

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 710 680**

51 Int. Cl.:

H04L 1/00 (2006.01)

H03M 13/29 (2006.01)

H04L 1/20 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.11.2015 E 15382587 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.11.2018 EP 3174231**

54 Título: **Procedimiento, sistema y dispositivo para detección de errores en redes de comunicación inalámbrica OFDM sin decodificación de corrección de errores hacia delante completa**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
26.04.2019

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

LORCA HERNANDO, JAVIER

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 710 680 T3

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

DESCRIPCIÓN

Procedimiento, sistema y dispositivo para detección de errores en redes de comunicación inalámbrica OFDM sin decodificación de corrección de errores hacia delante completa

Campo de la invención

5 La presente invención tiene su aplicación dentro del sector de las telecomunicaciones, especialmente, trata del campo de la detección de errores en sistemas de comunicación inalámbrica de acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales (OFDMA). Más específicamente, la presente invención propone un procedimiento, un sistema y un dispositivo para detectar (predecir o estimar) errores en un bloque recibido (por ejemplo, un paquete) en redes de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM) (por ejemplo, en redes de evolución a largo plazo, LTE) sin usar códigos de detección de errores y sin realizar una decodificación de corrección de errores hacia delante completa del paquete en el receptor.

Antecedentes de la invención

15 La evolución a largo plazo (LTE) es la siguiente etapa en sistemas de tercera generación (3G) móviles, que representa básicamente una evolución de las normas de comunicaciones móviles anteriores, tales como el sistema universal de telecomunicaciones móviles (UMTS) y el sistema global para comunicaciones móviles (GSM). Es una norma del proyecto de acuerdo de tercera generación (3GPP, *Third Generation Partnership Project*) que proporciona rendimientos de hasta 50 Mbps en enlace ascendente y hasta 100 Mbps en enlace descendente. Usa un ancho de banda ajustable a escala de 1,4 a 20 MHz con el fin de adaptarse a las necesidades de operadores de red que tienen diferentes asignaciones de ancho de banda. También se espera que la LTE mejore la eficacia espectral en redes, permitiendo que las portadoras proporcionen más servicios de datos y voz con un ancho de banda dado. Para ello, la LTE usa acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales (OFDMA) que es una técnica de acceso probada, basándose en la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM), para una multiplexación de usuarios y datos eficientes en el dominio de frecuencia. Otras normas inalámbricas como WiFi (IEEE 802.11) o WiMAX (IEEE 802.16) también emplean técnicas OFDM.

25 Una de las ventajas de la OFDM es su capacidad para resolver los componentes de frecuencia de la señal recibida. La resolución de frecuencia permite al receptor determinar la relación de señal-interferencia más ruido (SINR) recibida correspondiente a las diferentes frecuencias de interés o subportadoras. Este conjunto de valores SINR se aprovecha por el receptor para derivar el formato de modulación y codificación más adecuado que se ha de usar cuando se emplea una adaptación de enlace en el sistema. El receptor puede obtener tal formato de modulación y codificación, e informarlo al transmisor con el fin de optimizar las transmisiones para el punto operativo más adecuado.

35 Por otro lado, la detección y corrección de errores en los bloques recibidos (por ejemplo, en los paquetes recibidos) son técnicas tradicionales que han conseguido impresionantes progresos en las últimas décadas. Los códigos de detección de errores tienen la capacidad de detectar que se ha producido un error en un paquete con alta fiabilidad, a costa de alguna sobrecarga que generalmente se adjunta al final del paquete. Las técnicas de corrección de errores hacia delante (FEC) que codifican/decodifican técnicas son capaces de corregir errores de bits hasta un cierto límite dependiendo del canal y las características del código FEC subyacente. Mientras que el procedimiento de codificación FEC en el transmisor es bastante sencillo computacionalmente, la decodificación FEC en el receptor puede ser extremadamente prolongada, por ejemplo, para las técnicas FEC del estado de la técnica como codificación turbo o codificación de comprobación de paridad de baja densidad (LDPC). Esta carga computacional introduce una penalización significativa en la latencia total del sistema, que a su vez limita la longitud máxima de los enlaces de la red de transporte, especialmente en las denominadas redes de acceso por radio de la nube o centralizadas (CRAN), entre cabezales de radio remotos y la unidad de banda base. Dicha red de transporte, conocida comúnmente como red frontal (*fronthaul*), se limita principalmente por el tiempo de ida y vuelta de la solicitud de repetición automática híbrida (HARQ RTT), que en la LTE es igual a 8 ms. Una proporción significativa de la distribución del tiempo para la recepción se gasta en el procedimiento de decodificación FEC, imponiendo así una longitud máxima para los enlaces *fronthaul*.

45 La detección (o predicción) de errores en un bloque recibido antes de decodificarlo realmente puede ser muy ventajosa para reducir significativamente la latencia total de la red de acceso por radio. La detección temprana de errores de paquete puede desencadenar las retransmisiones sin tener que realizar una decodificación FEC completa del paquete. Además, en las arquitecturas RAN total o parcialmente centralizadas en las que se centraliza la decodificación FEC, el desencadenamiento temprano de las retransmisiones en el cabezal de radio remoto puede suavizar las limitaciones de distribución del tiempo para la red de *fronthaul* tomando el procedimiento de decodificación FEC fuera del ciclo HARQ crítico.

55 Existen soluciones parciales para la relajación de la distribución del tiempo en la red de *fronthaul* que, por ejemplo, implican dividir la capa de control de acceso medio (MAC) para la activación temprana de retransmisiones HARQ. Sin embargo, estas soluciones no realizan una detección temprana de errores de paquete y, en su lugar, tanto los acuses de recibo (ACK) como los acuses de recibo negativos (NACK) se procesan previamente en el cabezal de

radio remoto. Esto impone limitaciones en cuanto a la falta de flexibilidad para asignar diferentes recursos para una transmisión y una retransmisión.

5 Por lo tanto, se requieren soluciones más adecuadas con el fin de predecir si ha ocurrido un error en un paquete recibido determinado con una fiabilidad suficiente, sin tener que realizar una decodificación FEC completa del paquete (lo que implica una penalización significativa en cuanto a la latencia total del sistema).

El documento IEEE "A new ARQ method for turbo coded MC-CDMA" de Kai Xie y col., presentado en el ICC 2005, desvela un procedimiento para detectar una trama corrompida marcada para retransmisión por computación de PER a partir de la desviación convencional de los valores absolutos de probabilidad logarítmica después de un número dado de iteraciones de decodificación turbo.

10 **Sumario de la invención**

La presente invención resuelve los problemas que se han mencionado anteriormente y supera las limitaciones del estado de la técnica que se han descrito previamente determinando si un bloque recibido (por ejemplo, un paquete) tiene errores o no en un sistema de comunicación que emplea OFDM, sin tener que realizar una decodificación FEC completa del bloque de recepción. La invención aprovecha el procedimiento propuesto en la Solicitud de Patente Europea EP15382344 (del mismo inventor y solicitante que la presente solicitud) para la detección de errores de paquete sin codificación de detección de errores, con los cambios necesarios en el receptor, que se requiere para la detección temprana de errores de paquete, de acuerdo con los principios descritos en la presente invención. Pueden usarse transmisores OFDM de la técnica anterior en la presente invención sin ningún cambio.

20 El transmisor en sistemas de comunicaciones OFDM, de acuerdo con las técnicas de la técnica anterior, realiza la codificación FEC en la tasa de codificación deseada después de recibir desde las capas superiores un paquete de información que se va a enviar al receptor, seguido de una modulación y mapeo adecuados sobre recursos físicos OFDM, así como cualquier otra etapa de procesamiento que se requería en los sistemas de comunicaciones OFDM de la técnica anterior.

25 Después de sufrir varias deficiencias de canal, la señal que corresponde al paquete de información llegará al receptor. El objetivo de la presente invención es evitar la decodificación FEC completa del paquete, mientras que aún conserva sus características básicas para proporcionar una estimación adecuada de la presencia de errores en el paquete. A continuación, se asumirá un mecanismo de codificación FEC de tal forma que el procedimiento de decodificación comprende varias iteraciones sucesivas. Los ejemplos de dichos mecanismos de codificación pueden ser codificación turbo y codificación LDPC, entre otras posibilidades. Con el fin de estimar la presencia de errores de paquete, entre otras tareas, el receptor realiza un número limitado de iteraciones de decodificación FEC en el paquete recibido, siendo tal número de iteraciones inferior al número de iteraciones requerido idealmente para una recuperación fiable del paquete en la relación señal-ruido más interferencia pretendida (SINR). El número real de iteraciones realizadas en la presente invención, puede escogerse como una compensación entre la precisión en la estimación de los errores de paquete y el retraso de decodificación global. Después de las iteraciones, se obtendrán los valores de probabilidad logarítmica (LLR) de los bits decodificados de forma intermedia, caracterizando las etapas intermedias hacia una decodificación completa. Con estos valores LLR, y de acuerdo con el procedimiento descrito en el documento EP15382344, el receptor puede obtener la probabilidad de error de bloque real (BLEP) y la función de densidad de probabilidad de la BLEP correspondiente a dicha iteración de decodificación. Adicionalmente, también puede obtenerse la tasa de error de bloque (BLER) que correspondería a la decodificación completa, por medio de un mapeo enlace a sistema entre la SINR post-detección y la BLER real. Con esta información, es posible obtener una variable de decisión para comprobar si se considera que el paquete tiene errores o no, sin decodificación FEC completa.

45 Por lo tanto, el procedimiento descrito implica idealmente un número inferior de iteraciones de decodificación en comparación con el que se requerirá para una decodificación FEC completa. Evitar la decodificación FEC completa puede ser beneficioso para suavizar el presupuesto de tiempo permitido para el procesamiento de paquetes, lo que es ventajoso en despliegues RAN centralizados RAN en los que han de cumplirse límites de latencia rigurosos en la parte de acceso radioeléctrico, o cuando se establece un tiempo de ida y vuelta de la solicitud de repetición automática híbrida máximo (HARQ RTT) para una operación HARQ. De acuerdo con un primer aspecto, la presente invención propone un procedimiento para detectar errores en un paquete de información (datos) (13), de acuerdo con la reivindicación adjunta 1.

La red puede ser un sistema móvil inalámbrico de evolución a largo plazo, LTE, o un sistema IEEE 802.11, WiFi, o un sistema IEEE 802.16, WiMAX, o cualquier otro tipo de red de comunicaciones que use OFDM.

Los valores LLR para los bits decodificados después de N_{iter} iteraciones de decodificación FEC pueden obtenerse como:

$$LLR_n^{N_{iter}} \equiv \ln \frac{p(x_n = +1 | y)}{p(x_n = -1 | y)}, n = 0, \dots, N - 1$$

55

en la que LLR_n^{Niter} representa la relación de probabilidad logarítmica *a posteriori* del $n^{\text{ésimo}}$ bit recibido después de N_{iter} iteraciones, y representa la señal decodificada después de N_{iter} iteraciones, x_n es el $n^{\text{ésimo}}$ bit transmitido correspondiente, y N es el número de bits del bloque antes de la codificación FEC, es decir, $N = r \cdot N_{FEC}$, en la que r es la tasa de codificación FEC de la técnica FEC usada para codificar el bloque.

5 La probabilidad de error de bloque después de N_{iter} iteraciones, $BLEP_0^{Niter}$, puede obtenerse por la expresión:

$$BLEP_0^{Niter} = 1 - \prod_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1}{1 + e^{-|LLR_n^{Niter}|}} \right),$$

en la que LLR_n^{Niter} es la relación de probabilidad logarítmica del $n^{\text{ésimo}}$ bit recibido después de N_{iter} iteraciones.

La función de densidad de probabilidad de dicha probabilidad de error de bloque después de N_{iter} iteraciones, $BLEP^{Niter}$, se puede calcular en función de la función de densidad de probabilidad de los valores LLR, LLR_n^{Niter} , usando la siguiente transformación:

10

$$\ln(1 - BLEP^{Niter}) = - \sum_{n=0}^{N-1} \ln \left(1 + e^{-|LLR_n^{Niter}|} \right).$$

El paquete de información puede recibirse en una señal de comunicación a través de un canal de comunicación.

La tasa de error de bloque promedio que correspondería al paquete recibido en la decodificación FEC completa puede ser estimada siguiendo estas etapas:

- 15 - obtener valores de la relación señal-interferencia más ruido post-detección, SINR, que caracterizan la señal recibida antes de la decodificación FEC;
- a partir de dichos valores SINR post-detección, calcular una SINR eficaz por medio de una técnica Enlace a Sistema; y
- 20 - calcular la tasa de error de bloque promedio que se obtendría si el canal de comunicación hubiera sido un canal de ruido Gaussiano blanco y aditivo para el valor SINR eficaz calculado.

La variable de decisión puede ser la probabilidad de que la probabilidad de error de bloque después de N_{iter} iteraciones sea superior a $BLEP_0^{Niter}$. El primer umbral puede ser la tasa de error de bloque estimada.

La variable de decisión Z puede calcularse como:

$$Z = \int_{BLEP_0^{Niter}}^1 f_{BLEP^{Niter}}(BLEP^{Niter}) dBLEP^{Niter},$$

25 en la que $f_{BLEP^{Niter}}$ representa la función de densidad de probabilidad de $BLEP^{Niter}$ obtenida como una transformación de los valores LLR *a posteriori*, y $BLEP_0^{Niter}$ es la probabilidad de error de bloque del paquete recibido después de N_{iter} iteraciones.

El procedimiento puede comprender adicionalmente calcular la fiabilidad en dicha estimación de errores de bloque como un valor de la relación de probabilidad logarítmica, LLR_z , obtenida como el logaritmo de la relación entre la variable de decisión y la tasa de error de bloque. Normalmente, se definen regiones de incertidumbre para LLR_z , de tal manera que los porcentajes de decisiones erróneas se mantienen por debajo de objetivos determinados si se hacen decisiones de error únicamente cuando los valores LLR_z quedan fuera de dicha región de incertidumbre.

30

5 Las estadísticas de los valores LLR (para obtener la pdf) para los bits decodificados después de N_{iter} iteraciones de decodificación FEC pueden deducirse obteniendo el histograma de los valores LLR correspondientes al paquete recibido, a condición de que el ancho de banda de coherencia del canal sea mucho mayor que el ancho de banda ocupado por la señal o puede almacenarse previamente en el receptor en función del valor SINR recibido, en condiciones de ruido Gaussiano blanco y aditivo, a condición de que el ancho de banda de coherencia del canal sea mucho mayor que el ancho de banda ocupado por la señal.

El número de iteraciones de decodificación N_{iter} puede seleccionarse como una compensación entre la latencia del procedimiento de decodificación y la precisión de las decisiones de error de bloque en el intervalo de BLER operativo.

10 Otro aspecto de la presente invención se refiere a un receptor OFDM para implementar el procedimiento que se ha descrito anteriormente en el lado del receptor, de acuerdo con la reivindicación adjunta 11.

En otro aspecto de la presente invención, se proporciona un sistema que comprende un transmisor OFDM y al menos un receptor OFDM (como se ha definido anteriormente) conectado al transmisor OFDM a través de una interfaz cableada o inalámbrica (por ejemplo, una red LTE).

15 En un último aspecto de la presente invención se desvela un programa informático, que comprende medios de código de programa informático adaptados para realizar las etapas del procedimiento descrito, cuando dicho programa se ejecuta en un medio de procesamiento de una entidad de red de una red OFDMA, siendo dicho medio de procesamiento, por ejemplo, un ordenador, un procesador de señales digitales, un arreglo de puertas de campo programable (FPGA), un circuito integrado específico de aplicaciones (ASIC), un microprocesador, un microcontrolador, o cualquier otra forma de *hardware* programable. En otras palabras, un programa informático que comprende instrucciones, que hace que un ordenador ejecute el programa para realizar todas las etapas del procedimiento descrito, cuando el programa se ejecuta en un ordenador. También se proporciona un medio de almacenamiento de datos digital para almacenar un programa informático que comprende instrucciones, haciendo que un ordenador ejecute el programa para realizar todas las etapas de los procedimientos desvelados cuando el programa se ejecuta en un ordenador.

20 En consecuencia, de acuerdo con la invención, se proporcionan un procedimiento, un sistema, un dispositivo y un medio de almacenamiento de acuerdo con las reivindicaciones independientes. Se definen realizaciones favorables en las reivindicaciones dependientes.

25 Estos y otros aspectos y ventajas de la invención resultarán evidentes a partir de y se aclararán con referencia a las realizaciones descritas posteriormente.

Descripción de los dibujos

Con el fin de facilitar el entendimiento de las características de la invención, de acuerdo con una realización práctica preferente de la misma y para complementar esta descripción, las siguientes figuras se adjuntan como una parte integral de la misma, teniendo un carácter ilustrativo y no limitante:

35 La figura 1 muestra un diagrama de bloques esquemático de un escenario de red para un posible caso de aplicación de acuerdo con una realización de la invención.

La figura 2 muestra un diagrama de bloques esquemático de un transmisor OFDM de acuerdo con técnicas de la técnica anterior y con una realización de la invención.

40 La figura 3 muestra un diagrama de bloques esquemático de un receptor de acuerdo con una realización de la invención.

Descripción detallada de la invención

La invención propuesta proporciona un procedimiento, un sistema y un dispositivo para la determinación de errores (deduciendo si se recibe un bloque con errores) en sistemas de comunicación OFDMA (o más genéricamente en sistemas de comunicaciones OFDM) como por ejemplo redes LTE o cualquier otro tipo de redes OFDM. El mecanismo propuesto permite una predicción de error eficiente en un bloque de datos recibido (por ejemplo, un paquete) sin tener que realizar una decodificación FEC completa del paquete en sistemas de comunicación OFDM.

La figura 1 representa un diagrama de bloques esquemático de un escenario de red para un posible caso de aplicación de acuerdo con una realización de la invención. En la figura 1, hay un transmisor (10) (por ejemplo, un transmisor OFDM, es decir, un transmisor capaz de transmitir señales usando una técnica OFDM), un receptor (14) (por ejemplo, un receptor OFDM, es decir, un receptor capaz de recibir señales transmitidas usando una técnica OFDM) y un canal de comunicación (12), inalámbrico o alámbrico, que conecta dicho transmisor con dicho receptor (es decir, el transmisor envía las señales al receptor a través del canal de comunicación).

En una realización, el transmisor (10) envía un bloque de información codificado por FEC (11) (paquete de información) de N_{FEC} bits (13), que representa la información (11) que se va a transportar al receptor. El bloque se

envía a través del canal (12) que puede ser inalámbrico o alámbrico, y lleva al receptor (14). El receptor (14) se enfrenta al problema de cómo detectar (15) si el paquete (13) se recibe con errores o no sin realizar una decodificación FEC completa del paquete, con el fin de desencadenar acciones tempranas relacionadas con la presencia de errores (por ejemplo, una retransmisión a nivel MAC) (16). A continuación, las expresiones "codificación FEC" y la "decodificación FEC" harán referencia a cualquier esquema de corrección de errores hacia delante adecuado aplicado en la transmisión y recepción del paquete, respectivamente.

Además, a continuación, únicamente se considerarán los esquemas FEC de tal forma que la decodificación FEC implica un procedimiento iterativo (también denominado algoritmos de paso de mensajes o propagación probabilística). Los ejemplos de dichos esquemas son códigos turbo y códigos LDPC, sin excluir otros mecanismos FEC siguiendo el mismo enfoque de decodificación.

La presente invención comprende cambios en la recepción OFDM de paquetes de información codificados por FEC, como se explica en las siguientes subsecciones, conservando al mismo tiempo los procedimientos de transmisión y codificación OFDM de la técnica anterior inalterados.

En la técnica anterior, como la figura 2 ilustra en el lado del transmisor de un sistema de comunicación OFDM facilitado por FEC, un bloque de información de un tamaño de N bits (21) se codifica por FEC (22) dando como resultado un bloque codificado (paquete) de tamaño N_{FEC} bits (23), que se mapea adicionalmente con respecto a recursos físicos (24) (por ejemplo, tiempo, frecuencia) para producir la señal de transmisión en el dominio de

frecuencia. Puede escribirse que $N = r \cdot N_{FEC}$, en la que r es la tasa de codificación FEC.

El paquete codificado, después de enviarse al receptor, sufrirá degradaciones del canal tales como ruido aditivo, desvanecimiento rápido, desvanecimiento lento (sombreado), e interferencias, entre otros. El objetivo de la presente invención es predecir (determinar) si el paquete se recibe con errores sin tener que realizar una decodificación FEC completa de todo el paquete.

A este fin, el receptor realiza un número limitado de iteraciones de decodificación FEC, representado como N_{iter} , produciendo de este modo valores intermedios de valores de la relación de probabilidad logarítmica por bits (LLR) después de una decodificación FEC (parcial). Los valores LLR intermedios cumplirán diferentes estadísticas que las de antes de la decodificación FEC, ya que el procedimiento de decodificación altera la distribución de manera un tanto impredecible. En particular, estos valores LLR pueden no comprender ya una simple mezcla de Gaussianas, y

particularmente la condición denominada de consistencia $\sigma_{LLR}^2 = 2\mu_{LLR}$ ya no vale para ellos, en la que μ_{LLR}

representa un valor medio, y σ_{LLR}^2 la varianza, de las Gaussianas constituyentes. Sin embargo, pueden idearse al menos dos procedimientos con el fin obtener las estadísticas de LLR:

1. Deducir aproximadamente las estadísticas de los valores LLR en una base por bloque, obteniendo el histograma de los valores LLR después de N_{iter} iteraciones de decodificación FEC correspondientes al bloque recibido. Este procedimiento únicamente puede ser lo suficientemente preciso si el bloque que se procesa implica un gran número de recursos físicos (es decir, recursos de tiempo-frecuencia), como sucede, por ejemplo, en sistemas de alto rendimiento con grandes anchos de banda de usuarios.

2. Obtener y almacenar un registro fuera de línea de las estadísticas LLR después de N_{iter} iteraciones como una función de SINR, aprovechando la suposición de canal de desvanecimiento plano que conduce a una caracterización completa del canal por una única SINR. Después, las características almacenadas de la distribución LLR pueden aplicarse para cada valor SINR recibido. Este procedimiento puede ser particularmente útil cuando se sabe que la distribución subyacente es simple, por ejemplo, una mezcla de Gaussianas, en la que los valores medios/de varianza adecuados (quizás con amplitudes si hay más de dos componentes) bastan para caracterizarlas. En sistemas de paquetes grandes, en valores SINR no demasiado bajos, éste es normalmente el caso.

Ambas alternativas dan un resultado más preciso cuando el ancho de banda de coherencia del canal es mucho mayor que el ancho de banda asignado del usuario, y el tiempo de coherencia del canal es también mucho mayor que la duración de la señal. En estas condiciones, el canal experimentado por la señal puede considerarse plano tanto en tiempo como en frecuencia. Si este no es el caso, las estadísticas para el primer procedimiento pueden no ser lo suficientemente precisas incluso en sistemas de paquetes grandes, ya que las variaciones de canal inducirán variaciones LLR impredecibles debido a la naturaleza no lineal de la decodificación FEC iterativa. La segunda alternativa implica un conocimiento *a priori* de la distribución LLR después de N_{iter} iteraciones de decodificación FEC, como una función de SINR. A diferencia de los sistemas que no usan FEC, no resulta sencillo obtener una relación directa entre la SINR y la distribución LLR cuando la SINR no es plana en frecuencia, debido a la naturaleza no lineal del procedimiento de decodificación FEC.

Por los motivos anteriores, los sistemas prácticos en la presente invención pueden limitarse a canales de desvanecimiento plano para una fácil operación, sin excluir la operación en condiciones de desvanecimiento no

plano si se idean medios apropiados para deducir las estadísticas LLR. Hay situaciones en las que asumir canales de desvanecimiento plano no está lejos de la realidad. Un ejemplo pueden ser sistemas inalámbricos de interior, en los que el ancho de banda de coherencia de canal es generalmente mucho más grande que el ancho de banda del usuario. También puede estar presente desvanecimiento plano en los sistemas inalámbricos que emplean formación de haz. La presencia de formación de haz puede rechazar la mayoría de los componentes multitrayecto en los canales multitrayecto inalámbricos, haciendo de este modo al canal esencialmente plano en frecuencia (especialmente si la formación de haz está presente en ambos lados del enlace de comunicaciones). Otras situaciones con condiciones de frecuencia plana implican comunicaciones de banda estrecha, o en general de sistemas para que el ancho de banda del usuario sea mucho menor que el ancho de banda de coherencia de canal. A continuación, se asumirá que se conocen las estadísticas LLR después de N_{iter} iteraciones de decodificación FEC en el receptor, cualesquiera que sean las condiciones del canal de desvanecimiento.

Suponiendo las estadísticas conocidas para los valores LLR, y siguiendo el procedimiento descrito en el documento EP15382344, es posible derivar el valor BLER que caracterizara al paquete codificado (después del número requerido de iteraciones de decodificación FEC para una decodificación FEC completa, superior a N_{iter}), así como el valor BLEP recibido real (después de N_{iter} iteraciones). Para este fin, se puede escribir:

$$LLR_n^{N_{iter}} \equiv \ln \frac{p(x_n = +1 | y)}{p(x_n = -1 | y)}, n = 0, \dots, N - 1$$

$$BLEP_0^{N_{iter}} = 1 - \prod_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1}{1 + e^{-|LLR_n^{N_{iter}}|}} \right)$$

$$BLER = BLER_{AWGN}(\gamma_{eff})$$

en las que $LLR_n^{N_{iter}}$ representa la relación de probabilidad logarítmica del $n^{\text{ésimo}}$ bit recibido después de N_{iter} iteraciones, y representa la señal decodificada después de N_{iter} iteraciones, x_n es el $n^{\text{ésimo}}$ bit transmitido correspondiente, N es el número original de bits del bloque de información (es decir, el número de bits del bloque

antes de la codificación FEC), $BLEP_0^{N_{iter}}$ es el valor de probabilidad de error de bloque recibido real (BLEP) (después de N_{iter} iteraciones), p representa la probabilidad *a posteriori*, Π (pi mayúscula) es el operador de

multiplicación y $BLER_{AWGN}$ representa la BLER que habrá de obtenerse en condiciones de ruido Gaussiano

blanco y aditivo (AWGN) para un valor SINR determinado (después de la decodificación FEC completa), y γ_{eff} es la SINR eficaz que resulta de la aplicación de técnicas de enlace a sistema (L2S) (también denominadas Modelo de Abstracción de Enlace), como mapeo SINR eficaz exponencial (EESM), mapeo SINR eficaz de capacidad (CESM), mapeo SINR eficaz logarítmico (LESM, *Logarithmic Effective SINR Mapping*) o mapeo SINR eficaz de información mutua (MIESM), para nombrar algunos (como se conoce bien a partir de la técnica anterior; véase, por ejemplo, "Link Abstraction Models based on Mutual Information for LTE Downlink", J. Olmos, S. Ruiz, M. García-Lozano y D. Martín-Sacristán, COST 2100 TD(10)11052, 2-4 junio, 2010, Aalborg (Dinamarca)).

Dichas técnicas proporcionan un valor SINR eficaz que produce la misma tasa de error de bloque que el sistema tiene en condiciones AWGN, a través de una función de mapeo adecuada, como por ejemplo:

$$I\left(\frac{\gamma_{eff}}{\alpha_1}\right) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} I\left(\frac{\gamma_k}{\alpha_2}\right)$$

En la expresión anterior γ_{eff} es la SINR eficaz para la parte de control, γ_k son los valores de la relación de señal-ruido más interferencia (SINR) recibidos de la $k^{\text{ésima}}$ muestra de canal que caracteriza la respuesta de frecuencia del canal recibido, I es una función de mapeo adecuada para la técnica L2S, K es el número de muestras SINR, y

α_1, α_2 son parámetros de diseño que deben optimizarse para tener un error cuadrado mínimo entre la BLER experimental y la BLER predicha por dicha técnica L2S.

Se aprecia que la SINR eficaz es igual a la SINR post-detección en canales de desvanecimiento plano, por lo tanto, en este caso, una simple tabla de búsqueda que contenga el mapeo de la SINR con respecto a BLER puede bastar.

La función de densidad de probabilidad (pdf) para BLEP después de N_{iter} iteraciones, representada como $BLEP^{N_{iter}}$, puede obtenerse por medio de la siguiente transformación de los valores LLR:

$$\ln(1 - BLEP^{N_{iter}}) = - \sum_{n=0}^{N-1} \ln(1 + e^{-|LLR_n^{N_{iter}}|})$$

5 Dado que la distribución de LLR después de N_{iter} iteraciones se conoce, será posible obtener la pdf de BLEP después de N_{iter} iteraciones como una transformación de LLR. N es el número de bits del bloque recibido.

Se apreciará que el valor BLER no equivale al valor medio de $BLEP^{N_{iter}}$, ya que los valores LLR obtenidos corresponden sólo a N_{iter} iteraciones de decodificación FEC (menos iteraciones que las iteraciones necesarias para tener una decodificación FEC completa) y, por lo tanto, son únicamente valores intermedios. Sin embargo, puede establecerse una relación útil entre la BLER y la distribución BLEP que se ha obtenido anteriormente. Dado que BLEP representa la fracción de posibles resultados (en cuando a bloques recibidos) que conducen a errores de paquete, y puesto que dichos resultados serán necesariamente parte del espacio de muestra en la distribución BLEP obtenida, puede derivarse una prueba de decisión para predecir si el bloque recibido (paquete) tiene errores o no de la siguiente manera: comprobando si la probabilidad de que BLEP esté por encima de $BLEP_0$ está por debajo de la

15 tasa de error de bloque promedio $BLER_{AWGN}(\gamma_{eff})$ (calculada para el conjunto de valores SINR γ_n a través de la SINR eficaz γ_{eff}) y en caso afirmativo, se asume que se ha recibido correctamente. En otras palabras:

$$\begin{cases} \text{if } P(BLEP^{N_{iter}} > BLEP_0^{N_{iter}}) < BLER \text{ then ERROR} \\ \text{else} & \text{OK} \end{cases}$$

Para un cálculo apropiado de la prueba de decisión anterior, puede construirse una variable de decisión Z:

$$Z \equiv P(BLEP^{N_{iter}} > BLEP_0^{N_{iter}}) = \int_{BLEP_0^{N_{iter}}}^1 f_{BLEP^{N_{iter}}}(BLEP^{N_{iter}}) dBLEP^{N_{iter}}$$

en la que $f_{BLEP^{N_{iter}}}$ representa la pdf de $BLEP^{N_{iter}}$ obtenida, como se ha indicado anteriormente, como una transformación de $LLR_n^{N_{iter}}$. Z representa el área bajo la cola de la función de densidad de probabilidad de BLEP $^{N_{iter}}$ encima del punto $BLEP_0^{N_{iter}}$.

En otra realización equivalente, el logaritmo de la relación del área de la cola y la tasa de error de bloque esperada se usa como una variable de decisión equivalente que se comparará con cero para las decisiones de error:

$$LLR_z \equiv \ln \frac{Z}{BLER} \Rightarrow \begin{cases} LLR_z > 0 \Rightarrow \text{OK} \\ LLR_z < 0 \Rightarrow \text{ERROR} \end{cases}$$

25 La fiabilidad para las decisiones de error de bloque puede darse por la magnitud absoluta $|LLR_z|$, por lo que los valores LLR_z con una elevada magnitud absoluta conducirán a una elevada fiabilidad en la decisión, mientras que los valores $LLR_{BlockError}$ cercanos a 0 serán menos fiables. De acuerdo con esta fiabilidad, el sistema puede asumir que un bloque recibido determinado está en error a menos que la variable de decisión Z produzca un "OK" estando la fiabilidad LLR_z por encima de cierto umbral. También pueden ser posibles otros criterios adecuados dependiendo de la tolerancia del sistema a los errores de detección, ya que un ruido inevitable puede conducir a decisiones erróneas cuando LLR_z está cerca de 0. Por ejemplo, los umbrales adecuados pueden establecerse por encima y por debajo del punto $LLR_z = 0$ de tal forma que el porcentaje de decisiones erróneas permanezca por debajo de un objetivo determinado. Dichos umbrales definirán entonces una región de incertidumbre en cuyo interior no pueden tomarse decisiones fiables sobre la presencia de errores de paquete. Cuando menor es el porcentaje permitido de decisiones erróneas, mayor será la región de incertidumbre.

35 La influencia del número de iteraciones N_{iter} en la fiabilidad de la predicción global es más sutil. Si el número de errores de bit en el bloque recibido después de N_{iter} iteraciones es muy alto (o el número de iteraciones N_{iter} no es lo

suficientemente alto), puede suceder que los valores LLR después de N_{iter} iteraciones no se parezcan a los de después de una decodificación FEC completa, y la pdf de $BLEP^{N_{iter}}$ se desviará fuertemente hacia el límite superior. Esto significa que la mayor parte de los valores de $BLEP^{N_{iter}}$ será igual a 1, y el sistema se enfrentará a mucha imprecisión al intentar deducir si el área bajo la cola de la pdf anterior $BLEP_0^{N_{iter}}$ es superior o inferior a la BLER. Por lo tanto, en este caso tendrán que seleccionarse un mayor número de iteraciones.

En general, el número óptimo de iteraciones debe seleccionarse como una compensación entre la latencia del procedimiento de decodificación y la precisión en las decisiones de error de bloque. El punto operativo habitual en los sistemas móviles inalámbricos que comprenden retransmisiones es de aproximadamente el 10 % en los valores BLER, aunque podría variar significativamente cuando las condiciones RF se convierten en un reto. El número de iteraciones debe optimizarse entonces para un intervalo BLER de, por ejemplo, entre el 1 % y el 50 % para tener en cuenta diferentes condiciones RF, pero cualquier otro intervalo de interés será válido a los efectos de la presente invención.

La figura 3 muestra una estructura de receptor de acuerdo con una realización de la invención, que representa el procedimiento de recepción general para un paquete codificado de un tamaño de N_{FEC} bits (300), de acuerdo con una realización de la invención. El receptor realiza en primer lugar una operación de desmapeo de recursos (301), que será la inversa del bloque (24) en el lado de transmisión, con el fin de obtener las muestras de información recibida (en cuanto a los valores LLR antes de la decodificación). Se realiza una decodificación FEC parcial con N_{iter}

iteraciones de decodificación en (302), produciendo de esta manera $LLR_n^{N_{iter}}$ valores (los valores LLR pueden obtenerse, por ejemplo, a partir de métricas de salida débiles de los bits recibidos después de la detección del símbolo de constelación o por cualquier otra técnica conocida). A partir de ellos, el bloque (303) puede obtener

fácilmente el valor $BLEP_0^{N_{iter}}$. El bloque (304) calcula la SINR post-detección que caracteriza el bloque recibido, y con la ayuda de técnicas de enlace a sistema, la BLER se estima por el bloque (305). La función de densidad de probabilidad de $LLR_n^{N_{iter}}$ también puede ser estimada por el bloque (306) a partir de la SINR post-detección.

Después, el bloque (307) obtiene una estimación de la función de densidad de probabilidad de $BLEP^{N_{iter}}$, y finalmente el bloque (308) obtiene la variable de decisión de error que se usará para evaluar si el bloque tenía errores o no, junto con la fiabilidad asociada en la decisión, como se explica en la presente invención.

Una vez que el procedimiento completo ha sido explicado en detalle, con el fin de aclarar la invención, el procedimiento va a resumirse de acuerdo con una realización de la invención.

En el lado receptor del sistema de comunicaciones OFDM propuesto, un paquete de información recibido (también denominado bloque de información) se decodifica por FEC parcialmente con N_{iter} iteraciones de decodificación. Al mismo tiempo, a partir del paquete recibido se estima la SINR, así como el valor de la BLER. Se deducen las estadísticas LLR después la decodificación parcial, así como las estadísticas BLEP que sirven como entradas para la variable de decisión de error que se crea para evaluar la presencia de errores de paquete. Dicha variable de decisión de error proporcionará indicaciones para errores de bloque junto con la correspondiente fiabilidad de las decisiones.

En resumen, la presente invención propone un procedimiento para predecir si un bloque recibido tiene errores en un sistema de comunicaciones OFDM, sin tener que realizar la decodificación FEC completa del paquete. El procedimiento intenta obtener métricas adecuadas para las estadísticas de probabilidad de error de bloque del paquete recibido, en base a las obtenidas mediante una decodificación FEC con un número limitado de iteraciones. El tiempo de procesamiento para la decodificación FEC parcial será menor que la de una codificación completa, permitiendo así una detección rápida de paquetes erróneos.

La detección temprana de errores de paquete puede ser muy ventajosa para la activación de acciones a nivel de capa física, como retransmisiones MAC, sin tener que esperar para una decodificación de paquete completa. Por lo tanto, el ciclo HARQ puede romperse de tal manera que las retransmisiones se desacoplarán de la entrega real de los paquetes decodificados. La ruptura del ciclo HARQ puede ser especialmente ventajosa en las implementaciones de CRAN en las que unos requisitos ajustados para el HARQ RTT pueden evitar largas distancias de los enlaces *fronthaul*, así como cualquier procesamiento complejo en la red de transporte (tales como compresión, agregación o cualquier otro procesamiento a nivel óptico o eléctrico).

La presente invención puede usarse en cualquier tipo de sistemas de comunicación OFDM, especialmente en sistemas de comunicación OFDM tales como un sistema móvil inalámbrico de evolución a largo plazo, LTE, un sistema WiFi IEEE 802.11, un sistema WiMAX IEEE 802.16, o cualquier otro tipo de sistema de comunicaciones OFDM.

Las realizaciones propuestas pueden implementarse por medio de elementos de *software*, elementos de *hardware*,

elementos de *firmware*, o cualquier combinación adecuada de ellos.

Ha de apreciarse que en este texto, el término "comprende" y sus derivaciones (tal como "que comprende", etc.) no han de entenderse en un sentido excluyente, es decir, estos términos no deben interpretarse como excluyentes de la posibilidad de que lo que se describe y se define pueda incluir más elementos, etapas, etc.

- 5 Los asuntos definidos en la presente descripción detallada se proporcionan para facilitar un extenso entendimiento de la invención. Por consiguiente, los expertos en la técnica reconocerán que pueden hacerse cambios de variación y modificaciones de las realizaciones en el presente documento sin apartarse del ámbito de la invención. Además, se omiten la descripción de funciones ya conocidas y elementos para mayor claridad y brevedad. Por supuesto, las realizaciones de la invención pueden implementarse en una diversidad de plataformas arquitectónicas, sistemas operativos y de servidores, dispositivos, sistemas o aplicaciones. Cualquier diseño arquitectónico o implementación en particular que se presenta en el presente documento se proporciona únicamente con fines de ilustración y comprensión y no pretende limitar los aspectos de la invención.
- 10

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para detectar errores en un paquete de información (13) recibido por un receptor OFDM (14) en un sistema de multiplexación por división de frecuencias ortogonales, OFDM, en el que el paquete de información se codifica usando una técnica de corrección de errores hacia delante, FEC, dicha técnica FEC implica en el receptor un procedimiento de decodificación iterativo, comprendiendo el procedimiento las siguientes etapas realizadas en el receptor (14):

- a) realizar un número de iteraciones, N_{iter} , de la técnica de decodificación de corrección de errores hacia delante en el paquete recibido de longitud N_{FEC} bits, en la que N_{iter} es inferior al número mínimo de iteraciones requeridas para una decodificación FEC completa en la relación señal-ruido más interferencia pretendida, SINR;
- b) obtener un valor de la relación de probabilidad logarítmica *a posteriori*, LLR, para cada bit decodificado después de N_{iter} iteraciones de decodificación FEC; estando el método **caracterizado por**:
- c) obtener la probabilidad de que el bloque de bits decodificados después de N_{iter} iteraciones tiene un error, representado como la probabilidad de error de bloque del paquete recibido después de N_{iter} iteraciones, $BLEP_0^{N_{iter}}$, y la función de densidad de probabilidad de dicha probabilidad de error de bloque, representada como $f_{BLEP^{N_{iter}}}(BLEP^{N_{iter}})$ a partir de dichos valores LLR *a posteriori*, en la que $f_{BLEP^{N_{iter}}}(BLEP^{N_{iter}})$ se obtiene como una transformación de los valores LLR *a posteriori*;
- d) estimar una tasa de error de bloque que correspondería al paquete recibido en la decodificación FEC completa, en base a las relaciones de señal-interferencia más ruido post-detección, SINR, de los bits recibidos;
- e) obtener un valor variable de decisión para las decisiones de error de bloque, Z, mediante la siguiente expresión:

$$Z = \int_{BLEP_0^{N_{iter}}}^1 f_{BLEP^{N_{iter}}}(BLEP^{N_{iter}}) dBLEP^{N_{iter}}$$

y

- f) determinar si el paquete recibido tiene errores o no, comparando dicha variable de decisión con dicha tasa de error de bloque estimada.
2. Un procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que los valores LLR para los bits decodificados después de N_{iter} iteraciones de decodificación FEC se definen como:

$$LLR_n^{N_{iter}} \equiv \ln \frac{p(x_n = +1 | y)}{p(x_n = -1 | y)}, n = 0, \dots, N - 1$$

en la que $LLR_n^{N_{iter}}$ representa la relación de probabilidad logarítmica *a posteriori* del $n^{\text{ésimo}}$ bit recibido después de N_{iter} iteraciones, y representa la señal decodificada después de N_{iter} iteraciones, x_n es el $n^{\text{ésimo}}$ bit transmitido correspondiente, y N se define por la expresión $N = r \cdot N_{FEC}$, en la que r es la tasa de codificación FEC.

3. Un procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha probabilidad de error de bloque después de N_{iter} iteraciones, $BLEP_0^{N_{iter}}$, se obtiene por la expresión:

$$BLEP_0^{N_{iter}} = 1 - \prod_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1}{1 + e^{-|LLR_n^{N_{iter}}|}} \right)$$

en la que $LLR_n^{N_{iter}}$ es la relación de probabilidad logarítmica del $n^{\text{ésimo}}$ bit recibido después de N_{iter} iteraciones, y N se define por la expresión $N = r \cdot N_{FEC}$, en la que r es la tasa de codificación FEC.

4. Un procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la función de densidad de probabilidad de dicha probabilidad de error de bloque después de N_{iter} iteraciones, $BLEP^{N_{iter}}$, se calcula como una función de la función de densidad de probabilidad de los valores LLR, $LLR_n^{N_{iter}}$, usando la siguiente transformación:

$$\ln(1 - BLEP^{N_{iter}}) = - \sum_{n=0}^{N-1} \ln(1 + e^{-|LLR_n^{N_{iter}}|})$$

en la que N se define por la expresión $N = r \cdot N_{FEC}$, en la que r es la tasa de codificación FEC.

5. Un procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la estimación de una tasa de error de bloque que correspondería al paquete recibido en la decodificación FEC completa, comprende:

- 5 - obtener valores de la relación señal-interferencia más ruido post-detección, SINR, que caracterizan la señal recibida antes de la decodificación FEC;
 - a partir de dichos valores SINR post-detección, calcular una SINR eficaz por medio de una técnica Enlace a Sistema; y
 10 - calcular la tasa de error de bloque que se obtendría si el canal de comunicación hubiera sido un canal de ruido Gaussiano blanco y aditivo para el valor SINR eficaz calculado.

6. Un procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el procedimiento comprende adicionalmente calcular la fiabilidad en dicha estimación de errores de bloque como un valor de la relación de probabilidad logarítmica, LLR_z , obtenida como el logaritmo de la relación entre la variable de decisión y la tasa de error de bloque.

- 15 7. Un procedimiento de acuerdo con la reivindicación 6, en el que se definen regiones de incertidumbre para LLR_z , en el que las decisiones de error se hacen únicamente cuando los valores LLR_z quedan fuera de dicha región de incertidumbre.

8. Un procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que las estadísticas de los valores LLR para los bits decodificados después de N_{iter} iteraciones de decodificación FEC se estiman obteniendo el histograma de los valores LLR correspondientes al paquete recibido, a condición de que el ancho de banda de coherencia del canal sea mucho mayor que el ancho de banda ocupado por la señal.

9. Un procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que las estadísticas de los valores LLR para los bits decodificados después de N_{iter} iteraciones de decodificación FEC se almacenan previamente en el receptor como una función del valor SINR recibido, en condiciones de ruido Gaussiano blanco y aditivo, a condición de que el ancho de banda de coherencia del canal sea mucho mayor que el ancho de banda ocupado por la señal.

10. Un procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el número de iteraciones de decodificación N_{iter} se selecciona como una compensación entre la latencia del procedimiento de decodificación y la precisión de las decisiones de error de bloque en el intervalo de BLER operativo.

- 30 11. Un receptor OFDM (14) para detectar errores en un paquete de información (13) recibido a través de un canal de comunicación (12) de una red OFDM, en el que el paquete de información se codifica usando una técnica de corrección de errores hacia delante, FEC, implicando dicha técnica FEC en el receptor un procedimiento de decodificación iterativo, comprendiendo el receptor (14):

- 35 - Un decodificador para realizar un número de iteraciones, N_{iter} , de la técnica de decodificación de corrección de errores hacia delante en el paquete recibido de longitud N_{FEC} bits, en el que N_{iter} es inferior al número mínimo de iteraciones requeridas para una decodificación FEC completa en la relación señal-ruido más interferencia pretendida, SINR;
 - Medios para:

40 Obtener valores de la relación de probabilidad logarítmica *a posteriori*, LLR, para cada bit decodificado después de N_{iter} iteraciones de decodificación FEC **caracterizado por** comprender medios para:

Obtener la probabilidad de que el bloque de bits decodificados después de N_{iter} iteraciones tiene un error, representado como la probabilidad de error de bloque del paquete recibido después de N_{iter} iteraciones, $BLEP_0^{N_{iter}}$, y la función de densidad de probabilidad de dicha probabilidad de error de bloque representada como $f_{BLEP_{N_{iter}}}(BLEP^{N_{iter}})$ a partir de dichos valores LLR *a posteriori* en la que $f_{BLEP_{N_{iter}}}(BLEP^{N_{iter}})$ se obtiene como una transformación de los valores LLR *a posteriori*;

Estimar una tasa de error de bloque que correspondería al bloque recibido en una decodificación FEC completa, en base a las relaciones de señal-interferencia más ruido post-detección, SINR, de los bits recibidos;

Obtener un valor de la variable de decisión para decisiones de error de bloque, Z, mediante la siguiente expresión:

$$Z = \int_{BLEP_0^{Niter}}^1 f_{BLEP^{Niter}}(BLEP^{Niter}) dBLEP^{Niter}$$

y

5 Determinar si el paquete tiene errores o no, comparando dicha variable de decisión con dicha tasa de error de bloque estimada.

12. Un sistema para detectar errores en un bloque de información (13) en un sistema OFDM que comprende un receptor OFDM (14) de acuerdo con la reivindicación 11 y un transmisor OFDM (10), conectado a través de un canal de comunicaciones OFDM (12) con el receptor OFDM (14).

10

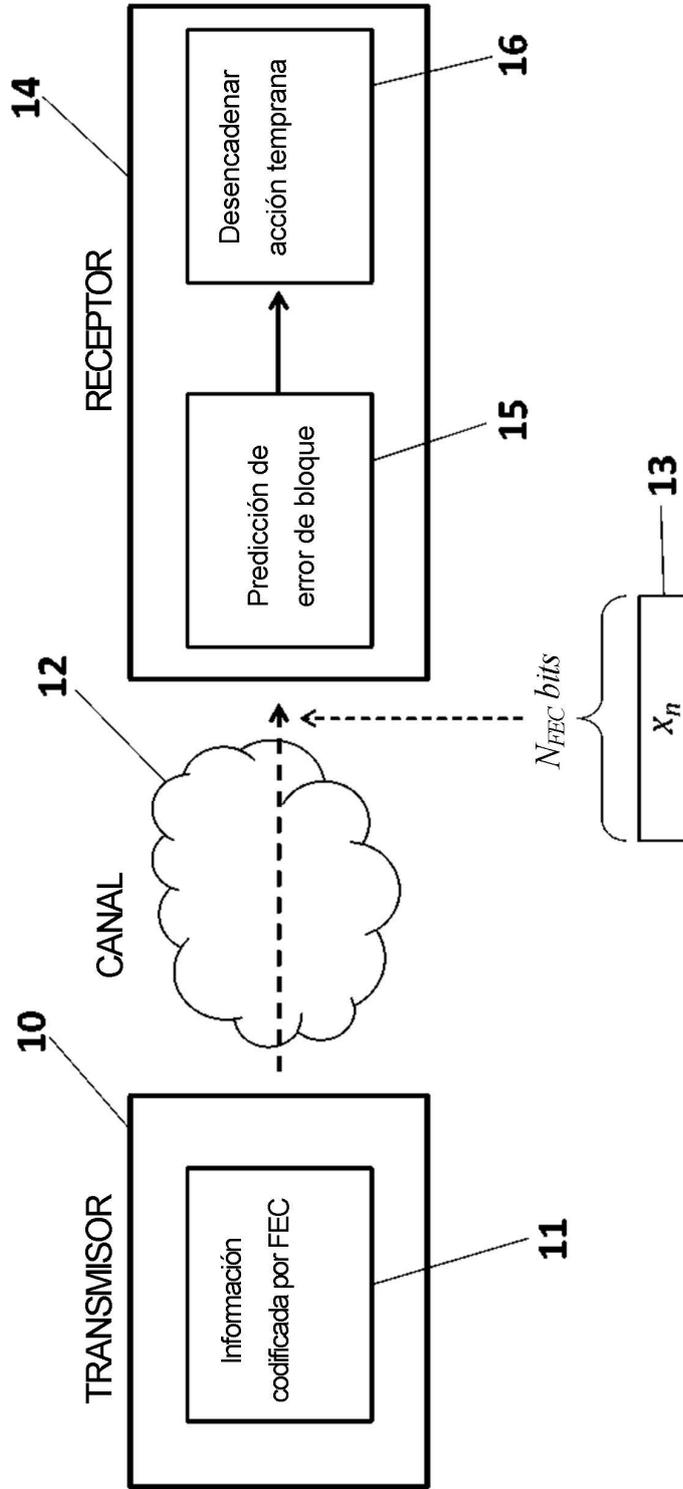


FIG. 1

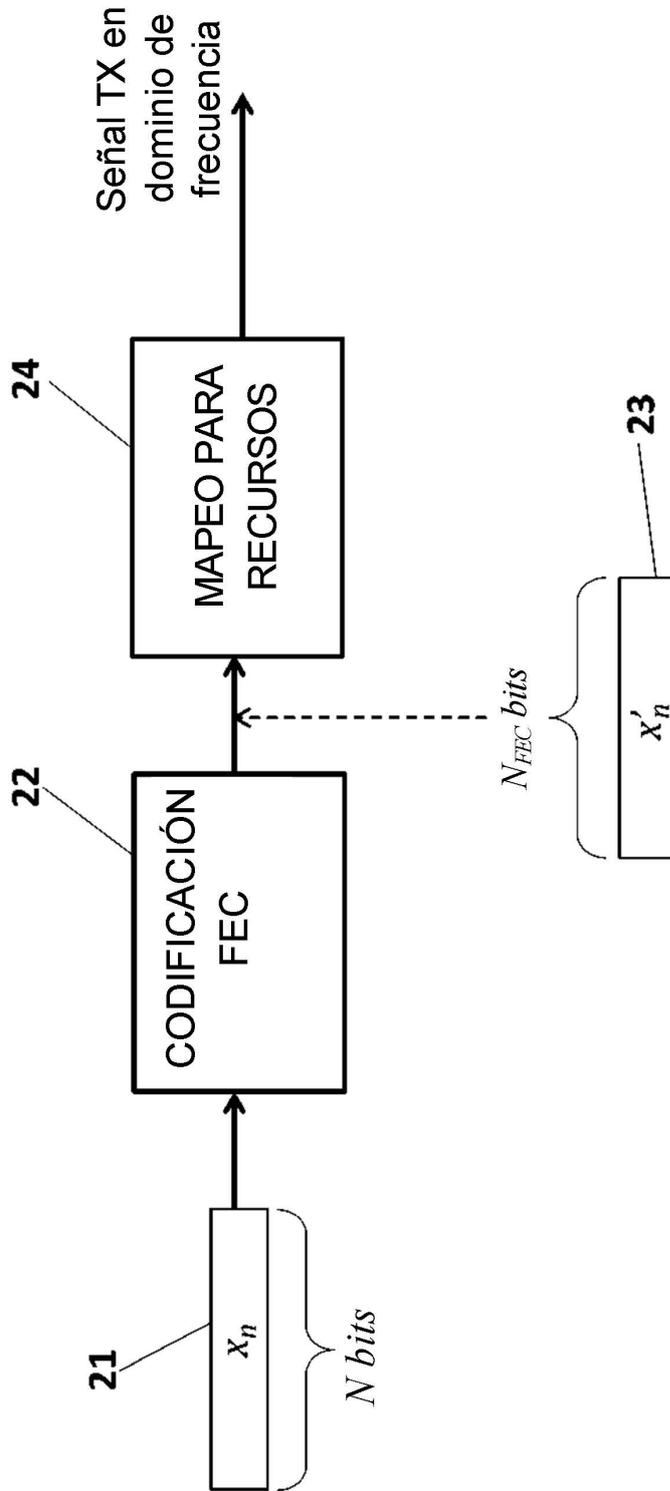


FIG. 2

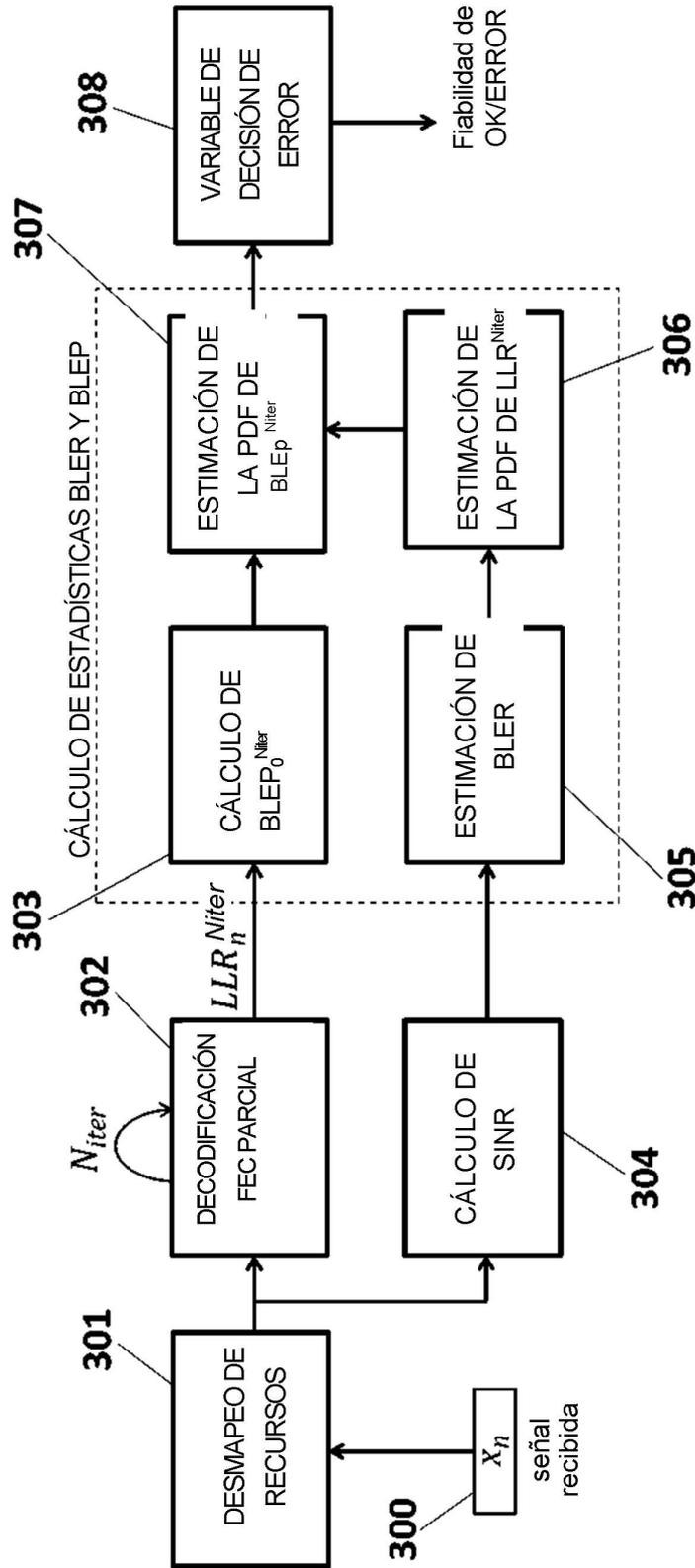


FIG. 3