

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 605 833**

51 Int. Cl.:

H04L 1/00	(2006.01)
H04L 1/06	(2006.01)
H03M 13/27	(2006.01)
H03M 13/25	(2006.01)
H04B 7/02	(2006.01)
H04L 5/00	(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **16.07.2013 PCT/EP2013/064993**

87 Fecha y número de publicación internacional: **23.01.2014 WO14012925**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **16.07.2013 E 13739652 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **14.09.2016 EP 2875603**

54 Título: **Método y sistema que implementan un esquema de turbo-diversidad para sistemas 8 A inalámbricos**

30 Prioridad:

18.07.2012 ES 201231125

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

16.03.2017

73 Titular/es:

**TELEFÓNICA, S.A. (100.0%)
Gran Vía, 28
28013 Madrid, ES**

72 Inventor/es:

LORCA HERNANDO, JAVIER

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Mónica

ES 2 605 833 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).

Método y sistema que implementan un esquema de turbo-diversidad para sistemas OFDM inalámbricos

DESCRIPCIÓN

- 5 **Campo de la técnica**
- La presente invención se refiere, en general, a comunicaciones inalámbricas, y más específicamente, se refiere de manera general, en un primer aspecto, a un método para implementar un esquema de turbo-diversidad para sistemas OFDM inalámbricos.
- 10 Un segundo aspecto de la invención se refiere a un sistema dispuesto para implementar el método del primer aspecto.
- 15 **Estado de la técnica anterior**
- Las comunicaciones inalámbricas se ven enormemente afectadas por múltiples fuentes perjudiciales de interferencia, además del habitual ruido de fondo que está presente en cada sistema de comunicación. La presencia de múltiples obstáculos entre el transmisor y el receptor provoca varios fenómenos de reflexión, dispersión y difracción que dan como resultado que múltiples copias de la señal original lleguen al receptor, denominado comúnmente multitrayectoria [7]. La interferencia destructiva entre las señales recibidas da como resultado valores nulos profundos en el receptor, lo que debe superarse apropiadamente con el fin de recuperar la información.
- 20 Se encuentra multitrayectoria principalmente en escenarios urbanos densos de sistemas de comunicación móviles actuales tales como GSM, UMTS, WiMAX o LTE, en los que habitualmente hay condiciones sin línea de visión (NLOS) entre la estación base y el terminal de usuario. Además, la movilidad tanto del terminal del usuario como de los objetos en el entorno introduce dispersiones por efecto Doppler adicionales, lo que provoca variaciones en el tiempo de los desvanecimientos intensos según la velocidad del usuario [7]. Además, la interferencia procedente de células del entorno (especialmente en los bordes de célula) reduce la relación señal a interferencia más ruido (SINR) recibida empeorando aún más los efectos de multitrayectoria.
- 25 Existen varias técnicas para superar los efectos de multitrayectoria, incluyendo entre otras: codificación de canal, entrelazado, aleatorización y diversidad. Aunque las tres primeras técnicas se han estudiado a fondo y se han implementado en todos los sistemas de comunicación móviles prácticos, las técnicas de diversidad ofrecen múltiples opciones que pueden aprovecharse de una manera innovadora.
- 30 Una de las técnicas aprovechadas en la diversidad es la tecnología de múltiples antenas, que se incorpora como un nivel inicial tanto en LTE como en LTE avanzada. La diversidad de recepción se basa en la presencia de varias antenas de recepción en el terminal, que capturan diferentes versiones de la misma señal ayudando así en la recepción mediante una combinación de relación máxima (MRC) [2]. La diversidad de transmisión se basa habitualmente en el esquema de Alamouti, que es una técnica de codificación de bloques en espacio y tiempo (STBC) ortogonal muy extendida que potencia la recepción con una complejidad de receptor mínima [2]. Las tecnologías de OFDM (tales como WiMAX, LTE y LTE avanzada) emplean una variante del esquema de Alamouti denominada SFBC (codificación de bloques en espacio y frecuencia) en la que las señales se codifican en el espacio y la frecuencia, en lugar del espacio y el tiempo. Otros esquemas de diversidad de transmisión se basan en una precodificación adaptativa de las señales originales basándose en informes de calidad enviados desde los usuarios (como es el caso para el LTE Transmission Mode 6 [2]).
- 35 El documento US2012/0014475A1 describe sistemas que combinan unidades de codificación MIMO y turbo.
- 50 **Problemas con las soluciones existentes:**
- La codificación de Alamouti es una manera simple pero eficaz de potenciar la detección, con la propiedad deseable de ser el único código en espacio y tiempo ortogonal con tasa de transmisión unitaria [4]. La ortogonalidad implica que no hay interferencia entre las señales de ambas antenas, lo que simplifica la detección en gran medida. La figura 1 muestra la base de la codificación de Alamouti.
- 55 Independientemente, la codificación de canal protege la información usando una de varias técnicas de codificación posibles, entre las cuales la turbocodificación y la codificación convolucional son las más ampliamente usadas [2]. Estas técnicas protegen la información mediante adición de bits de redundancia (denominados bits de paridad) que se generan eficazmente en la transmisión mediante una combinación de registros de desplazamiento y, en el caso de la turbocodificación, operaciones de entrelazado. La figura 2 representa gráficamente la operación de turbocodificación de tasa de transmisión 1/3 tal como se emplea en UMTS y LTE.
- 60

El inconveniente de este esquema es que la diversidad de transmisión se independiza completamente de la codificación de canal, evitando así cualquier interacción de decodificación entre ellos en el receptor. La SFBC introduce redundancia en la segunda antena replicando la señal original (previamente conjugada y sometida a inversión de signo para lograr la ortogonalidad), pero no aprovecha ninguna propiedad de la señal sometida a codificación de canal lo que aumenta la redundancia.

Existen situaciones en las que los esquemas de diversidad tradicionales combinados con la codificación de canal no alivian la interferencia, como sucede por ejemplo en el contexto de redes heterogéneas. El despliegue de células pequeñas en la zona de cobertura de una macrocélula se desvía habitualmente para aumentar la zona de cobertura de la célula pequeña, dando lugar a la denominada expansión de alcance de célula (CRE) [5]. La zona de CRE de la zona pequeña se caracteriza por valores de geometría muy bajos (inferiores a 0 dB), en los que una macrointerferencia es habitualmente muy superior a la señal deseada, tal como se representa en la figura 3. En estas condiciones, los receptores requieren estructuras avanzadas para superar la interferencia y evitar fallos del enlace de radio.

Por tanto, en escenarios tanto homogéneos como heterogéneos todavía está la necesidad de una recepción potenciada en los límites de célula y en condiciones de interferencias graves. La falta de un “traspaso continuo” en sistemas OFDM, como el contemplado en WCDMA, requiere otros mecanismos de colaboración complejos entre células dirigidos a potenciar la SINR recibida, como en CoMP (multipunto coordinado). La operación de CoMP todavía es muy compleja y requiere una estrecha interacción entre células así como un conocimiento detallado de la información de estado de canal (CSI) recibida en cada uno de los transmisores diferentes.

Es importante observar que un mecanismo de “traspaso continuo” similar al presente en WCDMA no puede aplicarse como tal en sistemas OFDM, porque el terminal no podrá discriminar las transmisiones de estaciones base diferentes. Dadas dos estaciones base sincronizadas en el tiempo desde las cuales se envía la misma información t hacia un usuario móvil, la señal recibida será:

$$r = h^{(1)}t + h^{(2)}t + n = (h^{(1)} + h^{(2)})t + n,$$

donde $h^{(1)}$ y $h^{(2)}$ representan las funciones de transferencia de canal relevantes a las frecuencias de interés entre el usuario y las dos estaciones base, respectivamente, y n es la componente de interferencia más ruido. Dado que el terminal no puede distinguir las señales de las dos estaciones (porque no existe ningún multiplexado de código como en CDMA), la detección coherente no es posible y la transmisión combinada se considerará como canal SISO equivalente con una función de transferencia combinada igual a la suma de las funciones de transferencia individuales. Esto da como resultado que no haya ninguna ventaja para el terminal, excepto una ganancia de 3 dB adicionales en la señal recibida promedio (que puede obtenerse mejor con el uso de diversidad de recepción), con el inconveniente adicional de introducir valores nulos de señal artificiales en las frecuencias cuando las dos respuestas de frecuencia de canal se cancelan entre sí.

Para superar estas dificultades, están estudiándose receptores con cancelación de interferencia avanzados para la extensión de la cobertura. Una de las soluciones más atractivas se denomina receptores SIC [6]. Suponen un esquema de detección-reconstrucción-sustracción iterativo en el que la interferencia se cancela sucesivamente de la señal recibida, mejorando la detección especialmente en condiciones de SINR muy baja.

También se han propuesto otras soluciones. En [8] se describe un transceptor de diversidad turbocodificada, en el que se combina la turbocodificación con diversidad de antena y también se introduce un procedimiento de tipo SIC. El inconveniente de este esquema es que solo se transmite una versión codificada del bloque (no se introduce redundancia adicional) y el procedimiento solo intenta aprovechar la cancelación de interferencia sucesiva en la salida de un turbocodificador convencional. En [9] se propone un turbocódigo en espacio y tiempo que comprende dos módulos de STC sistemáticos que funcionan a nivel de símbolo, extendiendo así la modulación codificada de entramado (TCM) a más de una antena. Este esquema dispersa el principio de turbofuncionamiento por el dominio de antena, pero no aprovecha la posibilidad de una decodificación turbo-SIC combinada lo que aliviaría la interferencia de múltiples antenas; además, cada codificador constituyente se basa en un codificador convolucional que está lejos del límite de Shannon. También pueden encontrarse otros trabajos similares en la bibliografía [10] [11].

Por tanto, se necesitan esquemas de diversidad más eficaces con el fin de potenciar la detección en escenarios tanto homogéneos como heterogéneos.

60 Sumario de la invención

La presente invención introduce una alternativa al estado de la técnica proporcionando un esquema de diversidad novedoso para sistemas de comunicación OFDM inalámbricos en los que el mismo bloque de información da lugar a

dos bloques turbocodificados diferentes, en los que bits sistemáticos y de paridad de ambos bloques recibidos interaccionan entre sí en el procedimiento de decodificación.

El objetivo de la presente invención es potenciar la detección en esos sistemas de comunicación inalámbricos.

5 Para ello, la invención, en un primer aspecto, es un método para implementar un esquema de turbo-diversidad en sistemas OFDM inalámbricos, según técnicas convencionales, que comprende:

10 pasar, por parte de una estación base o un terminal de usuario, información que comprende señales de datos; y
 codificar, por parte de unos turbocodificadores primero y segundo, dichas señales de datos recibidas, y generar dos bloques de turbocódigo diferentes que comprenden un conjunto de bits sistemáticos y de paridad.

15 A diferencia de las propuestas conocidas, en la presente invención de acuerdo con la reivindicación 1, con el fin de potenciar la detección dichos dos bloques de turbocódigo diferentes se transmiten simultáneamente a través de un sistema OFDM inalámbrico, y en el que las señales de datos que van a codificarse por dicho segundo turbocodificador se entrelazan antes de codificarse por un entrelazador de bits externo.

20 En una realización, la invención comprende transmitir cada uno de dichos dos bloques de turbocódigo diferentes sobre antenas diferentes. En este caso, los bits sistemáticos tras el segundo turbocodificador se desentrelazan adicionalmente, y se aplica una codificación de bloques en espacio y frecuencia basada en Alamouti a esos bits sistemáticos antes de transmitirlos a una segunda antena de dichas dos antenas diferentes.

25 En otro ejemplo, la invención comprende cada uno de dichos dos bloques de turbocódigo diferentes en portadoras de componentes diferentes en un sistema inalámbrico que puede realizar agregación de portadoras.

Además, dichos dos bloques de turbocódigo diferentes generados se procesan adicionalmente según cualquiera de una técnica de adaptación de tasa de transmisión, aleatorización, entrelazado, correlación de modulación entre otras tecnologías.

30 Otras realizaciones del método del primer aspecto de la presente invención se describen, y en una sección posterior relacionada con la descripción detallada de varias realizaciones.

35 En un segundo aspecto, la presente invención también proporciona un sistema para la turbo-diversidad en sistemas OFDM inalámbricos, según técnicas convencionales, que comprende:

40 dos estaciones base y al menos un terminal de usuario que transmiten y reciben señales de datos a través de un sistema OFDM inalámbrico; y
 unos turbocodificadores (102 y 103) primero y segundo adaptados para codificar dichas señales de datos recibidas y para generar dos bloques de turbocódigo diferentes que comprenden un conjunto de bits sistemáticos y de paridad, transmitiéndose cada uno de dichos bloques turbocodificados por una estación base diferente.

45 El sistema de la presente invención, como se define en la reivindicación 8, a diferencia de las propuestas conocidas, comprende además una unidad (101) de entrelazador externo dispuesta en dicho segundo turbocodificador (103) adaptada para entrelazar las señales de datos antes de codificarse por el segundo turbocodificador, y con el fin de potenciar la detección cada uno de dichos bloques de turbocódigo se transmite simultáneamente por cada una de dichas estaciones base a través un sistema OFDM inalámbrico.

50 El sistema también comprende una pluralidad de unidades de procesamiento dispuestas en dichos turbocodificadores primero y segundo y en una realización una codificación (104) de bloques en espacio y frecuencia, SFBC.

55 En la presente divulgación, cualquier referencia a realizaciones que no están dentro del alcance de las reivindicaciones se consideran meramente como ejemplos relacionados con la invención.

Breve descripción de los dibujos

60 Las anteriores y otras ventajas y características se entenderán más completamente a partir de la siguiente descripción detallada de realizaciones, con referencia a las figuras adjuntas, que deben considerarse de una manera ilustrativa y no limitativa, en los que:

La figura 1 muestra la base de la codificación de Alamouti.

La figura 2 representa gráficamente la operación de turbocodificación de tasa de transmisión 1/3 tal como se emplea en UMTS y LTE.

La figura 3 muestra la zona de CRE de una célula pequeña, en la que puede observarse que la macrointerferencia es muy superior a la señal deseada.

La figura 4 muestra esquemáticamente la invención descrita en el lado de transmisión, según una realización.

5 La figura 5 muestra esquemáticamente el diagrama de bloques básico de la invención descrita en el lado de recepción, según una realización.

La figura 6 representa el procedimiento de codificación básico, según una realización.

La figura 7 es la técnica de decodificación turbo-SIC propuesta para el caso de múltiples antenas, según una realización.

10 La figura 8 es el esquema de codificación de turbo-diversidad propuesto basado en la agregación de portadoras, según una realización.

La figura 9 es un diagrama de flujo de la técnica de decodificación propuesta para el caso de agregación de portadoras, según una realización.

15 La figura 10 ilustra una realización, en la que un transmisor (estación base o terminal de usuario) en un sistema de comunicación inalámbrico OFDM pasa un bloque de información dado a través de dos turbocodificadores diferentes (bloques 102 y 103). La figura 11 ilustra el receptor correspondiente de dicha figura.

La figura 12 ilustra otra realización, en la que el transmisor soporta agregación de portadoras y pasa el bloque de información a través de dos turbocodificadores diferentes (bloques 122 y 123), el segundo precedido por un entrelazador externo (bloque 121), dando como resultado dos transmisiones independientes paralelas sobre dos portadoras de componentes diferentes. El receptor correspondiente para este caso se muestra en la figura 13.

20 La figura 14 representa una posible realización para la aplicación de la invención descrita, en la que se aplica un mecanismo de "traspaso continuo generalizado" propuesto.

La figura 15 representa un procedimiento de codificación detallado para la realización de la figura 14.

25 Descripción detallada de varias realizaciones

La presente invención proporciona un esquema de diversidad novedoso para sistemas inalámbricos OFDM, tales como LTE y LTE avanzada, pero sin excluir otras tecnologías inalámbricas tales como Wi-Fi o WiMAX. La invención descrita tiene como objetivo potenciar la recepción en el borde de células mediante la introducción de un esquema de diversidad novedoso con dos variantes: una que usa una antena de transmisión adicional, y otra que emplea agregación de portadoras.

30 El esquema de diversidad propuesto extiende el concepto de turbocodificación a través de un esquema de turbo-diversidad combinado en el que dos bloques de turbocódigo diferentes derivados del mismo bloque de información original se transmiten simultáneamente. Los dos bloques de código se obtienen pasando la fuente de información a través de dos turbocodificadores, comprendiendo cada uno diferentes codificadores convolucionales constituyentes y/o entrelazadores internos [3].

Los dos bloques de código así obtenidos se transmiten simultáneamente considerando una de las dos alternativas siguientes:

- 40 1. Cada bloque de código se transmite sobre antenas TX diferentes, dando lugar a un esquema de turbo-diversidad potenciada basado en múltiples antenas.
2. Cada bloque de código se transmite en una portadora de componente (CC) diferente cuando el sistema soporta agregación de portadoras (CA), dando lugar a un esquema de turbo-diversidad potenciada basado en agregación de portadoras.

45 La figura 4 describe esquemáticamente la invención propuesta en el lado de transmisión.

50 La aplicación de las dos fases de turbocodificación da lugar a dos bloques de código que comprenden un conjunto de bits sistemáticos y bits de paridad, en los que los bits sistemáticos constituyen una réplica de los bits originales y por tanto son comunes para ambos bloques de código. El segundo turbocodificador va precedido por un entrelazador de bits externo, diferente de los entrelazadores internos que caracterizan a los turbocodificadores 1 y 2. En la primera alternativa, la codificación SFBC adicional de los símbolos que portan bits sistemáticos se añadirá antes de la transmisión, tal como se explicará en la sección 3. Los bloques procesados finales se transmiten por las antenas 1 y 2, cuando se considera la alternativa 1 (diversidad de transmisión basada en múltiples antenas), o mediante portadoras de componentes 1 y 2 cuando se considera la alternativa 2 (diversidad de transmisión basada en agregación de portadoras).

60 Los bloques de procesamiento adicionales se marcan en líneas discontinuas según la tecnología empleada, tal como (pero sin limitarse a) adaptación de tasa de transmisión, aleatorización, entrelazado, correlación de modulación, etcétera.

La identidad de los bits sistemáticos en ambos bloques turbocodificados puede aprovecharse en la alternativa 1 mediante codificación SFBC específica de los símbolos modulados complejos correspondientes, con objeto de potenciar la recepción de radio. Antes de esto, el segundo conjunto de bits sistemáticos debe desentrelazarse con el

fin de usar las mismas frecuencias de subportadora para ellos en ambas antenas. La alternativa 2 no requiere codificación SFBC, ya que no aparece interferencia entre los bloques codificados; por tanto, puede realizarse una detección coherente MRC para los símbolos que portan bits sistemáticos. Sin embargo, los símbolos que portan bits de paridad son diferentes en ambas alternativas.

5 Tras la recepción, se propone un mecanismo de detección turbo-SIC novedoso que aprovecha la información sin confirmar procedente de los dos bloques de código, combinando técnicas de turbodetección, decodificación de Alamouti y SIC. El diagrama de bloques propuesto es diferente dependiendo de la alternativa considerada. La figura 5 representa el diagrama de bloques básico en la recepción.

10 Tras la separación de los símbolos que portan bits sistemáticos y de paridad (denominados a continuación símbolos sistemáticos y de paridad, respectivamente), los símbolos sistemáticos requieren técnicas de procesamiento diferentes dependiendo de la alternativa considerada. La alternativa 1 requiere decodificación SFBC, mientras que la alternativa 2 requiere combinación MRC de los símbolos procedentes de cada portadora de componente.

15 Los símbolos de paridad también requieren una decodificación MIMO inicial en la alternativa 1 con el fin de separar ambas transmisiones, en las que debe superarse la interferencia entre antenas mediante forzado de cero (ZF) o ecualización MMSE. Este bloque se marca en líneas discontinuas para indicar que solo se aplica en la alternativa 1; en la alternativa 2 no se necesita ya que no existe interferencia entre los símbolos de paridad. Tras el cálculo de los valores de razón de verosimilitud logarítmica (LLR), una fase de turbodecodificación combina iterativamente las LLR
20 procedentes de cada antena o portadora de componente, realizando un intercambio mutuo de información extrínseca entre los dos turbodecodificadores internos para una detección combinada potenciada. La eficacia del intercambio de información extrínseca se potencia por el entrelazador externo, lo que provoca que los valores de LLR no estén correlacionados para ambos turbodecodificadores.

25 Entonces se propone una técnica de decodificación de cancelación de interferencia para la alternativa 1, con la ayuda de dos bloques marcados en líneas discontinuas en la figura 5: reconstrucción de los bloques codificados recibidos, y sustracción de símbolos de paridad de las señales recibidas. Estos bloques intentan sustraer interferencia entre flujos tras la reconstrucción de los bloques codificados originales, introduciendo, por tanto, un procedimiento de decodificación de tipo SIC. La sustracción de interferencia permite un mejor cálculo de LLR y
30 posterior turbodecodificación, y repitiendo el procedimiento es posible potenciar sucesivamente la detección con cualquier precisión deseada.

Para la alternativa 2, se propone un procedimiento de turbodecodificación combinado en el que ambos bloques codificados interactúan entre sí aprovechando la información extrínseca mutua. En este caso, el procedimiento de
35 decodificación es más sencillo ya que no existe interferencia entre los bloques codificados recibidos; por tanto no se necesita cancelación de interferencia entre flujos.

Tras un número N de turboiteraciones (y número L de iteraciones de reconstrucción para la alternativa 1), el procedimiento se detiene.

40 A continuación, se presentan en detalle las dos alternativas.

Alternativa 1: turbo-diversidad basada en múltiples antenas:

45 Esta alternativa extiende el concepto de diversidad de transmisión basada en Alamouti en sistemas de comunicación inalámbricos OFDM. Dado que el transmisor tiene dos antenas, la presente invención propone emplear la segunda antena TX para enviar una versión codificada diferente de la información original, obtenida pasándola a través de un entrelazador externo seguido por otro turbocodificador, mientras que al mismo tiempo se realiza una codificación SFBC basada en Alamouti para los símbolos que solo portan bits sistemáticos.

50 El fundamento para tener dos versiones codificadas diferentes del mismo bloque de información es la potenciación del procedimiento de turbodecodificación que puede lograrse intercambiando información extrínseca entre las dos fases de una manera iterativa. El entrelazador externo garantiza la baja correlación entre los valores de LLR obtenidos sucesivamente por cada decodificador.

55 En una realización, se propone un esquema de codificación de turbo-diversidad para el caso de múltiples antenas. La figura 6 representa el procedimiento de codificación básico tal como se propone en la presente invención. La figura supone turbocodificadores de tasa de transmisión 1/3, pero cualquier otra tasa de transmisión de codificación es igualmente válida para el fin de la presente invención.

60 Los N bits de información S_0, \dots, S_{N-1} entran simultáneamente en el codificador 1 y el codificador 2, estando cada codificador caracterizado por diferentes codificadores convolucionales constituyentes y (posiblemente) entrelazadores internos. El segundo codificador está precedido por un entrelazador de bits externo, que en general será diferente de los entrelazadores internos usados en los turbocodificadores. La salida de cada codificador

comprende tres conjuntos de bits, concretamente bits sistemáticos, de paridad 1 y de paridad 2 (para tasas de transmisión distintas de 1/3 puede haber más o menos bits de paridad de salida). Los bits sistemáticos son una

réplica de los bits de entrada originales (S_0, \dots, S_{N-1}), mientras que los bits de paridad representan la redundancia adicional con objetivo de proteger la información frente a alteraciones de canal. En la figura, los bits de paridad 1 se

5 representan como $P_{1,0}^{(1)}, \dots, P_{1,N-1}^{(1)}$ para el primer codificador y $P_{1,0}^{(2)}, \dots, P_{1,N-1}^{(2)}$ para el segundo codificador.

Los bits de paridad 2 se representan como $P_{2,0}^{(1)}, \dots, P_{2,N-1}^{(1)}$ y $P_{2,0}^{(2)}, \dots, P_{2,N-1}^{(2)}$ para los codificadores primero y segundo, respectivamente. Todos los bits sistemáticos y de paridad tienen el mismo número N de bits que el bloque de información original. Se añaden bits de terminación al final de cada bloque codificado con el fin de implementar los codificadores constituyentes a un estado de cero, tal como se requiere habitualmente en las normas [3].

10 El entrelazador antes del segundo turbocodificador entrelaza los bits originales antes de la codificación. Este entrelazador es muy importante para el rendimiento del sistema. El tamaño del entrelazador y su grado de "aleatoriedad" determina el rendimiento global dispersando ráfagas de errores que pueden afectar a ambas antenas [12]. Tras el segundo turbocodificador, los bits sistemáticos se desentrelazan con el fin de aplicar una codificación SFBC posterior de los bits sistemáticos, tal como se explica a continuación.

Se observa que siempre debe tener lugar un procesamiento adicional tras los turbocodificadores, y esto se esboza en la figura 6 antes de la transmisión de antenas. En particular, debe existir una función de correlación de constelación adecuada que transforma bits en símbolos de constelación, empleando cualquiera de los formatos de modulación habituales (BPSK, QPSK, 16QAM, etc.).

Tras el segundo turbocodificador, y antes de la transmisión por la antena 2, una fase de codificación SFBC adicional transforma los símbolos modulados complejos que portan bits sistemáticos aplicando una codificación SFBC basada en Alamouti convencional a pares consecutivos de símbolos (t_1, t_2) [2]:

$$X = \begin{pmatrix} x_1(2i) & x_2(2i) \\ x_1(2i+1) & x_2(2i+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_1(i) & t_2(i) \\ -t_2^*(i) & t_1^*(i) \end{pmatrix},$$

donde $x_1(2i), x_2(2i)$ representan los símbolos en la subportadora $2i$ transmitidos por las dos antenas, y $x_1(2i+1), x_2(2i+1)$ representan los símbolos correspondientes en la subportadora $2i+1$. Por tanto, cada par de

30 símbolos $t_1(i), t_2(i)$ consecutivos da lugar a cuatro símbolos transmitidos complejos distribuidos sobre dos antenas y dos subportadoras. SFBC requiere que los símbolos sean consecutivos en frecuencia, de modo que se consideran los mismos coeficientes de canal en la decodificación de cada par $x_j(2i), x_j(2i+1)$. Por tanto, los bits sistemáticos se desentrelazan antes de la transmisión con el fin de mantener las frecuencias de subportadoras originales.

35 Se observa que la primera fila es idéntica al par original de símbolos, pero la segunda antena implica la conjugación y la inversión de signo y constituye un código ortogonal que logra una detección óptica con un receptor lineal [4].

Puede aparecer una situación en la que un símbolo complejo porta una mezcla de bits sistemáticos y de paridad. Esto sucede, por ejemplo, cuando la longitud del bloque original no es un múltiplo entero del orden de modulación (por ejemplo, 2, 4 o 6 para QPSK, 16QAM o 64QAM, respectivamente). En ese caso tal símbolo se considerará un símbolo "de paridad" ya que algunos de sus bits constituyentes son bits de paridad.

45 La codificación SFBC mejora la detección de los símbolos que contienen bits sistemáticos. Sin embargo, la codificación SFBC no se aplica a los bits de paridad, ya que son diferentes para los dos turbocodificadores; se requiere un procesamiento adicional con el fin de recuperarlos y aprovechar la transmisión con dos antenas.

En una segunda realización, se propone una técnica de decodificación turbo-SIC para el caso de múltiples antenas. La interferencia entre los símbolos que portan bits de paridad puede aprovecharse convenientemente de una manera iterativa, en la que la información de salida sin confirmar de uno de los decodificadores representa una información extrínseca para el otro (y viceversa). El diagrama de flujo representado en la figura 7 representa el procedimiento iterativo propuesto.

Suponiendo que el terminal móvil tiene $M \geq 2$ antenas RX, los componentes de señal de banda base recibidos $r_1, \dots,$

r_M procedentes de cada antena de recepción adoptan la forma:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_{11}t_1 + h_{12}t_2 + n_1 \\ r_2 &= h_{21}t_1 + h_{22}t_2 + n_2 \\ &\vdots \\ r_M &= h_{M1}t_1 + h_{M2}t_2 + n_M \end{aligned}$$

t_1 y t_2 representan los bloques de código transmitidos desde cada una de las dos antenas de transmisión, n_1, \dots, n_M son términos de ruido gaussiano complejos, y h_{ij} representa las componentes de la matriz H de transferencia de $M \times 2$ canales que viene dada por:

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ \vdots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} \end{pmatrix}$$

Esta matriz de canales puede estimarse de manera apropiada por el receptor con ayuda de subportadoras piloto o preámbulos, tal como, por ejemplo, en LTE en la que la estimación de matriz de canales de enlace descendente y de enlace ascendente usa señales de referencia de célula (CRS) y señales de referencia de sondeo (SRS), respectivamente.

El procedimiento de decodificación propuesto implica varias etapas iterativas, marcadas con números en la figura 7 y explicadas a continuación:

Etapa 1: no existe interferencia entre los símbolos que solo portan bits sistemáticos gracias a la propiedad de ortogonalidad de la codificación SFBC:

$$XX^H = (|t_1|^2 + |t_2|^2) \cdot I$$

I es la matriz identidad, por tanto no aparece interferencia entre antenas. Por tanto, es posible aplicar una detección de ML mediante SFBC convencional para obtener los i pares de símbolos estimados $\hat{t}_1(i), \hat{t}_2(i)$:

$$\hat{t}_1(i) = \frac{\sum_{j=1}^M (h_{j1}^* r_j(2i) + h_{j2} r_j^*(2i+1))}{\sum_{j=1}^M (|h_{j1}|^2 + |h_{j2}|^2)}$$

$$\hat{t}_2(i) = \frac{\sum_{j=1}^M (-h_{j2} r_j^*(2i) + h_{j1}^* r_j(2i+1))}{\sum_{j=1}^M (|h_{j1}|^2 + |h_{j2}|^2)}$$

Si un símbolo porta una mezcla de bits sistemáticos y de paridad no es viable realizar una decodificación SFBC, por tanto, se tratará como un símbolo "solo de paridad" tal como se explica en la etapa 2.

Etapa 2: con respecto a los símbolos que portan bits de paridad, aparecerá interferencia entre ambas antenas a menos que se aplique procesamiento adicional en el lado de receptor. Con el fin de separar los dos flujos y aprovechar la redundancia aumentada, es posible aplicar esquemas de detección MIMO para separar los símbolos que portan bits de paridad de cada antena. Técnicas de forzado de cero (ZF) y MMSE son adecuadas para una separación apropiada de los flujos, con matrices de detección W que vienen dadas respectivamente por:

$$W_{ZF} = (H^H H)^{-1} \cdot H^H$$

$$W_{MMSE} = (H^H H + \sigma^2 I)^{-1} \cdot H^H$$

donde σ^2 representa la varianza del ruido gaussiano recibido aditivo (que debe estimarse previamente), I la matriz identidad 2x2 y H^H la conjugada hermitiana de la matriz H .

5 Por tanto la estimación de las señales originales se obtiene mediante la siguiente operación de matriz:

$$\begin{pmatrix} \hat{t}_1 \\ \hat{t}_2 \end{pmatrix} = W \cdot \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_M \end{pmatrix}$$

10 Esta es la operación habitual que se lleva a cabo en multiplexado espacial, en la que se transmite simultáneamente más de un flujo con el fin de multiplicar la capacidad de canal. Sin embargo, en este caso el objetivo es aumentar la protección frente a alteraciones de canal, no la capacidad.

15 Los dos símbolos estimados presentarán interferencia entre flujos, especialmente si la SNR es baja y/o la matriz de transferencia de canales está mal condicionada. Además, los errores de flujo están en general altamente correlacionados, lo que significa que los errores en un flujo afectan al otro y viceversa. Sin embargo, la fiabilidad de los símbolos estimados puede potenciarse con las siguientes etapas de procesamiento.

Etapa 3: una vez obtenidas estimaciones iniciales de los símbolos complejos originales \hat{t}_1, \hat{t}_2 , es posible calcular la razón de verosimilitud logarítmica (LLR) de cada bit constituyente b_l para el conjunto completo de símbolos que portan bits sistemáticos y de paridad:

$$20 \quad LLR(b_l) = \ln \frac{\sum_{t \in S_l^+} f(\hat{t} | t)}{\sum_{t \in S_l^-} f(\hat{t} | t)} \approx \ln \frac{\max_{t \in S_l^+} f(\hat{t} | t)}{\max_{t \in S_l^-} f(\hat{t} | t)}$$

En este caso S_l^+, S_l^- representan el conjunto de símbolos de constelación cuyo bit l -ésimo es 1 y 0, respectivamente, y f es la función de densidad de probabilidad (pdf) condicional de \hat{t} dado que se transmitió el símbolo t . La aproximación en el lado derecho corresponde al caso de alta SNR, y se emplea habitualmente con el fin de reducir el tiempo de cálculo especialmente en modulaciones de orden alto.

25 Suponiendo la presencia de ruido gaussiano con una varianza σ^2 , la pdf condicional adopta la forma:

$$f(\hat{t} | t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{|\hat{t} - t|^2}{2\sigma^2}\right)$$

30 Cada símbolo da lugar a 2, 4 o 6 valores de LLR cuando la modulación empleada es QPSK, 16QAM o 64QAM, respectivamente. Estos valores de LLR son entradas en el turbodecodificador, tras lo cual se entregan estimaciones de los bits originales. Existen dos conjuntos de valores de LLR (uno para cada decodificador), concretamente $LLR^{(1)}$ y $LLR^{(2)}$, en los que la parte sistemática es común con la excepción del entrelazador externo que necesita aplicarse antes del segundo. Por tanto:

$$35 \quad \begin{aligned} LLR^{(1)} &= \{LLR_S, LLR_{P1}^{(1)}, LLR_{P2}^{(1)}\} \\ LLR^{(2)} &= \{Intl\{LLR_S\}, LLR_{P1}^{(2)}, LLR_{P2}^{(2)}\}, \end{aligned}$$

donde $Intl\{\}$ representa la operación de entrelazador externo.

40 Etapa 4: puede realizarse una única iteración de turbodecodificación en cada uno de los dos conjuntos de valores de LLR, empleando los decodificadores correspondientes. La salida del primer decodificador puede escribirse como:

$$LLR^{(1)} \xrightarrow{1^a \text{ iteración}} y^{(1)}[k] = y^s[k] + L_{12}^{(1)}[k] + c^{(1)} L_{21}^{(1)}[k],$$

donde $y^s[k] = LLR_s$ son los valores de LLR de los bits sistemáticos, $L_{12}^{(1)}$ y $L_{21}^{(1)}$ son los términos de información mutua intercambiados por los decodificadores constituyentes internos del decodificador 1, y $c^{(1)}$ es el factor de ajuste a escala intrínseco. La salida combinada, tras entrelazarse por el entrelazador de bits externo, puede considerarse como una entrada *a priori* para el segundo decodificador y se representa como $L_e^{(1 \rightarrow 2)}$.

El segundo decodificador también realiza una única iteración, considerando $L_e^{(1 \rightarrow 2)} = Intl\{y^{(1)}[k]\}$ la información de entrada entrelazada extrínseca procedente del primer decodificador, dando como resultado la siguiente expresión:

$$LLR^{(2)} \xrightarrow{1^a \text{ iteración}} y^{(2)}[k] = Intl\{y^s[k]\} + L_{12}^{(2)}[k] + c^{(2)} L_{21}^{(2)}[k] + c^{(1 \rightarrow 2)} L_e^{(1 \rightarrow 2)},$$

donde $L_{12}^{(2)}$ y $L_{21}^{(2)}$ son los términos de información mutua intercambiados por los decodificadores constituyentes internos del decodificador 2, $c^{(2)}$ es el factor de ajuste a escala extrínseco correspondiente y $c^{(1 \rightarrow 2)}$ es el factor de ajuste a escala mutuo para el intercambio de información extrínseca entre el decodificador 1 y el decodificador 2. Obsérvese que los bits sistemáticos se entrelazan antes de la decodificación, tal como se indica por el término $Intl\{y^s[k]\}$. Todos los factores de ajuste a escala pueden obtenerse mediante extensas simulaciones con el fin de encontrar los valores que logran el mejor rendimiento.

Debe observarse que el entrelazador entre ambos decodificadores constituyentes ayuda a dispersar las ráfagas de errores de un decodificador cuando entran en el otro como información extrínseca. Cuanto mayor es el tamaño del entrelazador (y el grado de aleatoriedad), mejor es el rendimiento.

Por tanto, se han obtenido estimaciones más fiables de los bits originales mediante la interacción de ambos decodificadores.

Etapa 5: puede realizarse una segunda iteración para el primer decodificador, tomando las salidas desentrelazadas de la primera iteración del segundo decodificador como información extrínseca valiosa $L_e^{(2 \rightarrow 1)} = Intl^{-1}\{y^{(2)}[k]\}$:

$$y^{(1)}[k] = y^s[k] + L_{12}^{(1)}[k] + c^{(1)} L_{21}^{(1)}[k] + c^{(2 \rightarrow 1)} L_e^{(2 \rightarrow 1)},$$

donde $c^{(2 \rightarrow 1)}$ es el factor de ajuste a escala mutuo para el intercambio de información extrínseca entre el decodificador 2 y el decodificador 1. Puede realizarse de nuevo una segunda iteración para el segundo decodificador, tomando las salidas entrelazadas de la segunda iteración del primer decodificador como información extrínseca $L_e^{(1 \rightarrow 2)}$:

$$y^{(2)}[k] = Intl\{y^s[k]\} + L_{12}^{(2)}[k] + c^{(2)} L_{21}^{(2)}[k] + c^{(1 \rightarrow 2)} L_e^{(1 \rightarrow 2)}.$$

Este procedimiento puede repetirse un número predefinido de iteraciones N . Alternativamente, puede calcularse una condición de terminación temprana tras cada iteración con el fin de ahorrar recursos computacionales en condiciones de SNR alta.

Etapa 6: tras varias iteraciones de turbodecodificación, se obtienen estimaciones de los bits transmitidos originales. Sin embargo, la interferencia entre flujos inicialmente presente en los bits de paridad recibidos hace que la detección sea altamente poco fiable en condiciones de SINR baja, ya que la decodificación ZF o MMSE funciona mal en presencia de mucho ruido. Para superar esto, es posible reconstruir las señales transmitidas desde ambas antenas como en arquitecturas de cancelación de interferencia sucesiva (SIC). La reconstrucción de las señales transmitidas permite la posterior sustracción de los términos interferentes, y por tanto una detección potenciada.

El procedimiento de reconstrucción completo implica la regeneración de las señales de banda base presentes en las antenas de transmisión, y esto comprende codificar, modular y pasar las señales a través de todos los bloques de capa física en la transmisión, incluyendo el efecto del canal a través de la matriz de canales estimada H .

Etapa 7: es posible sustraer el término de interferencia correspondiente de las señales en cada una de las antenas RX. Considerando solo los bits de paridad (ya que los bits sistemáticos están, por su construcción, libres de interferencia), se obtienen así los siguientes conjuntos de ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 r_1^{(1)*} &= r_1 - h_{12}\hat{t}_2 = h_{11}t_1 + n_1^{(1)*} \\
 r_2^{(1)*} &= r_2 - h_{22}\hat{t}_2 = h_{21}t_1 + n_2^{(1)*} \\
 &\vdots \\
 r_M^{(1)*} &= r_M - h_{M2}\hat{t}_2 = h_{M1}t_1 + n_M^{(1)*} \\
 r_1^{(2)*} &= r_1 - h_{11}\hat{t}_1 = h_{12}t_2 + n_1^{(2)*} \\
 r_2^{(2)*} &= r_2 - h_{21}\hat{t}_1 = h_{22}t_2 + n_2^{(2)*} \\
 &\vdots \\
 r_M^{(2)*} &= r_M - h_{M1}\hat{t}_1 = h_{M2}t_2 + n_M^{(2)*}
 \end{aligned}$$

5 $r_j^{(1)*}, r_j^{(2)*}$ representan las señales correspondientes a ambos bloques codificados que proceden de la antena RX j tras la eliminación de la interferencia, y $n_j^{(1)*}, n_j^{(2)*}$ son términos de ruido de banda base complejos.

10 Etapa 8: puede aplicarse detección MMSE o de forzado de cero en las dos ramificaciones descritas anteriormente, con el fin de obtener estimaciones más fiables de los bits de paridad transmitidos (como en la etapa 2):

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \hat{t}_1^{(1)*} \\ \hat{t}_2^{(1)*} \end{pmatrix} &= W \cdot \begin{pmatrix} r_1^{(1)*} \\ r_2^{(1)*} \\ \vdots \\ r_M^{(1)*} \end{pmatrix} \\
 \begin{pmatrix} \hat{t}_1^{(2)*} \\ \hat{t}_2^{(2)*} \end{pmatrix} &= W \cdot \begin{pmatrix} r_1^{(2)*} \\ r_2^{(2)*} \\ \vdots \\ r_M^{(2)*} \end{pmatrix},
 \end{aligned}$$

15 donde W representa la matriz de detección apropiada. Considerando solo las cantidades útiles $\hat{t}_1^{(1)*}$ y $\hat{t}_2^{(2)*}$ de las ecuaciones anteriores, esto permite un cálculo posterior de valores de LLR nuevos, más fiables, que de nuevo se introducen en ambos turbodecodificadores. Pueden realizarse de nuevo varias iteraciones de turbodecodificación repitiendo las etapas 4 y 5, proporcionando nuevos bits de información estimados más fiables. Esto puede usarse de nuevo para la reconstrucción de las señales en las antenas, potenciando sucesivamente la detección repitiendo el procedimiento explicado en las etapas 4, 5 y 6.

Tras un número dado de ciclos de reconstrucción y decodificación (L), el procedimiento se detiene y se entregan las estimaciones finales de los bits originales.

25 Alternativa 2: turbo-diversidad basada en agregación de portadoras:
 La agregación de portadoras es una manera sencilla pero eficaz de aumentar la diversidad. En esta alternativa se propone que cada uno de los bloques turbocodificados se porta sobre una portadora de componente diferente (CC), suponiendo que el sistema soporta la agregación de portadoras (CA) tal como, por ejemplo, en LTE Release 10. La presencia de diferentes bloques codificados en cada portadora de componente (CC) permite un procedimiento de turbodecodificación combinado con ausencia de interferencia entre flujos.

Esta alternativa es especialmente adecuada para condiciones de SINR muy baja. La presencia de una CC adicional no solo aumenta la SINR efectiva (con un aumento de SINR promedio igual a 3 dB), sino que también permite una detección potenciada mediante la aplicación del siguiente procedimiento de decodificación propuesto.

En una realización, el esquema de codificación de turbo-diversidad propuesto, tal como se representa en la figura 8, basado en la agregación de portadoras es tal como sigue.

5 Los turbocodificadores 1 y 2 pueden caracterizarse por diferentes codificadores convolucionales constituyentes y/o entrelazadores internos. El entrelazador externo antes del segundo codificador garantiza una baja correlación entre los valores de LLR obtenidos por cada decodificador en la recepción. Los bits sistemáticos se desentrelazan tras el segundo codificador, dando así como resultado el mismo conjunto de bits sistemáticos para ambas portadoras de componentes.

10 La salida de ambos turbocodificadores se caracteriza por el mismo conjunto de bits sistemáticos, que no presentan interferencia entre flujos y por tanto no requieren codificación SFBC adicional para los símbolos correspondientes, suponiendo que existe suficiente aislamiento entre las frecuencias centrales de ambas portadoras de componentes en la salida del transmisor. Sin embargo, los bits de paridad seguirán siendo diferentes. En la figura se representa el caso de un turbocodificador de tasa de transmisión 1/3, pero cualquier otra tasa de transmisión de codificación es igualmente válida (dando lugar a un número posiblemente diferente de bits de paridad).

15 Los dos bloques codificados pasarán los bloques de procesamiento de capa física correspondientes para cada portadora de componente (tal como se define por la tecnología que está considerándose) antes de la transmisión. Entre otras, una función de correlación de constelación se encargará de correlacionar bits codificados en símbolos modulados complejos.

20 Un símbolo modulado complejo dado puede portar una mezcla de bits sistemáticos y de paridad. Sin embargo, en este caso no supone ninguna diferencia ya que los símbolos ahora se tratan por igual en la transmisión independientemente del tipo de bits portados.

25 Ya que no existe interferencia entre los bloques codificados transmitidos (siempre que haya suficiente aislamiento entre los CC), se mejora la fiabilidad en comparación con el caso de múltiples antenas. Sin embargo, esto se produce a costa de aumentar los recursos de frecuencia dedicados a un único usuario. Los terminales también deben soportar la agregación de portadoras con el fin de detectar simultáneamente las dos portadoras de componentes, requiriendo por tanto *front-end* de RF con capacidad de CA, filtros, etcétera. Aunque el objetivo de la CA es aumentar la capacidad añadiendo más recursos de frecuencia, se pretende que el uso de CA en esta invención aumente la diversidad duplicando las transmisiones asociadas a un único usuario.

30 Al contrario que otros esquemas de diversidad en los que transmisiones simultáneas conducen a una combinación coherente antes de la demodulación, en esta invención se propone combinar los símbolos que portan bits de paridad y realizar también una turbodecodificación simultánea de ambos flujos, tal como se explica en la siguiente sección.

35 En otra realización se propone una técnica de turbodecodificación para el caso de agregación de portadoras. En este caso no se necesita que el receptor realice una detección de múltiples antenas ya que los recursos de frecuencia están separados. Además, el transmisor puede funcionar en modo SISO, aunque no se excluye una codificación SFBC; en ese caso una codificación SFBC convencional y/o procesamiento MRC también será válido y no cambiará la invención descrita.

40 La figura 9 representa el diagrama de flujo de la técnica de decodificación propuesta para el caso de agregación de portadoras.

45 Suponiendo una transmisión SISO sencilla, las señales recibidas r_{CC1}, r_{CC2} correspondientes a cada una de las portadoras de componentes pueden escribirse:

$$r_{CC1} = h_{1,CC1}t_{CC1} + n_{CC1}$$

$$r_{CC2} = h_{1,CC2}t_{CC2} + n_{CC2}$$

50 donde $h_{1,CC1}, h_{1,CC2}$ representan las funciones de transferencia de canal de los canales SISO para CC1 y CC2 respectivamente, t_{CC1}, t_{CC2} son los símbolos transmitidos sobre CC1 y CC2, y n_{CC1}, n_{CC2} son componentes de ruido de banda base equivalentes. Obsérvese que ambas señales de banda base pueden recibirse simultáneamente con el uso de una única antena receptora ya que están separadas en frecuencia.

55 El procedimiento de decodificación propuesto implica varias etapas iterativas marcadas con números en la figura 9 y explicadas a continuación:

Etapas 1: ya que los símbolos sistemáticos de los bloques codificados recibidos son idénticos para ambas portadoras de componentes, es posible combinarlos de manera coherente aplicando una combinación de

relación máxima (MRC). La combinación de los símbolos sistemáticos recibidos proporciona:

$$r_{\text{sys}} = \frac{h_{11,CC1}^* r_{CC1} + h_{11,CC2}^* r_{CC2}}{|h_{11,CC1}|^2 + |h_{11,CC2}|^2}$$

5 Puede aparecer una situación en la que un símbolo complejo dado comprende una mezcla de bits sistemáticos y de paridad. En este caso el símbolo se considerará un símbolo “solo de paridad” y se procesará de manera apropiada tal como se describe a continuación.

Si las portadoras de componentes implican un procesamiento adicional (tal como operaciones de desaleatorización o desentrelazado independientes) se realizará antes de la operación de combinación.

10 Etapa 2: puede realizarse el cálculo de LLR de todos los símbolos sistemáticos y de paridad tal como se explicó anteriormente:

$$LLR(b_i) = \ln \frac{\sum_{t \in S_i^+} f(\hat{t}|t)}{\sum_{t \in S_i^-} f(\hat{t}|t)} \approx \ln \frac{\max_{t \in S_i^+} f(\hat{t}|t)}{\max_{t \in S_i^-} f(\hat{t}|t)}$$

15 El cálculo de LLR se realizará para cada portadora de componente, proporcionando dos conjuntos de valores de LLR⁽¹⁾ y LLR⁽²⁾ en los que la parte sistemática es común a ambos con la excepción del entrelazador externo que necesita aplicarse antes al segundo. Por tanto:

$$LLR^{(1)} = \{LLR_S, LLR_{P1}^{(1)}, LLR_{P2}^{(1)}\}$$

$$LLR^{(2)} = \{Intl\{LLR_S\}, LLR_{P1}^{(2)}, LLR_{P2}^{(2)}\},$$

20 donde *Intl*{ } representa la operación del entrelazador externo.

Etapa 3: puede realizarse una única iteración de turbodecodificación en cada uno de los conjuntos de valores de LLR. La salida del primer turbodecodificador puede escribirse:

25
$$LLR^{(1)} \xrightarrow{1^{\text{a}} \text{ iteración}} y^{(1)}[k] = y^s[k] + L_{12}^{(1)}[k] + c^{(1)} L_{21}^{(1)}[k]$$

De manera similar, el segundo decodificador realiza una única iteración de turbodecodificación tomando la salida entrelazada del primer decodificador como información extrínseca valiosa, $L_e^{(1 \rightarrow 2)} = Intl\{y^{(1)}[k]\}$, proporcionando:

30
$$LLR^{(2)} \xrightarrow{1^{\text{a}} \text{ iteración}} y^{(2)}[k] = Intl\{y^s[k]\} + L_{12}^{(2)}[k] + c^{(2)} L_{21}^{(2)}[k] + c^{(1 \rightarrow 2)} L_e^{(1 \rightarrow 2)}$$

Etapa 4: puede realizarse una segunda iteración para el primer decodificador, tomando las salidas desentrelazadas de la primera iteración del segundo decodificador como información extrínseca valiosa $L_e^{(2 \rightarrow 1)} = Intl^{-1}\{y^{(2)}[k]\}$.

35
$$y^{(1)}[k] = y^s[k] + L_{12}^{(1)}[k] + c^{(1)} L_{21}^{(1)}[k] + c^{(2 \rightarrow 1)} L_e^{(2 \rightarrow 1)}$$

De nuevo, puede realizarse una segunda iteración para el segundo decodificador, tomando las salidas entrelazadas de la segunda iteración del primer decodificador como información extrínseca $L_e^{(1 \rightarrow 2)}$:

$$y^{(2)}[k] = Intl\{y^s[k]\} + L_{12}^{(2)}[k] + c^{(2)} L_{21}^{(2)}[k] + c^{(1 \rightarrow 2)} L_e^{(1 \rightarrow 2)}$$

45 Este procedimiento puede repetirse un número predefinido de iteraciones *N*. Alternativamente, puede calcularse una condición de terminación temprana al final de cada iteración con el fin de ahorrar recursos computacionales en condiciones de SNR alta.

Tras varias iteraciones de turbodecodificación el procedimiento se detiene y se obtienen así las estimaciones de los bits transmitidos originales. Dado que no hay interferencia entre flujos presente en este caso, no es necesario realizar un procedimiento SIC recursivo que supone la reconstrucción y posterior cancelación como en el caso de múltiples antenas.

Cuando el receptor emplea más de una antena RX el procedimiento descrito puede modificarse de una manera sencilla tal como sigue: dadas M antenas de recepción, las señales recibidas para cada portadora de componente son:

$$\begin{aligned}
 r_{1,CC1} &= h_{11,CC1}t_{CC1} + n_{1,CC1} \\
 r_{2,CC1} &= h_{21,CC1}t_{CC1} + n_{2,CC1} \\
 &\dots \\
 r_{M,CC1} &= h_{M1,CC1}t_{CC1} + n_{M,CC1} \\
 r_{1,CC2} &= h_{11,CC2}t_{CC2} + n_{1,CC2} \\
 r_{2,CC2} &= h_{21,CC2}t_{CC2} + n_{2,CC2} \\
 &\dots \\
 r_{M,CC2} &= h_{M1,CC2}t_{CC2} + n_{M,CC2}
 \end{aligned}$$

La combinación MRC de las señales recibidas proporciona:

$$\begin{aligned}
 r_{CC1} &= \frac{h_{11,CC1}^* r_{1,CC1} + \dots + h_{M1,CC1}^* r_{M,CC1}}{|h_{11,CC1}|^2 + \dots + |h_{M1,CC1}|^2} \\
 r_{CC2} &= \frac{h_{11,CC2}^* r_{1,CC2} + \dots + h_{M1,CC2}^* r_{M,CC2}}{|h_{11,CC2}|^2 + \dots + |h_{M1,CC2}|^2}
 \end{aligned}$$

Entonces pueden realizarse las etapas 1 a 4 como en el caso de una única antena. El procesamiento para el caso de más de una antena TX también puede extenderse de una manera sencilla. La figura 10 representa gráficamente una realización de la invención. Un transmisor (estación base o terminal de usuario) en un sistema de comunicación inalámbrico OFDM pasa un bloque de información dado a través de dos turbocodificadores diferentes (bloques 102 y 103). Los turbocodificadores pueden tener diferentes codificadores convolucionales constituyentes internos y/o entrelazadores internos. El segundo codificador va precedido por un entrelazador externo (bloque 101) y sus bits sistemáticos de salida se desentrelazan adicionalmente. Tras los bloques de procesamiento adicionales necesarios (que están marcados en líneas discontinuas y dependen de la capa física del sistema inalámbrico considerado), los símbolos modulados complejos que solo portan bits sistemáticos también se someten a codificación SFBC antes de la antena 2 (bloque 104).

El receptor correspondiente para este caso se representa en la figura 11. El bloque (111) separa los símbolos que portan bits sistemáticos y de paridad. Los símbolos que solo portan bits sistemáticos entran en el bloque (112) para una posterior decodificación SFBC, mientras que los símbolos que portan bits de paridad entran en el bloque (113) en el que un detector ZF o MMSE elimina parcialmente la interferencia entre flujos. El bloque (114) realiza un cálculo de LLR, y los valores de LLR obtenidos entran en el bloque (115) de turbodecodificación combinado, que comprende dos turbocodificadores que colaboran. Tras un número N de iteraciones, una fase de cancelación de interferencia implica la reconstrucción de los bloques codificados recibidos (en el bloque 116) y la sustracción de la interferencia de la otra antena de transmisión (en el bloque 117). El esquema de cancelación de interferencia completo implica un número $N*L$ de iteraciones, tras lo cual puede entregarse el bloque de información detectado.

La figura 12 representa otra realización de la invención, en la que el transmisor soporta la agregación de portadoras y pasa el bloque de información a través de dos turbocodificadores diferentes (bloques 122 y 123), el segundo precedido por un entrelazador externo (bloque 121), dando como resultado dos transmisiones independientes paralelas sobre dos portadoras de componentes diferentes. Los bits sistemáticos de salida del segundo codificador se desentrelazan adicionalmente. Solo se necesita una antena en este caso, aunque no se excluye la presencia de más antenas TX. Los bloques de procesamiento adicionales también se marcan con líneas discontinuas antes de la transmisión sobre dos portadoras de componentes separadas.

El receptor correspondiente para este caso se muestra en la figura 13. Las dos señales recibidas de cada portadora de componente entran en el bloque (131) que separa los símbolos que portan bits sistemáticos y de paridad. El bloque (132) realiza una combinación MRC de los símbolos sistemáticos correspondientes a ambas portadoras de componentes, que entran en el bloque (133) junto con los símbolos de paridad. El bloque (133) realiza un cálculo de LLR, y el bloque (134) es la fase de turbodecodificación combinada que comprende dos turbodecodificadores que colaboran. Tras un número N de iteraciones el procedimiento se detiene y se entrega el bloque de información detectado.

En aún otra realización, una red heterogénea que comprende una mezcla de macrocélulas y células pequeñas se caracteriza por un área de célula significativa que tiene valores de SINR muy por debajo de 0 dB. Esto puede suceder, por ejemplo, cuando se aplica una denominada expansión de alcance de célula (CRE), desviando los umbrales de traspaso con el fin de favorecer la zona de cobertura de la célula pequeña. La figura 14 representa una posible realización para la aplicación de la invención descrita, en la que se aplica un mecanismo de “traspaso continuo generalizado” propuesto. Suponiendo que las estaciones base están sincronizadas en tiempo y frecuencia, y que el terminal puede estimar las respuestas de frecuencia de canal tanto de macrocélula como de célula pequeña, puede aplicarse una variación de la alternativa 1 propuesta de la invención (diversidad de turbo-transmisión basada en múltiples antenas) con el fin de potenciar la cobertura.

El bloque (141) representa un nodo que conecta la estación base de macrocélula (bloque 142) con la estación base de célula pequeña (bloque 143). Este nodo puede no aparecer cuando existe un enlace directo entre células (como en LTE, en la que una interfaz X2 puede conectarse directamente a las estaciones base). Mediante la aplicación de la invención propuesta para el caso de múltiples antenas (alternativa 1), el UE (bloque 144) recibe dos copias codificadas de manera diferente del mismo bloque de información de las dos células logrando así un “traspaso continuo generalizado” para redes heterogéneas OFDM.

La figura 15 representa un procedimiento de codificación detallado para este caso. El bloque de información se divide en dos bloques idénticos en el bloque (151), que es idéntico al bloque (141) en la figura 14. Ambos bloques de información se codifican en los bloques (153) y (154), el segundo precedido por el entrelazador externo (bloque 152). Los bits sistemáticos de salida del segundo codificador se desentrelazan adicionalmente. Tras un procesamiento adicional (marcado en líneas discontinuas), los símbolos sistemáticos también se someten a codificación SFBC en el bloque (155) antes de la transmisión sobre la(s) antena(s) de célula pequeña. La salida del primer codificador, tras el procesamiento adicional, se transmite por la(s) antena(s) de macrocélula.

La figura 11 también es una realización válida para una estructura de receptor en esta situación. Debe situarse en el terminal de usuario (UE).

Todos los bloques representados en las realizaciones propuestas pueden implementarse como una colección de elementos de software, elementos de hardware, elementos de firmware o cualquier combinación de los mismos.

Ventajas de la invención:

La invención propuesta extiende las ideas de diversidad y codificación de canal en sistemas inalámbricos OFDM, que se consideran habitualmente como entidades separadas, introduciendo la noción de un esquema de transmisión de turbo-diversidad combinado que usa un bloque codificado adicional sobre una segunda antena de transmisión o portadora de componente. Con la ayuda del procedimiento de decodificación de turbo-diversidad propuesto, la invención potencia la cobertura de célula aumentando la SINR efectiva en los bordes de célula.

Una recepción precisa en los bordes de célula es especialmente crítica cuando se trata con canales de control, en los que un escaso rendimiento puede dar como resultado un número significativo de fallos de enlace de radio.

Los sistemas de comunicación inalámbricos modernos se caracterizan por una transmisión en múltiples antenas y agregación de portadoras, entre otras tecnologías. La invención propuesta aprovecha ambas tecnologías, junto con turbocodificación y codificación de Alamouti clásica, proporcionando un procedimiento de turbo-diversidad combinado en el que se aprovecha la ventaja de tener una segunda antena o portadora de componente de una manera iterativa.

El comportamiento en el borde de célula determina principalmente la capacidad y cobertura global, por tanto esquemas de codificación potenciados dan como resultado una reducción directa de CAPEX y OPEX mediante despliegues de red más eficaces. Esto es especialmente útil en escenarios heterogéneos que comprenden una mezcla de macrocélulas y célula pequeñas, en los que una célula significativa presenta una fuerte interferencia entre capas y por tanto requiere técnicas de detección avanzadas.

Un experto en la técnica puede introducir cambios y modificaciones en las realizaciones descritas sin apartarse del alcance de la invención tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

SIGLAS

	3GPP	<i>Third Generation Partnership Project</i> ; proyecto de asociación de tercera generación
5	BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> ; modulación por desplazamiento de fase binaria
	CAPEX	<i>Capital Expenditure</i> ; gastos de capital
	CA	<i>Carrier Aggregation</i> ; agregación de portadoras
	CC	<i>Component Carrier</i> ; portadora de componente
	CoMP	<i>Cooperative Multi-Point</i> ; multipunto coordinado
10	CRE	<i>Cell Range Expansion</i> ; expansión de alcance de célula
	CRS	<i>Cell Reference Signal</i> ; señal de referencia de célula
	CSI	<i>Channel State Information</i> ; información de estado de canal
	GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i> ; sistema global para comunicaciones móviles
	LLR	<i>Log-Likelihood Ratio</i> ; razón de verosimilitud logarítmica
15	LTE	<i>Long Term Evolution</i> ; evolución a largo plazo
	LTE-A	<i>Long Term Evolution – Advanced</i> ; evolución a largo plazo avanzada
	MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i> ; múltiples entradas y múltiples salidas
	ML	<i>Maximum Likelihood</i> ; máxima probabilidad
	MMSE	<i>Minimum Mean Squared Error</i> ; mínimo error cuadrático medio
20	MRC	<i>Maximum Ratio Combining</i> ; combinación de relación máxima
	NLOS	<i>Non-Line of Sight</i> ; sin línea de visión
	OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i> ; multiplexación por división de frecuencias ortogonales
	OPEX	<i>Operational Expenditure</i> ; gasto de operaciones
	PDF	<i>Probability Density Function</i> ; función de densidad de probabilidad
25	QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> ; modulación de amplitud en cuadratura
	QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> ; modulación por desplazamiento de fase en cuadratura
	RF	<i>Radio Frequency</i> ; radiofrecuencia
	RX	<i>Receive</i> ; recepción
	SFBC	<i>Space-Frequency Block Coding</i> ; codificación de bloques en espacio y frecuencia
30	SIC	<i>Successive Interference Cancellation</i> ; cancelación de interferencia sucesiva
	SINR	<i>Signal to Interference plus Noise Ratio</i> ; relación señal a interferencia más ruido
	SISO	<i>Single Input Single Output</i> ; una entrada y una salida
	SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> ; relación señal a ruido
	SRS	<i>Sounding Reference Signal</i> ; señal de referencia de sondeo
35	STC	<i>Space-Time Code</i> ; código de espacio y tiempo
	STBC	<i>Space-Time Block Coding</i> ; codificación de bloques en espacio y tiempo
	TCM	<i>Trellis-Coded Modulation</i> ; modulación codificada de entramado
	TX	<i>Transmit</i> ; transmisión
	UE	<i>User Equipment</i> ; equipo de usuario
40	UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i> ; sistema universal de telecomunicación móvil
	WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i> ; acceso múltiple por división de código de banda ancha
	WiMAX	<i>Wireless Microwave Access</i> ; acceso inalámbrico por microondas
	ZF	<i>Zero-Forcing</i> ; forzado de cero

45 BIBLIOGRAFÍA

[1] M. Taskaldiran, R.C.S. Morling y I. Kale, "The Modified Max-Log-MAP Turbo Decoding Algorithm by Extrinsic Information Scaling for Wireless Applications", *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2009, Volume 44, 203-213

50 [2] S. Sesia, I. Toufik, M. Baker (editors), "LTE, the UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice", John Wiley & Sons, 2009

[3] 3GPP TS 36.212, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); "Multiplexing and Channel Coding (Release 10)"

[4] Y. Cho, J. Kim, W. Yang, C. Kang, "MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab", John Wiley & sons, 2010

55 [5] A. Damnjanovic et al, "A Survey on 3GPP Heterogeneous Networks", *IEEE Wireless Communications*, junio de 2011

[6] J. Ketonen y M. Juntti, "SIC and K-BEST LSD receiver implementation for a MIMO-OFDM System," *Proc. European Signal Processing Conference*, 2008

[7] M. Pätzold, "Mobile Fading Channels", John Wiley and sons, 2002

60 [8] N. Mysore, "Combined Turbo Coding and Turbo Equalization for Wireless Systems with Antenna Diversity", *Dept. of Electrical and Computer Engineering, McGill University*, 2002

[9] D. Cui y A. Haimovich, "Design and Performance of Turbo Space-Time Coded Modulation", *IEEE Global Telecommunications Conference, Globecom '00*, págs. 1627-1631, vol.3, Nov. 27-Dic. 1, 2000

[10] D. van Wyk y P. van Rooyen, "On the Performance of Super-Orthogonal Turbo-Transmit Diversity for CDMA

Cellular Communication", IEEE 6th Int. Symp. on Spread-Spectrum Tech. and Appl., 6-8 de septiembre de 2000
[11] Y. Liu y M. Fitz, "Space-Time Turbo Codes", Dept. of Electrical Engineering, Ohio State University
[12] S. Barbulescu, S. Pietrobon, "Turbo Codes: a Tutorial on a New Class of Powerful Error Correcting Coding Schemes", octubre de 1998

REIVINDICACIONES

1. Método para implementar un esquema de turbo-diversidad en sistemas OFDM inalámbricos, que comprende:

5 pasar, por parte de una estación base o un terminal de usuario, información que comprende señales de datos; y codificar, por parte de unos turbocodificadores primero y segundo (102, 103), dichas señales de datos recibidas, y generar dos bloques de turbocódigo diferentes que comprenden un conjunto de bits sistemáticos y de paridad,

caracterizado porque con el fin de potenciar la detección el método también comprende:

10 - entrelazar, mediante un entrelazador de bits externo (101), las señales de datos que se codifican mediante dicho segundo codificador turbo (103) antes de codificarlas;
 - desentrelazar dichos bits sistemáticos después del segundo codificador turbo (103), y aplicar una codificación de bloque de espacio-frecuencia basada en Alamouti (104), SFBC, sobre dichos bits sistemáticos entrelazados
 15 después del segundo codificador turbo (103), implicando el código para la segunda antena conjugación e inversión de señal; y
 - transmitir simultáneamente cada uno de dichos dos bloques de turbocódigo diferentes sobre diferentes antenas de transmisión a través de un sistema OFDM inalámbrico.

20 2. Método según la reivindicación 1, **caracterizado porque** diferentes dichos dos bloques de turbocódigo diferentes generados se procesan adicionalmente por medio de técnicas de procesamiento según cualquiera de una técnica de adaptación de tasa de transmisión, aleatorización, entrelazado, correlación de modulación entre otras tecnologías.

3. Método según la reivindicación 1, **caracterizado porque** comprende separar de dichos dos bloques turbocodificados diferentes los símbolos que portan bits sistemáticos de los símbolos que portan bits de paridad (111) en el lado de receptor, y realizar además una decodificación SFBC basada en Alamouti (112) con los símbolos que portan bits sistemáticos y un forzado de cero, MMSE, ML o cualquier otra técnica de decodificación de MIMO (112) con los símbolos que portan bits de paridad.

30 4. Método según la reivindicación 3, **caracterizado porque** comprende realizar con dichos símbolos combinados que portan bits sistemáticos y dichos símbolos que portan bits de paridad un cálculo de valores de razón de verosimilitud logarítmica (114), LLR.

5. Método según la reivindicación 4, **caracterizado porque** comprende decodificar (115), tras la recepción, dichos símbolos calculados que portan bits sistemáticos y de paridad aprovechando las salidas de cada iteración de turbodecodificación de una antena de transmisión como información extrínseca para la otra antena de transmisión, con entrelazado o desentrelazado apropiado de la información extrínseca dependiendo de la antena de transmisión que está considerándose.

40 6. Método según la reivindicación 5, **caracterizado porque** dicha salida desde cada iteración de turbodecodificación de una antena de transmisión se multiplica por un factor de escalado mutuo antes de explotarlo como información extrínseca a la otra antena de transmisión.

45 7. Método según la reivindicación 5 o 6, **caracterizado porque** comprende decodificar (115), tras la recepción, por medio de una técnica de cancelación de interferencia sucesiva, dichos símbolos que portan bits sistemáticos y de paridad mediante reconstrucción y cancelación de la interferencia en cada bloque recibido provocada por la otra antena de transmisión.

8. Sistema para turbo-diversidad en sistemas OFDM inalámbricos, que comprende:

50 una estación base y al menos un terminal de usuario que transmite y recibe señales de datos a través de un sistema OFDM inalámbrico; y un turbocodificadores (102 y 103) primero y segundo adaptados para codificar dichas señales de datos recibidas y para generar dos bloques de turbocódigo diferentes que comprenden un conjunto de bits sistemáticos y de paridad,
 55

caracterizado porque también comprende:

60 - una unidad (101) de entrelazador externo dispuesta en dicho segundo turbocodificador (103) y adaptada para entrelazar las señales de datos antes de codificarse por el segundo turbocodificador (103);
 - medios para desentrelazar los bits sistemáticos después del segundo turbocodificador (103);
 - una codificación de bloque de espacio-frecuencia basada en Alamouti (104), SFBC, aplicada sobre dichos bits sistemáticos desentrelazados después del segundo turbocodificador (103), implicando el código para la segunda antena conjugación e inversión de signo; y

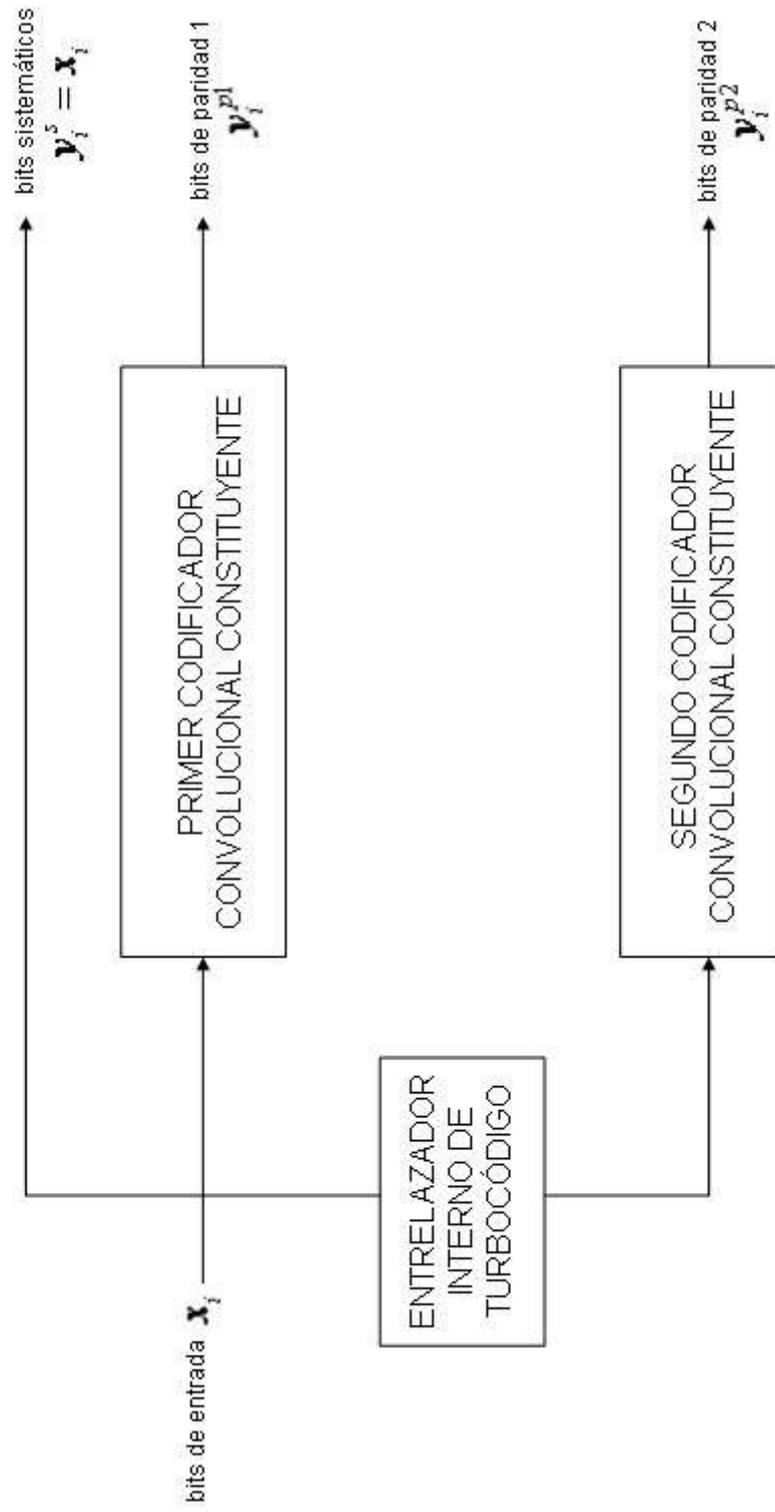
- medios para transmitir cada uno de dichos dos bloques de turbocódigo diferentes en diferentes antenas de transmisión a través del sistema OFDM inalámbrico para mejorar la detección.
9. Sistema según la reivindicación 8, caracterizado porque comprende una pluralidad de unidades de procesamiento dispuestas en dichos turbocodificadores primero y segundo (102, 103).

5



Figura 1

Figura 2



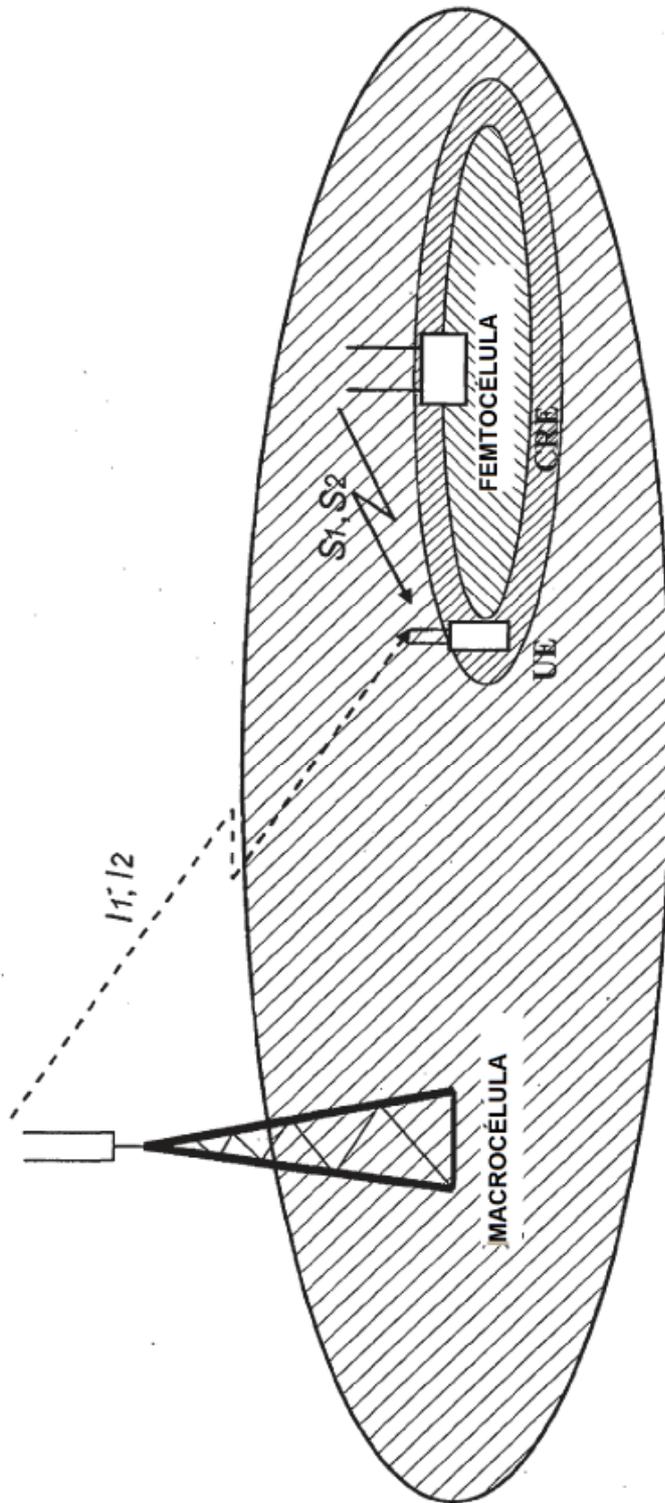
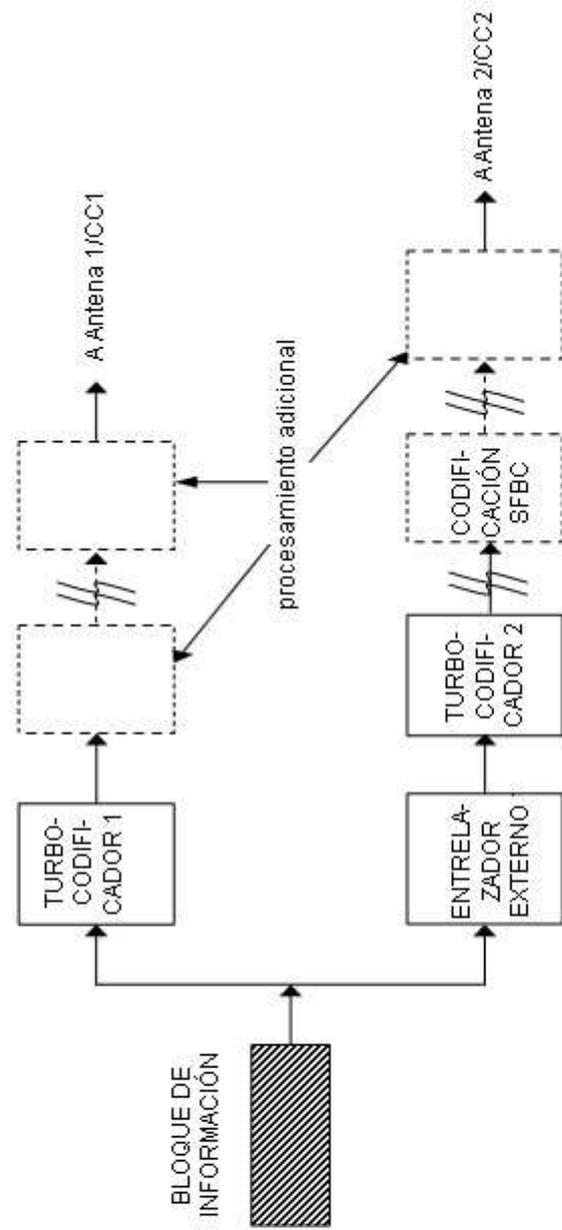


Figura 3

Figura 4



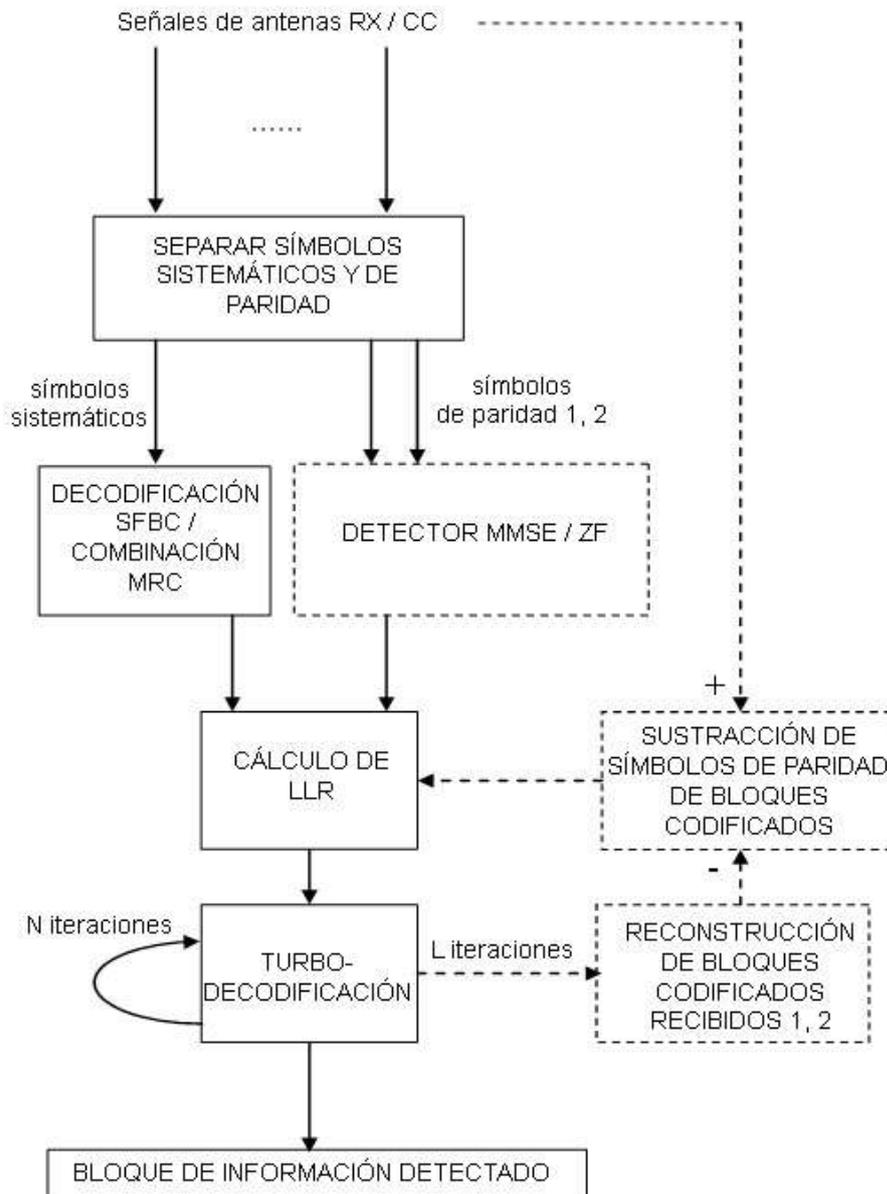


Figura 5

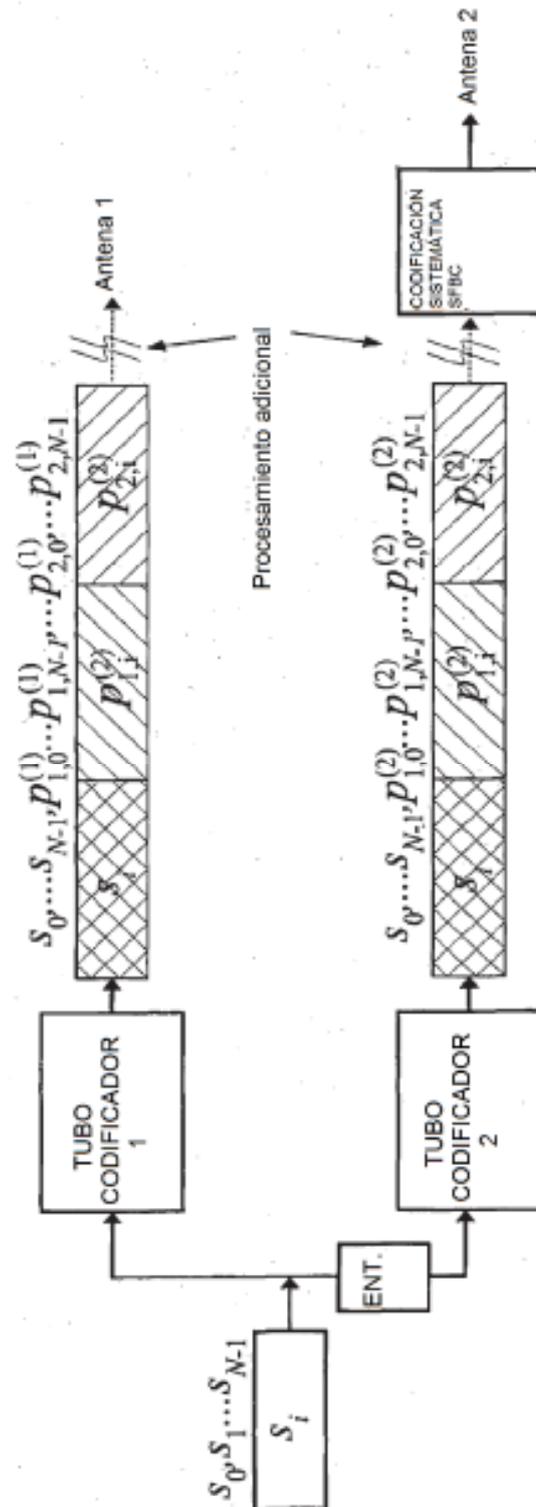


Figura 6

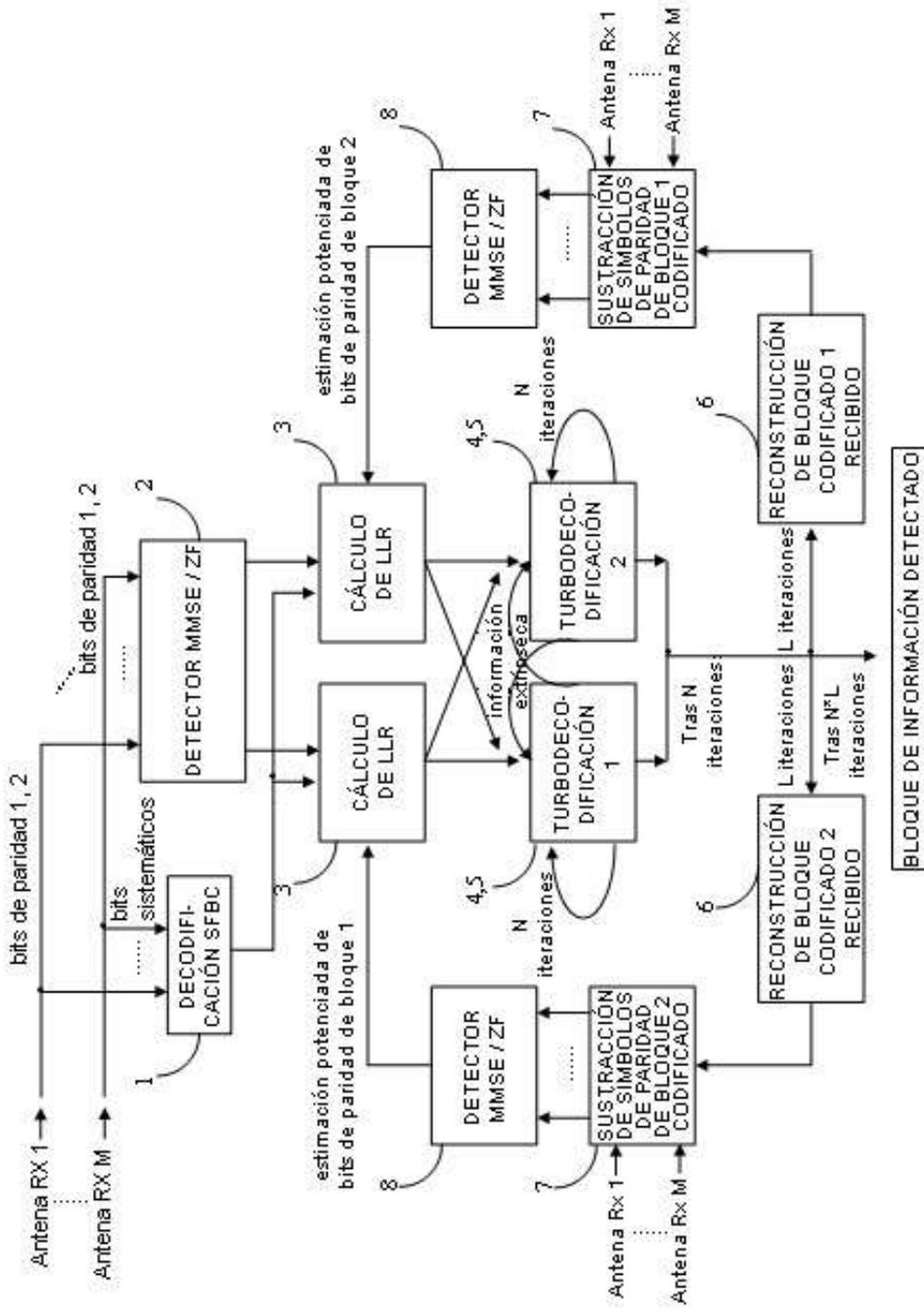


Figura 7

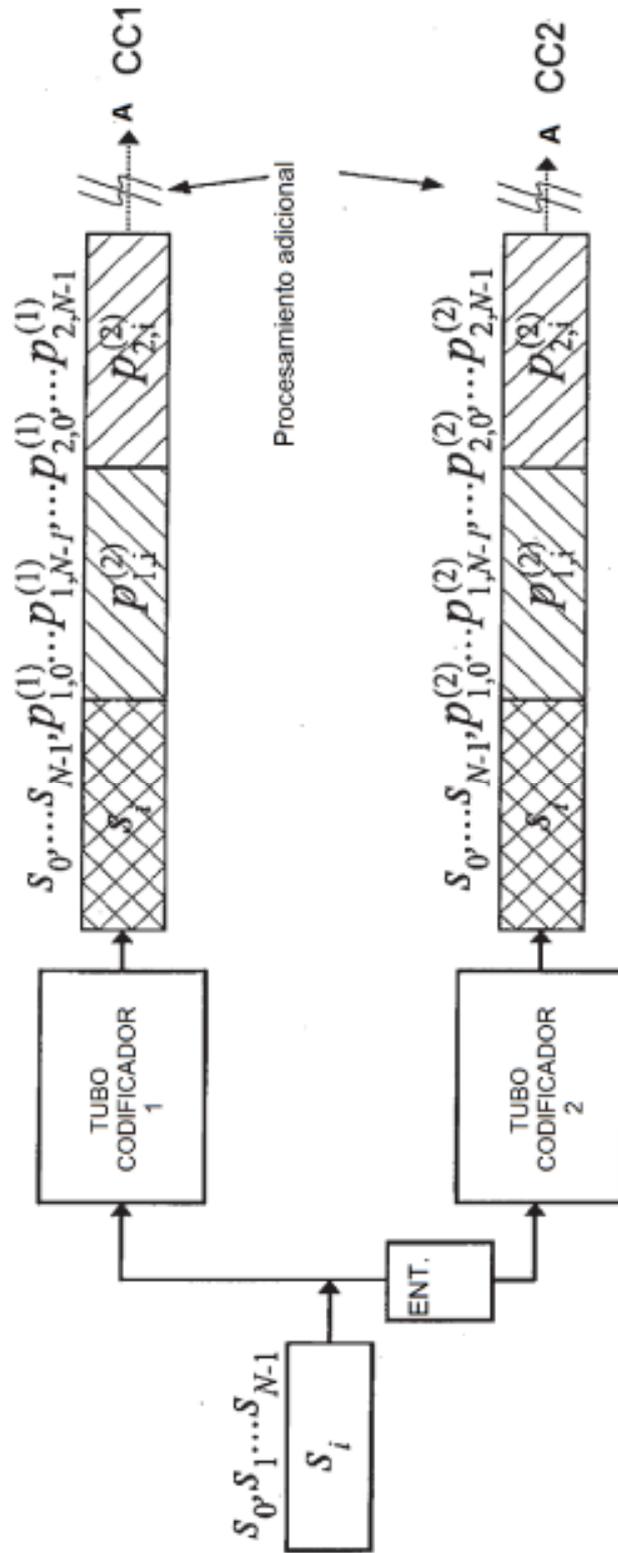


Figura 8

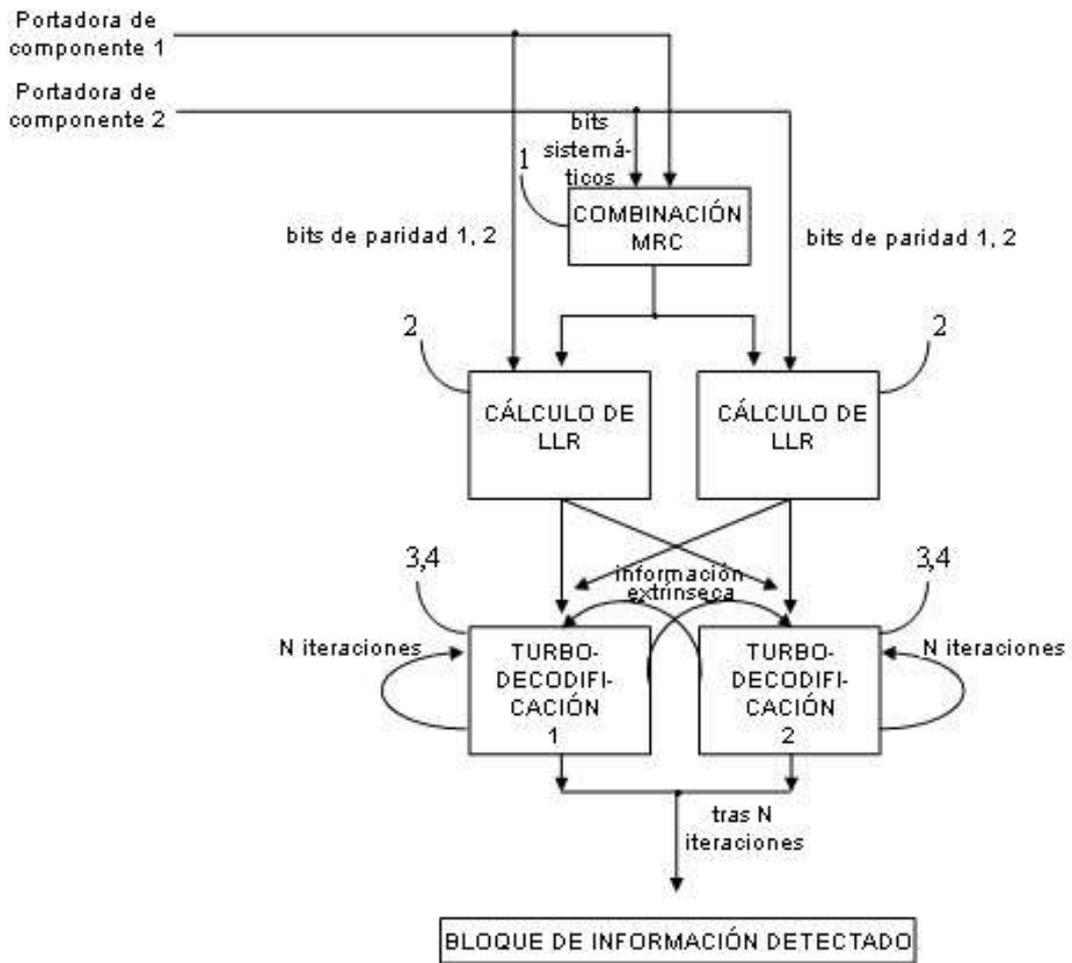


Figura 9

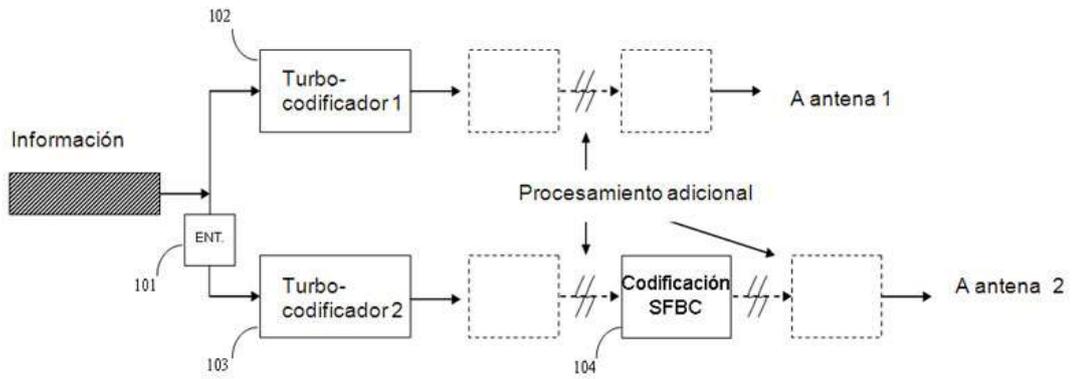


Figura 10

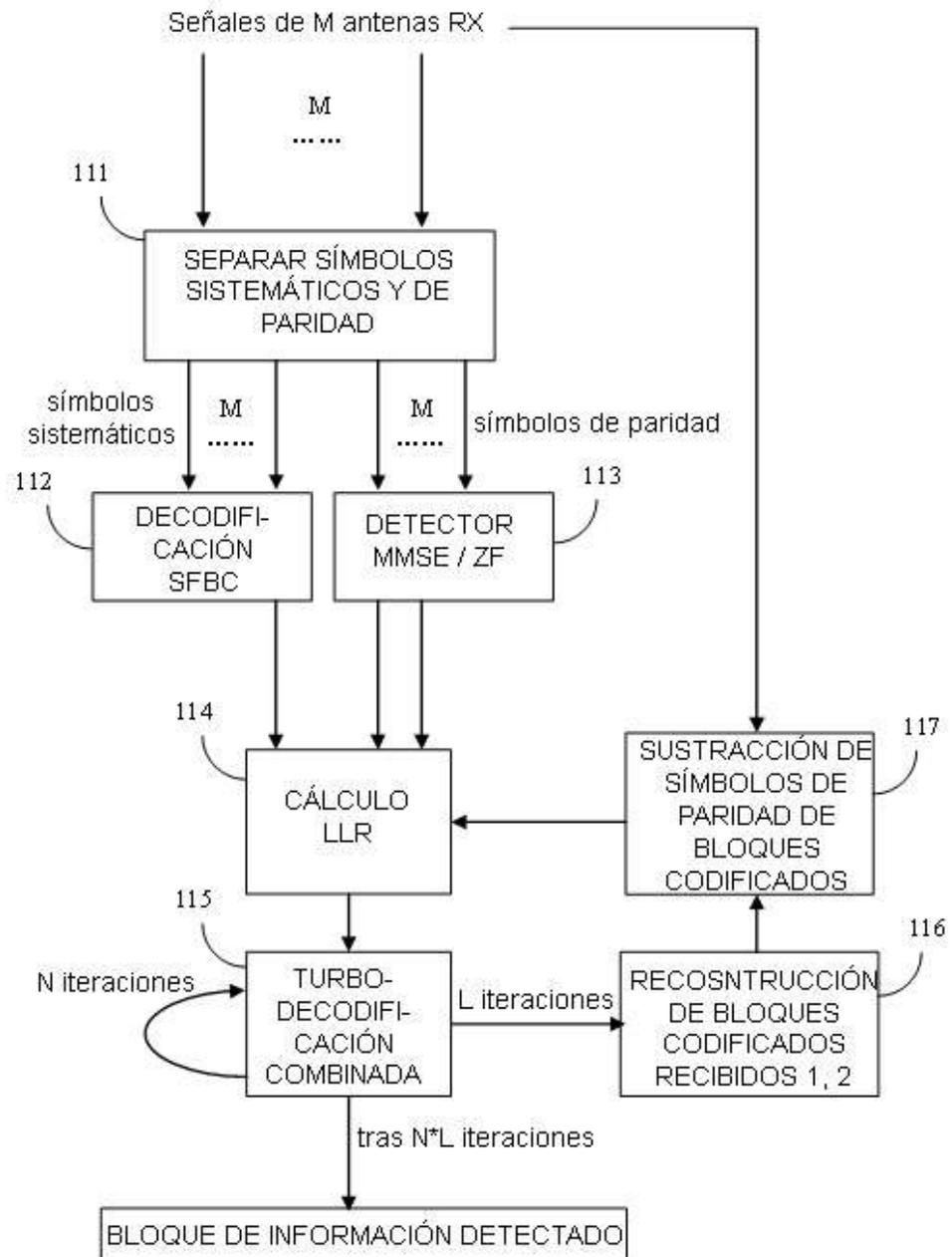


Figura 11

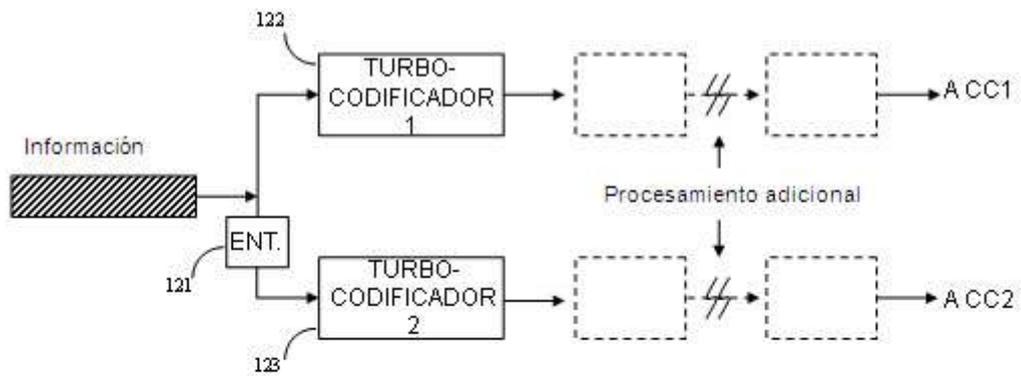


Figura 12

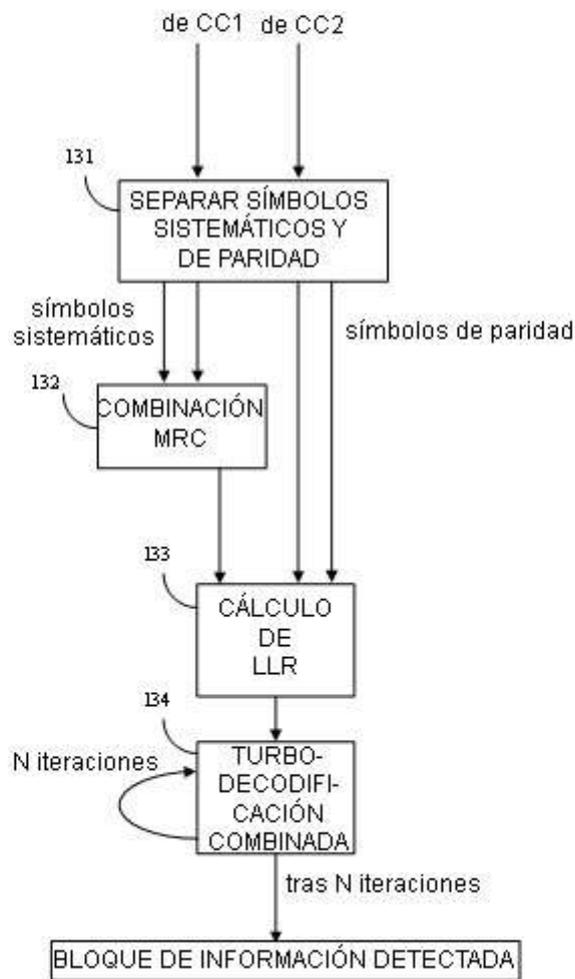


Figura 13

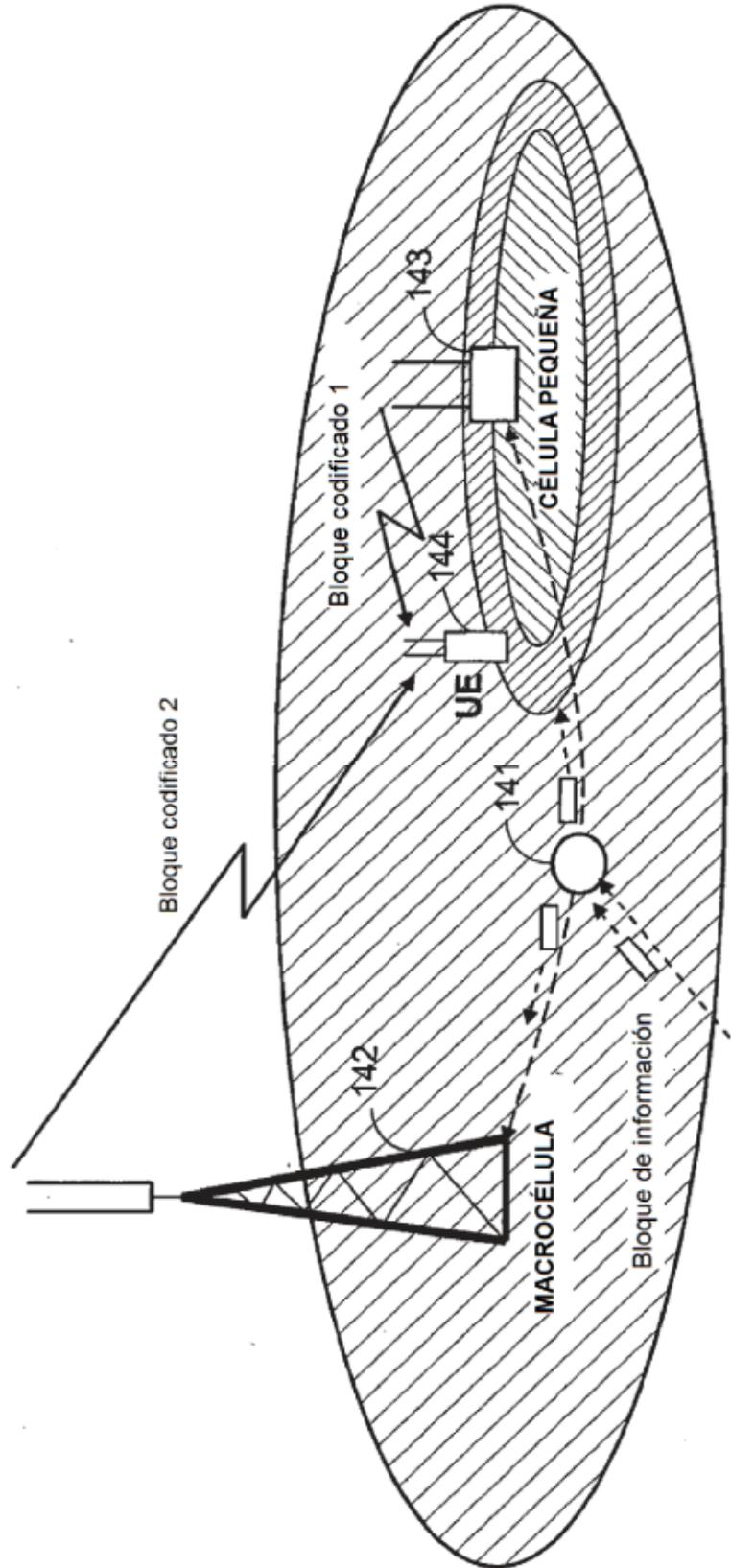


Figura 14

Figura 15

