

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 425 014**

51 Int. Cl.:

H04B 1/7115 (2011.01)

H04B 1/7105 (2011.01)

H04B 7/08 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.07.2005 E 05761069 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **10.07.2013 EP 1779537**

54 Título: **Generación de valores suaves de baja complejidad para receptores MIMO JD-GRAKE**

30 Prioridad:

04.08.2004 US 911969

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

10.10.2013

73 Titular/es:

**TELEFONAKTIEBOLAGET L M ERICSSON
(PUBL) (100.0%)
TORSHAMNSGATAN 23
164 83 STOCKHOLM, SE**

72 Inventor/es:

**GRANT, STEPHEN J. y
MOLNAR, KARL J.**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 425 014 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

Generación de valores suaves de baja complejidad para receptores MIMO JD-GRAKE

Antecedentes de la invención

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere, en general, al campo de las telecomunicaciones inalámbricas y, en particular, a un terminal móvil que contiene un receptor RAKE generalizado (Generalized RAKE, GRAKE), de detección conjunta (Joint Detection, JD), de complejidad reducida (Reduced Complexity, RC), que utiliza una métrica acumulativa entre las antenas de transmisión que permite una técnica de búsqueda en árbol de complejidad reducida a usar para determinar los valores de bit suaves que representan los bits codificados recibidos desde antenas de transmisión en una estación base.

Descripción de la técnica relacionada

15 En la actualidad, existe un nivel de interés muy alto en el desarrollo de formas de mejorar las tasas de datos en arquitecturas de antena de múltiples entradas, múltiples salidas (MIMO), que se usan en los sistemas de comunicaciones móviles, que implementen la provisión de acceso de paquetes de enlace descendente de alta velocidad (High-Speed-Downlink-Packet Access, HSDPA) del estándar de acceso múltiple por división de código de banda ancha (Wideband Code-Division Multiple-Access, WCDMA). Por ejemplo, la reutilización de código (CR)-BLAST (similar a V-BLAST) y el control de tasa por antena (Per-Antenna Rate-Control, PARC) son dos de dichas técnicas que pueden ser usadas para mejorar las tasas de datos en los sistemas de antena MIMO. Estas dos técnicas se describen, en detalle, en los dos artículos siguientes:

- 20
- G. Foschini et al. "Simplified Processing for High Spectral Efficiency Wireless Communication Employing Multi-Element Arrays," IEEE Journal on Selected Areas of Communications, vol. 17, pp. 1841-1852, Nov. 1999.
 - S. T. Chung et al. "Approaching Eigenmode BLAST Channel Capacity Using V-BLAST with Rate and Power Feedback" Proc. IEEE VTC'02-Fall, Atlantic City, NJ, Oct. 2001.

25 Las técnicas CR-BLAST y PARC, tal como se aplican al sistema HSDPA, emplean ambas transmisión multicódigo para aprovechar la gran capacidad del canal MIMO y proporcionar, de esta manera, tasas de datos muy altas a los terminales móviles. CR-BLAST es una técnica de multiplexación espacial, lo que significa que un flujo de bits codificados es intercalado sobre todas las antenas de transmisión, mientras que PARC transmite un flujo de bits codificados por separado desde cada antena de transmisión. Inicialmente, el diseño de los receptores para sistemas MIMO que emplean dichas técnicas se centraban, frecuentemente, en el caso de canales con desvanecimiento plano. En realidad, sin embargo, el canal es frecuentemente dispersivo, causando, de esta manera, una interferencia de acceso múltiple (Multiple Access Interference, MAI) y una interferencia entre símbolos (Inter Symbol Interference, ISI). Además, se produce una auto-interferencia, incluso en canales con desvanecimiento plano, ya que los multicódigos usados en HSDPA son reusados entre las antenas de transmisión para evitar un problema de limitación de código.

30 Debido a que, típicamente, la memoria y/o la potencia de procesamiento de los terminales móviles son bastante limitadas, el desafío en el diseño del receptor para un escenario MIMO dispersivo es conseguir un buen equilibrio entre el rendimiento y la complejidad en un receptor. Esto es especialmente cierto, ya que el número de señales que el receptor tiene que demodular es grande debido a la transmisión multicódigo y multi-antena. En un extremo de la escala de complejidad está el receptor RAKE convencional, que tiene un mal rendimiento ya que RAKE está diseñado para ruido blanco, e ISI y MAI son coloreadas. Además, el receptor RAKE convencional falla debido a la auto-interferencia debida a la reutilización de código. El otro extremo está ocupado por los receptores de demodulación conjunta completa, que tienen muy buen rendimiento, pero que son extremadamente complejos. En algún lugar en el medio, por ejemplo, están los receptores similares a los receptores de error cuadrático medio mínimo (Minimum Mean Squared, MMSE)-GRAKE que emplean alguna forma de ecualización lineal o de decisión retroalimentada. Una descripción detallada acerca del receptor MMSE-GRAKE se proporciona en el artículo siguiente:

- 45
- S. J. Grant et al. "Generalized RAKE Receivers for MIMO Systems" in Proc. VTC'03-Fall, Orlando, FL, Oct. 2003.

50 Aunque el receptor MMSE-GRAKE funciona bien con desvanecimiento selectivo de frecuencia, su rendimiento se degrada severamente en escenarios ligeramente dispersivos o casi planos. Como tal, el receptor de detección conjunta (JD)-RAKE generalizado (receptor JD-GRAKE) ha sido desarrollado recientemente para restaurar el rendimiento en dichos casos y es descrito también por Grant et al., en el artículo indicado anteriormente. El receptor JD-GRAKE puede ser usado también en configuraciones MIMO en las que el número de antenas de recepción es menor que el número de antenas de transmisión. En estos casos, el receptor JD-GRAKE tiene un rendimiento

superior al receptor MMSE-GRAKE en todos los niveles de dispersión.

El receptor JD-GRAKE es capaz de gestionar los diversos tipos de interferencia mediante la formación de una partición de las señales reminiscentes de la detección de grupo para CDMA. Específicamente, se forman subconjuntos de señales que comparten el mismo código de canalización y se aplica una detección conjunta a las M señales dentro de cada subconjunto, donde M es el número de antenas de transmisión en la estación base. Esto resuelve la interferencia debida a la reutilización de código. Las ISI y MAI de las señales fuera de cada subconjunto se suprimen de una manera similar al receptor GRAKE de antena única convencional. Es decir, las ISI y MAI se tratan como ruido gaussiano coloreado y la correlación de la interferencia entre ramas en múltiples antenas de recepción se aprovecha en la adaptación de los retrasos en las ramas y las ponderaciones de combinación. Este procedimiento de detección se realiza por separado para cada uno de los K códigos de canalización.

Sin embargo, un problema con el receptor JD-GRAKE es que cuando se usa una modulación de orden superior en conjunción con un gran número de antenas de transmisión, el número de métricas a calcular en la formación de los valores de bit suaves requeridos por un decodificador se convierte en muy grande. Específicamente, con M antenas de transmisión y una constelación de señales que contiene Q puntos, el número de métricas a calcular por periodo de símbolo es Q^M . Por ejemplo, con 16-QAM (Q = 16) y M = 4 antenas de transmisión, el número de métricas es 65.536 (de hecho, un número grande). Una manera de abordar este problema y evitar la complejidad exponencial en el receptor JD-GRAKE es usar un receptor basado en cancelación sucesiva, tal como se describe en la solicitud de patente US N° 10/795.101, titulada "Successive Interference Cancellation in a Generalized RAKE Receiver Architecture" y presentada el 5 de Mayo de 2004, que se incorpora a la presente memoria, por referencia. La complejidad exponencial se evita en el receptor de cancelación sucesiva mediante la detección, de manera sucesiva, de las M señales transmitidas en un enfoque multi-etapa. Mientras, la presente invención aborda el crecimiento de la complejidad introduciendo una técnica que reduce significativamente el número de cálculos de métrica del receptor JD-GRAKE, permitiendo la realización de una detección conjunta casi óptima en una única etapa.

Breve descripción de la invención

La presente invención se refiere a un procedimiento según la reivindicación 1 y a un receptor según la reivindicación 8 que incluye una técnica para reducir el número de cálculos de métrica que deben ser realizados por un receptor JD-GRAKE, mediante la reformulación de una métrica de manera que sea acumulativa sobre las antenas de transmisión, lo cual, a su vez, permite el uso de una técnica de búsqueda en árbol con una complejidad reducida, por ejemplo, el algoritmo m, para calcular los valores de bit suaves que, a continuación, son procesados para determinar los bits codificados recibidos desde las antenas de transmisión. El receptor JD-GRAKE de complejidad reducida resultante se denomina, en la presente memoria, receptor RC-JD-GRAKE.

Breve descripción de los dibujos

La presente invención puede comprenderse, de manera más completa, con referencia a la descripción detallada siguiente, tomada en conjunción con los dibujos adjuntos, en los que:

La Figura 1 es un diagrama de bloques de una red de comunicaciones inalámbrica MIMO, que incluye una estación base y un terminal móvil que incorpora un receptor RC-JD-GRAKE según la presente invención;

La Figura 2 es un diagrama de bloques que ilustra, más detalladamente, la estructura del receptor RC-JD-GRAKE mostrado en la Figura 1;

La Figura 3 es un árbol ejemplar, generado por el receptor RC-JD-GRAKE mostrado en la Figura 2, que ilustra ocho ramificaciones conservadas para el caso de modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) (Q = 4) y M = 3 antenas de transmisión;

La Figura 4 es un diagrama de flujo que ilustra las etapas del procedimiento preferido para reducir la complejidad del procesamiento de las señales que son recibidas en el terminal móvil usando el receptor RC-JD-GRAKE mostrado en la Figura 2 según la presente invención; y

La Figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra, más detalladamente, los componentes en una realización de un generador de valor suave de búsqueda reducida usado en el receptor RC-JD-GRAKE mostrado en la Figura 2 según la presente invención.

Descripción detallada de la invención

La descripción y los detalles ilustrativos de las realizaciones ejemplares de la presente invención implican necesariamente un cierto nivel de complejidad. Dichas complejidades se exploran en los detalles ejemplares proporcionados más adelante, en la presente memoria, pero puede obtenerse una comprensión inicial de los aspectos más amplios de la presente invención con referencia al diagrama relativamente simple proporcionado en la

Figura 1. Sin embargo, antes de describir la Figura 1, debería entenderse que la presente invención implica, en general, la aplicación de una detección de señal basada en GRAKE en combinación con técnicas de detección conjunta.

5 Tal como se usa en la presente memoria, el término "GRAKE" implica un circuito combinador RAKE y/o un procedimiento de combinación que calcula las correlaciones por deterioro entre los flujos de valores desensanchados que son combinados mediante RAKE por el circuito. Dichos deterioros surgen, por ejemplo, debido a MAI (interferencia de acceso múltiple), la reutilización de código de ensanchamiento agresivo, condiciones de desvanecimiento de canal, etc. Obsérvese que la MAI de una propia celda puede ser contabilizada como una interferencia, mientras que la MAI de otras celdas puede ser tratada como ruido y/o interferencia. Sin embargo, tal como se explicará más adelante, independientemente, el procesamiento GRAKE según se usa en la presente invención está adaptado para el procesamiento de detección conjunta y, tal como se ha indicado anteriormente, generar valores de bits suaves a ser pasados a un decodificador mediante técnicas de búsqueda en árbol de complejidad reducida.

15 Con referencia a la Figura 1, en la misma se observa una red 100 de comunicaciones MIMO inalámbrica ejemplar que incluye una estación 110 base y un terminal 120 móvil que incorpora un receptor 125 RC-JD-GRAKE configurado según la presente invención. Debería tenerse en cuenta que muchos componentes y detalles asociados con la estación 110 base y el terminal 120 móvil descritos en la presente memoria son bien conocidos en la industria. Por lo tanto, en aras de una mayor claridad, la descripción proporcionada a continuación omite esos componentes y detalles bien conocidos que no son necesarios para entender la presente invención.

20 En la estación 110 base, un flujo 102 de bits de información es codificado y entrelazado, en primer lugar, por un codificador/intercalador 104. Los bits codificados son demultiplexados espacialmente por un demultiplexor 106 espacial y múltiples ensanchadores 108 de mapeo y, a continuación, son distribuidos a múltiples antenas 109 de transmisión. En particular, el demultiplexor 106 espacial y múltiples ensanchadores 108 de mapeo procesan el flujo 102 de bits de manera que los bits codificados (flujos de datos) en cada antena 109 de transmisión son asignados a K símbolos de modulación y cada símbolo es ensanchado usando uno de los K códigos de canalización según el esquema WCDMA. Cabe señalar que se transmiten diferentes flujos de datos desde cada antena 109 de transmisión. Cabe señalar también que el enfoque de demultiplexación espacial indicado anteriormente podría ser reemplazado por el uso de más de un codificador/intercalador, posiblemente con diferentes tasas de codificación, y asignando los flujos de bits codificados resultantes a una o más antenas de transmisión. Los bits codificados y modulados ensanchados en cada antena 109 de transmisión son convertidos, a continuación, en señales de RF y son transmitidos al terminal 120 móvil sobre un canal espacial representado por el término \mathbf{G} . El canal \mathbf{G} representa la respuesta media desde cada antena 109 de transmisión a cada antena 122 de recepción en el terminal 120 móvil, y puede ser dispersivo y variable en el tiempo. Por simplicidad, en la presente memoria se considera un canal estático, fijo en el tiempo, que es dispersivo.

35 En el terminal 120 móvil, la señal compuesta recibida que comprende las señales $\mathbf{r}_1(t)$ a $\mathbf{r}_L(t)$ recibidas (que han sido recibidas en las L antenas 122 de recepción) son procesadas por un receptor 124 que incluye el receptor 125 RC-JD-GRAKE y un decodificador/desintercalador 126. El receptor 125 RC-JD-GRAKE procesa las señales recibidas y proporciona valores de bit suaves que son representativos de los bits codificados. A continuación, el decodificador/desintercalador 126 procesa los valores de bit suaves y proporciona un flujo 128 de bits que es representativo del flujo 102 de bits en la estación 110 base. A continuación, se proporciona, con respecto a la Figura 2, una descripción más detallada acerca de los diferentes componentes del receptor 125 RC-JD-GRAKE y cómo funcionan esos componentes para generar los valores de bit suaves usando la técnica de la presente invención.

45 Con referencia a la Figura 2, en la misma se muestra un diagrama de bloques que ilustra, más detalladamente, la estructura del receptor 125 RC-JD-GRAKE para el k-ésimo multicódigo. La primera etapa del receptor 125 RC-JD-GRAKE incluye una serie de correladores 202 (ramas 202) sintonizados al k-ésimo multicódigo, en el que el número total de correladores 202 a través de todas las antenas 122 de recepción es N. Cada banco de correladores en cada antena de recepción contiene varios correladores (ramas) y, típicamente, el número real de correladores es mayor que el número de tomas de canal. Cabe señalar que, cuando se aplica MIMO con reutilización de código a HSDPA, se transmiten K multicódigos en cada una de las M antenas 109 de transmisión, y los mismos códigos son reutilizados en todas las antenas 109 de transmisión. Las salidas de los correladores 202 son muestreadas en los tiempos $t = iT$, donde T es el período de símbolo. Los valores desensanchados son agrupados en el vector $\mathbf{y}_k(i)$ de longitud N (véase la Figura 2) en el que el q-ésimo elemento corresponde a la rama con retraso T_q y viene determinado por:

$$\{y_k(i)\}_q = \sqrt{\frac{E_T}{NM}} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^K \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_{mn}(i-j) \sum_{\substack{p=1 \\ n \neq 0}}^P g_{lmp} r_{knij}(jT + \tau_q - \tau_{lmp}) + n_{ki}(\tau_q)$$

(1A)

Aquí, E_T es la energía total transmitida por símbolo que es dividida uniformemente entre multicódigos y antenas 109 de transmisión. La función $r_{knij}(T)$ es la función de correlación cruzada entre la forma de onda $u_{ki}(t)$ de ensachamiento durante el periodo del i -ésimo símbolo y la formas de onda $U_{n,j-i}(t)$ de ensachamiento durante el periodo del $(i-j)$ -ésimo símbolo. La correlación de la forma de onda varía de símbolo a símbolo, debido a la codificación de código largo, de ahí el subíndice "i". El componente de ruido de la salida del correlador viene determinado por

$$n_{ki}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} n_l(t) u_{ki}^*(t - iT - \tau) dt$$

Aunque no se indica explícitamente, el índice l de antena de recepción es una función del índice q de rama, ya que las ramas 202 abarcan múltiples antenas 122 de recepción. El retraso T_{lmp} y el coeficiente de ganancia complejo g_{lmp} describen la p -ésima toma de la respuesta de impulso del canal de la toma P entre la m -ésima antena 109 de transmisión y la l -ésima antena 122 de recepción. Una forma más útil para el vector $y_k(i)$ desensanchado es:

$$y_k(i) = Hc_k(i) + x_k(i).$$

(1B)

El vector $c_k(i) = [c_{1k}(i) \ c_{2k}(i) \ \dots \ c_{Mk}(i)]^T$ contiene los M símbolos durante el período del i -ésimo símbolo que comparte el k -ésimo multicódigo. La matriz $N \times M$ de ganancia $H = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_m]$ describe el canal MIMO en su totalidad, donde cada vector h_m de ganancia describe el canal entre la m -ésima antena 109 de transmisión y las ramas de las múltiples antenas 122 de recepción. El vector $x_k(i)$ describe el proceso de deterioro que consiste en ISI, MAI y ruido, es decir, aquella parte del vector $y_k(i)$ desensanchado no relacionada con $c_k(i)$. La matriz de covarianza de deterioro, que captura la correlación de la interferencia a través de ambas ramas y múltiples antenas de recepción, se indica como

$$R_x = E[x_k(i)x_k^\dagger(i)].$$

Grant, et al., proporciona una descripción más detallada acerca de las expresiones H y R_x en el apéndice del artículo titulado "Generalized RAKE Receivers for MIMO Systems", indicado anteriormente.

Al igual que el receptor JD-GRAKE descrito por S. J. Grant, et al., El funcionamiento del receptor 125 RC-JD-GRAKE se basa en la detección conjunta de los M símbolos en el vector $c_k(i)$ que supone un conocimiento de la función de densidad de probabilidad (PDF) del vector $y_k(i)$ desensanchado, condicionada al vector c de símbolos de hipótesis y la matriz H de ganancia. Por ejemplo, la matriz H de ganancia puede ser estimada usando los valores desensanchados de los canales piloto transmitidos en cada antena 109. Suponiendo además que el vector de deterioro es gaussiano, entonces la PDF requerida es proporcional a $\exp[\lambda_k(c)]$ en la que $\lambda_k(c)$ es la métrica para la hipótesis c . Después de eliminar los términos independientes de hipótesis, la métrica de detección viene determinada por

$$\lambda_k(c) = 2 \operatorname{Re}[c^\dagger z_k(i)] - c^\dagger S c.$$

(2)

La estadística de decisión $z_k(i)$ es generada y proporcionada por el combinador 204 ponderando el vector $y_k(i)$ desensanchado como

$$z_k(i) = W^\dagger y_k(i),$$

(3)

en la que la matriz de ponderación GRAKE viene determinada por

$$W = R_x^{-1} H.$$

(4)

La matriz $M \times M$, denominada en la presente memoria matriz de parámetro s e indicada por el símbolo S de matriz, viene determinada por

$$S = H^\dagger R_x^{-1} H,$$

(5)

y representa la mezcla entre símbolos en la métrica de detección descrita por la ecuación nº 2. La matriz de parámetro \mathbf{s} es el producto de las ponderaciones de combinación y la matriz de ganancia de canal, y es análoga a los parámetros \mathbf{s} en los equalizadores de tipo MLSE.

5 Tal como se describe en el artículo de Grant, et al., un receptor JD-GRAKE tradicional usa una búsqueda en árbol exhaustiva para calcular la métrica $\lambda_k(\mathbf{c})$ para todas las hipótesis de vector de símbolos \mathbf{Q}^M . Una vez más, el número de cálculos que deben ser realizados por el receptor JD-GRAKE tradicional puede ser extremadamente grande. Por ejemplo, con 16-QAM ($Q = 16$) y $M = 4$ antenas de transmisión, el número de métricas $\lambda_k(\mathbf{c})$ que deben ser calculadas es de 65.536 (de hecho, un número grande).

10 El receptor 125 RC-JD-GRAKE de la presente invención aborda el problema de la complejidad computacional del receptor JD-GRAKE mediante el uso de una técnica que reduce significativamente el número de métricas que deben ser calculadas. El receptor 125 RC-JD-GRAKE reduce esta complejidad convirtiendo la métrica $\lambda_k(\mathbf{c})$ en una forma especial (véase la ecuación nº 10) que permite el uso de una técnica de búsqueda en árbol no exhaustiva para calcular menos métricas $\lambda_k(\mathbf{c})$. En esta realización, el algoritmo m se usa para reducir la complejidad de la búsqueda en árbol. En particular, la clave para reducir esta complejidad a través del algoritmo m es reescribir la métrica $\lambda_k(\mathbf{c})$ mostrada en la ecuación nº 2 en una forma que es acumulativa sobre las antenas 109 de transmisión.

15 Para este fin, considérese la métrica descrita por la ecuación nº 2. Debido a que $\lambda_k(\mathbf{c})$ es la métrica usada para detectar \mathbf{c} , un término que no incluye \mathbf{c} puede ser sumado a $\lambda_k(\mathbf{c})$, ya que esto no afecta al proceso de detección. De esta manera, se suma un término para "completar los cuadrados", lo que resulta en la nueva métrica siguiente

$$\lambda_k(\mathbf{c}) = -\mathbf{c}^\dagger \mathbf{S} \mathbf{c} + 2 \operatorname{Re} [\mathbf{c}^\dagger \mathbf{S} \mathbf{S}^{-1} \mathbf{z}_k(i)] - \mathbf{z}_k^\dagger(i) \mathbf{S}^{-1} \mathbf{S} \mathbf{S}^{-1} \mathbf{z}_k(i). \quad (6)$$

20 La ecuación nº 6 puede ser factorizada en la forma siguiente

$$\lambda_k(\mathbf{c}) = -(\mathbf{c} - \mathbf{S}^{-1} \mathbf{z}_k(i))^\dagger \mathbf{S} (\mathbf{c} - \mathbf{S}^{-1} \mathbf{z}_k(i)). \quad (7)$$

Haciendo

$$\tilde{\mathbf{c}}_k(i) = \mathbf{S}^{-1} \mathbf{z}_k(i), \quad (8)$$

la ecuación nº 7 puede reescribirse como

$$\lambda_k(\mathbf{c}) = [\mathbf{c} - \tilde{\mathbf{c}}_k(i)]^\dagger \mathbf{S} [\mathbf{c} - \tilde{\mathbf{c}}_k(i)]. \quad (9)$$

Obsérvese que el término $\tilde{\mathbf{c}}_k(i)$ es una primera estimación de símbolo del vector \mathbf{c} de símbolos transmitido.

La forma de la primera estimación $\tilde{\mathbf{c}}_k(i)$ de símbolos es similar a la estimación obtenida del equalizador lineal con bloque de forzado a cero descrito en "Zero Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalization for Code-Division Multiple-Access Channels" por Anja Klein et al., publicado en IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 45, nº 2, Mayo, 1996, pp 276-287. El contenido de este artículo se incorpora a la presente memoria, por referencia.

35 La etapa final en la reescritura de la métrica es la realización de una descomposición de la matriz de parámetro \mathbf{s} , de manera que la métrica en la ecuación nº 9 pueda ser expresada como una suma de métricas de ramificación que es causal sobre el conjunto de antenas de transmisión. Para este fin, se realiza la descomposición de Cholesky de la matriz de parámetro \mathbf{s} , lo que resulta en la factorización de la matriz \mathbf{S} de parámetro \mathbf{s} en el producto de otra matriz y su traspuesta hermitiana. La matriz que representa esta factorización, a la que se hace referencia en la presente memoria como la factorización causal de la matriz de parámetro \mathbf{s} , e indicada por el símbolo \mathbf{L}_s de matriz, es una matriz $M \times M$ triangular inferior con el elemento (m, n) -ésimo denotado por l_{mn} . Esta factorización es representada como $\mathbf{S} = \mathbf{L}_s^\dagger \mathbf{L}_s$.

40 Debido a que \mathbf{L}_s es triangular inferior, l_{mn} es distinto de cero solo cuando $n \leq m$. Esto permite que la métrica en la ecuación nº 9 sea expresada como

$$\lambda_k(\mathbf{c}) = -\|\mathbf{L}_s[\mathbf{c} - \tilde{\mathbf{c}}_k(i)]\|^2.$$

De manera alternativa, la ecuación nº 9 se escribe como

$$\lambda_k(\mathbf{c}) = -\sum_{m=1}^M \lambda_{km}(\mathbf{c}), \quad (10)$$

y al lado izquierdo de la ecuación n° 10 se hace referencia, en la presente memoria, como la métrica acumulativa. Los términos dentro de la suma en el lado derecho, a los que se hace referencia en la presente memoria como las métricas de ramificación, se indican como $\lambda_{km}(\mathbf{c})$, y vienen determinados por

$$\lambda_{km}(\mathbf{c}) = \left| \sum_{n=1}^m l_{mn} (c_n - \tilde{c}_{kn}(i)) \right|^2. \quad (11)$$

5

Los símbolos c_n y $\tilde{c}_{kn}(i)$ son los n-ésimos elementos de las hipótesis \mathbf{c} de longitud M y la primera estimación $\tilde{c}_{kn}(i)$ de símbolo, respectivamente. Como puede observarse, la métrica en la ecuación n° 10 es acumulativa sobre las antenas 109 de transmisión. Además, cada métrica $\lambda_{km}(\mathbf{c})$ de ramificación es estrictamente positiva y sólo depende de las hipótesis de símbolos para las antenas 109 actuales y anteriores. Este hecho permite que el número de cálculos de métrica se reduzca en gran medida mediante el uso de una técnica de búsqueda en árbol, tal como el algoritmo m .

10

Debería apreciarse que existen dos razones para realizar la descomposición de Cholesky sobre \mathbf{S} para crear la ecuación n° 10. La primera es porque la métrica en la ecuación n° 9 se puede escribir como la norma elevada al cuadrado del vector $\mathbf{L}_S[\mathbf{c}-\hat{\mathbf{c}}_k(i)]$. La razón por la que se desea la norma elevada al cuadrado de este vector es porque la métrica $\lambda_{km}(\mathbf{c})$ de ramificación es estrictamente positiva. La segunda razón es que el factor \mathbf{L}_S de Cholesky es triangular inferior, por lo tanto, cuando la norma elevada al cuadrado $|\mathbf{L}_S[\mathbf{c}-\hat{\mathbf{c}}_k(i)]|^2$ (es decir, el resultado en las ecuaciones n° 10-11) es multiplicada, se encuentra que la métrica $\lambda_{km}(\mathbf{c})$ de ramificación sólo depende de los símbolos desde las antenas 109 de transmisión actuales y anteriores. De esta manera, la métrica $\lambda_k(\mathbf{c})$ acumulativa es causal a través de las antenas de transmisión. Las personas con conocimientos en la materia deberían apreciar que pueden haber otras posibles factorizaciones de la matriz de parámetros que resulten en una forma causal de la métrica $\lambda_k(\mathbf{c})$ acumulativa.

15

20

El algoritmo m funciona en un árbol con etapas correspondientes a las antenas 109 de transmisión. La Figura 3 muestra un ejemplo para QPSK y tres antenas 109 de transmisión, donde sólo se conservan las ocho mejores métricas acumulativas. Por supuesto, para la primera etapa, en la que hay menos de ocho nodos en el árbol, se conservan todas las métricas acumulativas. Para una descripción más detallada del algoritmo m , puede hacerse referencia al artículo de Y. L. C. de Jong et al. "Iterative Tree Search Detection for MIMO Wireless Systems" en Proc. VTC'02-Fall, Vancouver, Canadá, Sept. 2002. Los contenidos de este artículo se incorporan a la presente memoria, por referencia.

25

Después de la combinación GRAKE, el generador 206 de valor suave calcula los valores de bits suaves que necesita el decodificador 126 usando el algoritmo m . Como puede verse a continuación, el valor suave para el r -ésimo bit del m -ésimo símbolo del vector $\mathbf{c}_k(i)$ (indicado como $b_{mkr}(i)$) se indica mediante $\Lambda_{mkr}(i)$. Para calcular esto, es necesario definir los subconjuntos C_{mr1} y C_{mr0} como aquellos que contienen las hipótesis para las que $b_{mkr}(i) = 1$ y 0 , respectivamente. El tamaño de cada uno de estos subconjuntos es $Q^M/2$. Además, F_k se define como el conjunto que contiene los vectores de símbolos candidatos correspondientes a las ramificaciones restantes después de completado el algoritmo m . La intersección de este conjunto y los subconjuntos C_{mr1} y C_{mr0} , respectivamente, contiene todas aquellas hipótesis de vector de símbolos para las que el bit $b_{mkr}(i)$ de interés es igual a 1 ó 0. Usando la aproximación max-log-MAP estándar, se deduce que el valor suave para el bit $b_{mkr}(i)$ viene determinado por

30

35

$$\Lambda_{mkr}(i) = \max_{\mathbf{c} \in F_k \cap C_{mr1}} \{\lambda_k(\mathbf{c})\} - \max_{\mathbf{c} \in F_k \cap C_{mr0}} \{\lambda_k(\mathbf{c})\}, \quad (12)$$

en la que la métrica $\lambda_k(\mathbf{c})$ a usar es la de la ecuación n° 10.

40

Puede ocurrir que la intersección de F_k con C_{mr1} o C_{mr0} (pero no ambos) sea un conjunto vacío. Típicamente, esto sucede cuando el número de ramificaciones conservadas en el árbol es pequeño. El significado físico de esta situación es que cualquiera de entre un uno o un cero para el bit $b_{mkr}(i)$ es improbable. La Figura 3 muestra un ejemplo de esta situación para el segundo bit de la hipótesis \mathbf{c}_3 de símbolo (etapa final del árbol). En esta posición, todas las ramificaciones conservadas tienen un valor de bit de 1, lo que significa que el valor de bit 1 es más probable. En dichas situaciones, el valor suave $\Lambda_{mkr}(i)$ puede ser ajustado a una constante positiva. Por el contrario, si todas las ramificaciones conservadas tienen un valor de bit de cero en una posición determinada, entonces, $\Lambda_{mkr}(i)$ puede ser fijado a una constante negativa, lo que indica que es más probable un cero.

45

A continuación, se proporciona una descripción detallada para resumir el funcionamiento del terminal 120 móvil

según la presente invención. En el terminal 120 móvil, las señales $r_1(t)$ a $r_L(t)$ son recibidas (etapa 402 en la Figura 4) en las antenas 122 de recepción y son procesadas por los correladores 202. Para el código de canalización k , cada señal $r_1(t)$ a $r_L(t)$ recibida es correlacionada por separado (etapa 404 en la Figura 4) por uno de los correladores 202 a los diferentes retrasos de rama Rake. La salida de los correladores 202 es el valor $y_k(i)$ desensanchado que es descrito por la ecuación nº 1B. Cabe señalar que el canal está representado ahora por la matriz H , que incluye muestras de la respuesta G del medio, así como la contribución de la forma de pulso del filtro de transmisión y recepción (véase la Figura 1). A continuación, los valores $y_k(i)$ desensanchados para el código k son procesados por el combinador 204 JD-GRAKE que aplica (etapa 406 en la Figura 4) una matriz W de ponderación a los valores $y_k(i)$ desensanchados según la ecuación nº 3. Esto tiene el efecto de cancelar al menos una parte de la AMI, ISI y otra interferencia de antena desde los valores $y_k(i)$ desensanchados para la señal desde cada antena 109 de transmisión: La salida del combinador 204 es la estadística $Z_k(i)$ de decisión.

A continuación, el generador 206 de valor suave de búsqueda reducida determina los valores de bit suaves que representan los bits codificados de las señales $r_1(t)$ a $r_L(t)$ recibidas usando una técnica de búsqueda en árbol reducida, tal como el algoritmo m , y la métrica $\lambda_k(c)$ de decisión de la ecuación nº 10. Las entradas al generador 206 de valor suave de búsqueda reducida son las estadísticas $z_k(i)$ de decisión, la matriz S de parámetro s , y los parámetros de búsqueda que gobiernan la técnica de búsqueda.

La Figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra, más detalladamente, los componentes en una realización del generador 206 de valor suave de búsqueda reducida. Tal como se muestra, la matriz S de parámetro s es introducida al bloque 510 y que realiza la descomposición de Cholesky sobre S y proporciona la L_S resultante al procesador 530 de algoritmo m . El primer estimador 520 de símbolo calcula las primeras estimaciones $\hat{c}_k(i)$ de símbolo, que son introducidas al procesador 530 de algoritmo m . Los parámetros de búsqueda, tales como el número de hipótesis P a conservar, son introducidos también al procesador 530 de algoritmo m , que calcula la métrica $\lambda_k(c)$ acumulativa total en base a la ecuación nº 10.

Dentro del procesador 530 de algoritmo m está el generador 532 de hipótesis que genera hipótesis c que son introducidas al calculador 534 de métrica de ramificación. El calculador 534 de métrica de ramificación calcula las métricas $\lambda_{km}(c)$ de ramificación según la ecuación nº 11, usando las hipótesis c , los elementos de L_S , y las primeras estimaciones $\hat{c}_k(i)$ de símbolos. Las métricas de ramificación son proporcionadas al procesador 536 de métrica acumulativa, que determina para la m -ésima etapa, según la ecuación nº 10, cuál de las métricas acumulativas P conservar. Típicamente, las métricas acumulativas son clasificadas y la mejor P de estos valores es almacenada y usada posteriormente en la $(m + 1)$ -ésima etapa. Después de la etapa final (M -ésima), las mejores métricas P acumulativas son proporcionadas desde el procesador 530 de algoritmo m al generador 540 de valor suave.

El generador 540 de valor suave calcula los valores suaves según la ecuación nº 12 y proporciona los valores de bit suaves al decodificador 126. A continuación, el decodificador 126 procesa los valores de bit suaves y proporciona el flujo 128 de bits que es representativo del flujo 102 de bits en la estación 110 base (véase la Figura 1).

Tal como puede observarse, la técnica de la presente invención reduce eficazmente el número de cálculos de métrica que deben ser realizados por el receptor 125 RC-JD-GRAKE. Para demostrar este rendimiento mejorado, a continuación se proporciona una estimación de la complejidad por periodo de símbolo por multicódigo. En primer lugar, denótese P como el parámetro de algoritmo m , es decir, el número máximo de las ramificaciones conservadas en el árbol. En la etapa $m \in \{1, 2, \dots, M\}$, se calculan las métricas de ramificación Q_{L_m} , donde $L_m = \min(Q^{m-1}, P)$. La función \min tiene en cuenta el hecho de que durante las primeras pocas etapas, el número de nodos en el árbol puede ser menor que P . A continuación, las Q_{L_m} métricas de ramificación calculadas son añadidas a las métricas L_m acumulativas máximas conservadas desde la etapa anterior. A continuación, las métricas acumulativas resultantes son clasificadas y sólo se conservan las L_{m+1} más grandes para la siguiente etapa. Con M etapas, el número total de cálculos métricos de ramificación está limitado superiormente por MQP . El límite superior supone que durante las primeras pocas etapas, $L_m = P$. Es evidente que el número de cálculos de métrica es lineal en M en comparación con la dependencia exponencial para una búsqueda exhaustiva.

La Tabla 1 muestra la complejidad real (en lugar del límite superior) para diversas combinaciones de M y P para 16-QAM ($Q = 16$). La complejidad se expresa como una reducción porcentual en el número de cálculos de métricas de ramificación en comparación con el receptor JD-GRAKE de complejidad completa tradicional, que calcula Q_m métricas en cada etapa. Evidentemente, para las antenas 1 y 2, no hay una reducción en la complejidad de los ajustes para los parámetros considerados. Con un mayor número de antenas (3 ó 4), puede obtenerse una reducción significativa. Tal como puede observarse, conservando sólo 32 ramificaciones, puede obtenerse una sorprendente reducción del 98% en complejidad. Además, esta reducción supone un bajo costo para el rendimiento en comparación con el receptor JD-GRAKE de complejidad completa tradicional, y todavía resulta en un mejor rendimiento que un receptor MMSE-GRAKE tradicional. Aunque el ahorro en la complejidad se ve parcialmente compensado por las operaciones de clasificación requeridas por el algoritmo m , la reducción global de la complejidad es aún significativa.

Tabla 1

M	P			
	16	32	64	128
1	0	0	0	0
2	0	0	0	0
3	87,9	82,0	70,3	46,9
4	98,9	98,1	96,7	93,8

A continuación, se describen, detalladamente, realizaciones adicionales de la presente invención:

- 5 Aunque la realización preferida descrita anteriormente emplea el algoritmo m, otra realización podría adoptar decodificación esférica de listas (List Sphere Decoding, LSD) en lugar de reducir la complejidad de la búsqueda en árbol JD-GRAKE. La decodificación esférica de listas se describe, por ejemplo, en el artículo titulado "Soft-input, soft-output lattice sphere decoder for linear channel", de J. Boutros et al. en IEEE Global Telecommunications Conf., Dec. 2003, pp. 1583-87, y se incorpora a la presente memoria, por referencia. Se cree que con LSD, podría obtenerse una reducción similar en complejidad, con un impacto mínimo sobre el rendimiento. Además, cabe señalar que el enfoque LSD está diseñado principalmente para desvanecimiento plano, mientras que el receptor 125 JD-GRAKE preferido está diseñado para la propagación dispersiva observada en sistemas prácticos.
- 10 En cada etapa de la búsqueda en árbol, puede ser posible explotar la estructura de la descomposición de Cholesky para predecir qué métricas $\lambda_{km}(\mathbf{c})$ de ramificación contribuyen poco a la métrica $\lambda_k(\mathbf{c})$ acumulativa. A continuación, estas ramificaciones $\lambda_{km}(\mathbf{c})$ podrían ser descartadas para reducir la carga de clasificación y, de esta manera, reducir adicionalmente la complejidad de la búsqueda en árbol.

De lo indicado anteriormente, puede apreciarse fácilmente que un aspecto importante para poder usar el algoritmo m para la búsqueda en árbol RC-JD-GRAKE es reformular la métrica receptora de manera que sea acumulativa sobre las antenas de transmisión. Esto se lleva a cabo usando un procedimiento de dos etapas. La primera etapa implica encontrar la primera estimación de símbolo del vector de símbolos de transmisión que implica una transformación de matriz de la estadística de decisión a la salida del receptor RC-JD-GRAKE. La segunda etapa implica una descomposición de Cholesky de la matriz de parámetros, es decir, el producto de la matriz de ganancia de canal y la matriz de ponderación de combinación RC-JD-GRAKE. Debido a que el factor de Cholesky es triangular inferior, cada término de la métrica acumulativa depende de la hipótesis de símbolo sólo para las antenas actuales y anteriores. Este hecho permite que el árbol sea comprobado secuencialmente desde su raíz y manteniendo sólo un número limitado de ramificaciones en base a las mejores métricas en cada nodo. Una vez completada la búsqueda en árbol, un valor suave para cada bit constituyente del vector de símbolos de transmisión es calculado usando las métricas de las hipótesis más probables.

Diversas ventajas de la invención incluyen las siguientes:

- 30 Una gran reducción en la complejidad del receptor. Por ejemplo, con 4 antenas de transmisión y modulación 16-QAM, en la que el número de ramificaciones en el árbol es de 65.536, el número de ramificaciones conservadas puede ser de tan sólo 32 mientras todavía se consigue un rendimiento cercano a al de la búsqueda en árbol completa. Esta es una notable reducción del 98% en los cálculos de métrica. Aunque esta reducción es compensada parcialmente por las operaciones de clasificación requeridas por el algoritmo m, la reducción global de la complejidad es aún significativa.
- 35 La gran reducción en la complejidad resulta en muy poca degradación en el rendimiento. Usando el ejemplo anterior, en el que sólo se conservan 32 ramificaciones, la degradación en comparación con la búsqueda en árbol completa es de aproximadamente 0,33 dB.
- 40 La reducción de la complejidad del demodulador RC-JD-GRAKE abre la puerta a enfoques de demodulación/decodificación iterativos. Debido a que la complejidad de la etapa de demodulación se mantiene en un mínimo, la complejidad global cuando se realizan varias iteraciones se convierte en tratable.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento (400) de procesamiento de una señal ($r_1(t)-r_L(t)$) de comunicaciones compuesta recibida que incluye dos o más señales de interés, en el que el procedimiento comprende las etapas de:
 - 5 generar (406) ponderaciones de combinación como una función de las correlaciones de deterioro para los valores $\lambda_k(i)$ desensanchados de las señales de entrada;
 - combinar (406) los valores desensanchados según las ponderaciones de combinación; y
 - detectar (408) conjuntamente las señales de interés en base a los valores desensanchados combinados y mezclar entre símbolos en una métrica $\lambda_k(c)$ de detección, en el que dicha etapa de detección conjunta incluye además:
 - 10 demodular conjuntamente los valores desensanchados combinados para obtener valores suaves que representan estimaciones de los bits detectados en las señales de interés, en el que dicha etapa de demodulación conjunta incluye además:
 - generar valores suaves mediante una técnica de búsqueda en árbol no exhaustiva que comprende las etapas de:
 - 15 generar una factorización (L_s) causal de una matriz de parámetro s ;
 - generar primeras estimaciones ($\hat{c}_k(i)$) de símbolos de un vector (c) de símbolos transmitidos;
 - generar un conjunto ($\lambda_k(c)$) reducido de métricas acumulativas en base a la factorización causal de la matriz de parámetro s y primeras estimaciones de símbolo del vector de símbolos transmitidos produciendo un conjunto de métricas acumulativas usando un procesador (530) de algoritmo m ; y
 - 20 generar valores de bit suaves en base al conjunto de métricas acumulativas producidas por el procesador (530) de algoritmo m .
2. Procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además proporcionar los valores suaves a un circuito (126) decodificador, y decodificar los valores suaves para obtener los bits (128) detectados para cada señal de interés.
3. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que dicha etapa de generación de valores suaves mediante la técnica de búsqueda en árbol no exhaustiva comprende además la generación de métricas de detección que son acumulativas sobre las antenas (109) de transmisión.
4. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que la producción de un conjunto de métricas acumulativas por un procesador de algoritmo m comprende:
 - 30 generar un conjunto completo de hipótesis (C) de ramificación;
 - calcular un conjunto completo de métricas ($\lambda_k(c)$) de ramificación en base al conjunto completo de hipótesis ($\lambda_{km}(c)$) de ramificación;
 - calcular métricas ($\lambda_k(c)$) acumulativas en base al conjunto completo de hipótesis ($\lambda_{km}(c)$) de ramificación;
 - seleccionar el conjunto de métricas ($\lambda_k(c)$) acumulativas; y
 - proporcionar el conjunto de métricas ($\lambda_k(c)$) acumulativas.
5. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que las señales de interés comparten el mismo código de ensanchamiento o canalización.
6. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que las señales de interés son representativas de las señales transmitidas por diferentes antenas (109) de transmisión.
7. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que las señales de interés son un subconjunto de un conjunto más amplio de señales, y en el que la interferencia resultante de esas señales en el conjunto más amplio que no son las señales de interés es cancelada por las ponderaciones de combinación.
8. Un receptor (124) para procesar una señal ($r_1(t)-r_L(t)$) de comunicación compuesta recibida que incluye dos o más señales de interés, en el que dicho receptor comprende:
 - 40 una pluralidad de bancos (202) de correladores y un combinador (204) para la generación de las ponderaciones de

combinación como una función de las correlaciones de deterioro para los valores $\lambda_k(i)$ desensanchados de las señales de entrada y para combinar los valores desensanchados según las ponderaciones de combinación; y

5 un generador (206) de valor suave de búsqueda reducida para detectar conjuntamente las señales de interés en base a los valores desensanchados combinados y realizar un mezclado entre símbolos en una métrica $\lambda_k(i)$ de detección;

en el que dicho generador de valor suave de búsqueda reducida detecta conjuntamente las señales de interés demodulando conjuntamente los valores desensanchados combinados para obtener los valores suaves que representan estimaciones de los bits detectados en las señales de interés.

10 en el que dicho generador de valor suave de búsqueda reducida usa una técnica de búsqueda en árbol no exhaustiva para generar los valores suaves, realizando las etapas siguientes:

generar una factorización (L_s) causal de una matriz de parámetro s ;

generar primeras estimaciones $\hat{c}_k(i)$ de símbolos de un vector (c) de símbolos transmitidos;

15 generar un conjunto reducido de métricas $\lambda_k(c)$ acumulativas en base a la factorización causal de la matriz de parámetro s y las primeras estimaciones de símbolos del vector de símbolos transmitido mediante la producción de un conjunto de métricas acumulativas usando un procesador (530) de algoritmo m ; y

generar valores de bit suaves en base al conjunto de métricas acumulativas producidas por el procesador (530) de algoritmo m .

9. Receptor según la reivindicación 8, que comprende además un circuito decodificador que recibe los valores suaves y decodifica los valores suaves para obtener los bits detectados para cada señal de interés.

20 10. Receptor según la reivindicación 8, en el que dicho generador de valor suave de búsqueda reducida usa la técnica de búsqueda en árbol no exhaustiva para generar métricas de detección que son acumulativas sobre las antenas de transmisión.

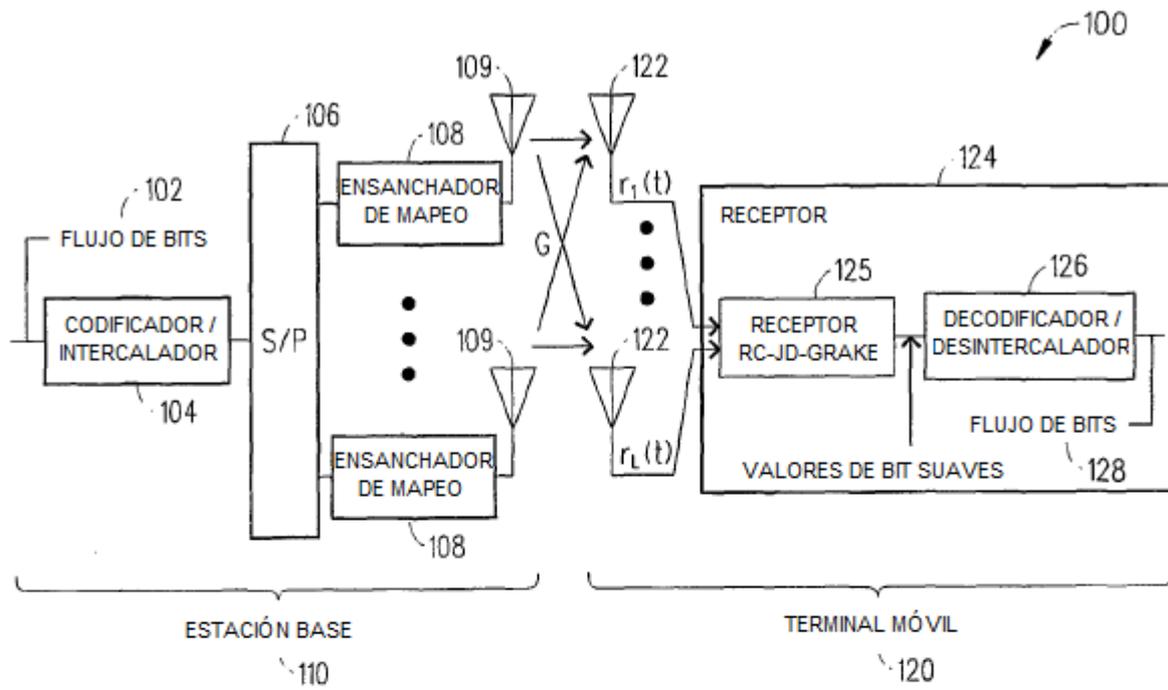


FIG. 1

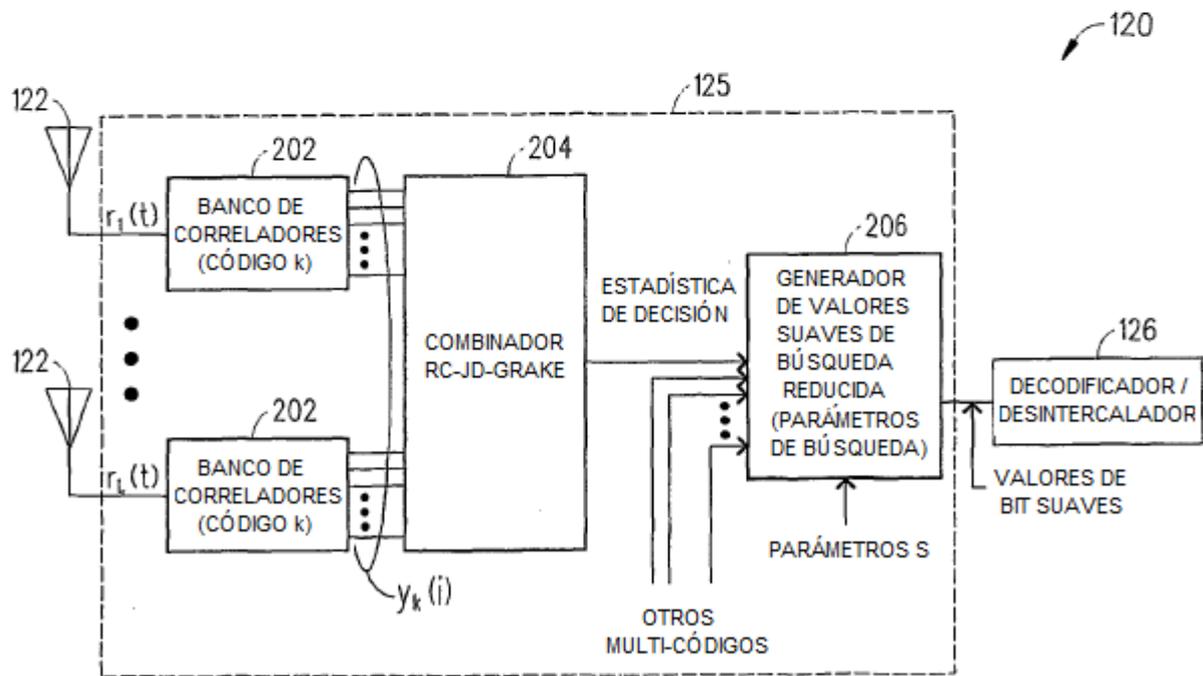


FIG. 2

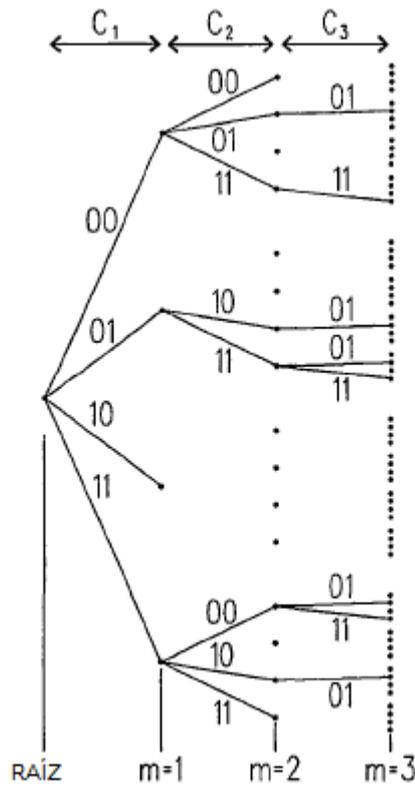


FIG. 3

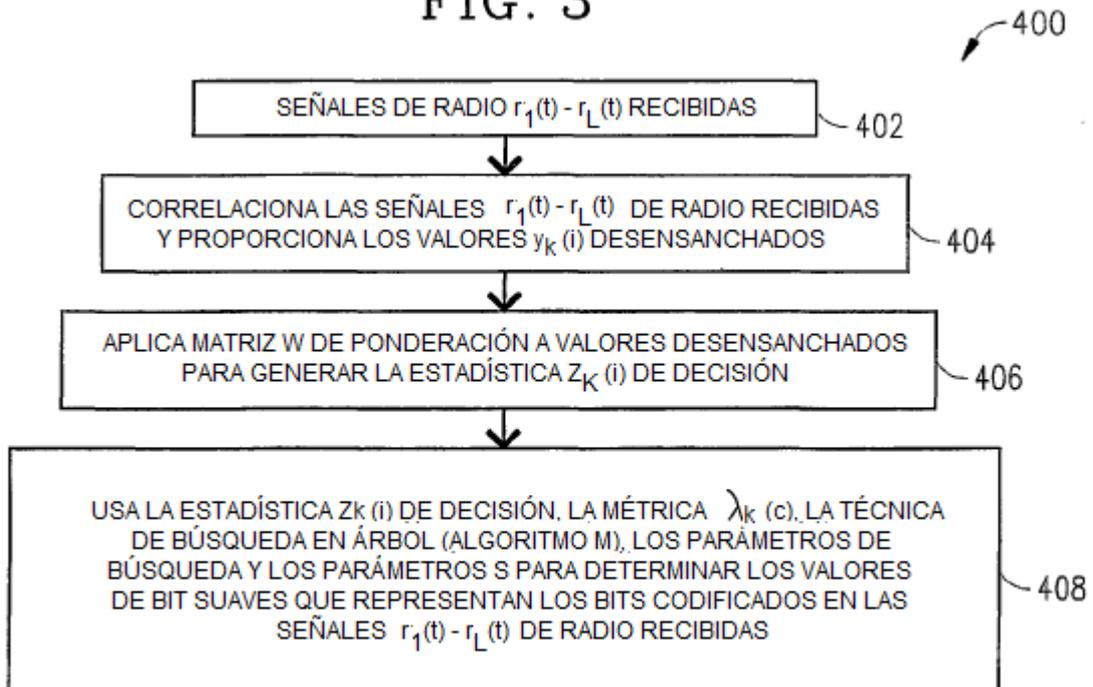


FIG. 4

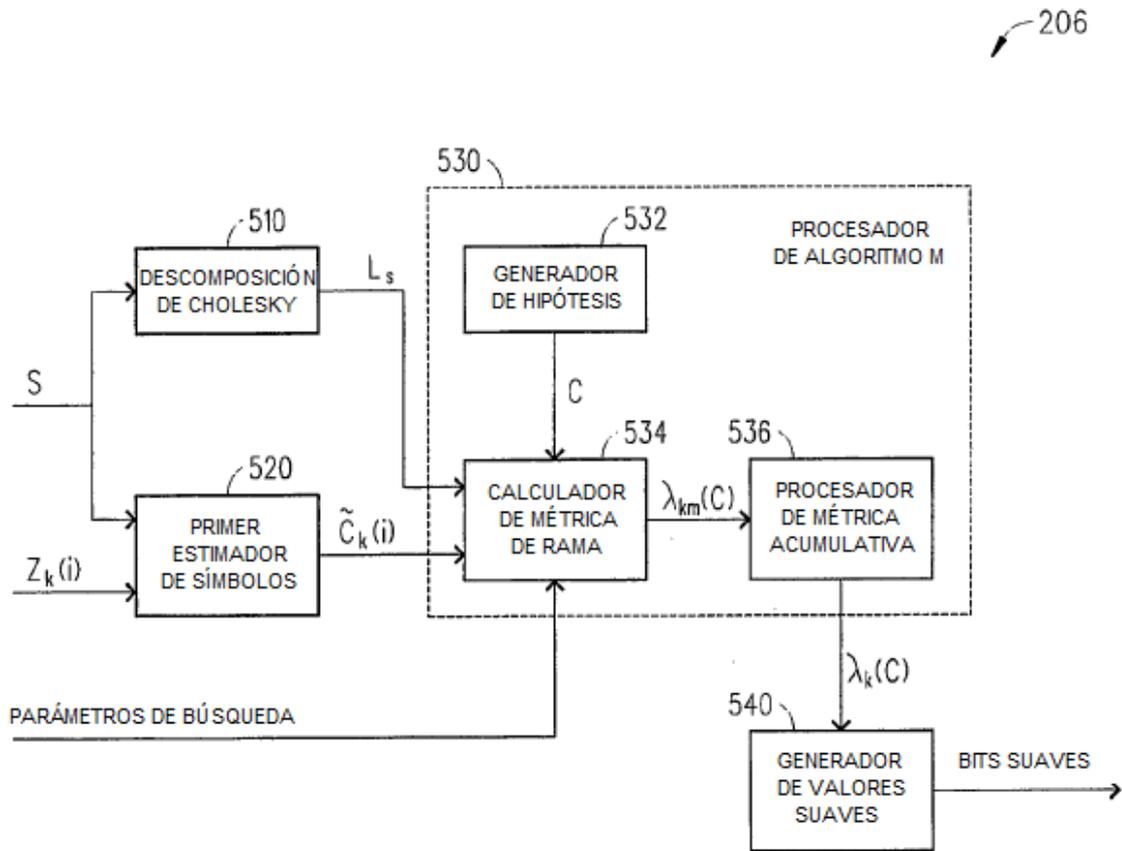


FIG. 5