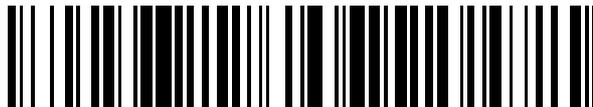


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 764 960**

51 Int. Cl.:

**H04B 1/7107** (2011.01)

**H04B 7/185** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **26.08.2008** E **08290801 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.10.2019** EP **2159926**

54 Título: **Métodos, aparatos y sistema para la comunicación de espectro ensanchado asíncrona**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**05.06.2020**

73 Titular/es:

**AGENCE SPATIALE EUROPEENNE (100.0%)**  
**8-10, RUE MARIO NIKIS**  
**75735 PARIS, FR**

72 Inventor/es:

**DEL RIO HERRERO, OSCAR y**  
**DE GAUDENZI, RICCARDO**

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

**ES 2 764 960 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

Métodos, aparatos y sistema para la comunicación de espectro ensanchado asíncrona

5 La invención se refiere a métodos, a aparatos y a un sistema para comunicación de espectro ensanchado asíncrona sobre un canal compartido.

En particular, la invención aplica al sector técnico de la comunicación por satélite entre terminales de usuario móvil y una o varias pasarelas a través de un enlace de satélite.

10 En las comunicaciones por satélite del futuro cercano, en particular en la banda S, se prevé la utilización de configuraciones diferentes al escenario unidireccional de referencia. En particular, una nueva gama de aplicaciones pueden beneficiarse de la banda S asignada a las comunicaciones de tierra-a-espacio, además del sentido espacio-a-tierra. Esto implica la implementación de un protocolo de comunicaciones bidireccionales, integrando  
15 completamente el protocolo de difusión unidireccional, y el desarrollo de una nueva arquitectura de sistema, y de los subsistemas relacionados.

En cualquier caso, las aplicaciones futuras se dirigirán a la utilización de terminales móviles, aprovechando la posibilidad de implementar antenas pequeñas en la banda S. Esto implica que dichas aplicaciones bidireccionales  
20 aprovecharían la integración con sistemas de posicionamiento (GPS/Galileo) que permiten información y servicios basados en localización, para los usuarios. El diseño de un enlace de retorno de mensajería por satélite móvil, simple y de bajo coste pero de alto rendimiento representa un reto técnico.

Un sistema de comunicación acorde con la invención está dirigido a proporcionar comunicaciones bidireccionales integradas capacitadas para difusión, compatibles con el protocolo IP y aprovechando lo máximo posible las  
25 comunicaciones y los estándares de difusión existentes, para la provisión de servicios de mensajería no en tiempo real desde y/o hacia un gran conjunto de terminales (del orden de millones).

La invención se dirige principalmente a mensajería no en tiempo real (recogida de datos o mensajería de textos cortos). En una aplicación de este tipo, los mensajes individuales tienen una longitud típica de unos pocos cientos de bytes, y una baja velocidad de bits (por ejemplo, de unos pocos kbps). El retardo de entrega debería ser de unos pocos segundos a unos pocos minutos (incluso más, si el terminal no está dentro de la visibilidad del satélite). El factor de actividad se estima de unas pocas decenas de kilobytes por usuario y día (por ejemplo, 100 mensajes de  
30 100 bytes = 10 KB), es decir, muy bajo.

Dicho ciclo de trabajo reducido hace eficiente la implementación del desafiante enlace de retorno (o enlace ascendente), debido a que:

- los bucles cerrados para sincronización de temporización, control de potencia, control de acceso (acceso múltiple por asignación bajo demanda - DAMA), etc... no pueden funcionar adecuadamente;
- las soluciones de acceso aleatorio ranurado, tales como Aloha ranurado o, el más recientemente propuesto, Aloha ranurado con diversidad de resolución de contienda (CRDSA, Contention Resolution Diversity Slotted Aloha) -del documento de patente EP1686746- deberían evitarse asimismo dado que requerirían una inaceptable sobrecarga de señalización.

Los protocolos de Aloha ranurado (SA, Slotted Aloha) se utilizan en sistemas TDMA (acceso múltiple por división de tiempo) con eficiencia y fiabilidad bajas. El caudal de la capa MAC (control de acceso al medio) es muy bajo para SA (caudal  $T=10^{-3}$  b/s/Hz para una tasa de pérdida de paquetes -PLR- de  $10^{-3}$ ). Se puede conseguir un caudal mayor relajando el requisito de PLR y, por lo tanto, requiriendo retransmisiones de paquetes. La sincronización de ráfagas de terminal es muy ineficiente para un número grande de terminales con un ciclo de trabajo de transmisión (muy bajo, tal como es el caso en las aplicaciones contempladas. De hecho, la sincronización de ranuras de ráfagas requiere una sobrecarga de señalización inaceptable en los enlaces tanto directo como de retorno. Finalmente, para SA el requisito de EIRP (potencia radiada de manera isotrópica efectiva) del terminal está relacionado con la velocidad de datos agregada del esquema de acceso múltiple TDMA, y no con la velocidad de bits del terminal individual, y esto penaliza las soluciones de terminal de bajo coste.

Los protocolos de Aloha ranurado son descritos, por ejemplo, por el documento "ALOHA Packet Systems with and Without Slots and Capture", ARPANET System Note 8 (NIC11290), junio de 1972.

El documento de G. L. Choudhury y S. S. Rappaport, "Diversity ALOHA - A random access Scheme for Satellite Communications", IEEE Trans. on Comm. Vol. COM-31, número 3, marzo de 1983, páginas 450 a 457, describe una versión mejorada de Aloha conocida como Aloha ranurado con diversidad (DSA, Diversity Slotted Aloha). El documento de patente EP1686746 y el documento de E. Casini, R. De Gaudenzi, O. del Rio Herrero, "Contention Resolution Diversity Slotted ALOHA (CRDSA): An Enhanced random access Scheme for Satellite Access Packet Networks", IEEE Trans. on Wireless Comm., volumen 6, número 4, abril de 2007, páginas 1408 a 1417, describe otra mejora del protocolo Aloha, conocida como Aloha ranurado con diversidad de resolución de contienda

(CRDSA). CRDSA permite aumentar el caudal MAC en un orden de magnitud con respecto a SA estándar, sin degradar la PLR.

Aloha de espectro ensanchado (SSA, Spread Spectrum Aloha), denominado asimismo Aloha ensanchado, es un protocolo de acceso aleatorio alternativo descrito en el documento de O. del Rio Herrero, G. Foti, y G. Gallinaro, "Spread-spectrum techniques for the provision of packet access on the reverse link of next-generation broadband multimedia satellite systems", IEEE Journal on Sel. Areas in Comm., volumen 22, número 3, páginas 574 a 583, abril de 2004. SSA muestra características potencialmente interesantes, dado que proporciona una mayor capacidad de caudal que SA o CRDSA para el mismo objetivo de PLR bajo condiciones iguales de acceso múltiple de potencia, y utilizando FEC (corrección de errores hacia delante) de capa física potente, es decir, del orden de  $G=0,45$  b/s/Hz para una proporción de pérdida de paquetes de  $10^{-3}$ ). Además, SSA permite el funcionamiento en un modo verdaderamente asíncrono. El EIRP del terminal Aloha ensanchado está en principio vinculado a la velocidad de datos del usuario individual, aunque se requiere potencia extra para combatir el auto-ruido CDMA. Asimismo, desde este punto de vista SSA proporciona ventajas en comparación con SA.

Sin embargo, el inconveniente principal de SSA es la alta sensibilidad al desequilibrio de potencia de portadora de acceso múltiple, perturbando el caudal del esquema (por ejemplo, una desviación estándar de potencia de portadora log-normal de 3 dB puede disminuir el caudal en varios órdenes de magnitud).

El principio básico del esquema de Aloha ensanchado es el siguiente: cuando un terminal de satélite tiene un paquete que transmitir, toma aleatoriamente una secuencia de ensanchamiento entre un conjunto predeterminado de secuencias, y una posible fase de código de ensanchamiento, y las transmite. La aleatorización de la temporización de códigos de secuencia de ensanchamiento de ráfagas de transmisión es particularmente importante en Aloha ensanchado ranurado, y requiere un número significativamente mayor de secuencias de ensanchamiento en comparación con Aloha ensanchado no ranurado, para conseguir rendimientos similares. El número de secuencias de ensanchamiento utilizadas en el sistema tiene un impacto directo sobre la complejidad del desmodulador de ráfagas de la pasarela (es decir, sobre el número de correladores requeridos).

Una característica importante del esquema SSA es que el caudal crece linealmente con la carga del canal hasta que se alcanza un punto de ruptura. Este comportamiento se puede explicar por el hecho de que los paquetes son descodificados satisfactoriamente hasta que la relación de señal/ruido más interferencia (SNIR, signal-to-noise plus interference ratio) del canal de acceso múltiple en la pasarela está por encima del umbral de la capa física. Cuando la SNIR se hace menor que un valor umbral, los paquetes ya no se pueden recuperar y el caudal colapsa. Este comportamiento se verifica si las señales emitidas por todos los usuarios llegan al desmodulador de ráfagas de la pasarela con la misma potencia; de lo contrario, el comportamiento real del sistema se desviará de este modelo simple.

El documento de patente WO 2007/051111 describe un sistema y un método para cancelación de interferencia en un sistema de comunicación de acceso múltiple, en particular utilizando CDMA.

El documento de patente US 5,537,397 describe un esquema de Aloha ensanchado en el que múltiples transmisores transmiten señales de datos utilizando idénticos códigos de ensanchamiento. Un único filtro adaptado de un receptor recibe todas las señales. Una señal de control de temporización de difusión retardada o avanza las temporizaciones de transmisores individuales para desfazar las señales entrelazadas. Un circuito de sustracción sustrae las señales primeras y más fuertes hasta que queda una sola señal, y a continuación reintroduce las señales sustraídas en el receptor. La secuencia de ensanchamiento de códigos idénticos utilizada en todos los transmisores y en el filtro adaptado se selecciona a partir de una clase específica de códigos, conocidos como secuencias de registro de desplazamiento de longitud máxima, con una longitud igual a  $2^n-1$  para valores enteros de n. El documento menciona la posibilidad de utilizar cancelación de interferencia sucesiva (SIC, successive interference cancellation) para aumentar el caudal, pero no se propone ninguna solución SIC práctica para el funcionamiento en modo de paquetes.

El documento de patente US 5,745,485 describe otra mejora de un esquema SSA, que comprende detección de señales de acceso múltiple utilizando un número pequeño de señales de ensanchamiento diferentes. La secuencia de ensanchamiento se selecciona dependiendo de una propiedad de la señal que se está transmitiendo, y no del transmisor, tal como en acceso múltiple por división de código (CDMA, Code Division Multiple Access). Múltiples transmisores pueden utilizar señales piloto y transmitir la señal de datos múltiple con secuencias de ensanchamiento seleccionadas. Una estación central recibe las múltiples señales de datos y detecta las múltiples señales de datos con filtros adaptados o correladores adaptados a las secuencias de ensanchamiento de código. Las salidas de los filtros adaptados o de los correladores pueden crear señales de control para desfazar las señales de datos transmitidas, avanzando o retardando el tiempo de transmisión de las múltiples señales de datos procedentes de los múltiples transmisores.

El documento de Patente US 6,625,138 se refiere a un método de transmisión de datos utilizado en un sistema de radio de tipo CDMA. Una estación base y equipos terminales intercambian datos, por lo menos en un modo de conmutación de paquetes, y un equipo terminal transmite a la estación base en un canal de acceso aleatorio una

señal de acceso aleatorio que comprende por lo menos un preámbulo y una parte de datos multiplicada por un código de ensanchamiento. Un conjunto predeterminado de códigos de ensanchamiento y secuencias de firma están almacenados en el equipo terminal, y cada secuencia de firma determina un código de ensanchamiento. El equipo terminal selecciona una secuencia de firma mediante un proceso aleatorio a partir del conjunto de secuencias de firma, y añade la secuencia de firma seleccionada al preámbulo de la señal de acceso aleatorio. Además, el equipo terminal utiliza el código de ensanchamiento correspondiente a la secuencia de firma seleccionada, en la parte de datos de la señal de acceso aleatorio. Se realiza cancelación de interferencia en la estación base de acuerdo con la secuencia de firma del preámbulo de la señal de acceso aleatorio recibida, de tal modo que por lo menos la interferencia provocada por la parte de datos recibida es eliminada de, por lo menos, otra señal recibida, con el fin de mejorar la detección. Igual que el documento de patente US 5,537,397 citado anteriormente, este documento no da a conocer ninguna solución práctica para realizar SIC con transmisión con ráfagas.

El documento de Patente US 7,065,125 describe una técnica de comunicación de acceso múltiple en la que una multitud de transmisores comunican con receptores utilizando señalización de espectro ensanchado de secuencia directa. Los códigos de secuencia directa son reutilizados por un gran número de transmisores simultáneos, de tal modo que el sistema se denomina acceso múltiple con reutilización de código ("CRMA", Code Reuse Multiple Access). Este método de reutilización requiere solamente un número pequeño de códigos de ensanchamiento con respecto al número de transmisores simultáneos, y puede utilizar tan sólo un código para todos los usuarios. No se requiere que los códigos de secuencia directa tengan propiedades especiales, tales como longitud máxima. Las longitudes de los códigos de ensanchamiento utilizados no están necesariamente relacionadas con el intervalo de bits o de símbolos. CRMA se puede implementar en un sistema de acceso múltiple de portadoras emparejadas ("PCMA", Paired Carrier Multiple Access), con o sin una estructura de receptor nueva que es descrita asimismo por el documento.

El documento de Xiang Feng, Yan Li, Guangguo Bi, "A CDMA-Slotted ALOHA broadband system for multiservices", IEEE 1998 International Conference on Universal Personal Communications, ICUPC '98, Florencia, Italia, 5 a 9 de octubre de 1998, volumen 2, páginas 1131 a 1135, muestra que CDMA puede ofrecer ventajas significativas en entornos inalámbricos, especialmente cuando se puede soportar gran capacidad y un amplio rango de velocidades de servicio. Este documento propone un sistema Aloha ranurado CDMA, en el que todos los transmisores utilizan la misma secuencia PN pero con diferentes fases de chip, y los paquetes pueden ser capturados y recibidos debido a la propiedad de autocorrelación de la secuencia PN. Los resultados de análisis y simulaciones muestran que el caudal de canal máximo de este sistema es mucho mayor que en los sistemas SA convencionales, y se pueden soportar múltiples servicios con QoS (calidad de servicio) garantizada.

El documento de Y. Tadokoro, H. Okada, T. Yamazato, A. Katayama, A. Ogawa, "A new packet detection scheme in CDMA unSlotted ALOHA system with successive interference cancellation", IEEE Global Telecommunications Conference, 2001, GLOBECOM '01, noviembre de 2001, San Antonio, TX, EE.UU., volumen 5, páginas 3173-3177, expone que la detección de paquetes es uno de los problemas más importantes en los sistemas de comunicación de paquetes. En un sistema Aloha no ranurado CDMA, la interferencia de acceso múltiple (MAI, multiple access interference) empeora el rendimiento de la detección de paquetes. Para reducir el efecto de la MAI, los autores proponen un nuevo esquema de detección de paquetes en el que se aplica cancelación de interferencia sucesiva (SIC). La señal del paquete se detecta después de la cancelación de la MAI utilizando SIC. Este esquema propuesto proporciona un buen rendimiento de la detección de paquetes. El documento se basa en la hipótesis muy estricta de un control de potencia ideal. Además, se supone que cada terminal de usuario utiliza una secuencia única, diferente.

En los documentos de Schelegel et al.:

- P. Kota, C. Schlegel, "A wireless packet multiple access method exploiting joint detection", IEEE International Conference on Communications, 2003, ICC '03, 11 a 15 de mayo de 2003, volumen 4, páginas 2985 a 2989; y
- C. Schlegel, R. Kempter, P. Kota, "A novel random wireless packet multiple access method using CDMA", IEEE Transactions on Wireless Communications, junio de 2006, volumen 5, edición 6, páginas 1362 a 1370;

se propone un nuevo esquema de acceso múltiple basado en paquetes para acceso de canal aleatorio sin conexión, no coordinado. El CDMA de paquetes aleatorios, o RP-CDMA, utiliza un nuevo formato de paquetes que consiste en una cabecera corta y una parte de datos. Cada cabecera es ensanchada con un único código de ensanchamiento que es idéntico para todos los usuarios y paquetes, mientras que la parte de datos de cada paquete es ensanchada mediante una secuencia de ensanchamiento elegida aleatoriamente. El receptor funciona en dos etapas: detección de cabecera y detección de datos. Para la detección de cabecera es suficiente un receptor de espectro ensanchado convencional. Las cabeceras se ensanchan con una ganancia de procesamiento lo suficientemente grande para permitir la detección incluso en interferencia severa. La parte de datos es descodificada con un receptor sofisticado, tal como un detector multiusuario, que permite la descodificación satisfactoria de paquetes activos solapados. Se muestra que el sistema RP-CDMA está limitado por la capacidad del detector, y que este puede superar significativamente los sistemas de Aloha ensanchado cuyo rendimiento está limitado por el mecanismo de colisión

de canal. RP-CDMA experimenta asimismo una tasa de retransmisión de paquetes mucho menor que la convencional o la de Aloha ensanchado, y proporciona mejores eficiencias espectrales.

5 El caudal de los esquemas de acceso aleatorio de la familia "Aloha" depende fuertemente de la carga del canal. Por lo tanto, se conoce por la técnica anterior el implementar un algoritmo de control de emisión a nivel del terminal de usuario con el fin de evitar la congestión del canal. Ver, por ejemplo, el documento de Simon S. Lam y Leonard Kleinrock, "Packet-Switching in a Multi-Access Broadcast Channel: Dynamic Control Procedures", IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-23, de septiembre de 1975, y el documento de patente de US 2003/0133409.

10 La invención se dirige a:

- proporcionar una manera de transmitir de manera muy eficiente y fiable, en tiempo casi real, paquetes de datos de pequeño tamaño con un ciclo de trabajo reducido;
- soportar una comunidad grande de usuarios de terminales de bajo coste fijos y móviles;
- 15 - minimizar la sobrecarga de señalización asociada; y
- reutilizar lo máximo posible los estándares existentes de formas de onda para aplicaciones del mercado de consumo.

20 En particular, la técnica de comunicación propuesta tiene una gran aplicación potencial en bandas L/S para:

- servicios de telemetría de vehículos (impuesto de circulación, seguros, asistencia en carretera);
- servicios de datos
- comunicación bidireccional de satélite móvil;
- difusión móvil;
- 25 - servicios de protección civil y de primera respuesta;
- publicación de balizas de socorro en caso de accidente;
- alerta de emergencias;
- monitorización de flujos de tráfico;
- monitorización ambiental
- 30 - combinación con aplicaciones GNSS;
- servicios dependientes de la ubicación;
- distribución de información en tiempo real sobre el tráfico en carretera;
- pago automático de peajes de autopistas o ciudades.

35 La invención se puede llevar a cabo asimismo en la banda Ku/Ka, y para aplicaciones tanto fijas como móviles.

De acuerdo con la invención, se pueden obtener sistemas de acceso aleatorio de alta capacidad, fiables y de bajo coste, mediante:

- 40 - explotar el desequilibrio de potencia para aumentar el rendimiento de la cancelación de interferencia sucesiva (SIC); y/o
- llevar a cabo un procesamiento específico de desmodulación/SIC en la pasarela, optimizando los rendimientos SIC para operaciones en modo de ráfagas permitiendo al mismo tiempo escalabilidad de la pasarela e implementación a bajo coste; y/o
- 45 - adoptar un esquema de control de transmisión de paquetes de bucle abierto inteligente basado en la recepción continua de señales de enlace descendente, reduciendo el desequilibrio de potencia de los paquetes de transmisión y maximizando la tasa de éxitos de transmisión; y/o
- dimensionar adecuadamente el margen de enlace del enlace ascendente para hacer que la relación de pérdidas por errores de paquetes residuales descienda de un valor deseado.

50 La ausencia de control de potencia de enlace ascendente permite una implementación simple de los terminales de usuario, desplazando la complejidad del procesamiento a la pasarela.

55 Un sistema de señalización acorde con la invención tiene una baja sobrecarga:

- se utiliza si un esquema de Aloha ensanchado permite la implementación de un verdadero sistema de acceso aleatorio, sin necesidad de sincronización de red/terminal;
- la congestión de enlace de retorno se puede evitar explotando un esquema de señalización de tono suave-ocupado;
- 60 - un esquema de acuse de recibo de enlace descendente inteligente puede reducir la sobrecarga de señalización de enlace directo.

Además, la solución propuesta se puede implementar fácilmente a partir de la interfaz aérea UMTS W-CDMA actual, y el enlace directo puede reutilizar estándares existentes de difusión móvil, tal como DVB-SH con sobrecarga de

señalización limitada. Por lo tanto, la invención permite la reutilización eficiente de estándares comerciales existentes.

5 El método de la invención es de implementación más simple que el protocolo RP-CDMA citado anteriormente, permitiendo al mismo tiempo conseguir una eficiencia espectral mucho mayor y una menor proporción de pérdida de paquetes.

10 De acuerdo con la reivindicación 1, un aspecto de la presente invención es un método de recepción de paquetes de datos transmitidos de manera asíncrona por una serie de terminales de usuario utilizando un protocolo de acceso al medio de Aloha ensanchado, que comprende una etapa de cancelación de interferencia sucesiva para cancelar interferencias entre paquetes en colisión; caracterizado por que dicha etapa de cancelación de interferencia sucesiva comprende:

- 15 a) almacenar muestras de señal recibidas en una memoria de procesamiento.
- b) llevar a cabo identificación de paquetes sobre las señales almacenadas en dicha memoria de procesamiento, dentro de una ventana de procesamiento deslizante;
- c) seleccionar uno entre los paquetes identificados, y cancelar las interferencias de dicho paquete con los otros datos recibidos, dentro de la ventana de procesamiento deslizante;
- 20 d) repetir la etapa c) para la totalidad o parte de los paquetes identificados en la etapa b); y
- e) desplazar la ventana de procesamiento mediante una etapa de desplazamiento que es más corta que la longitud global de dicha ventana de procesamiento, donde la longitud de dicha ventana de procesamiento (PW, processing window) deslizante es por lo menos igual a dos, y preferentemente a tres veces la longitud de un paquete de capa física emitido por dichos terminales de usuario;

25 donde la subetapa c) comprende:

- c0) clasificar los paquetes identificados mediante su relación de señal/ruido e interferencia;
- 30 c1) llevar a cabo estimación de canal asistida por datos, para el paquete seleccionado sobre el preámbulo, mediante un desmodulador de secuencia directa secuencia ensanchada DS/SS de ráfagas; y
- c2) llevar a cabo descodificación de corrección de errores hacia delante (FEC, forward error correction) del paquete seleccionado, y

35 donde la subetapa c) comprende además, si la FEC se considera satisfactoria después de una comprobación de redundancia cíclica (CRC, Cyclic Redundancy Check):

- c3) llevar a cabo estimación de canal asistida por datos mejorada, sobre todo el paquete;
- 40 c4) reconstruir dicho paquete en la banda base; y
- c5) realizar cancelación de interferencia mediante un procesador de cancelación de interferencia (ICP, interference cancellation processor).

Las realizaciones particulares de dicho método constituyen la materia de las reivindicaciones 2 a 4.

45 De acuerdo con la reivindicación 5, otro aspecto de la presente invención es un receptor de pasarela para recibir paquetes de datos transmitidos de manera asíncrona por una serie de terminales de usuario utilizando un protocolo de acceso al medio de espectro ensanchado, que comprende: una unidad frontal, para desmodular y digitalizar las señales recibidas; y una unidad de procesamiento de datos para llevar a cabo desmodulación de espectro ensanchado, descodificación y cancelación de interferencia; caracterizado por que dicha unidad de procesamiento de datos está adaptada para llevar a cabo un método de cancelación de interferencia según cualquiera de las anteriores reivindicaciones 1 a 4.

50 Un ejemplo de la invención es un método para controlar una transmisión de paquetes asíncrona desde un terminal de usuario que lleva a cabo comunicación bidireccional con una pasarela a través de un canal de comunicación de acceso múltiple, caracterizado por que comprende: estimar un parámetro indicativo de la calidad de la transmisión de información a través del canal de comunicación, en base a los datos emitidos por dicha pasarela y recibidos por dicho terminal de usuario a través de dicho canal; e inhibir la transmisión de datos mediante dicho terminal de usuario siempre que dicho parámetro estimado sea indicativo de una calidad de transmisión insuficiente, de acuerdo con un criterio variable de forma adaptativa.

60 Otro aspecto de la invención es un método para llevar a cabo comunicación asíncrona bidireccional entre un receptor de pasarela y una serie de terminales de usuario utilizando un protocolo de acceso al medio Aloha ensanchado no ranurado, que comprende una etapa de transmitir paquetes de datos desde por lo menos un mencionado terminal de usuario, y una etapa de recibir paquetes de datos transmitidos en dicho receptor de pasarela, caracterizado por que:

65

la etapa de recibir paquetes de datos transmitidos se realiza de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4; y

la etapa de transmitir paquetes de datos incluye una subetapa para controlar la transmisión de paquetes asíncrona, que comprende:

- 5 - estimar un parámetro ( $SNR(t_k)$ ) indicativo de la calidad de la transmisión de información a través del canal de comunicación, en base a los datos emitidos por dicha pasarela y recibidos por dicho terminal de usuario a través de dicho canal; e
- 10 - inhibir la transmisión de datos por dicho terminal de usuario siempre que dicho parámetro estimado sea indicativo de una calidad de transmisión insuficiente, de acuerdo con un criterio variable de forma adaptativa.

Dicho método constituye la materia de la reivindicación 6, mientras que las reivindicaciones 7 a 14 se refieren a realizaciones particulares del mismo.

Otro ejemplo más de la invención es un terminal de usuario, caracterizado por que comprende medios de control de transmisión adaptados para llevar a cabo la subetapa de control de paquetes asíncronos, según la reivindicación 6.

Otro aspecto más de la invención es un sistema de comunicación según la reivindicación 15, que comprende una serie de terminales de usuario móviles que comunican con, por lo menos, una pasarela a través de un canal de satélite utilizando un protocolo de acceso al medio de espectro ensanchado asíncrono, sin control de potencia de bucle cerrado, caracterizado por que dichos terminales de usuario comprenden medios de control de transmisión adaptados para llevar a cabo la subetapa de control de paquetes asíncronos según la reivindicación 6; y cada mencionada pasarela comprende un receptor de pasarela según la reivindicación 5.

De acuerdo con la reivindicación 16, dicho sistema de comunicación puede comprender además medios para detectar una situación de congestión del canal de satélite, y emitir una señal de congestión en consecuencia; y dichos terminales de usuario comprenden medios de control de transmisión adaptados para llevar a cabo el método según cualquiera de las reivindicaciones 11 a 14.

De acuerdo con la reivindicación 17, el margen de enlace para dichos terminales de usuario se puede dimensionar con el fin de conseguir una tasa de errores de paquete (PER, Packet Error Rate) de fondo deseada.

Resultarán evidentes características y ventajas adicionales de la invención a partir de la siguiente descripción, tomada junto con los dibujos adjuntos, que muestran:

- La figura 1, un diagrama de bloques de una posible implementación de un receptor de pasarela, de acuerdo con una realización de la invención;
- la figura 2, el principio en que se basa un proceso SIC, de acuerdo con una realización de la invención;
- 40 - figuras 3a y 3b, gráficos de la función de densidad de probabilidad de SNIR en la pasarela para un sistema CDMA a modo de ejemplo, para potencia equilibrada y no equilibrada, respectivamente;
- la figura 4, un gráfico de ROC (Receiver Operating Characteristics, características operativas del receptor), de dicho sistema CDMA a modo de ejemplo, para varias longitudes de la integración coherente del correlador, suponiendo una longitud de preámbulo de 128 símbolos;
- 45 - las figuras 5a y 5b, gráficos de la probabilidad de colisión de código para varias longitudes de paquete y cargas normalizadas MAC, suponiendo una (figura 5a) y dos (figura 5b) secuencias de ensanchamiento, respectivamente;
- las figuras 6a, 6b y 6c, gráficos que muestran el rendimiento de SIC para un sistema de comunicación CDMA modo de ejemplo, suponiendo una longitud de estimación de canal dirigida por decisión de 48
- 50 símbolos de carga útil;
- las figuras 7a, 7b y 7c, gráficos que muestran el rendimiento de SIC para el mismo sistema de comunicación CDMA a modo de ejemplo, suponiendo una longitud de estimación de canal dirigida por decisión de 192 símbolos de carga útil;
- 55 - la figura 8, un gráfico que representa la probabilidad de que un paquete esté por debajo del umbral FEC, en función del margen de enlace neto para diferentes valores de la desviación estándar de la distribución estadística del nivel del ruido más la interferencia;
- las figuras 9a y 9b, rendimientos simulados de FEC turbo 3GPP para dos diferentes tamaños de bloques de bits de información en la entrada FEC (100 y 1280 bits, respectivamente);
- las figuras 10a y 10b, los rendimientos MAC analíticos para un sistema Aloha ensanchado, con o sin SIC;
- 60 - las figuras 11a y 11b, la dependencia analítica del rendimiento MAC con el nivel de ruido térmico para un sistema Aloha ensanchado mejorado, de acuerdo con la invención (con SIC);
- las figuras 12a y 12b, una comparación de resultados analíticos y de simulación de los rendimientos MAC del sistema de Aloha ensanchado, sin SIC;
- 65 - las figuras 13a y 13b, una comparación de resultados analíticos y de simulación para rendimientos MAC de un sistema de Aloha ensanchado mejorado, de acuerdo con la invención (sin SIC);

- las figuras 14a y 14b, dos gráficos que muestran la incidencia de control de potencia imperfecto sobre los rendimientos MAC de un sistema de Aloha ensanchado, sin SIC;
- las figuras 15a y 15b, dos gráficos que muestran la incidencia del control de potencia imperfecto sobre los rendimientos MAC de un sistema de Aloha ensanchado mejorado, de acuerdo con la invención (sin SIC);
- la figura 16, un gráfico que representa la dependencia de la PLR con el número de iteraciones SIC en un sistema de Aloha ensanchado mejorado, de acuerdo con la invención;
- la figura 17, un diagrama de bloques de un terminal de usuario; y
- la figura 18, un gráfico que muestra la determinación adaptativa del umbral de SNIR para control de transmisión de paquetes de enlace ascendente.

Un esquema de acceso aleatorio acorde con una realización de la invención se basa en un esquema Aloha ensanchado "mejorado" (E-SSA), que explota técnicas de cancelación de interferencia optimizadas para el modo de transmisión de paquetes. Este esquema proporciona un caudal superior comparado con SA o SSA estándar, y una robustez mejorada frente a un desequilibrio de potencia en la pasarela.

Tal como se ha explicado anteriormente, la idea de llevar a cabo cancelación de interferencia dentro de un esquema SSA se ha dado ya a conocer en la técnica anterior. Sin embargo, falta la implementación de un método SSA práctico, en un sistema de comunicación multiusuario de espectro ensanchado, con ráfagas, de la clase aquí considerada.

De acuerdo con una realización de la invención, las muestras de señal recibidas se almacenan en el desmodulador de ráfagas de la pasarela en una memoria deslizante. Cuando los paquetes entrantes son descodificados satisfactoriamente en la pasarela, sus muestras de señal son generadas y restadas de la memoria deslizante (cancelación de interferencia sucesiva o SIC). La implementación de este mecanismo en la pasarela mejora significativamente los rendimientos del esquema, dado que los paquetes entrantes experimentan un nivel de interferencia menor en el desmodulador de ráfagas. El esquema puede mejorarse adicionalmente implementando un receptor iterativo que procesa toda la memoria deslizante cada vez que se descodifica satisfactoriamente un nuevo paquete y se elimina su interferencia.

Un posible diagrama de bloques funcional del desmodulador E-SSA en la estación de la pasarela se muestra en la figura 1. La señal de frecuencia intermedia (IF, intermediate frequency) que sale de la unidad frontal FEU de radiofrecuencia de la pasarela es filtrada en paso banda, convertida a digital mediante muestreo IF, convertida digitalmente a banda base con separación de componentes I-Q y almacenada en una memoria de procesamiento digital PM. Entre los datos almacenados en esta memoria, aquellos que están situados dentro de la ventana de procesamiento deslizante PW (ver la figura 2) serán procesados a la vez. La ventana de procesamiento deslizante PW tiene un tamaño de  $2WN^{\text{chip}}$  muestras reales (se supone que se almacenan muestras I-Q), donde  $N^{\text{chip}}$  corresponde al número de chips por símbolo y W corresponde al tamaño de la ventana en símbolos, para el proceso de recepción de paquetes y cancelación de interferencia. El tamaño de la ventana W se puede optimizar para que sea el valor más pequeño posible que proporcione un buen rendimiento. Habitualmente, W debería ser por lo menos tres veces la longitud de los paquetes de capa física, en símbolos. El principio del mecanismo de ventana deslizante se muestra en la figura 2: se lleva a cabo SIC sobre las señales almacenadas en la memoria de procesamiento PM y que están situadas dentro de la ventana de procesamiento deslizante PW; a continuación dichas señales son desplazadas mediante una etapa de desplazamiento  $\Delta T_w$ , que es más corta que la longitud global de dicha ventana deslizante (o, equivalentemente, la ventana se desplaza dejando las señales en su posición). Dado que la etapa de desplazamiento  $\Delta T_w$  es más corta que la longitud global de la memoria deslizante, algunas señales ya procesadas se mantienen dentro de la ventana después del desplazamiento.

Por ejemplo, la figura 2 muestra que los paquetes de datos 1 a 7 y parte de los paquetes 8, 9 y 10 son procesados durante la etapa (k-1). A continuación, la ventana de procesamiento se desplaza: los paquetes 1 y 2, y parte de los paquetes 3, 4 y 5, salen de la ventana, mientras que las partes faltantes de los paquetes 8, 9 y 10, el paquete 11 y parte de los paquetes 12 a 14 entran en la misma. Los paquetes 6 y 7 serán procesados en la etapa (k-1). Sin embargo, si no han sido descodificado satisfactoriamente en la etapa (k-1), tendrá lugar un nuevo intento en la etapa k. En caso de que los paquetes 6 y 7 hayan sido procesados satisfactoriamente en la etapa (k-1) y eliminados de la memoria de procesamiento, entonces estos paquetes ya no se procesan en la etapa k dado que ya no se contienen en la memoria.

Habitualmente, la etapa de desplazamiento  $\Delta T_w$  tiene una longitud comprendida entre 1/3 y 1/2 de la longitud global de la ventana.

Cabe señalar que las muestras de señal recibidas siguen llegando durante el procesamiento de datos; por lo tanto, se deberán desechar las muestras ya procesadas. Habitualmente, esto se realizará implementando la memoria de procesamiento PM en forma de una memoria deslizante que tiene una capacidad igual a la de una ventana de procesamiento llena (W) más una etapa de desplazamiento  $\Delta T_w$  (expresada en símbolos).

En cada etapa de ventana, se lleva a cabo un proceso de recepción de paquetes y cancelación de interferencia. Este proceso se puede resumir como sigue:

- 5                   - En primer lugar, se identifican los paquetes de datos mediante una detección de preámbulo (buscador de preámbulo PS en la figura 1) y se clasifican por su SNIR.

Los paquetes detectados y los paquetes clasificados en esta primera etapa son procesados comenzando por el de SNIR más alta, de siguiente modo:

- 10                   - se lleva a cabo estimación de canal asistida por datos, para el paquete seleccionado, sobre el preámbulo mediante un desmodulador de DS/SS (secuencia directa secuencia ensanchada) de ráfagas, que es asimismo responsable de recuperar la información de carga útil de los paquetes recibidos;
- se lleva a cabo descodificación FEC del paquete seleccionado; si la descodificación FEC se considera satisfactoria después de CRC (comprobación de redundancia cíclica), entonces:
- 15                               (a) se lleva a cabo estimación de canal asistida por datos mejorada (frecuencia portadora, fase, amplitud, temporización) sobre todo el paquete recuperado;
- (b) el paquete detectado se reconstruye en banda base (bloque de regeneración DS/SS de ráfagas RG); y
- 20                               (c) se lleva a cabo cancelación de interferencia a mediante un procesador de cancelación de interferencia ICP.

Las etapas de procesamiento se iteran un número predeterminado de veces ( $N_{max}$ ), a continuación la ventana de procesamiento se desplaza. El número de iteraciones predeterminado se ajusta como el valor más alto compatible con el procesamiento en tiempo real de las señales recibidas. Este proceso iterativo es particularmente útil para el transitorio inicial cuando el algoritmo SIC está convergiendo y alcanzando condiciones de régimen estacionario, para los casos en los que el desequilibrio de potencia entre paquetes es alto (por ejemplo, desviación estándar  $\sigma \geq 3$  dB) o cuando la carga del sistema está forzando al descodificador a funcionar a tasas de errores de trama muy altas ( $FER' \approx 10^{-1}$ ). En la práctica, una vez se alcanza la condición SIC de régimen estacionario, se pueden limitar las iteraciones SIC a un valor menor (por ejemplo, no mayor de tres veces por encima de una posición de ventana determinada). Sin embargo, se sugiere mantener un número mayor de iteraciones (por ejemplo, de 5 a 7) para permitir una rápida recuperación después de una situación de sobrecarga, y un procesamiento más eficiente bajo condiciones de alto desequilibrio de potencia.

35                   Todas las operaciones anteriores se llevan a cabo bajo el control del controlador de desmodulador de pasarela GDM.

Es importante señalar que, suponiendo que el sistema es estable y se descodifican satisfactoriamente paquetes con una baja tasa de pérdida de paquetes (por ejemplo,  $PLR \cdot 10^{-3}$ ), la ventana de procesamiento PW contiene en cualquier momento una serie de paquetes que han sido ya recuperados en una etapa anterior (por ejemplo, los paquetes 3 a 7 en la etapa k-1), y cuyas interferencias han sido ya canceladas. Esto significa que los paquetes que llegan primero en cada etapa de ventana (por ejemplo, los paquetes 8 y 9 para la etapa de ventana k) están afectados por un nivel de interferencia menor que los paquetes que llegan posteriormente; por lo tanto, son los mejores candidatos para recepción de paquetes y cancelación de interferencia inicial. En promedio, gracias al mecanismo de ventana deslizante, los paquetes experimentan la mitad de interferencia que en los métodos de procesamiento de la técnica anterior.

Se debe resaltar que la señal IF de entrada, una vez convertida a digital y almacenada puede ser procesada tanto en una plataforma de hardware compuesta de FPGA (Field Programmable Gate Arrays, matrices de puertas programables in situ) reprogramables como en dispositivos de DSP (Digital Signal Processing, procesamiento de señal digital), o en una plataforma basada en software. De hecho, la unidad de procesamiento de datos DPU del receptor de pasarela GW se puede implementar ventajosamente en la forma de una plataforma de software compuesta por un grupo de ordenadores interconectados por una interfaz de alta velocidad a la memoria digital, y entre los mismos. Esto permite una implementación de desmodulador de pasarela modular de bajo coste. En este enfoque, las funcionalidades que generan mayor demanda de procesamiento son la detección de paquetes y los subsistemas de descodificación turbo. Se puede contemplar algún coprocesador de hardware para optimizar las capacidades informáticas de una plataforma basada en software.

60                   Para varias aplicaciones, es necesario que el receptor envíe un mensaje de acuse de recibo a la pasarela. Esto puede contribuir significativamente a la carga del canal de enlace descendente. Esto es particularmente cierto en aplicaciones de difusión móvil, donde la capacidad de señalización de enlace directo es muy limitada. Por lo tanto, es ventajoso implementar un esquema inteligente de acuse de recibo. De acuerdo con realizaciones particulares de la invención, cuando sea posible se deberían utilizar técnicas de acuse de recibo específicas sobre la capa de aplicación, en lugar de acuses de recibo individuales de la capa MAC. En particular:

65

- Cuando el retardo entre transmisión y acuse de recibo no es crítico, puede ser ventajoso esperar hasta que el terminal esté bajo cobertura terrestre antes de enviar un acuse de recibo;
- Algunas aplicaciones pueden enviar mensajes a la estación central de manera periódica; en este caso, la central puede enviar un acuse de recibo acumulativo o un acuse de recibo negativo selectivo, por ejemplo, una vez cada 10 mensajes.
- Las aplicaciones de grupo pueden enviar varias veces la misma información a la central (por ejemplo, como resultado de una solicitud de grupo). En estos casos, se puede enviar un único acuse de recibo para el grupo, en lugar de acusos de recibo individuales para cada mensaje individual recibido, dado que la totalidad de dichos mensajes pueden contener la misma información.

Se describirán en detalle etapas particulares de un método para recibir paquetes de datos, según la invención. Para hacer la invención más concreta, se hará referencia a un sistema de comunicación por satélite a modo de ejemplo, cuyas características principales se resumen en la tabla I siguiente, donde:

- FL y RL significan enlace directo (enlace descendente) y enlace de retorno (enlace ascendente), respectivamente.
- HPA significa amplificador de alta potencia;
- C/I significa relación de portadora frente a interferencia de la antena de satélite; y
- G/T significa ganancia de antena de terminal de usuario sobre relación de temperatura de ruido.

Tabla I: parámetros del sistema a modo de ejemplo:

Parámetro	Valor para FL	Valor para RL
Órbita de satélite	GEO	GEO
Frecuencia portadora	2 GHz	2 GHz
Ancho de banda total	15 MHz	15 MHz
Patrón de reutilización de frecuencia	3	1 o 3
Haces de antena de satélite	6	6
G/T de antena de satélite	N/d	12 dB/K
Máxima potencia de RF EIRP por haz	62-65 dBW	N/d
Potencia máxima ST HPA de mensajería	N/d	1 W
Ganancias de antena Rx/Tx ST	4 dBi	4 dBi
G/T ST de cielo despejado	-20 dB/K	N/d
C/I de otros haces	12 dB	10 dB
Interferencia de otros sistemas	N/d	N/d
Técnica de transmisión digital	TDM o OFDM	N/d
Funcionamiento de red de una sola frecuencia	No	No
Técnica de acceso múltiple	N/d	DS-CDMA
Modulación	QPSK	BPSK
Tasa de codificación	Configurable según DVB-SH	1/3
Velocidad de chips	N/d	3,84 Mcps
Ancho de banda de portadora	5 MHz	5 MHz
Tamaño de la carga útil de paquete	12800 bits	100-1280 bits
Umbral AWGN $E_b/(N_0 + I_0)$	Según DVB-SH	1,4 dB

El sistema en el enlace directo (FL, forward link) implementa el estándar DVB-SH, que puede estar basado en TDM o en OFDM: ver el estándar europeo de difusión (series de telecomunicaciones) de video digital (DVB, Digital Video Broadcasting) ETSI EN 302 583 V1.1.0 (2008-01) "Framing structure, channel coding and modulation for Satellite Services to Handheld devices (SH) below 3GHz". Se recomienda usar la versión TDM del DVB-SH (SH-B) o la versión no de red de única frecuencia OFDM (SH-A) del OFDM (SH-A) en el enlace directo, debido a que el funcionamiento OFDM SFN podría no permitir que el protocolo de enlace ascendente de paquetes funcione adecuadamente. El sistema en el enlace de retorno (RL) es una adaptación de los estándares terrestres inalámbricos 3G (3GPP): ver 3GPP TS 25.104 v3.14.0, "Radio transmission and Reception (FDD); Release 1999", marzo de 2007. Se debe observar que el tamaño de paquete de carga útil de enlace de retorno sugerido es de 1280 bits, aunque para el tiempo de la simulación, la mayoría de los siguientes resultados se refieren a 100 bits.

La detección (o identificación) de paquetes es la primera etapa de procesamiento del método descrito anteriormente, después del almacenamiento de los datos recibidos en la memoria de procesamiento.

Además, la detección de paquetes es una etapa crítica, dado que el desmodulador será inicialmente capaz de detectar el paquete que puede ser decodificado con alta fiabilidad, es decir, muy pocas probabilidades de detecciones perdidas en condiciones de mucha interferencia. De hecho, debido a la alta carga MAC conseguida por el esquema propuesto, la unidad de adquisición de paquetes inicial funcionará en condiciones mucho peores que un desmodulador CDMA normal. Como consecuencia, este aspecto merece una discusión detallada, comenzando por una revisión de la técnica anterior.

En el sector de RACH (Radom Access CHannel, canal de acceso aleatorio) UMTS terrestre, se requiere una típica relación de densidad espectral de potencia por chip  $E_c$  frente a ruido más interferencia  $N_t = N_0 + I_0$  ( $E_c/N_t = -26$  dB, para adquisición de preámbulo con un 90 % de probabilidad de detección. Ver el documento de J.-W. Chung, Il-Soon-Jang, Y-G. Jeong, "Effect of Code Acquisition Design Parameters in the IMT-2000 System", 52nd Vehicular Technology Conference, IEEE VTS-Fall VTC 2000, volumen 4, páginas 1627-1631 volumen 4, Boston, MA, EE.UU.

Se proporciona un análisis completo de capa MAC UMTS RACH en el documento de I. N. Vukovic, T. Brown, "Performance analysis of the random access channel (RACH) in WCDMA", Vehicular Technology Conference, VTC 2001, primavera de 2001, volumen 1, páginas 532-536, donde se muestra que, gracias al mecanismo de canal de acceso aleatorio específico implementado en W-CDMA 3GPP, la capacidad resultante es significativamente mayor que en el caso de Aloha ranurado. La razón para esto es que la fase de preámbulo proporciona de manera efectiva capacidad de detección de portadora. En otras palabras, si un preámbulo no es acusado, el mensaje no será enviado y se asume que el propio preámbulo no corrompe la transmisión del mensaje en curso. Desafortunadamente, este mecanismo de detección de portadora no puede ser aplicado a un sistema por satélite.

En relación con el entorno específico de satélite, se investigaron adaptaciones W-CDMA 3GPP en el documento de D. Boudreau, G. Caire, G. E. Corazza, R. De Gaudenzi, G. Gallinaro, M. Luglio, R. Lyons, J. Romero-Garcia, A. Vernucci, H. Widmer, "Wideband CDMA for the Satellite Component of UMTS/IMT-2000" IEEE Trans. on Vehic.Technology, volumen 51, número 2, marzo de 2002, páginas 306-330. Las diferencias principales con el caso de adquisición de enlace directo residen en el hecho de que el preámbulo se transmite solamente una vez, y entonces es necesario que la probabilidad de detección perdida se mantenga mucho más baja.

En este documento, se ha adoptado una estrategia de cruce de umbral; los resultados de simulaciones indican que con un preámbulo de 48 símbolos de longitud (en lugar de 16, tal como en 3GPP) se consiguen unas buenas características operativas del receptor (ROC, Receiver Operating Characteristic) a una relación de densidad espectral de potencia por símbolo ( $E_s$ ) frente a ruido más interferencia  $N_t$ ,  $E_s/N_t = 0$  dB, que corresponde a  $E_c/N_t = -24$  dB. Para la presente aplicación, sería necesario un preámbulo mayor de por lo menos 128 símbolos o 32.768 chips para funcionar a  $E_c/(N_0 + I_0) = -30$  dB; semejante preámbulo extendido representaría una sobrecarga demasiado alta comparada con la parte de información útil del paquete, es decir, 300 símbolos (estos valores se basan en el sistema de ejemplo descrito anteriormente). Por esta razón, se sugiere un tamaño mayor de la carga útil del paquete (por ejemplo, 1280 bits).

Otro aspecto a considerar son las posibles ventajas de utilizar una unidad de adquisición de paquetes de tasa constante de falsas alarmas de máxima probabilidad (CFAR ML), en lugar de un enfoque de cruce de umbral. Ver, por ejemplo, el documento de R. De Gaudenzi, F. Giannetti, M. Luise, "Signal Recognition and Signature Code Acquisition in CDMA Receivers for Mobile Communications," IEEE Trans. on Vehic Tech, volumen 47, número 1, febrero de 1998. El enfoque de CFAR ML permite obtener un rendimiento de detección de fase de código de máxima probabilidad a una complejidad asumible, con una configuración de umbral de detector automática para el reconocimiento de presencia de señal que consigue CFAR. La técnica de filtro adaptado por código propuesta en este documento se puede mejorar más sustituyendo la combinación de correlación no coherente con una diferencial, tal como se propone mediante:

- G. E. Corazza, P. Salmi, A. Vanelli-Coralli, M. Villanti, "Differential and non coherent post detection integration techniques for the return link of satellite W-CDMA systems", The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, septiembre de 2002, volumen 1, páginas 300 a 304; y
- G. E. Corazza, R. Pedone "Generalized and average post detection integration methods for code acquisition," IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, septiembre de 2004, páginas 207 a 211.

Antes de pasar a una posterior simulación en mayor profundidad del rendimiento del detector de paquetes de enlace de retorno de satélite con carga CDMA realista, se requiere algún examen inicial del problema. En primer lugar, en las figuras 3a y 3b, se presentan las distribuciones SNIR de detector de paquetes de pasarela para potencia de portadora equilibrada y no equilibrada. Los resultados de las simulaciones se han obtenido sobre una ventana de 900 símbolos para una condición de carga típica en el caso de: a) potencia de portadoras CDMA equilibrada ( $G = 1,2$  b/s/Hz) y b) para potencia de portadora no equilibrada con distribución de potencia log-normal con  $\sigma=3$  dB. Más específicamente, la figura 3a proporciona un ejemplo de  $E_c/(N_0 + I_0)$  simulada para BPSK con  $E_b/N_0 = 10,7$  dB,  $\sigma = 0$  dB,  $G = 1,2$  b/s/Hz. Esta carga MAC corresponde a aproximadamente 1000 paquetes CDMA simultáneos (en promedio), lo que implica  $E_c/I_0 \approx -30$  dB. La SNIR PDF simulada sobre una ventana de 900 símbolos (a continuación del transitorio inicial) muestra una distribución SNIR entre  $-30,2 < E_c/(N_0 + I_0) < -29,8$  dB. Para la referencia de preámbulo 3GPP de 4096 chips, la  $[SNIR]_{pre(-30)} = 6,12$  dB. A partir de resultados contenidos en el documento de D. Boudreau et al. mencionado anteriormente, parece que las ROC para esta configuración no serán aceptables. Suponiendo en cambio una longitud de preámbulo de 32.768 chips, tal como en la referencia de la familia A S-UMTS (ver ETSI TS 101 851-3 V1.1.1 (2000-12), "Satellite Component of the UMTS/IMT2000 A family; Part 3: Spreading and Modulation"), la SNIR después de la correlación de preámbulos pasa a ser  $[SNIR]_{pre(-30)} = 15,15$  dB. Esta SNIR

de correlador es aceptable para detección inicial. En relación con la detección de bits de datos de la carga útil, la  $E_s/(N_0 + I_0)(-30) = -5,9$  dB, que parece marginal para iniciar el proceso iterativo SIC. La figura 3b proporciona un ejemplo de  $E_s/(N_0 + I_0)$  simulada para BPSK con  $E_b/N_t = 10$  dB,  $\sigma = 3$  dB,  $G = 4,5$  b/s/Hz. Para este, la carga MAC corresponde aproximadamente a 1700 paquetes CDMA simultáneos en promedio, lo que implica una  $E_c/I_0 \approx -32$  dB.

La PDF (Probability Density Function, función de densidad de probabilidad) SNIR simulada sobre una ventana de 900 símbolos (a continuación del transitorio inicial) muestra una distribución de SNIR entre  $-45 < E_s/(N_0 + I_0) < -22$  dB. Asumiendo un preámbulo de 4096 chips,  $[SNIR]_{pre(-22)} = 14,1$  dB, que se considera buena para detección de paquetes para el mejor paquete o paquetes, pero no para la SNIR promedio. La detección de la carga útil experimentará un mejor caso de  $E_s/(N_0 + I_0)(-22) = 2,1$  dB, que es más que válido para iniciar la SIC (el umbral FEC está en torno a  $E_s/(N_0+I_0) \approx -4$  dB). Claramente, la utilización del preámbulo de S-UMTS familia A, proporcionará condiciones operativas mucho más conformes para el desmodulador de ráfagas RACH.

La característica operativa del receptor (ROC) se obtiene representando gráficamente la probabilidad de detección perdida  $P_{md}$  frente a la probabilidad de falsa alarma  $P_{fa}$ , en función del umbral del detector normalizado a la varianza de ruido  $\lambda$ .  $P_{md}$  y  $P_{fa}$  se pueden calcular como:

$$P_{md}(\lambda) = Q_M \left( \sqrt{\rho}, \sqrt{2\lambda} \right)$$

$$\rho = \Gamma(\Delta f T_c) \operatorname{sinc} \left( \frac{1}{2p} \right) 2MN_c M \frac{E_c}{N_0}$$

$$\Gamma(\Delta f T_c) = \left[ \frac{\sin(\pi \Delta f L_c T_c)}{L_c \sin(\pi \Delta f T_c)} \right]^2$$

$$P_{fa}(\lambda) = \sum_{i=0}^{M-1} \exp [i \ln(\lambda) - \ln(i) - \lambda]$$

$$Q_M(\alpha, \beta) = \frac{1}{\alpha^{M-1}} \int_{\beta}^{\infty} x^M \exp \left\{ - \left( \frac{x^2 + \alpha^2}{2} \right) \right\} I_{M-1}(\alpha x) dx$$

donde  $N_c$  representa el número de chips de integración coherente,  $M$  es el número de integraciones posteriores no coherentes,  $p$  es el número de muestras por chip y  $Q_M(\alpha, \beta)$  es la función Marcum modificada. La longitud del preámbulo en chips es  $N_p = N_c M$ , mientras que su longitud en símbolos  $L_p$  está dada por  $L_p = N_p/W$ , siendo  $W = 256$  la longitud de la secuencia de Walsh Hadamard utilizada para el preámbulo. En la figura 4 se ha obtenido una característica de rendimiento ROC de detector de preámbulo preliminar, para varias longitudes de la integración coherente de correlador para una longitud de preámbulo de 128 símbolos (correspondiente a  $N_p = 32768$  chips). Los resultados obtenidos en ausencia de error de frecuencia muestran que la probabilidad de detección perdida y de falsa alarma está por debajo de  $10^{-3}$ . En la práctica, tal como se explica a continuación, la correlación coherente se romperá en intervalos menores debido al error de frecuencia residual de los paquetes entrantes. Tal como se muestra en la figura 4, los correspondientes rendimientos ROC se degradan comparados con el enfoque de plena integración coherente. Utilizando detección diferencial en lugar de no coherente, la pérdida por error de frecuencia de portadora inicial se puede contener pero, en el caso más probable, una longitud de preámbulo de 128 símbolos será marginal en términos de rendimiento ROC: ver G. E. Corazza, P. Salmi, A. Vanelli-Coralli, M. Villanti, "Differential and non-coherent post detection integration techniques for the return link of satellite W-CDMA systems", The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, septiembre de 2002, volumen 1, páginas 300 a 304.

Con respecto al error de frecuencia de retorno, se considera que utilizando la referencia GPS en el terminal móvil se puede conseguir una precisión de frecuencia de transmisión muy buena. Suponiendo que el Doppler del satélite se corrige previamente en la estación de la pasarela, la fuente principal del error de frecuencia se deberá a los errores de conversión de frecuencia del satélite. El cálculo de la pérdida de correlación ROC inducida por error de frecuencia de  $\Gamma(\Delta f T_c)$  muestra que para una incertidumbre de frecuencia de enlace de retorno de  $10^{-8}$  (109 Hz a 10,9 GHz) para 4 correladores paralelos separados en 218 Hz, la pérdida de correlación coherente sería de 0,79 dB. Sin embargo, la

pérdida aumentaría a 4,3 dB para una incertidumbre de frecuencia de enlace de retorno de  $3 \times 10^{-8}$  (327 Hz a 10,9 GHz). El número de correladores paralelos se puede reducir utilizando un tiempo de correlación coherente más corto para aumentar la cantidad de error de frecuencia tolerable máxima. En este caso, el rendimiento ROC se degradaría, tal como se muestra en la figura 4. Se describen maneras eficientes de implementar adquisición de frecuencia en paralelo, con pérdida de rendimiento reducida, en:

- M. K. Sust, R. F. Kaufmann, F. Molitor, G. A. Bjornstrom, "Rapid acquisition concept for voice activated CDMA communication", Global Telecommunications Conference, 1990, GLOBECOM 1990, San Diego (CA), EE.UU., 2 a 5 de diciembre de 1990, volumen 3, páginas 1820-1826; y
- Mark C. Reed, "Acquisition for Satellite UMTS with Large Frequency Offsets", In the Proc. Of EMPS2002, 5th European Workshop on Mobile/Personal Satcoms, (Baveno-Stresa, Lago Maggiore, Italia), 25 y 26 de septiembre de 2002. Este documento está accesible en internet, en <http://axiom.anu.edu.au/~mreed/papers/emps2002a.pdf>.

La discusión anterior conduce a la conclusión preliminar de que la familia A ETSI S-UMTS del estándar obtenido a partir del estándar W-CDMA 3GPP proporciona un punto inicial sólido para el diseño de un sistema de la clase de la invención. El dispositivo de adquisición de paquetes CDMA (bloque buscador de preámbulo PS en la figura 1) tiene que buscar en paralelo: a) todas las posibles secuencias de ensanchamiento utilizadas en el sistema; b) todos los posibles retardos de secuencia de ensanchamiento; c) un número de compartimentos de frecuencia para reducir las pérdidas de correlación.

La identificación de paquetes es imposible en caso de colisión, es decir, cuando se reciben dos paquetes utilizando el mismo código de ensanchamiento que abarca toda la duración del preámbulo con la misma fase. La probabilidad de colisión se puede calcular como:

$$P_{\text{coll}}(N_{\text{codes}}) = \sum_{i=1}^{+\infty} f_{\text{Poisson}}(i+1, \lambda) \left[ 1 - \left( 1 - \frac{1}{N_{\text{codes}}} \right)^i \right]$$

$$f_{\text{Poisson}}(k, \lambda) = \frac{\lambda^k \exp(-\lambda)}{k!}$$

$$\lambda = \frac{G}{L_i}$$

donde:

- $N_c$  es el número de secuencias de ensanchamiento entre las cuales los terminales de usuario pueden elegir la secuencia utilizada de manera efectiva para transmisión de paquetes;
- $G$  es la carga normalizada de canal MAC, medida en información b/s/Hz;
- $L_i$  es la longitud del paquete en bits de información; y
- $\lambda$  es la velocidad de llegada de paquetes en paquetes/chip.

Para la obtención de  $\lambda$ , el factor de caída de la raíz cuadrada del filtro de coseno alzado de transmisión no se ha tenido en cuenta, y se ha considerado que el ancho de banda de la señal y la velocidad de chips  $R_c$  son equivalentes. Por lo tanto, la carga del canal normalizada  $G$  se puede expresar asimismo en bits/chip. Para el caso donde  $N_{\text{codes}} = 1$ , la ecuación anterior se reduce a la probabilidad de que dos o más paquetes se reciban en el desmodulador de la pasarela dentro de un intervalo de chip, es decir

$$P_{\text{coll}} = \sum_{i=2}^{+\infty} f_{\text{Poisson}}(i, \lambda)$$

Se muestran resultados numéricos para la probabilidad de colisión de código en las figuras 5a y 5b para varias longitudes de paquete y cargas normalizadas MAC. De manera más precisa, la figura 5a se refiere al caso  $N_{\text{codes}} = 1$  y la figura 5b se refiere al caso  $N_{\text{codes}} = 2$ . Cabe destacar que para tamaños de paquete muy pequeños (por ejemplo, 100 bits) y cargas muy altas (por ejemplo  $G \geq 2,0$ ), se recomiendan dos códigos de ensanchamiento de preámbulo distintos para mantener la probabilidad de colisión de código razonablemente baja (es decir  $P_{\text{coll}} = 10^{-4}$ ). Sin embargo, para tamaños de paquete mayores (por ejemplo  $\geq 500$  bits), es suficiente un código de ensanchamiento.

Esta es una buena característica del enfoque propuesto, dado que simplificará la complejidad del desmodulador de la pasarela en lo que se refiere a la unidad de adquisición de paquetes.

5 Tal como se ha explicado anteriormente, el paquete detectado con el valor de SNIR más alto se selecciona para ser descodificado y para llevar a cabo la primera etapa de cancelación de interferencia sucesiva. A continuación se explicará la medición de SNIR, describiéndose en detalle al mismo tiempo el algoritmo SIC y sus características.

Es necesaria estimación de canal basada en el paquete seleccionado, tanto para descodificación del paquete como para cancelación de interferencia.

10 La primera tarea no es muy crítica debido a que:

- 15 - la temporización del chip se puede obtener a partir del proceso de adquisición de preámbulo utilizando, por ejemplo, estimadores de temporización de reloj de control anticipado, tales como el de Oerder y Meyr, comunicado en el documento de H. Meyr, M. Moeneclaey, y S. A. Fechtel, "Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing", Wiley Press, 1998;
- la información de datos útil es modulada BPSK, por lo que es muy robusta frente a posibles errores de estimación de fase de portadora.

20 El tamaño del paquete de bits de información es muy pequeño y la precisión de la estimación de fase/amplitud basada en preámbulo asistida por datos (DA, Data Aided) será lo suficientemente buena para desmodular correctamente los bits de datos de la carga útil. La información de temporización de símbolos se puede obtener fácilmente a partir de la información de reloj del chip, dado que es un submúltiplo entero del reloj de chip.

25 De modo convencional, la estimación de canal para descodificación de paquetes se basa en el preámbulo solamente.

30 La segunda tarea secundaria es más crítica pero puede depender de una comprobación CRC de paquetes para declarar de manera fiable si el paquete es o no correcto. Además, después de una primera estimación de canal aproximada, el paquete descodificado puede volver a ser codificado y modulado para destruir por completo el efecto de la modulación, lo que permite una segunda estimación de canal más fina, más adecuada para la cancelación de interferencia.

35 Como consecuencia, la estimación ML en todo el paquete o en una parte de este es posible para la fase y la amplitud de la portadora antes de la etapa de cancelación de interferencia. Es muy recomendable promediar sobre el paquete para mejorar la estimación de canal.

40 La estimación de canal dirigida por decisión, basada en todo el paquete detectado, se puede llevar a cabo tal como se da a conocer mediante el documento de patente EP 1 686 746 mencionado anteriormente. Una posible implementación directa de este concepto es incluir un estimador de amplitud asistido por datos y un bucle bloqueado en fase (DA-PLL) para la carga útil de datos del paquete. El DA-PLL será inicializado por la estimación de fase de ráfagas del preámbulo para minimizar el transitorio PLL. Esto es similar a lo que se realiza a menudo en los desmoduladores de ráfagas TDMA. El único "aislamiento" para los paquetes en colisión para la operación PLL es proporcionado por la ganancia de proceso del espectro ensanchado de secuencia directa. Dicho de otro modo, el hecho de que los paquetes en colisión lleguen con un retardo diferente de la secuencia de ensanchamiento y un patrón de datos de carga útil diferente, permite la estimación de canal incluso en presencia de interferencia por acceso múltiple.

50 Después de detección y descodificación de paquetes y de estimación de canal, el paquete de datos seleccionado se puede reconstruir en banda base y utilizar para cancelación de interferencia en CRDSA (ver documento de patente EP 1 686 746).

55 La cancelación de interferencia sucesiva (SIC) en la pasarela es un elemento importante del protocolo E-SSA de la invención. En particular, la invención da a conocer un método SIC mejorado que utiliza una ventana de procesamiento deslizante, tal como se ha descrito anteriormente haciendo referencia a la figura 2. A continuación se explicará en detalle el algoritmo SIC dentro de una ventana de procesamiento específica.

El rendimiento SIC CDMA ha sido evaluado por P. Patel y J. Holtzman en los siguientes documentos:

- 60 - P. Patel, J. Holtzman, "Analysis of a DS/CDMA successive interference cancellation scheme using correlations", IEEE Global Telecommunications Conference 1993, GLOBECOM '93, Houston TX, EE.UU., 29 de noviembre a 2 de diciembre de 1993, páginas 76 a 80, volumen 1. 95 ; y.
- 65 - P. Patel, J. Holtzman, "Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, junio de 1994, volumen 12, edición 5, páginas 796 a 807.

Es importante subrayar alguna limitación clave del análisis realizado por estos autores:

1. Se supone que el tráfico (es decir, el número de portadoras que interfieren) es constante;
2. Se supone asimismo que todas las portadoras que interfieren pueden ser eliminadas incluso si están retardadas en comparación con el símbolo útil a observación.
3. El análisis se refiere solamente a transmisión continua símbolo a símbolo SIC, es decir, sin procesamiento de bloques de paquetes.

El análisis siguiente elimina la limitación número 3 introduciendo FEC con un umbral  $E_b/N_t$ . La limitación 2 es eliminada mediante el procesamiento de ventana deslizante ya explicado, y la limitación 1 se considerará más adelante.

La siguiente explicación no considera explícitamente el procesamiento de ventanas deslizantes, que ya se ha descrito.

Se supone que se reciben simultáneamente  $K$  señales CDMA (o señales de espectro ensanchado de secuencia directa que reutilizan la misma secuencia con diferentes fases de código) con factor de ensanchamiento  $W = R_c/R_s$ , cada una caracterizada por una  $SNR=[E_s/N_0](k)$ . Suponiendo una MAI CDMA gaussiana, cada relación de señal/ruido más interferencia de portadora CDMA individual se puede calcular como:

$$\left[ \frac{E_s}{N_0 + I_0} \right] (m) = \frac{\left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (m)}{1 + \frac{1}{W} \sum_{k=1, k \neq m}^K \left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (k)}$$

Las  $K$  señales CDMA son primero correlacionadas con el código de réplica sobre un símbolo para permitir su clasificación en intensidad decreciente. Se supone que después de esta operación de clasificación aplica la siguiente relación:

$$\left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (m) \geq \left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (m + 1) \quad \forall m$$

El paquete de portadora CDMA que tiene la SNIR más alta se desmodula primero. Si CRC demuestra que el paquete ha sido desmodulado correctamente, sus bits se vuelven a modular y la primera portadora se elimina utilizando la amplitud y la fase de portadora estimada en base a una fracción del paquete completo, que tiene una longitud de  $N_{av}$  símbolos o  $WN_{av}$  chips. El tiempo promedio para la estimación de canal está vinculado a la velocidad de desvanecimiento del usuario del móvil, es decir  $N_{av} < cRs/f_0$ , siendo  $v_{max}$  la máxima velocidad del móvil, siendo  $c$  la velocidad de la luz. Este proceso se itera para cada señal presente  $k = 1; 2; 3; \dots; K$ .

En cada etapa, por simplicidad del análisis, la comprobación CRC será sustituida por la comprobación de si la SNIR

está por encima del umbral FEC:  $\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{th}$

Adaptando las deducciones contenidas en los documentos de P. Patel y J. Holtzman citados anteriormente, la SNIR en cada etapa SIC se puede calcular analíticamente como:

$$\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{SIC} (j) = \frac{\left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (j)}{\lambda(j)}$$

$$\lambda(j) = \begin{cases} 1 + \frac{1}{W} \sum_{k=j+1}^K \left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (k) + \frac{1}{N_{av}W} \sum_{i=1}^{j-1} \lambda(i) & \text{si } \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{SIC} (j-1) \geq \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{th} \\ 1 + \frac{1}{W} \sum_{k=j^*+1, k \neq j}^K \left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (k) + \frac{1}{N_{av}W} \sum_{i=1}^{j^*-1} \lambda(i) & \text{de lo contrario} \end{cases}$$

$$j^* = \min_j \left\{ \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{SIC} (j) < \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{th} \right\}$$

5 El primer término (1) de la expresión  $\lambda(j)$  cuando el paquete FEC es descodificado corresponde a la contribución del ruido térmico a la SNIR. El segundo término en  $\lambda$  representa la MAI CDMA residual que tiene que ser cancelada en la etapa  $j$ , mientras que el tercer término es representativo de un ruido de fondo residual debido a la cancelación CDMA imperfecta en las etapas SIC anteriores debido al error de estimación de amplitud. Es evidente que promediar sobre un gran número de símbolos reduce drásticamente el impacto de MAI residual. Para estimar mejor el impacto del ruido de cancelación de interferencia residual sobre el rendimiento SIC, es útil obtener asimismo el rendimiento SIC "asistido por genes" (GA, "Gene Aided"), que asume cancelación perfecta en todas las etapas SIC. En este caso, la ecuación anterior se simplifica a:

$$\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{SIC}^{GA} (j) = \frac{\left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (j)}{\lambda^{GA}(j)}$$

$$\lambda^{GA}(j) = 1 + \frac{1}{W} \sum_{k=j+1}^K \left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (k)$$

15 La conjetura anterior se puede apreciar mejor observando los siguientes resultados semi-analíticos. Para una población de  $K$  portadoras (paquetes) CDMA, se ha generado una distribución log-normal aleatoria de  $[E_s/N_0](k)$ . Dicha distribución está caracterizada por una media  $\mu$ [dB], una desviación estándar  $\sigma$ [dB]:

$$[E_s/N_0]_{LOS}[dB] = [E_b/N_0]_{LOS}[dB] + 10 \log_{10}(r),$$

$$[E_s/N_0]_{LOS}[dB] = [E_b/N_0]_{LOS}[dB] + 10 \log_{10}(r), \quad \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{th} [dB] = \left[ \frac{E_b}{N_t} \right]_{th} + 10 \log_{10}(r),$$

25 donde  $r$  es la tasa de codificación FEC.

$$\left[ \frac{E_b}{N_t} \right]_{th} = 0.5 \text{ dB},$$

30 En línea con las secciones anteriores, se ha supuesto que  $[E_b/N_0]_{LOS} = 13,7$  dB,  $r = 1/3$ ,  $K = 1000$ ,  $\mu = -3$  dB,  $\sigma = 3$  dB,  $W = 256$ . Se han considerado dos valores diferentes para  $N_{av}$ :  $N_{av} = 48$  (figuras 6a a c) y  $N_{av} = 192$  (figura 7a a c). La última cantidad se ha obtenido suponiendo  $f_0 = 2$  GHz,  $v_{max} = 170$ ; 40 kmph,  $R_s = 15$  kbps. La figura 6a muestra la  $E_s/N_t$  simulada antes de iniciar el proceso SIC. Aunque en este caso no hay ninguna distribución de tráfico de Poisson sino que el número de portadoras CDMA es constante ( $K = 1000$ ), este histograma se asemeja fuertemente al de la figura 3b obtenida con carga comparable para investigar la detección de preámbulo. Después de aplicar SIC a las 1000 portadoras se obtiene la distribución  $E_s/N_t$  mostrada en la figura 6b. Es evidente que algunas portadoras (paquetes) no fueron limpiadas por la MAI, con el resultado de las barras más a la izquierda del histograma. Este fenómeno se puede comprender mejor observando la figura 6c. En este caso, la línea 61 representa la  $E_s/N_0$  de las  $K = 1000$  portadoras recibidas después de las operaciones de clasificación. La línea 62 muestra la  $E_s/N_t$  antes de que se inicie el proceso SIC, la línea 63 indica la  $E_s/N_t$  después de que se complete el proceso SIC y la línea 64 representa la  $E_s/N_t$  después de SIC ideal (asistido por genes). Finalmente, la línea de trazos 65 representa el umbral del descodificador FEC. Claramente, el proceso de cancelación sucesiva SIC muestra los mejores resultados para las portadoras debilitadas y tiende a "igualar" la SNIR. Sin embargo, es evidente que aproximándose a la portadora clasificada más allá de 950 la  $E_s/N_t$  decae rápidamente debido a que la baja  $E_s/N_0$ , combinada con la MAI residual, cae por debajo del umbral FEC. Por lo tanto, para las últimas portadoras no hay cancelación de interferencia posible. Sigue siendo posible mejorar el rendimiento de estas portadoras débiles

5 aumentando a 192 el tiempo promedio (con respecto a la MAI CDMA) para la estimación de amplitud  $N_{av}$ . Esto reducirá la capacidad de rastrear la amplitud del desvanecimiento rápido, pero la importancia de rastrear el desvanecimiento rápido puede no ser tan crítica. La mejora correspondiente se muestra en las figuras 7a a 7c (en la figura 7c, las líneas 71 a 75 corresponden a las líneas 61 a 65 de la figura 6c). Es evidente que, en este caso, la SIC funciona mejor para las portadoras más débiles, gracias a que la estimación de amplitud mejorada en el proceso de cancelación reduce la MAI residual (ver la figura 7c). Como resultado, el proceso SIC está próximo al asistido por genes,  $E_s/N_t$  al final del proceso SIC es mayor (comparar la figura 7b con la figura 6b) y la totalidad de las 1000 portadoras resultan estar por encima de la FEC al final del proceso SIC. Es evidente que una segunda etapa SIC seguiría siendo beneficiosa para limpiar más las señales y obtener de ese modo rendimientos globales aún mejores. La ganancia mediante una etapa sucesiva de SIC se analizará posteriormente.

15 Finalmente, las figuras 6a a c muestran claramente la necesidad de tener un margen de enlace LOS suficiente para evitar que los paquetes CDMA más débiles no puedan ser recuperados por estar por debajo del umbral FEC. Manteniendo como buena la distribución log-normal de potencia de paquetes recibidos con media  $\mu$  [dB] y desviación estándar  $\sigma$  [dB], la probabilidad de que un paquete esté por debajo del umbral está dada por

$$P_{bth} = \Pr \left\{ \left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (k) < \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{th} \right\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{\Delta}^{\infty} \exp \left( -\frac{x^2}{2\sigma^2} \right) dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\Delta}{\sqrt{2}\sigma} \right)$$

$$\Delta = [E_b/N_0]_{LOS}[\text{dB}] - \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{th} [\text{dB}] + \mu[\text{dB}]$$

20 siendo  $\Delta$  el margen de enlace neto. En la ecuación anterior, se supone que  $\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{th}$  depende de la velocidad del usuario y de las condiciones del canal, lo que es una hipótesis razonable suponiendo un funcionamiento adecuado del entrelazador de capa física, es decir, una velocidad de usuario móvil no demasiado lenta.

25 La figura 8 muestra la dependencia general de  $P_{bth}$  sobre  $\Delta$  para diferentes valores de  $\sigma$ . Como se esperaba, el margen de enlace neto requerido para determinada  $P_{bth}$  aumenta rápidamente con  $\sigma$ . Dado un determinado desequilibrio de potencia de los paquetes recibidos en la pasarela, las relaciones anteriores pueden ser utilizadas para dimensionar el margen de enlace (o la velocidad de bits de enlace) para garantizar que  $P_{bth}$  esté por debajo de un valor requerido (por ejemplo  $10^{-4}$ ).

30 Solamente cancelación de interferencia es insuficiente para garantizar que una conexión de enlace ascendente CDMA asíncrona funcione adecuadamente. Por supuesto, la capacidad de transmisión de un sistema de este tipo depende crucialmente del punto de trabajo en el que se maneja, es decir, de la carga del canal y del desequilibrio de potencia entre terminales de usuario.

35 Para subrayar la importancia del control de transmisión y congestión, se considerará una evaluación de los rendimientos MAC (Medium Access Control, control de acceso al medio) de un sistema de comunicación CDMA asíncrono a modo de ejemplo. En particular, el análisis se centrará en el enlace ascendente del sistema de comunicación de satélite de la tabla I.

40 El ancho de banda de enlace ascendente total se ha dividido en porciones de 5 MHz siguiendo la separación de canales nominal especificada en el estándar de interfaz aérea 3G (ver 3GPP TS 25.104 v3.14.0, "Radio transmission and Reception (FDD); Release 1999", marzo de. 2007). Se han considerado tres valores EIRP de ST de terminal para el servicio de mensajería: -2; 1 y 4 dBW. Los resultados principales del balance de enlace para el enlace ascendente se resumen en la siguiente tabla II:

Tabla II

Parámetro	Unidad	Caso 1	Caso 2	Caso 3
EIRP del terminal	dBW	4	1	-2
Tipo de acceso CDMA		ASYN	ASYN	ASYN
Ancho de banda	MHz	4,6848	4,6848	4,6848
Factor de caída		0,22	0,22	0,22
Velocidad de chips	Mchip/s	3,84	3,84	3,84
Factor de ensanchamiento		256	256	256
Velocidad de símbolos	ksímbolos/s	15	15	15
Ángulo de elevación del satélite	grados	44,1 (Roma)	44,1 (Roma)	44,1 (Roma)
Pérdidas en el espacio libre	dB	190,4	190,4	190,4
Satélite G/T	dB/K	8,5	8,5	8,5
Potencia de señal individual CDMA de satélite	dBW	-150,9	-153,9	-156,9
Densidad espectral de la potencia del ruido del satélite ( $N_0$ )	dBW/Hz	-201,6	-201,6	-201,6
$C/N_0$ de entrada del TXP del satélite	dBHz	50,7	47,7	44,7
$E_c/N_0$ de entrada del TXP del satélite	dB	-15,1	-18,1	-21,1
$E_s/N_0$ de entrada del TXP del satélite	dB	8,9	5,9	2,9

5 Utilizando los resultados del balance de enlace ascendente en términos de densidad espectral de la potencia de la  
 10 señal y la potencia del ruido de CDMA individual en el satélite, se ha realizado un análisis de interferencia CDMA  
 preliminar para estimar la capacidad alcanzable de CDMA asincrónico de referencia bajo una hipótesis de control de  
 potencia ideal y el impacto de la potencia térmica sobre la capacidad. El análisis se ha realizado para parámetros de  
 sistema y de forma de onda enumerados en la tabla I. La capacidad alcanzable máxima se ha obtenido aislando  $I_0$   
 respecto del umbral  $E_b/(N_0 + I_0)$  proporcionado en la tabla I, y utilizando los valores  $E_b$  y  $N_0$  obtenidos a partir del  
 análisis del balance de enlace (tabla II).

De acuerdo con un modelo simple, la densidad espectral de potencia de interferencia de canal de acceso múltiple  $I_0$   
 se puede expresar como

$$I_0 \simeq \frac{\bar{N}_{ST}^{act} P_{ST-msg}^{Rx}}{R_c}$$

15 donde  $\bar{N}_{ST}^{act}$  es el número promedio de terminales de usuario (o, equivalentemente, terminales de satélite) ST  
 activos,  $P_{ST-msg}^{Rx}$  es la potencia de ST individual recibida en la pasarela y  $R_c$  es la velocidad de chips. Esta  
 ecuación se puede utilizar para determinar, para una determinada densidad espectral de potencia MAI  $I_0$ , el número  
 20 máximo  $\bar{N}_{ST}^{act}$  de ST activos. La velocidad de bits de información por ST se ha obtenido como sigue:

$$R_b = \frac{R_c}{L_s} r \log_2(M) = 5 \text{ kbps}$$

25 Se ha realizado un análisis similar para despreciar ruido térmico. Los resultados se resumen en la tabla III. Como se  
 puede ver, para el caso de ST con EIRP = -2, 1 y 4, la capacidad del sistema se reduce debido al ruido térmico en  
 un 20 %, un 10 % y un 5 %, respectivamente.

Tabla III

Parámetro	Unidad	Caso 1	Caso 2	Caso 3
EIRP de ST	dBW	4	1	-2
Número máximo de ST con ruido térmico		523	491	426
Capacidad agregada con ruido térmico	Mbps	2,615	2,455	2,13
Capacidad normalizada con ruido térmico	bps/Hz	0,558	0,524	0,454
Número máximo c/s ruido térmico		556	556	556
Capacidad agregada c/s ruido térmico	Mbps	2,78	2,78	2,78
Capacidad normalizada c/s ruido térmico	bps/Hz	0,593	0,593	0,593

30 Lo primero que hay que hacer, para llevar a cabo dicho análisis, es determinar el número máximo de paquetes  
 CDMA soportados por un canal MAC. Se considera un sistema de acceso múltiple CDMA, para el que se puede

suponer que la interferencia de acceso múltiple (MAI) se comporta como ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN, additive white Gaussian noise). En general, la densidad espectral de potencia AWGN equivalente MAI agregada observada en la entrada de la pasarela para el usuario k-ésimo se puede escribir como:

5

$$I_0^{\text{Rx}}[k, N] \simeq \frac{1}{R_c} \sum_{l=1, l \neq k}^N \frac{P_l^{\text{Rx}}}{R_c}$$

donde  $N$  es el número total de portadoras CDMA recibidas con potencia  $P_l^{\text{Rx}}$ , y  $R_c$  corresponde a la velocidad de chips. En el caso de portadoras con la misma potencia, entonces  $P_l^{\text{Rx}} = P_k^{\text{Rx}} \forall l$ , y la ecuación anterior queda como:

10

$$I_0[k, N] \simeq \frac{(N - 1)P_k^{\text{Rx}}}{R_c}$$

15

La PSD  $I_0$  de MAI calculada anteriormente representa la PSD de interferencia CDMA equivalente en la entrada del receptor de pasarela. El comportamiento del desmodulador digital frente al descodificador FEC llevará a cabo estimación de canal para extracción de muestras de banda base y, opcionalmente, detección multiusuario a través de cancelación de interferencia sucesiva (MUD-SIC). Por lo tanto, la PSD MAI equivalente que ve el descodificador FEC se puede expresar como:

20

$$I_0^{\text{FEC}}[k, N] = \alpha_{\text{MUD}} I_0^{\text{Rx}}[k, N]$$

25

donde  $0 < \alpha_{\text{MUD}} \leq 1$  representa el factor de reducción de interferencia MAI MUD-SIC equivalente. Se asume, como en el caso en la práctica, una distribución simétrica (uniforme) del tiempo de inicio de los paquetes con interferencia, en torno al instante de tiempo correspondiente al paquete útil procesado actualmente. A continuación, se puede suponer que, en condiciones de régimen estacionario, solamente la mitad de los paquetes que interfieren con el útil serán cancelados por el proceso SIC. Esto se debe al algoritmo de "ventana deslizante" descrito anteriormente. Esto significa que suponiendo portadoras de la misma potencia y un tamaño de ventana lo suficientemente grande, se puede asumir  $\alpha_{\text{MUD}} = 0,5$ , dado que solamente los paquetes que han comenzado entre el tiempo de duración del paquete anterior y hasta el tiempo de inicio del paquete útil han sido ya eliminados del proceso SIC. De hecho, los paquetes que llegan después del inicio del paquete útil actual no serán procesados por la actual iteración SIC. Se debe destacar que el número de paquetes cancelados satisfactoriamente será menor durante el transitorio inicial, debido a la MAI superior presente inicialmente y no eliminada del procesamiento anterior.

30

35

El algoritmo SIC se puede extender para proporcionar IC iterativa dentro de una etapa de ventana deslizante (es decir, ventana deslizante con IC iterativa), pero esto requiere más capacidades de procesamiento en el desmodulador de la pasarela.

40

Manteniendo la hipótesis de asimilar MAI con AWGN en un enfoque simplificado (y provisional), el paquete es recibido correctamente si se verifica la siguiente condición:

$$\left[ \frac{E_b}{N_0 + I_0[k, N]} \right] \geq \left[ \frac{E_b}{N_t} \right]_{\text{th}}$$

45

donde  $[E_b/N_t]_{\text{th}}$  representa el umbral para detección de paquetes. Experimentalmente, se ha descubierto que el umbral se puede ajustar al valor  $[E_b/N_t]$  para el que existe una tasa de errores de paquete de aproximadamente el 10 %.

50

Se supone que la carga de CDMA máxima que puede ser soportada por el sistema de acceso aleatorio corresponde a  $N_{\text{max}}$ , que se puede obtener como:

$$\left[ \frac{E_b}{N_0 + I_0[k, N_{\max}]} \right] = \left[ \frac{E_b}{N_t} \right]_{\text{th}}$$

5 Suponiendo que las portadoras MAI tienen la misma potencia, se obtiene:

$$\left[ \frac{E_b/N_0}{1 + (N_{\max} - 1)\alpha_{\text{MUD}}E_c/N_0} \right] = \left[ \frac{E_b}{N_t} \right]_{\text{th}}$$

10 que se puede resolver con respecto a  $N_{\max}$  para dar:

$$N_{\max} = 1 + \frac{G_p}{\alpha_{\text{MUD}}} \left[ \frac{1}{\left[ \frac{E_b}{N_t} \right]_{\text{th}}} - \frac{1}{\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]} \right]$$

15 donde  $G_p = R_d/R_b$  es la ganancia de procesamiento CDMA.

20 El caudal obtenido al aplicar un algoritmo de acceso aleatorio mejorado acorde con la invención se puede calcular suponiendo que los paquetes de Aloha ensanchado siguen una distribución de tráfico de Poisson con intensidad (número de eventos por unidad de tiempo)  $\lambda$ . La probabilidad de que se reciban  $k$  paquetes en el intervalo de tiempo  $\{t, t+\Delta\}$  está dada por

$$25 \Pr \{N(t + \Delta) - N(t) = n\} = \frac{(\lambda\Delta)^n \exp(-\lambda\Delta)}{n!}$$

30 Suponiendo una transmisión ranurada, el paquete de RA pasará si en una ranura ( $\Delta = 1$  ranura), el número de paquetes transmitidos es menor que  $N_{\max}$ . Suponiendo ahora que  $G$  es la carga MAC normalizada (paquetes/ranura),  $\lambda$  es la intensidad del tráfico (paquetes/s), entonces  $\lambda\Delta$  representa el número de paquetes/ranura recibidos en el canal RA. Bajo la hipótesis de tráfico de Poisson, entonces la probabilidad  $P[n]$  de que  $n$  usuarios seleccionen la mismo ranura para transmitir es:

$$35 P[n, G] = \frac{(GG_p)^n \exp(-GG_p)}{n!}$$

40 La ecuación anterior considera que un paquete se compone de  $P$  bits de información que tienen, cada uno, una duración  $T_b$ , por lo que la duración del paquete MAC será de  $PG_p$  chips. Esto significa que la ocupación de tiempo MAC es  $G_p$  veces mayor que en un sistema sin ensanchamiento. La intensidad de tráfico MAC es por lo tanto  $GG_p$ .

La probabilidad de que el número de usuarios MAC que comparten el canal sea menor de  $N_{\max}$  está dada por:

$$45 P\{N \leq N_{\max}\}[G] = \sum_{n=0}^{N_{\max}-1} P[n, G] = \sum_{n=0}^{N_{\max}-1} \frac{(GG_p)^n \exp(-GG_p)}{n!}$$

El caudal MAC RA  $S$  en términos de paquetes/ranura es entonces:

$$50 S(G) = \lambda P\{N \leq N_{\max}\} = GG_p P\{N \leq N_{\max}\}$$

y el caudal MAC en términos de b/s/Hz T está dado por:

$$T(G) = \frac{S(G)}{G_p} = G \frac{\alpha_{MUD} \left[ \frac{1}{\left[ \frac{E_b}{N_t} \right]_{th}} - \frac{1}{\left[ \frac{E_b}{N_t} \right]} \right]}{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{(GG_p)^n \exp(-GG_p)}{n!}}$$

5

La ecuación anterior representa una extensión de la obtenida, en ausencia de ruido térmico y SIC, en el documento mencionado anteriormente de O. del Rio Herrero, G. Foti, y G. Gallinaro, "Spread-spectrum techniques for the provision of packet access on the reverse link of next-generation broadband multimedia satellite systems," IEEE Journal on Sel. Areas in Comm., volumen 22, número 3, páginas 574 a 583, abril de 2004. Se ha obtenido para el caso ranurado dado que es más simple obtener una solución en forma cerrada. Sin embargo, si se supone una ganancia de procesamiento  $G_p$  lo suficientemente grande y se desprecia la probabilidad de colisión de código, no se prevé que los resultados difieran mucho de los del caso no ranurado.

10

15 La tasa de pérdida de paquetes (PLR) MAC se puede calcular simplemente como:

$$PLR = 1 - \frac{T(G)}{G}$$

20

Los rendimientos simulados FEC turbo 3GPP (ver 3GPP TS 25.104 v3.14.0, "Radio transmission and Reception (FDD); Release 1999", marzo de 2007) se presentan en las figuras 9a y 9b para dos diferentes tamaños de bloques de bits de información en la entrada FEC (100 y 1280 bits, respectivamente). Es evidente que aumentando el tamaño del bloque de bits de información FEC de 100 a 1280 bits, la eficiencia de la potencia mejora en aproximadamente 1 dB.

25

En las figuras 10a y 10b, los rendimientos MAC de Aloha ensanchado se muestran para modulación BPSK,  $E_b/N_t = 10,7$  dB,  $[E_b/N_t]_{th} = 1,4$  dB (correspondiente a un tamaño de bloque FEC de 100 bits de información), portadoras de la misma potencia,  $G_p = 3 \cdot 256 = 768$ ,  $\alpha_{MUD} = 0,5$ . Más precisamente, la figura 10a representa la dependencia del caudal respecto de la carga MAC, con y sin SIC; y la figura 10b representa la dependencia de la PLR respecto de la carga MAC, con y sin SIC. Se observa que la adición de MUD SIC aumenta el rendimiento MAC de Aloha ensanchado, aunque se conseguirá más ganancia utilizando portadoras de potencia no igual. Se puede conseguir aproximadamente 1,1 bps/Hz con una PLR de aproximadamente  $10^{-5}$ . Las figuras 11a y 11b muestran la dependencia del rendimiento MAC (el caudal en la figura 11a, la PLR en la figura 11b) con el nivel de ruido térmico para un sistema de comunicación de Aloha ensanchado con SIC realizada de acuerdo con la invención. Los resultados analíticos para potencia equilibrada muestran que el efecto del ruido térmico degrada progresivamente el rendimiento. Un margen de enlace de 10 dB o mayor sobre el umbral AWGN del desmodulador es particularmente deseable cuando la potencia no está equilibrada. El efecto de ruido térmico AWGN es muy diferente en función de si la potencia está o no equilibrada. El último caso se tratará mediante simulación, dado que el tratamiento mediante análisis no es viable.

30

35

40

Los resultados mostrados en las figuras 10a/b y 11a/b se han obtenido utilizando los modelos analíticos descritos anteriormente para  $T(G)$  y  $PLR(G)$ , suponiendo que el 50 % de la interferencia se puede eliminar en promedio. Por lo tanto, el caso SIC corresponde a  $\alpha_{MUD} = 0,5$ , mientras que el caso sin SIC corresponde a  $\alpha_{MUD} = 1$ .

45

Se ha llevado a cabo un conjunto de análisis de rendimiento utilizando el simulador descrito anteriormente. El conjunto de referencia de parámetros utilizados para las simulaciones se describe en la tabla IV anterior, donde:  $C_{LOS}$  es la potencia de portadora recibida en la entrada del transpondedor del satélite en condiciones de línea de visión;  $N_{AWGN}$  es la potencia de ruido térmico sobre el ancho de banda de portadora en la unidad de transpondedor de satélite; y TXP significa transpondedor.

50

Tabla IV

Parámetro	Valor
Órbita de satélite	GEO
Frecuencia portadora	2 GHz
Ancho de banda de portadora	5 MHz
Entrada $C_{LOS}$ en la entrada del TXP del satélite	-151 dBW
Entrada $N_{AWGN}$ en la entrada del TXP del satélite	-135,75 dBW
Umbral AWGN $E_b/(N_0 + I_0)$	1,4 dB
Modulación	BPSK
Tasa de codificación	1/3
Factor de ensanchamiento	256
Velocidad de chips	3,84 Mchip/s
Tamaño de la carga útil del paquete	100 bits
Tamaño del paquete codificado	300 bits
Media del desvanecimiento	-3 dB
Desviación estándar del desvanecimiento	0, 1, 2 y 3 dB
Tamaño de ventana deslizante	3 x tamaño del paquete codificado
Etapas de ventana deslizante	1 x tamaño del paquete codificado
Número de iteraciones IC	5

5 Se puede suponer, con muy buena aproximación, que el ruido del enlace de conexión satélite-a-pasarela es despreciable.

10 En primer lugar, se ha considerado el caso de control de potencia perfecto (es decir  $\sigma = 0$  dB) sin SIC. Las figuras 12a y 12b muestran una comparación entre los resultados analíticos, discutidos anteriormente, y los resultados de simulaciones.

15 Se puede ver que las diferencias entre el modelo analítico y el numérico son muy significativas, debido a que el modelo analítico asume un comportamiento binario en el descodificador (es decir, por debajo o bien por encima del umbral de  $E_b/N_t$ ), mientras que la simulación emula un descodificador 3GPP, y por lo tanto la PLR es menos inclinada. Si, en el simulador, el descodificador 3GPP es sustituido por un receptor basado en umbral, los resultados analíticos y simulados concuerdan entonces perfectamente.

20 Tal como se muestra en las figuras 13a y 13b, en el caso de Aloha ensanchado mejorado (con SIC), los resultados analíticos y simulados coinciden perfectamente. En este caso, se puede decir que el proceso SIC iterativo tiene un comportamiento binario, es decir, la interferencia se puede cancelar hasta un cierto nivel de la carga del sistema. Es importante asimismo destacar que la hipótesis realizada anteriormente, según la cual  $\alpha_{MUD} = 0,5$ , es confirmada por los resultados de las simulaciones. Finalmente, se puede ver asimismo que la curva PLR se hace muy inclinada con la introducción de procesamiento SIC iterativo, a diferencia de la curva PLR SA. Por lo tanto, Aloha ensanchado mejorado permite conseguir el caudal de pico con una PLR muy baja.

25 Se ha llevado a cabo otro conjunto de simulaciones para analizar el impacto del control de potencia imperfecto sobre los rendimientos del sistema. Las figuras 14a, 14b muestran los resultados de esta simulación para el caso de un sistema de Aloha ensanchado sin SIC; las figuras 15a, 15b se refieren a un sistema de Aloha ensanchado mejorado según la invención.

30 Se puede ver que, en el caso de Aloha ensanchado, existe una degradación significativa del rendimiento con la introducción de control de potencia imperfecto, debido, por ejemplo, al desvanecimiento, con una desviación estándar del orden de 3 dB. Por el contrario, el esquema de Aloha ensanchado mejorado es muy robusto frente al desequilibrio de potencia y de hecho se beneficia del mismo. El caudal máximo alcanzable va desde 1,2 b/s/Hz para el caso de  $\sigma = 0$  dB hasta 2 b/s/Hz para el caso de  $\sigma = 3$  dB. Es importante asimismo señalar que, para el caso de  $\sigma = 3$  dB, aparece un valor de fondo para la PLR. Utilizando la ecuación analítica obtenida anteriormente para calcular la probabilidad de que el paquete esté por debajo del umbral  $P_{BT}$ , se obtiene para  $\mu = -3$  dB,  $\sigma = 3$  dB,

35 
$$\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{th} = 0.5 \text{ dB}$$
 y  $[E_s/N_0]_{LOS} = 13,7$  dB que la probabilidad de estar por encima del umbral es de  $3,4 \cdot 10^{-4}$ , frente a un resultado de simulación de  $4 \cdot 10^{-4}$  en la figura 15b. Esto se debe al hecho de que, con estas variaciones de potencia, una serie de paquetes estarán por debajo del ruido térmico y no hay posibilidad de recuperarlos salvo que se mejore la relación de portadora de antena de satélite frente a ruido térmico  $C/N$ , recibida en el satélite. Esto confirma la bondad del enfoque analítico obtenido anteriormente para calcular el margen de enlace LOS con el fin de obtener la PLR de fondo.

40

Además, se ha llevado a cabo un análisis de sensibilidad de los parámetros clave del desmodulador SIC E-SSA. En primer lugar, se ha observado que aumentar el número de iteraciones SIC de 5 a 7 puede reducir el tiempo transitorio inicial requerido por el algoritmo para converger. Esto es particularmente útil cuando el sistema va a funcionar cerca del punto de ruptura en términos de carga MAC, de tal modo que, a pesar de la presencia de un control de congestión, algún pico de tráfico puede superar el nivel normal MAC de funcionamiento seguro. A la inversa, disminuyendo el número de iteraciones SIC de 5 a 3, a 2 o a 1, se degrada el rendimiento. Los resultados de este análisis en carga elevada ( $G=1,9$  b/s/Hz) se muestran en la figura 16. El valor óptimo para el número de iteraciones SIC parece estar entre 5 y 7 en condiciones de tráfico muy pesado, mientras que para tráfico moderado serán suficientes de 3 a 5 iteraciones. Otro aspecto que se ha investigado es el tamaño máximo de la etapa de ventana en el algoritmo SIC recursivo. Experimentalmente se ha encontrado que el rendimiento PLR permanece prácticamente invariante hasta un tamaño de la etapa de ventana de  $1/3$  del tamaño de ventana (por ejemplo, tamaño de etapa de 1 paquete para una ventana de 3 paquetes). Seguir aumentando el tamaño de la etapa provocará una degradación notable en el rendimiento. Claramente, aumentar el tamaño de la etapa reduce asimismo la cantidad de procesamiento requerido en el lado de la pasarela.

Finalmente, el impacto del rendimiento de un tamaño de bloque FEC mayor, tal como el contemplado para el sistema real del orden de 1000 bits, no se puede simular debido a un tiempo de simulación prohibitivo. No obstante, se espera que el tamaño de bloque FEC mayor y el posible uso de

esquemas FEC turbo más eficientes, tales como el 3GPP2 adoptado por DVB-SH, deberán conducir a un mayor caudal MAC máximo. Esta conjetura se justifica observando que, tal como se ha explicado anteriormente, el caudal MAC  $T(G)$  aumenta reduciendo  $[E_b/N_0]_{th}$ . Se ha simulado un caso preliminar a  $G=2,0$  b/s/Hz con desvanecimiento caracterizado por  $\sigma_{fad} = 3$  dB para dos tamaños de bloque FEC: 100 y 500 bits de información. En el primer caso, se ha conseguido una PLR no menor que  $10^{-3}$  con 7 iteraciones SIC, mientras que en el segundo caso, una  $PLR = 5 \cdot 10^{-4}$  con 5 iteraciones SIC. Tal como se puede ver, aumentar más el tamaño del bloque FEC mejora el rendimiento del esquema E-SSA.

Se puede concluir que el esquema Aloha ensanchado mejorado propuesto se adapta muy bien al escenario propuesto, proporcionando una eficiencia espectral muy buena, una PLR muy inclinada y una alta robustez frente a control de potencia imperfecto.

Los resultados de simulación y de análisis explicados anteriormente muestran que la carga del canal es un parámetro importante para determinar los rendimientos del sistema de comunicación. En particular, una sobrecarga del canal conduce a una degradación abrupta del caudal y de la PLR. Como consecuencia, se deberá implementar preferentemente una clase de control de transmisión.

De acuerdo con una realización particular de la invención, E-SSA implementa un algoritmo de control de transmisión simple pero robusto que permite hacer funcionar el sistema en condiciones casi óptimas en términos de desequilibrio de potencia y de carga del canal. Este algoritmo es particularmente adecuado para un sistema en el que un gran número de usuarios transmiten mensajes cortos a una pasarela con bajo ciclo de trabajo: minimiza la señalización y la sobrecarga, evitando el registro en la red cada vez que se tiene que transmitir un paquete, no requiere una sincronización ajustada o un control de potencia de bucle cerrado y se puede implementar a abajo coste en terminales de usuario móviles.

La idea que subyace a este método (denominado SDUPTC: control de transmisión de paquetes de enlace ascendente gobernado por SNIR) es simple: los terminales de usuario transmiten solamente cuando la calidad de la señal de enlace descendente es buena, es decir, la intensidad de la señal o mejor la relación de señal/ruido más interferencia (SNIR) está dentro de una determinada ventana representativa de condiciones de línea de visión (LOS). Si este no es el caso, se retarda la transmisión hasta que se verifican condiciones LOS. A continuación, para simplificar la notación se utilizará SNR en lugar de SNIR para el enlace directo. Para este propósito, están disponibles y se conocen técnicas tales como SNORE (C. E. Gilchrist, "Signal-to-Noise Monitoring", JPL Space programs Summary, números 37 a 27, volumen IV, páginas 169 a 176) para realizar el estimador de máxima probabilidad, si se manejan en un modo asistido por datos (D. R. Pauluzzi, y N. C. Beaulieu, "A Comparison of SNR Estimation Techniques for the AWGN channel", IEEE Trans. Comm., volumen 48, páginas 1681 a 1691, octubre de 2000). La SNR LOS es estimada adaptativamente por el terminal móvil para evitar la necesidad de una costosa calibración del terminal de usuario. La utilización de un umbral que varía de forma adaptativa es una característica importante de la invención. Por ejemplo, dicho umbral se puede tomar igual a un promedio de los  $N$  valores más altos de las relaciones de señal/ruido e interferencia, estimadas dentro de una ventana de observación deslizante predeterminada, siendo  $N$  un entero predeterminado, multiplicado por un factor predeterminado menor que uno.

Para determinadas aplicaciones, tales como la publicación de balizas de socorro en caso de accidente, siempre es posible saltarse el esquema de control de transmisión de paquetes, enviar varias veces el mismo mensaje crítico en el tiempo y realizar un procesamiento inteligente en la pasarela, combinando las señales de mensajes replicadas, con el fin de recuperar el mensaje incluso en condiciones de desvanecimiento profundo.

Puede asimismo llevarse a cabo un mecanismo simple de control de congestión, en base a la medición en la pasarela del denominado aumento del ruido  $\chi$ , es decir, el nivel de densidad espectral de potencia de ruido más interferencia promedio  $N_0 + I_0$  sobre el ruido térmico PSD  $N_0$ , es decir:

$$\chi = \frac{N_0 + I_0}{N_0}$$

De acuerdo con un modelo simple, la densidad espectral de potencia de interferencia del canal de acceso múltiple  $I_0$  se puede expresar como:

$$I_0 \simeq \overline{N}_{ST}^{act} \frac{P_{ST}^{Rx-msg}}{R_c}$$

donde  $\overline{N}_{ST}^{act}$  es el número promedio de terminales de usuario (o, equivalentemente, terminales de satélite) ST activos,  $P_{ST}^{Rx-msg}$  es la potencia de ST individual recibida en la pasarela y  $R_c$  es la velocidad de chips.

Un tono de ocupado BT es transmitido por la pasarela como una información de señalización común a todos los terminales siguiendo la regla simple:

$$B_T = \begin{cases} 1 & \text{si } \chi > \chi_{max} \\ 0 & \text{de lo contrario} \end{cases}$$

La magnitud del aumento del ruido permitido  $\chi_{max}$  se calculará en la estación de la pasarela, y se utilizará allí para determinar el estado del tono de ocupado.

Cuando la transmisión no se inhibe debido a condiciones no LOS, los terminales transmiten sus mensajes en un instante aleatorio dentro de una ventana de transmisión. En caso de congestión de informes de tono de ocupado BT en el sistema, los terminales con mensajes a transmitir en sus colas aumentarán entonces la ventana de transmisión con una determinada probabilidad  $P_{up}$ . En caso de que el sistema ya no esté señalizando ninguna congestión, los terminales con mensajes a transmitir deberán empezar a reducir sus ventanas de transmisión con una determinada probabilidad  $P_{down}$ . De este modo, es posible retardar las transmisiones desde los terminales en caso de congestión, de manera totalmente distribuida. La probabilidad para aumentar o disminuir la ventana de transmisión seguirá una distribución binaria exponencial. En caso de congestión, cuanto mayor es la ventana de transmisión para un terminal menor se hace  $P_{up}$ . A la inversa, en caso de no haber congestión, cuanto mayor es la ventana de transmisión para un terminal mayor se hace  $P_{down}$ . El mismo esquema puede asimismo utilizarse para priorizar mensajes en caso de congestión, por ejemplo, en caso de mensajes de alta probabilidad la ventana de transmisión se puede reducir en un factor que es inversamente proporcional a la prioridad del mensaje.

La figura 17 muestra un diagrama de bloques de un terminal de usuario ST E-SSA. Dicho dispositivo se compone de dos partes principales: un desmodulador de enlace descendente DD y un modulador de enlace ascendente UM.

El desmodulador de enlace descendente realiza de manera continua estimación SNIR en base a los pilotos de enlace descendente (bloque estimador SNIR-E), descodifica los bits de datos de información (desmultiplexor DEMUX) y extrae los bits de señalización, que llevan información de tono de ocupado así como acuses de recibo de paquetes recibidos.

El controlador de transmisión de paquetes de enlace de retorno TC tiene en cuenta esta información, así como la cola de tráfico de entrada y el umbral SNIR mínimo para reunir mensajes (paquetes) de entrada en una cola Q. Cuando dicha cola alcanza un nivel mínimo de llenado, o cuando el tiempo transcurrido desde la recepción de paquete ha superado un tiempo límite predefinido, el terminal dispara una solicitud de transmisión de paquetes. Los paquetes de información son a continuación segmentados en paquetes MAC, siendo a continuación codificados y ensamblados en una ráfaga de capa física de espectro ensanchado de secuencia directa con los campos auxiliares de preámbulo y señalización. A continuación, conforme al control de transmisión de paquetes sobre el estado, la ráfaga es transmitida en RF con una potencia de transmisión constante.

Cabe señalar que, incluso si la transmisión desde el terminal de usuario móvil se realiza a potencia constante, la potencia recibida en la pasarela fluctúa debido a:

- incertidumbre/tolerancia en la SNIR recibida para decisión de transmisión de paquetes de enlace de retorno;

- diferencia en la EIRP de la antena del terminal (por ejemplo, diferente ganancia de antena debida a la orientación del terminal o la elevación del satélite, dispersión en el valor de la potencia de RF efectiva en la entrada de la antena);
- amplitud del ensombrecimiento/desvanecimiento del enlace de retorno (se supone que no hay control de potencia incluso en bucle abierto); y
- diferente ganancia de antena de satélite con respecto a la posición de los terminales.

Observando las figuras 15a y 15b y la siguiente tabla V, se puede ver que existe una fuerte dependencia del caudal MAC conseguido, en función de la desviación estándar de potencia log-normal de paquetes.

Tabla V

	$\sigma = 0$ dB	$\sigma = 1$ dB	$\sigma = 2$ dB	$\sigma = 3$ dB
Caudal MAC @ $PLR=1 \cdot 10^{-3}$ (b/s/Hz)	1,1	1,3	1,6	2,0

La tabla V muestra que para la  $PLR=1 \cdot 10^{-3}$  objetivo, el caudal Aloha ensanchado mejorado crece con  $\sigma$  (que es lo contrario de Aloha ensanchado convencional). Más allá de  $\sigma=3$  dB, el caudal comienza a degradarse ligeramente y la PLR de fondo aumenta debido a un margen de enlace insuficiente, tal como se ha explicado anteriormente (ver asimismo la figura 8). Por esta razón, no se recomienda funcionar con  $\sigma > 3$  dB salvo que no haya manera de limitar la desviación estándar del desequilibrio de potencia y el sistema permita tener margen de enlace suficiente para hacer aceptable la PLR de fondo. Por medio del algoritmo de control de transmisión descrito más adelante, es posible garantizar que la desviación estándar de la potencia de paquete recibido se aproxima al valor óptimo descrito anteriormente (por ejemplo  $\sigma = 3$  dB). En caso de un escenario fijo (tal como una comunicación fija o una móvil con desvanecimiento/ensombrecimiento limitado), puede ser de interés introducir variaciones de potencia intencionadas en el lado del terminal con el fin de generar las fluctuaciones de potencia deseadas (por ejemplo  $\sigma = 3$  dB) en la pasarela y optimizar el rendimiento del caudal de Aloha ensanchado mejorado. Esto se puede realizar variando aleatoriamente la potencia de transmisión para cada paquete transmitido por cada terminal de acuerdo con una ley de distribución log-normal o ad hoc. La variable aleatoria utilizada para modificar la potencia del paquete del terminal será generada mediante una velocidad diferente para garantizar la independencia de la variable aleatoria. La desviación estándar de potencia del paquete seleccionado  $\sigma$  debería garantizar que el margen de enlace es apropiado, es decir, la PLR de fondo calculada tal como se ha descrito anteriormente, está por debajo de la PLR MAC objetivo.

El algoritmo de SDUTPC se explicará en detalle a continuación, suponiendo la utilización de una forma de onda DVB-SHB (TDM) (ver ETSI EN 302 583 V1.1.0 (2008-01) European Standard (Telecommunications series) Digital Video Broadcasting (DVB): "Framing structure, channel coding and modulation for Satellite Services to Handheld devices (SH) below 3GHz").

La señal DVB-SH de enlace descendente se utiliza para llevar a cabo una estimación SNIR que, a continuación, es explotada para decidir cuándo las condiciones de canal de enlace descendente son lo suficientemente buenas para transmitir paquetes en cola en el enlace de retorno.

En particular, en el caso de una forma de onda DVB-SHB (TDM), la SNIR asistida por piloto se proporciona cada ranura TDM. De acuerdo con el estándar, dos campos de  $N_p = 80$  símbolos cada uno están disponibles en cada ranura de carga útil en  $N_{inslot} = 2176$  símbolos. Se propone la versión asistida por datos (asistida por piloto) del algoritmo SNORE (C. E. Gilchriest, "Signal-to-Noise Monitoring", JPL Space programs Summary, números 37-27, volumen IV, página 169 176), dado que satisface las siguientes condiciones:

- La estimación de la SNIR no depende en gran medida del comportamiento AGC;
- Estimador de máxima probabilidad;
- Algoritmo relativamente simple pero robusto.

La SNIR piloto se puede expresar genéricamente como  $SNIR = P_S/P_{N_t}$ , donde  $P_S$  representa la potencia recibida de la secuencia piloto y  $P_{N_t}$  representa toda la potencia recibida de ruido más interferencia. Suponiendo que el error residual de frecuencia y de fase de la portadora ya se ha recuperado, la potencia de señal útil en el tiempo  $t_k = N_p + kN_{inslot}/2$  se puede estimar como sigue:

$$\hat{P}_S(t_k) = \left\{ \frac{1}{2N_p W} \sum_{l=0}^{W-1} \sum_{m=1+(k-l)N_{slot}/2}^{N_p+(k-l)N_{slot}/2} [r_p(m)d_p(m)] \right\}^2 + \left\{ \frac{1}{2N_p W} \sum_{l=0}^{W-1} \sum_{m=1+(k-l)N_{slot}/2}^{N_p+(k-l)N_{slot}/2} [r_q(m)d_q(m)] \right\}^2$$

5 donde  $r_p(m)$  y  $r_q(m)$  corresponden a los componentes piloto recibidos en fase y en cuadratura, mientras que  $d_p(m)$  y  $d_q(m)$  constituyen la secuencia piloto original. El entero  $W \geq 1$  representa el número de campos piloto promediados coherentemente. La potencia total recibida,  $P_R$ , se puede expresar como:

$$\hat{P}_R(t_k) = \frac{1}{2N_p W} \sum_{l=0}^{W-1} \sum_{m=1+(k-l)N_{slot}}^{N_p+(k-l)N_{slot}} \{r_p^2(m) + r_q^2(m)\}$$

10 La estimación de potencia de ruido más interferencia se obtiene a continuación como:

$$\hat{P}_{N_i}(t_k) = \hat{P}_R(t_k) - \hat{P}_S(t_k),$$

15 y la SNR( $t_k$ ) estimada está dada por:

$$\widehat{SNR}(t_k) = \frac{\hat{P}_S[k]}{\hat{P}_{N_i}[k]}$$

20 Para estimar el nivel SNIR LOS se pueden almacenar como SNR LOS el promedio de las  $N_b$  mejores estimaciones de SNR sobre una cierta ventana de tiempo de observación  $T_{obs}$  que es lo suficientemente grande:

$$\widehat{SNR}_{LOS}(t) = \max \left\{ SNR_{min}^{ref}, \frac{1}{N_b} \sum_{l=1}^{N_b} \max_{t_k \in [t, t-T_{obs}]} \{ \widehat{SNR}(t_k) \} \right\}$$

25 donde  $SNR_{min}^{ref}$  es un valor de sistema de la SNIR permitida mínima almacenado previamente, que evita transmitir cuando el terminal móvil está experimentando una SNIR demasiado baja durante el periodo de observación (a saber, un coche aparcado en un garaje).

30 Suponiendo que no existe indicación de tono de ocupado en el enlace descendente, la transmisión de paquetes en el tiempo  $t = t^*$  sigue entonces la siguiente regla:

$$P_T(t^*) = \begin{cases} 1 & \text{si } \left[ \widehat{SNR}(t^*) \right]_{dB} \geq SNR_{th}(t^*) \\ 0 & \text{de lo contrario} \end{cases}$$

35 siendo  $P_T$  el indicador de transmisión ST y  $SNR_{th}(t^*)$  el umbral de SNIR de enlace descendente adaptativo utilizado para gobernar la transmisión de paquetes de enlace ascendente, dado por:

$$SNR_{th}(t^*) = \left[ \widehat{SNR}_{LOS}(t^*) \right]_{dB} - [\Delta]_{dB}$$

40 donde  $\Delta$  es la fluctuación SNIR permitida en dB.

La figura 18 representa un gráfico temporal de  $SNR(t_k)$ ,  $SNR_{LOS}(t)$ ,  $SNR_{th}(t^*)$ ,  $SNR_{min}^{ref}$  y  $P_T(t^*)$ .

Para estimar el rendimiento del algoritmo se introducen las probabilidades siguientes:

$$\begin{aligned}
 p_{Tx}^{GA} &= \frac{[N_{Tx}^P]^{GA}}{N_{slots}^{sim}/W} \\
 p_{Tx}^{SDUPTC} &= \frac{[N_{Tx}^P]^{SDUPTC}}{N_{slots}^{sim}/W} \\
 p_{Tx-Ok}^{SDUPTC} &= \frac{\sum_{i=1}^{N_{slots}^{sim}/W} \{ \text{packets}_{Tx}^{SDUPTC}(i) = \text{ON} \mid \text{packets}_{Tx}^{GA}(i) = \text{ON} \}}{N_{slots}^{sim}/W} \\
 p_{Tx-Miss}^{SDUPTC} &= \frac{\sum_{i=1}^{N_{slots}^{sim}/W} \{ \text{packets}_{Tx}^{SDUPTC}(i) = \text{OFF} \mid \text{packets}_{Tx}^{GA}(i) = \text{ON} \}}{N_{slots}^{sim}/W} \\
 p_{Tx-Exc}^{SDUPTC} &= \frac{\sum_{i=1}^{N_{slots}^{sim}/W} \{ \text{packets}_{Tx}^{SDUPTC}(i) = \text{ON} \mid \text{packets}_{Tx}^{GA}(i) = \text{OFF} \}}{N_{slots}^{sim}/W}
 \end{aligned}$$

donde  $p_{Tx}^{GA}$  corresponde a la probabilidad de transmisión de paquetes para un algoritmo asistido por genes,  $p_{Tx}^{SDUPTC}$  corresponde a la probabilidad de transmisión de paquetes para el algoritmo SDUPTC,  $p_{Tx-Ok}^{SDUPTC}$  corresponde a la probabilidad de transmisión de paquetes correcta (como algoritmo asistido por genes) para el algoritmo SDUPTC,  $p_{Tx-Miss}^{SDUPTC}$  corresponde a la probabilidad de transmisión de paquetes perdidos (comparada con el algoritmo asistido por genes) para el algoritmo SDUPTC y  $p_{Tx-Exc}^{SDUPTC}$  corresponde a la probabilidad de transmisión de paquetes extra (comparada con el algoritmo asistido por genes) para el algoritmo SDUPTC. El algoritmo SDUPTC simple propuesto está destinado a limitar el desequilibrio de potencia entre los paquetes recibidos en el lado de la pasarela, permitiendo de ese modo un buen rendimiento de canal MAC.

Para estimar el rendimiento del esquema propuesto se ha desarrollado un simulador compatible de capa física DVB-SHB simplificado. El simulador se compone de un modulador DVB-SHB con inserción piloto, canal de desvanecimiento móvil, desmodulador TDM con estimación de fase, estimador SNIR y lógica de decisión para la transmisión de paquetes de enlace de retorno.

El simulador de canal está en línea con el modelo de Márkov LMS de 3 estados, de Fontan et al.:

- Perez-Fontan, F., Vazquez-Castro M, Enjamio Cabado, C., Pita Garcia, J. y Kubista, E., "Statistical Modelling of the LMS Channel", IEEE Trans. on Vehic. Techn., volumen 50, número 6, noviembre de 2001; y
- Perez-Fontan, F., Vazquez-Castro M, S. Buonomo, Poiaras-Baptista J.P., Arbesser- Rastburg B., "S-band LMS channel behavior for different environments, degrees of shadowing and elevation angles", IEEE Trans. On Broadcasting, volumen 44, número 1, marzo de 1998, páginas 40 a 75.

Para facilitar el análisis del sistema el simulador de canal se utiliza en un esquema por estado, es decir, se han bloqueado las transiciones de cadena de Márkov. Los tres estados considerados en este trabajo representan las siguientes condiciones de ensombrecimiento:

- Estado 1: eventos de línea de visión (LOS);
- Estado 2: eventos de ensombrecimiento moderado;
- Estado 3: eventos de ensombrecimiento profundo.

A partir de los resultados de simulación de la tabla VI parece que el estado 1 está presente el 40-50 % del tiempo y es aquí donde se producirá probablemente la transmisión de paquetes. El algoritmo adoptado de estimación de la fase del desmodulador es el descrito en el apéndice A de directrices de implementación de DVB-SH. Para el cálculo de  $SNR_{LOS}^{ref}$ , se ha utilizado un valor de referencia  $SNR_{min}^{ref}$  obtenido mediante simulaciones en el mismo entorno móvil.

Tabla VI

Tipo de entorno	% de tiempo estado 1	% de tiempo estado 2	% de tiempo estado 3
Área abierta (OPE)	50	37,5	12,5
Área suburbana (SUB)	45,4	45,4	9,2
Área de ensombrecimiento intermedio por árboles (ITS, tree shadowing area)	39,3	35,7	25,9

Para estimar el impacto de la amplitud de desvanecimiento diferente por enlace de retorno se ha seguido el siguiente enfoque aproximado:

## ES 2 764 960 T3

- El ensombrecimiento log-normal se supone completamente correlacionado entre el enlace directo y el de retorno;
- Se supone que el desvanecimiento de Rician está completamente no correlacionado entre el enlace directo y el de retorno.

5 Las hipótesis anteriores se consideran lo suficientemente precisas para estimar los errores de potencia experimentados en la entrada de la pasarela debido a la no correlación de desvanecimiento de los enlaces directo/de retorno.

10 Se han llevado a cabo una serie de pruebas y optimizaciones de parámetros para conseguir un buen rendimiento del esquema propuesto de control de transmisión de paquetes de retorno, sobre diversos entornos móviles (abierto=OPE, suburbano=SUB, ensombrecimiento intermedio por árboles=ITS) y diferentes velocidades móviles adoptadas (70 y 170 Km/h). A continuación, se presentan los resultados simulados para los diferentes entornos móviles de canal LMS para cada uno de los tres posibles estados.

15 Según lo previsto, en un entorno abierto a 170 km/h, la transmisión de los paquetes se permite para durante la gran mayoría del tiempo cuando el canal está en el estado 1.

20 En el estado 2, se observa una reducción en el número de paquetes transmitidos debida a la fluctuación más extensa de la señal. Finalmente, para el estado 3 del canal abierto LMS, la reducción de paquetes transmitidos es más destacada aunque no tan fuerte como para los canales SUB y ITS.

25 Las estadísticas de las fluctuaciones de potencia a nivel de transmisión de terminal móvil y a nivel de entrada de antena de satélite en entorno abierto se resumen en la siguiente tabla VII, donde Tx significa transmisión y RTN significa retorno. Cabe señalar que el algoritmo propuesto se comporta muy bien comparado con el asistido por genes. La desviación estándar de las fluctuaciones de potencia de transmisión no supera los 0,6 dB sin desvanecimiento/ensombrecimiento del enlace de retorno, y los 0,9 dB con desvanecimiento/ensombrecimiento del enlace de retorno.

30 Tabla VII

Parámetro	Estado 1	Estado 2	Estado 3	Unidad/símbolo
Ranuras Tx permitidas [asistido por genes]	96,1	59,6	4,5	%, $P_{Tx}^{GA}$
Ranuras Tx permitidas [algoritmo propuesto]	94,8	62,7	7,4	%, $P_{Tx}^{STDUPFC}$
Ranuras Tx con decisión correcta	95,8	81,9	94,8	%, $P_{Tx-Ok}^{STDUPFC}$
Ranuras Tx con decisión no Tx incorrecta	2,8	7,6	1,2	%, $P_{Tx-Miss}^{STDUPFC}$
Ranuras Tx con decisión Tx incorrecta	1,4	10,6	4,1	%, $P_{Tx-Exc}^{STDUPFC}$
Desviación estándar de potencia Tx sin desvanecimiento RTN	0,6	0,5	0,3	dB
Desviación estándar de potencia Tx con desvanecimiento RTN	0,9	0,9	0,8	dB

35 En un entorno suburbano a 70 km/h, la transmisión de paquetes se permite solamente durante un porcentaje de tiempo limitado, debido a obstrucciones de enlace, incluso para el estado 1. En el estado 2, debido a la mayor ocurrencia de ensombrecimiento, se observa una reducción importante en el número de paquetes transmitidos. Finalmente, para el estado 3 del canal suburbano LMS, el enlace está básicamente obstruido, de tal modo que no hay posibilidad de paquetes transmitidos satisfactoriamente. El algoritmo puede afrontar este entorno incluso a una alta velocidad móvil. Las estadísticas de fluctuaciones de potencia en el nivel de transmisión del terminal móvil y el nivel de entrada del antena de satélite se resumen en la tabla VIII. Cabe señalar que el algoritmo propuesto se comporta muy bien comparado con el asistido por genes. La desviación estándar de las fluctuaciones de potencia de transmisión no superan 0,8 dB sin desvanecimiento/ensombrecimiento del enlace de retorno y 1,9 dB con desvanecimiento/ensombrecimiento del enlace de retorno (estado 1). Las estadísticas de los estados 2 y 3 para error de potencia se basan en un conjunto limitado de transmisiones y tienen poca probabilidad de ocurrencia por lo que no son muy significativas.

45

Tabla VIII

Parámetro	Valor de estado 1	Valor de estado 2	Valor de estado 3	Unidad
Ranuras Tx permitidas [asistido por genes]	18,7	0,0	0,0	%
Ranuras Tx permitidas [algoritmo propuesto]	24,0	0,15	0,0	%
Ranuras Tx con decisión correcta	89,6	99,85	100,0	%
Ranuras Tx con decisión no Tx incorrecta	2,6	0,0	0,0	%
Ranuras Tx con decisión Tx incorrecta	7,8	0,2	0,0	%
Desviación estándar de potencia Tx sin desvanecimiento RTN	0,8	N/A	N/A	dB
Desviación estándar de potencia Tx con desvanecimiento RTN	2,0	N/A	N/A	dB

5 Las simulaciones muestran que el algoritmo SNORE funciona notablemente bien incluso en el entorno difícil de ensombrecimiento intermedio con árboles, y a una velocidad del terminal elevada (170 km/h).

10 Tal como se prevé en esta realización, la transmisión de paquetes se permite solamente durante un determinado porcentaje de tiempo, debido a obstrucciones de enlace, incluso cuando el canal está en su mejor estado (1). En el estado 2 se observa una reducción importante en el número de paquetes transmitidos, debido al mayor nivel de ensombrecimiento. Finalmente, para el estado 3 del ensombrecimiento intermedio por árboles LMS, el enlace está básicamente obstruido, de tal modo que no hay posibilidad de que los paquetes se transmitan satisfactoriamente.

15 Las estadísticas de fluctuaciones de potencia al nivel de transmisión de terminal móvil y al nivel de entrada de la antena de satélite se resumen en la tabla IX. Cabe señalar que el algoritmo propuesto se comporta muy bien comparado con el asistido por genes. La desviación estándar de las fluctuaciones de potencia de transmisión no superan 0,8 dB sin desvanecimiento/ensombrecimiento del enlace de retorno y 2,0 dB con desvanecimiento/ensombrecimiento del enlace de retorno. Las estadísticas de los estados 2 y 3 para error de potencia se basan en un conjunto limitado de transmisiones y tienen poca probabilidad de ocurrencia por lo que no son muy significativas.

20

Tabla IX

Parámetro	Valor de estado 1	Valor de estado 2	Valor de estado 3	Unidad
Ranuras Tx permitidas [asistido por genes]	18,7	0,0	0,0	%
Ranuras Tx permitidas [algoritmo propuesto]	24,0	0,15	0,0	%
Ranuras Tx con decisión correcta	89,6	99,85	100,0	%
Ranuras Tx con decisión no Tx incorrecta	2,6	0,0	0,0	%
Ranuras Tx con decisión Tx incorrecta	7,8	0,2	0,0	%
Desviación estándar de potencia Tx sin desvanecimiento RTN	0.8	N/A	N/A	dB
Desviación estándar de potencia Tx con desvanecimiento RTN	2.0	N/A	N/A	dB

25 En conclusión, la invención da a conocer una posible solución para tratar eficientemente los requisitos de interactividad del sistema de banda S (pero asimismo de bandas Ka y Ku).

30 Para el más difícil sistema de mensajería interactivo no en tiempo real, la invención da a conocer una solución basada en Aloha ensanchado con procesamiento SIC orientado a paquetes, posiblemente iterativo, utilizando un algoritmo de "ventana deslizante" innovador, así como un método de control de transmisión de paquetes de enlace ascendente simple pero eficiente.

35 El análisis teórico y la simulación han demostrado que el esquema MAC de acceso aleatorio propuesto proporciona un rendimiento realmente destacable en términos de caudal, tasa de pérdida de paquetes y resistencia al desequilibrio de potencia de la señal recibida. El desequilibrio de potencia mejora los rendimientos del procesamiento iterativo SIC en lugar de degradarlos, permitiendo conseguir un caudal MAC del orden de 2 b/s/Hz sobre un canal móvil por satélite, lo que es aproximadamente 40 veces más que el SA convencional.

40 El enfoque propuesto parece muy adecuado para una implementación de pasarela radioeléctrica definida por software (SDR, software defined radio), con procesamiento recursivo de las muestras de señal de banda base almacenadas. Este enfoque SDR permitirá una implementación de bajo riesgo y bajo coste del desmodulador de pasarela, con grandes capacidades de escalabilidad.

REIVINDICACIONES

1. Un método de recepción de paquetes de datos transmitidos de forma asíncrona por una serie de terminales de usuario (ST) utilizando un protocolo de acceso al medio Aloha ensanchado, incluyendo el método una etapa de cancelación de interferencia sucesiva para cancelar interferencias entre paquetes en colisión, y estando **caracterizado por que** dicha etapa de cancelación de interferencia sucesiva comprende:
- a) almacenar muestras de señal recibidas en una memoria de procesamiento (PM);
  - b) llevar a cabo identificación de paquetes sobre las señales almacenadas en dicha memoria de procesamiento, dentro de una ventana de procesamiento deslizante;
  - c) seleccionar uno entre los paquetes identificados, y cancelar las interferencias de dicho paquete con los otros datos recibidos, dentro de la ventana de procesamiento deslizante (PW);
  - d) repetir la etapa c) para la totalidad o parte de los paquetes identificados en la etapa b); y
  - e) desplazar la ventana de procesamiento mediante una etapa de desplazamiento que es más corta que la longitud global de dicha ventana de procesamiento;
- en el que la longitud de dicha ventana de procesamiento deslizante (PW) es por lo menos igual a dos, y preferentemente a tres veces la longitud de un paquete de capa física emitido por dichos terminales de usuario; en el que la subetapa b) comprende llevar a cabo identificación de paquetes detectando preámbulos de paquete conocidos; donde la subetapa c) comprende:
- c0) clasificar los paquetes identificados mediante su relación de señal/ruido e interferencia;
  - c1) llevar a cabo estimación de canal asistida por datos, para el paquete seleccionado sobre el preámbulo, mediante un desmodulador de secuencia directa secuencia ensanchada DS/SS de ráfagas; y
  - c2) llevar a cabo descodificación de corrección de errores hacia delante, FEC, del paquete seleccionado, y donde la subetapa c) comprende además,
- si la FEC se considera satisfactoria después de una comprobación de redundancia cíclica, CRC:
- c3) llevar a cabo estimación de canal asistida por datos mejorada, sobre todo el paquete;
  - c4) reconstruir dicho paquete en la banda base; y
  - c5) llevar a cabo cancelación de interferencia mediante un procesador de cancelación de interferencia, ICP.
2. El método según la reivindicación 1, en el que la subetapas b), c) y d) se iteran un número predeterminado de veces mayor que uno.
3. El método según la reivindicación 2, en el que la subetapas b), c) y d) se iteran el número máximo de veces que permite procesamiento en tiempo real de los datos recibidos.
4. El método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la longitud de dicha etapa de desplazamiento está comprendida entre un tercio y la mitad de la longitud de dicha ventana de procesamiento deslizante.
5. Un receptor de pasarela (GWR) para recibir paquetes de datos transmitidos de forma asíncrona por una serie de terminales de usuario (ST) utilizando un protocolo de acceso al medio de espectro ensanchado, que comprende:
- una unidad frontal (FEU), para desmodular y digitalizar las señales recibidas; y
  - una unidad de procesamiento de datos (DPU) para llevar a cabo desmodulación de espectro ensanchado, descodificación y cancelación de interferencia;
- caracterizado por que** dicho receptor de pasarela está adaptado para llevar a cabo un método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores.
6. Un método para llevar a cabo comunicación asíncrona bidireccional entre un receptor de pasarela y una serie de terminales de usuario utilizando un protocolo de acceso al medio Aloha ensanchado no ranurado, que comprende una etapa de transmitir un paquete de datos desde por lo menos un mencionado terminal de usuario, y una etapa de recibir un paquete de datos transmitido, en dicho receptor de pasarela, **caracterizado por que:**
- la etapa de recibir paquetes de datos transmitidos se lleva a cabo según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4; y
  - la etapa de transmitir paquetes de datos incluye una subetapa de control de transmisión de paquetes asíncrona, que comprende:

- 5 - estimar un parámetro ( $SNR(t_k)$ ) indicativo de la calidad de la transmisión de información a través del canal de comunicación, en base a los datos emitidos por dicha pasarela y recibidos por dicho terminal de usuario a través de dicho canal; e
- 5 - inhibir la transmisión de datos por dicho terminal de usuario siempre que dicho parámetro estimado sea indicativo de una calidad de transmisión insuficiente, de acuerdo con un criterio variable de forma adaptativa.
7. El método según la reivindicación 6, en el que dicho parámetro indicativo de la calidad de la transmisión de información a través del canal de comunicación es una relación de señal/ruido e interferencia ( $SNR(t_k)$ ); y en el que la transmisión de datos se inhibe cuando la relación estimada de señal/ruido e interferencia es menor que un umbral que varía adaptativamente ( $SNR_{th}(t^*)$ ).
8. El método según la reivindicación 7, en el que dicho umbral que varía adaptativamente ( $SNR_{th}(t^*)$ ) es igual a un promedio de los N mayores valores de las relaciones de señal/ruido e interferencia estimadas dentro de una ventana de observación deslizante predeterminada, siendo N un entero predeterminado, multiplicado por un factor predeterminado menor que uno.
9. El método según cualquiera de las reivindicaciones 7 u 8, en el que dicha relación de señal/ruido e interferencia se estima partir de una secuencia piloto conocida de un paquete de datos recibido.
10. El método según cualquiera de las reivindicaciones 6 a 9, que comprende:
- 25 - cuando la transmisión no se inhibe, y si por lo menos un paquete de datos está preparado para transmisión, transmitir dicho paquete de datos en un tiempo aleatorio dentro de una ventana de tiempo de una longitud predeterminada.
11. El método según la reivindicación 10, que comprende además:
- 30 - tras la recepción en el terminal de usuario de una señal, emitida por dicha pasarela e indicativa de una situación de congestión de canal, aumentar la longitud de dicha ventana de tiempo en una cantidad predeterminada con una primera probabilidad, y tras la falta de recepción de dicha señal durante un tiempo predeterminado, disminuir la longitud de dicha ventana de tiempo con una segunda probabilidad.
12. El método según la reivindicación 11, en el que dicha primera probabilidad disminuye y dicha segunda probabilidad aumenta según aumenta la longitud de dicha ventana de tiempo.
13. El método según cualquiera de las reivindicaciones 11 y 12, en el que la longitud de dicha ventana de tiempo se dimensiona de acuerdo con un nivel de prioridad del paquete de datos a transmitir.
14. El método según cualquiera de las reivindicaciones 6 a 13, que comprende además variar aleatoriamente la potencia de transmisión para cada paquete, independientemente de otros terminales de usuario que comunican con una misma pasarela, de acuerdo con una distribución de probabilidad adaptada para optimizar una distribución de potencia recibida, en dicha pasarela.
15. Un sistema de comunicación que comprende una serie de terminales de usuario móviles (ST) que comunican con, por lo menos, una pasarela a través de un canal de satélite utilizando un protocolo de acceso al medio de espectro ensanchado asíncrono sin control de potencia de bucle cerrado, **caracterizado por que**
- 50 - dichos terminales de usuario comprenden medios de control de transmisión adaptados para transmitir paquetes de datos incluyendo una subetapa de control de transmisión de paquetes asíncrona, que comprende:
- 55 - estimar un parámetro indicativo de la calidad de la transmisión de información a través del canal de comunicación, en base a datos emitidos por dicha pasarela y recibidos por dicho terminal de usuario a través de dicho canal; e
- inhibir la transmisión de datos por dicho terminal de usuario siempre que dicho parámetro estimado sea indicativo de una calidad de transmisión insuficiente, de acuerdo con un criterio variable de forma adaptativa; y
- 60 - cada mencionada pasarela comprende un receptor de pasarela (GWR) según la reivindicación 5.
16. El sistema de comunicación según la reivindicación 15, en el que dicha pasarela comprende además medios para detectar una situación de congestión del canal de satélite, y emitir en consecuencia una señal de congestión; y en el que dichos terminales de usuario comprenden medios de control de transmisión adaptados para llevar a cabo el método según cualquiera de las reivindicaciones 11 a 14.

17. El sistema de comunicación según la reivindicación 15 o 16, en el que el margen de enlace para dichos terminales de usuario está dimensionado para conseguir una tasa de errores de paquete (PER) de fondo deseada.

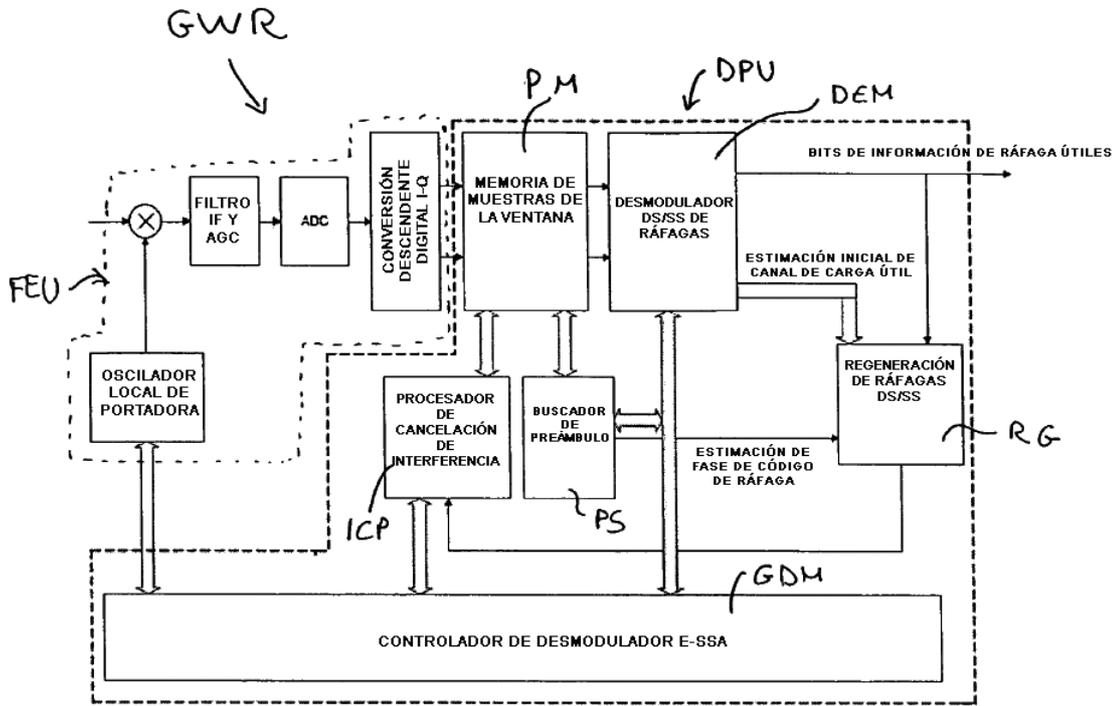


Fig. 1

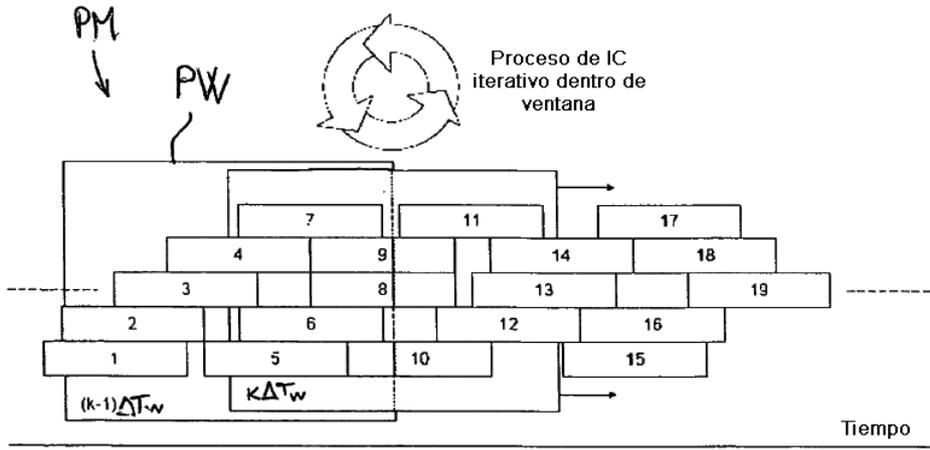


Fig. 2

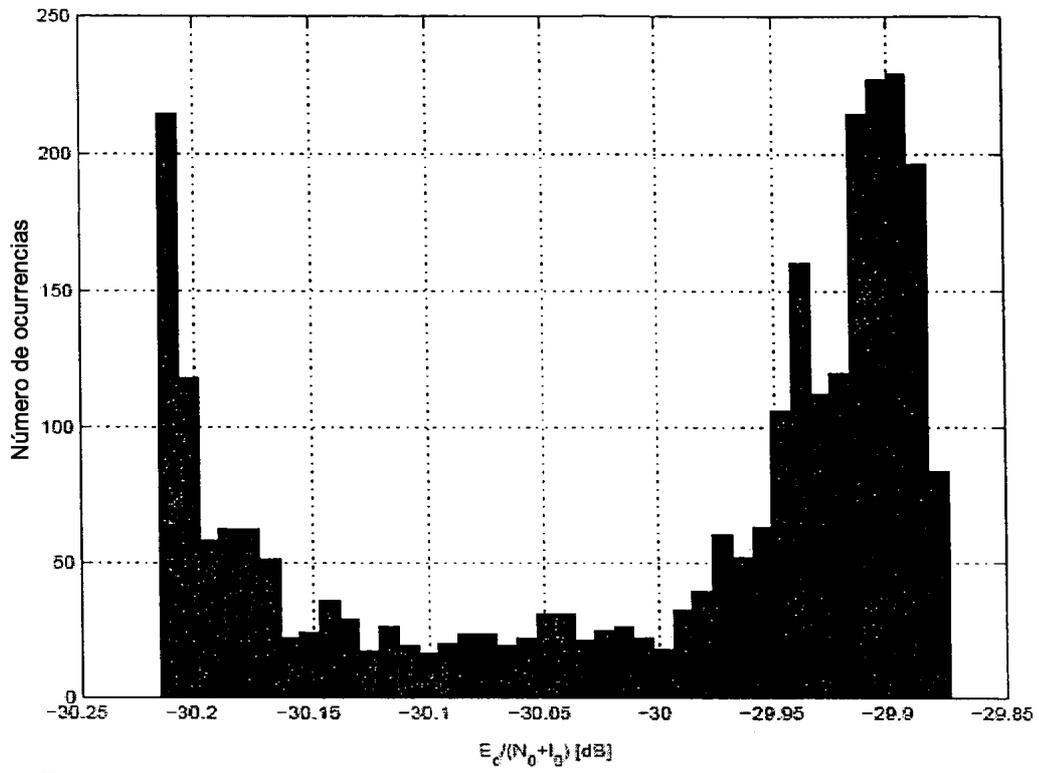


Fig. 3a

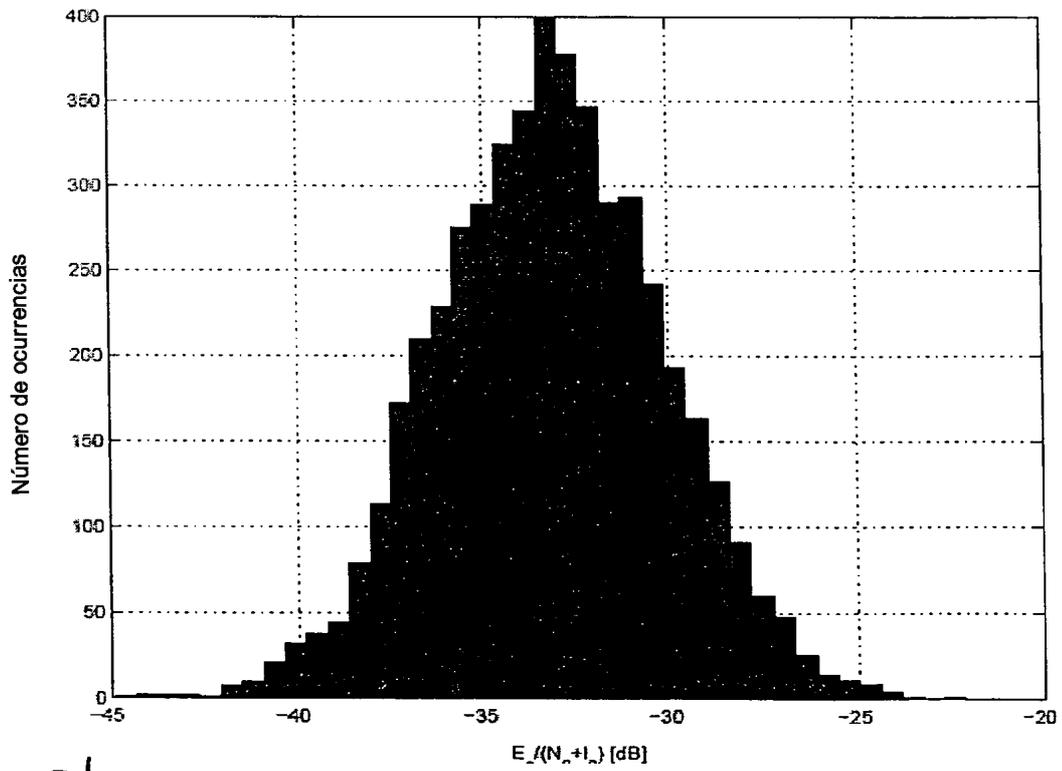


Fig. 3b

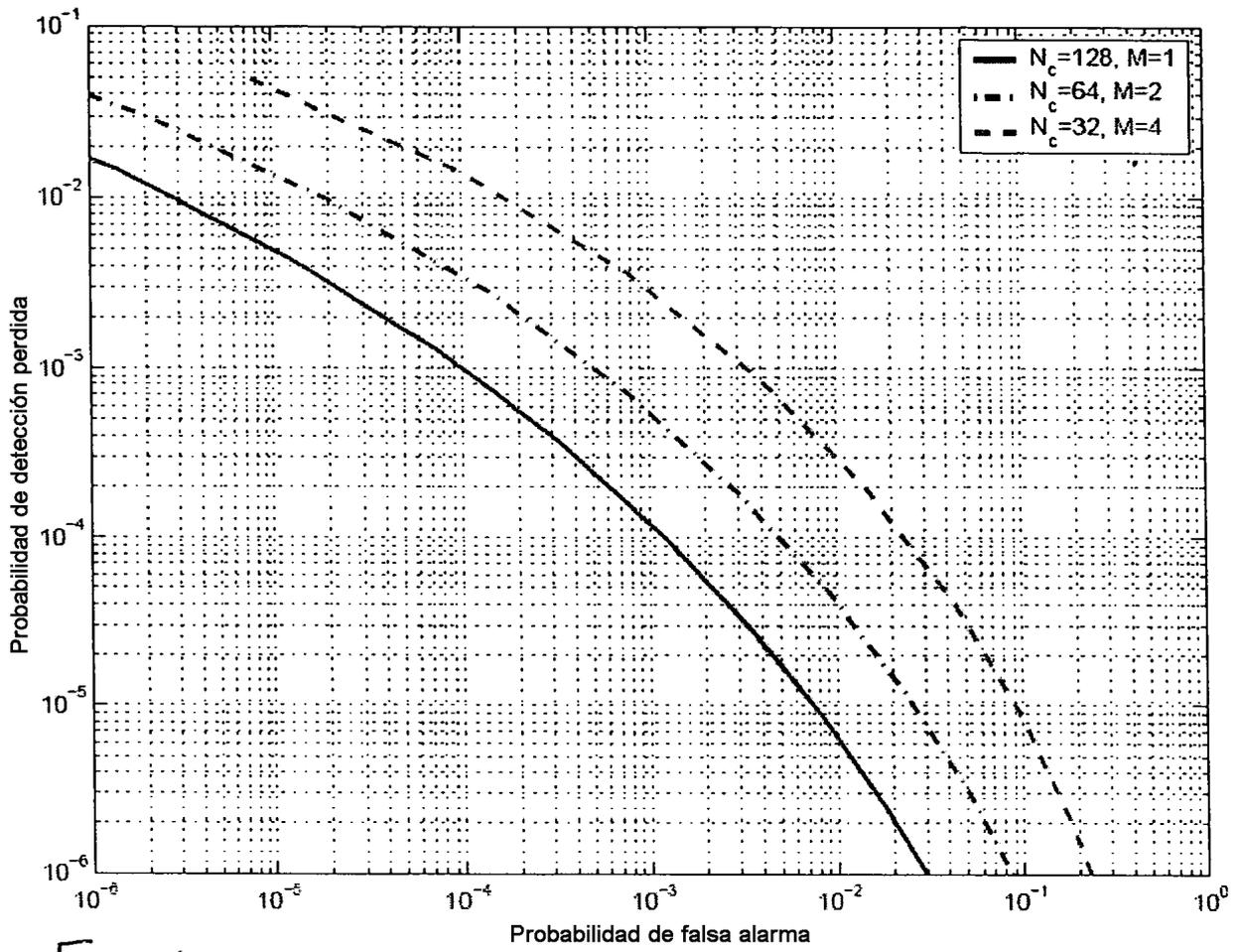


Fig. 4

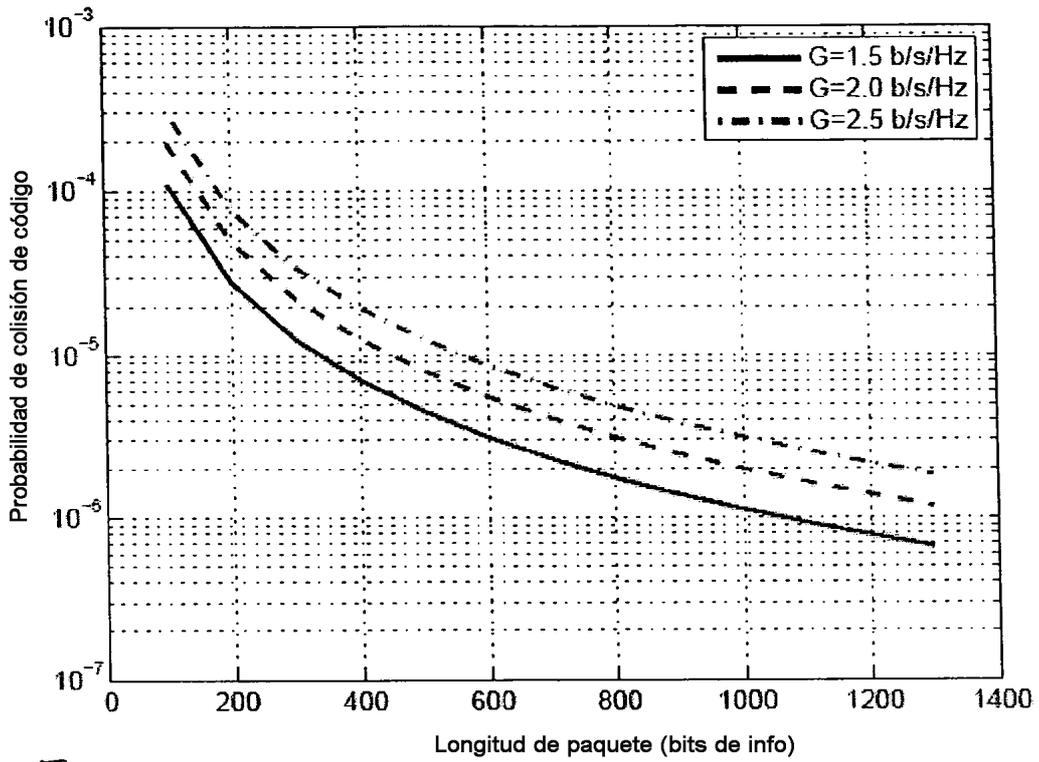


Fig. 5a

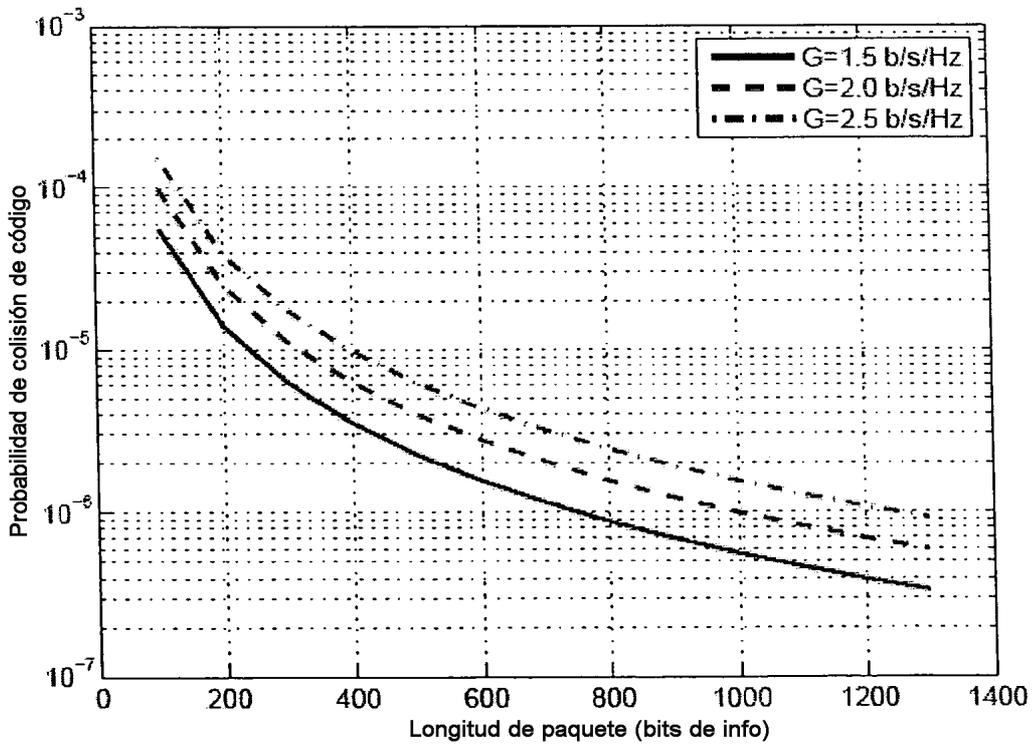


Fig. 5b

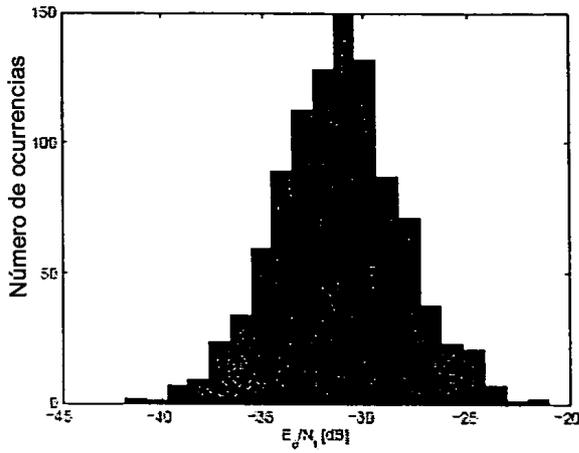


Fig. 6a

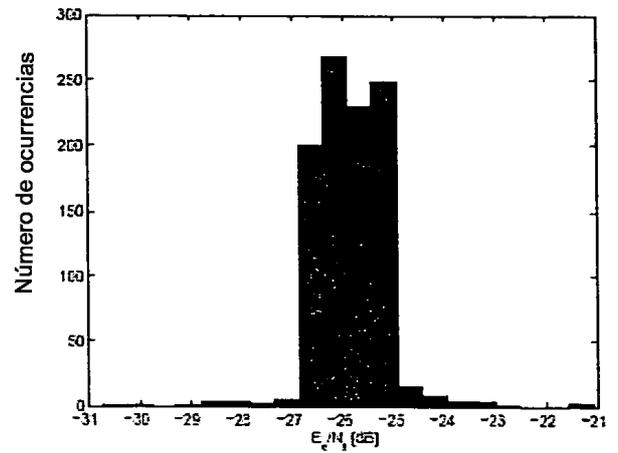


Fig. 6b

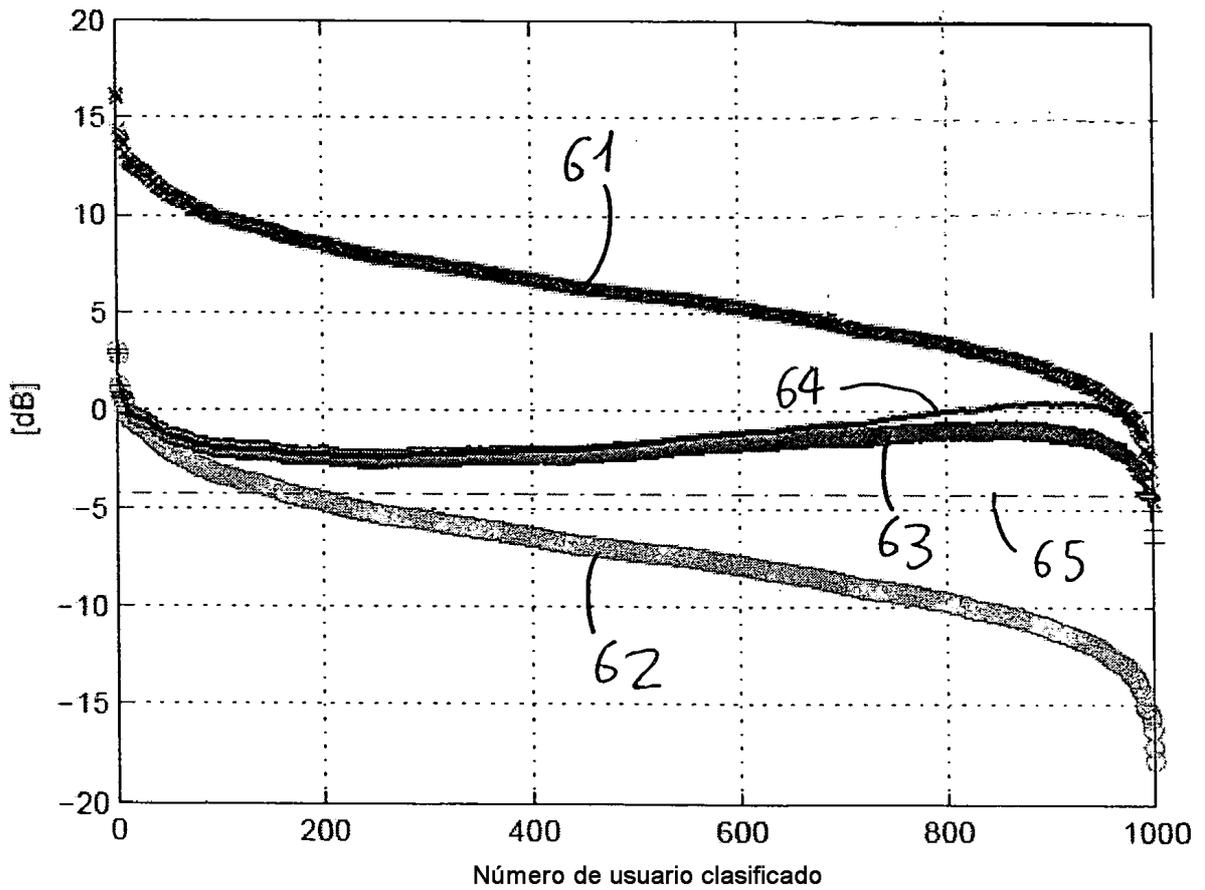


Fig. 6c

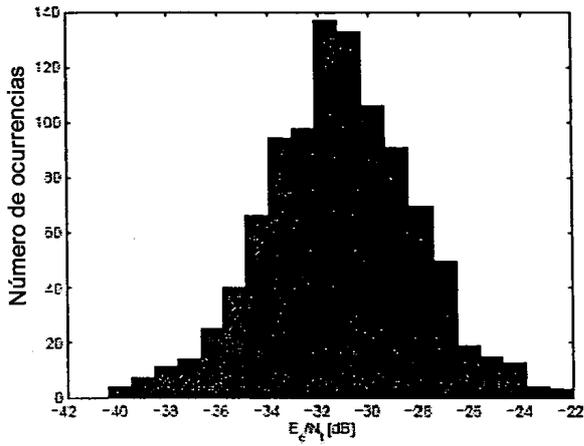


Fig. 7a

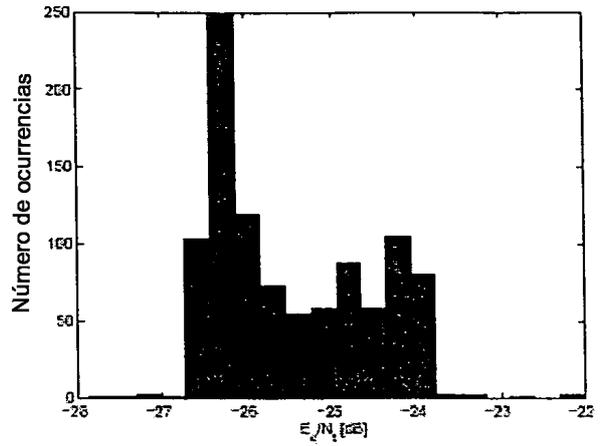


Fig. 7b

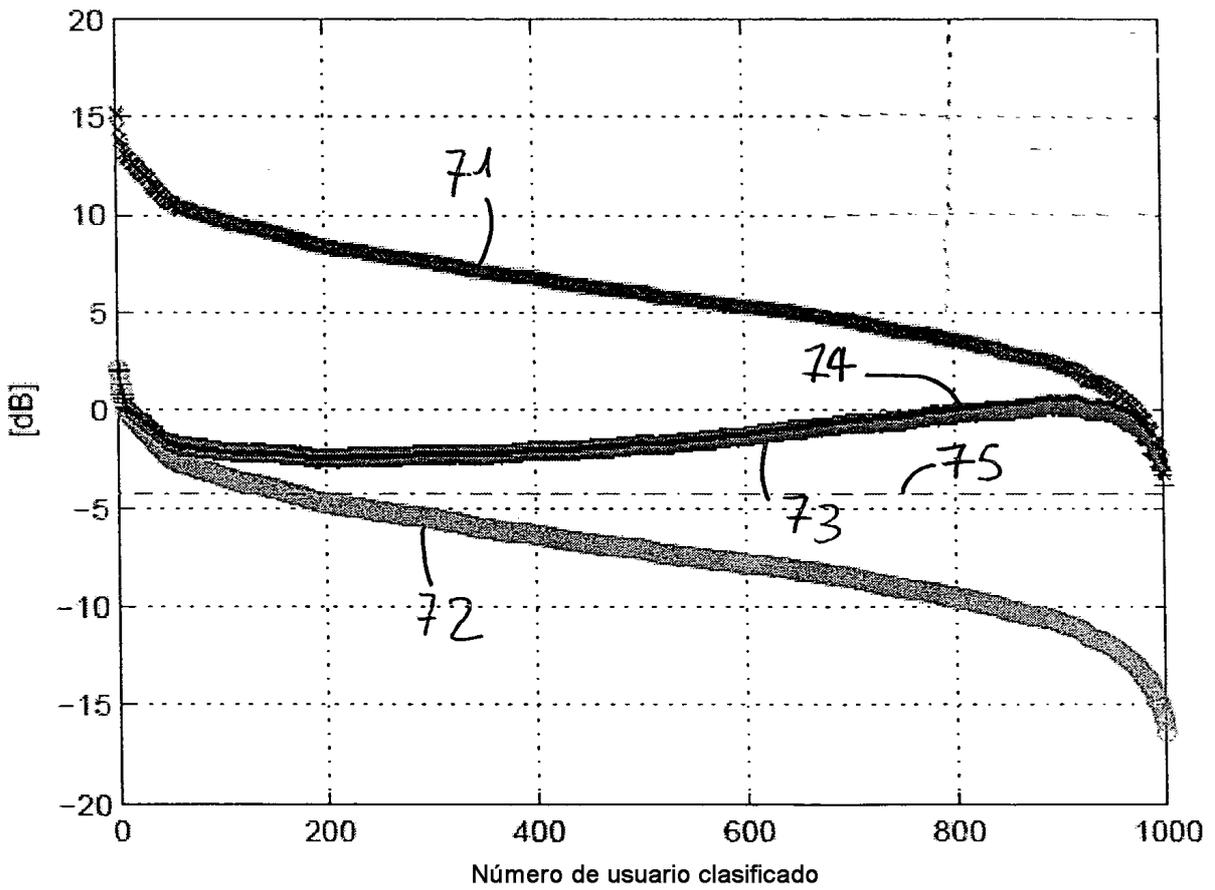


Fig. 7c

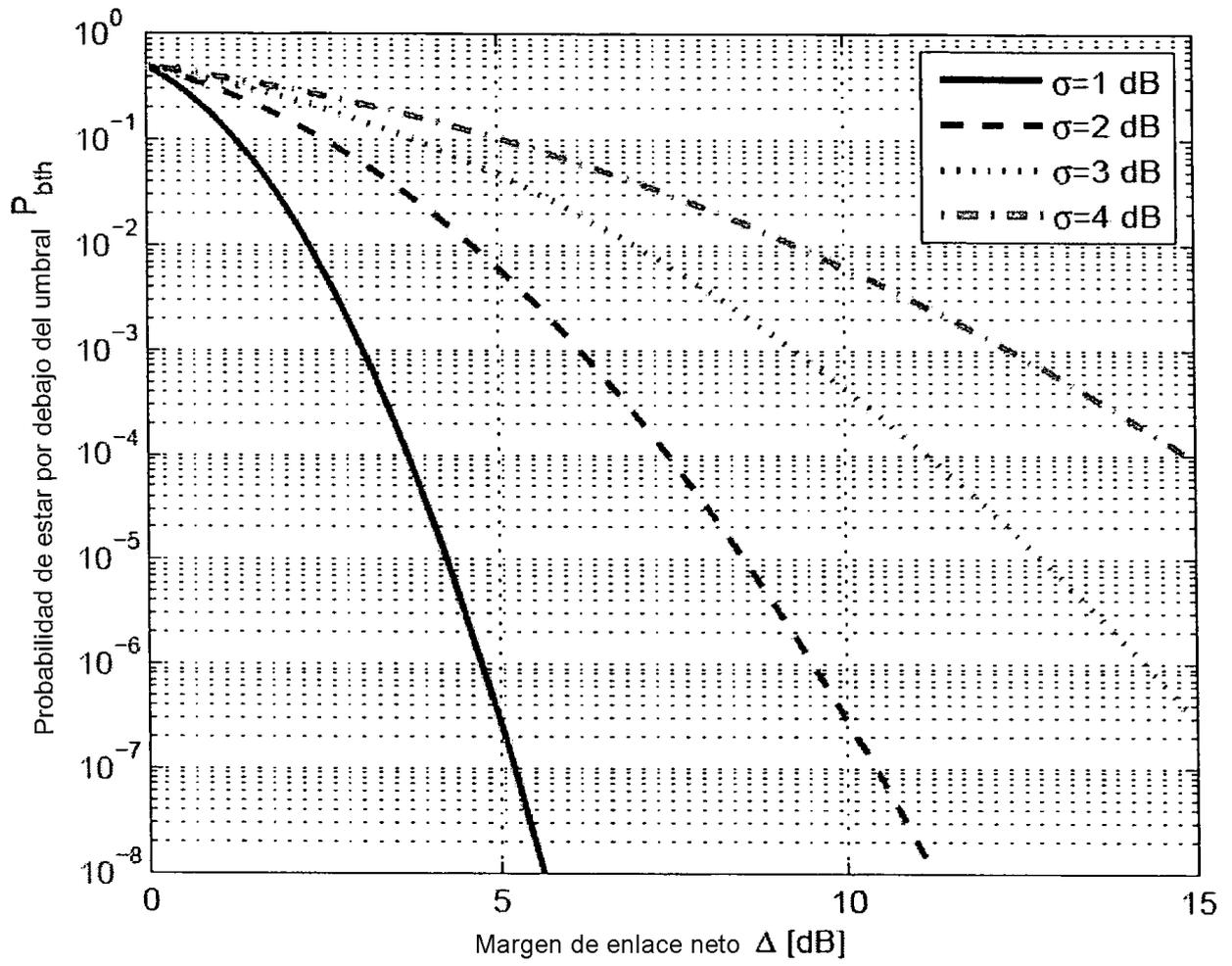


Fig. 8

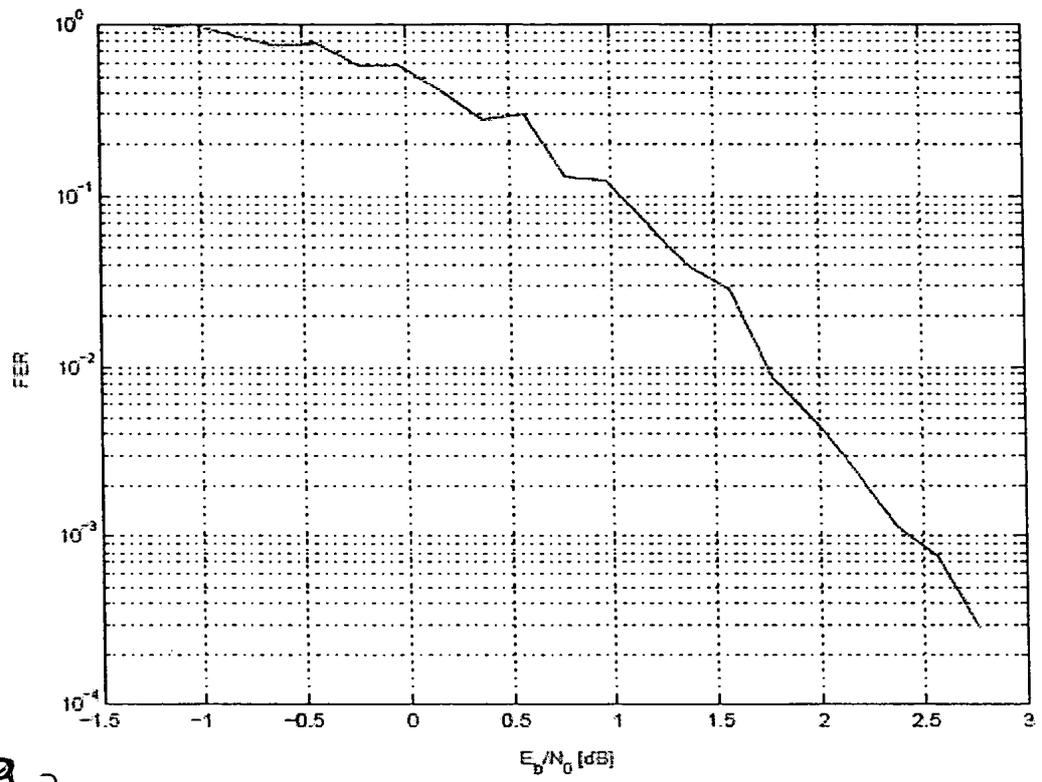


Fig. 9.2

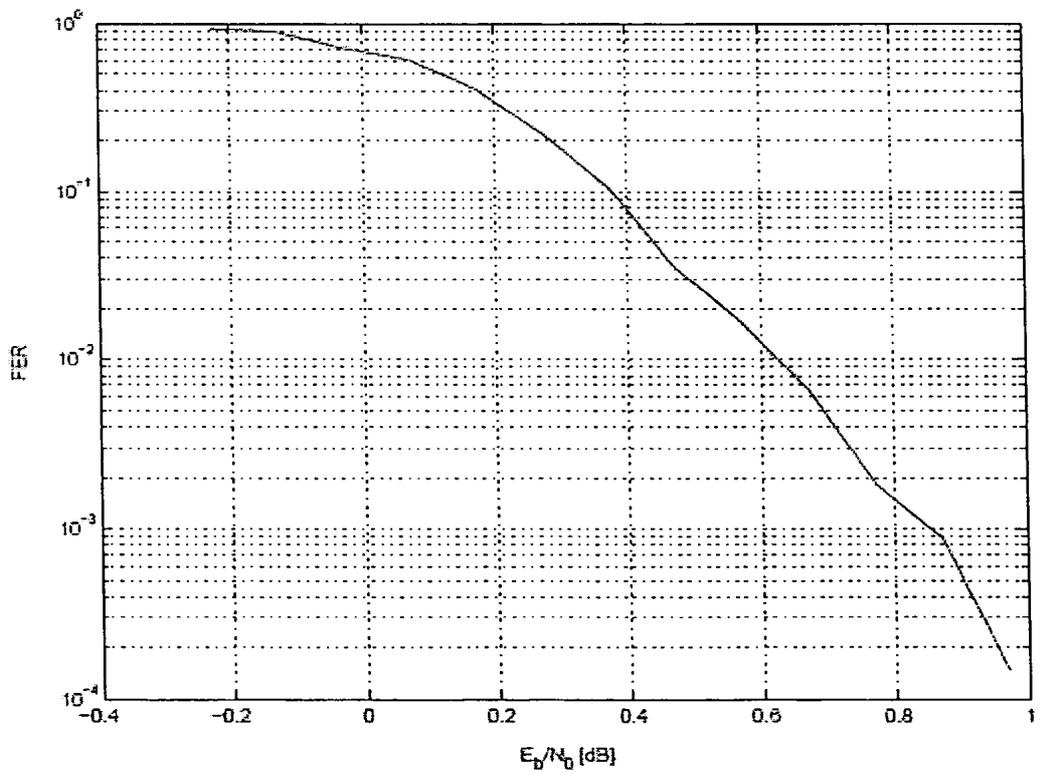


Fig. 9.6

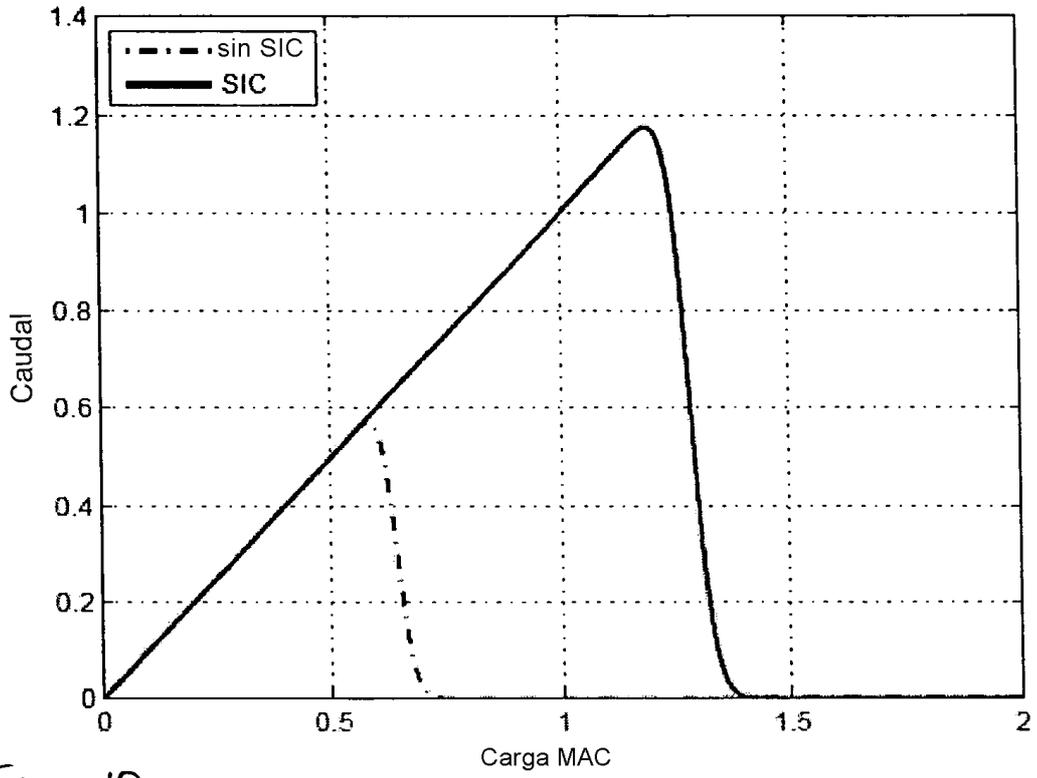


Fig. 10a

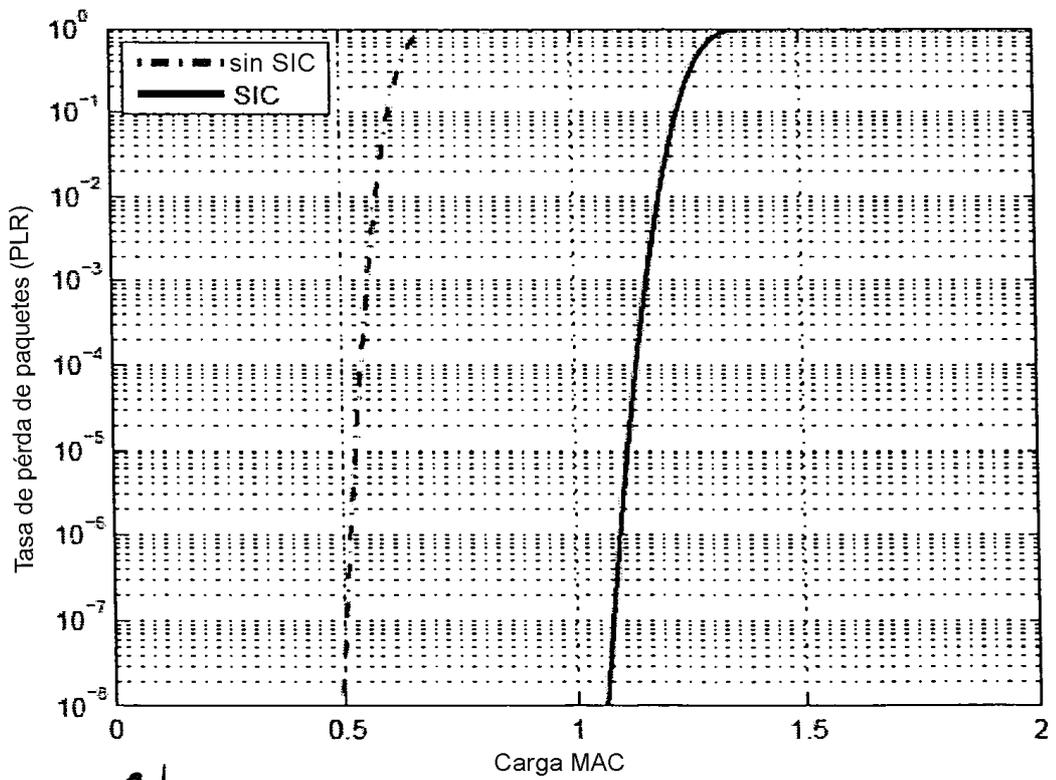


Fig. 10b

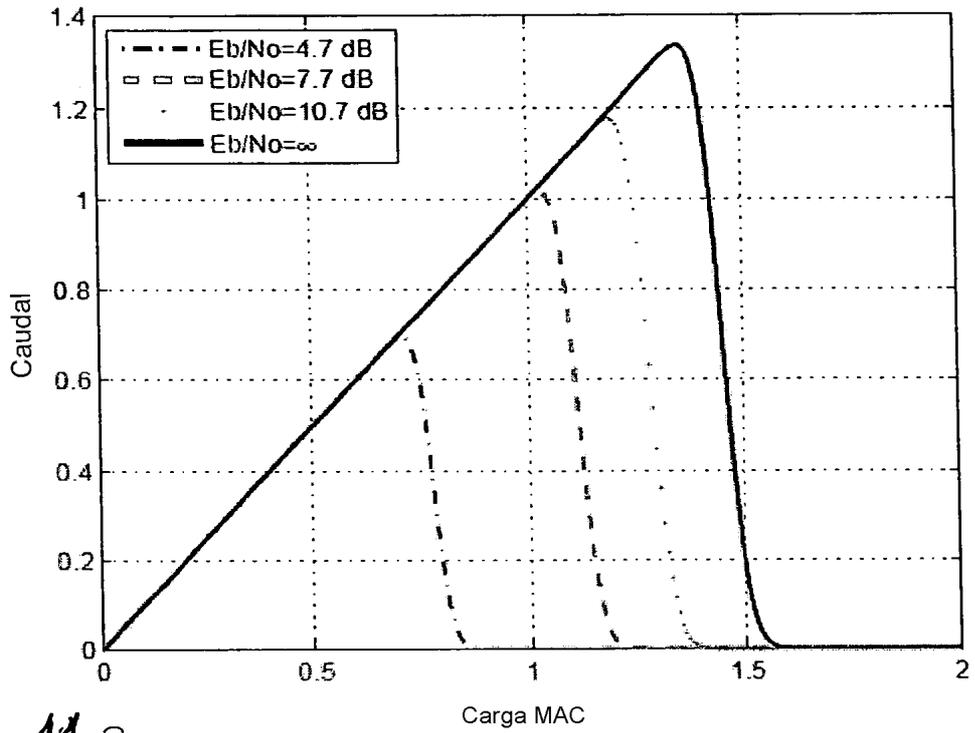


Fig 11 a

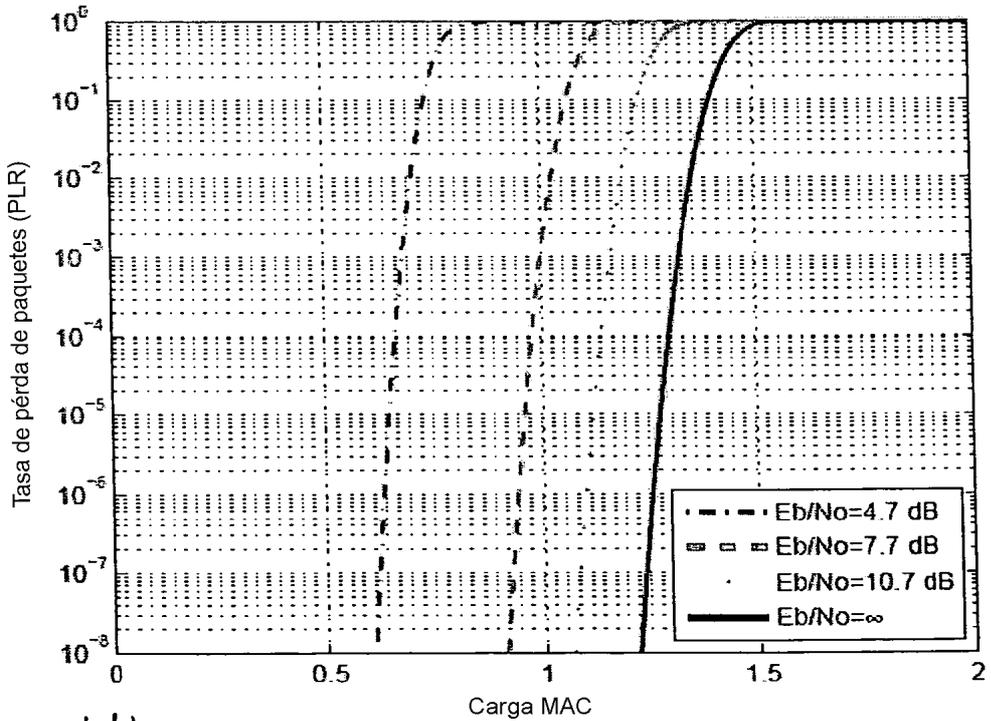


Fig. 11 b

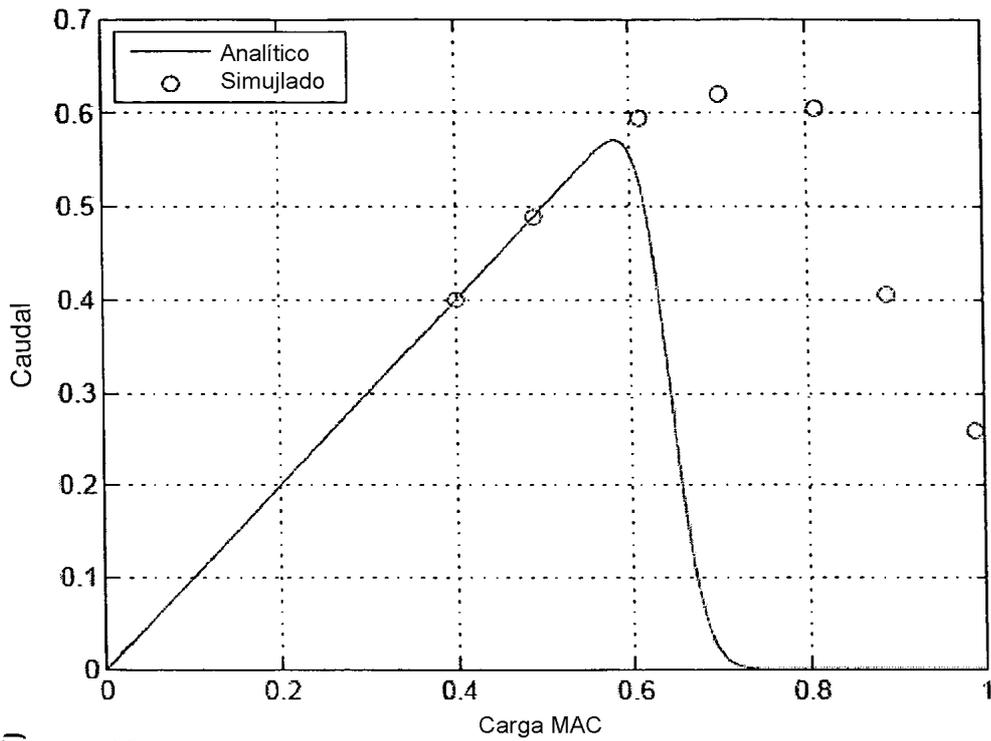


Fig. 12a

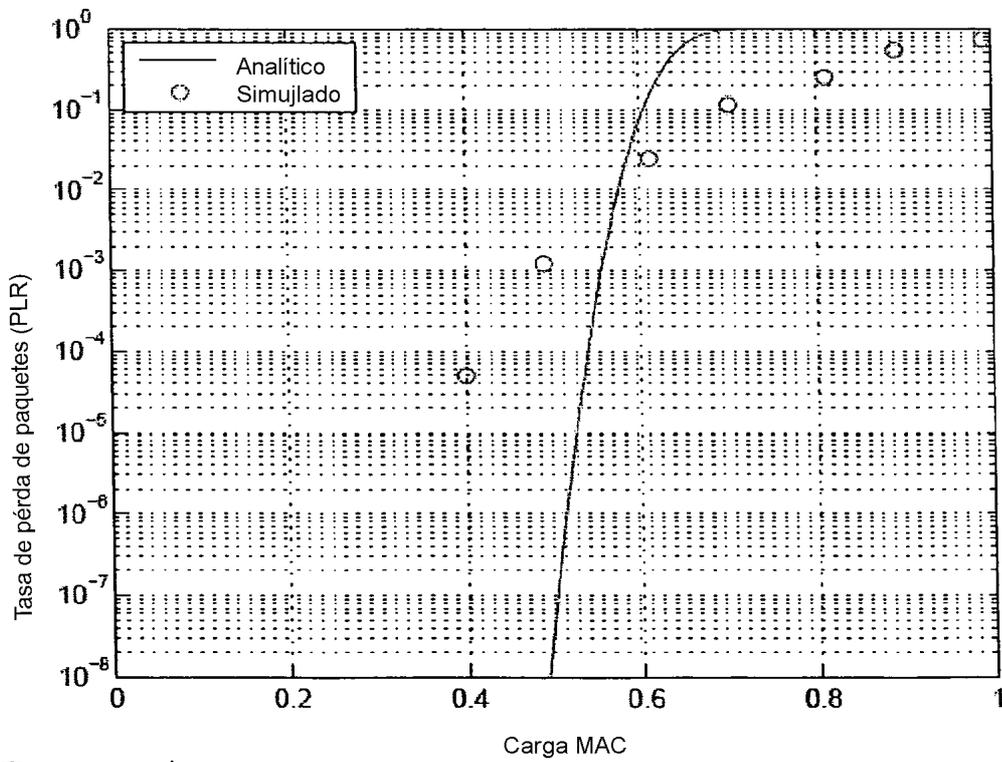


Fig. 12b

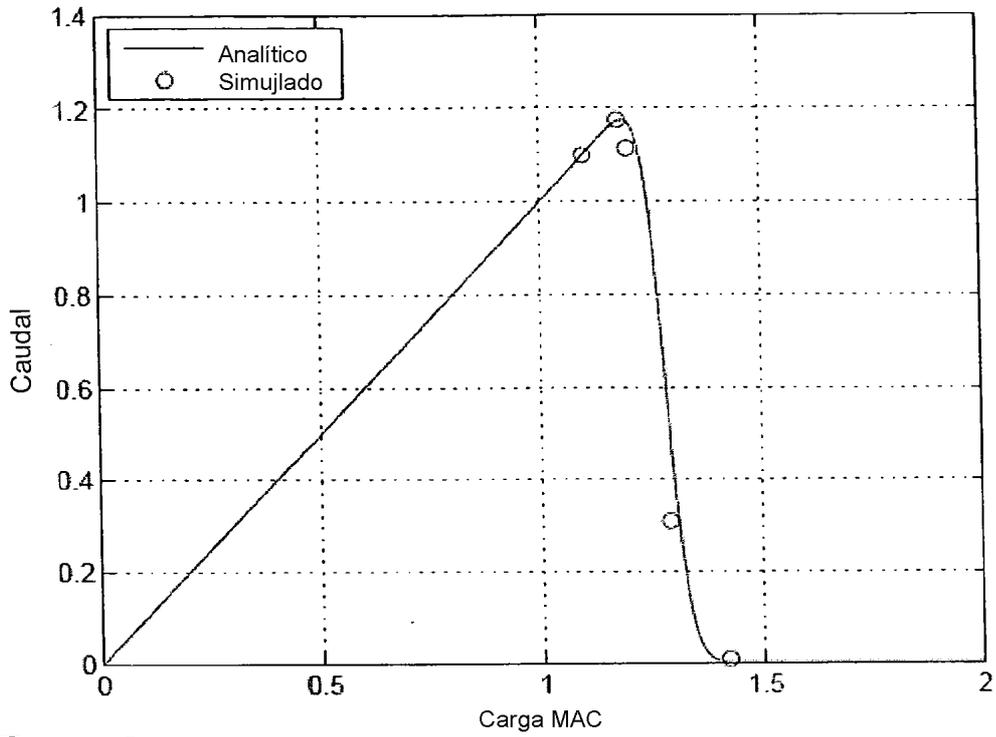


Fig. 132

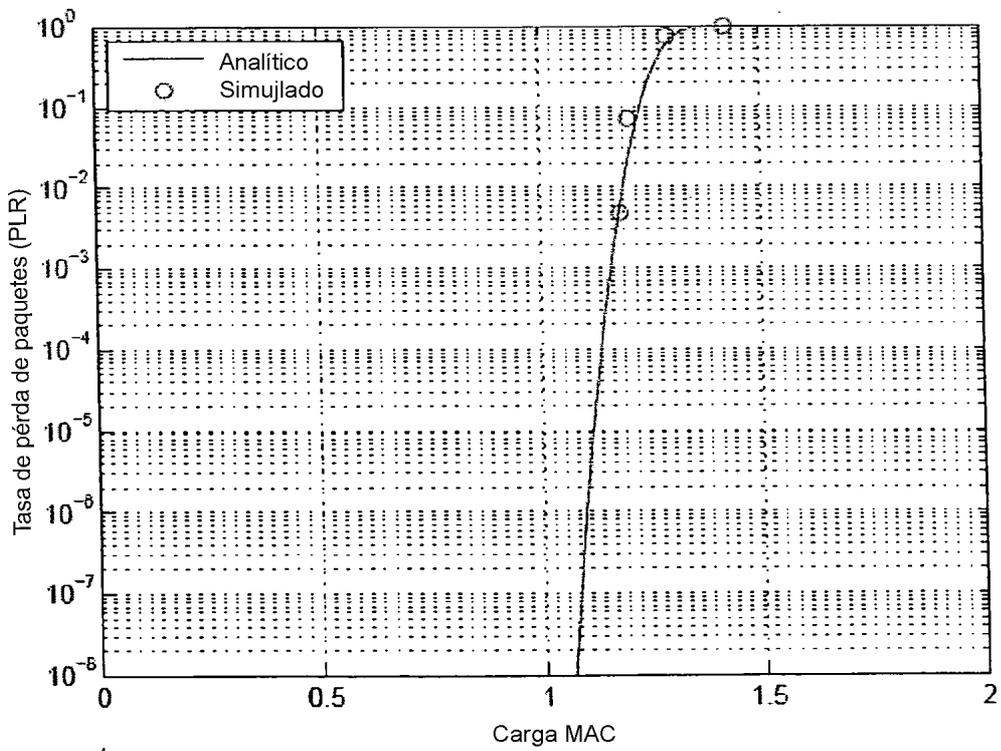


Fig. 136

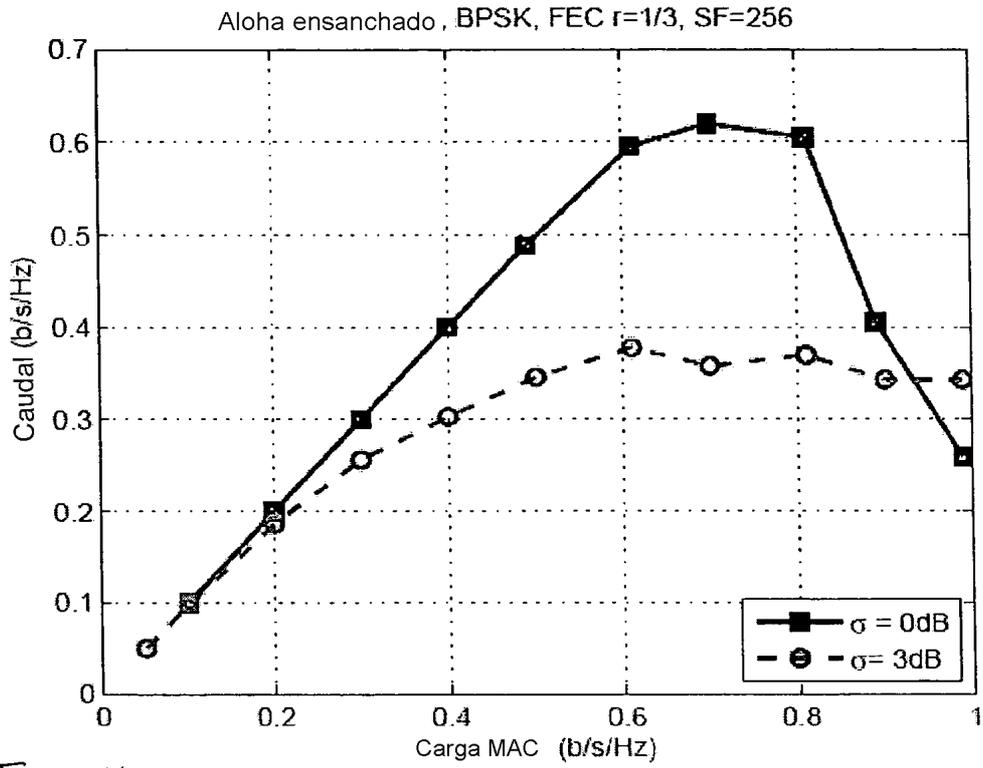


Fig. 14a

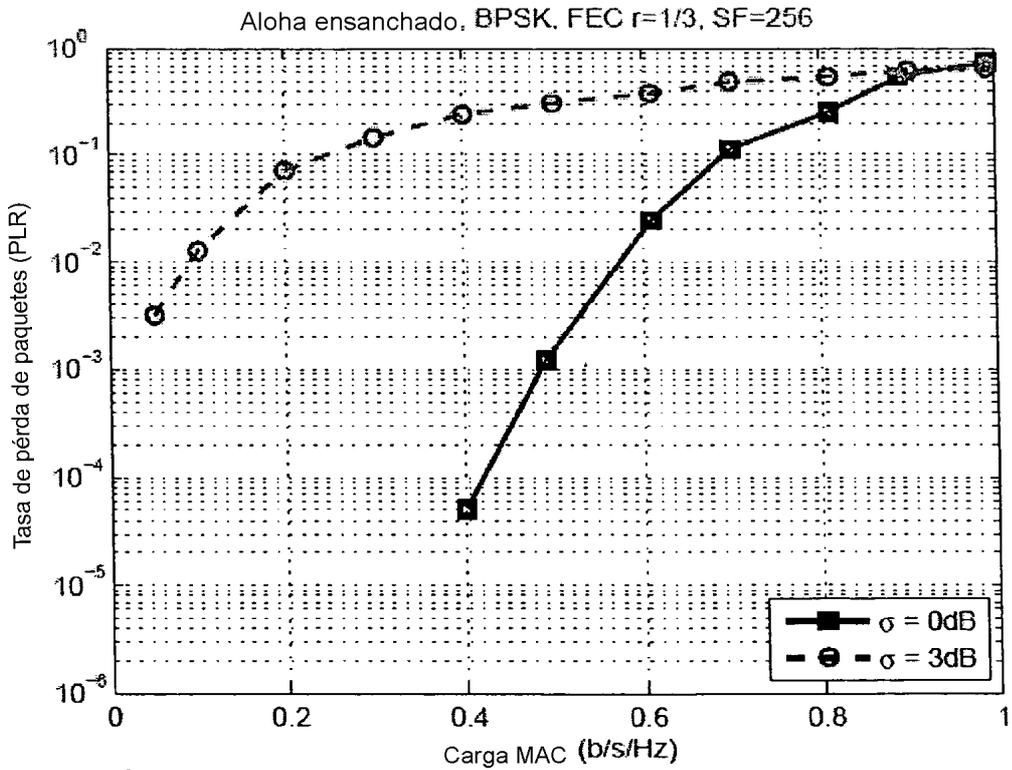


Fig. 14b

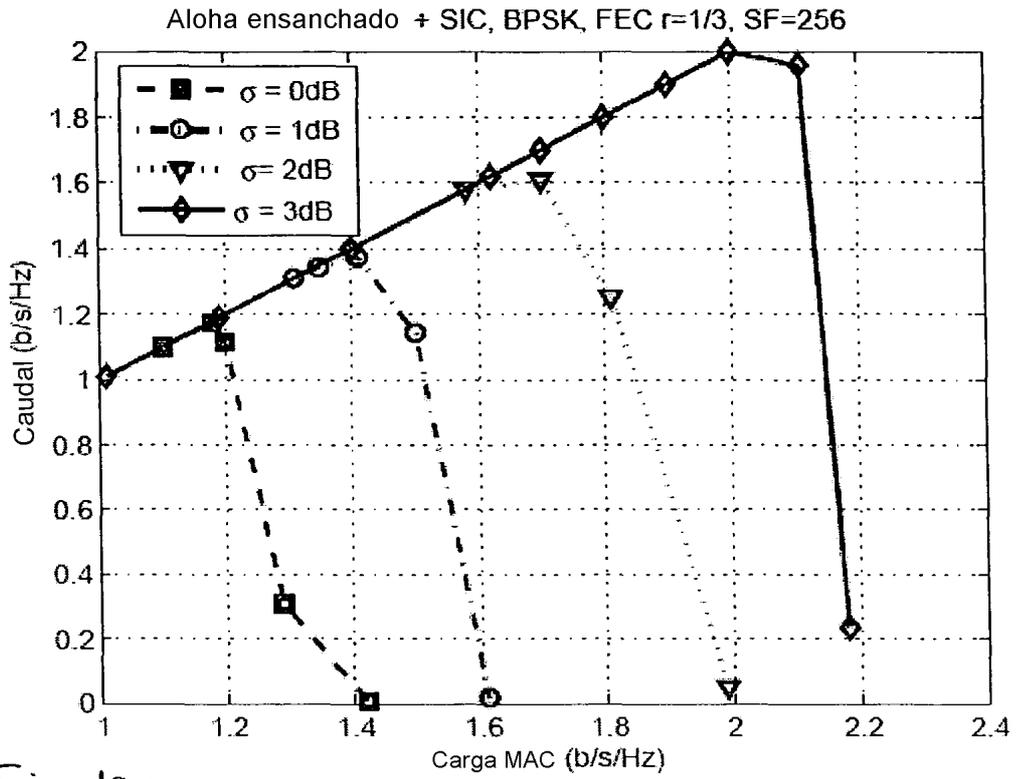


Fig. 15a

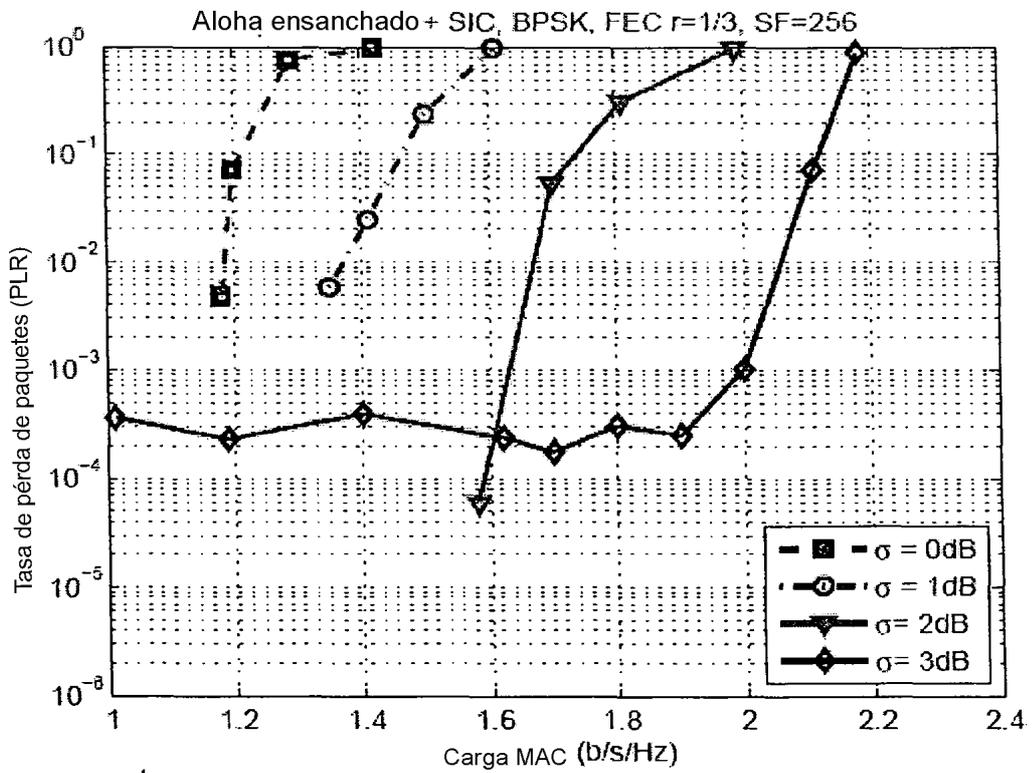


Fig. 15b

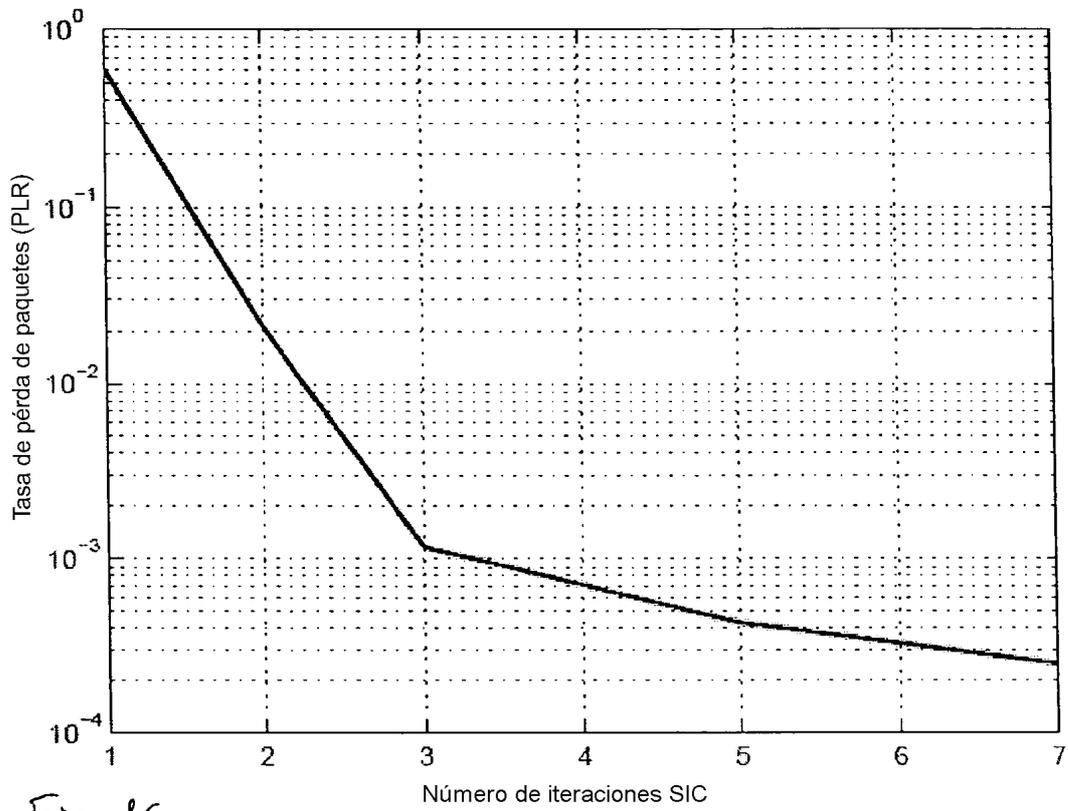


Fig. 16

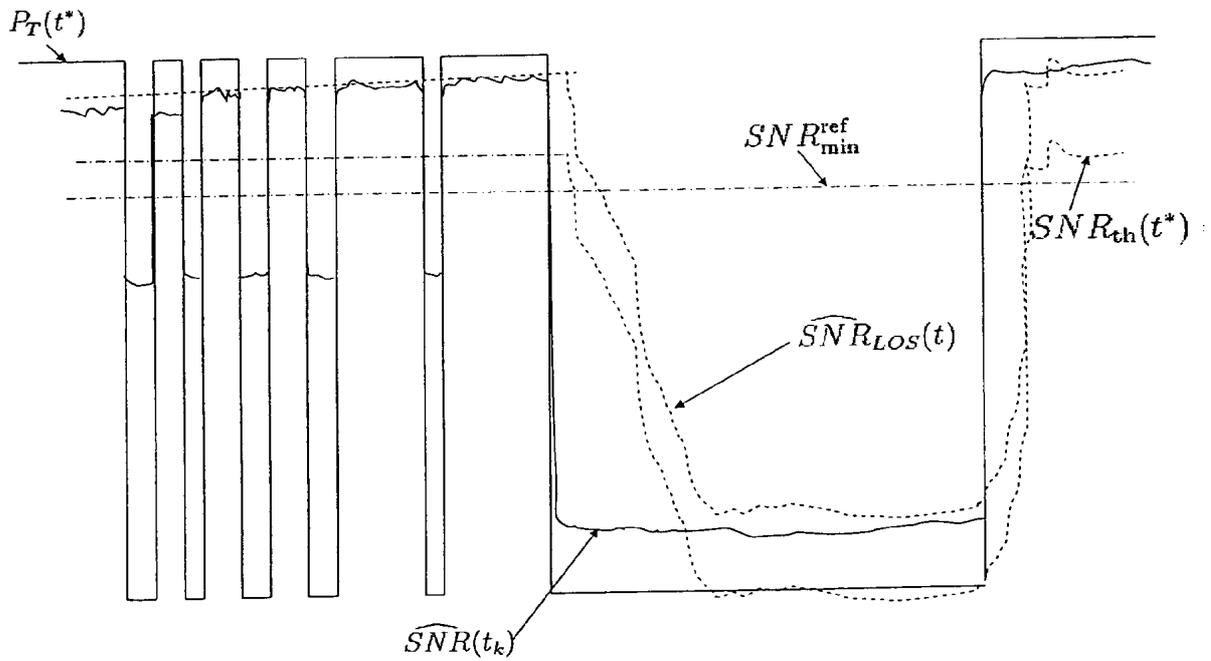


Fig. 18

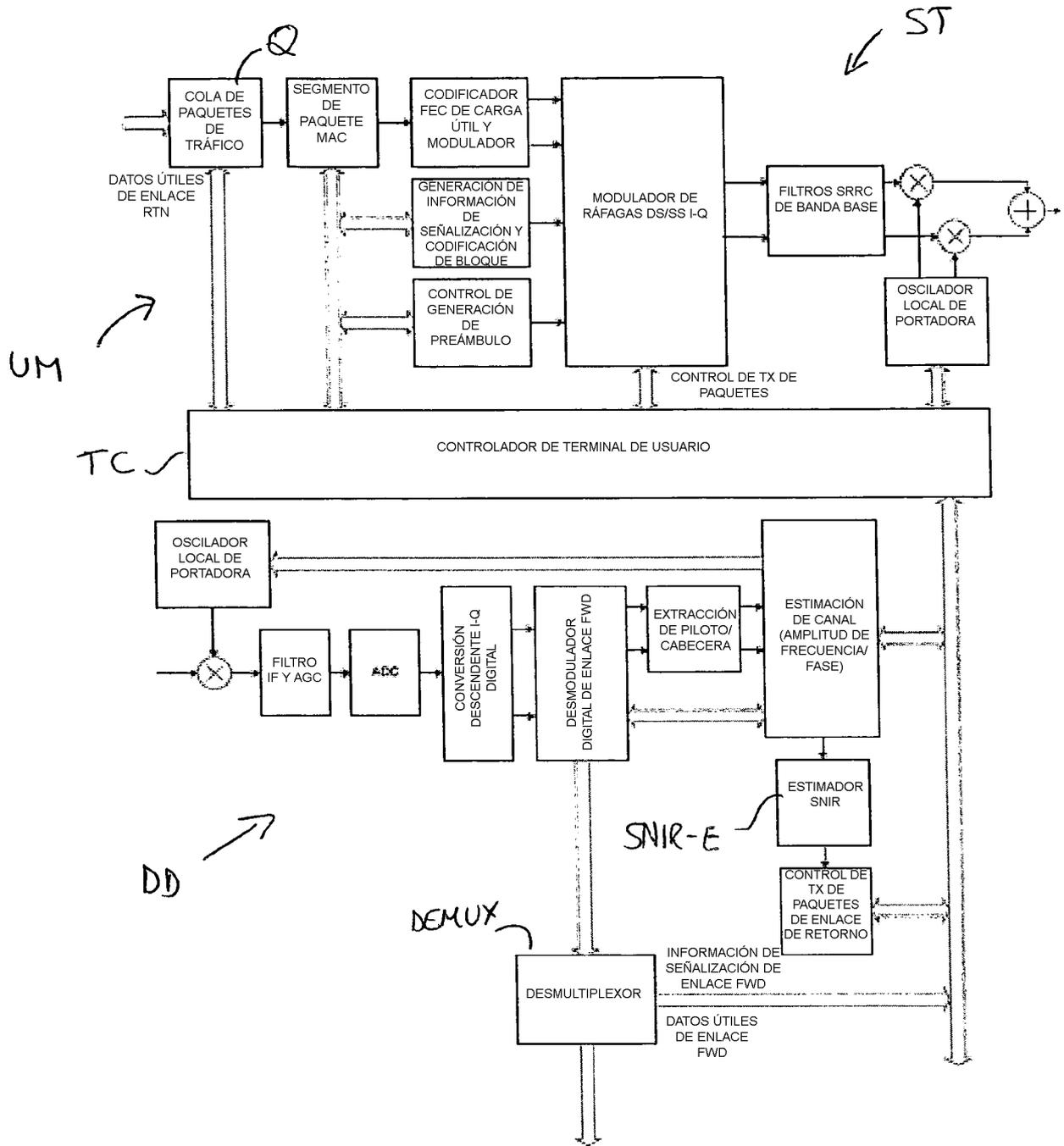


Fig. 17