

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 675 170**

51 Int. Cl.:

|                   |           |
|-------------------|-----------|
| <b>H04W 52/14</b> | (2009.01) |
| <b>H04W 52/24</b> | (2009.01) |
| <b>H04W 52/26</b> | (2009.01) |
| <b>H04W 52/10</b> | (2009.01) |
| <b>H04B 1/69</b>  | (2011.01) |
| <b>H04B 7/216</b> | (2006.01) |
| <b>H04W 72/04</b> | (2009.01) |
| <b>H04W 74/08</b> | (2009.01) |

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **03.01.2014 PCT/IB2014/058038**
- 87 Fecha y número de publicación internacional: **17.07.2014 WO14108819**
- 96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **03.01.2014 E 14702079 (6)**
- 97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.03.2018 EP 2944130**

54 Título: **Método y terminal de control de potencia de transmisión en un sistema de comunicación de acceso aleatorio sin intervalos de espectro ensanchado**

30 Prioridad:

**11.01.2013 WO PCT/IB2013/000547**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**09.07.2018**

73 Titular/es:

**AGENCE SPATIALE EUROPÉENNE (100.0%)  
8-10, rue Mario Nikis  
75738 Paris Cedex 15, FR**

72 Inventor/es:

**DE GAUDENZI, RICCARDO**

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

**ES 2 675 170 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**

Método y terminal de control de potencia de transmisión en un sistema de comunicación de acceso aleatorio sin intervalos de espectro ensanchado

5 La invención se refiere a un método de transmisión de paquetes de datos desde un terminal a un receptor de pasarela sobre un canal compartido con otros terminales usando un protocolo de acceso aleatorio de espectro ensanchados sin intervalos, caracterizado por un control descentralizado de la potencia de transmisión que permite optimizar el caudal del canal.

10 La invención también se refiere a un método de operación de un sistema de comunicación con acceso aleatorio sin intervalos de espectro ensanchado, a tal sistema de comunicación y a un terminal de usuario, todos implementando dicho control descentralizado de la potencia de transmisión.

15 La invención se aplica en particular, aunque no exclusivamente, a la implementación del enlace de retorno de un sistema de difusión por satélite, en donde un gran número de terminales de usuario transmiten paquetes de datos a una pasarela sobre un canal de satélite con un ciclo de trabajo muy bajo. En un sistema según la invención, el receptor de pasarela realiza detección de paquetes usando cancelación de interferencia sucesiva convencional o iterativa.

La invención tiene aplicaciones potenciales tanto para comunicaciones móviles por satélite en la banda L/S como para aplicaciones fijas por satélite, en las que el enlace de retorno opera usualmente en la banda Ka/Ku/C.

Entre las aplicaciones móviles es posible citar:

- Servicios de datos
  - 20 ➤ Banda ancha móvil – en cualquier lugar, en cualquier momento (vehículos, trenes, aviones)
  - Servicios de seguridad pública y primeros auxilios
  - Emitir balizas de peligro en caso de un accidente
  - Alerta de emergencia
  - Monitorización de flujos de tráfico
- 25 • Monitorización ambiental
  - Combinación con aplicaciones GNSS (GPS, Galileo, etc.)
  - Servicios de localización
  - Información de vehículo
  - Entregar información en tiempo real sobre el tráfico rodado
  - 30 ➤ Pago automático de peaje de autopista o de ciudad

Y entre las aplicaciones fijas:

- TV conectada: como enlace de retorno para STB/TV (Decodificador de Televisión) interactivo, acoplado con un enlace directo en banda Ku, para servicios tales como:
  - i. Votación
  - 35 ii. Transacciones de pago
  - iii. Servicios personales y domésticos
  - iv. Navegación web limitada
- M2M: como enlace de retorno para aplicaciones M2M/IoT (Máquina a Máquina/Internet de las Cosas) tales como:
  - 40 i. Adquisición de datos
  - ii. Desencadenamiento de alarma

La invención también tiene aplicaciones en sistemas terrestres inalámbricos, por ejemplo, en los estándares 3GPP y 3GPP2 o sus evoluciones.

Todas o la mayoría de estas aplicaciones se refieren a mensajería no en tiempo real (recopilación de datos o mensajes cortos de texto), en donde un gran número de terminales de usuario transmite mensajes cortos con un ciclo de trabajo muy bajo. Típicamente, los mensajes individuales tienen una longitud de unas pocas decenas a unos pocos cientos de bytes, y una tasa de bits baja (por ejemplo, unos pocos kbps a unas pocas decenas de kbps). El retardo de entrega debería ser de unos pocos segundos a unos pocos minutos (incluso más si el terminal no está en la visibilidad del satélite). El factor de actividad típico se estima en unas pocas decenas de Kbytes por usuario por día (por ejemplo, 100 mensajes de 100 bytes = 10 KB), es decir, uno muy bajo.

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

- 10 - Acceso Múltiple a Asignación de Demanda Clásica - DAMA o DAMA Libre de Contención no funciona adecuadamente con este tipo de tráfico caracterizado por un gran número de usuarios con patrones impredecibles de tráfico de ciclo de trabajo bajo;
- los bucles cerrados para sincronización de temporización que se requiere para sistemas de acceso aleatorio a intervalos como Aloha a Intervalos o el más recientemente propuesto Aloha a Intervalos con Diversidad de Resolución de Contención (CRDSA) – véase el documento EP 1 686 746 – requerirían una sobrecarga de señalización inaceptable.
- 15 - el control de potencia que se requiere para un sistema de acceso aleatorio Aloha ensanchado requeriría una sobrecarga de señalización inaceptable.

El protocolo Aloha de Espectro Ensanchado (también conocido como “Aloha Ensanchado”) – SSA – descrito en el documento de O. del Río Herrero et al. “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., vol. 22, n.º. 3, páginas 574 - 583, abril de 2004, muestra características potencialmente interesantes. Proporciona una mayor capacidad de caudal que CRDSA para el mismo objetivo de Relación de Pérdida de Paquetes bajo condiciones iguales de acceso múltiple de potencia y usando FEC (Corrección de Errores sin Canal de Retorno) de capa física potente, es decir, del orden de  $G=0,45$  b/s/Hz para una relación de pérdida de paquetes de  $10^{-3}$ ). Además, SSA permite operar en un modo verdaderamente asíncrono, es decir, sin la necesidad de sincronizar los terminales para garantizar una operación “a intervalos”. El principio básico del esquema Aloha Ensanchado es el siguiente: cuando un terminal de usuario tiene un paquete para transmitir, recoge al azar una secuencia de propagación entre un conjunto predeterminado de secuencias, y una posible fase de código de propagación, y la transmite (una única secuencia de propagación puede ser suficiente en algunas aplicaciones). Si dos mensajes, transmitidos usando una misma secuencia de propagación y fase de código de propagación, colisionan y se pierden, la transmisión se intenta de nuevo después de un retardo aleatorio. Una de las principales debilidades de SSA es la fragilidad a condiciones de desequilibrio de potencia de paquete, que está acortando considerablemente su caudal. En una red de satélites de acceso aleatorio es muy difícil lograr un control de potencia ajustado, de esta manera la eficiencia alcanzable en la práctica por SSA es muy modesta.

El documento EP 2 159 926 describe una mejora de SSA (llamada E-SSA, para Aloha de Espectro Ensanchado Mejorado), usando Cancelación de Interferencia Sucesiva Iterativa para recuperar paquetes dañados, aumentando, de esta manera, el caudal del canal en particular cuando ocurre un desequilibrio de potencia del paquete recibido. Contrariamente a SSA, el proceso de detección E-SSA permite lograr un mayor caudal en presencia de potencia de paquetes desequilibrada. El documento EP 2 159 926 también describe un algoritmo de control de transmisión descentralizado básico (SDUPTC: Control de Transmisión de Paquetes de Enlace Ascendente Accionado por SNIR). Su principio es simple: los terminales de usuario solamente transmiten cuando la calidad de señal del enlace descendente es buena, es decir, la intensidad de señal o mejor relación señal a ruido más interferencia (SNIR) está dentro de una ventana representativa de las condiciones de línea de visión (LOS). Si este no es el caso, la transmisión se retrasa hasta que se verifiquen las condiciones de LOS. También se describe un mecanismo de control de congestión simple, que reduce la tasa de transmisión cuando el canal está congestionado.

La invención aspira a mejorar el E-SSA – y, más en general, cualquier otro protocolo de comunicación que use acceso aleatorio de espectro ensanchado sin intervalos y, en el receptor, la detección de paquetes mediante cancelación de interferencia sucesiva “convencional” o iterativa – aumentando el caudal máximo alcanzable.

50 Según la invención, este resultado se logra implementando un control completamente descentralizado de la potencia de transmisión de los terminales.

Es conocido en la técnica que la distribución de potencia del terminal de usuario a la entrada de un decodificador de Cancelación de Interferencia Sucesiva (SIC) tiene una fuerte influencia en la tasa de error de paquete (PER). En particular, Viterbi (A. J. Viterbi, “Very Low Rate Convolutional Codes for Maximum Theoretical Performance of Spread-Spectrum Multiple-Access Channels”, IEEE Journal on Sel. Areas in Comm., Vol. 8, N.º 4, mayo de 1990, páginas 641-649) ha demostrado que, en un CDMA (Acceso Múltiple por División de Código) a intervalos con SIC, la distribución de potencia óptima de las señales recibidas es exponencial, es decir, para el usuario de orden  $n$ , la potencia  $P_n$  se da por:

$$P_n = \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_1 \left\{ 1 + \frac{1}{L_w} \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_1 \right\}^{n-1},$$

siendo  $L_w$  el factor de propagación,  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_1$  la relación energía de símbolo a ruido térmico para el usuario con la potencia más baja, es decir, la que se decodificará la última en el proceso de SIC. Se requiere que

$$\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_1 \geq \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min},$$

dónde  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}$  es la SNR mínima requerida para lograr la PER requerida en ausencia de MAI

(Interferencia de Acceso Múltiple). Este planteamiento, aunque óptimo en términos de tasa de suma alcanzable, es muy poco práctico en la medida que requiere coordinación entre los terminales de usuario para garantizar que transmitan con un nivel de potencia que crece exponencialmente con el número de usuarios. Además, puede haber problemas en proporcionar el rango dinámico de EIRP (Potencia Radiada Isotrópica Eficaz) transmitida requerida, requerido en la medida que la EIRP máxima del terminal crece exponencialmente con el número de usuarios activos (los términos "usuario", "terminal" y "terminal de usuario" se usarán indistintamente). Véase también:

- G. Caire, S. Guemghar, A. Roumy, S. Verdu, "Maximizing the spectral efficiency of coded CDMA under successive decoding", IEEE Trans. On Information Theory, enero de 2004, páginas 152 – 164;
- G. Caire, R. R. Muller, T. Tanaka, "Iterative multiuser joint decoding: Optimal power allocation and low-complexity implementation", IEEE Trans. On Information Theory, septiembre de 2004, páginas 1950 – 1973.

Estos trabajos se basan en suposiciones que son incompatibles con E-SSA y protocolos similares:

- La transmisión se supone que es continua (en E-SSA es a ráfagas);
- La transmisión típicamente es a intervalos (en E-SSA es sin intervalos);
- Los paquetes se transmiten usando CDMA (en algunas realizaciones de E-SSA, se puede usar una única secuencia de propagación);
- Los niveles de potencia de transmisión se determinan de una forma coordinada entre los usuarios (en el caso de la invención, la coordinación no sería práctica y se requiere un control de potencia descentralizado).

Además, en el receptor, se considera de SIC "simple", en lugar de SIC iterativa como se adopta en E-SSA.

Un documento de J. Hou, J. E. Smee, H. D. Pfister y S. Tomasin, "Implementing Interference Cancellation to Increase the EV-DO Rev. A Reverse Link Capacity", Revista IEEE Comm., febrero de 2006, páginas 96-102, trata la implementación de SIC en la estación base de un sistema móvil terrestre que también está operando en modo de paquete con modo asíncrono y sin coordinación entre los usuarios. Según este documento, con el fin de lograr la capacidad de tasa de suma máxima, los paquetes de usuario llegarán con un mismo nivel de potencia. La declaración se soporta por un único ejemplo, pero no se proporciona ninguna evidencia que permita su generalización. La afirmación se contradice con los resultados que se tratarán aquí.

Un objeto de la presente invención, que permite lograr la meta mencionada anteriormente, es un método como se define en la reivindicación 1.

Otro objeto de la invención es un método de operación de un sistema de comunicación que comprende: usar una pluralidad de terminales para transmitir paquetes de datos a un receptor de pasarela sobre un canal compartido usando un protocolo de acceso aleatorio de espectro ensanchado sin intervalos; y usar dicho receptor de pasarela para recibir dichos paquetes de datos y detectarlos usando cancelación de interferencia sucesiva (preferiblemente iterativa); caracterizado por que cada uno de dichos terminales transmite dichos paquetes de datos usando el método anterior.

Otro objeto más de la invención es un terminal como se define en la reivindicación 9.

Otro objeto más de la invención es un sistema de comunicación que comprende una pluralidad de tales terminales y un receptor de pasarela que comunica sobre un canal de comunicación compartido, comprendiendo el receptor de pasarela un detector para recibir y detectar paquetes de datos transmitidos por dichos terminales sobre dicho canal de comunicación compartido usando cancelación de interferencia sucesiva (preferiblemente iterativa).

Características y ventajas adicionales de la presente invención llegarán a ser evidentes a partir de la descripción posterior, tomada conjuntamente con los dibujos adjuntos, que muestran:

- las Figuras 1A, 1B y 1C, diagramas de bloques de un sistema de comunicación según la invención, un terminal de usuario según la invención y una estación de pasarela de dicho sistema de comunicación;
- las Figuras 2A, 2B y 2C, diagramas de bloques de una primera, segunda y tercera realizaciones de un método de transmisión de paquetes de datos según la invención;
- 5 - las Figuras 3A y 3B, dos gráficos que ilustran la distribución de potencia de usuario en un sistema de comunicación según un primer ejemplo comparativo;
- las Figuras 4A y 4B, dos gráficos que ilustran la distribución de potencia de usuario en un sistema de comunicación según un segundo ejemplo comparativo;
- 10 - las Figuras 5A y 5B, dos gráficos que ilustran la distribución de potencia de usuario en un sistema de comunicación según un tercer ejemplo comparativo;
- las Figuras 6A y 6B, dos gráficos que ilustran la distribución de potencia de usuario en un sistema de comunicación según un cuarto ejemplo comparativo;
- las Figuras 7A y 7B, dos gráficos que ilustran la distribución de potencia del usuario en un sistema de comunicación según una primera realización ejemplar de la invención;
- 15 - las Figuras 8A y 8B, dos gráficos que ilustran la distribución de potencia de usuario en un sistema de comunicación según una segunda realización ejemplar de la invención;
- las Figuras 9A, 9B y 10A, 10B, gráficos que ilustran los resultados técnicos de la invención, basados en simulaciones; y
- 20 - las Figuras 11A y 11B, gráficos que ilustran los resultados técnicos de la invención, basados en mediciones de laboratorio;
- la Figura 12 un gráfico del límite de capacidad para CDMA con secuencias de propagación aleatorias;
- la Figura 13, una ilustración de SIC iterativa;
- las Figuras 14 y 15, dos gráficos que ilustran la distribución de potencia de usuario en un sistema de comunicación según dicha primera realización de la invención para dos valores diferentes de la carga del canal;
- 25 - las Figuras 16 y 17, gráficos de diferentes distribuciones calculadas de potencia de demodulador de E-SSA de paquetes entrantes para  $L_w = 256$  y  $L_w = 16$  con  $\beta = 0,05$ ,  $[E_b/N_0]_{FEC} = 2$  dB,  $[E_b/N_0]_{I-SIC} = 1$  dB;
- la Figura 18, gráficos de caudal de E-SSA con intervalo de aleatorización de paquetes optimizado como función de la  $[E_b/N_0]_{max}$  para varios valores de  $P_{max}$ - $P_{min}$  con una modulación BPSK, 3 GPP FEC  $r=1/3$ ,  $B=100$  bits,  $\beta = 0,05$ ;
- 30 - las Figuras 19A y 19B, gráficos de caudal de E-SSA con intervalo de aleatorización de paquetes optimizado como función de  $[E_b/N_0]_{min}$  para un valor de  $\beta = 0$  y un valor de  $\beta = 0,05$  con una modulación BPSK, 3 GPP FEC  $r=1/3$ ,  $B=100$  bits,  $[E_b/N_0]_{max} = 15$  dB;
- la Figura 20, un ejemplo de mapa de ganancia de antena de múltiples haces de recepción de satélite (dBi) sobre la cobertura europea;
- 35 - la Figura 21, gráficos de dependencia analítica de E-SSA en la carga de MAC promedio con y sin el algoritmo de Control de Transmisión de Paquetes de Enlace Ascendente (UPTC);
- la Figura 22, gráficos de la distribución de potencia de paquetes de demodulador entrante de E-SSA con y sin el UPTC activo.

40 La Figura 1A representa, de una forma muy esquemática, un sistema de comunicación por satélite adecuado para llevar a cabo la invención. El sistema comprende un conjunto de terminales de usuario  $T_1, T_2, T_3 \dots T_N$  (generalmente conocidos como "T") y una estación de pasarela GWS que se comunica a través de un repetidor de satélite SAT, que puede ser o bien transparente o bien regenerativo. A continuación, por simplicidad, la descripción se centrará en el caso de satélite transparente. También, el satélite puede incluir uno o más haces de usuario conectados a la pasarela. Una configuración de múltiples haces permite reutilizar la frecuencia de enlace de usuario, aumentando de esta manera el caudal de sistema global dado un ancho de banda de usuario. La estación de pasarela usa un emisor (referencia GWE en la figura 1C) para difundir datos a los terminales a través de enlaces de comunicación respectivos llamados "enlaces directos", FL. El enlace directo también se puede usar para enviar acuses de recibo de recepción de paquetes a los terminales, así como también cualquier información de señalización auxiliar de red. Los terminales transmiten paquetes de datos a la estación de pasarela – y más precisamente a un receptor de pasarela GWR – a través de enlaces de comunicación respectivos llamados "enlaces de retorno" RN usando un

protocolo de acceso aleatorio de espectro ensanchado sin intervalos, por ejemplo, Aloha de Espectro Ensanchado, que no requiere comunicación, coordinación o sincronización entre terminales. Tal protocolo es eficiente cuando la relación de trabajo de transmisión de cada terminal (es decir, la fracción del tiempo total durante el cual el terminal transmite sobre el enlace de retorno) es pequeña. El esquema de acceso aleatorio permite colisiones entre paquetes de datos transmitidos por diferentes terminales, lo que puede conducir a la pérdida de dichos paquetes; con el fin de reducir la relación de pérdida de paquetes, el receptor de pasarela GWR comprende un detector GWD (véase la figura 1C) que realiza cancelación de interferencia en serie iterativa, por ejemplo, usando el algoritmo descrito en el documento EP 2 159 926.

Un aspecto importante de la presente invención es que el caudal del enlace de retorno (considerado como un todo, es decir, el enlace entre todos los terminales y el receptor de pasarela) se puede optimizar controlando en forma de bucle abierto la potencia de transmisión de los terminales. Por lo tanto, como se ilustra en la figura 1B, un terminal genérico T comprende un procesador TPR que acciona un emisor TE según un algoritmo adecuado, que se describirá más tarde. El control de potencia depende de algunas características del enlace de retorno: atenuación, nivel de ruido a la entrada del receptor de pasarela, etc. Estos datos se pueden difundir por una estación central (típicamente la estación de pasarela en sí misma) y/o estimar por el procesador del terminal en sí mismo sobre la base de la señal recibida a través del enlace directo. Por esta razón, en la figura 1B, el procesador TPR se representa con un puerto de entrada conectado a un puerto de salida del receptor del terminal TR. En esta figura, el receptor del terminal y el emisor comparten una misma antena TA, pero esto no es esencial.

La descripción detallada de la invención comprenderá tres partes:

- en una primera parte, se derivará la distribución de potencia óptima de los paquetes de datos a la entrada del receptor de pasarela;
- en una segunda parte, se ilustrarán diferentes algoritmos de control de potencia de transmisión; y
- una tercera parte demostrará los resultados técnicos de la invención presentando simulaciones y datos experimentales.

Con el fin de derivar la distribución de potencia óptima a la entrada del receptor de pasarela, se supondrá que la detección de paquetes de datos se realiza en una ventana de tiempo  $k$  que abarca 3 longitudes de paquete, y que  $M$  paquetes entrantes están presentes en el demodulador de pasarela. Como el sistema es asíncrono (sin intervalos), la densidad de llegada de paquetes sigue una distribución de Poisson y, para una carga de tráfico dada  $G$ , se da por  $\lambda_t = 2GG_p$  siendo  $G_p$  la ganancia de procesamiento expresada como la relación entre el chip y la tasa de bits del sistema de espectro ensanchado. Véase O. Del Rio Herrero, R. De Gaudenzi "High Efficiency Satellite Multiple Access Scheme for Machine-to-Machine Communications", IEEE Transactions over Aerospace and Electronic Systems, Vol. 4, edición: 4, páginas 2961 – 2989, octubre de 2012.

En general, el número de paquetes entrantes también es variable en el tiempo aunque, considerando el alto nivel de agregación de tráfico de E-SSA, las fluctuaciones están limitadas en porcentaje del número promedio de paquetes incluso en presencia del tipo de tráfico de Poisson. A continuación, se supondrá constante dicho número de paquetes entrantes con el fin de simplificar la notación, pero sin pérdida de generalidad.

Cada paquete interferente  $l$  que pertenece a la ventana de tiempo  $k$  se caracteriza por su potencia  $P(k, l)$  y por el factor de solapamiento de paquetes normalizado relativo asociado  $\theta(k, l, n)$  relacionado con el paquete de interés actual  $n$ . Se supondrá que  $\theta(k, l, n)$  es una variable aleatoria distribuida uniformemente en  $[0,1]$ , "0" que significa sin solapamiento y "1" solapamiento de paquete completo. En el caso de un Detector de Usuario Único (SUD) convencional, la SNIR para el paquete de interés actual  $n$  en la ventana de tiempo  $k$  se da por:

$$SNIR(k, n) = \frac{P(k, n)}{R_s \left[ N_0 + \frac{1}{R_c} \sum_{l=1, l \neq n}^M P(k, l) \theta(k, l, n) \right]} = \frac{\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \alpha(k, n)}{1 + \frac{1}{L_w} \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \sum_{l=1, l \neq n}^M \alpha(k, l) \theta(k, l, n)},$$

$$\left[ \frac{E_s}{N_0} \right] (k, n) = \frac{P(k, n)}{R_s N_0} = \frac{P_{nom} \alpha(k, n)}{R_s N_0} = \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \alpha(k, n),$$

(1)

donde  $0 \leq \alpha(k, n) \leq \infty$  representa el factor de fluctuación de potencia del paquete recibido  $n$  en la ventana de tiempo  $k$  alrededor de su valor nominal,  $L_w$  es el factor de propagación definido como el chip sobre la relación de tasa de

símbolos,  $R_s$  es la tasa de símbolos,  $E_s$  es la energía de símbolo,  $N_0$  es la densidad espectral de potencia de ruido térmico,  $[E_s/N_0]_{nom}$  y  $P_{nom}$  son respectivamente el paquete recibido  $[E_s/N_0]$  nominal y la potencia cuando  $\alpha(k, n) = 1$ .

Si se realiza SIC, el cálculo se enmaraña ligeramente más en la medida que los paquetes entrantes se reordenan según su potencia, y la Interferencia de Acceso Múltiple (MAI) de los paquetes no decodificados y la MAI residual de cancelaciones anteriores se deben tener en cuenta en cada paso de detección de paquetes. Análíticamente, la SNIR de SIC para el paquete de interés  $n$  en la ventana de tiempo  $k$  se da por:

$$\begin{aligned}
 SNIR \left( k, n, \bar{\alpha}(k), \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \right) &= \frac{P^\circ(k, n)}{R_s \left\{ N_0 + \frac{1}{R_c} \left[ \sum_{l=1}^{n-1} P^\circ(k, l) \mathcal{G}^\circ(k, l, n) + \beta \sum_{l=n+1}^M P^\circ(k, l) \mathcal{G}^\circ(k, l, n) \right] \right\}} \\
 &= \frac{\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \alpha^\circ(k, n)}{1 + \frac{1}{L_w} \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \left[ \sum_{l=1}^{n-1} \alpha^\circ(k, l) \mathcal{G}^\circ(k, l, n) + \beta \sum_{l=n+1}^M \alpha^\circ(k, l) \mathcal{G}^\circ(k, l, n) \right]}, \\
 \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom}^\circ(k, n) &= \frac{P^\circ(k, n)}{R_s} = \frac{P_{nom} \alpha^\circ(k, n)}{R_s} = \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \alpha^\circ(k, n), \\
 \bar{\alpha}(k) &= [\alpha(k, 1), \alpha(k, 2) \dots \alpha(k, n)],
 \end{aligned} \tag{2}$$

donde  $P^\circ(k, n)$  es el elemento reordenado de los paquetes entrantes recibidos de modo que:  $P^\circ(k, 1) \geq P^\circ(k, 2) \dots \geq P^\circ(k, M)$ , donde  $\alpha^\circ(k, l)$  y  $\theta^\circ(k, l)$  se reordenan en consecuencia y  $\beta$  es el factor de cancelación de potencia,  $\beta = 0$  correspondiente a la SIC ideal y  $\beta = 1$  correspondiente a un Detector de Usuario Único (SUD).

El caudal máximo se logra cuando se minimiza la diferencia en la SNIR experimentada por los diferentes paquetes que siguen al proceso de SIC.

Es útil, entonces, introducir la variable  $\Delta SNIR$ , definida como:

$$\begin{aligned}
 \Delta SNIR \left( \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \right) &= \text{Max}_n \left\{ E_k \left\{ SNIR \left( k, n, \bar{\alpha}(k), M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \right) \right\} \right\} \\
 &\quad - \text{Min}_n \left\{ E_k \left\{ SNIR \left( k, n, \bar{\alpha}(k), M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \right) \right\} \right\},
 \end{aligned} \tag{3}$$

donde  $\bar{\alpha}$  representa una distribución específica de la agrupación de variables aleatorias  $\bar{\alpha}(k)$ .

La distribución de desplazamiento de potencia de paquete óptima  $\bar{\alpha}_{opt}$  se define, por lo tanto, como la que minimiza

la función  $\Delta SNIR \left( \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \right)$  sujeta a diferentes restricciones dependiendo del tipo de algoritmos de SIC adoptados. Alternativamente, uno también puede considerar minimizar la desviación estándar de la variable aleatoria SNIR. En este caso, la cantidad a ser minimizada en lugar de  $\Delta SNIR$  derivada a partir de (3) se da por  $\sigma_{SNIR}$  calculada como:

$$\sigma_{SNIR} \left( \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) = \sqrt{E_n \left\{ E_k \left\{ SNIR \left( k, n, \bar{\alpha}(k), M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) \right\} - \mu_{SNIR} \right\}^2}$$

$$\mu_{SNIR} = E_n \left\{ E_k \left\{ SNIR \left( k, n, \bar{\alpha}(k), M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) \right\} \right\},$$

(3-a)

Para un detector de SIC “convencional” – es decir, un detector que realiza una única iteración de SIC, en donde los paquetes se clasifican según su SNIR y la detección y eliminación de interferencia comienzan desde el paquete de mejor calidad y terminan con el último detectable – la condición a ser verificada es la siguiente:

$$\Delta SNIR_{\min} \left( \bar{\alpha}_{\text{opt}}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) = \min_{\alpha} \left\{ \Delta SNIR \left( \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) \min_{k,n} \left\{ SNIR \left( k, n, \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) \right\} \right\}$$

$$\geq \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}^{\text{FEC}}$$

(4)

donde la restricción:

$$\min_{k,n} \left\{ SNIR \left( k, n, \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) \right\} \geq \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}^{\text{FEC}}$$

asegura que la SNIR de SIC del peor caso está por encima del umbral de FEC (Corrección de Errores sin Canal de

Retorno)  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}^{\text{FEC}}$  para lograr la FER (Tasa de Error de Trama) objetivo. En lo que sigue, las expresiones “Tasa de Error de Trama” (FER), “Tasa de Error de Paquete” (PER) y “Tasa de Pérdida de Paquete” (PLR) se usan como sinónimos.

En caso de SIC iterativa (véase por ejemplo el protocolo de E-SSA de EP 2 159 926), en donde la detección implica varios ciclos de SIC completos a través de la memoria de ventana para reducir la relación de pérdida de paquetes (PLR), la condición a ser verificada es la siguiente:

$$\Delta SNIR_{\min} \left( \bar{\alpha}_{\text{opt}}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) = \min_{\alpha} \left\{ \begin{array}{l} \Delta SNIR \left( \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) \\ \min_{k,n} \left\{ SNIR \left( k, n, \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) \right\} \geq \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}^{\text{SIC}} \\ \min_k \left\{ SNIR \left( k, M, \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} \right) \right\} \geq \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}^{\text{FEC}} \end{array} \right\},$$

(5)

Las primeras restricciones aseguran el desencadenamiento del proceso de SIC, es decir:

$$\min_{k,n} \left\{ SNIR \left( k, n, \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \right) \right\} \geq \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{min}^{SIC} \quad (5-a)$$

Típicamente, la SNIR requerida  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{min}^{SIC}$  corresponde al logro de una PLR de 0,9. Claramente  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{min}^{SIC} < \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{min}^{FEC}$ , de esta manera esta restricción es más relajada que la aplicable al demodulador de SIC convencional.

5 La segunda restricción es similar a la primera, excepto en que solamente se aplica al último paso (paquete  $M$ ) del proceso de SIC iterativo, cuando se han eliminado todas las fuentes de interferencia (ordenadas según su SNIR decreciente):

$$\min_k \left\{ SNIR \left( k, M, \bar{\alpha}, M, \beta, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} \right) \right\} \geq \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{min}^{FEC} \quad (5-b)$$

10 La conjetura anterior se basa en la hipótesis de que el proceso de SIC repetitivo de E-SSA convergerá a condición de que se satisfaga la primera restricción. La diferencia entre un proceso de SIC convencional y el proceso de SIC iterativa de E-SSA se clarificará mejor mediante el ejemplo ilustrado en la figura 13. La figura se refiere a un caso simplificado donde 13 paquetes están presentes en la ventana  $k$  durante el procesamiento de SIC iterativa (i-SIC) de E-SSA. La condición inicial (primer panel de la figura) es la situación correspondiente a la ventana de memoria  $k$  antes de iniciar el procesamiento de i-SIC. En la ejecución 1 correspondiente al procesamiento de SIC convencional) el detector de pasarela comienza buscando los preámbulos de paquetes y si se detecta un preámbulo, se intenta la detección de paquetes. Si y solo si se detecta el preámbulo de paquete y se completa con éxito la Comprobación de Redundancia Cíclica (CRC), el paquete se considerará detectado y cancelado de la memoria de ventana. Entonces, el buscador de preámbulos continúa buscando hacia delante en la memoria nuevos paquetes hasta que se alcanza el final de la ventana (véase el documento EP 1 686 746 para más detalles sobre el procesamiento). Con altas cargas de MAC como en el presente ejemplo que sigue al ejemplo presentado, solamente se detectan y cancelan 3 de entre los 13 paquetes con más precisión los paquetes  $(k, 4)$ ,  $(k, 8)$  y  $(k, 12)$  (segundos paneles; paquete con contorno de puntos). Los otros 10 permanecen sin detectar. Los detectados son típicamente los que tienen una SNIR más alta, pero también suponiendo que la SNIR de ejecución de SIC inicial proporciona una PER de 0,9, significa que, en promedio, solamente 1 de entre 10 paquetes se decodificará con éxito. En la ejecución 2 (tercer panel), el proceso se repite comenzando desde el principio de la ventana  $k$ . Debido a la ejecución de SIC anterior, la SNIR de los paquetes es mejor, y se pueden decodificar más de ellos durante dicha segunda ejecución de SIC. Específicamente, en este caso ejemplar, se detectan los paquetes  $(k, 2)$ ,  $(k, 7)$  y  $(k, 9)$ . Finalmente, en la tercera ejecución de SIC (cuarto panel), se decodifican y cancelan todos los paquetes de ventana. En este punto, siguiendo el algoritmo E-SSA descrito en el documento EP 1 686 746, la ventana de procesamiento se desplaza en una fracción de la longitud del paquete (típicamente la mitad) y el proceso de i-SIC anterior se repite en la ventana de memoria desplazada.

Es evidente que el proceso de i-SIC descrito en el ejemplo funciona de forma diferente al SIC convencional correspondiente a la sola ejecución 1 de la i-SIC. Para desencadenar la convergencia de i-SIC es suficiente que la SNIR más alta experimentada inicialmente esté permitiendo detectar un cierto porcentaje (digamos el 10%) de los paquetes presentes en la ventana. Su eliminación permitirá detectar progresivamente los otros a través del procesamiento de SIC iterativa. En lugar de con procesamiento de SIC normal, la mejor SNIR para cada paquete dará la PLR objetiva final (digamos  $10^{-4}$ ), que representa de esta manera una condición mucho más rigurosa. Esta condición se satisface típicamente con un caudal máximo inferior.

La capacidad del sistema se optimiza mirando la carga máxima ( $M$  o  $G$ ) para la cual se puede encontrar una distribución de potencia óptima  $\alpha_{opt}$ , satisfaciendo las restricciones adecuadas.

40 Sin hipótesis adicionales, encontrar  $\alpha_{opt}$  es un problema complejo. No obstante, se puede simplificar suponiendo una distribución de potencia a priori que depende de uno o más parámetros a ser optimizados. En la práctica, como se tratará a continuación, las simulaciones numéricas muestran que se pueden lograr rendimientos óptimos o al menos casi óptimos usando una distribución de potencia de paquetes que está distribuida uniformemente, en decibelios, entre un valor mínimo  $\alpha_{min}$  y un valor máximo  $\alpha_{max}$ . El problema de encontrar  $\alpha_{opt}$  se reduce entonces a la determinación de valores óptimos para  $\alpha_{min}$  y  $\alpha_{max}$ . No obstante, se debería señalar que en algunos casos se pueden preferir diferentes distribuciones de potencia de transmisión, por ejemplo, para compensar una distorsión de la distribución de potencia de paquetes inicial inducida por el sistema de comunicación.

Habiendo encontrado un método para determinar la distribución de potencia óptima de los paquetes de datos a la entrada del receptor de pasarela, uno se enfrenta con el problema de lograr esta distribución óptima sin depender de la coordinación entre los terminales de usuario. Una solución a este problema se proporcionará a continuación. Esta solución permite lograr la distribución de potencia requerida incluso en presencia de desvanecimiento atmosférico, patrón de ganancia de antena de satélite no uniforme y limitaciones de potencia de RF de terminal de usuario. Además, no requiere información acerca de los ajustes de potencia del terminal de usuario individual, soporta diferentes clases de servicios (tasas de bits) y permite operaciones a distintas frecuencias de enlace descendente y de enlace ascendente. Es particularmente adecuada para sistemas de satélites fijos que no experimenten desvanecimiento/sombra debido a la movilidad del usuario, sino solamente atenuación dependiente del tiempo y de la ubicación debido al desvanecimiento atmosférico y a la variabilidad de la ganancia de antena de recepción de satélite y la pérdida de trayecto geométrico. Con más precisión, el método inventivo es particularmente muy adecuado para un sistema fijo en la banda Ka, Ku o C, donde de forma diferente de un desvanecimiento atmosférico de canal de satélite móvil terrestre es un evento relativamente raro y relativamente lento. Esto hace posible rastrear la evolución del desvanecimiento de enlace descendente y contrarrestarlo usando el conjunto de ecuaciones ilustrado a continuación para contrarrestarlo y permitir en cierto intervalo de desvanecimiento obtener aún la distribución de potencia de paquetes aleatoria deseada en el demodulador de pasarela. En su lugar, en un sistema móvil verdaderamente por satélite que opera en una condición de canal no a cielo abierto, la velocidad de variación del proceso de desvanecimiento/sombra típicamente es demasiado alta para ser rastreada y contrarrestada por el esquema de bucle abierto descrito a continuación. En tal caso, típicamente, solamente se puede implementar un control de transmisión de encendido/apagado.

En una primera realización del método de control de potencia inventivo, no hay limitación de la potencia de transmisión del terminal de usuario. En este caso, el nivel de potencia de transmisión  $P_{Tx}$  es igual a un valor "requerido"  $[P_{Tx}]_{req}$ :

$$P_{Tx} [\text{dBm}] = [P_{Tx}]_{req} [\text{dBm}] \quad (6)$$

donde  $[P_{Tx}]_{req}$  se expresa como la suma de un término "determinista"  $[P_{Tx}]_{req}^T$  y uno "aleatorio",  $R_{rand}$ , ambos expresados en decibelios:

$$[P_{Tx}]_{req} [\text{dBm}] = [P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + R_{rand} (S_{type}) [\text{dB}] \quad (7)$$

donde  $S_{type}$  indica la calidad de servicio de paquete seleccionado (por ejemplo, estándar, degradada, actualizada).

El término determinista depende del presupuesto del enlace de comunicación, y se puede expresar como:

$$[P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] = L_{up} (L_{down}, f_{down}, f_{up}) [\text{dB}] + N_{SAT} (\text{dBm}) + \left[ \frac{C}{N_0} \right]_T (S_{type}) [\text{dB}] - G_S(x_u, y_u) [\text{dB}] \quad (8)$$

donde  $\left[ \frac{C}{N_0} \right]_T (S_{type})$  es la  $C/N_0$  (relación de densidad espectral de potencia portadora a ruido) del paquete objetivo para un servicio seleccionado,  $G_S(x_u, y_u)$  es la ganancia de antena de satélite en el EOC (Borde de Cobertura) y  $L_{up}$  es la atenuación de enlace ascendente, expresada como una función de la atenuación de enlace descendente (que se puede estimar por el receptor del terminal usando técnicas convencionales), la frecuencia de enlace descendente  $f_{down}$  y la frecuencia de enlace ascendente  $f_{up}$  y  $N_{sat}$  es la potencia de ruido a la entrada del transpondedor de satélite.

El término aleatorio  $R_{rand}$  sigue una distribución de probabilidad preestablecida y, más particularmente, la distribución óptima  $\alpha_{opt}$  determinada por el método descrito anteriormente (o una distribución diferente, si esto se prefiere en alguna aplicación específica). Según los resultados numéricos mostrados más tarde, y suponiendo que la variación de ganancia de antena dentro de la región de cobertura es limitada,  $R_{rand}$  es preferiblemente un valor aleatorio uniformemente distribuido entre  $\alpha_{min}(S_{type})[\text{dB}]$  y  $\alpha_{max}(S_{type})[\text{dB}]$  que se genera por el terminal. La notación subraya que los valores de  $\alpha_{min}$  y  $\alpha_{max}$  se determinan por el terminal como una función del tipo de servicio  $S_{type}$ .

La atenuación de enlace descendente y de enlace ascendente se puede estimar como:

$$\begin{aligned}
 L_{\text{down}} &= 10 \frac{P_{\text{EIRP}}^{\text{SAT}} (\text{dBW}) + \left[ \frac{G}{T} \right]_{\text{UT}} (\text{dB/K}) - [\text{SNR}]_{\text{UT}} (\text{dB})}{10}, \\
 L_{\text{up}} (L_{\text{down}}, A_{\text{down}}, f_{\text{down}}, f_{\text{up}}) &= 10 \log_{10} \left[ L_{\text{up}}^{\text{nom}} (L_{\text{down}}, A_{\text{down}}, f_{\text{down}}, f_{\text{up}}) A_{\text{up}} (f_{\text{down}}, f_{\text{up}}) \right], \\
 L_{\text{up}}^{\text{nom}} (L_{\text{down}}, A_{\text{down}}, f_{\text{down}}, f_{\text{up}}) &= L_{\text{down}}^{\text{nom}} (L_{\text{down}}, A_{\text{down}}) \left( \frac{f_{\text{up}}}{f_{\text{down}}} \right)^2, \quad L_{\text{down}}^{\text{nom}} (L_{\text{down}}, A_{\text{down}}) = \frac{L_{\text{down}}}{A_{\text{down}}}, \\
 A_{\text{up}} (f_{\text{down}}, f_{\text{up}}) &= 10^{-\frac{C_2 (f_{\text{down}}, f_{\text{up}})}{10}}, \\
 C_2 (f_{\text{down}}, f_{\text{up}}) &= C_1 \left[ \frac{\phi (f_{\text{up}})}{\phi (f_{\text{down}})} \right]^{1-H(\phi (f_{\text{down}}), \phi (f_{\text{up}}), C_1)}, \\
 C_1 &= -10 \log_{10} \{ A_{\text{down}} \}, \\
 \phi (f) &= \frac{f}{1 + 10^{-4} f^2}, \\
 H(\phi (f_{\text{down}}), \phi (f_{\text{up}}), C_1) &= 0.0012 \left[ \frac{\phi (f_{\text{up}})}{\phi (f_{\text{down}})} \right]^{0.5} \left[ \phi (f_{\text{down}}) C_1 \right]^{0.55},
 \end{aligned} \tag{9}$$

dónde  $P_{\text{EIRP}}^{\text{SAT}}$  es la Potencia Radiada Isotrópica Eficaz (EIRP) de enlace descendente del usuario de satélite,  $\left[ \frac{G}{T} \right]_{\text{UT}}$  es la ganancia del terminal sobre la temperatura de ruido térmico,  $[\text{SNR}]_{\text{UT}}$  es la relación señal a ruido estimada en el terminal de usuario,  $A_{\text{down}}$  y  $L_{\text{down}}$  son el desvanecimiento estimado de enlace descendente actual y la pérdida total de trayecto de enlace descendente (incluyendo el desvanecimiento),  $C_1$  y  $C_2$  son los coeficientes de atenuación de lluvia expresados en dB para el enlace descendente y el enlace ascendente, respectivamente, y  $f_{\text{down}}$  y  $f_{\text{up}}$  son las frecuencias portadoras de enlace descendente y de enlace ascendente expresadas en GHz.

El valor de la  $P_{\text{EIRP}}^{\text{SAT}}$ ,  $N_{\text{SAT}}$ ,  $\left[ \frac{C}{N_0} \right]_{\text{J}} (S_{\text{type}})$  y  $P_{\text{EIRP}}^{\text{SAT}}$  se difunden por la estación de pasarela a través de tablas de

señalización específicas. La  $\left[ \frac{G}{T} \right]_{\text{UT}}$  se supone que es conocida en el terminal. En lo que concierne a la ganancia de antena de satélite  $G_S(x_u, y_u)$  ha de ser calculada a partir del conocimiento aproximado de la ubicación del usuario y el valor más cercano disponible a partir del mapa de ganancia de antena de satélite difundido para ubicaciones discretas sobre el área de cobertura. El planteamiento propuesto también es capaz de funcionar en caso de que haya un patrón de antena de enlace directo y de retorno no congruente.

Un diagrama de flujo de este algoritmo de control de potencia simple se ilustra en la figura 2. Los datos de difusión ( $S_{\text{type}}$ ) se usan para determinar los valores óptimos de  $\alpha_{\text{min}}$  y  $\alpha_{\text{max}}$ , lo que a su vez permite la generación aleatoria de  $R_{\text{rand}}$ ; otros datos de difusión y resultados de la estimación de canal de enlace descendente permiten realizar un presupuesto de potencia, que a su vez permite la determinación de  $[P_{\text{Tx}}]_{\text{req}}$ ; y el nivel de potencia de transmisión simplemente se calcula como la suma de estos dos términos, expresados en decibelios (o, de manera equivalente, su producto si se expresa en unidades lineales).

En una realización más ventajosa, el control de potencia da cuenta de la potencia máxima de transmisión de RF del terminal, igual a  $[P_{\text{Tx}}]_{\text{max}}$ . Entonces el algoritmo se modifica como sigue:

$$P_{Tx} [\text{dBm}] = \begin{cases} [P_{Tx}]_{req} [\text{dBm}] & \text{si } [P_{Tx}]^{\max} [\text{dBm}] \geq [P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + \alpha_{\max}(S_{type})[\text{dB}] \\ \min\{[P_{Tx}]_{req} [\text{dBm}], [P_{Tx}]^{\max} [\text{dBm}]\} & \\ \text{si } [P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + \alpha_{\min}(S_{type})[\text{dB}] < [P_{Tx}]^{\max} [\text{dBm}] < [P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + \alpha_{\max}(S_{type})[\text{dB}] & \\ -\infty & \text{if } [P_{Tx}]^{\max} [\text{dBm}] < [P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + \alpha_{\min}(S_{type})[\text{dB}] \end{cases} \quad (10)$$

donde  $[P_{Tx}]_{req}$  se calcula como en la primera realización (ecuaciones 6 – 8).

La Figura 2B muestra un diagrama de flujo de este algoritmo. Sus primeros pasos son los mismos que los de la primera realización, pero la potencia de transmisión  $P_{Tx}$  no está dada simplemente por la suma de los términos deterministas y aleatorios (en decibelios); en su lugar está dada por el mínimo entre dicha suma y la potencia de transmisión máxima (o, de manera equivalente, está recortada a dicha potencia máxima de transmisión). Además, el algoritmo incluye controles opcionales de encendido/apagado que dificultan la emisión de datos (en la expresión matemática del algoritmo, “sin transmisión” se representa por  $P_{Tx} = -\infty$  dBm) si el presupuesto de potencia es demasiado desfavorable; la condición comprobada es:  $[P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + \alpha_{\min} < [P_{Tx}]^{\max} [\text{dBm}]$ . Si se satisface esta condición, incluso el valor más bajo posible de  $P_{Tx}$  ( $[P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + \alpha_{\min}$ ) sería mayor que la potencia máxima de transmisión (se debería recordar que  $[P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}]$  es una función del presupuesto de potencia del enlace). En estas condiciones (“interrupción”), un paquete de datos transmitido tendría una baja probabilidad de ser detectado correctamente y aumentaría inútilmente el nivel de interferencia para otros paquetes.

Típicamente, el sistema se diseñará para permitir, bajo condiciones de no desvanecimiento, tener un gran porcentaje de usuarios que sean capaces de operar en el primer modo nominal ( $P_{Tx} < [P_{Tx}]^{\max}$ ) explotando de esta manera el rango dinámico de potencia nominal del terminal de usuario. El uso del segundo modo ( $P_{Tx} = [P_{Tx}]^{\max}$ ) causa una “distorsión” de la función de distribución de potencia de paquetes de pasarela entrantes.

Esta distorsión se evita por la tercera realización, adoptando el siguiente algoritmo de control de potencia:

$$P_{Tx} [\text{dBm}] = \begin{cases} [P_{Tx}]_{req} [\text{dBm}] & \text{si } [P_{Tx}]^{\max} [\text{dBm}] \geq [P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + \alpha_{\max}(S_{type}) [\text{dB}] \\ [P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + R_{rand}^*(S_{type}) [\text{dB}] & \\ \text{si } [P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + \alpha_{\min}(S_{type}) [\text{dB}] < [P_{Tx}]^{\max} [\text{dBm}] < [P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + \alpha_{\max}(S_{type}) [\text{dB}] & \\ -\infty & \text{if } [P_{Tx}]^{\max} [\text{dBm}] < [P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + \alpha_{\min}(S_{type}) [\text{dB}] \end{cases} \quad (11)$$

donde la variable aleatoria  $R_{rand}^*(S_{type})[\text{dB}]$  se regenera hasta que se verifica la condición  $[P_{Tx}]_{req}^T [\text{dBm}] + R_{rand}^*(S_{type})[\text{dB}] \leq [P_{Tx}]^{\max} [\text{dBm}]$ . En este caso, la función de recorte  $\min\{[P_{Tx}]_{req} [\text{dBm}], [P_{Tx}]^{\max} [\text{dBm}]\}$  se sustituye por la generación de una nueva variable aleatoria  $R_{rand}^*(S_{type})[\text{dB}]$  que cae dentro del rango dinámico de potencia permitido del terminal de usuario. Un diagrama de flujo de este algoritmo se ilustra en la figura 2C. Como en la segunda realización, la transmisión se puede prohibir en caso de interrupción del enlace. Una implementación equivalente (pero menos directa) podría usar un nuevo escalado de los valores  $\alpha_{\min}$  y  $\alpha_{\max}$  antes de calcular  $R_{rand}$ .

Tanto en la segunda como en la tercera realización, si la atenuación del enlace actual es demasiado grande para hacer posible la transmisión de paquetes, el terminal del usuario puede conmutar a una configuración de modo más robusto, asegurando un servicio degradado (en términos de bytes/paquete y tasa de bits de paquete) y caracterizada por un valor de SNIR de paquete objetivo más bajo y, por lo tanto, por una disponibilidad de nivel de servicio más alta, es decir, 99,8% para el peor mes. Entonces, la potencia de transmisión se vuelve a calcular usando el nuevo

$$\text{valor } \left[ \frac{C}{N_0} \right]_{T} (S_{type})$$

Por el contrario, si la atenuación de trayecto estimada es suficientemente baja, el terminal puede usar un modo de servicio actualizado, con un número más alto de bytes por paquete y/o tasa de bit de paquete. Esta posibilidad se aplica a todas las realizaciones de la invención.

El resultado técnico de la invención se evaluará ahora sobre la base de simulaciones y experimentos por ordenador.

En primer lugar, se mostrará que una distribución de potencia de transmisión uniforme (en decibelios) es verdaderamente óptima, o al menos casi óptima, en condiciones realistas.

La Ecuación (5) se aplicará entonces considerando seis leyes de distribuciones de potencia a priori  $\bar{\alpha}$  diferentes:

5 1. Constante (sin parámetros de optimización);

2. Exponencial siguiendo la ecuación (0),  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]$  siendo el parámetro de optimización;

3. Distribuida de manera lognormal, con media cero y desviación estándar  $\sigma$  [dB] (parámetro de optimización);

4. Distribuida de manera lognormal truncada con media cero y desviación estándar  $\sigma$  [dB] (primer parámetro de optimización) y  $|\alpha|$  [dB]  $\leq \alpha_{\max}$  [dB] (segundo parámetro de optimización);

10 5. Distribuida de manera uniforme en el dominio de dB con  $-\alpha_{\max}$  [dB]  $\leq \alpha$  [dB]  $\leq \alpha_{\max}$  [dB].

6. Distribución uniforme de manera asimétrica en el dominio de dB con  $\alpha_{\min}$  [dB]  $\leq \alpha$  [dB]  $\leq \alpha_{\max}$  [dB].

Los rendimientos de estas distribuciones de potencia diferentes se determinan mediante simulación numérica y se comparan.

1. Potencia de paquete constante

15 Los parámetros clave del sistema se han tomado usando los resultados del presupuesto del enlace de un satélite de

múltiples haces realista de banda Ka. En particular, se supuso  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} = 9,2$  dB (correspondiente al presupuesto del

enlace del caso peor  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right] + 3$ dB),  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{min}}^{\text{FEC}} = -1,7$  dB (correspondiente al umbral de Corrección de Errores sin Canal de Retorno (FEC) de 100 bits de información de 3GPP para PER =  $10^{-3}$  más 0,5 dB de pérdidas de

20 implementación),  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{min}}^{\text{SIC}} = -4,77$  dB,  $L_w = 32$ ,  $M = 88 \times 2 = 176$ . Inicialmente se supuso SIC perfecta ( $\beta = 0$ ). El impacto de SIC imperfecta se estudiará para la configuración de línea base seleccionada al final de esta sección. Los resultados relacionados con este caso se presentan en las figuras 3A y 3B.

La Figura 3A es un gráfico tridimensional que muestra la SNIR en la entrada del demodulador y después de la SIC (eje vertical) para diferentes usuarios y para diferentes ensayos. Los usuarios se ordenan por SNIR decreciente.

25 La Figura 3B muestra la SNIR promedio y después de la SIC a la entrada del demodulador para los diferentes usuarios. Se puede ver en esta figura que hay un gran desequilibrio en términos de SNIR de usuarios individuales, es decir,  $\Delta \text{SNIR}_{\text{min}} = 13,7$  dB. Esto hace la operación del detector de SIC muy subóptima en la medida que en cada etapa de IC la SNIR mejorará hasta que se detecte el último paquete. Además, la SNIR del caso peor está por

30 debajo del valor  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{min}}$  especificado en la medida que el margen de SNIR resultante es -3.5 dB. La única forma de hacer el margen sea positivo es reducir el número de paquetes  $M$  simultáneos lo cual dará como resultado una reducción de capacidad.

2. Distribución de potencia exponencial

Los resultados relacionados con el caso N° 2 correspondientes a una potencia de paquete que crece exponencialmente con el índice de usuario se presentan en las figuras 4A y 4B. Después de algunos ensayos, se

35 obtiene  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_1 = -0,8$  dB, es decir, 10 dB más bajo que  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}}$ . Es evidente que el rango dinámico de potencia requerido abarca casi 20 dB y 10 dB por encima de la potencia nominal, lo que hace posible esta opción. Este planteamiento garantiza un valor de  $\text{SNIR}(k, n)$  perfectamente uniforme cuando los paquetes son sincrónicos. Pero cuando los paquetes son asíncronos, como en el presente caso, los valores de  $\text{SNIR}(k, n)$  ya no son constantes más, de esta manera el planteamiento es subóptimo. Además, el planteamiento propuesto por Viterbi requiere

coordinación entre los usuarios, en la medida que cada terminal sabrá qué nivel de potencia se usa por los otros.

$$\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_1 = -0,8 \text{ dB}$$

Esta es una situación poco práctica. Para el valor seleccionado de  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_1 = -0,8 \text{ dB}$  la ecuación (5) proporciona una  $\Delta SNIR_{min} = 3,0 \text{ dB}$  con un margen de SNIR de 0,9 dB.

3. Distribución de potencia lognormal

5 Los resultados relacionados con una potencia de paquete distribuida lognormal en el dominio de dB se presentan en las figuras 5A – 5B. El mínimo de la ecuación (5) correspondiente a  $\Delta SNIR_{min} = 4,9 \text{ dB}$  se ha obtenido para  $\sigma = 2,5 \text{ [dB]}$  con un margen de SNIR de -0,4 dB. Es bastante interesante observar la forma específica del gráfico de SNIR promedio notificado en la figura 5B. Esta distribución que se puede encontrar aproximadamente en la condición de aplicación móvil cuando el esquema de control de paquetes sigue al descrito en el documento referenciado anteriormente de O. Del Río Herrero et al. Los hallazgos numéricos muestran claramente que esta distribución de potencia de paquetes entrantes es subóptima en términos de distribución de SNIR de SIC a través de los diferentes pasos.

4. Distribución de potencia lognormal truncada

15 Los resultados relacionados con el caso de la potencia del paquete con distribución lognormal truncada se presentan en las figuras 6A – 6B. El mínimo de la ecuación (5) correspondiente a  $\Delta SNIR_{min} = 3,95 \text{ dB}$  se ha obtenido para  $\sigma = 3,0 \text{ [dB]}$  y  $\alpha_{max} = 8,0 \text{ [dB]}$  con un margen de SNIR de 0,01 dB. Recortando la distribución lognormal, la fluctuación de SNIR se ha reducido en 1 dB, conduciendo a un margen de enlace ligeramente positivo. La distribución lognormal truncada se puede considerar una mejor distribución de potencia que la lognormal pura.

5. Distribución de potencia uniforme (en el dominio de dB)

20 Los resultados relacionados con el caso de la potencia de paquetes distribuida uniformemente en el dominio de dB se presentan en las figuras 7A – 7B. El mínimo de la ecuación (5) correspondiente a  $\Delta SNIR_{min} = 0,05 \text{ dB}$  se ha obtenido para  $\alpha_{max} = 8,0 \text{ [dB]}$  con un margen de SNIR de 1,04 dB. Este margen positivo se puede traducir en un caudal aumentado. Es evidente que la distribución de fluctuación de potencia uniforme (en dB) proporciona una excursión de SNIR de SIC muy limitada y un margen de SNIR positivo con un esquema de aleatorización de potencia verdaderamente descentralizado. Por lo tanto, es un planteamiento práctico para aproximar el rendimiento de SIC óptimo.

30 También se ha considerado un caso adicional (5bis), relacionado con el impacto de la cancelación de interferencia imperfecta en la minimización de la ecuación (5). Suponiendo  $\beta = -15 \text{ dB}$ , los hallazgos del 5º caso se cambian como sigue: el mínimo de la ecuación (5) correspondiente a  $\Delta SNIR_{min} = 0,07 \text{ dB}$  se ha obtenido para  $\alpha_{max} = 6,0 \text{ [dB]}$  con un margen de SNIR de 0,7 dB. La cancelación de interferencia imperfecta se traduce en una reducción de 0,5 dB del margen de SNIR, mientras que se mantienen muy limitadas las fluctuaciones de SNIR a través de los diferentes usuarios.

Un compendio de estos resultados se proporciona en la siguiente Tabla 1:

| Caso  | $[E_s/N_0]_1 \text{ [dB]}$ | $\sigma \text{ [dB]}$ | $\alpha_{max} \text{ [dB]}$ | $\alpha_{min} \text{ [dB]}$ | $\beta \text{ [dB]}$ | $\Delta SNIR_{min} \text{ [dB]}$ | Margen de SNIR [dB] |
|-------|----------------------------|-----------------------|-----------------------------|-----------------------------|----------------------|----------------------------------|---------------------|
| 1     | NA                         | NA                    | NA                          | NA                          | $-\infty$            | 13,7                             | -3,5                |
| 2     | -0,8                       | NA                    | NA                          | NA                          | $-\infty$            | 3,0                              | 0,9                 |
| 3     | NA                         | 2,5                   | NA                          | NA                          | $-\infty$            | 4,9                              | -0,4                |
| 4     | NA                         | 3,0                   | 8,0                         | NA                          | $-\infty$            | 3,95                             | 0,01                |
| 5     | NA                         | NA                    | 8,0                         | NA                          | $-\infty$            | 0,05                             | 1,3                 |
| 5-bis | NA                         | NA                    | 6,0                         | NA                          | -15                  | 0,07                             | 0,7                 |
| 6     | NA                         | NA                    | 3,0                         | -9,2                        | $-\infty$            | 0,1                              | 0,5                 |

35 donde “NA” significa “no aplicable” y el caso 6 se tratará a continuación.

Es evidente que los mejores rendimientos se obtienen para el caso 5, es decir, distribución de potencia de paquetes uniforme aleatoria en el dominio de dB. Esta configuración es compatible con un sistema de acceso aleatorio (RA) donde no hay coordinación del sistema, pero se ve afectada por dos inconvenientes principales:

- 5 - El rango dinámico para la potencia de paquete es bastante grande, es decir, 16 dB pico a pico. Este rango, en muchos casos, no es compatible con las limitaciones de EIRP del terminal de usuario, considerando que la potencia de paquete será tan alta como +8 dB por encima del valor nominal. Cuando el valor de  $\alpha_{max}$  se reduce a 4 dB, el rendimiento de SIC se degrada fuertemente, es decir,  $\Delta SNIR_{min} = 6,4$  dB con un margen de SNIR de -0,6 dB.
- 10 - El valor óptimo de  $\alpha_{max}$  depende de la carga del canal de RA. Por ejemplo, reduciendo la carga a  $M = 44 \times 2 = 88$ , la mínima  $\Delta SNIR_{min} = 0,08$  dB se obtiene con  $\alpha_{max} = 6$  dB a la que corresponde  $\Delta SNIR_{min} = 3,1$  dB. Este problema se puede resolver difundiendo el valor recomendado de  $\alpha_{max} = 6$  dB en el enlace directo.

15 Un posible camino a seguir para resolver el primer problema identificado en el rango dinámico máximo de EIRP es usar una distribución de potencia uniforme asimétrica entre  $[\alpha_{min} \text{ (dB)}, \alpha_{max} \text{ (dB)}]$  clasificada como caso 6. Se supone que las limitaciones físicas para la EIRP del terminal imponen  $\alpha_{max} = 3$  dB. En este caso, la minimización de la ecuación (5) se realizará con respecto al parámetro  $\alpha_{min}$  (dB). Se encontró numéricamente que el valor óptimo es  $\alpha_{min} = -9,2$  dB  $\Delta SNIR_{min} = 0,1$  dB para el cual el margen de SNIR es de 0,5 dB. Este es un resultado excelente en la medida que optimiza todas las restricciones del sistema con un punto de operación de SIC óptimo. Los resultados para el caso 6 se presentan en 8A – 8B (señalar que, en estas figuras, las escalas son diferentes de las de las figuras 7A y 7B).

20 Aumentar en 3 dB el valor de  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom}$ , es decir,  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} = 12,2$  dB proporciona cabida adicional para aumentar el caudal. Numéricamente se encontró que para  $M = 125$ , por ejemplo, se puede soportar un 42% más de carga que el caso anterior con un margen mínimo de SNIR de SIC positivo de 0,1 dB. El valor óptimo para  $\alpha_{max} = 3$  dB es  $\alpha_{min} = -12,7$  dB con  $\Delta SNIR_{min} = 0,15$  dB.

25 Aumentar además en 3 dB el valor de  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom}$ , es decir,  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} = 15,2$  dB (que parece compatible con los presupuestos del enlace Ka-Sat: variación G/T de 10 dB de mínimo a máximo con una G/T para el 60% de las ubicaciones 6 dB por encima del valor mínimo usado para los presupuestos de enlace del caso peor) proporciona cabida adicional para aumentar el caudal. Numéricamente se encontró que para  $M = 185$ , por ejemplo, se puede soportar un 65% más de carga que en el caso peor con un margen mínimo de SNIR de SIC positivo de 0,1 dB. El valor óptimo para  $\alpha_{max} = 3$  dB es  $\alpha_{min} = -15,5$  dB con  $\Delta SNIR_{min} = 0,06$  dB.

30 Se ha de comentar que el algoritmo de control de potencia de transmisión (o “adaptación de capa física”) propuesto descrito anteriormente “ecualiza” las diferencias de pérdida entre los diferentes terminales gracias a la estimación de la pérdida de trayecto de enlace ascendente. De esta manera, despreciando la aleatorización de potencia  $R_{rand}$ , la potencia recibida en la pasarela será la nominal a menos que el terminal se desvanezca y no pueda contrarrestar el desvanecimiento con el control de potencia de enlace ascendente. De esta manera, aplicar una aleatorización de potencia uniforme (en dB) en cada terminal para cada paquete para cada terminal satisfará las condiciones derivadas numéricamente anteriormente. Como se ha mostrado anteriormente, el rango óptimo de aleatorización en dB depende de la carga del sistema. No obstante, para simplificar la implementación del sistema, se supone que la optimización de  $R_{rand}$  sea realizada para la carga máxima del sistema.

40 Un simulador de E-SSA global basado en el modelo ya descrito en el documento referenciado anteriormente de O. Del Rio Herrero et al. ha sido explotado para evaluar el rendimiento de RA. En primer lugar, se ha derivado el impacto del caudal de MAC (Control de Acceso al Medio) de la distribución aleatoria de paquetes entrantes optimizada.

45 La primera configuración adoptada se describe en la tabla 2. Se ha de comentar que en la simulación el tamaño de paquete de información está limitado a paquetes de 100 bits de tamaño de modo que los resultados se puedan obtener por simulación y comparar con hallazgos anteriores obtenidos con distribución de potencia de paquetes entrantes lognormal. Más específicamente, el intervalo óptimo de distribución de potencia uniforme (en dB) se

50 optimiza para la condición de carga objetivo suponiendo siempre  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{nom} = 13,7$  dB. Incluso más específicamente, la carga se mantiene constante  $G = 2,2$  b/s/Hz, mientras que el caudal de MAC y PLR se simula como una función del parámetro  $\alpha_{min}$ , mientras que  $\alpha_{max} = 3$  dB se mantiene constante. Los parámetros clave del simulador se enumeran en la tabla 2, mientras que los hallazgos de la simulación se resumen en las figuras 9A y 9B. La figura 9A muestra el caudal simulado usando el protocolo E-SSA con  $G = 2,2$  b/s/Hz como función de  $\alpha_{min}$  para una distribución de potencia de paquetes uniforme entre  $\alpha_{min}$  y  $\alpha_{max} = 3$  dB en comparación con una distribución de

potencia lognormal con  $\mu = -3\text{dB}$  y  $\sigma = 3\text{ dB}$ . La figura 9B muestra los valores de Relación de Pérdida de Paquetes (PLR) correspondientes.

- 5 Se observa que el valor óptimo aproximado encontrado mediante simulación de  $\alpha_{\min} = -11\text{ dB}$  coincide bien con el hallazgo semianalítico de  $\alpha_{\min} = -11,1\text{ dB}$  siguiendo el procedimiento descrito anteriormente. Ha de ser comentado que el valor de  $\alpha_{\min} = -11,1\text{ dB}$  se impulsa por las condiciones impuestas por la ecuación (5-b) asegurando que la SNIR mínima está por encima del umbral de FEC. Esto explica por qué por debajo de  $\alpha_{\min}$  la FER está creciendo.

En comparación con la distribución de potencia lognormal, la distribución de potencia uniforme optimizada (en dB) logra una mejora de caudal de MAC del 15% y evitamos el efecto suelo de PLR debido a la distribución de potencia de paquetes lognormal descrita por el documento referenciado anteriormente de O. Del Rio Herrero et al.

- 10 Tabla 2:

Duración de la simulación = 15.600 [símbolos]

Carga de MAC normalizada  $G = 2,20\text{ [b/s/Hz]}$

Longitud de paquete de información = 100 [bits de entrada FEC]

Tasa de codificación FEC ( $r$ ) = 0,33

- 15 Longitud de paquete de capa física = 312 [símbolos codificados FEC]

Orden de modulación ( $M$ ) = 2

Factor de propagación ( $L_w$ ) = 256

Tasa de chip = 3,84 [Mcps]

[ $E_b/N_0$ ]<sub>nom</sub> de paquete de GTW = 13,70 [dB]

- 20 [ $E_c/N_0$ ]<sub>nom</sub> de paquete de GTW = -15,15 [dB]

$$\text{donde } \left[ \frac{E_c}{N_0} \right]_{\text{nom}} = \frac{r}{\log_2(M)L_w} \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\text{nom}}$$

Modelo de error de potencia = Uniforme (Lognormal para su comparación)

Desviación de potencia máxima del enlace RTN = 3,0 [dB]

Número de iteraciones de IC = 5

- 25 Tamaño de ventana = 936 [símbolos]

Desplazamiento de ventana = 156 [símbolos]

Se ha realizado otro conjunto de simulaciones usando la siguiente configuración del simulador de E-SSA (cancelación ideal):

Tabla 3

- 30 Duración de la simulación = 93.600 [símbolos]

Carga de MAC normalizada  $G = \text{variable [b/s/Hz]}$

Longitud de paquete de información = 100 [bits de entrada FEC]

Tasa de codificación FEC = 0,32

Longitud del paquete de capa física = 312 [símbolos codificados FEC]

- 35 Orden de modulación = 2

Factor de propagación = 256

[ $E_b/N_0$ ]<sub>nom</sub> de paquete de GTW = 13,70 [dB]

[ $E_c/N_0$ ]<sub>nom</sub> de paquete de GTW = -15,15 [dB]

Modelo de error de potencia = Uniforme (Lognormal para su comparación)

Desviación de potencia máxima de enlace RTN (retorno) = 7,0 [dB]

Desviación de potencia mínima de enlace RTN = -9,8 [dB]

Número de iteraciones de IC = 5

5 Tamaño de ventana = 936 [símbolos]

Desplazamiento de ventana = 156 [símbolos]

10 Los resultados de la simulación se reproducen en las figuras 10A y 10B donde el caudal simulado y la PLR como funciones de la carga de MAC se han comparado con los resultados previos obtenidos con diferentes distribuciones lognormales (LGN) (en las leyendas de las figuras: “ana” significa analítica y “sim” significa simulaciones). La ventaja de rendimiento del 20% de la distribución de potencia uniforme frente a la lognormal es evidente, aunque los parámetros no se optimizaron por completo para los parámetros específicos del sistema.

15 Se ha estudiado un tercer ejemplo de la optimización de distribución de potencia para una configuración correspondiente a un tamaño de bloque de FEC más realista de 1.200 bits de información. En este caso, el método de optimización inventivo proporciona los resultados presentados en la tabla 4. Se han usado tres suposiciones diferentes para la potencia residual de SIC  $\beta$  (Caso 1  $\beta = -\infty$  dB, Caso 2  $\beta = -21$  dB, Caso 3 = -20 dB).

Tabla 4

| Parámetro                                  | Caso 1    | Caso 2 | Caso 3 |
|--|-----------|--------|--------|
| Tamaño de bits de información de trama FEC | 1.200     | 1.200  | 1.200  |
| SIC residual $\beta$ [dB]                  | $-\infty$ | -21    | -20    |
| Umbral de $E_b/N_0$ de FEC [dB]            | 1,1       | 1,1    | 1,1    |
| Umbral de $E_b/N_0$ de SIC [dB]            | 0,3       | 0,3    | 0,3    |
| $\alpha_{max}$ seleccionada                | 7         | 7      | 7      |
| $\alpha_{min}$ optimizada                  | -11,8     | -10,0  | -9,6   |
| Margen de FEC [dB]                         | 0,80      | 0,32   | 0,24   |
| Margen de SIC [dB]                         | 1,24      | 0,84   | 0,81   |

20 Los resultados optimizados de la distribución de potencia semianalítica se han verificado experimentalmente usando un prototipo de hardware de E-SSA. Los resultados medidos se presentan en las figuras 11A y 11B, con conversión entre el número de paquete o de paquetes y la carga de MAC en b/s/Hz presentada en la tabla 5. Es evidente que el caudal óptimo se obtiene para  $\alpha_{min} = -9,8$  dB que corresponde según la Tabla 4 a un factor de interferencia de SIC residual  $\beta$  de alrededor de -20,5. Este valor está cerca de la medición experimental para el prototipo de S-MIM de  $\beta = -21$  dB (para SNR baja). Así, se puede concluir que hay una buena coincidencia entre la optimización analítica y los hallazgos experimentales.

25 Tabla 5

| Carga de MAC Pk/s | Carga de MAC con caída [b/s/Hz] | Carga de MAC sin caída [b/s/Hz] |
|-------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| 1.000             | 0,26                            | 0,31                            |
| 2.000             | 0,51                            | 0,63                            |

| Carga de MAC Pk/s | Carga de MAC con caída [b/s/Hz] | Carga de MAC sin caída [b/s/Hz] |
|-------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| 3.000             | 0,77                            | 0,94                            |
| 4.000             | 1,02                            | 1,25                            |
| 5.000             | 1,28                            | 1,56                            |
| 6.000             | 1,54                            | 1,88                            |
| 7.000             | 1,79                            | 2,19                            |
| 7.500             | 1,92                            | 2,34                            |
| 8.000             | 2,05                            | 2,50                            |
| 8.500             | 2,18                            | 2,66                            |
| 9.000             | 2,31                            | 2,81                            |

Es notable que los mejores rendimientos se obtengan usando un intervalo de aleatorización de potencia uniforme de [-9,8, +7] dB. Estos rendimientos corresponden a un caudal de 2,8 b/s/Hz si se desprecia el ancho de banda en exceso del filtro de Raíz Cuadrada de Coseno Alzado (SRRC) debido al factor de caída; de otro modo, el caudal se reduce a 2,3 b/s/Hz para un factor de caída de SRRC de 0,2. Reduciendo el rango dinámico de fluctuación de potencia de paquete a [-9,8, +5] dB, el caudal se reduce a 2,5 b/s/Hz. Limitando aún más el rango dinámico de potencia a [-9,8, +3] dB, el caudal se reduce aún más a 2,2 b/s/Hz, que está en línea con los resultados obtenidos anteriormente mediante simulación con un tamaño de bloque de FEC de 100 bits excepto procesamiento de E-SSA

5

ideal. Claramente, los resultados también dependen del valor supuesto de  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}}$  (que se ha supuesto que es 13,7 dB), pero es claramente dependiente del sistema. Según los presupuestos de enlace de sistema de satélite de

10

banda Ka de referencia en el presupuesto de enlace del caso promedio, el usuario obtiene un  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} = 16,6$  dB que es casi 3 dB más alto que el valor supuesto para la evaluación de rendimiento de MAC anterior. La mejor

$\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}}$  es probablemente de alrededor de 20,6 dB pero sólo en una cantidad insignificante de ubicaciones.

Suponiendo, de esta manera, que  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{nom}} = 13,7$  dB, se obtiene indudablemente  $\alpha_{\text{max}} = 3$  dB. Por lo tanto, es potencialmente alcanzable un caudal eficaz de 1,9 b/s/Hz (incluyendo el factor de caída de SRRC) en el tipo de sistema de satélite de banda Ka de referencia existente.

15

También es interesante entender cómo el rendimiento que se puede obtener mediante la distribución optimizada de potencia de E-SSA se compara con CDMA con límites de capacidad de propagación aleatorios – véase S. Verdu y S. Shamai, “Spectral efficiency of CDMA with random spreading”, IEEE Transact. On Information Theory, vol. 45, páginas 622-640, marzo de 1999.

20

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\text{sys}} = \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\text{nom}} E_{k,l} \left\{ \overline{\alpha(k,l)} \right\},$$

Primero, se calcula la energía por bit recibida por el sistema como  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\text{sys}}$  (véase Hou, J. E. Smee, H. D. Pfister y S. Tomasini, “Implementing Interference Cancellation to Increase the EV-DO Rev. A Reverse Link Capacity”, IEEE Comm. Magazine, febrero de 2006, páginas 96-102), donde  $\overline{\alpha}$  es la distribución optimizada de potencia de paquetes entrantes.

El límite de capacidad se puede determinar usando la siguiente ecuación a partir de los documentos referenciados anteriormente:

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\text{sys}} = \frac{2^{2C} - 1}{2C},$$

5 donde C es la capacidad de canal de acceso múltiple expresada en b/s/Hz. Los resultados de la ecuación (5-2) se presentan en la figura 12. La distancia desde los límites de capacidad para varias configuraciones de E-SSA se resume en la tabla 6. La carga de MAC supone que no hay ancho de banda adicional debido al factor de caída de SRRC.

10 Está claro que la pérdida depende de los parámetros del sistema, pero también de la presencia o ausencia de cancelación de interferencia perfecta. La pérdida de capacidad de E-SSA con respecto al límite oscila del 0,2 al 13% en el caso de IC perfecta y del 16 al 22% en el caso de factor de IC residual  $\beta = -20$  dB. La pérdida se minimiza cuando  $\alpha_{\text{max}}$  se extiende a 7 dB correspondiente a un paquete máximo  $E_b/N_0 = 20,7$  dB. En su lugar, la pérdida con respecto a los límites de capacidad equivale al 13% cuando la potencia máxima del terminal se reduce a  $E_b/N_0 = 11$  dB. Estos resultados parecen confirmar que el E-SSA con la distribución de potencia optimizada propuesta puede  
 15 lograr la capacidad teórica máxima del canal cuando el intervalo de aleatorización de potencia es lo suficientemente grande con un sistema de acceso aleatorio asíncrono y descoordinado prácticamente realizable explotando un detector de paquete multiusuario de i-SIC en la pasarela.

Tabla 6

| Tamaño de bits de información de trama FEC [bits] | SF  | SIC residual $\beta$ [dB] | $\alpha_{\text{max}}$ seleccionada [dB] | $\alpha_{\text{min}}$ optimizada [dB] | $[E_b/N_0]_{\text{nom}}$ [dB] | $[E_b/N_0]_{\text{sys}}$ [dB] | Límite de capacidad [b/s/Hz] | $G_{\text{max}}$ [b/s/Hz] | Pérdida frente a límite de E-SSA (%) |
|---|-----|---------------------------|---|---------------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|------------------------------|---------------------------|--------------------------------------|
| 1.200   | 256 | $-\infty$                 | 7                                       | -12,30                                | 13,7                          | 14,11                         | 3,81                         | 3,8                       | 0,2                                  |
| 1.200   | 256 | -20                       | 7                                       | -9,3                                  | 13,7                          | 14,74                         | 3,94                         | 3,3                       | 16                                   |
| 1.200   | 256 | $-\infty$                 | 6                                       | -12,4                                 | 13,7                          | 13,37                         | 3,66                         | 3,65                      | 0,1                                  |
| 1.200   | 256 | -20                       | 6                                       | -9,7                                  | 13,7                          | 13,86                         | 3,76                         | 3,1                       | 18                                   |
| 1.200   | 256 | $-\infty$                 | 2                                       | -12,4                                 | 13,7                          | 10,33                         | 3,02                         | 2,95                      | 2,5                                  |
| 1.200   | 256 | -20                       | 2                                       | -12,4                                 | 13,7                          | 10,65                         | 3,09                         | 2,6                       | 16                                   |
| 1.200   | 256 | $-\infty$                 | 6                                       | -7,6                                  | 9,0                           | 9,75                          | 2,9                          | 2,7                       | 7                                    |
| 1.200   | 256 | -20                       | 6                                       | -6,1                                  | 9,0                           | 10,03                         | 2,96                         | 2,4                       | 19                                   |
| 1.200   | 256 | $-\infty$                 | 2                                       | -7,7                                  | 9,0                           | 7,02                          | 2,32                         | 2,0                       | 13                                   |
| 1.200   | 256 | -20                       | 2                                       | -7,7                                  | 9,0                           | 7,14                          | 2,32                         | 1,8                       | 22                                   |

20 Finalmente, se observa que, cuando se aplica el algoritmo de optimización de intervalo de potencia aleatorio de paquetes de E-SSA descritos por la ecuación (5) para condiciones de carga máxima ( $G = 3,3$  b/s/Hz en el caso específico), la SNIR sigue un comportamiento monótono comenzando desde la condición de SNIR más baja al

principio del proceso de i-SIC aproximadamente correspondiente a  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{min}}^{\text{SIC}} = -3,4$  dB y alcanza  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\text{min}}^{\text{FEC}} = -4,2$  dB como valor final (último paquete a ser detectado después de que se hayan eliminado todos los otros). Este comportamiento es claramente visible en el gráfico de la figura 14, correspondiente al segundo caso de la Tabla 6.

En su lugar, cuando la carga no está demasiado cerca de los límites, como era el caso presentado en las Figuras 7 y 8 una vez que se ha optimizado la distribución de potencia, la evolución de SNIR es mucho más plana, como es evidente a partir de la figura 15 correspondiente también al segundo caso de la Tabla 6 pero cuando la carga se reduce a  $G = 2,5$  b/s/Hz.

- 5 En una variante, un proceso de optimización explota una metodología semianalítica descrita en lo sucesivo en una sección B y comprende un conjunto de pasos ejecutados posteriormente.

En un primer paso, se selecciona un parámetro a ser optimizado según el tipo de distribución. Por ejemplo, el parámetro elegido es la desviación estándar para una distribución lognormal o el rango dinámico para una distribución uniforme. Entonces, en un segundo paso, se definen varios parámetros. Estos parámetros son:

- 10
- el perfil de distribución (por ejemplo, una distribución lognormal),
  - $E_b/N_0$  del terminal (extraída del presupuesto del enlace),
  - PLR objetivo (por ejemplo  $10^{-3}$ ),
  - número máximo de iteraciones de SIC (por ejemplo 10)
  - valor  $\beta$  de la potencia residual después de SIC (por ejemplo, 0,01).

- 15 Entonces, en un tercer paso, el proceso semianalítico como se ha descrito en la sección B tomará estos parámetros como entrada y se ejecutará para emitir un intervalo de posibles valores para el parámetro principal a ser optimizado. Este intervalo es dependiente de la carga de MAC.

20 Entonces, en un cuarto paso, la optimización se lleva a cabo a través de la minimización o la maximización de un parámetro de rendimiento. La optimización se lleva a cabo, por ejemplo, a través de la maximización del caudal del canal sujeto a al menos restricciones del nivel de potencia de transmisión, o a través de la minimización de la diferencia en la relación señal a ruido más interferencia (SNIR) entre paquetes de datos dentro de cancelación de interferencia sucesiva.

25 Se puede llevar a cabo una derivación mejorada de la distribución óptima de potencia de paquetes entrantes para E-SSA explotando dos modelos diferentes mejorados para el demodulador de E-SSA, como variantes de los modelos descritos por las ecuaciones (1) a (5)-b. El primer modelo mejorado es un planteamiento simplificado que permite aproximar una expresión en forma cerrada de la distribución de potencia optimizada. El segundo modelo mejorado es un modelo de E-SSA semianalítico recursivo más preciso que permite optimizar el rendimiento de la capacidad. La derivación mejorada de la distribución óptima de potencia de paquetes entrantes y los modelos mejorados para el demodulador de E-SSA se presentan aquí a continuación.

- 30 Las notaciones usadas para esta derivación se describirán a lo largo de la descripción aquí a continuación que se deberían considerar como autocontenidas.

35 Permitamos que el sistema de Acceso Aleatorio (RA) de la invención sea modelado como un sistema por el que en un instante dado hay  $K$  paquetes que colisionan, cada uno caracterizado por una potencia recibida  $P_k$ . En línea con el algoritmo E-SSA, se supone que el demodulador de ráfagas de RA está clasificando los  $K$  paquetes presentes en la memoria de la ventana del demodulador de modo que  $\{P_1 \leq P_2 \leq \dots \leq P_K\}$ . Recordando que  $\gamma_k = P_k/(N_0 R_s)$  introducimos la relación Señal a Ruido más Interferencia (SNIR)  $\rho_k = P_k / [(N_0 + I_0) R_s]$  donde  $I_0$  representa la Densidad Espectral de Potencia (PSD) equivalente de Interferencia de Acceso Múltiple (MAI). La bondad de la aproximación MAI con un proceso de Ruido Blanco Gaussiano equivalente es bien conocida en la técnica. Debido a la naturaleza de RA asíncrono, cada paquete interferente tendrá un solapamiento parcial con el paquete de interés.

40 El factor de solapamiento normalizado entre los paquetes  $i$  y  $j$  se caracteriza con una variable aleatoria  $\alpha(i, j)$  distribuida uniformemente en el intervalo  $[0, 1]$ . Según nuestra definición  $\alpha(i, j) = 1$  significa que hay un solapamiento de tiempo completo entre el paquete de interés y el paquete interferente. Por definición  $\alpha(i, i) = 0$  en la medida que un paquete no está interfiriendo consigo mismo.

#### A. Modelado iterativo simplificado

45 Una descripción detallada del procesamiento de demodulador de ráfagas de I-SIC de E-SSA se presenta en el documento ya citado de O. Del Río Herrero et al. titulado "High Efficiency Satellite Multiple Access Scheme for Machine-to-Machine Communications". En pocas palabras, el demodulador de E-SSA está almacenando las muestras en banda base entrantes en una memoria digital que abarca un tamaño de ventana de  $W$  paquetes no siendo necesariamente un número entero. Una vez que la memoria de ventana está llena, se activa un buscador de preámbulo que escanea las muestras de memoria de izquierda a derecha para identificar posibles paquetes detectables. Cada vez que se detecta un preámbulo de paquete, se intenta una demodulación a ráfagas de la carga útil. Si la Comprobación de Redundancia Cíclica (CRC) de la carga útil del paquete es un éxito, entonces los datos de carga útil se explotan para regenerar localmente el paquete a nivel de banda base y se correlaciona con las muestras de memoria de paquete detectadas para obtener una estimación de amplitud y fase de paquete refinada.

Usando esta estimación refinada de canal, el paquete regenerado se sustrae de la memoria (paso de Cancelación de interferencia) y el escaneo del preámbulo continúa hasta que se alcanza el final de la ventana. En este punto, el proceso se repite desde el principio de la ventana  $N_{iter}$  veces hasta que se eliminan todos los paquetes detectables. Cuando se completa el proceso de I-SIC en la ventana de memoria actual, se elimina una fracción de las muestras de memoria más antiguas y las muestras restantes se desplazan a la izquierda y se añaden nuevas muestras de memoria (proceso de ventana deslizante). El proceso de I-SIC completo en la ventana de memoria se inicia de nuevo, y así sucesivamente. Está claro que cuando se inicia un ciclo general de I-SIC en las muestras de la ventana deslizante actual, solamente será detectable un subconjunto de paquetes, muy probablemente los que experimenten la SNIR más alta. Pero tan pronto como se detectan algunos paquetes y se cancelan de la memoria, otros llegarán a ser detectables. El interés de repetir  $N_{iter}$  veces el escaneo de memoria antes de deslizar la ventana de memoria, está relacionado principalmente con la interferencia asincrónica. La eliminación de algunos paquetes detectados puede tener un efecto positivo en la detectabilidad de los pasados, de esta manera, la necesidad de volver a iterar en la memoria. Considerando la naturaleza iterativa del proceso y la presencia de la ventana de memoria deslizante que permite demodular cada paquete en diferentes ventanas de demodulación, está claro que el umbral de SNIR de demodulador de E-SSA es diferente de un demodulador de SIC convencional por lo que en cada paso de demodulación de SIC se logrará la Tasa de Pérdida de Paquetes (PLR típicamente igual a  $10^{-3}$  o menor) objetivo final. En su lugar, para E-SSA, un valor de PLR relativamente alto es suficiente para iniciar el proceso de "limpieza" de la memoria y lograr la convergencia de I-SIC, es decir, alcanzar una PLR muy baja al final del proceso iterativo. Para la demodulación de E-SSA, en la medida que hay muchos paquetes que colisionan en la misma ventana de demodulación, incluso con una PLR inicial más alta que el valor objetivo, se detectará y cancelará una cantidad no despreciable de paquetes en cada iteración. Entonces, suponiendo que hay un número suficiente de iteraciones, la PLR de E-SSA convergerá al valor objetivo.

En base a la discusión anterior, siguiendo la clasificación de paquetes según su potencia descrita anteriormente ( $j = 1$  corresponde al paquete de potencia más bajo), la condición de convergencia de I-SIC de E-SSA se puede describir como:

$$\rho_j \geq \begin{cases} \left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{FEC} & si \ j = 1 \\ \left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{I-SIC} (j) & si \ j \neq 1 \end{cases}, \quad (12)$$

donde  $\left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{FEC}$  representa la SNR de código FEC requerida para lograr el valor de PLR objetivo y  $\left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{I-SIC} (j)$  representa la SNIR mínima para la cual el proceso de SIC iterativo de E-SSA está convergiendo en el paso  $j$ . En

general  $\left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{I-SIC} (j)$  es dependiente del paso de I-SIC actual  $j$  en la medida que hay cada vez menos paquetes

restantes durante el proceso de I-SIC. En consecuencia, se espera que  $\left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{I-SIC} (j)$  aumente con  $j$  acercándose

asintóticamente al valor  $\left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{FEC}$ . Para avanzar en el modelado analítico de I-SIC de E-SSA, suponemos que

$\left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{I-SIC} (j) = \left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{I-SIC} \quad \forall j$ . Esto significa que el umbral de convergencia de SNIR de I-SIC es el mismo para todos

los pasos de I-SIC. Experimentalmente se ha encontrado que una PLR de 0,9 después de la primera iteración de SIC es suficiente típicamente para lograr la convergencia de I-SIC. Además, suponemos que las desigualdades de la ecuación (12) se satisfacen como igualdades. Haciéndolo así, la condición de convergencia de E-SSA dada por la ecuación (12) llega a ser:

$$\rho_j = \begin{cases} \left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{FEC} & si \ j = 1 \\ \left\lceil \frac{E_s}{N_t} \right\rceil_{I-SIC} & si \ j \neq 1 \end{cases}, \quad (13)$$

donde  $\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{1-SIC}$  corresponde a la SNIR para la cual la PLR es 0,9 como se ha tratado anteriormente. La validez de esta aproximación se validará al final de esta sección.

Siguiendo el análisis de detector iterativo de E-SSA presentado en el documento citado de O. Del Río Herrero et al., la SNIR para el paquete  $j$  se puede expresar como:

$$\rho_j = \frac{\gamma_j}{1 + \frac{1}{L_w} \left[ \sum_{i=1}^{j-1} \alpha(i, j) \gamma_i + \beta \sum_{i=j+1}^K \alpha(i, j) \gamma_i \right]}, \quad (14)$$

donde  $0 \leq \beta \leq 1$  representa el factor de potencia de IC residual normalizado;  $\beta = 0$  corresponde a la IC ideal, mientras que  $\beta = 1$  implica sin IC. Sustituyendo la ecuación (14) en (13) uno obtiene un sistema lineal en  $K$  ecuaciones y  $K$  desconocidas que se puede resolver numéricamente para encontrar la distribución óptima de potencia de paquetes de SNR de E-SSA  $\gamma_i$ :

$$\begin{cases} \gamma_1 &= \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC} \left[ 1 + \frac{\beta}{L_w} \sum_{i=1}^K \alpha(i, 1) \gamma_i \right] \\ \gamma_2 &= \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{1-SIC} \left[ 1 + \frac{(1-\beta)}{L_w} \alpha(1, 2) \gamma_1 + \frac{\beta}{L_w} \sum_{i=1}^K \alpha(i, 2) \gamma_i \right] \\ &\vdots \\ \gamma_K &= \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{1-SIC} \left[ 1 + \frac{1}{L_w} \sum_{i=1}^K \alpha(i, K) \gamma_i \right]. \end{cases} \quad (15)$$

La solución del sistema lineal de ecuaciones anterior está condicionada a la realización real de los factores de solapamiento de paquetes  $\alpha(i, j)$  para el paquete de interés actual. Suponiendo que las variables  $\alpha(i, j)$  son conocidas, es posible un cálculo exacto de  $\gamma_j$ . No obstante, esto no es factible en un sistema práctico en la medida que  $\alpha(i, j)$  son variables en el tiempo y a priori desconocidas. Para evitar coeficientes de sistema lineal variables en el tiempo, sustituiremos  $\alpha(i, j)$  por su valor promedio, es decir,  $\alpha(i, j) \cong E \{ \alpha(i, j) \} = 0,5$ . La precisión de esta aproximación se investigará más tarde en esta sección. Introduciendo la variable auxiliar y definida como:

$$\Upsilon = 1 + \frac{\beta}{2L_w} \sum_{i=1}^K \gamma_i, \quad (16)$$

entonces la ecuación (7) llega a ser:

$$\begin{cases} \gamma_1 &= \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC} \Upsilon \\ \gamma_2 &= \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{1-SIC} \left[ \Upsilon + \frac{(1-\beta)}{2L_w} \gamma_1 \right] \\ &\vdots \\ \gamma_K &= \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{1-SIC} \left[ \Upsilon + \frac{(1-\beta)}{2L_w} \sum_{i=1}^K \gamma_i \right]. \end{cases} \quad (17)$$

A partir de (17) uno puede obtener la siguiente expresión recursiva para la SNR de paquetes individuales:

$$\gamma_j = \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{1-SIC} \Upsilon \left\{ 1 + \frac{(1-\beta)}{2L_w} \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC} \right\} \left\{ 1 + \frac{(1-\beta)}{2L_w} \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{1-SIC} \right\}^{j-2}, \quad \text{para } j > 1. \quad (18)$$

Observando (18), es evidente que con la aproximación hecha antes de los paquetes entrantes óptimos, el perfil de potencia es exponencial (de esta manera, uniforme en dB) también para el caso de usuarios descoordinados. Este es un resultado similar al encontrado por Viterbi, aunque con una suposición diferente sobre la estructura del demodulador (continua con SIC en lugar de a ráfagas con I-SIC para E-SSA). Según este modelo, la distribución

5 óptima de potencia de paquetes se distribuirá uniformemente en dB entre  $\log_{10} \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{\min}$  y  $\log_{10} \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\max}$  de modo que siguiendo (18) obtenemos:

$$\begin{aligned} \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min} &= \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{I-SIC} \gamma \left\{ 1 + \frac{(1-\beta) \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC}}{2L_w} \right\} \cong \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{I-SIC} \gamma, \\ \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\max} &= \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{\min} \left\{ 1 + \frac{(1-\beta) \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC}}{2L_w} \right\} \left\{ 1 + \frac{(1-\beta) \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{I-SIC}}{2L_w} \right\}^{K-2} \cdot \end{aligned} \quad (19)$$

Donde en el primer término de (19) suponemos  $\frac{(1-\beta) \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC}}{2L_w} \ll 1$ . Las figuras 16 y 17 muestran la distribución de potencia óptima de paquetes entrantes del demodulador de E-SSA usando el sistema exacto de la ecuación (15)

10 (línea recta), la ecuación recursiva (18) (línea discontinua) y la obtenida generando aleatoriamente la potencia de paquetes entrantes según una distribución uniforme en dB (línea discontinua y de puntos) en el intervalo

$$\left[ \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\max} \right]$$

Podemos concluir que el planteamiento descrito, usando generación de paquetes independiente aleatoria, se aproxima estrechamente a la distribución óptima de potencia con la ventaja de no requerir ninguna coordinación en tiempo real entre los terminales para establecer la potencia de transmisión. Cuanto mayor sea el número de paquetes simultáneos recibidos, mayor será la precisión de la aproximación de los factores de solapamiento  $\alpha(i, j)$  con su valor promedio. Como el número de paquetes simultáneos soportados es proporcional al factor de propagación, la precisión del modelo aproximado depende del factor de propagación. Por ejemplo, para  $L_w = 256$  la desviación estándar para la diferencia entre la distribución óptima de potencia proporcionada por la ecuación (13) y la ecuación (14) se ha encontrado que es 0,05 dB. Reduciendo el factor de propagación a  $L_w = 8$ , la desviación estándar de la diferencia aumenta a 0,3 dB. Este tipo de error causa fluctuaciones en los valores de PLR que pueden evitar que el proceso de I-SIC converja. A la capacidad máxima de E-SSA, la probabilidad de no convergencia de I-SIC es insignificante para una desviación estándar de error de distribución de potencia de paquete menor que 0,1 dB. Si es mayor que eso, como puede ser el caso para condiciones de carga alta con factor de propagación pequeño (por ejemplo,  $L_w = 16$ ), se deberán evitar operaciones demasiado cercanas a los límites de capacidad máxima de E-SSA.

El parámetro de sistema más crítico en la ecuación (19) es indudablemente el umbral de demodulador de I-SIC

$$\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{I-SIC}$$

que es dependiente de la implementación y no es fácil de que sea determinado con precisión siendo también dependiente del paso de demodulador de E-SSA actual. El riesgo es que usando  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min} = \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{I-SIC} \gamma$  como se indica por la ecuación (19) en ciertos casos la PLR objetivo requerida no se puede lograr debido a la

30 aleatoriedad del proceso de I-SIC. Para estar seguro, uno puede suponer un valor más conservador para  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}$ ,

$$\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min} = \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{I-SIC} \gamma \approx \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC} \gamma$$

es decir, de modo que la ecuación (19) se simplifica a:

$$\begin{aligned} \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min} &\cong \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC} \gamma \\ \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\max} &= \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min} \left\{ 1 + \frac{(1-\beta) \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC}}{2L_w} \right\} \left\{ 1 + \frac{(1-\beta) \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{I-SIC}}{2L_w} \right\}^{K-2} \end{aligned} \quad (20)$$

El cálculo del término  $\gamma_i$  está siguiendo aún la ecuación (16) pero siendo la distribución de potencia de paquetes uniforme en dB en el intervalo  $\left[ \log_{10} \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}, \log_{10} \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\max} \right]$  explotando las propiedades de las series geométricas uno obtiene:

$$\sum_{i=1}^K \gamma_i \stackrel{\Delta}{=} \Psi \left( \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\max} \right) = \frac{\left\{ 1 + \frac{(1-\beta)}{2L_w} \frac{\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\max} - \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}}{K-1} \right\}^{K-1} - 1}{\frac{(1-\beta)}{2L_w} \frac{\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\max} - \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}}{K-1}}. \quad (21)$$

5 Usando la ecuación (21) el intervalo de distribución óptima de potencia de paquetes se puede derivar resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones no lineales 3 por 3:

$$\begin{cases} \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min} \cong \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC} \gamma \\ \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\max} = \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min} \left\{ 1 + \frac{(1-\beta)}{2L_w} \frac{\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC}}{\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}} \right\} \left\{ 1 + \frac{(1-\beta)}{2L_w} \frac{\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{I-SIC}}{\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}} \right\}^{K-2} \\ \gamma = 1 + \frac{\beta}{2L_w} \Psi \left( \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\min}, \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{\max} \right). \end{cases} \quad (22)$$

10 Se debería comentar que para valores grandes de  $\beta$ , el sistema de la ecuación (22) puede no tener solución; este es el caso para  $K = 1.000$  y  $\beta \geq 0.5$ . El modelo analítico simplificado desarrollado en esta sección ha demostrado que para E-SSA la distribución de potencia uniforme de paquetes entrantes en dB es muy cercana a la óptima. No obstante, este modelo simplificado no puede proporcionar resultados precisos en términos de capacidad de E-SSA para una PLR objetivo dada. La debilidad del modelo actual se superará en la próxima sección donde los resultados de la capacidad de E-SSA obtenidos usando el intervalo de paquetes optimizado dado por la ecuación (22) se compararán con los hallazgos de la simulación y los resultados analíticos obtenidos gracias a un modelado de E-SSA semianalítico recursivo más preciso.

15 B. Modelado mejorado de SIC iterativa

En esta sección se deriva un modelado más preciso del proceso de I-SIC de E-SSA que tiene en cuenta la

$$\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{I-SIC}$$

20 probabilidad de error de detección de paquetes y evita el uso del parámetro  $\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{I-SIC}$  que, como se ha tratado antes, no es fácil de derivar. El modelado mejorado se puede obtener modificando la ecuación (14) para incluir el impacto de la probabilidad de detección del paquete  $i$  en el cálculo de la SNIR en el paso  $n$  del detector de E-SSA iterativo a través de la variable  $\sigma(i, n)$  detallada en la ecuación a continuación. Analíticamente, la SNIR del detector de I-SIC mejorado para el paquete de orden  $j$  en la iteración  $n$ ,  $\rho_j(n)$  se puede expresar como:

$$\rho_j(n) = \frac{\gamma_j}{1 + \frac{1}{2L_w} \left[ \sum_{i=1}^{j-1} \sigma(i,n)\gamma_i + \sum_{i=j+1}^K \sigma(i,n-1)\gamma_i \right]}$$

$$\sigma(i,n) = \beta \{1 - \Phi[\rho_i(n)]\} + \Phi[\rho_i(n)] \quad (23)$$

5 donde  $\Phi[\cdot]$  representa la PLR de capa física como una función de la SNIR del paquete actual. El primer término en el denominador de la ecuación (23) se refiere a la contribución de interferencia para paquetes de SNIR más baja que el paquete  $j$  actual. El segundo término en la ecuación (23) corresponde a la contribución de interferencia por los paquetes con una SNIR más alta que el paquete  $j$ . A diferencia de la ecuación (14), en la ecuación (23) el impacto de la PLR se contabiliza por medio del término  $\sigma(i, n)$ . En la expresión de  $\sigma(i, n)$ , el primer término proporciona una estimación de la contribución de interferencia normalizada promedio teniendo en cuenta la probabilidad de que el paquete de orden  $i$  sea detectado y cancelado en la iteración  $n$ . El segundo término en su lugar representa la contribución de interferencia normalizada promedio para que el paquete de orden  $i$  no sea detectado y cancelado en la iteración  $n$ . La ecuación (23) se reduce a (14) bajo el supuesto de que para  $i < j$   $\Phi[\rho_i(n)] \cong 1$ , de esta manera  $\sigma(i, n) \cong 1$  y que para  $i > j$   $\Phi[\rho_i(n)] \cong 0$ , de esta manera  $\sigma(i, n) \cong \beta$ .

La ecuación (23) se puede calcular iterativamente, comenzando desde  $n = 1$  y  $j = 1$ , para  $n = 1, 2, \dots, N_{iter}^{max}$ , donde  $N_{iter}^{max}$  representa el número máximo permitido de iteraciones del demodulador de E-SSA. La condición inicial es que  $\sigma(i, 0) = 0 \forall i$  correspondiente a PLR=1 antes de comenzar el ciclo de demodulación iterativo. En la práctica, en el paso de iteración  $n$  uno puede calcular primero el valor de  $\rho_1(n)$  usando las probabilidades  $\sigma(i, n-1)$  de iteración previa para  $i = 2, \dots, K$ . En este punto  $\sigma(1, n)$  se puede calcular usando el valor de  $\rho_1(n)$ . Entonces  $\rho_2(n)$  se deriva usando las probabilidades  $\sigma(i, n-1)$  de iteración previa para  $i = 3, \dots, K$  y  $\sigma(1, n)$ . Este proceso se repite dentro de la iteración  $n$  hasta que se deriva  $\rho_K(n)$ . En este punto, el mismo cálculo recursivo se repetirá para el paso de iteración  $n$  hasta que se alcance el número máximo de iteraciones  $N_{iter}^{max}$ . Este planteamiento es más preciso que el descrito en la sección A, pero tiene la desventaja de requerir una solución recursiva. Este modelo analítico mejorado permite emular la evolución del detector de E-SSA para una distribución de potencia de paquetes dada suponiendo que la ventana deslizante de memoria es lo suficientemente larga para evitar el impacto de los efectos de borde de memoria.

Teniendo ahora a mano el modelo de I-SIC de E-SSA mejorado, es posible derivar analíticamente la SINR del detector de E-SSA para todos los paquetes  $\rho_j(N_{iter}^{max})$  para  $j = 1, 2, \dots, K$  para una distribución de potencia arbitraria.

Si la condición  $\rho_j(N_{iter}^{max}) \geq \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC}$  se verifica, entonces podemos considerar que para la carga actual del paquete K

$$\leq \Phi \left( \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC} \right).$$

la detección de todos los paquetes ha sido posible con una PLR. Esto permite evaluar la capacidad máxima alcanzable de E-SSA, la PLR asociada y el número requerido de iteraciones del detector para cualquier distribución de potencia de paquetes arbitraria.

### 30 C. Optimización general

Se investigará más tarde la dependencia del rendimiento de RA de E-SSA en algunos parámetros clave del sistema que explotan la metodología semianalítica desarrollada en la sección B.

Se puede demostrar que cuando está disponible un margen de enlace adicional, se puede lograr una capacidad adicional usando una distribución de potencia de paquetes optimizada analíticamente. Por lo tanto, es interesante entender cómo la capacidad de RA se ve afectada por la elección del intervalo de aleatorización de potencia. La figura 18 ilustra la dependencia de la capacidad de RA en el valor  $[E_b/N_0]_{max}$  cuando se limita el rango dinámico de potencia por debajo del óptimo. Esto puede deberse a las limitaciones de la EIRP del terminal o del rango dinámico del demodulador. La reducción en el rango dinámico de potencia de paquetes genera una asíntota en la característica de caudal de E-SSA para aumentar los valores  $[E_b/N_0]_{max}$ . Esto es causado por el procesamiento de I-SIC de demodulador de E-SSA. Se espera que algoritmos de Detección de Múltiples Usuarios (MUD) conjuntos más complejos proporcionen un caudal más alto en presencia de paquetes de igual potencia a costa de mayor complejidad del demodulador. Se debería comentar que en el caso realista de una red de satélite de  $[E_b/N_0]_{max} \leq 10$  dB, un intervalo de potencia de paquetes entrantes de 9 dB es suficiente para obtener un caudal casi óptimo.

Ahora investigamos la dependencia de caudal de RA con el valor  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\min}$  cuando el valor  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\max}$  está limitado por los aspectos de diseño del sistema. Un ejemplo de tal dependencia se muestra en las Figuras 19 A-B donde se ha

supuesto  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\max} = 15$  dB. Con más precisión, la Fig. 19A se refiere al caso de  $\beta = 0$ . En este caso, se obtiene la

capacidad más alta para  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\min} = 1$  dB que también es el umbral de FEC para la PLR objetivo de  $10^{-3}$ . Reducir el

5 rango dinámico de paquetes aumentando el valor de  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\min}$  la capacidad de RA disminuye monótonamente. Como

se muestra en la Fig. 19B, cuando  $\beta = 0,05$  entonces se obtiene la capacidad máxima de RA para  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\min} = 5$  dB que está muy por encima del umbral de FEC. De esta manera, de manera diferente al caso  $\beta = 0$ , no hay una

dependencia monótona del caudal de RA en el valor  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\min}$ . La conclusión importante de este análisis es que la

10 región dentro del polígono de capacidad frente a  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\min}$  mostrada en las Figuras 19 A-B asegura que se logrará la PLR objetivo. No obstante, para asegurar una operación estable del sistema, es mejor mantener una cierta distancia de los límites del polígono. De esta manera, para demoduladores prácticos para los cuales  $\beta \neq 0$ , suponiendo dado

por el diseño del sistema el valor de  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\max}$ , el valor  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\min}$  ha de ser adaptado según la carga de MAC actual.

Un posible planteamiento pragmático para una capacidad de operación del sistema dada es seleccionar  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\min}$  como el promedio numérico entre los valores obtenidos cruzando una línea horizontal correspondiente a la

15 capacidad del sistema actual con la curva  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\min}$  de la Fig. 19 B (véase la línea discontinua en la Fig. 19 B). Este planteamiento garantizará la máxima robustez de la operación del sistema frente a posibles errores del nivel de potencia de paquete (por ejemplo, debido a incertidumbres del presupuesto del enlace) o debido a la variación del nivel de tráfico promedio con respecto al esperado.

#### D. Algoritmo de control de potencia de paquetes

20 Suponemos una red de RA de satélite fija con una gran población de terminales dispersos a través del área de cobertura. El Control de Transmisión de Paquetes de Enlace Ascendente (UPTC) propuesto tiene las siguientes características: a) Está logrando aproximadamente la distribución de potencia óptima derivada en la Sección 3 a la entrada del demodulador de pasarela incluso en presencia de desvanecimiento, patrón de ganancia de antena de satélite no uniforme y limitaciones de potencia de RF de UT; b) Se basa en el control de potencia de bucle abierto; c)

25 No requiere información acerca de los ajustes de potencia UT individual; d) Se puede extender fácilmente para soportar diferentes clases de servicios. Un sistema fijo de acceso por satélite hará frente a la atenuación dependiente del tiempo y de la ubicación debida al desvanecimiento atmosférico y a la variabilidad de la ganancia de la antena de recepción del satélite y la pérdida de trayecto geométrico. Como el enlace de usuario ha de ser dimensionado para la atenuación de enlace del caso peor (pérdida de trayecto dependiente de la geometría, ganancia de antena de satélite y pérdida atmosférica para la disponibilidad de enlace requerida), es de interés

30 explotar el margen de enlace intrínseco para mejorar el caudal del sistema de RA como se ha tratado en profundidad en las secciones anteriores. La EIRP del terminal se adaptará al valor objetivo requerido que tenga en cuenta los diversos parámetros del sistema, tales como la pérdida de trayecto dependiente de la geometría, la ganancia de antena de satélite y la pérdida atmosférica, además de los parámetros de E-SSA incluyendo el intervalo de aleatorización de potencia óptima. Este último requerirá algún "margen de maniobra" de EIRP del terminal que permita aproximar la distribución de aleatorización de potencia óptima derivada previamente. El margen de maniobra de EIRP del terminal es un compromiso entre la tasa de bits de paquetes alcanzable, el caudal de RA y la EIRP máxima. Ésta última típicamente tiene un fuerte impacto en el coste del terminal y por esta razón típicamente se impone un límite superior denominado  $[P_{EIRP}]_{\max}$ . Por esta razón, mientras que se diseña el sistema, puede ocurrir

35

que no todos los terminales tengan suficiente margen de maniobra de EIRP disponible para lograr el intervalo óptimo de aleatorización de potencia teórica. En este caso, un subconjunto de la población de terminales operará con un intervalo de potencia aleatorio subóptimo. En el caso extremo de márgenes de enlace negativos, se prohíbe la transmisión de paquetes. El control de potencia del terminal está operando en bucle abierto, de esta manera, in  
 5 causar ninguna sobrecarga de señalización no deseada. El diseñador del sistema debería adaptar los parámetros del sistema (por ejemplo, la tasa de bits) para asegurar que el porcentaje de terminales que tienen un intervalo de aleatorización de potencia reducido sea lo suficientemente pequeño como para no causar impacto en el caudal total del sistema. Analíticamente, el algoritmo de UPTC propuesto se puede expresar como [24]:

$$P_{EIRP}(G, t, k) = \begin{cases} [P_{EIRP}]_{min}^{opt}(G, t, k) \cdot R(G, t, k) & \text{si } [P_{EIRP}]_{max} \geq [P_{EIRP}]_{max}^{opt}(G, t, k) \\ [P_{EIRP}]_{min}^{opt}(G, t, k) \cdot R^*(G, t, k) & \text{si } [P_{EIRP}]_{min}^{opt}(G, t, k) \leq [P_{EIRP}]_{max} < [P_{EIRP}]_{max}^{opt}(G, t, k) \\ 0 & \text{si } [P_{EIRP}]_{max} < [P_{EIRP}]_{min}^{opt}(G, t, k), \end{cases}$$

10 con:

$$[P_{EIRP}]_{min, max}^{opt}(G, t, k) = \frac{K_B}{R_b} \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min, max}^{opt}(G) \frac{L_{up}(t, k)}{[G/T]_{SAT}(k)} \quad (25)$$

con  $K_B$  es la constante de Boltzmann,  $R_b$  es la tasa de bits del terminal,  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min}^{opt}(G)$ ,  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{max}^{opt}(G)$  son el  $E_b/N_0$  que opera el demodulador de E-SSA mínimo óptimo derivado como se describe en la Sección 5.1 y  $L_{up}(t, k)$  es la atenuación actual de enlace ascendente para el terminal  $k$  en el tiempo  $t$  estimado a partir de la potencia recibida de  
 15 enlace descendente y  $[G/T]_{SAT}(k)$  es la  $G/T$  de antena receptora de satélite hacia el terminal  $k$ . Los parámetros del

sistema  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min}^{opt}(G)$ ,  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{max}^{opt}(G)$ ,  $R_b$  y  $[G/T]_{SAT}(k)$  son conocidos por los terminales (o bien almacenados o bien difundidos en el enlace directo). Finalmente, el rv  $R(G, t, k)$  se distribuye uniformemente en dB en el intervalo

$\left[ 0, 10 \log_{10} \left\{ \frac{[P_{EIRP}]_{max}^{opt}(G, t, k)}{[P_{EIRP}]_{min}^{opt}(G, t, k)} \right\} \right]$  y el rv  $R^*(G, t, k)$  se distribuye uniformemente en dB en el intervalo

$$\left[ 0, 10 \log_{10} \left\{ \frac{[P_{EIRP}]_{max}}{[P_{EIRP}]_{min}^{opt}(G, t, k)} \right\} \right].$$

20 Para evaluar las ventajas prácticas de la optimización de la distribución de potencia de paquetes, se ha investigado un caso de estudio de satélite geostacionario de múltiples haces en banda Ka. El satélite tiene una cobertura europea obtenida a través de 80 haces con la ganancia de antena mostrada en la Fig. 20. Los parámetros del sistema se han enumerado en la Tabla 7.

Tabla 7: Parámetros del caso de estudio del sistema de múltiples haces de banda Ka.

| Parámetros de capa física | Símbolo | Unidad | Valor |
|---------------------------|---------|--------|-------|
| Tasa de bits              | $R_b$   | kbps   | 80    |
| Tasa de codificación FEC  | $r$     | -      | 1/3   |
| Tasa de símbolos          | $R_s$   | kbaud  | 240   |
| Factor de propagación     | $L_w$   | -      | 16    |

| Parámetros de capa física         | Símbolo | Unidad | Valor |
|-----------------------------------|---------|--------|-------|
| Tasa de chip                      | $R_c$   | Mcps   | 3,84  |
| Factor de caída                   |         | -      | 0,22  |
| Relación de potencia piloto/datos |         | dB     | -10   |
| Ancho de banda de señal           |         | MHz    | 4,68  |
| Parámetros del terminal           |         | Unidad | Valor |
| Frecuencia de Tx                  |         | GHz    | 29,75 |
| Potencia saturada de Tx           |         | W      | 0,1   |
| Diámetro de antena                |         | M      | 0,75  |
| Ganancia de antena                |         | dBi    | 43    |
| EIRP máxima del terminal          |         | dBW    | 33,0  |
| Pérdidas de apuntamiento          |         | dB     | 1,39  |
| EIRP eficaz                       |         | dBW    | 31,6  |

5 La dependencia de PLR correspondiente en la carga promedio de MAC cuando no se usa control de potencia y control de potencia optimizado según el algoritmo de UPTC descrito por la ecuación (25) se muestra en la Fig. 21. La ventaja del algoritmo de UPTC que optimiza la distribución de potencia de paquetes es evidente, ya que aporta una notable mejora del caudal del 85%. Cabe señalar que esta mejora tiene en cuenta que, sin UPTC, ya hay una aleatorización de potencia de 4 dB debido a la diferencia en la ganancia de antena y la pérdida de trayecto para las diferentes ubicaciones de cobertura en tierra. Como se muestra en la Fig. 22, el UPTC está extendiendo aún más el intervalo de aleatorización de potencia y haciéndolo más cercano a la distribución óptima.

## REIVINDICACIONES

1. Un método de transmisión de paquetes de datos desde un terminal (T) a un receptor de pasarela (GWR) sobre un canal compartido con otros terminales usando un protocolo de acceso aleatorio de espectro ensanchado sin intervalos, en donde la cancelación de interferencia sucesiva de los paquetes de datos recibidos por el receptor de pasarela se realiza por dicho receptor de pasarela, y en donde dicha transmisión siendo realizada a un nivel de potencia de transmisión dado por la suma de un término determinista, función de un presupuesto de enlace de comunicación y de un término aleatorio, siguiendo una distribución de probabilidad predeterminada, estando dicho método caracterizado por que dicha distribución de probabilidad predeterminada se elige de manera que, cuando se usa por todos los terminales que comparten el canal, maximiza el caudal del canal sujeto al menos a las restricciones de nivel de potencia de transmisión, siendo dicha función de probabilidad predeterminada una distribución uniforme en decibelios, comprendida entre un valor mínimo  $\alpha_{\min}$  mayor que la relación señal a ruido mínima requerida y un valor máximo  $\alpha_{\max}$  menor que la relación señal a ruido máxima requerida, estando ambos de dichos términos expresados en decibelios.
2. Un método de transmisión de paquetes de datos según la reivindicación 1, que comprende además un paso de recepción de un valor para al menos un parámetro elegido de una lista que comprende: un nivel de ruido en la entrada de dicho receptor de pasarela, una Potencia Radiada Isotrópica Eficaz de enlace descendente de usuario de satélite, una relación de potencia de portadora a ruido de paquete objetivo y un perfil de servicio, siendo dicho valor o valores difundido por una estación central, y de uso de dicho valor recibido para calcular dicha distribución de probabilidad predeterminada.
3. Un método de transmisión de paquetes de datos según la reivindicación 1, en donde dicha distribución de probabilidad predeterminada se elige de manera que, cuando se usa por todos los terminales que comparten el canal, minimiza la diferencia de la relación señal a ruido más interferencia – SNIR – entre paquetes de datos dentro de cancelación de interferencia sucesiva.
4. Un método de transmisión de paquetes de datos según la reivindicación 1 o 3, en donde dicha cancelación de interferencia sucesiva es una cancelación de interferencia sucesiva iterativa.
5. Un método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, que comprende además un paso de bloqueo de transmisión cuando un nivel de atenuación del enlace de comunicación entre el terminal y la pasarela excede un umbral predeterminado.
6. Un método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, que comprende además un paso de cálculo de dicho término determinista del nivel de potencia de transmisión, incluyendo dicho paso estimar un nivel de atenuación del enlace de comunicación entre el terminal y la pasarela de señales transmitidas por dicha pasarela y recibidas por dicho terminal.
7. Un método según la reivindicación 6, en donde dicho paso de cálculo de dicho término determinista del nivel de potencia de transmisión incluye recibir el valor de al menos un parámetro de dicho presupuesto de enlace de comunicación, distinto de dicho nivel de atenuación, difundido por una estación central.
8. Un método de operación de un sistema de comunicación que comprende:
- usar una pluralidad de terminales ( $T_1 \dots T_N$ ) para transmitir paquetes de datos a un receptor de pasarela (GWR) sobre un canal compartido usando un protocolo de acceso aleatorio de espectro ensanchado sin intervalos; y
  - usar dicho receptor de pasarela para recibir dichos paquetes de datos y realizar cancelación de interferencia sucesiva de los paquetes de datos recibidos por el receptor de pasarela;
- caracterizado por que cada uno de dichos terminales transmite dichos paquetes de datos usando un método según cualquiera de las reivindicaciones precedentes.
9. Un terminal (T) que comprende un emisor (TE) para transmitir paquetes de datos desde dicho terminal a un receptor de pasarela (GWR) comunicando sobre un canal de comunicación compartido con otros terminales ( $T_1 \dots T_N$ ) usando un protocolo de acceso aleatorio de espectro ensanchado sin intervalos y un procesador (TPR) para determinar un nivel de potencia de transmisión, estando dicho emisor configurado para transmitir los paquetes de datos a un nivel de potencia de transmisión dado por la suma de un término determinista, función de un presupuesto del enlace de comunicación, y de un término aleatorio, siguiendo una distribución de probabilidad predeterminada, dicho terminal estando caracterizado por que dicha distribución de probabilidad predeterminada que se elige de manera que, cuando se usa por dichos otros terminales que comparten el canal de comunicación, maximiza el caudal del canal sujeto a al menos restricciones de nivel de potencia de transmisión, siendo dicha función de probabilidad predeterminada una distribución uniforme en decibelios, comprendida entre un valor mínimo  $\alpha_{\min}$  mayor que la relación señal a ruido mínima requerida y un valor máximo  $\alpha_{\max}$  menor que la relación señal-ruido máxima requerida, estando ambos términos expresados en decibelios.

10. Un sistema de comunicación que comprende una pluralidad de terminales ( $T_1 \dots T_N$ ) según la reivindicación 9 y un receptor de pasarela (GWR) comunicando sobre un canal de comunicación compartido, comprendiendo el receptor de pasarela un detector (GWD) para recibir y detectar paquetes de datos transmitidos por dichos terminales sobre dicho canal de comunicación compartido usando cancelación de interferencia sucesiva.
- 5 11. Un sistema de comunicación según la reivindicación 10, en donde dicho receptor de pasarela realiza cancelación de interferencia sucesiva iterativa.

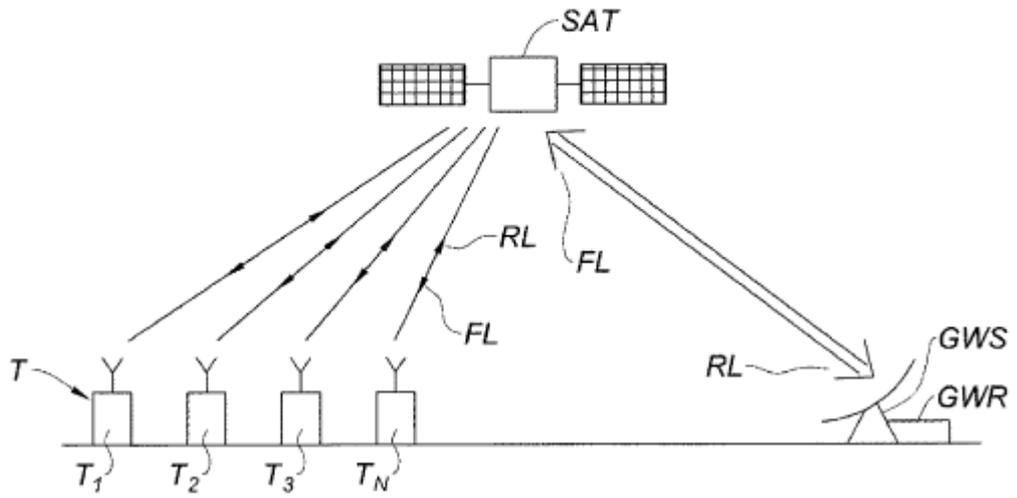


Fig. 1A

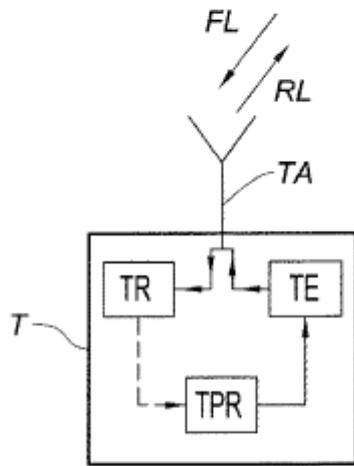


Fig. 1B

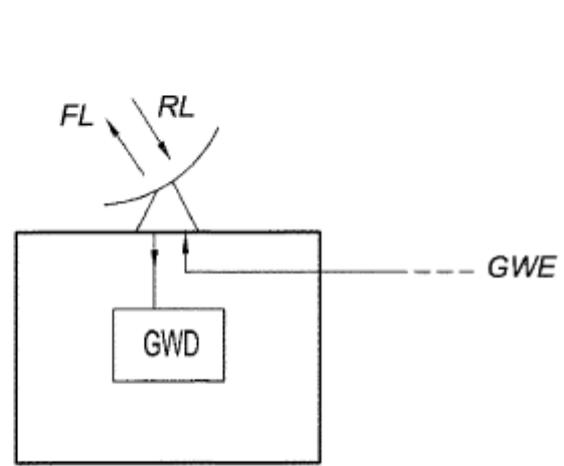


Fig. 1C

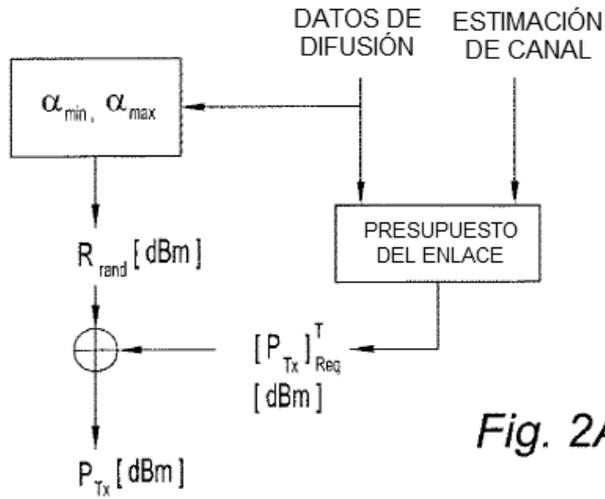


Fig. 2A

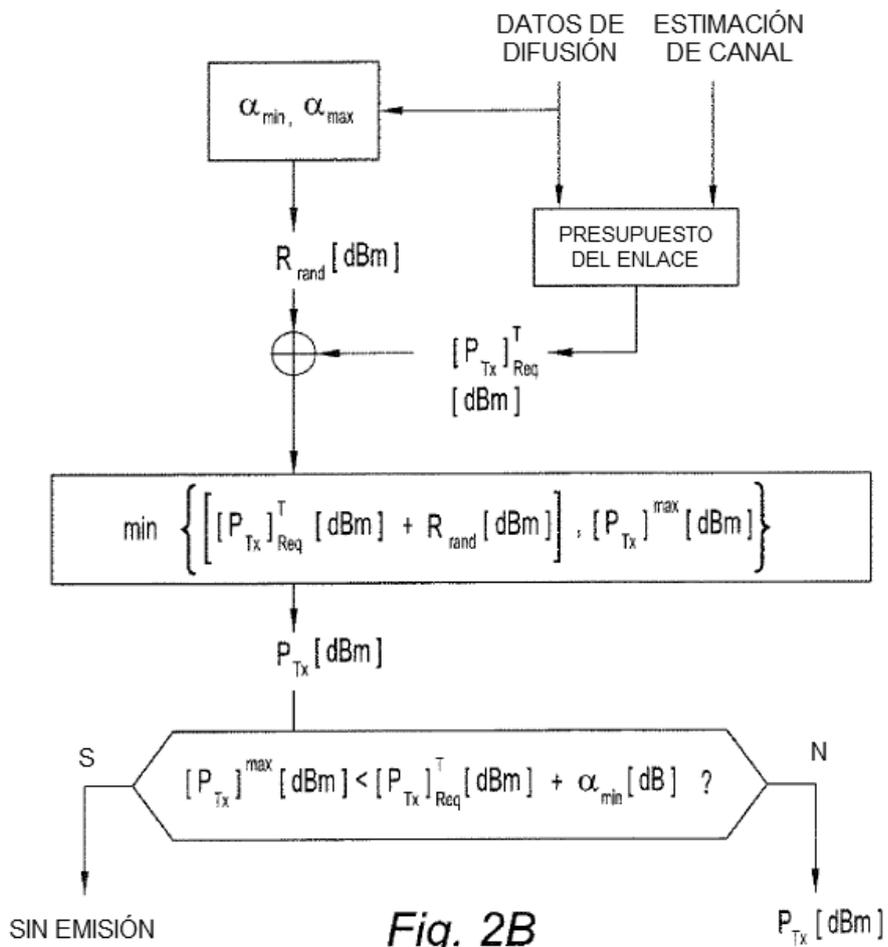
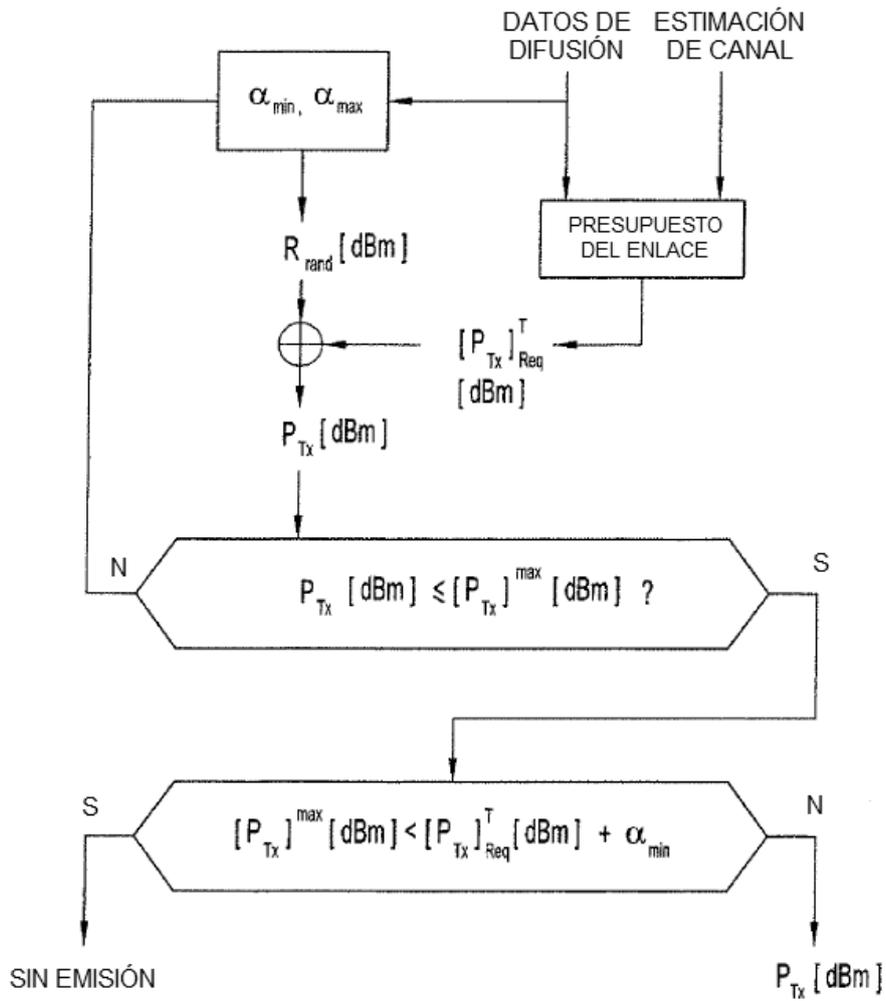


Fig. 2B



**Fig. 2C**

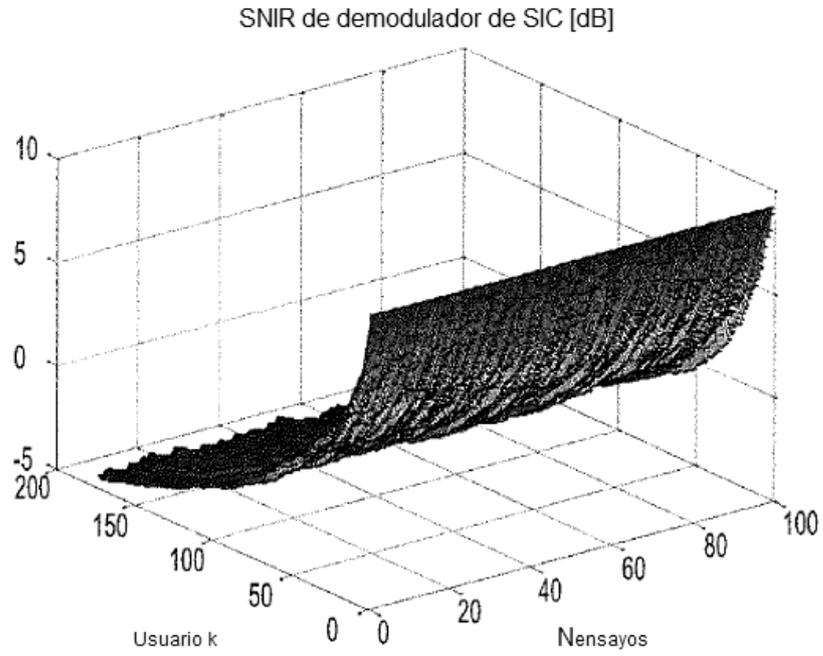


Fig. 3A

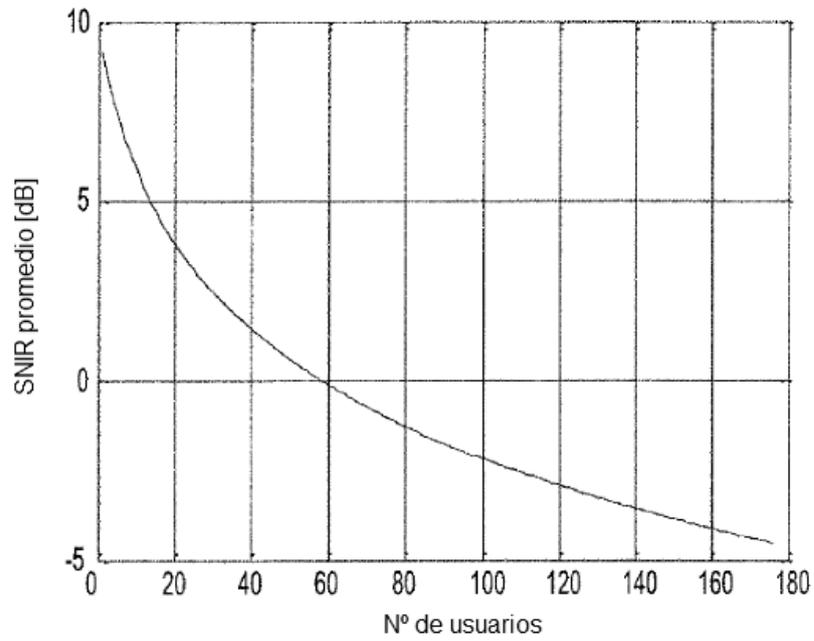


Fig. 3B

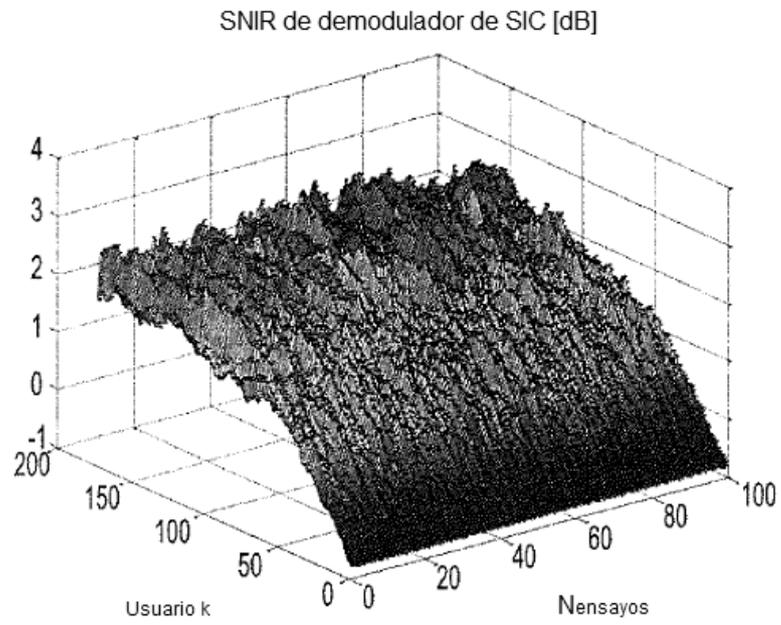


Fig. 4A

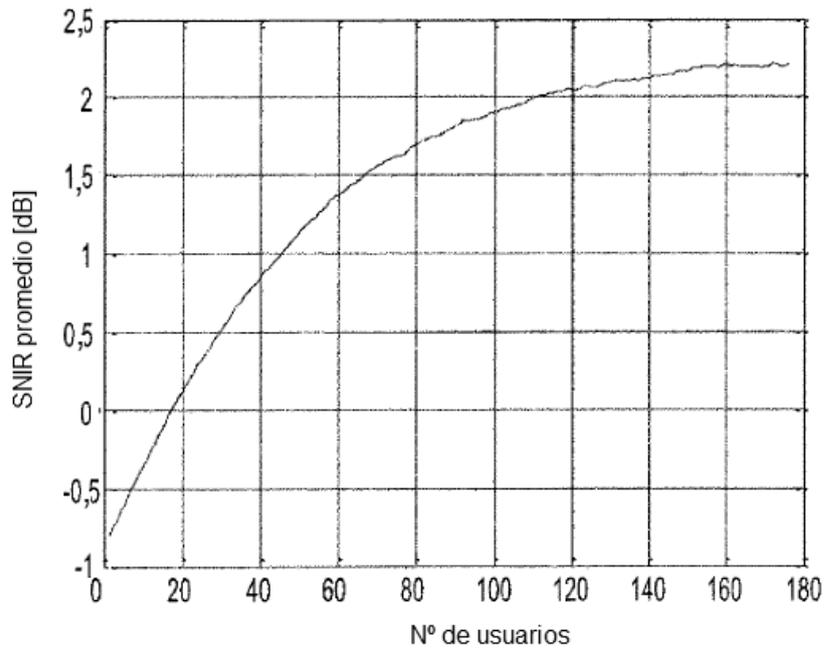


Fig. 4B

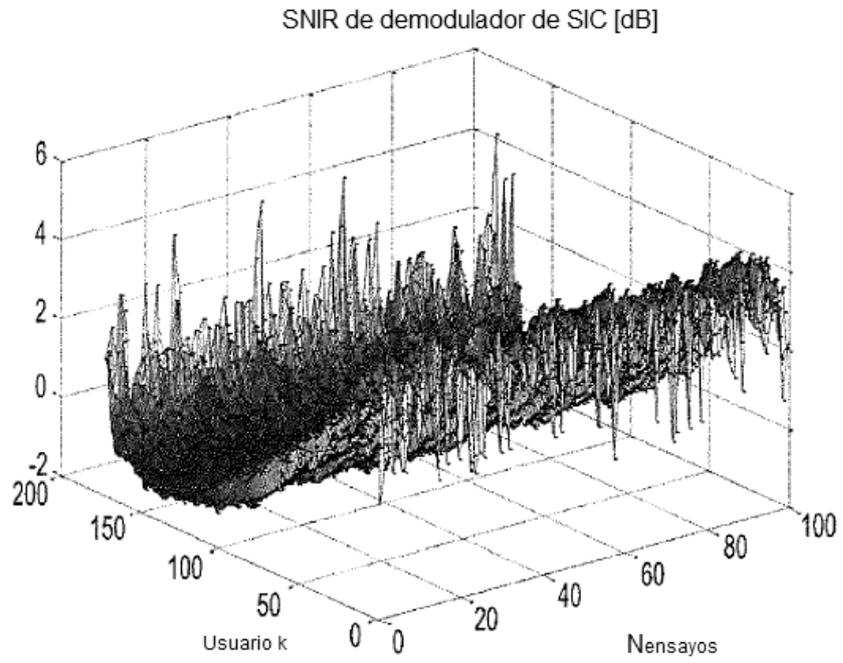


Fig. 5A

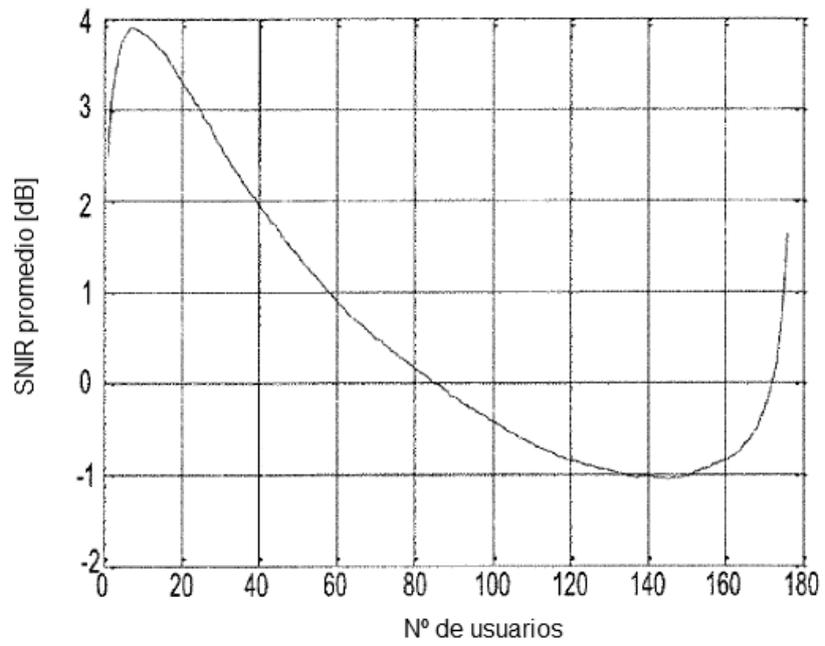
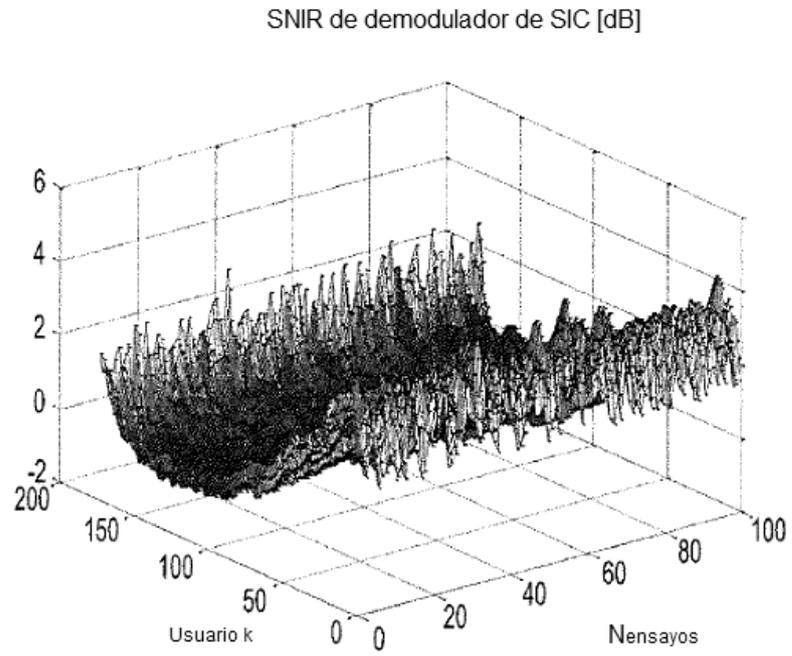
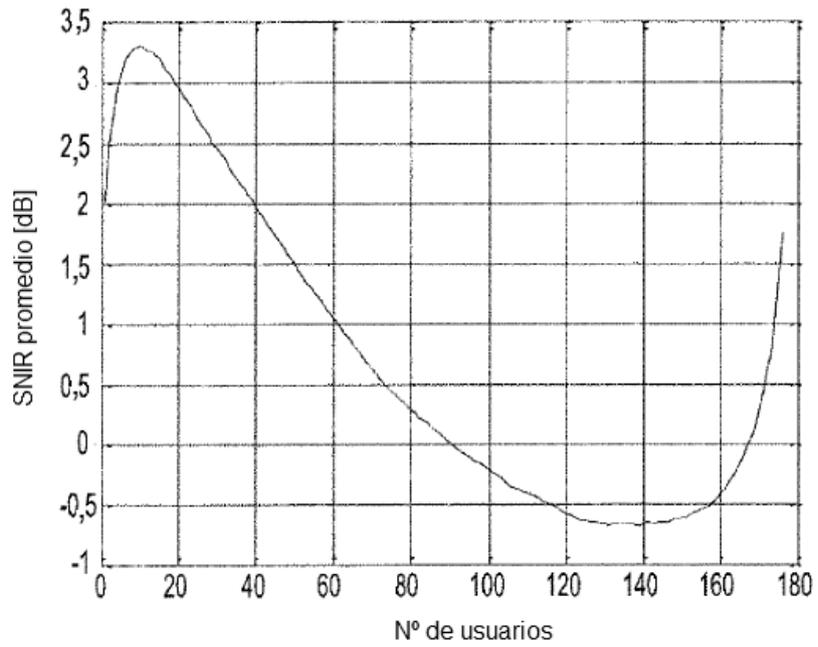


Fig. 5B



*Fig. 6A*



*Fig. 6B*

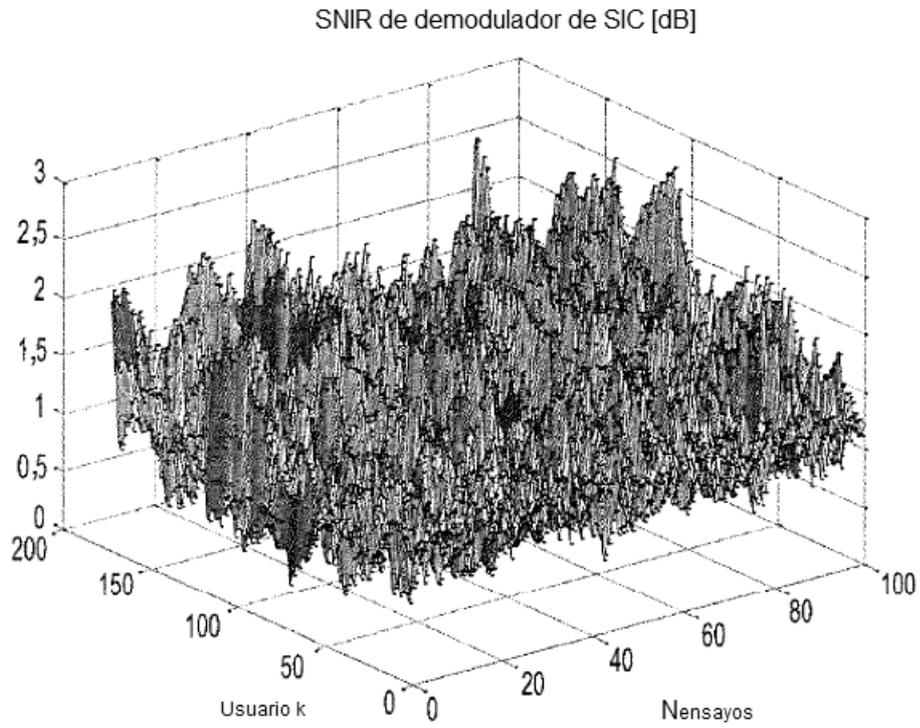


Fig. 7A

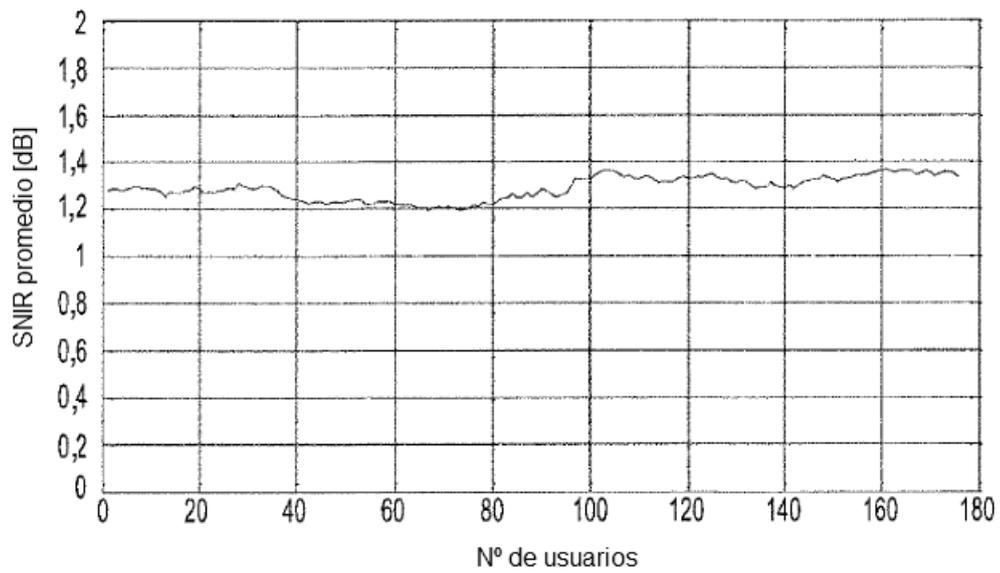
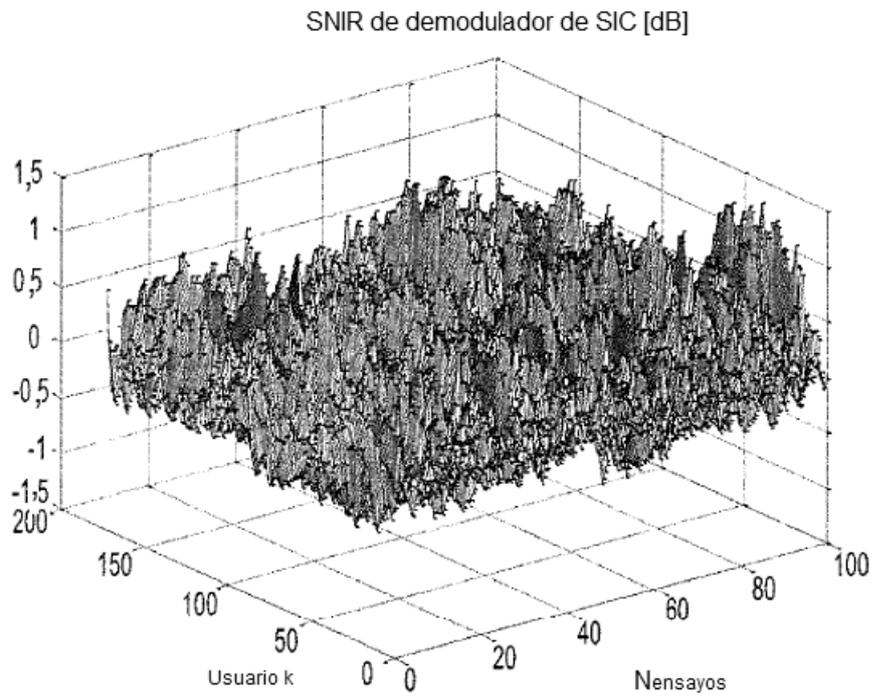
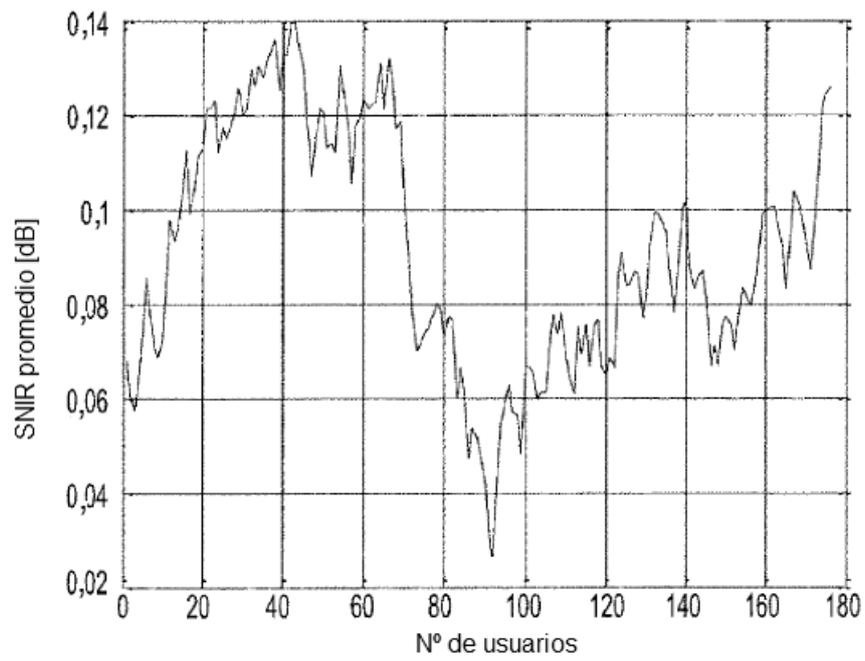


Fig. 7B



*Fig. 8A*



*Fig. 8B*

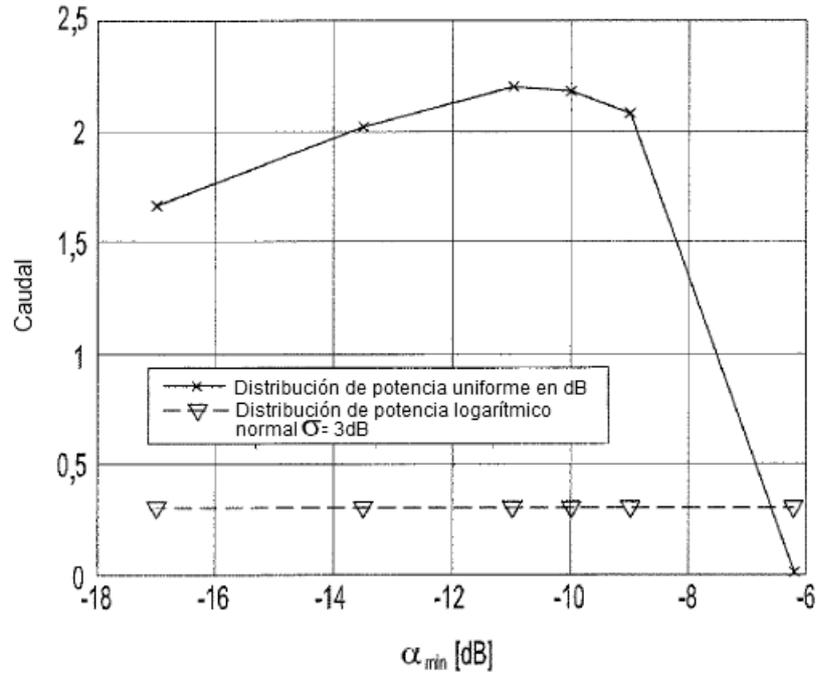


Fig. 9A

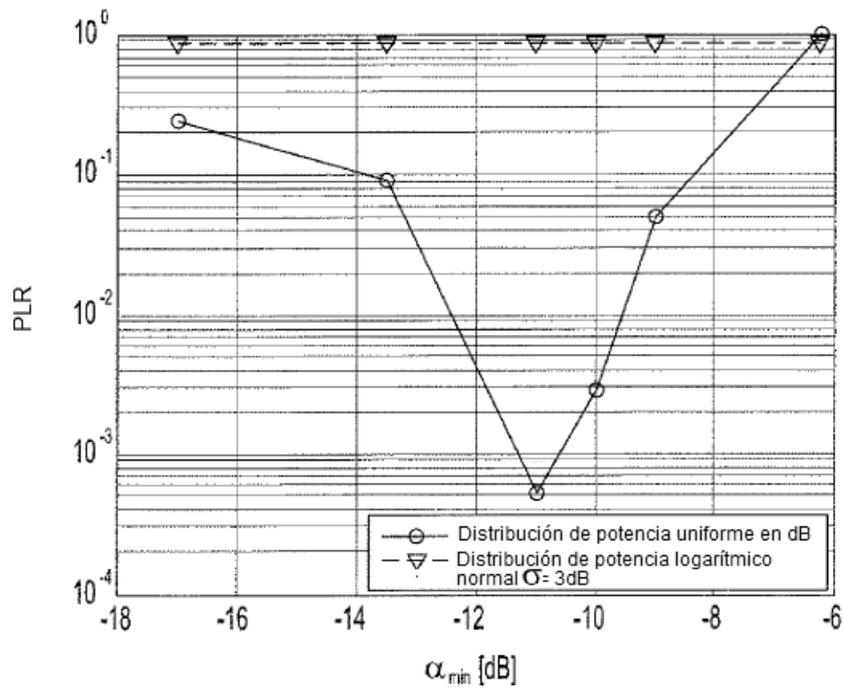


Fig. 9B

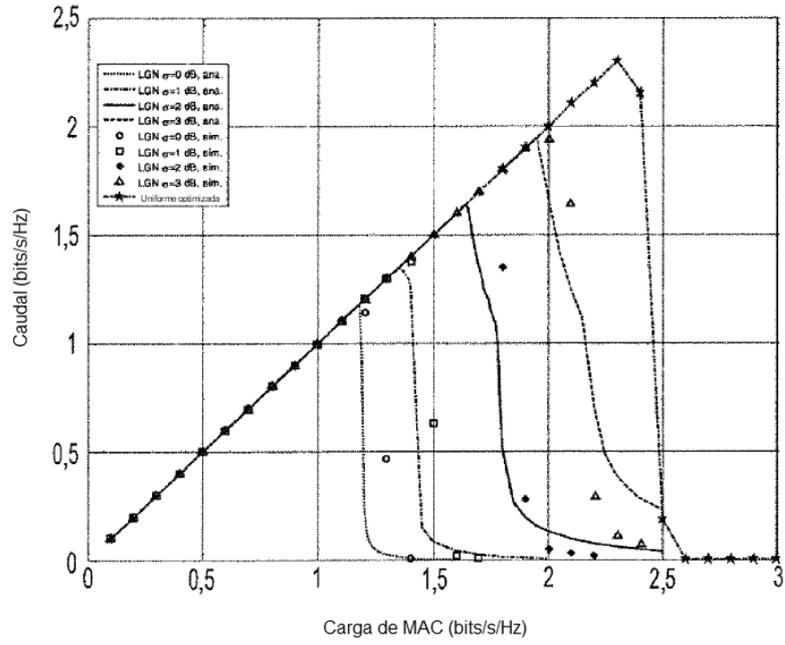


Fig. 10A

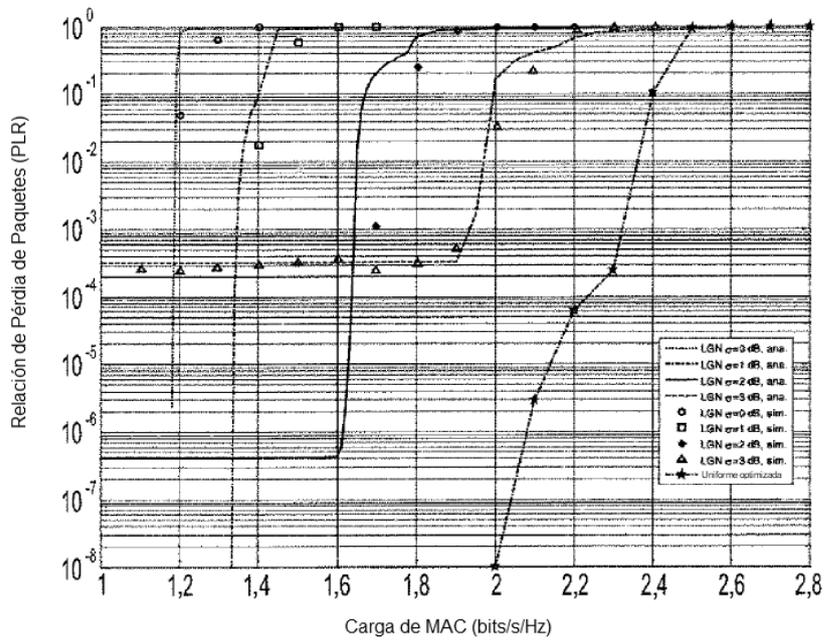


Fig. 10B

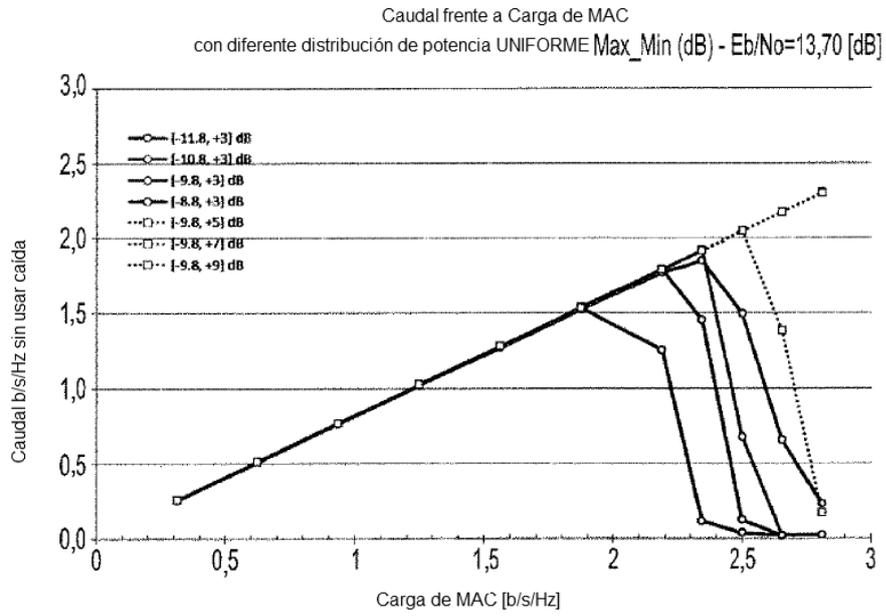


Fig. 11A

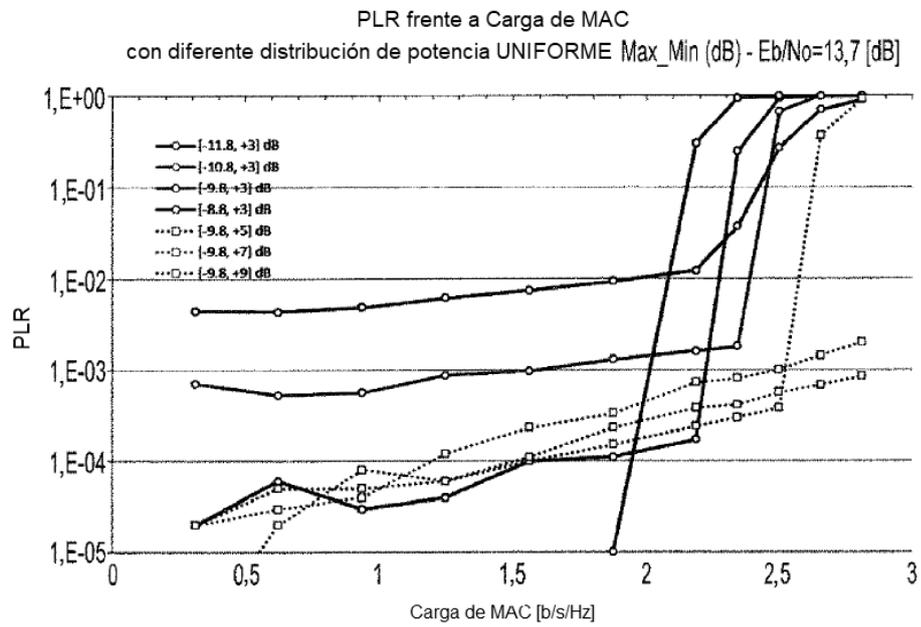


Fig. 11B

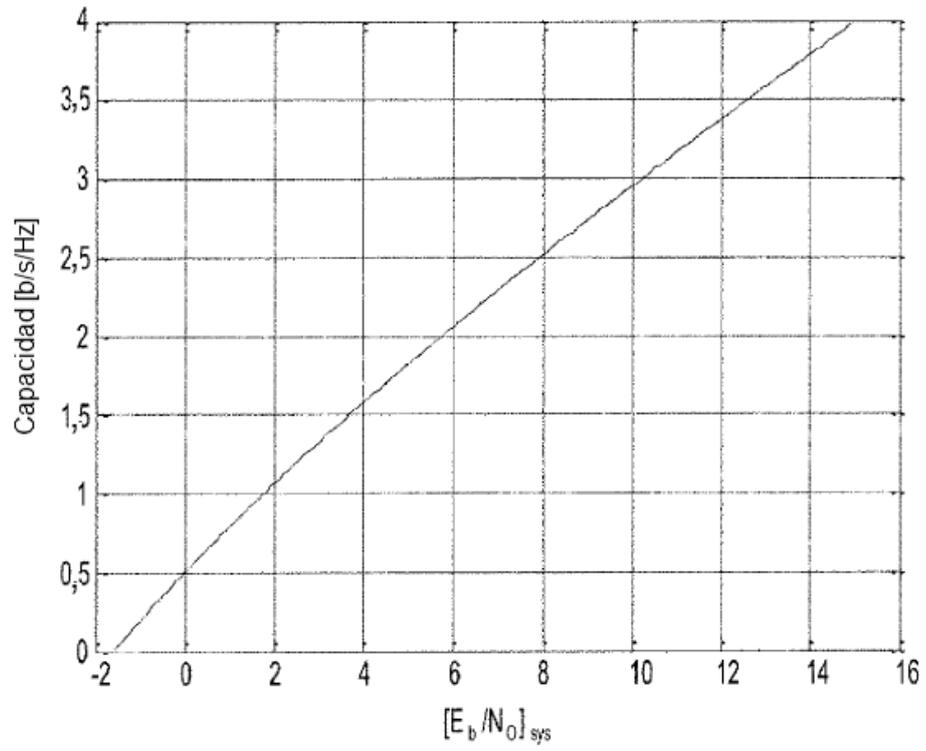


Fig. 12

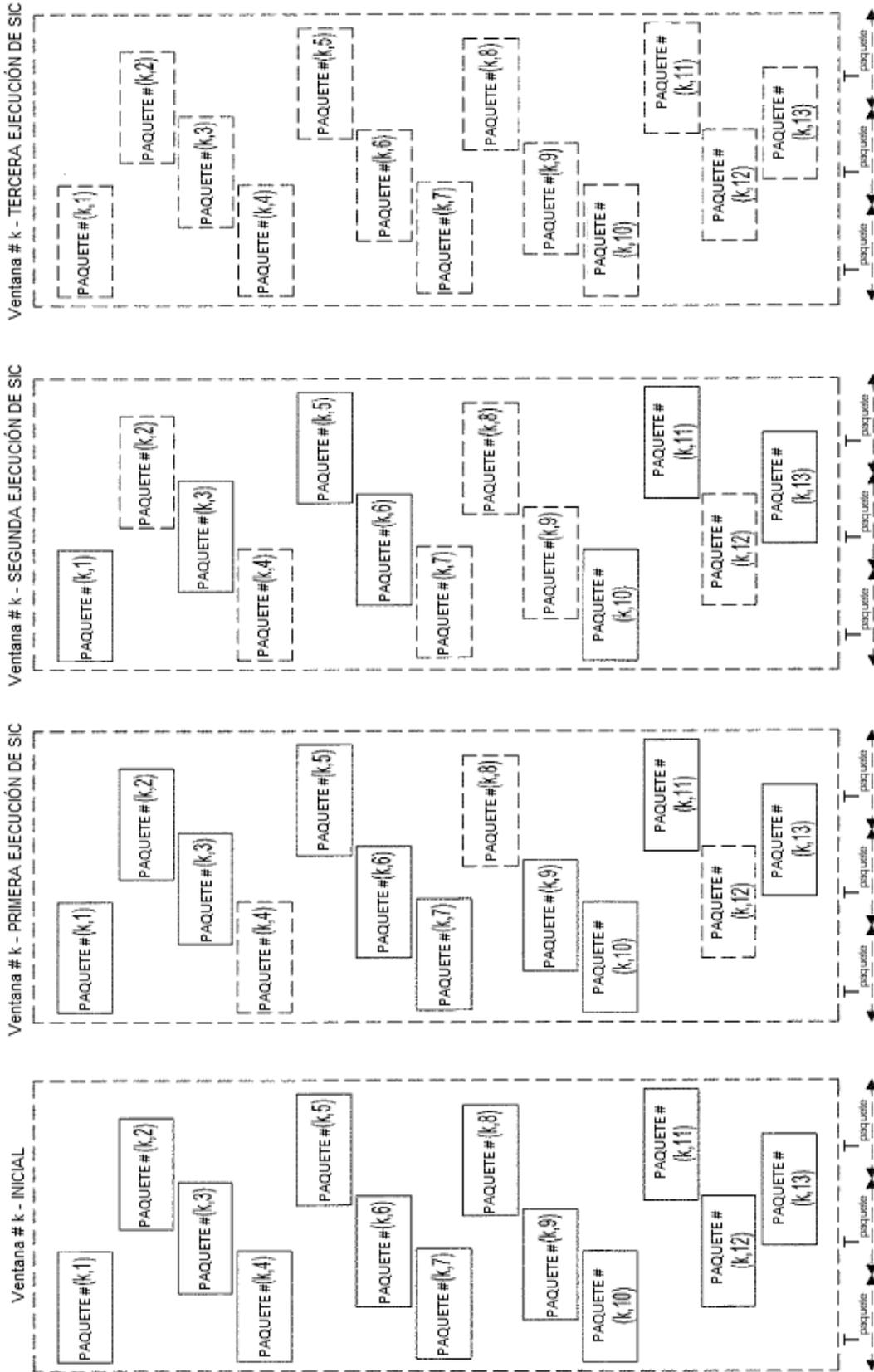
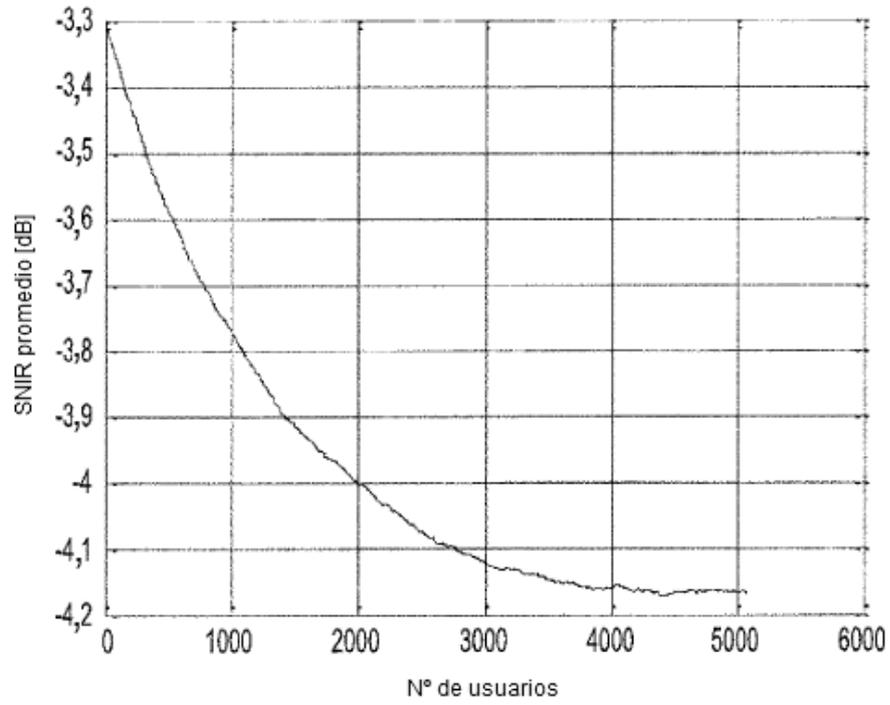
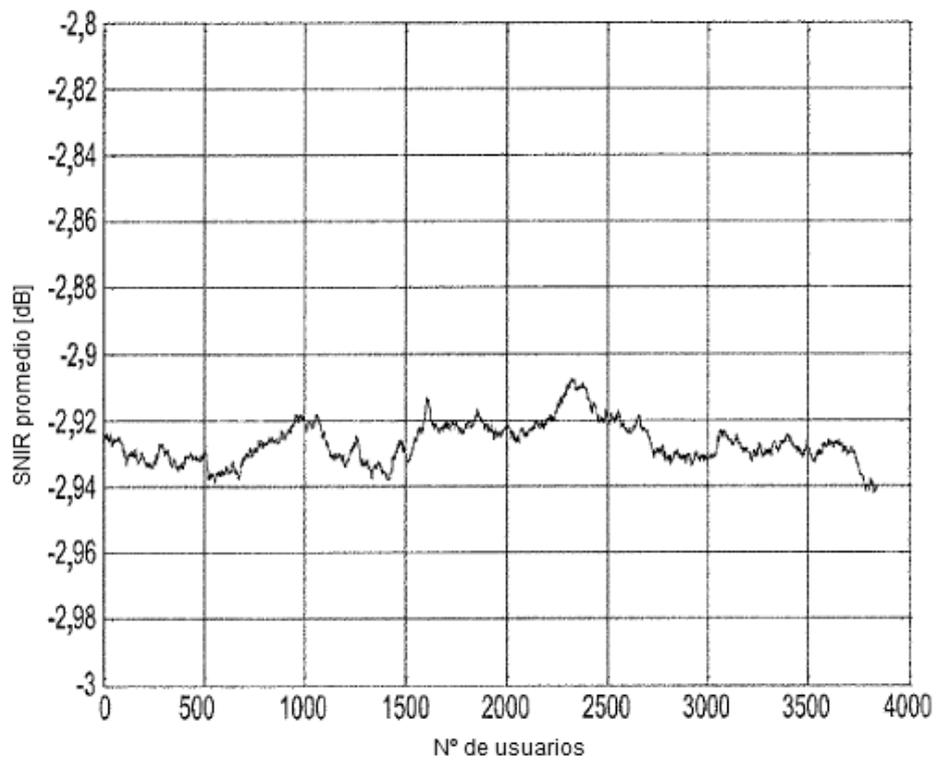


Fig. 13



*Fig. 14*



*Fig. 15*

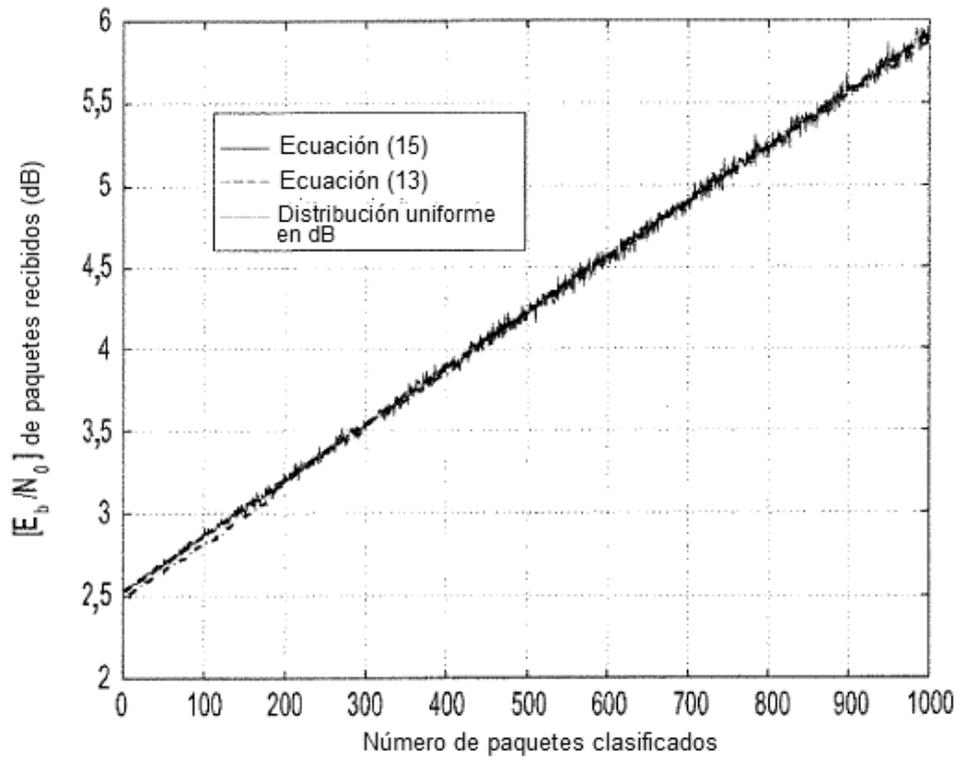


Fig. 16

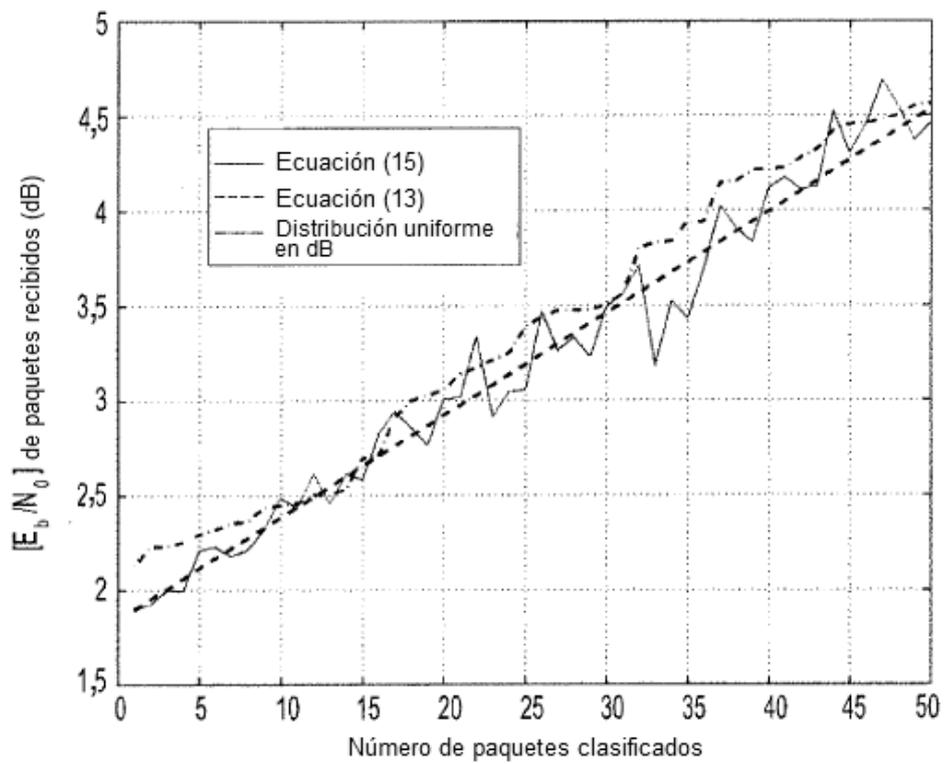


Fig. 17

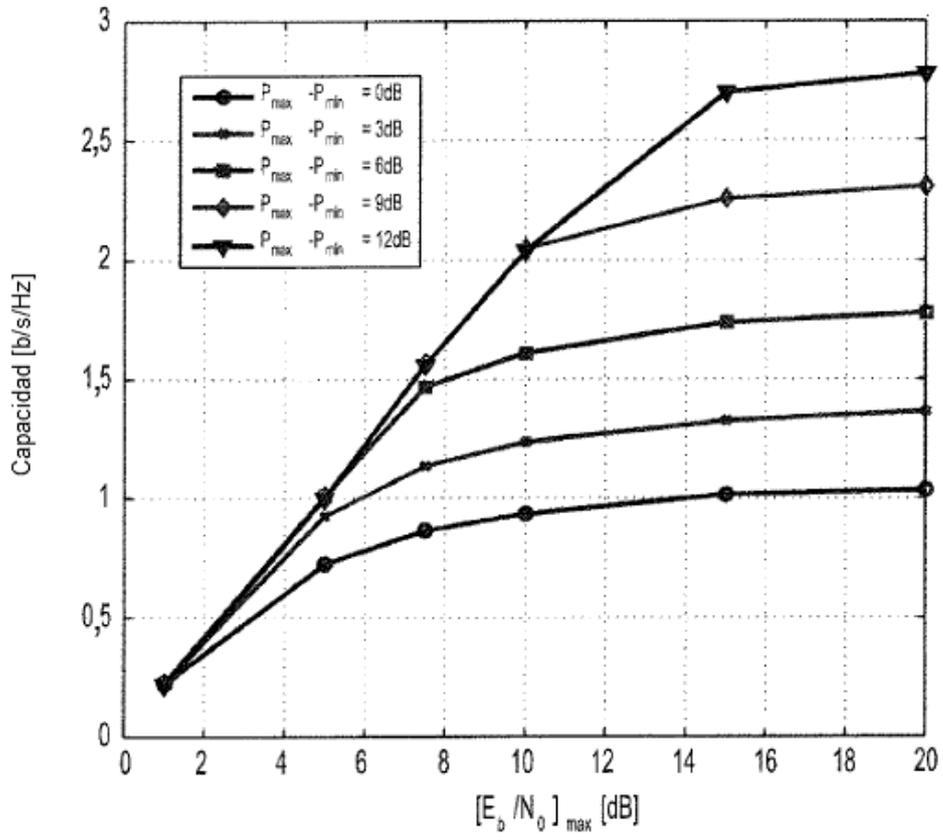


Fig. 18

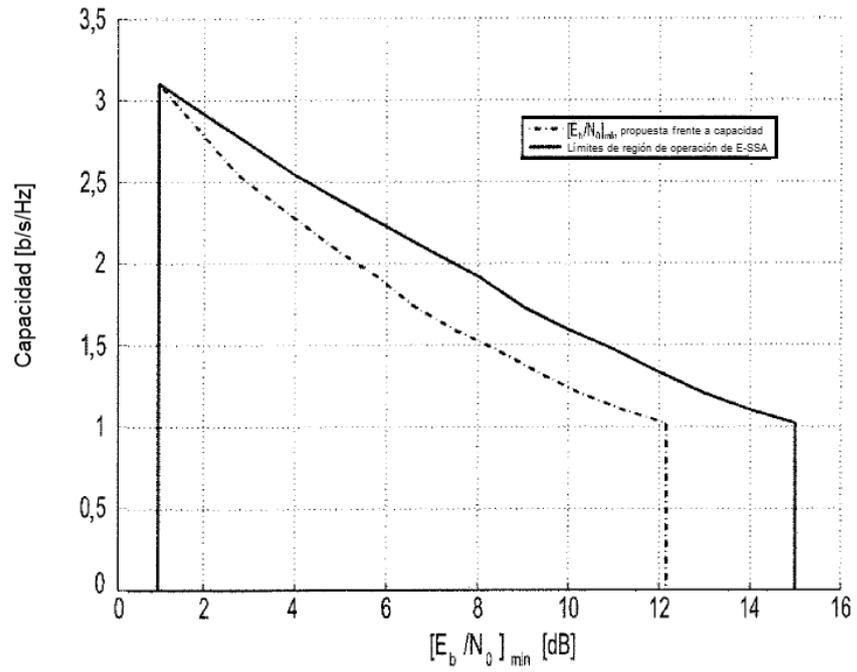


Fig. 19A

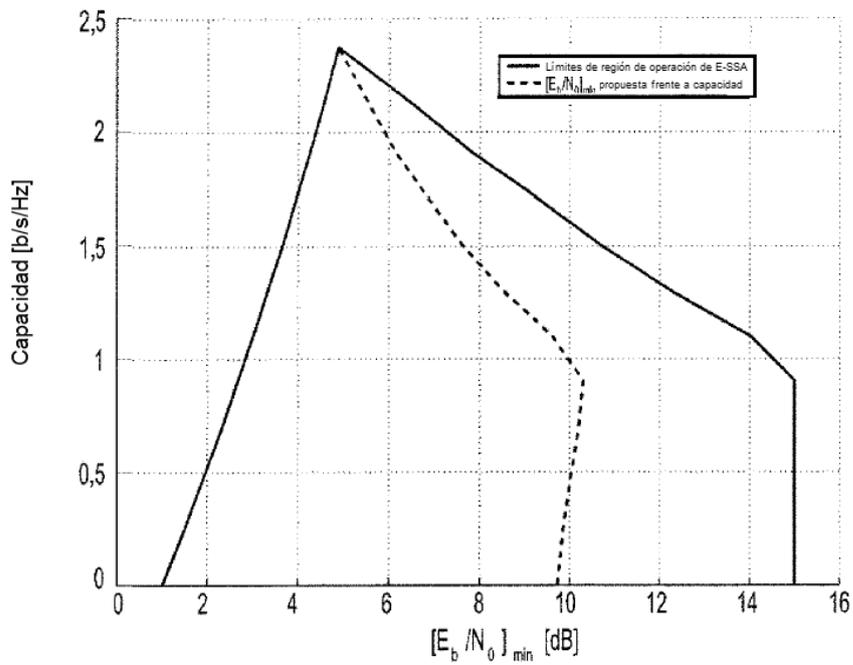
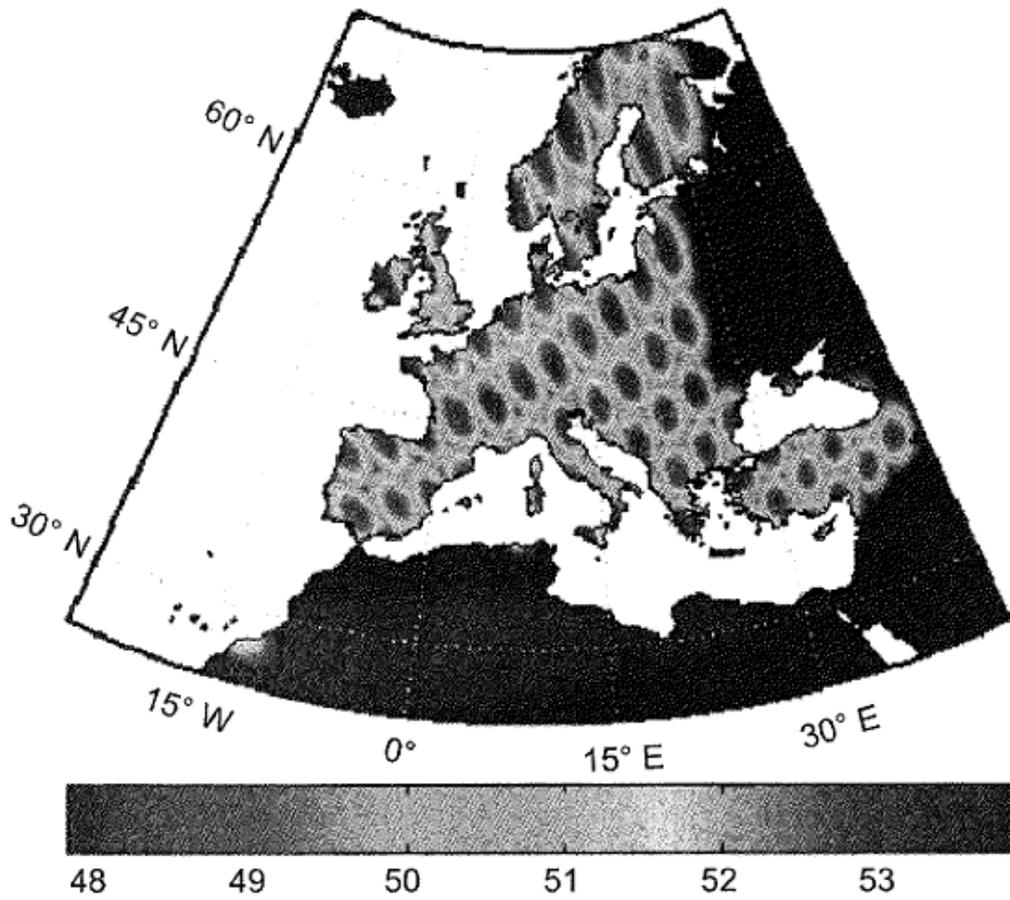


Fig. 19B



*Fig. 20*

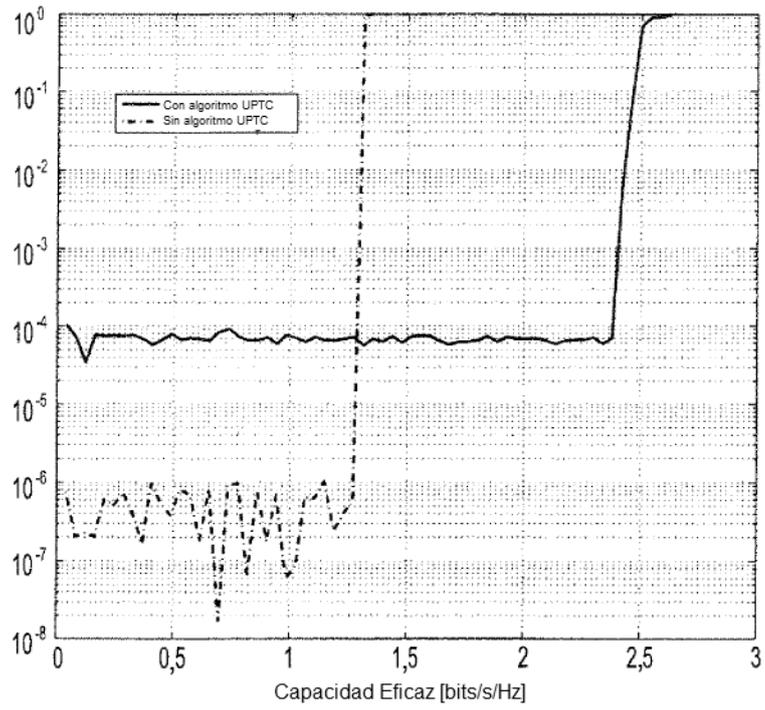


Fig. 21

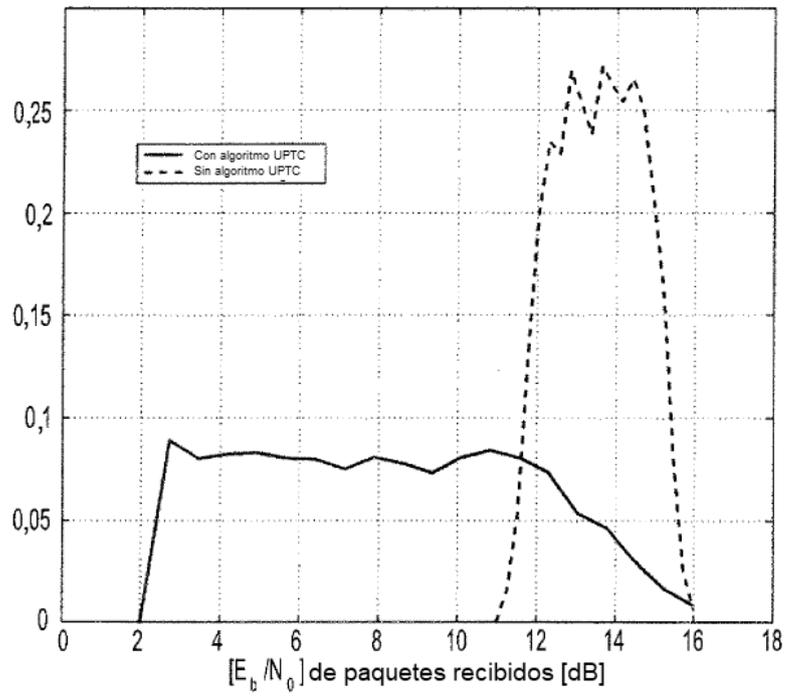


Fig. 22