para $p_i = 0$ dB y una FER de 10^{-2} , la pérdida de rendimiento para 16-QAM ya es mayor que 3 dB. Esto indica que si se producen más impedimentos, resulta complicado manejar fuentes de interferencia cocanal intensas en la modulación 16-QAM.

10

6.3. Cuantificación de valores L y tráfico de retroceso

En la Figura 13 se muestra el rendimiento del esquema propuesto para las dos estrategias de cuantificación diferentes, la cuantificación óptima en los dominios de bits programables y de LLR, y para diferentes números de bits de cuantificación. La pérdida de trayectoria normalizada $p_i = 1$ (0 dB) se elige de modo que cualquier pérdida en la calidad de las estimaciones tenga un efecto notable en el rendimiento del sistema. Como ya se ha anticipado, la cuantificación en el dominio de bits programables es claramente superior a la del dominio LLR. En una cuantificación en el dominio de bits programables, el intercambio de bits no programables dará como resultado una pérdida de rendimiento de 1 dB, que se reduce a casi un cuarto de 1 dB en una cuantificación de 2 bits ($R = 4$). Cualquier incremento adicional en los bits de cuantificación generará ganancias limitadas.

15

20

En la curva discontinua etiquetada con el signo de adición ("+") solo se intercambian aquellos bits que hayan cambiado de signo entre iteraciones, y el número de intervalos de cuantificación R se fija de manera adaptativa durante cada iteración para ahorrar capacidad del enlace de retroceso. El número máximo de niveles de reconstrucción es $R_{max} = 8$. Se muestra que a pesar de una gran mejora en el enlace de retroceso, el rendimiento solo se degrada de manera marginal.

25

La Figura 13 muestra el efecto de cuantificación de los valores LLR de descodificador intercambiados, donde $p_i = 0$ dB. La curva etiquetada como "+" solo intercambia aquellos bits que hayan cambiado de signo entre iteraciones, y fija de manera adaptativa el número de intervalos de cuantificación durante cada iteración para reducir el enlace de retroceso.

Como ya se ha mencionado, todos los bits de información descodificados solo se intercambian durante la primera iteración para minimizar el enlace de retroceso, mientras que en las iteraciones posteriores solo se intercambian aquellos bits que hayan cambiado de signo tras aplicar una compresión sin pérdidas, por ejemplo, técnicas de cuantificación vectorial o de codificación en el largo de la secuencia. La Figura 14 muestra que el tráfico de retroceso medio durante diferentes iteraciones se representa gráficamente en función de la SNR para un intercambio de bits de información no programables. En la región de funcionamiento de interés ($E_b/N_0 > 15$ dB), hay un tráfico insignificante después de 3 iteraciones. El enlace de retroceso total en esta región de funcionamiento está comprendido entre el 100% y el 150% del número total de bits de información recibidos, lo que supone una ganancia considerable con respecto al requisito de tráfico de enlace de retroceso DAS [19]. Cabe señalar que no se ha tenido en cuenta ninguna sobrecarga adicional requerida para la técnica de compresión (tal como en el largo de la secuencia) y usada para intercambiar una parte de las estimaciones.

30

35

6.4. Sensibilidad a interferencias adicionales

Finalmente, la Figura 15 muestra la degradación en el rendimiento del receptor en presencia de fuentes de interferencia débiles adicionales. Por ejemplo, se considera un sistema celular (2 x 2) con tres fuentes de interferencia. Se supone que se reciben con intensidad dos fuentes de interferencia ($m_i = 3$) con una pérdida de trayectoria normalizada $p_i = 1$ (0 dB), mientras que la tercera es una fuente de interferencia débil cuya pérdida de trayectoria normalizada p_j puede variar. Como se ilustra, el rendimiento se deteriora rápidamente si $p_j > -10$ dB. Esto se debe a que la constelación de productos de los tres flujos más fuertes está muy densamente poblada y cualquier pequeño ruido adicional puede dar como resultado un gran cambio en las estimaciones de salida por cada descorrelación, haciendo por tanto que el descodificador sea menos eficaz. Como cabe esperar, los esquemas se vuelven más sensibles a este ruido adicional tras la cuantificación. En comparación con la Figura 11 (2 x 2, curva de 0 dB), puede concluirse que para el escenario considerado resulta más beneficioso detectar conjuntamente las cuatro señales entrantes si la pérdida de trayectoria normalizada para la fuente de interferencia débil supera los -10 dB.

50

La Figura 14 muestra el tráfico de retroceso normalizado con respecto a los bits de información totales. Se lleva a cabo una cuantificación de un único bit para los valores LLR. Solo se intercambian aquellos bits que hayan cambiado de signo entre iteraciones ($p_i = 0$ dB).

55 La Figura 15 muestra una FER para una SAIC-DID en presencia de una fuente de interferencia débil; p_j representa la pérdida de trayectoria de la fuente de interferencia débil.

La Figura 16 muestra niveles óptimos de cuantificación no uniforme obtenidos mediante optimización en el dominio de valores L .

La Figura 17 muestra niveles óptimos de cuantificación no uniforme obtenidos mediante optimización en el dominio de "bits programables".

5 La Figura 18 muestra una pérdida de información mutua $\Delta(X;L)$ para 1 a 3 bits de cuantificación en función de la varianza de los valores L .

7. Conclusiones

La interferencia de células externas en futuras redes celulares puede suprimirse a través de una colaboración entre estaciones base.

10 Realizaciones preferidas de la invención incluyen una estrategia alternativa al sistema de antenas distribuidas (DAS) para mitigar la OCI, lo que en el presente documento se ha denominado como detección iterativa distribuida (DID). Una característica interesante de este enfoque es el hecho de que no se necesita ninguna unidad de procesamiento centralizada especial. Además, se ha explorado su implementación con un tráfico de retroceso reducido llevando a cabo una detección de probabilidad máxima conjunta para el usuario deseado y las fuentes de interferencia dominantes. Se propone intercambiar bits programables cuantificados de manera no uniforme para minimizar el tráfico de retraso. Curiosamente, la cuantificación de la información de fiabilidad no da como resultado una pérdida notable de rendimiento y, en ocasiones, incluso los bits no programables pueden intercambiarse sin una degradación excesiva. Para minimizar el enlace de retroceso se propone además que solo se intercambien aquellos bits que hayan cambiado de signo entre iteraciones. El resultado es una reducción considerable del tráfico de retroceso entre estaciones base. El esquema está limitado por interferencias de fondo (no detectadas).

Una ampliación de este estudio podría investigar las condiciones bajo las cuales la información de fiabilidad para más de un flujo debería intercambiarse para obtener ganancia de diversidad y del sistema de antenas y cuándo esto no es factible. Esto podría proporcionar más información en lo que respecta al equilibrio entre el aumento de la capacidad y la complejidad permitida.

25 Cuantificación óptima de la densidad de valores l

Para optimizar los niveles de reconstrucción (cuantificación) r_i y los niveles de decisión d_i para una densidad dada $p_L(x)$, es necesario calcular de manera iterativa las integrales que actualizan los niveles de reconstrucción dados los niveles de decisión actuales d_i (véase (29)).

30 Considérese en primer lugar la densidad gaussiana bimodal de valores L ofrecidos en (25). Las integrales que van a calcularse pasan a ser (con $\mu_L = \sigma_L^2/2$.)

$$\begin{aligned} & \int_{d_i}^{d_{i+1}} \exp \left\{ -\frac{(x - \mu_L)^2}{2\sigma_L^2} \right\} + \exp \left\{ -\frac{(x + \mu_L)^2}{2\sigma_L^2} \right\} dx \\ &= \sigma_L \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left[\operatorname{erf} \frac{x - \mu_L}{\sqrt{2}\sigma_L} + \operatorname{erf} \frac{x + \mu_L}{\sqrt{2}\sigma_L} \right] \Bigg|_{d_i}^{d_{i+1}}, \\ & \int_{d_i}^{d_{i+1}} x \exp \left\{ -\frac{(x - \mu_L)^2}{2\sigma_L^2} \right\} + x \exp \left\{ -\frac{(x + \mu_L)^2}{2\sigma_L^2} \right\} dx \\ &= \sigma_L^2 \left[\exp \left\{ -\frac{(x - \mu_L)^2}{2\sigma_L^2} \right\} + \exp \left\{ -\frac{(x + \mu_L)^2}{2\sigma_L^2} \right\} \right] \Bigg|_{d_i}^{d_{i+1}} \\ &+ \dots + \mu_L \sigma_L \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left[\operatorname{erf} \frac{x - \mu_L}{\sqrt{2}\sigma_L} + \operatorname{erf} \frac{x + \mu_L}{\sqrt{2}\sigma_L} \right] \Bigg|_{d_i}^{d_{i+1}} \dots \end{aligned}$$

35 Los niveles de cuantificación positivos óptimos se muestran en la Figura 16 (los niveles negativos se obtienen mediante inversión debido a la simetría). Como cabe esperar, para un bit de cuantificación el nivel es más o menos igual a la media. Con más bits, los niveles se sitúan a ambos lados de la media. Es necesario calcular integrales similares para que se cuantifiquen de manera no uniforme en el dominio de "bits programables". En este caso solo puede llevarse a cabo una integral:

$$\int_{d_i}^{d_{i+1}} p_L(\lambda) d\lambda = \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{2 \tanh^{-1}(\lambda) - \mu_L}{\sqrt{2} \sigma_L} \right] \Big|_{d_i}^{d_{i+1}}$$

donde $p_L(\lambda)$ viene dado por (26). La otra integral $\int_{d_i}^{d_{i+1}} \lambda p_L(\lambda) d\lambda$ tiene que calcularse mediante integración numérica. Los niveles de cuantificación óptimos obtenidos y convertidos de nuevo al dominio LLR con $L = 2 \tanh^{-1}(\lambda)$ se muestran en la Figura 17.

- 5 Ahora puede observarse que los niveles optimizados muestran cierta saturación con una media / varianza creciente de la densidad de valores L , ya que el aumento de la fiabilidad no es importante. En cambio, es preferible distinguir valores L de magnitud intermedia, por ejemplo en el intervalo $2 = / = 6$.

Para una evaluación práctica resulta más conveniente determinar la resolución de cuantificador necesaria según la varianza de los valores L . Por lo tanto se ofrece un gráfico correspondiente a la Figura 5 con σ_L^2 como la abscisa.

- 10 Como resulta evidente a partir de la descripción de la invención detallada, la presente invención mejora la detección de múltiples usuarios a través de una colaboración eficaz entre estaciones base.

Las estaciones base situadas en diferentes zonas geográficas se utilizan para un intercambio de datos eficaz, dando así como resultado un tráfico de retroceso.

15 BIBLIOGRAFIA:

- [1] J. G. Andrews, "Interference cancellation for cellular systems: a contemporary overview," *IEEE Wireless Communications*, vol. 12, no. 2, pp. 19-29, 2005.
- [2] H. Dai, A. F. Molisch, and H. V. Poor, "Downlink capacity of interference-limited MIMO system with joint detection," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 2, pp. 442-453, 2004.
- [3] J. G. Proakis, *Digital Communication*, McGraw-Hill, New York, NY, USA, 4th edition, 2001.
- [4] S. Verdu, "Demodulation in the presence of multi-user interference: progress and misconceptions," in *Intelligent Methods in Signal Processing and Communications*, pp. 15-44, Birkhauser Boston, Cambridge, Mass, USA, 1997.
- [5] R. Lupas and S. Verdu, "Linear multi-user detectors for synchronous code-division multiple-access channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 35, no. 1, pp. 123- 136, 1989.
- [6] U. Madhow and M. L. Honig, "MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 12, pp. 3178-3188, 1994.
- [7] D. Seethaler, G. Matz, and F. Hlawatsch, "An efficient MMSE-based demodulator for MIMO bit-interleaved coded modulation," in *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '04)*, vol. 4, pp. 2455-2459, Dallas, Tex, USA, November-December 2004.
- [8] P. D. Alexander, M. C. Reed, J. A. Asenstorfer, and C. B. Schlegel, "Iterative multi-user interference reduction: turbo CDMA," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 7, pp. 1008-1014, 1999.
- [9] B. Lu and X. Wang, "Iterative receivers for multi-user space-time coding systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 11, pp. 2322-2335, 2000.
- [10] H. Lee, B. Lee, and I. Lee, "Iterative detection and decoding with an improved V-BLAST for MIMO-OFDM systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 3, pp. 504-513, 2006.
- [11] A. D. Wyner, "Shannon-theoretic approach to a Gaussian cellular multiple-access channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 40, no. 6, pp. 1713-1727, 1994.
- [12] S. Shamai and A. D. Wyner, "Information-theoretic considerations for symmetric, cellular, multiple-access fading channels. I," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 43, no. 6, pp. 1877-1894, 1997.
- [13] W. Choi, J. G. Andrews, and C. Yi, "Capacity of multicellular distributed antenna networks," in *Proceedings of the International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing (WIRLES '04)*, vol. 2, pp. 1337-1342, Maui, Hawaii, USA, June 2005.

- [14] A. Grant, S. Hanly, J. Evans, and R. Müller, "Distributed decoding for Wyner cellular systems," in Proceedings 5th Australian Communications Theory Workshop (AusCTW '04), pp. 77-81, Newcastle, Australia, February 2004.
- [15] E. Aktas, J. Evans, and S. Hanly, "Distributed decoding in a cellular multiple-access channel," in Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT '04), p. 484, Chicago, Ill, USA, June-July 2004.
- [16] E. Aktas, J. Evans, and S. Hanly, "Distributed base station processing in the uplink of cellular networks," in Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC '06), vol. 4, pp. 1641-1646, Istanbul, Turkey, June 2006.
- [17] O. Shental, A. J. Weiss, N. Shental, and Y. Weiss, "Generalized belief propagation receiver for near-optimal detection of two-dimensional channels with memory," in Proceedings of the IEEE Information Theory Workshop (ITW '04), pp. 225-229, San Antonio, Tex, USA, October 2004.
- [18] A. Sklavos and T. Weber, "Interference suppression in multi-user OFDM systems by antenna diversity and joint detection," in Proceedings of the COST 273 Management Committee Meeting (MCM '01), Bologna, Italy, October 2001, TD(01)020.
- [19] S. Khattak, W. Rave, and G. Fettweis, "SIC based multi-user turbo detection in a distributed antenna system for non gray mapping," in Proceedings of the 9th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC '06), San Diego, Calif, USA, September 2006.
- [20] W. Roh and A. S. Paulraj, "MIMO channel capacity for the distributed antenna systems," in Proceedings of the IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC '02), vol. 2, pp. 706-709, Vancouver, BC, Canada, September 2002.
- [21] S. Verdú, Multi-user Detection, Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1998.
- [22] P. Marsch and G. Fettweis, "A framework for optimizing the uplink performance of distributed antenna systems under a constrained backhaul," in Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC '07), pp. 975-979, Glasgow, Scotland, June 2007.
- [23] A. Sanderovich, O. Somekh, and S. Shamai, "Uplink macro diversity with limited backhaul capacity," in Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT '07), Nice, France, June 2007.
- [24] S. Khattak and G. Fettweis, "Distributed iterative detection in an interference limited cellular network," in Proceeding of the 65th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC '07), pp. 2349-2353, Dublin, Ireland, April 2007.
- [25] T. Weber, A. Ahrens, and S. Deng, "Decentralized interference cancellation in mobile radio networks," in Proceedings of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference (VVCNC '07), pp. 2190-2194, Kowloon, China, March 2007.
- [26] V. Kühn, "Combined MMSE-PIC in coded OFDM-CDMA systems," in Proceedings of Conference IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '01), vol. 1, pp. 231-235, San Antonio, Tex, USA, November 2001.
- [27] H. Zhang, N. B. Mehta, A. F. Molisch, J. Zhang, and H. Dai, "Joint transmission by cooperative base stations in multi-user MIMO cellular downlinks with asynchronous interference," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 7, no. 1, 2008.
- [28] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke, "Iterative decoding of binary block and convolutional codes," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 42, no. 2, pp. 429-445, 1996.
- [29] E. Zimmermann, S. Bittner, and G. Fettweis, "Complexity reduction in iterative MIMO receivers based on EXIT chart analysis," in Proceedings of the 4th International Symposium on Turbo Codes & Related Topics (ISTC '06), München, Germany, April 2006.
- [30] B. M. Hochwald and S. ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," IEEE Transactions

- on Communications, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, 2003.
- [31] W.-J. Choi, K.-W. Cheong, and J. M. Cioffi, "Iterative soft interference cancellation for multiple antenna systems," in Proceedings of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC '00), vol. 1, pp. 304-309, Chicago, Ill, USA, September 2000.
- [32] S. Lloyd, "Least squares quantization in PCM," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 28, no. 2, part 1, pp. 129-137, 1982.
- [33] J. Max, "Quantizing for minimum distortion," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 6, no. 1, pp. 7-12, 1960.
- [34] T. M. Cover and J. A. Thomas, Elements of Information Theory, John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 1991.
- [35] I. Land, P. A. Hoeher, and S. Gligorevic, "Computation of symbol-wise mutual information in transmission systems with LogAPP decoders and application to Exit charts," in Proceedings of the 5th International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC '04), pp. 195-202, Erlangen, Germany, January 2004.
- [36] J. Hagenauer, "The Exit chart," in Proceedings of the 12th European Signal Processing Conference (EUSIPCO '04), pp. 1541-1548, Vienna, Austria, September 2004.
- [37] S. ten Brink, "Convergence behavior of iteratively decoded parallel concatenated codes," IEEE Transactions on Communications, vol. 49, no. 10, pp. 1727-1737, 2001.
- [38] S. Golomb, "Run-length encodings," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 12, no. 3, pp. 399-401, 1966.
- [39] A. Gersho and R. M. Gray, Vector Quantization and Signal Compression, Kluwer Academic Publishers, Boston, Mass, USA, 1992.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para la detección de múltiples usuarios a través de una colaboración entre estaciones base, estando situadas las estaciones base en diferentes zonas geográficas y utilizando las estaciones base una detección iterativa distribuida como una técnica de mitigación de interferencias utilizando una sustracción iterativa de interferencias e intercambiando de manera iterativa datos detectados, mientras que se lleva a cabo una detección y descodificación separadas de sus flujos de datos recibidos, en el que entre las estaciones base la información procesada para sus terminales móviles asociados se intercambia en forma de relaciones de probabilidad, valores L, de la señal localmente detectada y de cantidades correspondientes relativas a estimaciones de señales perturbadoras procedentes de otras estaciones base representadas como bits programables cuantificados de manera no uniforme con respecto al número de niveles de cuantificación y el número de bits de cuantificación.
2. El procedimiento según la reivindicación 1,
caracterizado porque los niveles óptimos de reconstrucción y decisión para cuantificar los valores L se calculan a partir de los bits programables, donde una cuantificación final se genera a partir de los valores L que se han correlacionado mediante el valor $L = 2 \tanh^{-1}(\lambda)$ con A como el bit programable.
3. El procedimiento según la reivindicación 1,
caracterizado porque entre las estaciones base solo se intercambia la información procesada para sus terminales móviles asociados.
4. El procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores,
caracterizado porque se calculan las estimaciones locales de las fuentes de interferencia dominantes de al menos dos estaciones base.
5. El procedimiento según la reivindicación 4,
caracterizado porque se generan las estimaciones locales de las fuentes de interferencia dominantes de la mayoría de estaciones base, en el que las estimaciones locales se combinan después con sus copias recibidas independientes procedentes de otras estaciones base.
6. El procedimiento según la reivindicación 4 o 5,
caracterizado porque al menos algunas de las estimaciones locales se combinan con sus copias recibidas independientes procedentes de otras estaciones base.
7. El procedimiento según la reivindicación 6,
caracterizado porque la mayoría de las estimaciones locales se combinan con sus copias recibidas independientes procedentes de otras estaciones base.
8. El procedimiento según la reivindicación 7,
caracterizado porque todas las estimaciones locales se combinan con sus copias recibidas independientes procedentes de otras estaciones base.
9. El procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 4 a 8,
caracterizado porque se utilizan técnicas de cancelación de interferencias de única antena para generar las estimaciones locales de las fuentes de interferencia dominantes en cada estación base.
10. El procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores,
caracterizado porque solo se intercambian los bits programables que hayan cambiado de signo entre iteraciones.
11. Sistema de comunicaciones que puede establecer comunicaciones entre una pluralidad de dispositivos de comunicación,
caracterizado porque incluye medios para llevar a cabo el procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores.
12. Nodo lógico que puede implementarse en un sistema de comunicaciones según la reivindicación 11,
caracterizado porque incluye medios para llevar a cabo el procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10.

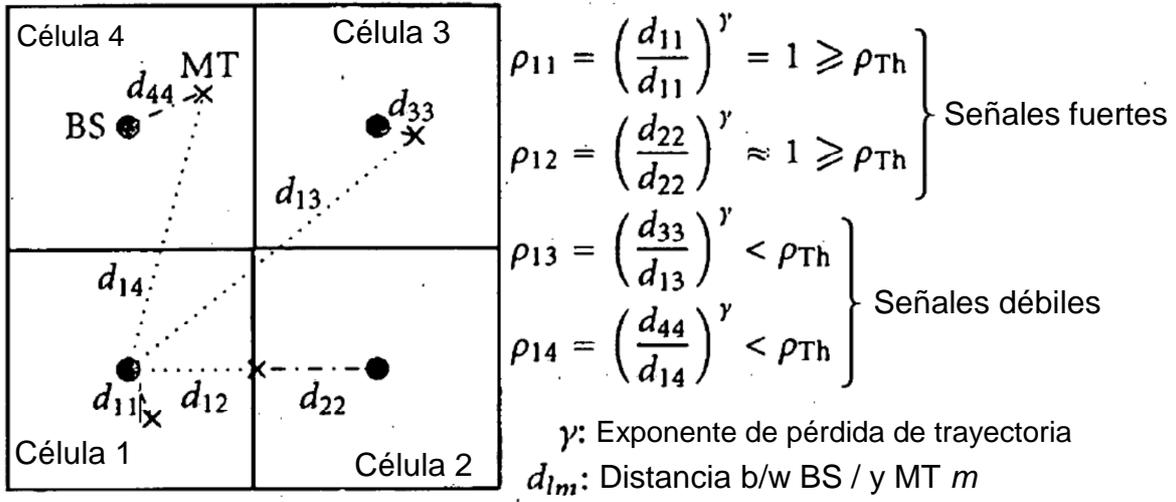


Figura 1

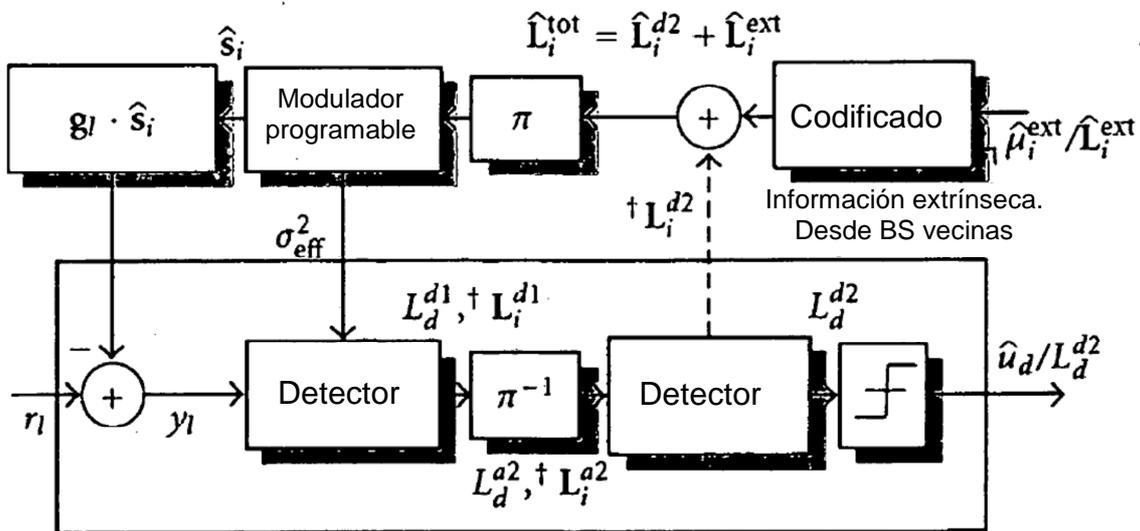


Figura 2

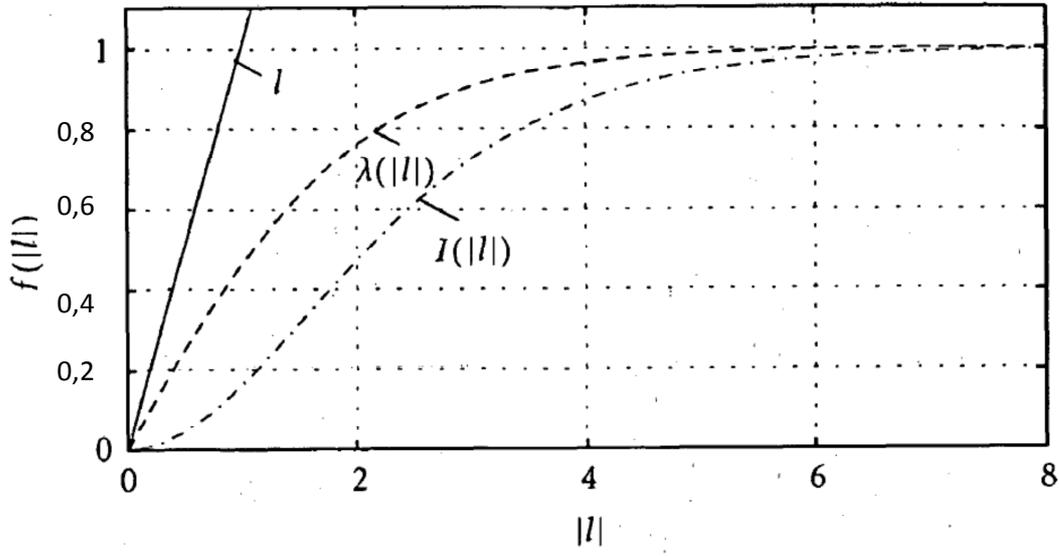


Figura 3

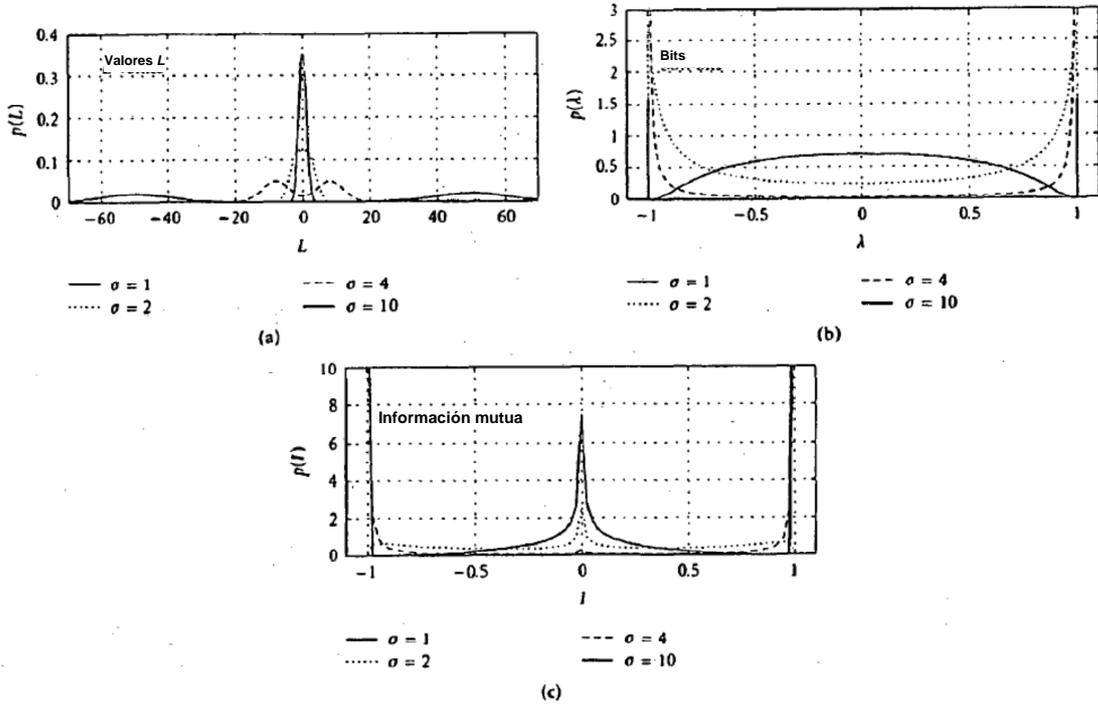


Figura 4

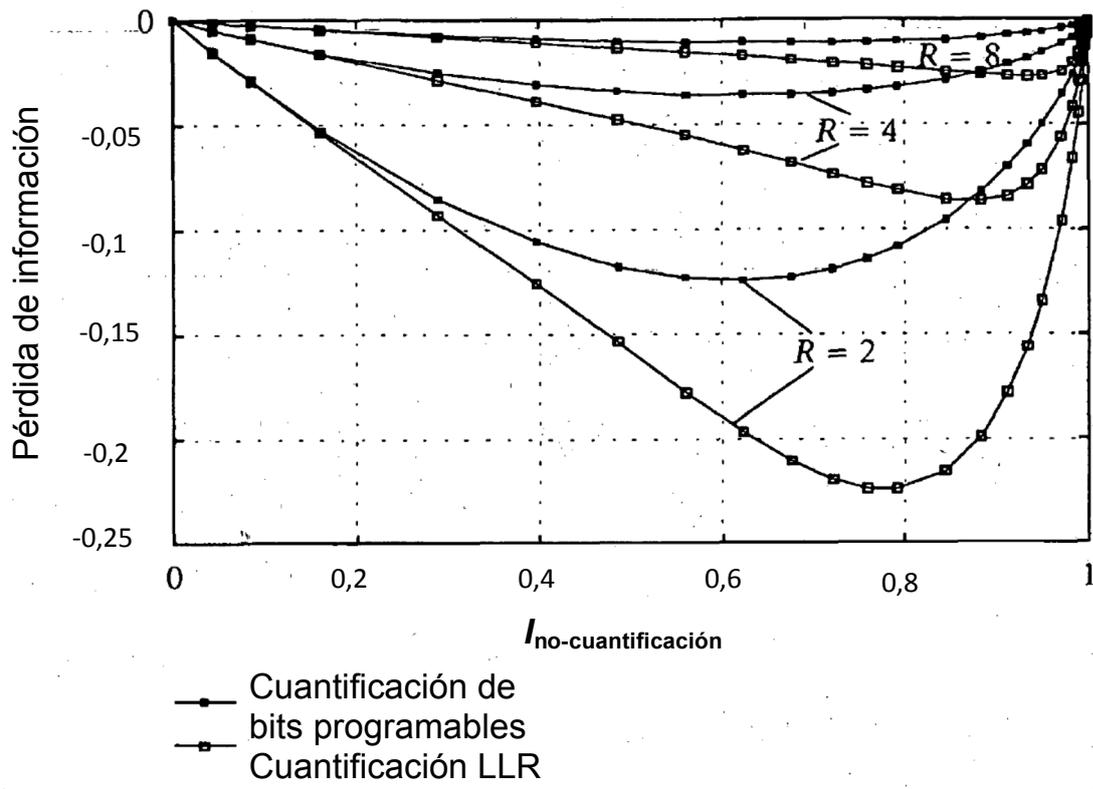


Figura 5

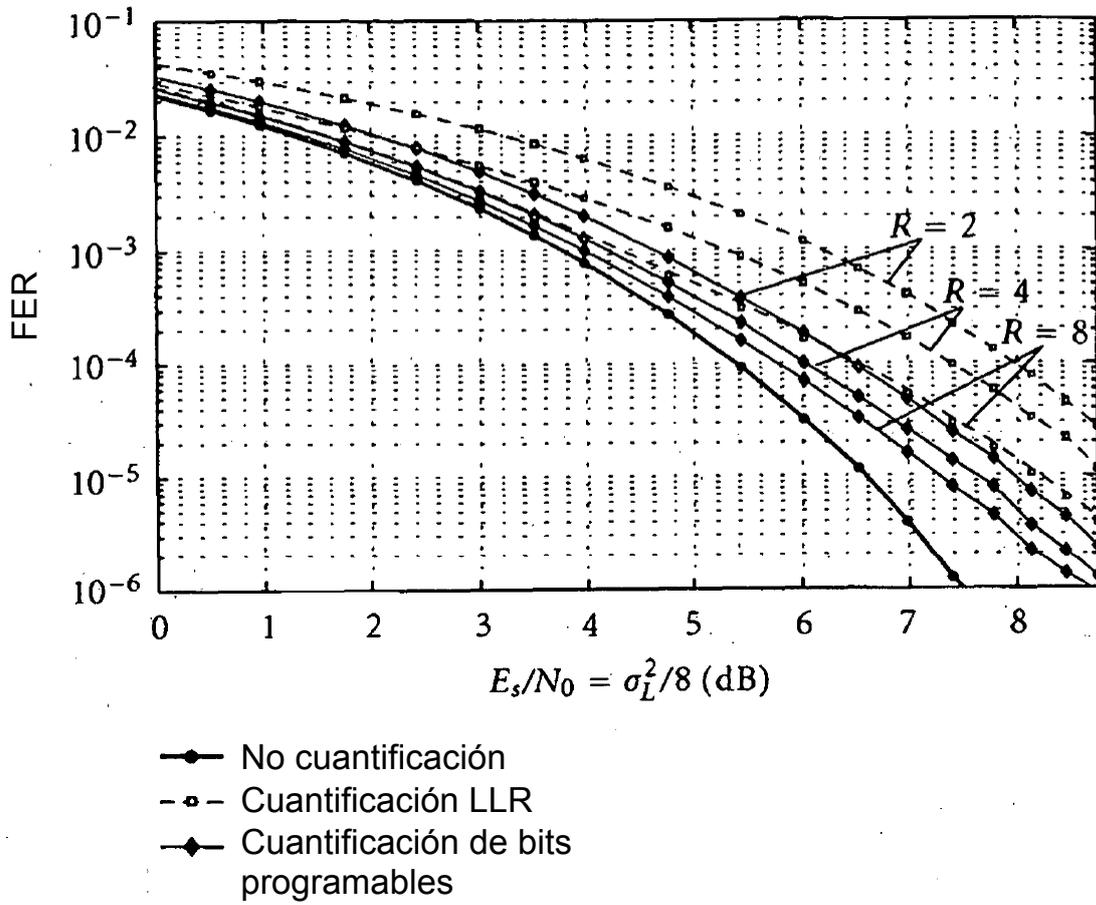


Figura 6

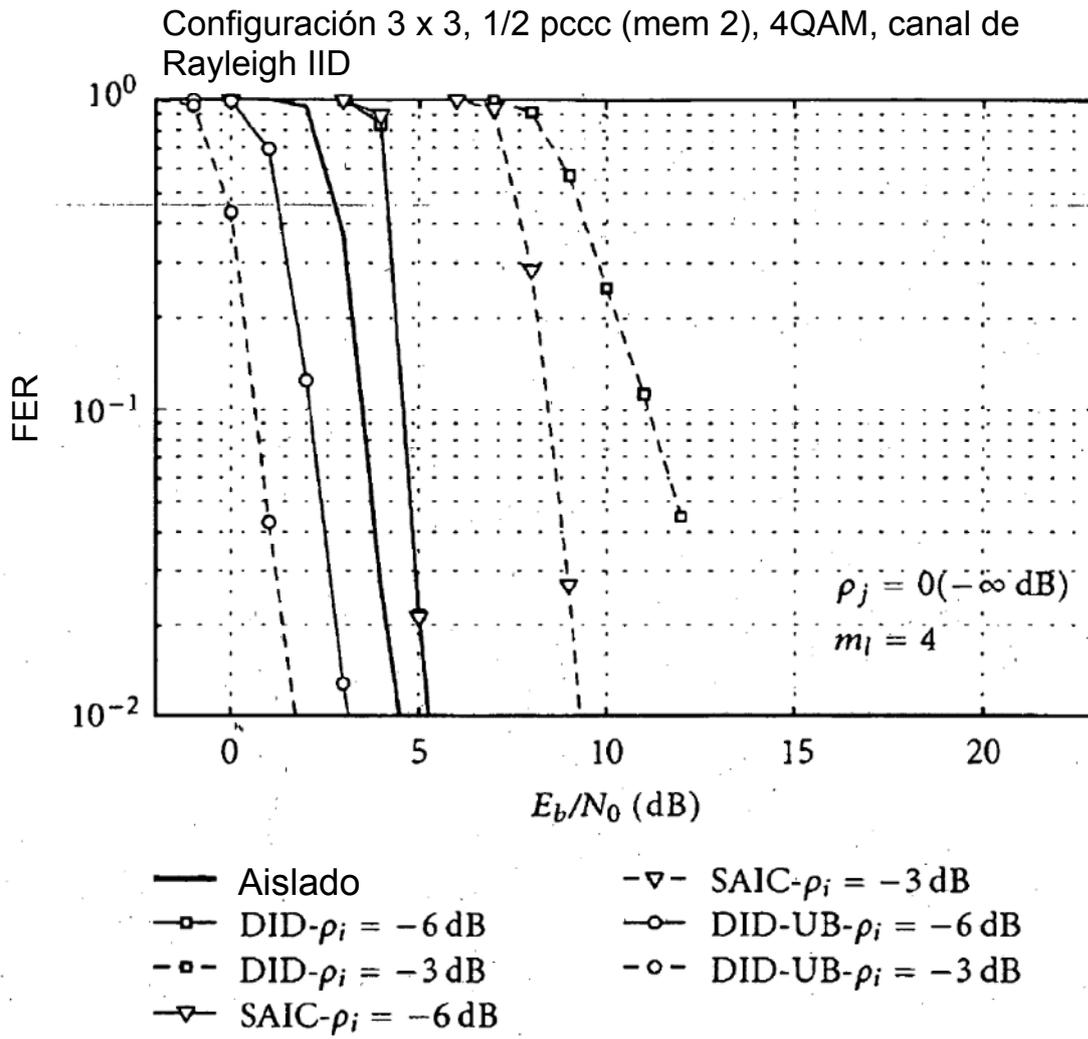


Figura 7

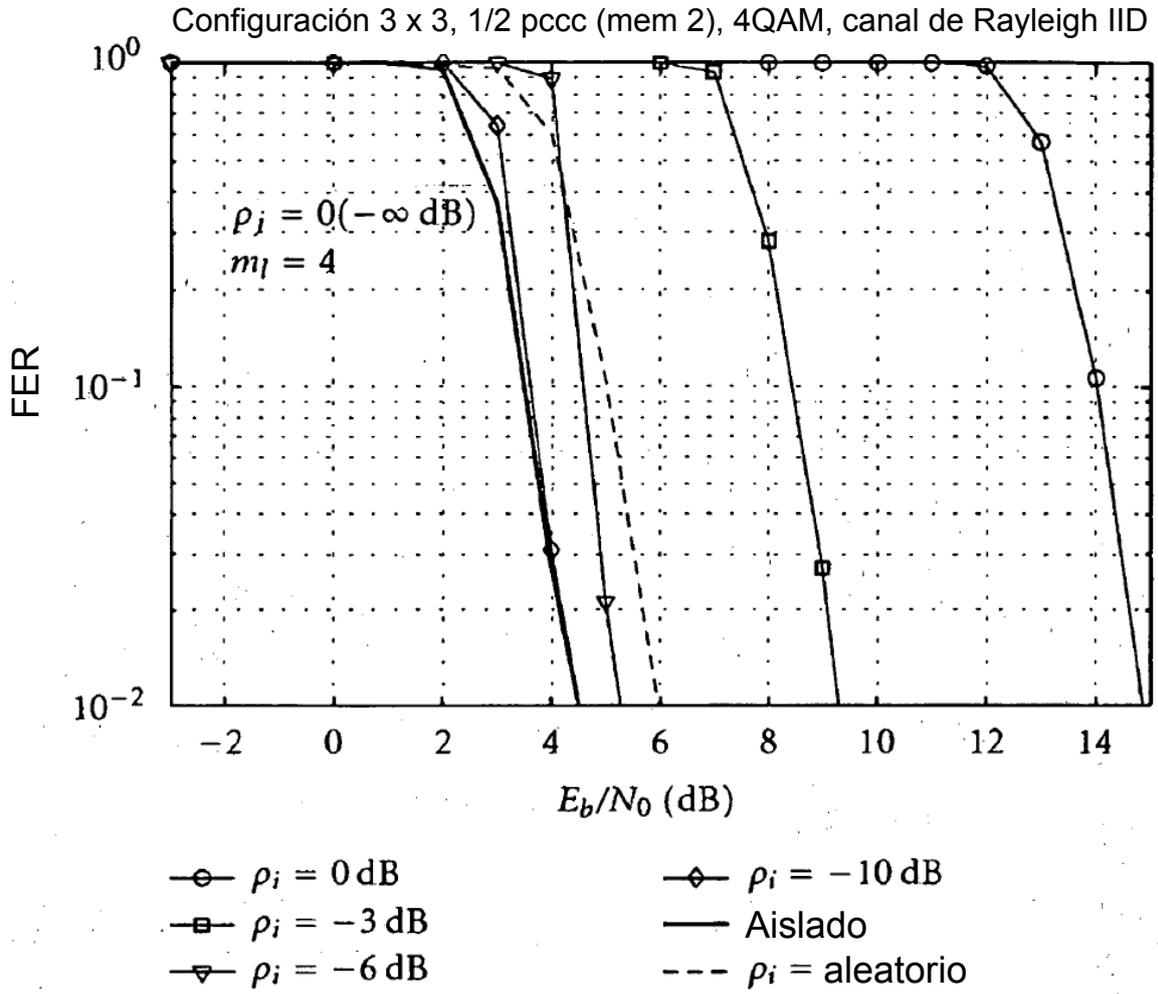


Figura 8

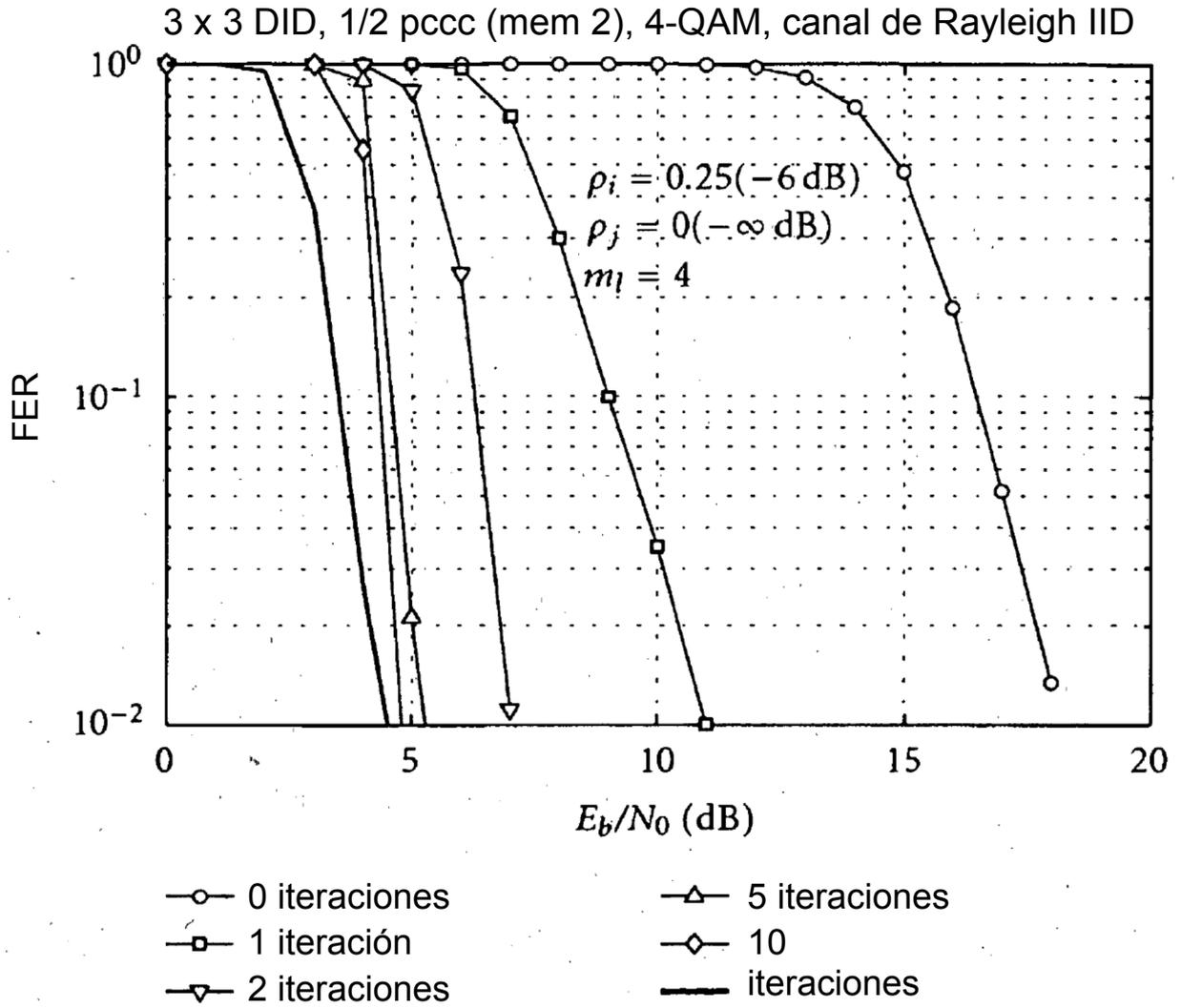


Figura 9

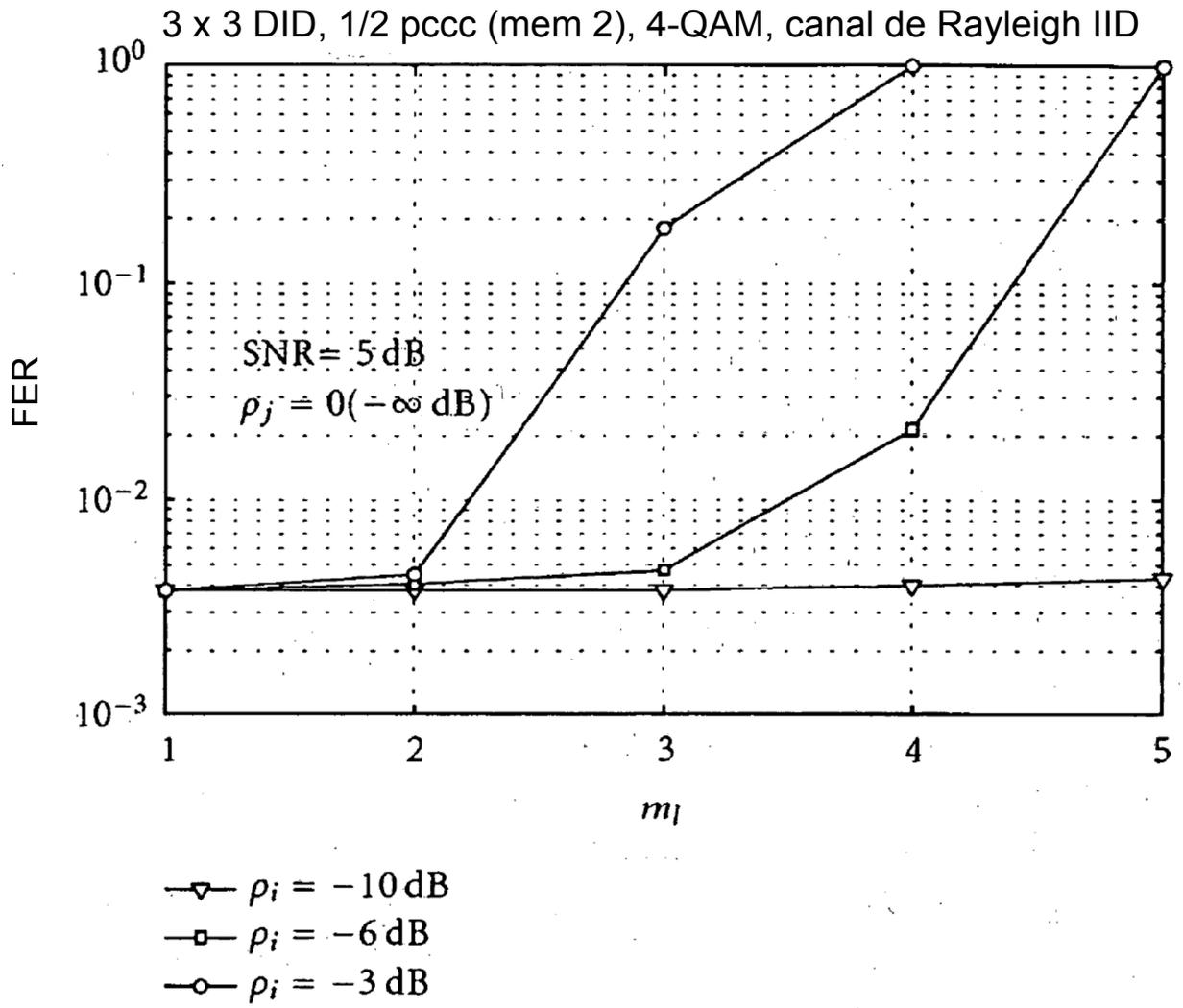


Figura 10

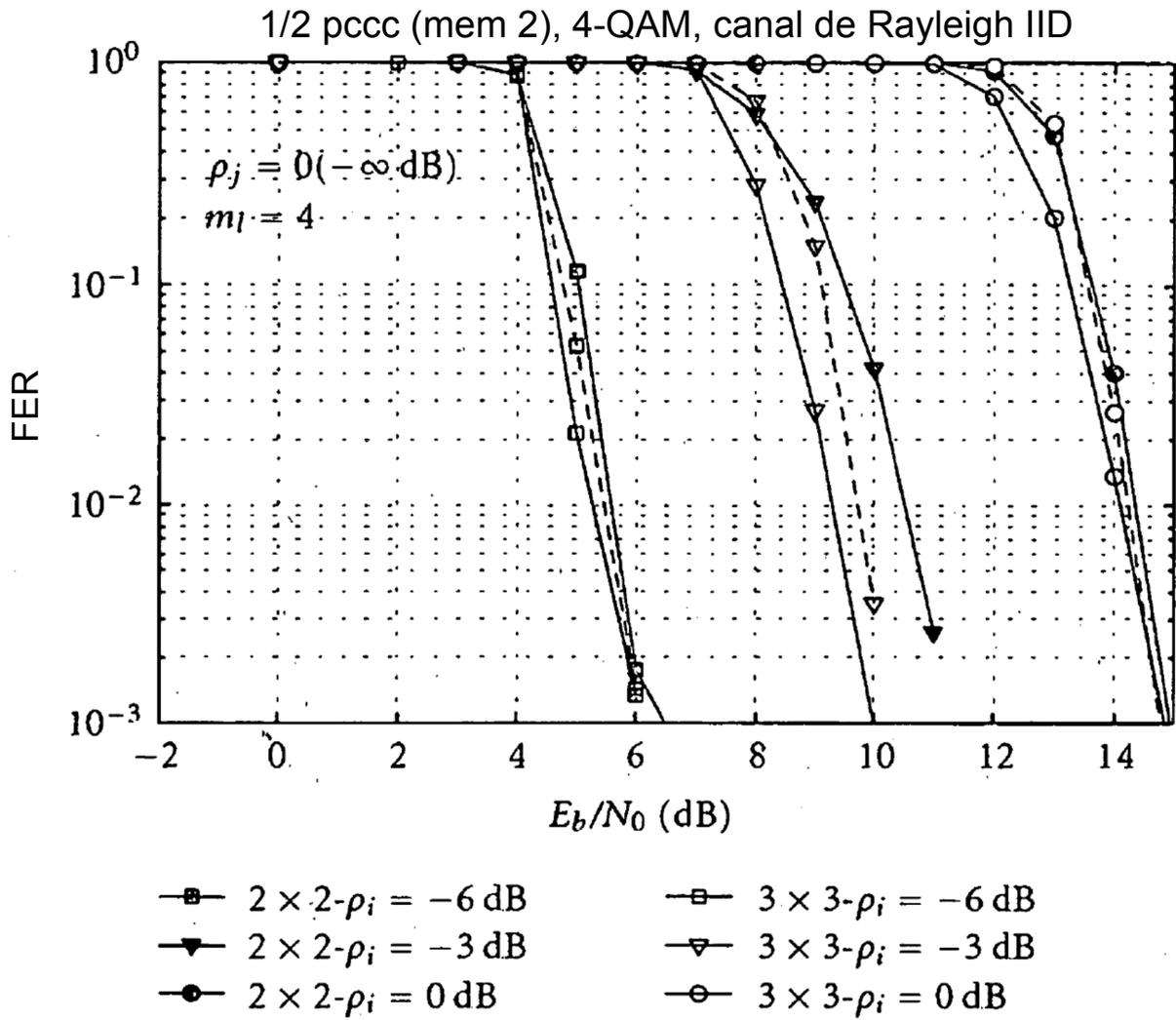


Figura 11

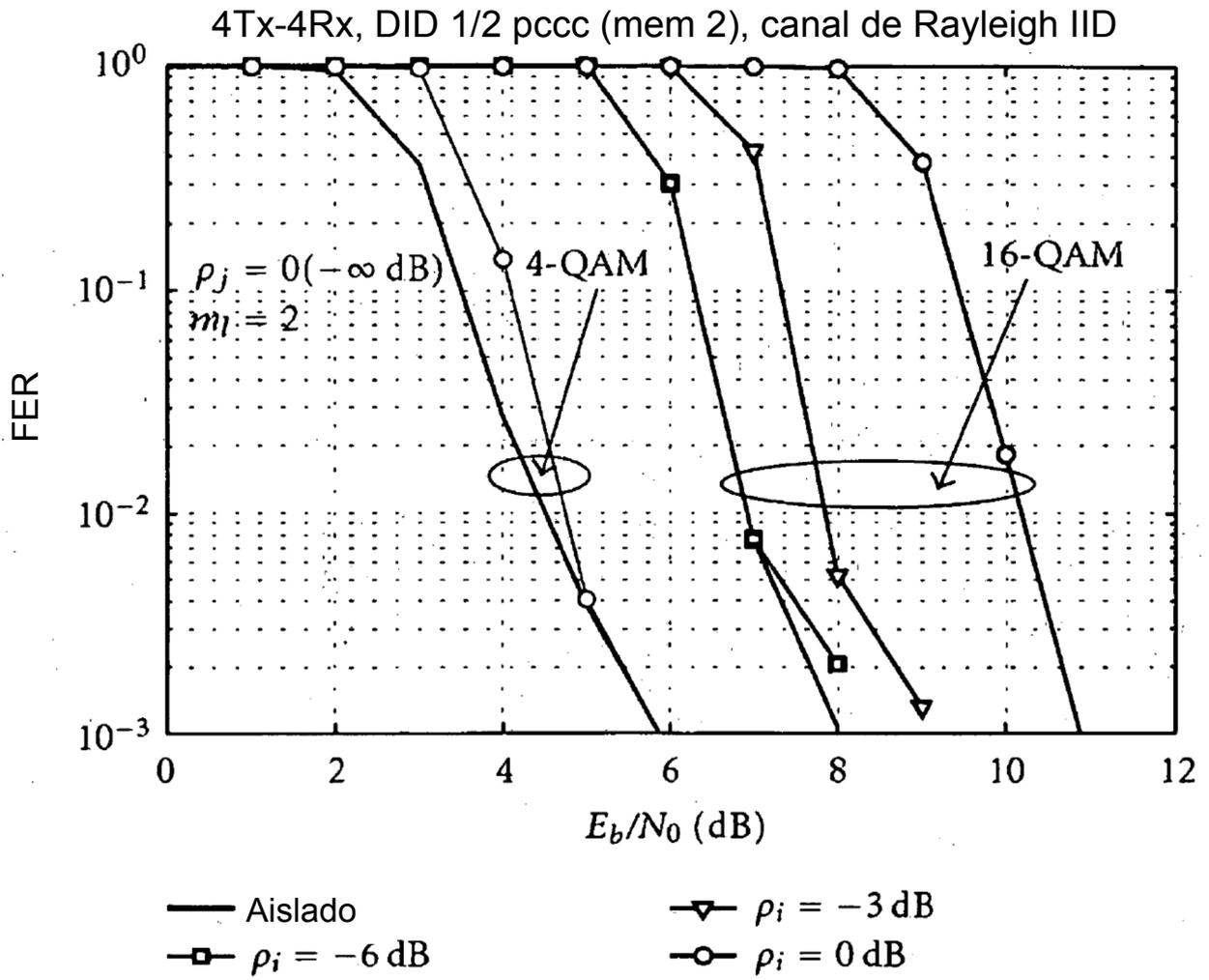


Figura 12

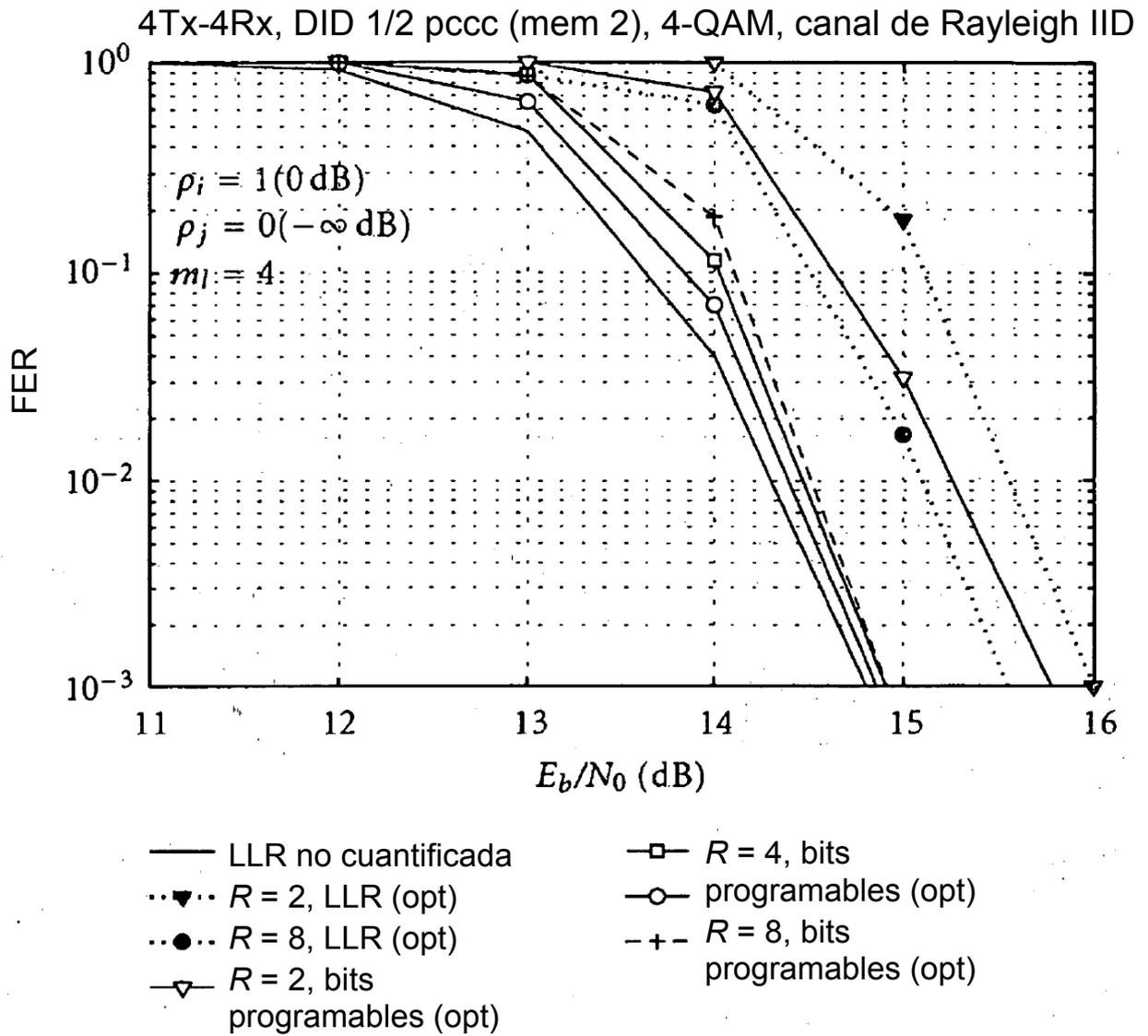


Figura 13

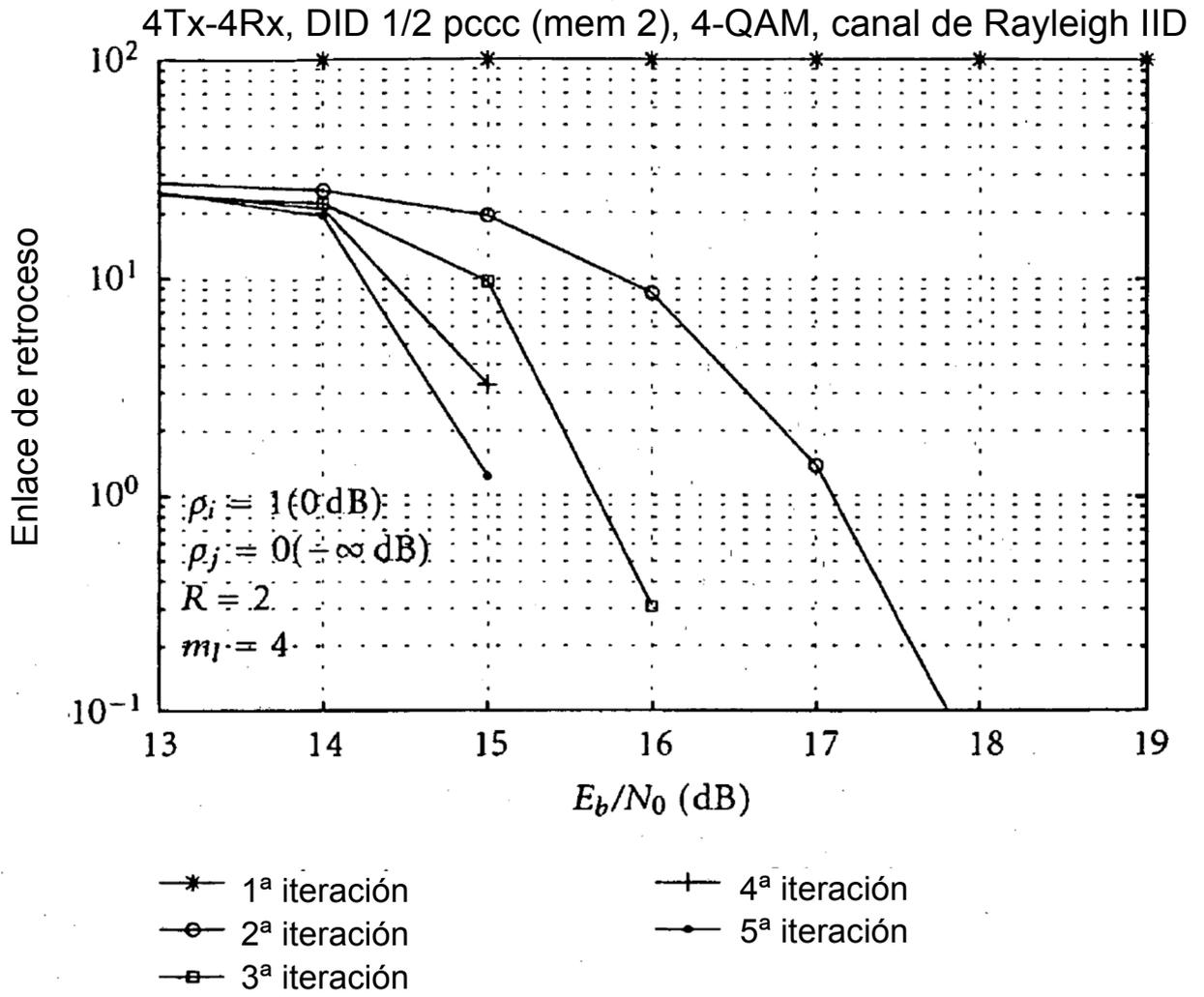


Figura 14

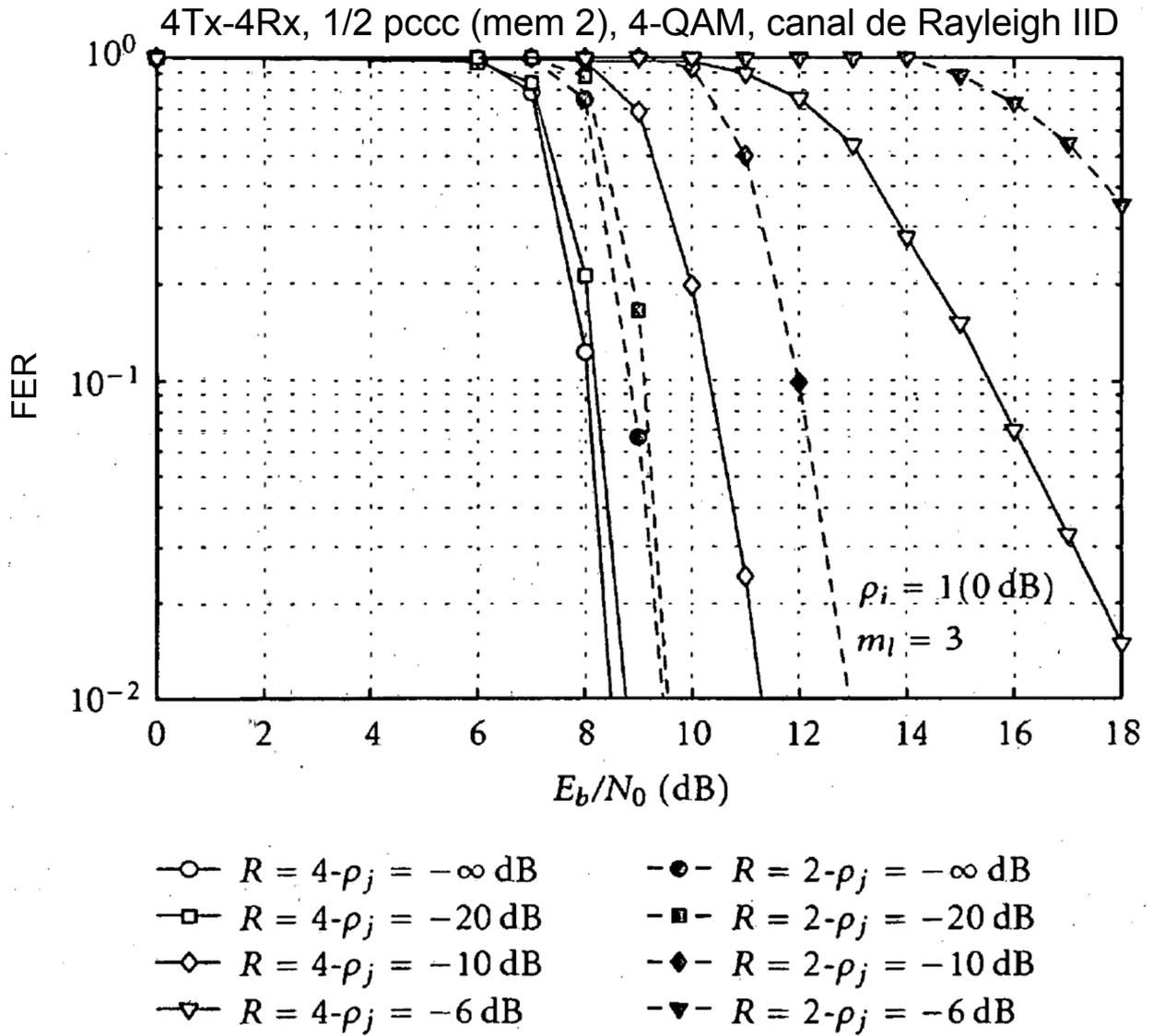


Figura 15

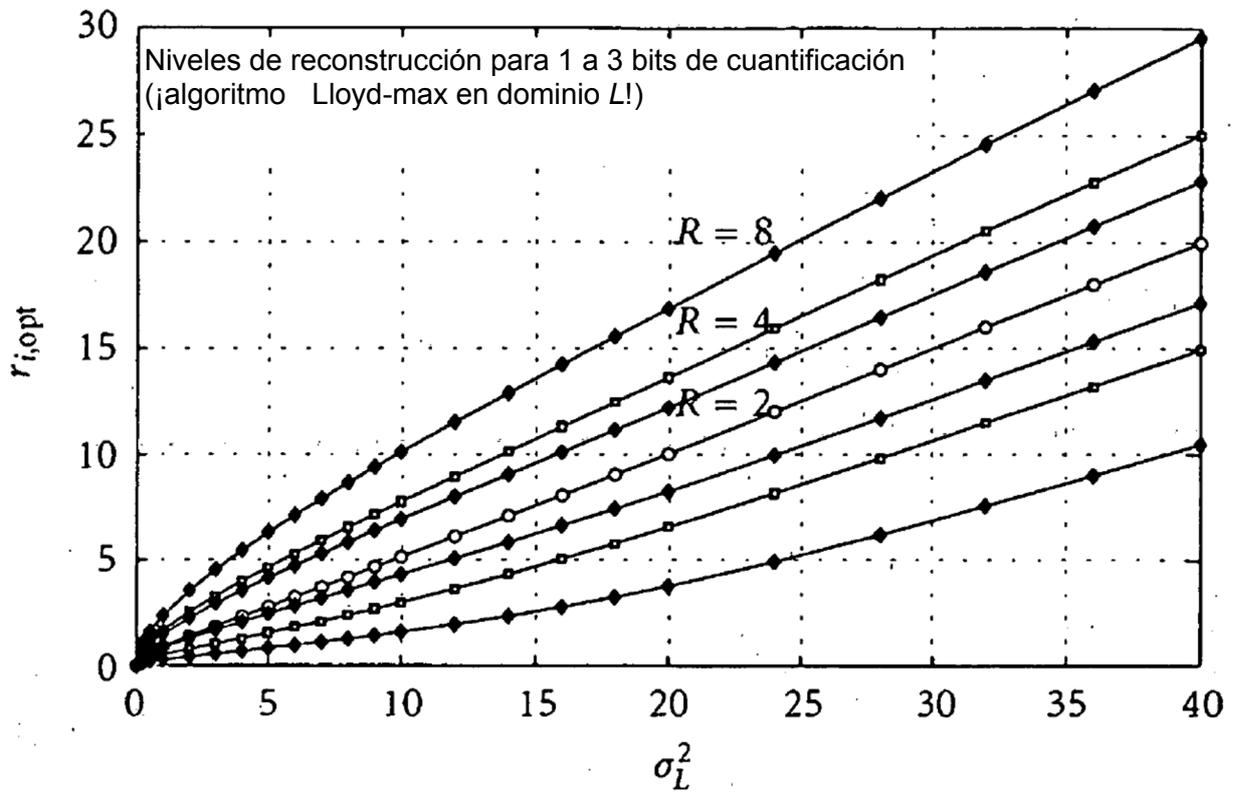


Figura 16

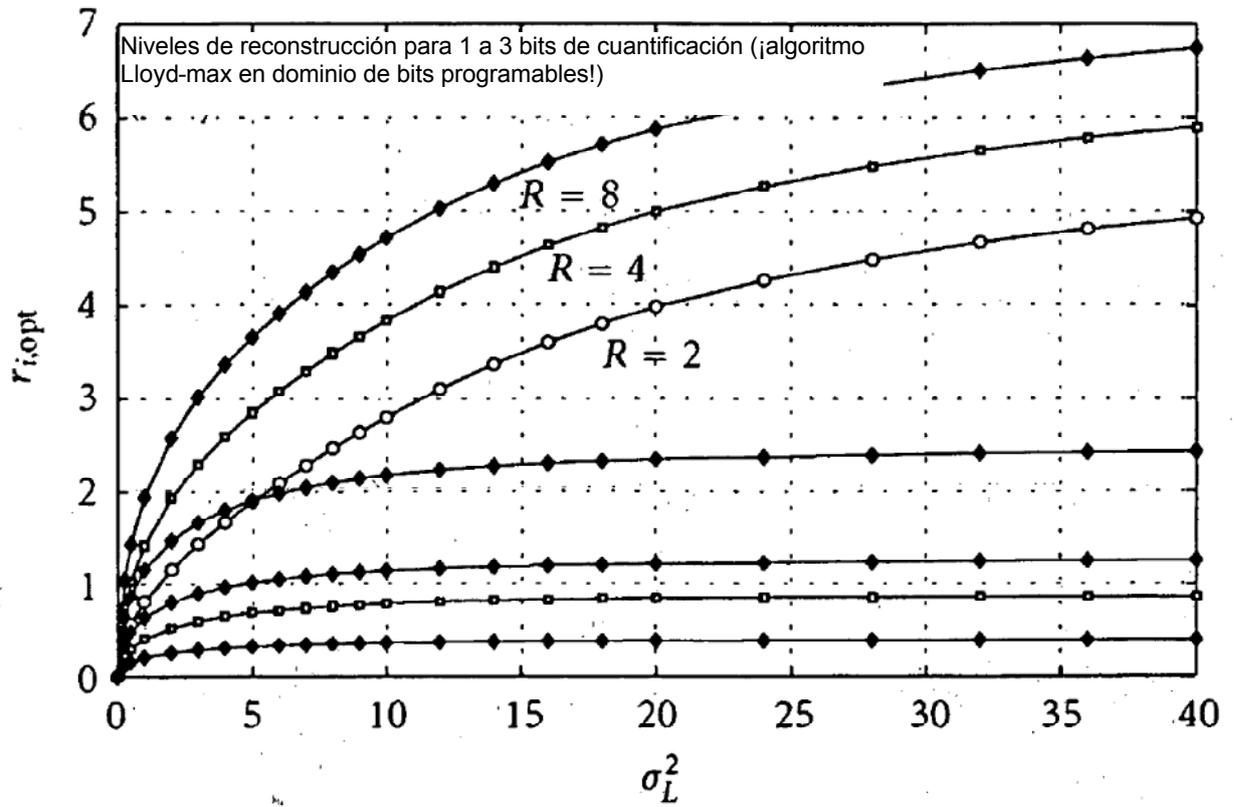


Figura 17

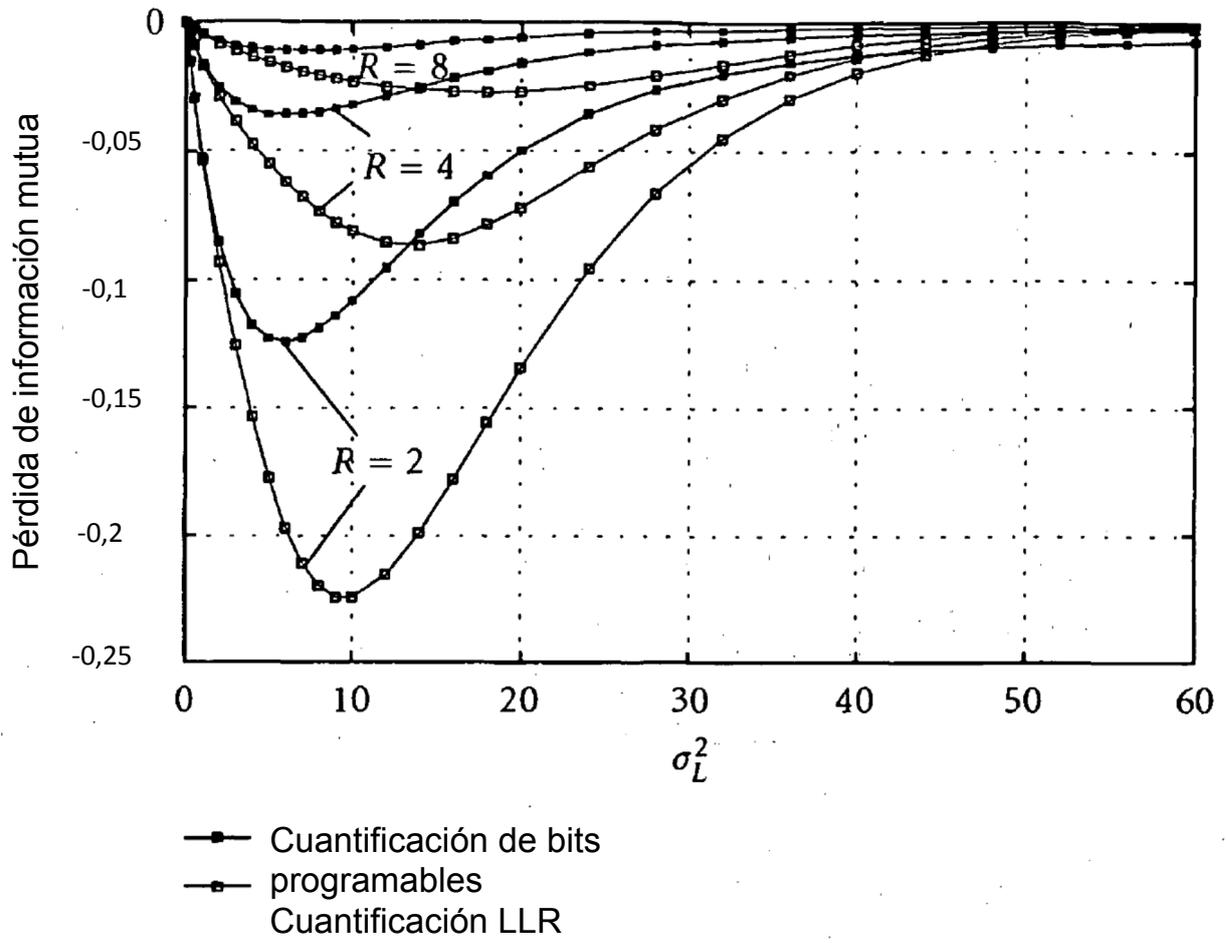


Figura 18