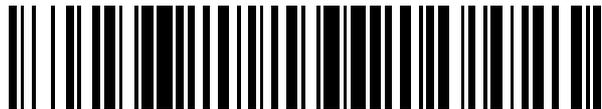


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 614 942**

51 Int. Cl.:

H04B 7/04 (2006.01)

H04B 7/02 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

H04B 17/345 (2015.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **11.10.2010 PCT/CN2010/001585**

87 Fecha y número de publicación internacional: **19.04.2012 WO2012048439**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.10.2010 E 10858272 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.11.2016 EP 2628254**

54 Título: **Estimación del ruido de enlace ascendente para un sistema MIMO virtual**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
02.06.2017

73 Titular/es:
**INTEL CORPORATION (100.0%)
2200 Mission College Boulevard
Santa Clara, CA 95054, US**

72 Inventor/es:
**CHENG, PENG;
XU, CHANGLONG;
YANG, XUEBIN;
ZHOU, FENG y
GAO, YANG**

74 Agente/Representante:
LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 614 942 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

Estimación del ruido de enlace ascendente para un sistema MIMO virtual.

Antecedentes

5 Cuando se transmite información por un canal inalámbrico, entonces, la señal recibida se puede distorsionar debido a los efectos de las transmisiones de multitrayectoria. Las transmisiones de multitrayectoria se pueden producir por reflexiones de la señal transmitida en objetos tales como edificios, vehículos y otros tipos de obstrucciones. El resultado es que llegan al receptor múltiples copias de la señal transmitida, teniendo cada señal un cierto retardo de tiempo. La cantidad del retardo de tiempo es proporcional a la longitud de la trayectoria por la que se desplaza la señal. Obviamente, las señales que se reflejan muchas veces se desplazarán por una trayectoria más larga que una
10 señal con una línea directa de visión.

La cantidad de tiempo entre una primera señal (típicamente, la señal de línea de visión) y una última señal reflejada que llegan al receptor se denomina ensanchamiento de retardos. En aplicaciones de comunicación móvil, los ensanchamientos de retardo pueden ser del orden de varios microsegundos. El retardo inducido por la multitrayectoria puede hacer que un símbolo recibido a lo largo de una trayectoria retardada "se diluya" en un símbolo posterior que llega al receptor a través de una trayectoria más directa. Típicamente, esto se denomina interferencia entre símbolos (ISI). En un sistema de comunicación de portadora única, disminuyen los tiempos de símbolo a medida que aumentan las velocidades de transmisión de datos. A velocidades de transmisión de datos muy altas (con períodos de símbolo correspondientemente más cortos) es posible que la ISI exceda todo el período de símbolo y se derrame en un segundo o tercer símbolo posterior. Esto puede producir problemas significativos en el receptor.
15
20

Además de problemas en el dominio de tiempo, puede haber problemas adicionales en el dominio de frecuencia debido a la distorsión por multitrayectoria. Como las señales reflejadas múltiples se combinan en el receptor, algunas frecuencias dentro de la banda de paso de la señal pueden experimentar una interferencia constructiva (una suma lineal de señales en fase), mientras que otras señales pueden experimentar una interferencia destructiva (una suma lineal de señales desfasadas). Esto puede dar como resultado una señal recibida compuesta que está distorsionada por el desvanecimiento selectivo de frecuencia. La capacidad para estimar la potencia de señal y la potencia de ruido para una señal recibida puede mejorar significativamente la capacidad para recibir una señal que tiene distorsión.
25

Se hace referencia al documento EP 2 124 371 A1, que describe convertidores ortogonales que realizan una conversión ortogonal en los N datos en serie temporal extraídos de una señal de radio recibida. Unos detectores multiusuario extraen señales transmitidas de dispositivos de transmisión respectivos, a partir de los datos en serie temporal que se han sometido a la conversión ortogonal. Unos convertidores ortogonales inversos realizan una conversión ortogonal inversa en la señal transmitida extraída. Unos circuitos de filtro rectangular eliminan Mh datos en serie temporal en el extremo trasero, a partir de la señal transmitida que se ha sometido a la conversión ortogonal inversa, a fin de extraer Nw datos en serie temporal. Unos circuitos desintercaladores desintercalan los datos en serie temporal antes mencionados. Unos descodificadores descodifican los datos en serie temporal para su emisión.
30
35

Breve descripción de los dibujos

Las características y ventajas de la invención resultarán evidentes a partir de la descripción detallada que sigue, tomada en unión con los dibujos que se acompañan, que ilustran juntos, a modo de ejemplo, las características de la invención; y, en los que:
40

la figura 1 proporciona una ilustración, a título de ejemplo, de una estructura de cuadros LTE;

la figura 2 proporciona un diagrama de bloques de un subcuadro, a título de ejemplo, que está constituido por dos ranuras;

la figura 3 ilustra un diagrama de bloques de un transmisor/receptor SC-FDMA a título de ejemplo;

45 la figura 4 proporciona un diagrama de bloques de subcuadros, a título de ejemplo, recibidos desde dos antenas de transmisión independientes;

la figura 5 representa un diagrama de flujo de un método para estimar la potencia de ruido en una señal de enlace ascendente para un sistema de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) virtual de acuerdo con una realización de la presente invención;

50 la figura 6 proporciona una ilustración, a título de ejemplo, de un diagrama de bloques de un sistema para estimar la potencia de ruido en una señal de enlace ascendente para un sistema de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) virtual de acuerdo con una realización de la presente invención; y

la figura 7 ilustra un gráfico que muestra la estimación de la potencia de ruido frente a la potencia de ruido real para una señal de enlace ascendente en un sistema MIMO virtual de acuerdo con una realización de la presente invención.

5 Se hará referencia a continuación a las realizaciones ilustradas, a título de ejemplo, y se usará en la presente memoria un lenguaje específico para describirlas. No obstante, se entenderá que no se pretende por ello ninguna limitación del alcance de la invención.

Descripción detallada

10 Antes de divulgar y describir la presente invención, se ha de entender que esta invención no está limitada a las estructuras, las etapas de proceso o los materiales particulares descritos en la presente memoria, sino que se extiende a sus equivalentes, como reconocerán los expertos en la técnica relevante. Se debe entender también que la terminología empleada en la presente memoria se usa con el objetivo de describir realizaciones particulares solamente y no está destinada a ser limitativa.

Definiciones

15 Como se usa en la presente memoria, el término “sustancialmente” hace referencia a la extensión o el grado completo o casi completo de una acción, una característica, una propiedad, un estado, una estructura, un elemento o un resultado. Por ejemplo, un objeto que está “sustancialmente” encerrado significaría que el objeto está completamente encerrado o casi completamente encerrado. El grado permisible exacto de desviación de la completitud absoluta puede depender, en algunos casos, del contexto específico. Sin embargo, en términos generales, la cercanía de la completitud será tal que se tiene el mismo resultado global que si se obtuviera la completitud absoluta y total. El uso de “sustancialmente” es aplicable del mismo modo cuando se usa con una connotación negativa para hacer referencia a la falta completa o casi completa de una acción, una característica, una propiedad, un estado, una estructura, un elemento o un resultado.

Realizaciones a título de ejemplo

25 Se proporciona en lo que sigue una visión de conjunto inicial de realizaciones de la tecnología y, entonces, se describen con más detalle a continuación realizaciones específicas de la tecnología. Este compendio inicial está destinado a ayudar a que los lectores comprendan la tecnología más rápidamente, pero no está destinado a identificar características claves o características esenciales de la tecnología, ni está destinado a limitar el alcance de la materia sustantiva reivindicada. Las siguientes definiciones se proporcionan por claridad de la visión de conjunto y de las realizaciones descritas en lo que sigue.

30 Los sistemas de portadora única compensan la distorsión de canales a través de la ecualización en el dominio de tiempo. Generalmente, los ecualizadores en el dominio de tiempo compensan la distorsión inducida por multitrayectoria mediante uno de los dos métodos:

35 1. Inversión de canales: una secuencia conocida se transmite por el canal antes de enviar información. Puesto que la señal original se conoce en el receptor, un ecualizador de canales es capaz de determinar la respuesta de canal y multiplicar las señales posteriores portadoras de datos por la inversa de la respuesta de canal para invertir sustancialmente los efectos de la multitrayectoria.

2. Los sistemas de CDMA pueden emplear ecualizadores *rake* para resolver las trayectorias individuales y combinar a continuación copias digitales de la señal recibida desplazada en tiempo para mejorar la relación señal a ruido (SNR) recibida.

40 En cualquier caso, la implementación de la ecualización de canales se hace cada vez más compleja a medida que aumentan las velocidades de transmisión de datos. Los tiempos de símbolo se hacen más cortos y se seleccionan relojes de muestra receptores que son proporcionalmente más rápidos. Esto conduce a una interferencia entre símbolos más severa, que puede abarcar varios períodos de símbolo.

45 Solamente se pueden aumentar los datos enviados sobre señales de portadora única aumentando la velocidad de transmisión de datos. A fin de reducir la interferencia entre símbolos, al tiempo que se permite un aumento de velocidades de transmisión de datos, los datos se pueden enviar en múltiples trayectorias paralelas. Por ejemplo, en Modulación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), los sistemas de comunicación no se basan en velocidades de transmisión de símbolos aumentadas a fin de conseguir velocidades de transmisión de datos más altas. Más bien, los sistemas OFDM descomponen el ancho de banda disponible en muchas subportadoras que tienen un ancho de banda de frecuencia más estrecho y transmiten los datos en corrientes paralelas. Cada símbolo OFDM es una combinación lineal de las señales instantáneas de cada una de las subportadoras en el canal. Puesto que los datos se transmiten en paralelo en lugar de en serie, típicamente, los símbolos OFDM son sustancialmente más largos que los símbolos sobre un sistema de portadora única de velocidad equivalente de transmisión de datos.

Cada símbolo OFDM va precedido, típicamente, por un prefijo cíclico (CP). La longitud del CP se selecciona de manera que los símbolos precedentes no desbordan la parte de datos de la señal, que se denomina también período de la transformada de Fourier rápida (FFT). Así, el CP se puede usar para eliminar la ISI eficazmente.

5 Sin embargo, ya que el símbolo OFDM es una combinación lineal de las señales instantáneas en las subportadoras, la señal puede tener una gran relación de potencia de pico a media (PAPR). Esto puede reducir el rendimiento del amplificador de potencia de radiofrecuencia (RFPA) transmisor y crear una necesidad de convertidores analógicos a digitales y digitales a analógicos con un alto intervalo dinámico.

10 Las subportadoras en las señales OFDM pueden estar muy poco separadas para hacer un uso eficiente del ancho de banda disponible. La separación estrecha de las subportadoras es posible debido a la ortogonalidad de dichas subportadoras. Un sistema OFDM puede conseguir una interferencia entre portadoras (ICI) nula si se muestrea con precisión cada subportadora en su frecuencia central. Sin embargo, los osciladores locales de transmisor y receptor utilizados para realizar una conversión reductora de la señal portadora de radiofrecuencia se desviarán invariablemente, usando por ello medios activos para que se mantengan sincronizados. Cada estación base envía periódicamente señales de sincronización que son utilizadas por el Equipo de usuario (UE) (es decir, el teléfono móvil o el dispositivo informático móvil del usuario) para permanecer en sincronismo con el reloj de la estación base. Incluso así, otras fuentes tales como los desplazamientos Doppler y el ruido de fase del oscilador pueden seguir dando como resultado errores de frecuencia. Los errores de frecuencia no corregidos pueden dar como resultado una ICI. La frecuencia de la señal se puede seguir continuamente para corregir desviaciones en el procesador de bandas de base a fin de evitar una ICI excesiva que pueda dar como resultado paquetes caídos.

20 Evolución a largo plazo de 3GPP

El estándar de comunicación móvil avanzada de Evolución a largo plazo (LTE) del Proyecto de colaboración de 3ª generación (3GPP) se propuso como un sistema candidato de 4ª generación (4G) al *Telecommunication Standardization Sector* (ITU-T) en la primavera de 2009, y se espera que se adopte en 2011. El estándar propuesto usa Acceso múltiple OFDM (OFDMA) en la estructura de cuadros genérica de capa física. La figura 1 proporciona una ilustración, a título de ejemplo, de una estructura de cuadros LTE. Los cuadros LTE son de 10 milisegundos (ms) de duración. Cada cuadro está dividido en 10 subcuadros, teniendo cada subcuadro 1,0 ms de largo. Cada subcuadro se divide además en dos ranuras que tienen, cada una, 0,5 ms de duración. Las ranuras pueden incluir de 6 a 7 símbolos OFDM y prefijos cíclicos, dependiendo de si se emplea el prefijo cíclico normal o extendido.

30 En el OFDMA, se atribuye a los usuarios un número específico de subportadoras durante una cantidad de tiempo predeterminada. El número mínimo de subportadoras durante una cantidad mínima de tiempo en el estándar LTE se denomina bloque de recursos físicos (PRB), que representa la subdivisión más pequeña. Cada PRB está definido en el estándar LTE de modo que comprende 12 subportadoras consecutivas para una ranura (6 o 7 símbolos OFDM en 0,5 ms) de duración. La figura 2 muestra un subcuadro, a título de ejemplo, que está constituido por dos ranuras, proporcionando un primer PRB 202 y un segundo PRB 204.

35 En lugar de usar un preámbulo para facilitar una estimación de desviaciones de la portadora, una estimación de canales, una sincronización de temporización, y así sucesivamente, la LTE usa señales de referencia especiales que están embebidas en los PRB, como se muestra en la figura 2 por la designación "RS". En el enlace ascendente, las señales de referencia se pueden transmitir durante el 4º símbolo de cada ranura cuando se usa el CP corto. Se puede calcular directamente la respuesta de canal de las subportadoras que portan los símbolos de referencia. Se puede usar interpolación para estimar la respuesta de canal sobre las subportadoras restantes.

SC-FDMA

45 Una limitación del consumo eléctrico para conexiones inalámbricas con un equipo de usuario (UE) permite que los dispositivos funcionen más tiempo con una única carga de batería. El UE puede ser un teléfono móvil, un dispositivo informático móvil tal como un dispositivo móvil de internet, un dispositivo informático de tipo *tablet*, un ordenador portátil, un dispositivo de comunicación incorporado en un vehículo, y así sucesivamente. Como se ha descrito previamente, el uso de OFDM produce una relación de potencia de pico a media (PAPR) relativamente grande. Esto puede reducir el rendimiento del amplificador de potencia de radiofrecuencia (RFPA) transmisor y crear una necesidad de convertidores analógicos a digitales y digitales a analógicos con un alto intervalo dinámico, reduciendo por ello el rendimiento.

50 A fin de aumentar el rendimiento reduciendo la PAPR, el estándar LTE sugiere el uso de Acceso múltiple por división de frecuencia con portadora única (SC-FDMA) para la comunicación de enlace ascendente desde el UE a la estación base. La arquitectura básica de transmisor y receptor es muy similar al OFDMA y ofrece el mismo grado de protección de multitrayectoria, al tiempo que reduce la PAPR, ya que la forma de onda subyacente es esencialmente de portadora única.

55 Sin embargo, la expresión "de portadora única" es un nombre un tanto incorrecto, dado que se puede pensar en las transmisiones SC-FDMA como sumas lineales de subportadoras discretas. La estructura de cuadros LTE para un enlace descendente SC-FDMA es la misma que la estructura ilustrada en la figura 2, aunque se pueden usar señales de referencia diferentes. Las señales de referencia en cada PRB de enlace ascendente pueden estar

comunicadas también en lugares del PRB diferentes del que se ilustra en la figura 2. Estos detalles se describen en el estándar LTE 3GPP.

La figura 3 ilustra un diagrama de bloques de un transmisor/receptor SC-FDMA a título de ejemplo. Muchos de los bloques funcionales son comunes tanto para el SC-FDMA, utilizado por el enlace ascendente, como para el OFDMA, utilizado por el enlace descendente. Los bloques funcionales en la cadena lateral de transmisión 102 incluyen:

un mapeador de constelaciones: convierte una corriente de bits entrantes en símbolos de portadora única (BPSK, QPSK o 16 QAM, dependiendo de las condiciones del canal);

un convertidor en serie/paralelo: formatea los símbolos de portadora única de dominio de tiempo en bloques para su entrada en el motor de transformada de Fourier rápida;

una DFT de puntos M: convierte cada bloque de símbolos de portadora única de dominio de tiempo en M tonos discretos usando la transformada de Fourier discreta;

un mapeo de subportadoras: mapea tonos de salida de la transformada de Fourier discreta en subportadoras especificadas para su transmisión. Los sistemas SC-FDMA pueden usar tonos contiguos (localizados) o tonos uniformemente separados (distribuidos);

una IDFT de puntos N: convierte las subportadoras mapeadas de vuelta al dominio de tiempo (usando la transformada de Fourier discreta inversa) para su transmisión;

una conformación de prefijos cíclicos y pulsos: un prefijo cíclico se cuelga previamente al símbolo SC-FDMA compuesto para proporcionar inmunidad de multitrayectoria de la misma manera que se ha descrito para la OFDM; la conformación de pulsos se emplea para impedir el recrecimiento espectral; y

un RFE: convierte la señal digital en analógica y convierte ascendentemente la señal para su transmisión de radiofrecuencia.

Se pueden usar una o más antenas 106 para transmitir la señal de radiofrecuencia. Se puede usar cualquier tipo de antena, incluyendo, por ejemplo, dipolos, antenas de interconexión, antenas helicoidales, y así sucesivamente.

En la cadena lateral de recepción 110, el proceso se invierte eficazmente. La distorsión por multitrayectoria para una señal SC-FDMA se puede gestionar con la eliminación del prefijo cíclico, la conversión de la señal al dominio de frecuencia y una corrección de canales aplicada en base a subportadora por subportadora. Mientras que la señal SC-FDMA, que está representada por las subportadoras discretas, es realmente una portadora única. A diferencia de una señal OFDM, las subportadoras SC-FDMA no están moduladas independientemente. Como consecuencia, la PAPR es menor que para las transmisiones OFDM.

MIMO

El uso de múltiples antenas de transmisión y múltiples antenas de recepción, denominado comúnmente Múltiples entradas múltiples salidas (MIMO), puede proporcionar un aumento significativo del rendimiento total de datos y del intervalo de enlaces sin ancho de banda o potencia de transmisión adicionales. MIMO consigue el aumento de rendimiento total de datos y de intervalo al permitir un rendimiento espectral más alto (más bits por segundo y por hercio de ancho de banda) y una mejora en la fiabilidad y/o diversidad de enlaces (desvanecimiento reducido).

El número de antenas utilizadas en un sistema MIMO puede variar. El número de antenas transmisoras puede ser el mismo que el número de antenas receptoras, tal como una agrupación 2 x 2 o 3 x 3. Alternativamente, pueden estar situadas más antenas en un lado, tal como una agrupación 2 x 3 o 2 x 4. Típicamente, un UE está limitado en el número de antenas que pueden estar situadas en el dispositivo. Esto es debido a los requisitos de separación espacial que se necesitan para proporcionar una diversidad espacial adecuada para las antenas. Una estación base, sin embargo, puede incorporar típicamente un número deseado de antenas con una separación suficiente.

A fin de recibir con éxito una transmisión MIMO, un receptor puede determinar la respuesta de los impulsos de canal desde cada antena de transmisión. En la LTE, la respuesta de los impulsos de canal para cada canal se determina transmitiendo secuencialmente señales de referencia conocidas desde cada antena de transmisión, como se muestra en la figura 4. Una vez que se ha determinado una respuesta de los impulsos de canal para cada canal, entonces, los canales se pueden usar para comunicarse simultáneamente. En un sistema MIMO de 2 x 2, hay un total de cuatro respuestas de los impulsos de canal correspondientes a los cuatro canales independientes que se pueden formar entre las antenas.

Muchos tipos de equipo de usuario, tales como teléfonos móviles y otros tipos de dispositivos informáticos portátiles, no tienen un tamaño suficiente para incorporar múltiples antenas con una separación adecuada entre las antenas. Las ventajas de un MIMO se pueden seguir obteniendo a través de la asociación con las antenas de otros dispositivos. La coordinación de la transmisión y la recepción usando la antena única o múltiples antenas de dos o más dispositivos independientes para uno o más dispositivos que tienen, al menos, dos antenas se denomina comúnmente MIMO virtual.

Por ejemplo, dos dispositivos que tienen una única antena pueden estar configurados para coordinar la transmisión a dos dispositivos adicionales que tiene, cada uno de ellos, una única antena. Típicamente, un sistema MIMO virtual está constituido por dos o más dispositivos que tienen, al menos, una antena que coordina la transmisión a una estación base con al menos dos antenas.

5 Estimación de la potencia de ruido para un MIMO virtual

Un desafío para comunicarse con un MIMO virtual es que se usa típicamente un alto nivel de precisión en la estimación de canales para permitir dicho MIMO virtual. La estimación y la ecualización de canales en un receptor de enlace ascendente LTE usando un mínimo error cuadrático medio (MMSE) requieren una estimación de la potencia de ruido. Una estimación de la potencia de ruido se usa también para seleccionar un esquema óptimo de modulación y codificación a fin de mejorar un rendimiento espectral del sistema. En el caso de un MIMO virtual de enlace ascendente, dos dispositivos de equipo de usuario diferentes transmiten en los mismos bloques de recursos espaciotemporales. Esto puede producir interferencia entre usuarios, lo que aumenta la dificultad de estimación de la potencia de ruido.

10

De acuerdo con una realización de la presente invención, se describen un sistema y un método para la estimación de la potencia de ruido de enlace ascendente en un MIMO virtual. El sistema y el método usan la estructura de secuencias de señales de referencia de desmodulación (DRMS) de la LTE. La estimación solamente tiene que calcular tres valores de correlación para cada símbolo DMRS, permitiendo por ello una complejidad baja.

15

Los algoritmos divulgados en lo que sigue describen un proceso de estimación de la potencia de ruido para un enlace ascendente LTE en un MIMO virtual con dos UE (1, 2). Se puede suponer que los datos recibidos en el símbolo m-ésimo y la subportadora n-ésima se pueden expresar como sigue:

20

$$Y_{m,n} = d_{m,n}^1 \sqrt{S_1 P_1} H_{m,n}^1 + d_{m,n}^2 \sqrt{S_2 P_2} H_{m,n}^2 + \sqrt{W} w_{m,n} \quad (1),$$

donde $H_{m,n}^i$ ($i=1, 2$) es la respuesta de frecuencia del canal de los UE_i ($i=1, 2$), S_i ($i=1, 2$) es la potencia media de los UE_i ($i=1, 2$), P_i ($i=1, 2$) es la potencia media de la respuesta de canal en el canal de los UE_i ($i=1, 2$), $d_{m,n}^i$ es el símbolo DMRS de los UE_i ($i=1, 2$), $w_{m,n}$ es el ruido blanco Gaussiano adicional, cuya varianza es 1 y cuyo valor medio es cero, y W es la potencia de ruido. El objetivo es estimar la potencia de ruido W .

25

La función de autocorrelación de $Y_{m,n}$ se define como

$$\begin{aligned} R_Y(l) &= E\{Y_{m,n} Y_{m,n+l}^H\} \\ &= E\{(\sqrt{S_1 P_1} d_{m,n}^1 H_{m,n}^1 + d_{m,n}^2 \sqrt{S_2 P_2} H_{m,n}^2 + \sqrt{W} w_{m,n})(\sqrt{S_1 P_1} (d_{m,n+l}^1 H_{m,n+l}^1)^H + \sqrt{S_2 P_2} (d_{m,n+l}^2 H_{m,n+l}^2)^H + \sqrt{W} w_{m,n+l}^H)\} \\ &= S_1 P_1 E\{d_{m,n}^1 (d_{m,n+l}^1)^H H_{m,n}^1 (H_{m,n+l}^1)^H\} + S_2 P_2 E\{d_{m,n}^2 (d_{m,n+l}^2)^H H_{m,n}^2 (H_{m,n+l}^2)^H\} + WE\{w_{m,n} w_{m,n+l}^H\} \\ &= S_1 P_1 E\{d_{m,n}^1 (d_{m,n+l}^1)^H H_{m,n}^1 (H_{m,n+l}^1)^H\} + S_2 P_2 E\{d_{m,n}^2 (d_{m,n+l}^2)^H H_{m,n}^2 (H_{m,n+l}^2)^H\} + WR_w(l) \end{aligned} \quad (2),$$

donde la anotación $E\{\square\}$ representa un valor esperado, el superíndice H representa una matriz traspuesta conjugada y $R_w(l)$ es la función de autocorrelación de ruido cada l subportadoras. Cuando $l = 0$, la ecuación (2) se puede reducir a,

30

$$R_Y(0) = S_1 P_1 + S_2 P_2 + W \quad (3).$$

Cuando $l \neq 0$, entonces, la ecuación (2) se puede reducir con la secuencia DMRS específica que se define en el estándar LTE. La secuencia DMRS $d_{m,n}^i$ se pueden expresar como sigue:

$$d_{m,n}^i = e^{-j \frac{\pi q n(n+1)}{N_{ZC}^{RS}}} e^{-j \frac{\pi n \cdot n_{CS}^i}{6}} \quad (4),$$

donde N_{ZC}^{RS} es la longitud de la secuencia de Zadoff-Chu, q está determinado por el índice de grupos utilizado en la secuencia de Zadoff-Chu y n_{CS}^i es el desplazamiento cíclico de los UE_i ($i=1, 2$). La autocorrelación de la secuencia DMRS es:

35

$$d_{m,n+l}^i (d_{m,n}^i)^H = e^{-j \frac{\pi q (l^2 + 2nl + l)}{N_{ZC}^{RS}}} e^{-j \frac{\pi l \cdot n_{CS}^i}{6}} \quad (5).$$

Si la autocorrelación de la señal recibida $Y_{m,n} Y_{m,n+l}^H$ se multiplica por la autocorrelación de la secuencia DMRS, se obtiene el siguiente resultado:

$$R_z(l) = E\{Y_{m,n} Y_{m,n+l}^H d_{m,n+l}^1 (d_{m,n}^1)^H\}$$

$$= S_1 P_1 E\{H_{m,n}^1 (H_{m,n+l}^1)^H\} + S_2 P_2 E\{e^{-j\frac{\pi l(n_{CS}^1 - n_{CS}^2)}{6}} H_{m,n}^2 (H_{m,n+l}^2)^H\} + WE\{w_{m,n} w_{m,n+l}^H\} \quad (6).$$

Cuando $l = 12$, se satisface $e^{-j\frac{\pi l(n_{CS}^1 - n_{CS}^2)}{6}} = 1$, y (6) se puede reducir a:

$$R_z(12) = S_1 P_1 E\{H_{m,n}^1 (H_{m,n+12}^1)^H\} + S_2 P_2 E\{H_{m,n}^2 (H_{m,n+12}^2)^H\} + WE\{w_{m,n} w_{m,n+12}^H\}$$

$$= (S_1 P_1 + S_2 P_2) R_H(12) \quad (7).$$

donde $R_H(l)$ representa las función de autocorrelación de un canal.

La función de autocorrelación de un canal satisface:

$$R_H(l) = E\{H_{m,n} H_{m,n+l}^H\}$$

$$= J_0(2\pi f_d T l) \quad (8),$$

$$\approx 1 - l^2 (\pi f_d T)^2$$

donde f_d es la frecuencia Doppler del canal, T es la duración del símbolo y $J_0(\square)$ es la función de Bessel de orden cero de la primera clase. De esta manera, (8) se puede reducir a:

$$R_z(12) = (S_1 P_1 + S_2 P_2) \left[1 - 144 (\pi f_d T)^2 \right] \quad (9).$$

Si siguiendo el mismo procedimiento para $l = 24$:

$$R_z(24) = (S_1 P_1 + S_2 P_2) \left[1 - 576 (\pi f_d T)^2 \right] \quad (10).$$

Basándose en las ecuaciones (9) y (10), se puede obtener lo siguiente:

$$S_1 P_1 + S_2 P_2 = \frac{4R_z(12) - R_z(24)}{3} \quad (11).$$

Usando la ecuación (11), la potencia de ruido se puede estimar como:

$$W = R_Y(0) - (S_1 P_1 + S_2 P_2)$$

$$= R_Y(0) - \frac{4R_z(12) - R_z(24)}{3} \quad (12).$$

Cálculo de la potencia de ruido

$R_Y(0)$ es la media de la autocorrelación en todas las subportadoras, que se calcula con la ecuación (2) y se puede expresar específicamente como:

$$R_Y(0) = \frac{\sum_{n=1}^N Y_{m,n} Y_{m,n}^H}{N} \quad (13)$$

El valor de la esperanza matemática de $Y_{m,n} Y_{m,n}^H$ ($1 \leq n \leq N$) en la ecuación (3) es $S_1 P_1 + S_2 P_2 + W$. Por lo tanto:

$$E\{Y_{m,n}Y_{m,n}^H\} = \frac{\sum_{n=1}^N Y_{m,n}Y_{m,n}^H}{N} = R_Y(0) = S_1P_1 + S_2P_2 + W \quad (14)$$

Así, no se pueden determinar los valores de S_1P_1 , S_2P_2 y W . Por lo tanto, $R_Y(0)$ no se puede calcular con $S_1P_1 + S_2P_2 + W$.

Un modo de calcular $S_1P_1 + S_2P_2 + W$ es proporcionar dos valores para $R_Z(l)$, en el que el valor de l se selecciona de manera que la relación $\frac{\pi l}{6}$ es igual a $r2\pi$, donde r es un entero positivo. Cuando esto ocurre, entonces, se pueden estimar con precisión la suma de la potencia recibida desde el primer UE y el segundo UE. Cuando el valor de l se selecciona de manera que la relación $\frac{\pi l}{6}$ no es igual a $r2\pi$, entonces, la suma de la potencia recibida es

una estimación de $S_1P_1 + e^{-j\frac{\pi l(n_{CS}^1 - n_{CS}^2)}{6}} S_2P_2$, como se muestra en la ecuación (6). Esta estimación puede reducir significativamente la precisión de la estimación de ruido.

Por lo tanto, para proporcionar una estimación sustancialmente precisa de la potencia de ruido en una señal de enlace ascendente para un sistema MIMO virtual, el valor de l se puede seleccionar de manera que la relación $\frac{\pi l}{6}$ es igual a $r2\pi$. Por ejemplo, cuando el valor de l es igual a doce, $R_Z(12)$ es la media de la correlación cruzada multiplicada por la autocorrelación de la secuencia DMRS cada 12 subportadoras, que se puede expresar como:

$$R_Z(12) = \frac{\sum_{n=1}^{N-12} Y_{m,n}Y_{m,n+12}^H d_{m,n+12}^1 (d_{m,n}^1)^H}{N-12} \quad (15).$$

El valor $R_Z(24)$ es la media de la correlación cruzada multiplicada por la autocorrelación de la secuencia DMRS cada 24 subportadoras, que se puede expresar como:

$$R_Z(24) = \frac{\sum_{n=1}^{N-24} Y_{m,n}Y_{m,n+24}^H d_{m,n+24}^1 (d_{m,n}^1)^H}{N-24} \quad (16).$$

Se puede apreciar que, matemáticamente, en cada 12ª subportadora ($l = 12$) y en cada 24ª subportadora ($l = 24$), se puede estimar con precisión la suma de la potencia recibida desde el primer UE y el segundo UE, como se ha descrito anteriormente. Esto permite estimar con precisión la potencia de ruido usando la ecuación (12), permitiendo por ello estimar con precisión la potencia de ruido para un sistema MIMO virtual que tiene dos dispositivos de equipo de usuario diferentes que transmiten en los mismos bloques de recursos espaciotemporales.

De acuerdo con una realización de la presente invención, se describe un método 500 para estimar la potencia de ruido en una señal de enlace ascendente para un sistema de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) virtual, como se representa en el diagrama de flujo de la figura 5. El método comprende obtener 510 un símbolo de recepción de señales de referencia de desmodulación (DMRS) en la señal de enlace ascendente. El símbolo de recepción de DMRS puede estar situado en el símbolo m -ésimo sobre la subportadora n -ésima de la señal de enlace ascendente, donde m es un entero positivo y n es un valor entero entre 1 y N , donde N es el número total de subportadoras en la señal de enlace ascendente. Una secuencia DMRS para el primer UE en el sistema MIMO virtual se puede determinar 520, entonces, usando un cálculo de correlación.

Un tipo de cálculo de correlación que se puede usar para determinar la secuencia DMRS para el primer UE en el sistema MIMO virtual es:

$$d_{m,n}^1 = \arg \max_{\forall d_{m,n}^i \in \mathfrak{R}} \sum_{n=1}^N Y_{m,n} (d_{m,n}^i)^H,$$

donde \mathfrak{R} es el conjunto de todas las secuencias DMRS posibles, como se puede apreciar.

El método 500 comprende además calcular 530 un valor de autocorrelación medio para N subportadoras en la señal de enlace ascendente. En una realización, el valor de autocorrelación medio se puede determinar usando la

ecuación (13). Un primer valor de correlación cruzada $R_z(l)$ de la señal de enlace ascendente se puede calcular 540 para un primer valor de l usando la secuencia DMRS para el primer UE. Un segundo valor de correlación cruzada $R_z(l)$ de la señal de enlace ascendente se puede calcular 550 para un segundo valor de l usando la secuencia DMRS para el primer UE.

5 En una realización, los valores de correlación cruzada primero y segundo se pueden determinar usando las ecuaciones (15) y (16), respectivamente, para $l = 12$ y $l = 24$. Los valores primero y segundo de l se pueden seleccionar para minimizar sustancialmente la interferencia entre usuarios a la que contribuye el segundo UE para el nivel de potencia de ruido. Por ejemplo, el primer valor de l se puede seleccionar como 12 y el segundo valor de l se

puede seleccionar como 24. Se pueden usar también otros valores de l que permiten que la relación $\frac{\pi l}{6}$ sea igual a

10 $r2\pi$, donde r es un entero positivo, para calcular los valores de correlación cruzada primero y segundo. Los valores de l se pueden seleccionar de manera que sean diferentes los valores de correlación cruzada primero y segundo. Las ecuaciones (9) a (12) se pueden adaptar basándose en los valores seleccionados de l .

El método 500 incluye además determinar 560 el nivel de potencia de ruido para la señal de enlace ascendente en el sistema MIMO virtual usando el valor de autocorrelación y los valores de correlación cruzada primero y segundo. En una realización, la ecuación (12) se puede usar para calcular el nivel de potencia de ruido para la señal de enlace ascendente en el sistema MIMO virtual usando el valor de autocorrelación y los valores de correlación cruzada primero y segundo.

15

La potencia de señal de la señal de enlace ascendente para el primer UE y el segundo UE en el sistema MIMO virtual se puede determinar usando los valores de correlación cruzada primero y segundo. Por ejemplo, la ecuación (11) se puede usar para determinar $S_1P_1 + S_2P_2$. Una estimación sustancialmente precisa del nivel de potencia de ruido W para la señal de enlace ascendente en el sistema MIMO virtual se puede usar entonces para realizar una estimación de canales para la señal de enlace ascendente y ecualizar la señal de enlace ascendente procedente de los dispositivos de equipo de usuario primero y segundo. La estimación del nivel de potencia de ruido y la estimación de canales se pueden realizar en la estación base en el sistema MIMO virtual para permitir que se reciba la señal de enlace ascendente MIMO virtual desde el primer UE y el segundo UE.

20

En otra realización, se describe un sistema para estimar un nivel de potencia de ruido en una señal de enlace ascendente para un sistema MIMO virtual. Una ilustración, a título de ejemplo, de un diagrama de bloques del sistema 600 para estimar el nivel de potencia de ruido se ilustra en la figura 6. El sistema MIMO virtual puede incluir un primer UE 605 y un segundo UE 607 que transmiten en los mismos bloques de recursos espaciotemporales. La señal de enlace ascendente se puede recibir en una estación base 610. La estación base puede ser una estación base estándar, tal como un tipo mejorado de Nodo b de estación base. Alternativamente, la estación base puede ser una estación base de baja potencia, tal como una estación base de microceldas, una estación base de nanoceldas o una estación base de picoceldas.

30

El sistema 600 incluye un módulo DMRS 602 que está configurado para obtener un símbolo de recepción de DMRS a partir de la señal de enlace ascendente 603 y determinar una secuencia DMRS para el primer UE en el sistema MIMO virtual usando un cálculo de correlación.

35

El sistema 600 comprende además un módulo de autocorrelación 604 que está configurado para calcular un valor de autocorrelación medio para N subportadoras en la señal de enlace ascendente, donde N es el número total de subportadoras en la señal de enlace ascendente. En una realización, el valor de autocorrelación medio se puede determinar usando la ecuación (13).

40

El sistema 600 incluye un módulo de correlación cruzada 606 configurado para calcular unos valores de correlación cruzada primero y segundo $R_z(l)$ de la señal de enlace ascendente para un primer valor de l y un segundo valor de l , respectivamente, usando la secuencia DMRS para el primer UE. Los valores primero y segundo de l se seleccionan de manera que se puede estimar con precisión la suma de la potencia recibida desde el primer UE y el segundo UE.

45 En una realización, esto se puede conseguir seleccionando los valores de l que permitan que la relación $\frac{\pi l}{6}$ sea

igual a $r2\pi$, donde r es un entero positivo. Los valores primero y segundo de l se usan para calcular los valores de correlación cruzada primero y segundo. Los valores de l se pueden seleccionar de manera que sean diferentes los valores de correlación cruzada primero y segundo. En una realización, las ecuaciones 15 y 16 se pueden usar para calcular los valores de correlación cruzada primero y segundo para $l = 12$ y $l = 24$.

50 El sistema 600 comprende además un módulo de niveles de potencia de ruido 608 configurado para determinar el nivel de potencia de ruido 610 para la señal de enlace ascendente 603 en el sistema MIMO virtual usando el valor de autocorrelación medio y los valores de correlación cruzada primero y segundo. Por ejemplo, la ecuación (12) se puede usar para calcular el nivel de potencia de ruido 610.

Una estimación sustancialmente precisa del nivel de potencia de ruido W para la señal de enlace ascendente 603 en el sistema MIMO virtual se puede usar entonces para realizar una estimación de canales para la señal de enlace ascendente y ecualizar la señal de enlace ascendente procedente de los dispositivos de equipo de usuario primero y segundo 605, 607. En una realización, la estimación del nivel de potencia de ruido y la estimación de canales se pueden realizar en la estación base 610 en el sistema MIMO virtual para permitir que la señal de enlace ascendente MIMO virtual desde el primer UE y el segundo UE se reciba en la estación base. Alternativamente, el módulo DMRS 602, el módulo de autocorrelación 604, el módulo de correlación cruzada 606 y el módulo de niveles de potencia de ruido 610 pueden estar situados en el exterior de la estación base 610 y en comunicación con la misma.

La figura 7 muestra un gráfico de la estimación 702 de la potencia de ruido para una señal de enlace ascendente de un sistema MIMO virtual que incluye un primer equipo de usuario (UE) y un segundo UE. La estimación 702 se calcula con valores de l que se seleccionan de manera que la relación $\frac{\pi l}{6}$ es igual a $r2\pi$. Cuando esto ocurre,

entonces, se puede estimar con precisión la suma de la potencia recibida desde el primer UE y el segundo UE, permitiendo por ello una estimación precisa de la potencia de ruido. Se muestra una segunda estimación 704 que usa una estimación del ruido mediante multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), que no tiene en cuenta los efectos de los dos dispositivos de equipo de usuario en un sistema MIMO virtual. Como se puede ver, la estimación 702 de la potencia de ruido en la señal de enlace ascendente del sistema MIMO virtual es sustancialmente más próxima a la potencia de ruido 706 real que la estimación 704 que no tiene en cuenta los efectos del sistema MIMO virtual.

Se debe entender que algunas de las unidades funcionales descritas en esta memoria descriptiva se han etiquetado como módulos a fin de destacar más particularmente su independencia de implementación. Por ejemplo, un módulo se puede implementar como un circuito de hardware que comprende circuitos VLSI o agrupaciones de puertas a medida, semiconductores en existencia tales como chips lógicos, transistores, u otros componentes discretos. Un módulo se puede implementar también en dispositivos de hardware programables tales como agrupaciones de puertas programables en campo, lógica de agrupaciones programables, dispositivos lógicos programables o similares.

Los módulos se pueden implementar también en software para su ejecución por diversos tipos de procesadores. Un módulo identificado de código ejecutable puede comprender, por ejemplo, uno o más bloques físicos o lógicos de instrucciones informáticas, que se pueden organizar, por ejemplo, como un objeto, un procedimiento o una función. No obstante, los ejecutables de un módulo identificado no tienen que estar situados físicamente juntos, sino que pueden comprender instrucciones dispares almacenadas en lugares diferentes que, cuando se unen lógicamente entre sí, comprenden el módulo y consiguen el objetivo indicado para dicho módulo.

En realidad, un módulo de código ejecutable puede ser una única instrucción, o muchas instrucciones, y puede incluso estar distribuido por varios segmentos de código diferentes, entre programas diferentes y a través de varios dispositivos de memoria. De modo similar, los datos operativos se pueden identificar e ilustrar en la presente memoria dentro de módulos, y se pueden realizar de cualquier forma adecuada y organizar dentro de cualquier tipo adecuado de estructura de datos. Los datos operativos se pueden recoger como un único conjunto de datos, o pueden estar distribuidos por lugares diferentes, incluyendo por dispositivos de almacenamiento diferentes. Los módulos pueden ser pasivos o activos, incluyendo agentes accionables para realizar funciones deseadas.

Diversas técnicas, o ciertos aspectos o partes de las mismas, pueden tener la forma de código de programa (es decir, instrucciones) realizado en soportes tangibles, tales como unos discos flexibles, unos CD-ROM, unos discos duros, o cualquier otro soporte de almacenamiento legible por máquina en el que, cuando el código de programa se carga y se ejecuta en una máquina, tal como un ordenador, la máquina llega a ser un aparato para poner en práctica las diversas técnicas. En el caso de la ejecución de códigos de programa en ordenadores programables, el dispositivo informático puede incluir un procesador, un soporte de almacenamiento legible por el procesador (incluyendo una memoria y/o unos elementos de almacenamiento volátiles y no volátiles), al menos un dispositivo de entrada y al menos un dispositivo de salida. Uno o más programas que pueden implementar o utilizar las diversas técnicas descritas en la presente memoria pueden usar una interfaz de programación de aplicaciones (API), unos controles reutilizables, y similares. Tales programas se pueden implementar en un lenguaje de programación orientado a objetos o procedimental de alto nivel para comunicarse con un sistema informático. Sin embargo, el programa o programas se pueden implementar en lenguaje ensamblador o máquina, si se desea. En cualquier caso, el lenguaje puede ser un lenguaje compilado o interpretado, y combinado con implementaciones de hardware.

Cualquier referencia por toda esta memoria descriptiva a “una realización” o a “otra realización” significa que una propiedad, estructura o característica particular descrita en relación con la realización está incluida en, al menos, una realización de la presente invención. Así, la aparición de las frases “en una realización” o “en otra realización” en diversos lugares por toda esta memoria descriptiva no hacen todas referencia necesariamente a la misma realización.

Como se usa en la presente memoria, una pluralidad de artículos, elementos estructurales, elementos de composición y/o materiales se pueden presentar por conveniencia en una lista común. Sin embargo, estas listas se

5 deben interpretar como si cada miembro de la lista está identificado individualmente como un miembro independiente y exclusivo. Así, ningún miembro individual de tal lista se debe interpretar como un equivalente de hecho a cualquier otro miembro de la misma lista basándose exclusivamente en su presentación en un grupo común, sin indicaciones de lo contrario. Además, se puede hacer referencia en la presente memoria a diversas realizaciones y ejemplos de la presente invención, junto con alternativas a los diversos componentes de la misma. Se entiende que tales realizaciones, ejemplos y alternativas no se han de interpretar como equivalentes de hecho entre sí, sino que se han de considerar como representaciones independientes y autónomas de la presente invención.

10 Además, las propiedades, estructuras o características descritas se pueden combinar de cualquier manera adecuada en una o más realizaciones. En la siguiente descripción, se proporcionan numerosos detalles específicos, tales como ejemplos de distribuciones, distancias, ejemplos de red, etc., para proporcionar una comprensión a fondo de las realizaciones de la invención. Un experto en la técnica relevante reconocerá, sin embargo, que la invención puede ponerse en práctica sin uno o más de los detalles específicos, o con otros métodos, componentes, distribuciones, etc. En otros casos, las estructuras, las operaciones o los materiales bien conocidos no se muestran
15 o se describen con detalle para evitar hacer confusos los aspectos de la invención.

Aunque los ejemplos anteriores son ilustrativos de los principios de la presente invención en una o más aplicaciones particulares, será evidente para los expertos en la técnica que se pueden realizar numerosas modificaciones en forma, uso y detalles de implementación sin el ejercicio de ninguna facultad inventiva, y sin salirse de los principios y conceptos de la invención. Por consiguiente, no se pretende que la invención esté limitada, excepto por las
20 reivindicaciones expuestas en lo que sigue.

REIVINDICACIONES

1. Un método (500) para estimar la potencia de ruido en una señal de enlace ascendente para un sistema de múltiples entradas múltiples salidas 'MIMO' virtual (600) que incluye un primer equipo de usuario 'UE' (605) y un segundo UE (607), que comprende:
- 5 obtener (510) un símbolo de recepción de señales de referencia de desmodulación 'DMRS' en la señal de enlace ascendente;
- determinar (520) una secuencia DMRS para el primer equipo de usuario 'UE' en el sistema MIMO virtual usando un cálculo de correlación;
- 10 calcular (530) un valor de autocorrelación medio para N subportadoras en la señal de enlace ascendente, donde N es el número total de subportadoras en la señal de enlace ascendente;
- calcular (540) un primer valor de correlación cruzada $R_z(l)$ de la señal de enlace ascendente para un primer valor de l subportadoras usando la secuencia DMRS para el primer UE;
- calcular (550) un segundo valor de correlación cruzada $R_z(l)$ de la señal de enlace ascendente para un segundo valor de l subportadoras usando la secuencia DMRS para el primer UE, en el que los valores primero y segundo de l son valores enteros no nulos que se seleccionan de manera que se puede estimar con precisión la suma de la potencia recibida de los dos UE; y
- 15 determinar (560) el nivel de potencia de ruido para la señal de enlace ascendente en el sistema MIMO virtual usando el valor de autocorrelación medio y los valores de correlación cruzada primero y segundo.
2. El método según la reivindicación 1, en el que: obtener el símbolo de recepción de DMRS comprende además obtener el símbolo de recepción de DRMS en un símbolo m-ésimo sobre una subportadora n-ésima, donde m es un entero positivo y n es un valor entero entre 1 y N, y/o
- 20 el método comprende además seleccionar el primer valor de l como 12 y seleccionar el segundo valor de l como 24.
3. El método según la reivindicación 1, que comprende además seleccionar el primer valor de l y el segundo valor de l de manera que la relación $\frac{\pi l}{6}$ es igual a $r2\pi$, donde r es un entero positivo y el primer valor de l no es igual al
- 25 segundo valor de l.
4. El método según la reivindicación 2, en el que:
- el primer valor de correlación cruzada $R_z(12)$ se calcula para cada 12ª subportadora en la señal de enlace ascendente usando la secuencia DMRS para el primer UE;
- el segundo valor de correlación cruzada $R_z(24)$ se calcula para cada 24ª subportadora en la señal de enlace ascendente usando la secuencia DMRS para el primer UE.
- 30 5. El método según la reivindicación 4, que comprende además determinar una potencia de señal de la señal de enlace ascendente para el primer UE y el segundo UE en el sistema MIMO virtual con los valores de correlación cruzada primero y segundo.
6. El método según la reivindicación 1 o la reivindicación 4, en el que calcular el valor de autocorrelación medio para las N subportadoras comprende además calcular un valor de autocorrelación medio $R_y(0)$ usando:
- 35

$$R_y(0) = \frac{\sum_{n=1}^N Y_{m,n} Y_{m,n}^H}{N}$$

donde $Y_{m,n}$ son los datos recibidos en el símbolo m-ésimo sobre la subportadora n-ésima y H es una matriz traspuesta conjugada.

7. El método según la reivindicación 6, en el que calcular el primer valor de correlación cruzada comprende además calcular un valor de correlación cruzada multiplicado por una autocorrelación de la secuencia DMRS usando:
- 40

$$R_z(12) = \frac{\sum_{n=1}^{N-12} Y_{m,n} Y_{m,n+12}^H d_{m,n+12}^1 (d_{m,n}^1)^H}{N-12}$$

donde $Y_{m,n}$ son los datos recibidos en el símbolo m -ésimo sobre la subportadora n -ésima, H es una matriz traspuesta conjugada y $d_{m,n}^1$ es la secuencia DMRS del primer UE.

8. El método según la reivindicación 7, en el que calcular el segundo valor de correlación cruzada comprende además calcular un valor de correlación cruzada multiplicado por la autocorrelación de la secuencia DMRS usando:

5

$$R_z(24) = \frac{\sum_{n=1}^{N-24} Y_{m,n} Y_{m,n+24}^H d_{m,n+24}^1 (d_{m,n}^1)^H}{N-24}$$

9. El método según la reivindicación 8, que comprende además determinar una potencia de señal $S_1 P_1 + S_2 P_2$ de la señal de enlace ascendente usando:

$$S_1 P_1 + S_2 P_2 = \frac{4R_z(12) - R_z(24)}{3},$$

10 donde S_i ($i = 1, 2$) es una potencia media de UE_i ($i = 1, 2$), y P_i ($i = 1, 2$) es una potencia media de una respuesta de canal en el canal de UE_i ($i = 1, 2$), $R_z(12)$ es el primer valor de correlación cruzada y $R_z(24)$ es el segundo valor de correlación cruzada y, opcionalmente:

que comprende además determinar la potencia de ruido W para la señal de enlace ascendente en el sistema MIMO virtual usando:

$$W = R_Y(0) - (S_1 P_1 + S_2 P_2).$$

15 10. El método según la reivindicación 9, que comprende además determinar la potencia de ruido W para la señal de enlace ascendente en el sistema MIMO virtual usando:

$$W = R_Y(0) - \left(\frac{4R_z(12) - R_z(24)}{3} \right),$$

donde $R_Y(0)$ es el valor de autocorrelación medio, $R_z(12)$ es el primer valor de correlación cruzada y $R_z(24)$ es el segundo valor de correlación cruzada.

20 11. Un sistema (600) para estimar un nivel de potencia de ruido en una señal de enlace ascendente para un sistema MIMO virtual que incluye un primer equipo de usuario 'UE' (605) y un segundo UE (607), que comprende:

un módulo de señales de referencia de desmodulación 'DMRS' (602) configurado para obtener un símbolo de recepción de DMRS a partir de la señal de enlace ascendente y determinar una secuencia DMRS para el primer UE en el sistema MIMO virtual usando un cálculo de correlación;

25 un módulo de autocorrelación (604) configurado para calcular un valor de autocorrelación medio para N subportadoras en la señal de enlace ascendente, donde N es el número total de subportadoras en la señal de enlace ascendente;

30 un módulo de correlación cruzada (606) configurado para calcular unos valores de correlación cruzada primero y segundo $R_z(l)$ de la señal de enlace ascendente para un primer valor de l subportadoras y un segundo valor de l subportadoras, respectivamente, usando la secuencia DMRS para el primer UE, en el que los valores primero y segundo de l son valores enteros no nulos y se seleccionan de manera que se puede estimar con precisión la suma de la potencia recibida desde el primer UE y el segundo UE; y

35 un módulo de niveles de potencia de ruido (608) configurado para determinar el nivel de potencia de ruido para la señal de enlace ascendente en el sistema MIMO virtual usando el valor de autocorrelación medio y los valores de correlación cruzada primero y segundo.

12. El sistema según la reivindicación 11, en el que el módulo de autocorrelación está configurado además para calcular un valor de autocorrelación medio $R_Y(0)$ usando:

$$R_Y(0) = \frac{\sum_{n=1}^N Y_{m,n} Y_{m,n}^H}{N}$$

donde $Y_{m,n}$ son los datos recibidos en el símbolo m-ésimo sobre la subportadora n-ésima y H es una matriz traspuesta conjugada.

13. El sistema según la reivindicación 11, en el que el módulo de correlación cruzada está configurado además para seleccionar el primer valor de l y el segundo valor de l de manera que la relación $\frac{\pi l}{6}$ es igual a $r2\pi$, donde r es un

5 entero positivo y el primer valor de l no es igual al segundo valor de l .

14. El sistema según la reivindicación 12, en el que el módulo de correlación cruzada está configurado además para calcular el primer valor de correlación cruzada para $l = 12$ como una correlación cruzada multiplicada por una autocorrelación de la secuencia DMRS para cada 12ª subportadora usando:

$$R_z(12) = \frac{\sum_{n=1}^{N-12} Y_{m,n} Y_{m,n+12}^H d_{m,n+12}^l (d_{m,n}^l)^H}{N-12}$$

10 donde $Y_{m,n}$ son los datos recibidos en el símbolo m-ésimo sobre la subportadora n-ésima, H es una matriz traspuesta conjugada y $d_{m,n}^l$ es la secuencia DMRS del primer UE.

15. El sistema según la reivindicación 14, en el que el módulo de correlación cruzada está configurado además para calcular el segundo valor de correlación cruzada para $l = 24$ como una correlación cruzada multiplicada por la autocorrelación de la secuencia DMRS usando:

$$R_z(24) = \frac{\sum_{n=1}^{N-24} Y_{m,n} Y_{m,n+24}^H d_{m,n+24}^l (d_{m,n}^l)^H}{N-24}$$

15 y, opcionalmente, en el que el módulo de niveles de potencia de ruido está configurado además para determinar la potencia de ruido W para la señal de enlace ascendente en el sistema MIMO virtual usando:

$$W = R_Y(0) - \left(\frac{4R_z(12) - R_z(24)}{3} \right)$$

20 donde $R_Y(0)$ es el valor de autocorrelación medio, $R_z(12)$ es el primer valor de correlación cruzada y $R_z(24)$ es el segundo valor de correlación cruzada.

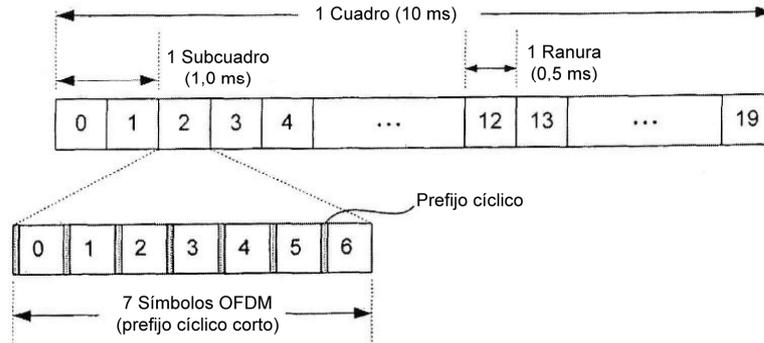


FIG. 1

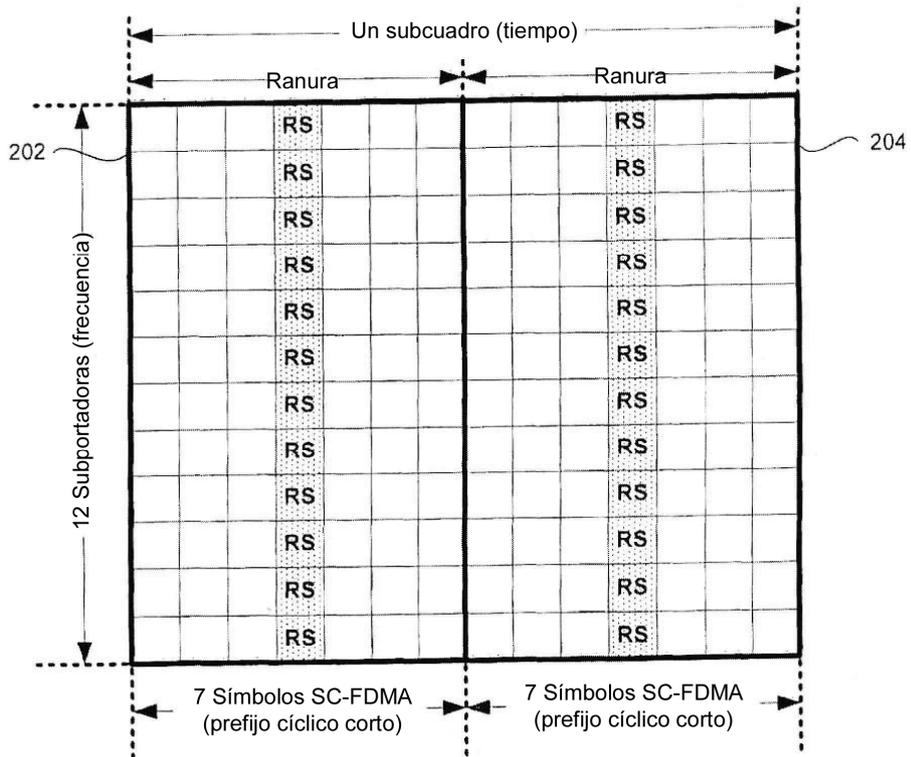


FIG. 2

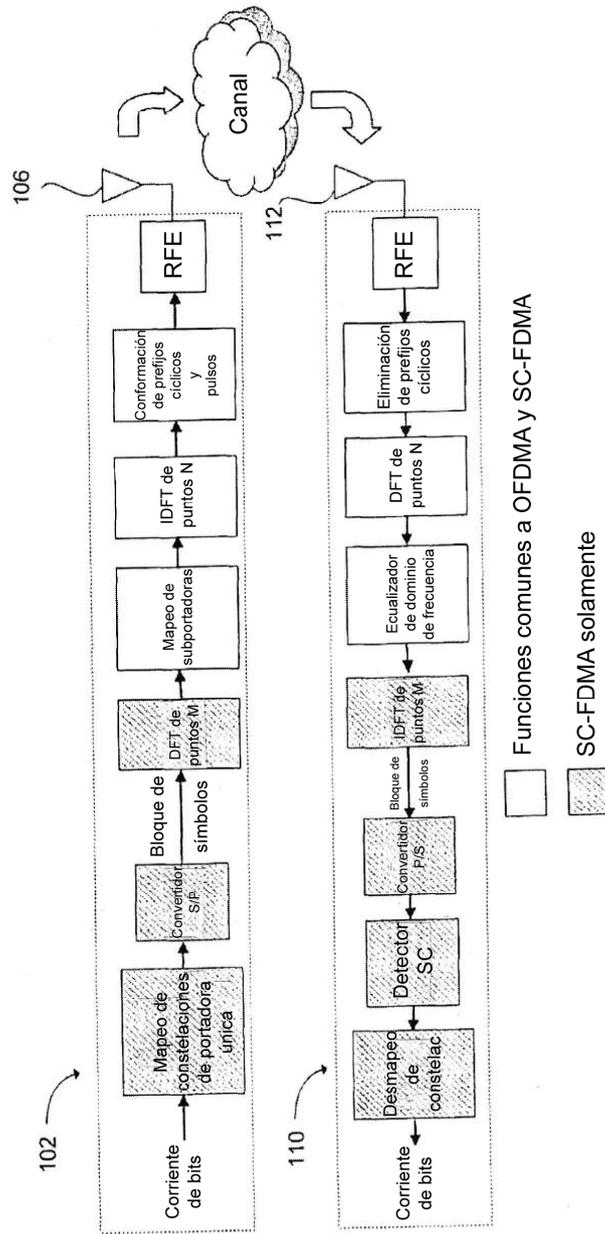


FIG. 3

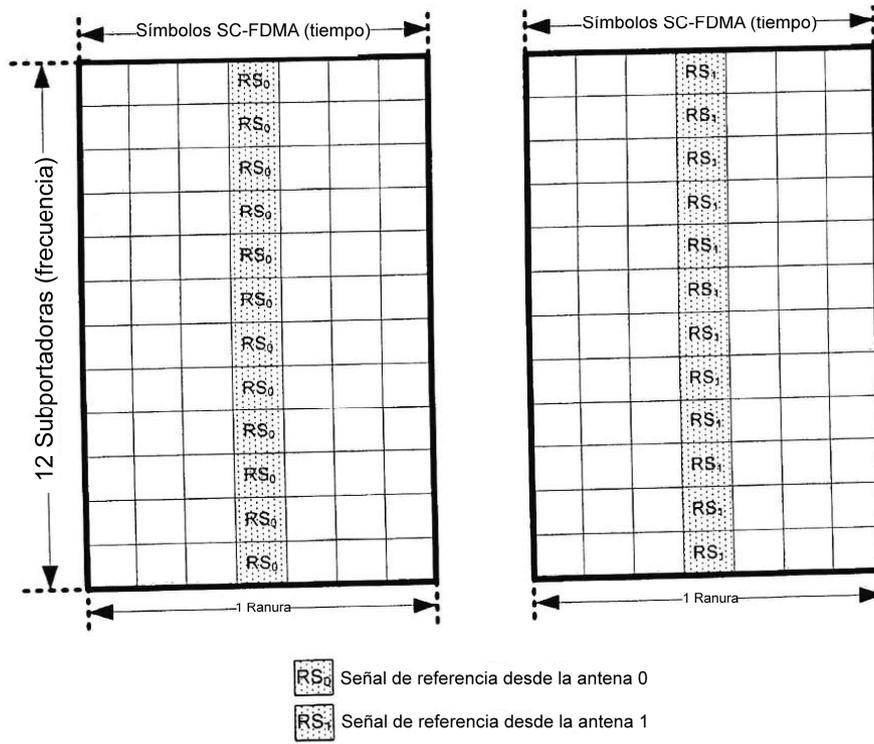


FIG. 4

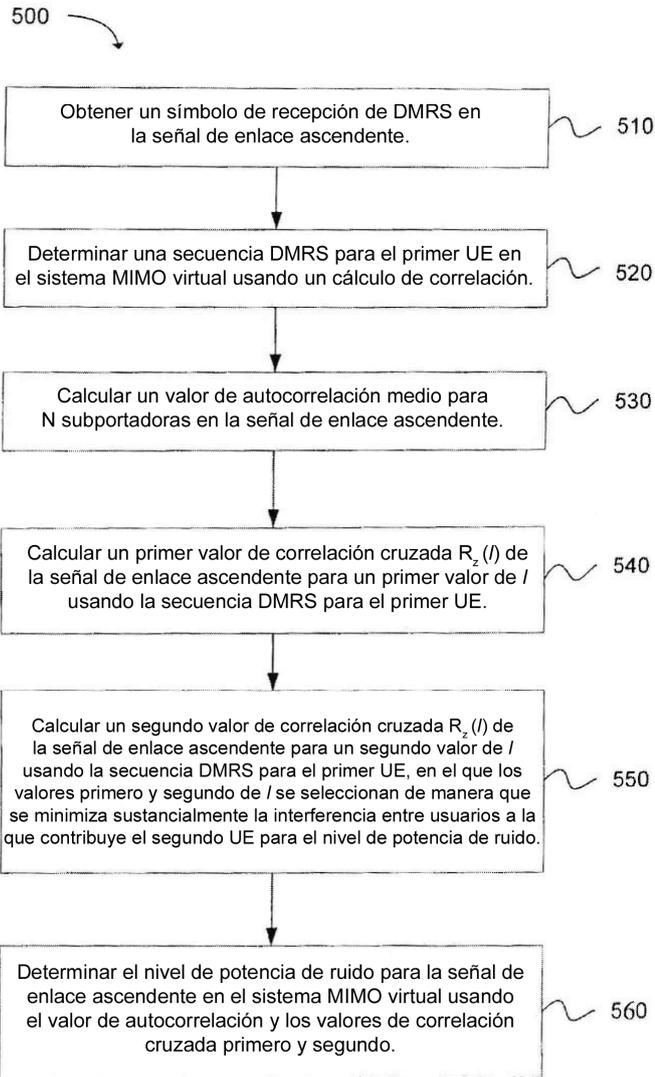


FIG. 5

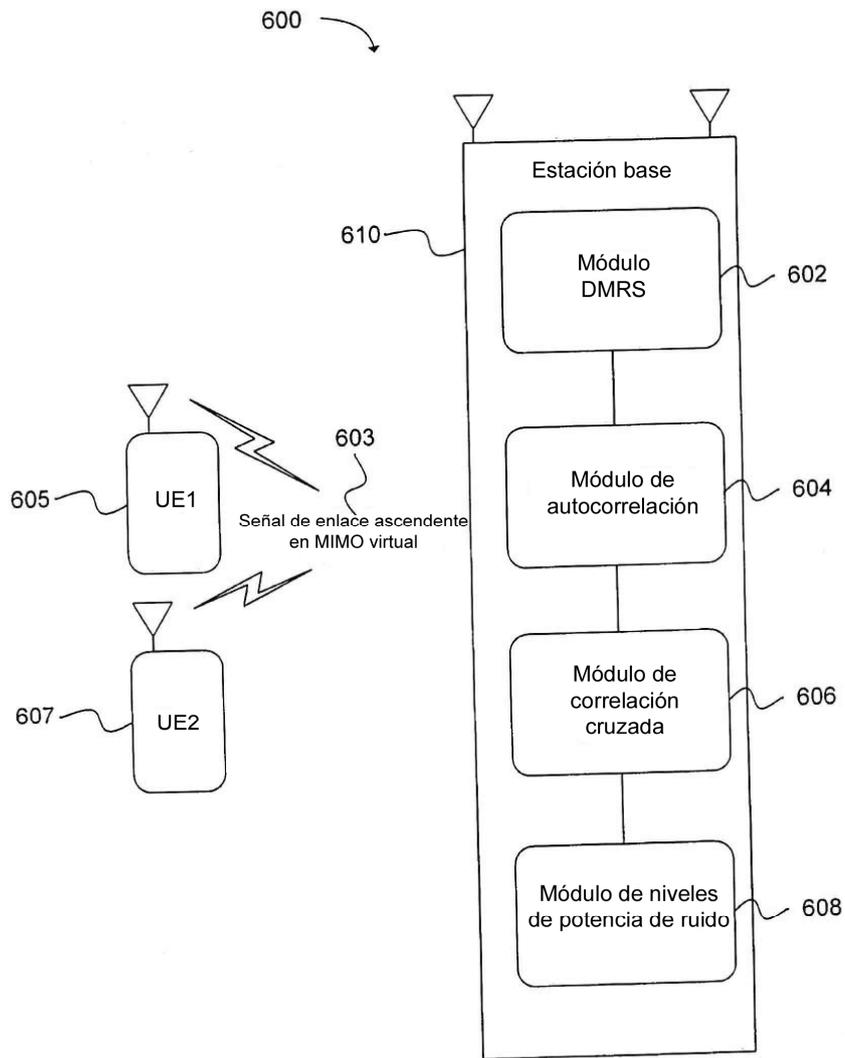


FIG. 6

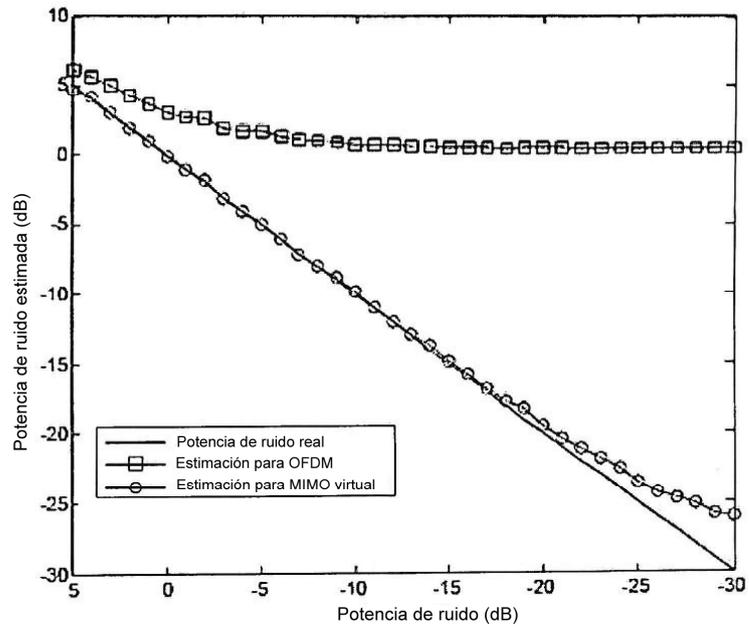


FIG. 7