

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 643 714**

51 Int. Cl.:

H04B 7/04 (2007.01)

H04B 7/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **23.12.2014** **E 14382559 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.07.2017** **EP 3038270**

54 Título: **Método para realizar acceso múltiple en sistemas celulares de OFDM inalámbricos a través de canales inalámbricos multitrayectoria considerando tanto los dominios de espacio como de frecuencia, estación base y programas informáticos de los mismos**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
24.11.2017

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

LORCA HERNANDO, JAVIER

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Monica

ES 2 643 714 T3

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

DESCRIPCIÓN

Método para realizar acceso múltiple en sistemas celulares de OFDM inalámbricos a través de canales inalámbricos multitrayectoria considerando tanto los dominios de espacio como de frecuencia, estación base y programas informáticos de los mismos

Campo de la invención

La presente invención se refiere en general al campo de la tecnología multi-antena en sistemas celulares inalámbricos. En particular, la invención se refiere a métodos, una estación base y programa informático para realizar acceso múltiple en sistemas celulares de OFDM inalámbricos a través de canales inalámbricos multitrayectoria considerando tanto los dominios de espacio como de frecuencia, en el que los sistemas multi-antena incluyen conjuntos de antena masivas en la estación base.

15 Antecedentes de la invención

La Evolución a Largo Plazo (LTE) es la siguiente etapa en los sistemas de 3G celulares, que representa básicamente una evolución de las normas de comunicaciones móviles actuales, tales como UMTS y GSM [1]. Es una norma del 3GPP que proporciona caudales de hasta 50 Mbps en el enlace ascendente y hasta 100 Mbps en el enlace descendente. Usa ancho de banda escalable desde 1,4 a 20 MHz para adecuar las necesidades de los operadores de red que tienen diferentes asignaciones de ancho de banda. Se espera también que LTE mejore la eficacia espectral en las redes, permitiendo a las operadoras proporcionar más servicios de datos y voz a través de un ancho de banda dado.

LTE-Avanzada (LTE-A), una evolución de LTE, se está normalizando en LTE Versión 10 y por encima. Está dirigida a cumplir los requisitos de IMT-Avanzado, cuyas capacidades van por encima de aquellas del IMT-2000 e incluyen velocidades de datos pico mejoradas para soportar servicios y aplicaciones avanzados (100 Mbps para alta movilidad, y 1 Gbps para baja movilidad) [2].

El uso de tecnología de antena múltiple (comúnmente conocido como Entrada-Múltiple Salida-Múltiple, o MIMO) permite el aprovechamiento del dominio espacial como otra nueva dimensión. Esto se hace esencial en la búsqueda de eficacias espectrales superiores. Pueden usarse múltiples antenas de una diversidad de maneras, basándose principalmente en tres principios fundamentales [3]:

- 35 ○ Ganancia de diversidad. Uso de la diversidad de espacio proporcionada mediante las múltiples antenas para mejorar la robustez de la transmisión frente al desvanecimiento multitrayectoria.
- Ganancia de conjunto. Concentración de energía en una o más direcciones dadas mediante precodificación o formación de haces.
- 40 ○ Ganancia de multiplexación espacial. Transmisión de múltiples flujos de señal a un único o a múltiples usuarios en múltiples capas espaciales creadas mediante combinaciones de las antenas disponibles.

Estos tres principios están realmente inter-relacionados y puede esperarse ganancias de conjunto además de ganancias de multiplexación espacial en técnicas de MIMO particulares. Especialmente cuando se trata con MIMO multi-usuario, donde se sirve a múltiples usuarios en los mismos recursos de tiempo-frecuencia mediante una combinación de múltiples flujos espaciales, los usuarios pueden beneficiarse de la ganancia de conjunto conseguida a través de la formación de haces para la separación espacial de los múltiples haces dirigidos para los diferentes usuarios.

Hasta ahora, LTE-Avanzada prevé el uso de hasta ocho antenas de transmisión en las estaciones base. Para tratar enormes aumentos en la eficacia espectral de celda promedio, los Sistemas de Antena a Gran Escala (LSAS) o sistemas de MIMO masivos se están investigando actualmente como extensiones futuras de LTE-Avanzada por encima de la Versión 12 [4]. Estos sistemas comprenden varias decenas o incluso centenas de antenas de baja potencia, donde los grados de libertad en exceso permiten una diversidad de posibilidades de procesamiento de señal en la transmisión y recepción. Estos grandes sistemas de MIMO se están sometiendo actualmente a investigación intensa.

Algunas soluciones están dirigidas a aumentar la concentración espacial de energía en direcciones específicas, direccionando por lo tanto a los usuarios de manera más aguda tal como la desvelada en la patente US-B2-8330642. La denominada Formación de Haces con Inversión de Tiempo (TRBF) concentra la energía electromagnética por medio de sondear el canal e invertir en tiempo las señales recibidas como se describe en la solicitud de patente US-A1-2013/0028341. Otras soluciones de formación de haces más tradicionales implican adaptar el patrón radiado, de modo que los haces orientados hacia diferentes usuarios presenten mínimo solapamiento para minimizar la interferencia inter-usuario.

Otra solución descrita en la solicitud de patente EP-A1-2806576, de los mismos autores de la presente invención, entrega las señales apropiadas a múltiples usuarios creando una cuadrícula de espacio bi-dimensional que asegura la ortogonalidad, por la que puede servirse a los usuarios ortogonalmente a través de un método de multiplexación de espacio-frecuencia combinados.

5 Las soluciones actuales en LTE-Avanzada hacen prever combinaciones de formación de haces y multiplexación especial para direccionar simultáneamente múltiples usuarios con diferentes formadores de haces, basándose en técnicas de precodificación propietarias, [3]. Sin embargo, el número limitado de antenas impide direccionar más de ocho usuarios de única capa en los mismos recursos de tiempo-frecuencia. Los sistemas de MIMO masivos no pueden aprovechar por lo tanto ninguna antena extra para servir simultáneamente a números de usuarios superiores.

15 Además, los enfoques de formación de haces tradicionales basándose en dirigir el patrón de antena radiado hacia los usuarios pretendidos no posibilitan la separación completamente ortogonal de recursos en espacio, ya que los haces solaparán en general hasta cierto punto. Para limitar los lóbulos del lado de los haces (que son responsables de la interferencia), un gran subconjunto del conjunto de antenas debe dedicarse a cada usuario. Esto reduce drásticamente el máximo número de usuarios que pueden servirse simultáneamente con un número de antenas dado. Al mismo tiempo, la formación de haces hacia direcciones específicas no puede evitar la interferencia inter-usuario cuando está presente multitrayectoria significativa.

20 Las técnicas de TRBF sufren la desventaja de requerir un procedimiento de dos etapas que comprende un mecanismo de sonda seguido de una generación de señal de inversión de tiempo, requiriendo por lo tanto procesamiento de dominio de tiempo computacionalmente caro. Dado los cortos intervalos de tiempo actualmente presentes en los sistemas celulares modernos (como en LTE, con intervalos de planificación de únicamente 1 ms), los procedimientos de formación de haces no deberían implicar operaciones costosas en tiempo y potencia de procesamiento.

30 La solución propuesta en dicha solicitud de patente EP es únicamente útil en ausencia de cualquier componente multitrayectoria ya que puede destruir la ortogonalidad de los usuarios. En escenarios de comunicaciones celulares realistas, donde múltiples componentes reflejados, difractados y dispersados se reciben simultáneamente, los haces dirigidos a un usuario dado pueden alcanzar otros usuarios y por lo tanto interferir con ellos, destruyendo eficazmente la ortogonalidad.

35 El documento científico divulgado en [10] propone un esquema de transmisión de usuario múltiple de supresión de interferencia y acceso múltiple de división espacial de junta (SDMA) para sistemas masivos de entrada múltiple y salida múltiple (MIMO) que funcionan en frecuencias de ondas milimétricas. Basándose en la escasez de la matriz de canal de espacio de haz, se seleccionan varios haces que capturan el lóbulo principal del canal para aproximarse al canal original de alto rango. Después de evaluar si existe superposición entre estos haces seleccionados, se divide el conjunto de usuario en dos subconjuntos, es decir, un subconjunto de no interferencia o un subconjunto de interferencia. El subconjunto de no interferencia emplea un esquema de transmisión basado en SDMA, mientras que el subconjunto de interferencia emplea un esquema basado en supresión de interferencia. Esta combinación se beneficia de ambos esquemas, reduce la cantidad de realimentación en el modo de transmisión doble de división de frecuencia, y mientras tanto asegura que todos los usuarios sean atendidos en un mismo bloque de recurso de tiempo-frecuencia. Los resultados de simulación demuestran que el esquema de junta propuesto logra un índice de suma de sistema considerable con una pequeña cantidad de realimentación.

Son por lo tanto necesarias soluciones más avanzadas para conseguir multiplexación ortogonal de usuarios en los dominios de espacio y de frecuencia en la presencia de multitrayectoria.

50 Referencias:

- [1] 3GPP TS 36.300, Acceso de Radio Terrestre Universal Evolucionado (E-UTRA) y Red de Acceso de Radio Terrestre Universal Evolucionada (E-UTRAN); Descripción Global, Etapa 2 (Versión 8)
- [2] <http://www.3gpp.org/LTE-Advanced> (recuperada en diciembre de 2014)
- 55 [3] S. Sesia, I. Toufik, M. Baker (editores), "LTE, the UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice" (2ª edición), John Wiley e hijos, 2011
- [4] RP-121804, "New SID Proposal: Study on Full Dimension MIMO for LTE", Reunión N° 58 del 3GPP TSG RAN, 4 - 7 de diciembre de 2012
- [5] COST 273 TD(02) 066, "Spatial Reciprocity of Uplink and Downlink Radio Channels in FDD Systems", Espoo, Finlandia, 2002
- 60 [6] Q. Gao, F. Qin, S. Sun, "Utilization of Channel Reciprocity in Advanced MIMO System", CHINACOM 25-27 de agosto de 2010, Beijing, China
- [7] S. K. Mohammed y E. G. Larsson, "Single-User Beamforming in Large-Scale MISO Systems with Per-Antenna Constant-Envelope Constraints: the Doughnut Channel", IEEE Transactions On Wireless

- Communications 11(11): 3992-4005 (2012)
- [8] P. Chan, D. Lee, F. Tam, C. Lin, R. Cheng y V. Lau, "Angular-domain Channel Model and Channel Estimation for MIMO System", IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) 2008, 30 de noviembre de 2008 – 4 de diciembre de 4 2008, Nueva Orleans
- 5 [9] H. Yang y T. Marzetta, "Performance of Conjugate and Zero-Forcing Beamforming in Large-Scale Antenna Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 31 (2), Feb. 2013
- [10] Han Yu et.al. "A joint SDMA and interference suppression multiuser transmission scheme for millimeter-wave massive MIMO systems"

10 **Descripción de la invención**

Las realizaciones de la presente invención tratan estas y/u otras necesidades proporcionando una técnica de multiplexación de espacio-frecuencia combinados para sistemas multi-antena aplicable a escenarios celulares con multitrayectoria significativa que extiende el enfoque de multiplexación por división de espacio-frecuencia ortogonal

15 propuesto en la solicitud de patente EP-A1-2806576, haciendo los cambios necesarios en escenarios celulares realistas para superar la pérdida de ortogonalidad producida por la multitrayectoria.

Para este fin, de acuerdo con una realización se proporciona un método para realizar acceso múltiple en sistemas celulares de OFDM inalámbricos a través de canales inalámbricos multitrayectoria considerando tanto los dominios de espacio como de frecuencia, en el que una estación base equipada con un gran número de antenas de acuerdo

20 con un conjunto rectangular bidimensional tiene conocimiento completo de las características de canal entre ella y

cada uno de un número de usuarios de celda, comprendiendo dicho conjunto rectangular N_1 elementos de antena a lo largo de un eje con un espaciado normal d_x y N_2 elementos de antena a lo largo de un eje perpendicular con un espaciado normal d_y , y estando caracterizado cada uno de los usuarios por los ángulos (θ, φ) en un sistema de coordenadas esféricas discretizado a través de un espaciado de cuadrícula $(\Delta u, \Delta v)$ en el dominio (u, v) para

conseguir ortogonalidad siendo $u = \text{sen}(\theta) \cos(\varphi)$, $v = \text{sen}(\theta) \text{sen}(\varphi)$, $d_x = \lambda / (N_1 \Delta u)$, $d_y = \lambda / (N_2 \Delta v)$, $u_k = k \cdot \Delta u$ y $v_l = l \cdot \Delta v$, para $k = 0, 1, \dots, N_1 - 1$, $l = 0, 1, \dots, N_2 - 1$.

25

Al contrario de las propuestas conocidas, la estación base obtiene, a partir de señales de entrenamiento o piloto conocidas transmitidas mediante cada uno de los usuarios, señales en el dominio (u, v) por medio de:

30
$$S_R[k, l, f] = \frac{1}{\sqrt{N_c N_1 N_2}} \sum_{t=0}^{N_c - 1} \sum_{n=0}^{N_1 - 1} \sum_{m=0}^{N_2 - 1} A_R[n, m, t] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_c} ft\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$
 donde

$A_R[n, m, t]$ indica la señal de dominio de tiempo recibida mediante el elemento de antena (n, m) , N_c indica el número de subportadoras en el dominio de frecuencia, y $S_R[k, l, f]$ indica los componentes de frecuencia del haz recibido en la dirección (k, l) . A continuación, la estación base estima los coeficientes de canal angulares que corresponden a cada uno de los usuarios por medio de usar la siguiente ecuación:

35 $S_R[k, l, f] = H_i[k, l, f] \cdot \text{Piloto}_i[f] + N$, donde $\text{Piloto}_i[f]$ indica las señales piloto/de entrenamiento conocidas a priori transmitidas mediante el usuario i , $H_i[k, l, f]$ es la respuesta de frecuencia de canal asociada

con el usuario i en la dirección (k, l) , y N es un componente de ruido aditivo complejo, y estima un perfil angular Φ_i que caracteriza a cada uno de los usuarios, comprendiendo dicho perfil angular Φ_i un conjunto de direcciones, o

haces, (k, l) en el dominio (u, v) para el que los coeficientes de canal angulares estimados $\hat{H}_i[k, l, f]$ no son cero:

40
$$\Phi_i = \left\{ (k_j, l_j), \forall j = 0, \dots, N_1 N_2 - 1 \text{ de manera que } \hat{H}_i[k, l, f] \neq 0 \right\}$$

A continuación, la estación base descarta, a partir de dichos perfiles angulares estimados $\hat{\Phi}_i$, aquellos haces que pertenecen a dos o más perfiles angulares diferentes ya que producirían interferencia inter-usuario, conduciendo de

esta manera a nuevos perfiles angulares $\tilde{\Phi}_i$ dados por:

45
$$\tilde{\Phi}_i = \left\{ (k_j, l_j) \in \hat{\Phi}_i : (k_j, l_j) \notin \hat{\Phi}_{i'} \forall i' \neq i \right\}, i = 0, \dots, M' - 1$$
, donde M' indica el número de diferentes perfiles angulares después de excluir los haces que producen interferencia inter-usuario, que coincide con el número de

usuarios simultáneamente direccionables. Después de eso, la estación base asigna potencias a cada uno de los haces contenidos en dichos perfiles angulares $\tilde{\Phi}_i$, de tal manera que la suma de las potencias de los haces en un perfil angular no supere la potencia asignada al usuario correspondiente y calcula finalmente los coeficientes de excitación para cada uno de dicho gran número de antenas por medio de:

$$A_T[n, m, f] = \sqrt{\frac{1}{N_1 N_2}} \sum_{(k, l) \in \tilde{\Phi}} P_T[k, l] \cdot \left(\sum_{(k', l') \in \tilde{\Phi}} U[k, l, k', l', f] S_T[k', l', f] \right) \times \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

5 donde $A_T[n, m, f]$ es el coeficiente de excitación de la antena (n, m) en el dominio de frecuencia, $U[k, l, k', l', f]$ son los elementos de una matriz de precodificación en el dominio de frecuencia, $P_T[k, l]$ es la potencia de transmisión asignada al haz en la dirección (k, l) , $S_T[k, l, f]$ es los datos que corresponden a la dirección (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\tilde{\Phi}$ indica la superposición de los perfiles angulares de todos los

$$\tilde{\Phi} \equiv \bigcup_{i=0}^{M'-1} \tilde{\Phi}_i$$

10 usuarios con un número de elementos, o haces, dado por $M \geq M'$: De acuerdo con la realización anterior, la matriz de precodificación puede obtenerse mediante $U[k, l, k', l', f] = \hat{H}^{-1}[k, l, f] \delta[k - k'] \delta[l - l']$, donde $\hat{H}^{-1}[k, l, f]$ indica la inversa de los coeficientes de canal estimados en las direcciones (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\delta[x] = 1$ si $x = 0$, $\delta[x] = 0$ de otra manera. Como alternativa, la matriz de precodificación puede obtenerse mediante

$$U[k, l, k', l', f] = \frac{\hat{H}^*[k, l, f]}{\|\hat{H}\|} \delta[k - k'] \delta[l - l']$$

15 , donde $\hat{H}^*[k, l, f]$ indica la conjugada de los coeficientes de canal estimados en las direcciones (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\|\hat{H}\|$ es una norma definida mediante:

$$\|\hat{H}\| = \sqrt{\sum_{k, l \in \tilde{\Phi}} |\hat{H}[k, l, f]|^2}$$

Además, de acuerdo con una primera alternativa, la potencia asignada al haz en la dirección (k, l) se da

$$P_T[k, l] = \frac{P_{T,i}}{N_{\Phi,i}}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

por: , donde $N_{\Phi,i}$ es el número de elementos contenido en $\tilde{\Phi}_i$ y

20 $P_{T,i}$ es la potencia asignada al usuario i . De acuerdo con una segunda alternativa, la potencia asignada al haz en la

$$P_T[k, l] = \frac{P_R[k, l]}{\sum_{(k, l) \in \tilde{\Phi}_i} P_R[k, l]} P_{T,i}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

dirección (k, l) puede darse por: , donde $P_R[k, l]$ indica la potencia asociada con el haz (k, l) como se recibe por el usuario. De acuerdo con una tercera alternativa la potencia asignada al haz en la dirección (k, l) se da por:

$$P_T[k, l] = \frac{P_R^{-1}[k, l]}{\sum_{(k, l) \in \tilde{\Phi}_i} P_R^{-1}[k, l]} P_{T,i}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

25 Además, la estimación de los coeficientes de canal angulares se da preferentemente

$$\hat{H}_i[k, l, f] = \frac{Pilotoi[f]}{|Pilotoi[f]|^2 + 1/SNR} \times \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_R[n, m, f] \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

por don de SNR es la relación señal a ruido, y $A_R[n, m, f]$ indica la señal de dominio de frecuencia recibida mediante el

$$A_R[n, m, f] = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} A_R[n, m, t] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_c} ft\right)$$

elemento de antena (n, m) :

De acuerdo con otra realización se proporciona un método para realizar acceso múltiple en sistemas celulares de OFDM inalámbricos a través de canales inalámbricos multirayectoria considerando tanto los dominios de espacio como de frecuencia, en el que una estación base equipada con un gran número de antenas de acuerdo con un conjunto rectangular bidimensional no tiene información sobre las características de canal entre ella y cada uno de un número de usuarios de celda, comprendiendo dicho conjunto rectangular N_1 elementos de antena a lo largo de un eje con un espaciado normal d_x y N_2 elementos de antena a lo largo de un eje perpendicular con un espaciado normal d_y , y estando caracterizados cada uno de los usuarios por los ángulos (θ, φ) en un sistema de coordenadas esféricas discretizado a través de un espaciado de cuadrícula $(\Delta u, \Delta v)$ en el dominio (u, v) para conseguir ortogonalidad siendo $u = \text{sen}(\theta) \cos(\varphi)$, $v = \text{sen}(\theta) \text{sen}(\varphi)$, $d_x = \lambda / (N_1 \Delta u)$, $d_y = \lambda / (N_2 \Delta v)$, $u_k = k \cdot \Delta u$ y $v_l = l \cdot \Delta v$, para $k = 0, 1, \dots, N_1 - 1$, $l = 0, 1, \dots, N_2 - 1$.

Al contrario de las propuestas conocidas, la estación base obtiene, a partir de señales de entrenamiento o piloto transmitidas mediante cada uno de los usuarios, señales en el dominio (u, v) por:

$$S_R[k, l, f] = \frac{1}{\sqrt{N_c N_1 N_2}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_R[n, m, t] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_c} ft\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

donde

$A_R[n, m, t]$ indica la señal de dominio de tiempo recibida mediante el elemento de antena (n, m) , N_c indica el número de subportadoras en el dominio de frecuencia, y $S_R[k, l, f]$ indica los componentes de frecuencia del haz recibido en la dirección (k, l) . A continuación, la estación base estima un perfil angular Φ_i que caracteriza cada uno de los usuarios, comprendiendo dicho perfil angular Φ_i un conjunto de direcciones, o haces (k, l) en el dominio (u, v) para el que las potencias recibidas desde cada uno de los usuarios no son cero: $\Phi_i = \{(k_j, l_j), \forall j = 0, \dots, N_1 N_2 - 1 \text{ de manera que se recibe señal no nula mediante el usuario } i\}$.

Después de eso, la estación base descarta, de dichos perfiles angulares estimados Φ_i , aquellos haces que pertenecen a dos o más perfiles angulares diferentes ya que producirían interferencia inter-usuario, conduciendo de

esta manera a nuevos perfiles angulares $\tilde{\Phi}_i$ dados por:

$$\tilde{\Phi}_i = \{(k_j, l_j) \in \Phi_i : (k_j, l_j) \notin \Phi_{i'} \forall i' \neq i\}, i = 0, \dots, M'-1$$

donde M' indica el número de diferentes perfiles angulares después de excluir los haces que producen interferencia inter-usuario, que coincide con el número de usuarios simultáneamente direccionables. A continuación, la estación base asigna potencias a cada uno de los

haces contenidos en dichos perfiles angulares $\tilde{\Phi}_i$, de tal manera que la suma de las potencias de los haces en un perfil angular no supere la potencia asignada al usuario correspondiente, y calcula finalmente los coeficientes de excitación para cada uno de dicho gran número de antenas por:

$$A_T[n, m, f] = \sqrt{\frac{1}{N_1 N_2}} \sum_{(k, l) \in \tilde{\Phi}} P_T[k, l] \cdot S_T[k, l, f] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

donde $A_T[n, m, f]$ es el coeficiente de excitación de la antena (n, m) en el dominio de frecuencia, $P_T[k, l]$ es la potencia de transmisión asignada al haz en la dirección (k, l) , $S_T[k, l, f]$ es los datos que corresponden a la dirección (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\tilde{\Phi}$ indica la superposición de los perfiles angulares de todos los usuarios con un número

$$\tilde{\Phi} \equiv \bigcup_{i=0}^{M'-1} \tilde{\Phi}_i$$

de elementos, o haces, dado por $M \geq M'$:

De acuerdo con esta realización particular la potencia asignada al usuario i puede darse por

$$P_T[k, l] = \frac{P_{T,i}}{N_{\Phi,i}}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

, donde $N_{\Phi,i}$ es el número de elementos contenidos en $\tilde{\Phi}_i$ y

$P_{T,i}$ es la potencia asignada al usuario i .

De acuerdo con la invención, las señales pretendidas para las direcciones (k, l) en el dominio (u, v) son iguales a las señales pretendidas para el usuario caracterizado por el perfil angular $\tilde{\Phi}_i$ que contiene esa dirección

5 $S_T[k, l, f] = S_i[f]; \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, 1, \dots, M'-1$, donde $S_i[f]$ es la señal para el usuario i en el dominio de frecuencia.

Además, las frecuencias de operación para las direcciones de enlace ascendente y enlace descendente son en general diferentes, y los ángulos (θ, φ) están discretizados por medio de diferentes cuadrículas $(\Delta u, \Delta v)$ en el

enlace ascendente y enlace descendente, de acuerdo con $\Delta u_{UL} = \frac{\lambda_{UL}}{d_x N_1}, \Delta u_{DL} = \frac{\lambda_{DL}}{d_x N_1};$ y

10 $\Delta v_{UL} = \frac{\lambda_{UL}}{d_y N_2}, \Delta v_{DL} = \frac{\lambda_{DL}}{d_y N_2}$, donde λ_{UL} indica la longitud de onda en la frecuencia central de enlace

ascendente, λ_{DL} indica la longitud de onda en la frecuencia central de enlace descendente, $(\Delta u_{UL}, \Delta v_{UL})$ es la cuadrícula en el enlace ascendente y $(\Delta u_{DL}, \Delta v_{DL})$ es la cuadrícula en el enlace descendente.

Otras realizaciones de la invención que se desvelan en el presente documento incluyen una estación base configurada para implementar uno o más aspectos de los métodos desvelados, así como programas de software para realizar las etapas y operaciones de realizaciones de métodos resumidos anteriormente y desvelados en detalle a continuación. Más particularmente, un producto de programa informático es una realización que tiene un medio legible por ordenador que incluye instrucciones de programa informático codificadas en el mismo que cuando se ejecutan en al menos un procesador en un sistema informático producen que el procesador realice las operaciones indicadas en el presente documento como realizaciones de la invención.

20 La presente invención permite direccionar simultáneamente un número de usuarios en los mismos recursos de tiempo y frecuencia en presencia de multitraectoria, aumentando de esta manera la capacidad celular. Al contrario de las soluciones de la técnica anterior, esta invención puede evitar interferencia inter-usuario incluso en ausencia de conocimiento de canal detallado en el lado de transmisión. Los ángulos de salida que conducen a interferencia inter-usuario significativa pueden identificarse y evitarse adicionalmente en el lado de transmisión incluso sin suposiciones de reciprocidad de canal. Cuando puede suponerse la reciprocidad de canal se proporciona un procedimiento de estimación de canal donde los coeficientes de canal están caracterizados en el dominio angular, y pueden aplicarse estrategias de precodificación y asignación de potencia apropiadas para maximizar las señales recibidas mientras que se evita interferencia inter-usuario. Se proporcionan las expresiones de forma cerrada para obtener las excitaciones de antena en ambos casos.

35 Además, la presente invención no requiere caracterización precisa de las características de canal angular en tanto el transmisor como el receptor. Únicamente entran en consideración las direcciones de transmisión cuando se estima las características de transferencia de canal, que incluiría los efectos del patrón del receptor así como las múltiples reflexiones desde los objetos circundantes.

También, las estrategias de asignación de potencia no están basadas en la potencia asignada para cada antena, sino en su lugar en la potencia asignada por cada una de las direcciones angulares. Los haces pueden excitarse apropiadamente con diferentes potencias de transmisión, o incluso con potencia nula para evitar interferencia inter-usuario.

45 La operación en sistemas de FDD, con diferentes frecuencias centrales en el enlace ascendente y enlace descendente, es posible también considerando diferente espaciado de cuadrícula en ambas direcciones. Los sistemas prácticos presentarán menores diferencias en las cuadrículas debido a la relativamente pequeña separación de frecuencia entre el enlace ascendente y el enlace descendente, conduciendo de esta manera a características de haz muy similares en ambas direcciones.

Breve descripción de los dibujos

50 Las anteriores y otras ventajas y características se entenderán más completamente a partir de la siguiente descripción detallada de realizaciones, con referencia a lo adjunto, que debe considerarse de una manera ilustrativa

y no limitante, en que:

la Figura 1 es una ilustración de una realización de la invención propuesta para una multiplexación simultánea de usuarios en los dominios de espacio y de frecuencia en presencia de multitrayectoria.

La Figura 2 es una ilustración de un escenario celular caracterizado por multitrayectoria significativa.

La Figura 3 ilustra una región visible en el dominio (u, v) .

La Figura 4 ilustra una función de transferencia de canal angular teórica desde el elemento de antena (n, m) en la dirección (k, l) .

La Figura 5 ilustra una aproximación de la respuesta de canal angular en el régimen de campo lejano.

La Figura 6 es una ilustración de perfiles angulares ejemplares de diferentes usuarios que muestran haces que producen interferencia inter-usuario.

La Figura 7 ilustra algunos perfiles angulares ejemplares donde se evita interferencia inter-usuario no excitando haces comunes.

La Figura 8 es una realización ejemplar del método propuesto cuando la estación base tiene conocimiento completo de los coeficientes de canal.

La Figura 9 es una realización ejemplar del método propuesto cuando la estación base no tiene conocimiento completo de los coeficientes de canal.

Descripción detallada de la invención y de varias realizaciones

La presente invención permite multiplexación simultánea de los usuarios en los dominios de espacio y de frecuencia en presencia de multitrayectoria. Sin pérdida de generalidad, a continuación se considera que el transmisor es una estación base que tiene múltiples antenas, y los usuarios tienen receptores de antena única. Los enlaces inalámbricos entre el transmisor y los receptores se denominan como canales de enlace descendente. La aplicación de las ideas presentadas en esta invención a receptores con más de una antena, y a canales de enlace ascendente, será sencillo para los expertos en la materia.

De acuerdo con la Figura 1 una estación base que comprende un gran número de antenas (en la forma de un conjunto bidimensional) está dirigida a transmitir un número dado de señales a un conjunto de usuarios, de modo que cada uno reciba su señal pretendida (o conjunto de señales pretendidas) sin interferencia a/desde los otros usuarios. La estación base incluye un planificador en las dimensiones de espacio-tiempo-frecuencia así como una técnica de procesamiento de espacio-frecuencia ortogonal para direccionar a los usuarios. La estación base transmite un conjunto de haces ortogonales pretendidos para recibirse mediante usuarios, donde $M' \leq M \leq N_1 \times N_2$.

Se supone un escenario celular donde el canal inalámbrico presenta multitrayectoria significativa, dando como resultado de esta manera múltiples componentes de señal que se reciben mediante cada usuario. La ortogonalidad de los haces se consigue tras la transmisión discretizando apropiadamente el dominio espacial, mientras que se evita la interferencia inter-usuario excitando únicamente aquellos haces que dan como resultado componentes de multitrayectoria recibidos mediante un único usuario. La estación base excluirá por lo tanto aquellas direcciones angulares en espacio que dan como resultado componentes angulares que se reciben mediante más de un usuario. Mediante examen directo de las señales recibidas desde los usuarios en el canal inverso (enlace ascendente), la estación base puede detectar las direcciones angulares de sus señales y a continuación excluir aquellos haces que son comunes a más de un usuario. Además, cuando la estación base tiene conocimiento completo de las características de canal de enlace descendente de cada uno de los usuarios, pueden aplicarse estrategias de precodificación y asignación de potencia para maximizar la relación señal a ruido (SNR) recibida de los usuarios.

El examen de los ángulos de llegada de las señales de enlace ascendente puede basarse en transmisiones periódicas de firmas ortogonales o secuencias de identificación mediante los usuarios. La estación base puede detectar los haces de enlace ascendente recibidos que corresponden a cada uno de los usuarios, y a continuación evitar la interferencia inter-usuario en el enlace descendente excitando únicamente aquellos haces no compartidos mediante varios usuarios. Cuanto mayor es el número de componentes multitrayectoria, mayor es la posibilidad de que dos usuarios puedan interferir entre sí.

Se ha de observar que el método anterior puede operar tanto en sistemas de Dúplex por División en Frecuencia (FDD) como de Dúplex por División en el tiempo (TDD). Incluso si la reciprocidad del canal no se mantiene para el enlace ascendente y enlace descendente en sistemas de FDD, las direcciones de llegada y salida están fuertemente correlacionadas con correcciones menores necesarias debido a las diferentes frecuencias centrales en uso [5] [6]. Esto es a diferencia de las soluciones de formación de haces clásicas donde la selección de los pesos de formación de haces óptimos se basa en el conocimiento completo del canal y puede usarse por lo tanto únicamente en modo de TDD, a menos que se realimente información de estado de canal precisa desde los usuarios en FDD (que no es práctico). Dado que cada usuario recibirá un número de componentes multitrayectoria que contienen idealmente la señal deseada sin interferencia inter-usuario, los usuarios únicamente tienen que compensar los efectos del

canal de frecuencia selectiva resultante. Para ayudar a esto, la Multiplexación por División Ortogonal de Frecuencia (OFDM) permite la equalización de dominio de frecuencia de las señales ayudadas mediante señales piloto o de entrenamiento intercaladas con datos de usuario, con la condición de que se reciban las multitrayectorias en la longitud del prefijo cíclico [3].

5 Si se conoce también la información de estado de canal completa en el lado de la estación 100 base (como en TDD), la estación 100 base puede aplicar estrategias de precodificación especializada y asignación de potencia tales como Transmisión de Relación Máxima (MRT) o Forzado a Cero (ZF), para maximizar la SNR recibida (o minimizar la potencia de transmisión global para la misma SNR) [10]. La información de estado de canal en las soluciones de la técnica anterior comprendería los componentes de canal entre todos los usuarios 106 y los elementos de antena 103. Sin embargo, a diferencia con las soluciones de la técnica anterior, en la presente invención únicamente necesitan estimarse los componentes de canal angular que corresponden a las direcciones de transmisión en espacio que no crean interferencia inter-usuario. Esta información puede a continuación obtenerse en la estación 100 base y aplicarse como parte de las estrategias de formación de haces y asignación de potencia, maximizando por lo tanto la SNR recibida para los usuarios 106 activos.

Con referencia a la Figura 2 se ilustra un escenario celular caracterizado por multitrayectoria significativa. Una celda en un sistema celular inalámbrico comprende una estación 100 base equipada con un gran número de antenas 103 de transmisión idénticas, y M' usuarios 106 (teniendo cada uno una antena única) dispuestos a transmitir/recibir simultáneamente en ciertos recursos de tiempo-frecuencia asignados mediante la estación 100 base. Sin pérdida de generalidad puede suponerse que la estación 100 base está equipada con un conjunto de antenas bidimensional con $N_1 \times N_2$ elementos de antena. Se supone también que se emplea Multiplexación por División Ortogonal de Frecuencia (OFDM) para la asignación de los usuarios 106 en tiempo y frecuencia. La estación 100 base transmite un conjunto de M haces 201 ortogonales pretendidos para los M' usuarios 106. El escenario celular está caracterizado por multitrayectoria significativa producida por los objetos 202 circundantes, y los usuarios 106 reciben múltiples componentes 203 de señal como resultado de los efectos combinados de reflexión, refracción, difracción y dispersión. La extensión de las ideas propuestas a otras configuraciones de estación base, y a más de una antena de recepción será sencillo para los expertos en la materia.

30 Acceso múltiple de espacio-frecuencia ortogonal en presencia de multitrayectoria

De acuerdo con la solicitud de patente EP-A1-2806576, puede aplicarse una técnica de procesamiento de señal de espacio-frecuencia con la que la recepción combinada de las señales procedentes de todas las antenas 103 de transmisión producirá los resultados deseados en direcciones particulares en un escenario 3D. Se define una cuadrícula en el dominio (u, v) , donde las coordenadas (u, v) son los cosenos direccionales relacionados con los

ángulos de elevación y azimut (θ, φ) :

$$u = \text{sen}(\theta) \cos(\varphi)$$

$$v = \text{sen}(\theta) \text{sen}(\varphi)$$

Un área de sector se cubre completamente mediante un conjunto de $N_1 \times N_2$ puntos discretos dados por:

$$u_k = k \cdot \Delta u; k = 0, 1, \dots, N_1 - 1$$

$$v_l = l \cdot \Delta v; l = 0, 1, \dots, N_2 - 1$$

40 donde los periodos de muestreo $\Delta u, \Delta v$ representan la granularidad deseada en el dominio espacial y están relacionados al espaciado de la antena 103 en ambas dimensiones del conjunto d_x, d_y para conseguir ortogonalidad de los usuarios 106:

$$d_x = \frac{\lambda}{N_1 \Delta u}$$

$$d_y = \frac{\lambda}{N_2 \Delta v}$$

45 Se ha de observar que el dominio (u, v) corresponde a la proyección de los puntos en una superficie esférica de radio de la unidad sobre el plano (x, y) , es decir las coordenadas (u, v) son las coordenadas (x, y) de los puntos en una superficie esférica de radio unitario (Figura 3).

En sistemas de FDD, con diferentes frecuencias centrales en enlace ascendente y enlace descendente, sería posible definir diferentes cuadrículas para los ángulos (θ, φ) en el enlace ascendente y enlace descendente de acuerdo con las expresiones:

$$\Delta u_{UL} = \frac{\lambda_{UL}}{d_x N_1}, \Delta u_{DL} = \frac{\lambda_{DL}}{d_x N_1}$$

$$\Delta v_{UL} = \frac{\lambda_{UL}}{d_y N_2}, \Delta v_{DL} = \frac{\lambda_{DL}}{d_y N_2}$$

donde λ_{UL} indica la longitud de onda en la frecuencia central de enlace ascendente, λ_{DL} indica la longitud de onda en la frecuencia central de enlace descendente, $(\Delta u_{UL}, \Delta v_{UL})$ es la cuadrícula en el enlace ascendente y $(\Delta u_{DL}, \Delta v_{DL})$ es la cuadrícula en el enlace descendente.

La señal de transmisión de OFDM del dominio de frecuencia $A_T[n, m, f]$ que corresponde a cada elemento de antena (n, m) se obtendrá por medio de la siguiente expresión, donde N_c indica el número de subportadoras en el dominio de frecuencia y P_T es la potencia de transmisión global del conjunto, como se describe en la solicitud de patente EP-A1-2806576:

$$A_T[n, m, f] = \sqrt{\frac{P_T}{N_1 N_2}} \sum_{k=0}^{N_1-1} \sum_{l=0}^{N_2-1} S_T[k, l, f] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right), \text{ con } \begin{cases} n = 0, \dots, N_1 - 1 \\ m = 0, \dots, N_2 - 1 \\ f = 0, \dots, N_c - 1 \end{cases}$$

La información a enviar a cada usuario 106 se construye como sigue:

$$S_T[k, l, f] = \begin{cases} S_i[f]; \forall (k, l) \in \{(k_i, l_i), i = 0, 1, \dots, M - 1\} \\ 0; \text{ de otra manera} \end{cases}$$

donde $S_i[f]$ son las señales de banda base complejas normalizadas (potencia de unidad) que corresponden al haz i , y los haces están localizados mediante las coordenadas angulares $(k_i, l_i), i = 0, 1, \dots, M - 1$. Cuando se supone no interferencia entre-haces a continuación se puede identificar haces con usuarios en una correspondencia uno a uno. Esta suposición en general no será cierta para escenarios multitrayectoria. A continuación el índice i se referirá únicamente a usuarios.

Para detección de las señales de enlace ascendente, después de recibir las señales de dominio de tiempo $A_R[n, m, t]$ en los elementos de antena (n, m) los contenidos de frecuencia de cada usuario 106 pueden obtenerse por medio de la siguiente expresión, como se describe en la solicitud de patente EP-A1-2806576:

$$S_R[k, l, f] = \frac{1}{\sqrt{N_c N_1 N_2}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_R[n, m, t] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_c} ft\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

El procedimiento anteriormente descrito es únicamente válido en ausencia de multitrayectoria, puesto que se supone que los usuarios 106 reciben los haces únicamente en una dirección en espacio. En esta condición la interferencia inter-usuario aparecería únicamente si las posiciones 106 de los usuarios no se estiman perfectamente o no corresponden exactamente con las posiciones de la cuadrícula en el espacio (u, v) . Sin embargo, la multitrayectoria destruye la ortogonalidad puesto que los usuarios 106 recibirán en general múltiples copias retardadas de las señales (con amplitudes y fases apropiadas) después de la reflexión, difracción o dispersión de los objetos circundantes. La interferencia inter-usuario aparecerá si un haz pretendido para un usuario 106 particular se recibe también mediante uno diferente, como ocurre normalmente en escenarios celulares debido a la presencia de obstáculos cercanos.

Para superar esta desventaja, se supone en primer lugar que hay un único usuario 106 a direccionar, es decir no hay interferencia inter-usuario. Existirán coordenadas no precisas (k, l) que caracterizan la localización del usuario, y todos los haces pueden alcanzar en principio al usuario 106 mediante efectos de reflexión, refracción, difracción y dispersión. Para cada dirección (k, l) y elemento de antena (n, m) , el correspondiente componente recibido en el usuario i podría caracterizarse teóricamente mediante una función de transferencia de canal angular $H_i[k, l, n, m, f]$ que representa los efectos del canal en los rayos procedentes de la antena (n, m) en la dirección de transmisión (k, l) , incluyendo las fases relativas de las diferentes trayectorias y los múltiples componentes que llegan al receptor mediante reflexión, difracción y dispersión.

La Figura 4 ilustra la definición de función de transferencia de canal angular. Cada elemento 103 de antena transmite en todas las direcciones, y considerando una dirección aislada (θ, φ) caracterizada por las coordenadas

(k, l) los rayos 401, 402 de transmisión encontrarán varios obstáculos 403 en su camino. Los haces 404, 405 reflejados llegarán al receptor 106 con diferentes amplitudes y fases conduciendo de esta manera a diferentes

coeficientes de canal $H_i[k, l, n, m, f]$. Es importante destacar que (k, l) representa una dirección de transmisión (no una dirección recibida): una señal de transmisión dada en la dirección (k, l) puede sufrir eventualmente de múltiples reflexiones y se recibirá por lo tanto en múltiples direcciones de llegada.

La función de transferencia de canal angular $H_i[k, l, n, m, f]$ sería muy difícil de medir en la práctica puesto que cada elemento de antena 103 radia en todas las direcciones en espacio y cada dirección debería aislarse idealmente antes de obtener los coeficientes de canal.

Puede definirse el perfil angular del usuario i , Φ_i , como el conjunto de direcciones de transmisión en la cuadrícula (u, v) que dan como resultado potencias recibidas distintas de cero en el usuario i : $\Phi_i = \{(k_j, l_j), \forall j = 0, \dots, N_1 N_2 - 1 \text{ de manera que se recibe señal no nula mediante el usuario } i\}$

Al contrario de la técnica anterior, Φ_i contiene las direcciones en el lado de transmisión que conducen a señal apreciable en el lado de recepción. Los enfoques de la técnica anterior normalmente consideran el espectro angular en ambos lados de transmisión y de recepción cuando se caracteriza la respuesta de canal angular [8], y esto requiere capacidades de detección de canal precisas en el receptor que no son posibles con únicamente una antena. La presente invención simplifica este punto restringiendo la caracterización multitrayectoria en el lado de transmisión donde está disponible alta resolución angular.

Bajo excitaciones de antena en el dominio de frecuencia $A_T[n, m, f]$, dadas por

$$A_T[n, m, f] = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} A_T[n, m, t] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_c} ft\right)$$

la señal recibida en el usuario i comprenderá la suma de

todos los componentes multitrayectoria que corresponden a las direcciones contenidas en Φ_i , que se ven afectadas adicionalmente mediante los coeficientes de canal $H_i[k, l, n, m, f]$.

$$S_{R,i}[f] = \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{(k,l) \in \Phi_i} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_T[n, m, f] H_i[k, l, n, m, f] \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

Obtener las excitaciones de antena requeridas a partir de la ecuación anterior para unos datos de usuario dados no

es sencillo. Por otro lado, el conocimiento de los coeficientes de canal $H_i[k, l, n, m, f]$ en el transmisor no sería fácil ya que los usuarios no pueden en principio discriminar las direcciones de transmisión que corresponden a cada uno de los componentes recibidos. Sin embargo, en el régimen de campo lejano, es razonable considerar que la señal combinada en una dirección dada del espacio experimente una respuesta de canal eficaz que es independiente de (n, m) e incluya los efectos de las reflexiones en los objetos circundantes, las diferentes distancias

cubiertas mediante los rayos y los patrones de antena de receptor: $H_i[k, l, n, m, f] \approx H_i[k, l, f]$. Esto se ilustra

en la Figura 5. Para cada dirección (θ, φ) las ondas 501 planas procedentes del conjunto 103 de antenas se reflejan en los obstáculos 502, y la magnitud en cada rayo s se multiplica por diferentes coeficientes de canal $H, H', H'' \dots$ etc., conduciendo a múltiples rayos 503 reflejados que llegan al usuario 106. Estos componentes de canal "elementales" incluyen los efectos de las diferentes distancias de propagación y los múltiples fenómenos de reflexión, difracción y dispersión. La señal recibida comprenderá por lo tanto la superposición de múltiples

componentes que conducen a una respuesta de canal eficaz combinada $H_i[k, l, f]$, que únicamente depende de las direcciones angulares (k, l) y puede estimarse en el lado de transmisión. La expresión para la señal recibida se simplificará en este caso a:

$$S_{R,i}[f] \cong \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{(k,l) \in \Phi_i} H_i[k, l, f] \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_T[n, m, f] \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

$$= \sum_{(k,l) \in \Phi_i} H_i[k, l, f] \cdot \underset{n,m}{DFT^{-1}} \{A_T[n, m, f]\}$$

donde $\underset{n,m}{DFT^{-1}}$ indica la Transformada de Fourier Discreta inversa en las coordenadas (n, m).

La señal recibida comprende por lo tanto un número de componentes multitrayectoria en direcciones en el espacio

5 dadas, comprendiendo cada una un coeficiente de canal complejo $H_i[k, l, f]$ veces una DFT inversa de las excitaciones de la antena en las coordenadas (n, m) . Los coeficientes de canal representan una respuesta de canal eficaz que comprende las múltiples reflexiones, difracciones y desplazamientos de fase relativos experimentados mediante las señales de transmisión en la dirección (k, l) que conducen a múltiples trayectorias recibidas.

Estimación de los coeficientes de canal y perfiles angulares

10 El conocimiento de los coeficientes de canal en el lado de transmisión es ventajoso para la aplicación de técnicas de precodificación que intentan maximizar la SNR recibida en los usuarios 106. Los coeficientes de canal pueden estimarse en el lado de transmisión en modo de TDD (aprovechando la reciprocidad de canal) por medio de transmisión, mediante los usuarios 106, de señales de entrenamiento o piloto conocidas en el canal de enlace ascendente, y descomponiendo las señales recibidas mediante la estación 100 base en búsqueda de sus haces constituyentes. El número de componentes multitrayectoria no nulos experimentados mediante los usuarios 106 para cada dirección de transmisión será igual a las señales recibidas mediante la estación 100 base en (k, l) direcciones

15 con potencia distinta de cero. $H_i[k, l, f]$ puede obtenerse por lo tanto a partir de la siguiente ecuación:

$DFT_{n,m}^{-1}\{A_R[n, m, f]\} = H_i[k, l, f] \cdot Piloto_i[f] + N$, donde $Piloto_i[f]$ indica la señal piloto/de entrenamiento conocida a priori transmitida mediante el usuario i ; $H_i[k, l, f]$ es la respuesta de frecuencia de canal asociada con el usuario i en la dirección (k, l) ; $A_R[n, m, f]$ representa las señales recibidas en los elementos de antena (n, m) en el dominio de frecuencia; N es un componente de ruido aditivo complejo; y la DFT inversa se define mediante:

$$DFT_{n,m}^{-1}\{A_R[n, m, f]\} \equiv \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_R[n, m, f] \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

25 La estimación de $H_i[k, l, f]$ puede realizarse usando cualquier técnica de estimación adecuada (tal como, por ejemplo, filtrado de Wiener o Mínimo Error Cuadrático Medio Lineal (LMMSE), entre otros), sin alejarse de las ideas propuestas en esta invención. Como ejemplo, la estimación de LMMSE bajo el ruido Gaussiano complejo conduciría a la siguiente expresión:

$$\hat{H}_i[k, l, f] = \frac{Piloto_i[f]}{|Piloto_i[f]|^2 + 1/SNR} DFT_{n,m}^{-1}\{A_R[n, m, f]\}$$

30 Cada usuario 106 transmitiría una señal piloto/de entrenamiento diferente (idealmente ortogonal), de modo que la estación 100 base puede discriminar cada uno de los componentes de canal que corresponden a cada uno de los usuarios 106. Los factores de amplitud resultantes de la diferencia en potencias entre las señales transmitidas y recibidas deberían eliminarse antes de obtener $\hat{H}_i[k, l, f]$, por ejemplo mediante normalización de $A_R[n, m, f]$.

Incluso si no puede suponerse la reciprocidad de canal (por ejemplo, en modo de FDD), los perfiles angulares Φ_i pueden estimarse en la transmisión por medio del mismo procedimiento. Φ_i contiene las direcciones (k, l) que conducen a la magnitud de señal apreciable en el receptor y pueden por lo tanto estimarse en el transmisor a partir de las señales piloto/de entrenamiento de enlace ascendente. El espacio (u, v) en la dirección de enlace ascendente será ligeramente diferente que el del enlace descendente debido a las diferentes frecuencias centrales en el enlace

35 ascendente y enlace descendente, que conducen a diferentes valores de $\Delta u, \Delta v$ y por lo tanto a diferentes cuadrículas de haz. Esta diferencia debería tenerse en cuenta cuando se analizan las direcciones de llegada del enlace ascendente y se traducen de vuelta a las direcciones de salida del enlace descendente en modo de FDD.

40 Los canales normales presentan un gran número de componentes multitrayectoria en todas las direcciones en espacio, pero únicamente unos pocos de ellos tienen influencia significativa. Para mantener los componentes más significativos es posible descartar aquellas direcciones para las que las potencias recibidas están por debajo de un umbral dado (absolutas o relativas a la trayectoria más intensa). Las trayectorias resultantes caracterizan el perfil angular del usuario i en el lado de transmisión, y a continuación pueden aprovecharse adicionalmente para evitar la interferencia inter-usuario.

Interferencia inter-usuario

Cuando múltiples usuarios 106 están presentes en el sistema, es posible que aparezca interferencia inter-usuario

5 debido a la multitrayectoria. Después de obtener los perfiles angulares Φ_i de todos los usuarios 106 activos en el sistema, es posible deducir qué haces se comparten mediante varios usuarios 106, es decir qué haces pueden producir interferencia inter-usuario. La Figura 6 muestra un diagrama ejemplar en el plano (u, v) que muestra posibles perfiles angulares que corresponden a varios usuarios 106. Cada conjunto de direcciones forma una agrupación que caracteriza un usuario 106 dado. Si algún punto discreto (k, l) se comparte mediante dos

10 agrupaciones diferentes y tiene potencia significativa entonces aparecerá la interferencia. Los haces que corresponden al usuario 1 y al usuario 2, se aíslan y no conducen a interferencia. Sin embargo los haces para el usuario 3 y usuario 4, tienen dos haces en común 605, apareciendo de esta manera interferencia inter-usuario entre los usuarios 3 y 4.

15 El transmisor debe por lo tanto evitar la excitación de haces compartidos, que puede ser posible incluso si no se conocen los coeficientes de canal reales, por ejemplo, en modo de FDD. La interferencia inter-usuario se mantendrá a un mínimo si se definen nuevos conjuntos de direcciones $\{\tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1\}$ después de excluir aquellos haces

de Φ_i que se comparten mediante dos o más usuarios 106:

$$\tilde{\Phi}_i = \{(k_j, l_j) \in \Phi_i : (k_j, l_j) \notin \Phi_{i'} \forall i' \neq i\}, i = 0, \dots, M'-1$$

20 agrupaciones resultantes. El conjunto combinado de todas las direcciones, excluyendo aquellas que conducen a

$$\tilde{\Phi} \equiv \bigcup_{i=0}^{M'-1} \tilde{\Phi}_i$$

interferencia inter-usuario, es por lo tanto:

El número de haces en $\tilde{\Phi}$ será igual a M . El número de usuarios 106 simultáneamente direccionables será igual al número de agrupaciones $M' \leq M$. Si los haces de un usuario 106 se incluyen completamente en aquellos de otro

25 usuario 106 entonces el primero tendrá que planificarse en recursos ortogonales (es decir, en diferentes recursos de tiempo o de frecuencia). La Figura 7 ilustra cómo se evitan haces comunes al usuario 3 y al usuario 4. Los perfiles angulares para el usuario 3 y el usuario 4, están ahora disjuntos, mientras que los perfiles angulares para el usuario 1 y el usuario 2, permanecen sin cambios.

30 La interferencia inter-usuario cambiará dinámicamente de acuerdo con las condiciones del entorno y la movilidad del usuario. El examen periódico de las señales de enlace ascendente debería permitir por lo tanto actualizar $\tilde{\Phi}_i$ y por lo tanto los haces que potencialmente producen interferencia inter-usuario.

Se ha de observar que las potencias reales de los haces recibidos pueden no ser iguales en las direcciones de

35 enlace ascendente y enlace descendente si no puede suponerse reciprocidad, por ejemplo en modo de FDD. Los coeficientes de canal reales son dependientes de la frecuencia y la superposición de múltiples rayos reflejados puede dar como resultado diferentes potencias de señal para las direcciones de enlace ascendente y enlace descendente. Por lo tanto, para descartar los haces que conducen a interferencia inter-usuario significativa sería importante establecer un umbral de potencia conservador con valor suficientemente bajo, e integrar las potencias a

40 través de un tiempo más largo que el tiempo de coherencia de canal, de tal manera que puedan suavizarse las variaciones de canal aleatorias rápidas.

Estrategias de asignación de potencia

45 Puede asignarse a los usuarios 106 en el sistema diferentes potencias dependiendo de la estrategia de control de potencia global del sistema. Tal control de potencia está fuera del alcance de la presente invención, sin embargo puede suponerse que la potencia de transmisión del usuario i , $P_{T,i}$ se conoce a priori mediante el sistema. Si el perfil angular para un usuario dado $\tilde{\Phi}_i$ contiene más de una dirección en el dominio (u, v) , entonces se transmitirá la misma información mediante esos haces y pueden elaborarse diferentes estrategias de asignación de potencia:

- Asignar la misma potencia a todos los haces, en concreto la potencia asignada al usuario 106 dividida por el número de haces activos:

$$P_T[k, l] = \frac{P_{T,i}}{N_{\Phi,i}}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

donde $P_T[k, l]$ es la potencia asignada al haz en la dirección (k, l) , y $N_{\Phi,i}$ es el número de elementos contenidos en $\tilde{\Phi}_i$. Esta estrategia no favorece haces específicos frente a otros. El receptor combinará naturalmente las multitrayectorias con la condición de que el ensanchado de retardo máximo esté en la longitud del prefijo cíclico.

- 5
- Asignar potencia superior para los haces con potencia recibida superior, y viceversa:
- $$P_T[k, l] = \frac{P_R[k, l]}{\sum_{(k,l) \in \tilde{\Phi}_i} P_R[k, l]} P_{T,i}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

, donde $P_R[k, l]$ indica la potencia asociada con el haz (k, l) como se recibe mediante el usuario 106. Esta estrategia intenta reforzar haces con buenas calidades a costa de minimizar la potencia de aquellos con malas características de recepción.

- 10
- Asignar potencia superior para los haces más débiles, y

$$P_T[k, l] = \frac{P_R^{-1}[k, l]}{\sum_{(k,l) \in \tilde{\Phi}_i} P_R^{-1}[k, l]} P_{T,i}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

viceversa: . Esta estrategia intenta equalizar las potencias recibidas para todos los haces hacia un usuario 106 dado.

- 15
- Se ha de observar que la segunda y tercera estrategias anteriores necesitan estimar $P_R[k, l]$ en el lado de transmisión aprovechando la reciprocidad de canal en modo de TDD. Las tres estrategias proporcionan una potencia de transmisión para cada dirección específica (k, l) que se traduce finalmente a coeficientes de excitación apropiados $A_T[n, m, f]$ para cada antena (n, m) . Pueden elaborarse otras estrategias de asignación de potencia por los expertos en la materia sin alejarse de las ideas propuestas en esta invención.

20 **Excitación de elementos de antena en ausencia de información de canal**

Cuando el transmisor no tiene una estimación de los coeficientes de canal $\hat{H}_i[k, l, f]$ ni de las potencias recibidas $P_R[k, l]$, los coeficientes de excitación para los elementos de antena pueden todavía obtenerse a partir de una DFT doble de las señales de usuario extendidas a través de $\tilde{\Phi}$ sin considerar ninguna operación de

$$A_T[n, m, f] = \sqrt{\frac{1}{N_1 N_2}} \sum_{(k,l) \in \tilde{\Phi}} P_T[k, l] \cdot S_T[k, l, f] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

precodificación: , donde

- 25 $S_T[k, l, f]$ es los datos que corresponden a la dirección (k, l) en el dominio de frecuencia, que pueden hacerse igual a la señal pretendida para el usuario caracterizado por el perfil angular $\tilde{\Phi}_i$ que contiene esa dirección: $S_T[k, l, f] = S_i[f]; \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, 1, \dots, M'-1$, donde $S_i[f]$ es la señal para el usuario i en el dominio de frecuencia.

- 30 En la ecuación anterior las potencias de transmisión no pueden basarse en ningún conocimiento de canal a priori, por lo tanto la potencia podría asignarse uniformemente a través de los haces

$$P_T[k, l] = \frac{P_{T,i}}{N_{\Phi,i}}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

activos: . Los usuarios 106 recibirán por lo tanto un conjunto de haces idealmente sin interferencia (o muy limitada) inter-usuario. Los efectos de la multitrayectoria se observan como una respuesta de canal no plana en el dominio de frecuencia similar a la del caso de antena única, y los usuarios 106 pueden equalizar fácilmente las señales antes de la detección por medio de cualquier técnica de equalización adecuada (como Forzado a Cero, ZF, o Mínimo Error Cuadrático Medio Lineal, LMMSE, entre otras).

- 35

Técnicas de precodificación bajo el conocimiento de información de canal

5 Cuando el transmisor tiene conocimiento de los coeficientes de canal estimados $\hat{H}_i[k, l, f]$ que caracterizan a un usuario i , puede aplicarse precodificación adicional tras la transmisión para detección mejorada. La expresión general de los coeficientes de excitación para cada una de las antenas 103 se obtendría a partir de la siguiente ecuación:

$$A_T[n, m, f] = \sqrt{\frac{1}{N_1 N_2}} \sum_{(k, l) \in \Phi} P_T[k, l] \cdot \left(\sum_{(k', l') \in \Phi} U[k, l, k', l', f] S_T[k', l', f] \right) \times \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

10 donde $U[k, l, k', l', f]$ son los elementos de una matriz de precodificación en el dominio de frecuencia. Pueden considerarse varias estrategias:

- Forzado a Cero (ZF): el transmisor aplica la inversa de la respuesta de canal estimada $\hat{H}[k, l, f]$ en cada dirección (k, l) , donde el subíndice i se ha eliminado puesto que cada haz puede asignarse de manera ambigua a uno y solamente un usuario 106: $U[k, l, k', l', f] = \hat{H}^{-1}[k, l, f] \delta[k - k'] \delta[l - l']$, donde $\delta[x] = 1$ si $x = 0$, y $\delta[x] = 0$ de otra manera.

- 15 • Transmisión de Relación Máxima (MRT): el transmisor aplica la conjugada normalizada de la respuesta de

$$U[k, l, k', l', f] = \frac{\hat{H}^*[k, l, f]}{\|\hat{H}\|} \delta[k - k'] \delta[l - l']$$

canal estimada: , donde $\hat{H}^*[k, l, f]$ indica la conjugada de los coeficientes de canal estimados en las direcciones (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\|\hat{H}\|$ es una norma

$$\|\hat{H}\| = \sqrt{\sum_{k, l \in \Phi} |\hat{H}[k, l, f]|^2}$$

definida como:

- 20 Pueden elaborarse también otras estrategias de precodificación dirigidas a adaptar las señales transmitidas, por ejemplo para reducir la interferencia inter-haces cuando las posiciones de los usuarios no coinciden exactamente con las posiciones de la cuadrícula (u, v) , o para cualquier otro fin.

- 25 Puede mostrarse que el ZF mejora la MRT en el régimen de alta eficacia espectral, mientras que la MRT mejora el ZF para eficacias espectrales inferiores [9]. La aplicación de uno o el otro enfoque puede depender de los escenarios dirigidos, aplicaciones y también de aspectos de implementación.

30 Cuando el transmisor tiene conocimiento de canal completo será también posible aplicar estrategias de asignación de potencia distintas de las potencias uniformes para todos los haces.

- 35 Con referencia a la Figura 8, se muestra en ella una realización ejemplar donde se supone que la estación 100 base tiene conocimiento completo de los coeficientes del canal de enlace descendente (por ejemplo, en modo de TDD, aprovechando la reciprocidad de canal). Una estación 100 base que se dispone a transmitir un número M' de señales de datos a M' usuarios 106 a través de un canal 105 de radio de multitrayectoria. A través de análisis directo de las señales de enlace ascendente, la estación 100 base mediante la técnica 102 de procesamiento de espacio-frecuencia puede realizar detección 807 de perfil angular así como determinación de los coeficientes de canal angulares, 803. Se obtienen 804 adicionalmente nuevos perfiles angulares que no conducen a interferencia inter-usuario, y a partir de ellos pueden realizarse 805 estrategias de precodificación y asignación de potencia adecuadas. Finalmente, la multiplexación 806 por división de espacio-frecuencia ortogonal proporciona las excitaciones de antena al conjunto 103 de antenas que entrega un total de M haces ortogonales y M' señales pretendidas a los usuarios 106, idealmente sin interferencia inter-usuario y con SNR maximizada.

- 45 Con referencia a la Figura 9, se muestra en la misma una realización ejemplar donde se supone que la estación 100 base no tiene conocimiento de los coeficientes de canal de enlace descendente (por ejemplo, en modo de FDD). La estación 100 base se dispone a transmitir un número M' de señales a M' usuarios 106 a través de un canal 105 multitrayectoria inalámbrico. El análisis, mediante la técnica 102 de procesamiento de espacio-frecuencia, de las

5 señales de enlace ascendente permite obtener la caracterización del perfil angular de los usuarios 906, y con esta información es posible determinar nuevos perfiles angulares que no conducen a interferencia inter-usuario, 903. La asignación de potencia se realiza 904 a continuación, y la multiplexación por división de espacio-frecuencia ortogonal proporciona las excitaciones 905 de antena al conjunto 103 de antenas. Los usuarios 106 recibirán sus señales sin interferencia inter-usuario, aunque la SNR no puede maximizarse debido a la ausencia de información de canal en el lado de transmisión.

10 La invención puede implementarse como una colección de elementos de software, elementos de hardware, elementos de firmware o cualquier combinación adecuada de los mismos. Es decir, el método de acuerdo con la presente invención es adecuado para implementación con ayuda de medios de procesamiento, tales como ordenadores y/o procesadores. Por lo tanto, se proporciona un programa informático, que comprende instrucciones dispuestas para producir a los medios de procesamiento, procesador u ordenador realizar las etapas de cualquiera de las reivindicaciones de los métodos propuestos. El programa informático preferentemente comprende código de programa que se almacena en un medio legible por ordenador (no ilustrado), que puede cargarse y ejecutarse mediante un medio de procesamiento, procesador u ordenador (no ilustrado tampoco) para producirle realizar los métodos.

15 El alcance de la invención se define en el siguiente conjunto de reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Un método para realizar acceso múltiple en sistemas celulares de OFDM inalámbricos a través de canales inalámbricos multitrayectoria considerando tanto los dominios de espacio como de frecuencia, en el que al menos una estación base equipada con un gran número de antenas de acuerdo con un conjunto rectangular bidimensional tiene conocimiento completo de las características de canal entre ella y cada uno de un número de M' de usuarios de celda, comprendiendo dicho conjunto rectangular N_1 elementos de antena a lo largo de un eje con un espaciado normal d_x y N_2 elementos de antena a lo largo de un eje perpendicular con un espaciado normal d_y , y estando caracterizados cada uno de dichos usuarios por los ángulos (θ, φ) en un sistema de coordenadas esféricas discretizado a través de un espaciado de cuadrícula $(\Delta u, \Delta v)$ en el dominio (u, v) para conseguir ortogonalidad siendo $u = \text{sen}(\theta)\cos(\varphi)$, $v = \text{sen}(\theta)\text{sen}(\varphi)$, $d_x = \lambda/(N_1\Delta u)$, $d_y = \lambda/(N_2\Delta v)$, $u_k = k \cdot \Delta u$ y $v_l = l \cdot \Delta v$, para $k = 0, 1, \dots, N_1 - 1$, $l = 0, 1, \dots, N_2 - 1$,

estando el método **caracterizado porque** la al menos una estación base comprende realizar las siguientes etapas:
 – obtener, a partir de señales de entrenamiento o piloto conocidas transmitidas mediante cada uno de los usuarios, señales en el dominio (u, v) por medio de:

$$S_R[k, l, f] = \frac{1}{\sqrt{N_c N_1 N_2}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_R[n, m, t] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_c} ft\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right) \text{ donde}$$

$A_R[n, m, t]$ indica la señal de dominio de tiempo recibida mediante el elemento de antena (n, m) , N_c indica el número de subportadoras en el dominio de frecuencia, y $S_R[k, l, f]$ indica los componentes de frecuencia del haz recibido en la dirección (k, l) ;

– estimar coeficientes de canal angulares que corresponden a cada uno de los usuarios por medio de usar la siguiente ecuación:

$$S_R[k, l, f] = H_i[k, l, f] \cdot \text{Piloto}_i[f] + N$$

donde $\text{Piloto}_i[f]$ indica las señales piloto/de entrenamiento conocidas a priori transmitidas mediante el usuario i , $H_i[k, l, f]$ es la respuesta de frecuencia de canal asociada con el usuario i en la dirección (k, l) , y N es un componente de ruido aditivo complejo;

– estimar un perfil angular Φ_i que caracteriza cada uno de los usuarios, comprendiendo dicho perfil angular un conjunto de direcciones, o haces, (k, l) en el dominio (u, v) para el que los coeficientes de canal angulares estimados $\hat{H}_i[k, l, f]$ no son cero:

$$\Phi_i = \{(k_j, l_j), \forall j = 0, \dots, N_1 N_2 - 1 \text{ de manera que } \hat{H}_i[k, l, f] \neq 0\}$$

– descartar, de dichos perfiles angulares estimados Φ_i , aquellos haces que pertenecen a dos o más perfiles angulares diferentes ya que podrían producir interferencia inter-usuario, conduciendo de esta manera a nuevos perfiles angulares $\tilde{\Phi}_i$ dado por:

$$\tilde{\Phi}_i = \{(k_j, l_j) \in \Phi_i : (k_{j'}, l_{j'}) \notin \Phi_i, \forall i' \neq i\}, i = 0, \dots, M' - 1$$

donde M' indica el número de diferentes perfiles angulares después de excluir los haces que producen interferencia inter-usuario, que coincide con el número de usuarios simultáneamente direccionables;

– asignar potencias a cada uno de los haces contenidos en dichos perfiles angulares $\tilde{\Phi}_i$, de tal manera que la suma de las potencias de los haces en un perfil angular no supere la potencia asignada al usuario correspondiente; y

– calcular los coeficientes de excitación para cada uno de dicho gran número de antenas por medio de:

$$A_T[n, m, f] = \sqrt{\frac{1}{N_1 N_2}} \sum_{(k, l) \in \tilde{\Phi}} P_T[k, l] \cdot \left(\sum_{(k', l') \in \tilde{\Phi}} U[k, l, k', l', f] S_T[k', l', f] \right) \times \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

donde $A_T[n, m, f]$ es el coeficiente de excitación de la antena (n, m) en el dominio de frecuencia, $U[k, l, k', l', f]$ son los elementos de una matriz de precodificación en el dominio de frecuencia, donde (k', l') se refieren a un conjunto de direcciones, o haces, en el dominio (u, v), $P_T[k, l]$ es la potencia de transmisión asignada al haz en la dirección (k, l), $S_T[k, l, f]$ es los datos que corresponden a la dirección (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\tilde{\Phi}$ indica la superposición de los perfiles angulares de todos los usuarios con un número de

$$\tilde{\Phi} = \bigcup_{i=0}^{M'-1} \tilde{\Phi}_i$$

elementos, o haces, dado por $M \geq M'$:

2. El método de la reivindicación 1, en el que la matriz de precodificación se obtiene por medio de:

$$U[k, l, k', l', f] = \hat{H}^{-1}[k, l, f] \delta[k - k'] \delta[l - l']$$

donde $\hat{H}^{-1}[k, l, f]$ indica la inversa de los coeficientes de canal estimados en las direcciones (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\delta[x] = 1$ si $x = 0$, $\delta[x] = 0$ de otra manera.

3. El método de la reivindicación 1, en el que la matriz de precodificación se obtiene por medio de:

$$U[k, l, k', l', f] = \frac{\hat{H}^*[k, l, f]}{\|\hat{H}\|} \delta[k - k'] \delta[l - l']$$

donde $\hat{H}^*[k, l, f]$ indica la conjugada de los coeficientes de canal estimados en las direcciones (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\|\hat{H}\|$ es una norma definida mediante:

$$\|\hat{H}\| = \sqrt{\sum_{k, l \in \tilde{\Phi}} |\hat{H}[k, l, f]|^2}$$

4. El método de cualquiera de las reivindicaciones anteriores 1 a 3, en el que la potencia asignada al haz en la dirección (k, l) se da por:

$$P_T[k, l] = \frac{P_{T,i}}{N_{\Phi,i}}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

donde $N_{\Phi,i}$ es el número de elementos contenidos en $\tilde{\Phi}_i$ y $P_{T,i}$ es la potencia asignada al usuario i .

5. El método de cualquiera de las reivindicaciones anteriores 1 a 3, en el que la potencia asignada al haz en la dirección (k, l) se da por:

$$P_T[k, l] = \frac{P_R[k, l]}{\sum_{(k', l') \in \tilde{\Phi}_i} P_R[k', l']} P_{T,i}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

donde $P_R[k, l]$ indica la potencia asociada con el haz (k, l) como se recibe mediante el usuario.

6. El método de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la potencia asignada al haz en la dirección (k, l) se da por:

$$P_T[k, l] = \frac{P_R^{-1}[k, l]}{\sum_{(k, l) \in \tilde{\Phi}_i} P_R^{-1}[k, l]} P_{T, i}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M' - 1$$

donde $P_R[k, l]$ indica la potencia asociada con el haz (k, l) como se recibe por el usuario.

7. El método de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la estimación de los coeficientes de canal angulares se da por la siguiente expresión:

$$\hat{H}_i[k, l, f] = \frac{Pilot_o_i[f]}{|Pilot_o_i[f]|^2 + 1/SNR} \times \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_R[n, m, f] \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right) \text{ donde}$$

SNR es la relación señal a ruido, y $A_R[n, m, f]$ indica la señal de dominio de frecuencia recibida mediante el elemento de antena (n, m) :

$$A_R[n, m, f] = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} A_R[n, m, t] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_c} ft\right)$$

8. Un método para realizar acceso múltiple en sistemas celulares de OFDM inalámbricos a través de canales inalámbricos multitrayectoria considerando tanto los dominios de espacio como de frecuencia, en el que al menos una estación base equipada con un gran número de antenas de acuerdo con un conjunto rectangular bidimensional no tiene información sobre las características de canal entre ella y cada uno de un número M' de usuarios de celda,

comprendiendo dicho conjunto rectangular N_1 elementos de antena a lo largo de un eje con un espaciado normal d_x y N_2 elementos de antena a lo largo de un eje perpendicular con un espaciado normal d_y , y estando caracterizado cada uno de dichos usuarios por los ángulos (θ, φ) en un sistema de coordenadas esféricas discretizado a través de un espaciado de cuadrícula $(\Delta u, \Delta v)$ en el dominio (u, v) para conseguir ortogonalidad siendo $u = \text{sen}(\theta) \cos(\varphi)$, $v = \text{sen}(\theta) \text{sen}(\varphi)$, $d_x = \lambda / (N_1 \Delta u)$, $d_y = \lambda / (N_2 \Delta v)$, $u_k = k \cdot \Delta u$ y $v_l = l \cdot \Delta v$, para $k = 0, 1, \dots, N_1 - 1$, $l = 0, 1, \dots, N_2 - 1$,

estando el método **caracterizado porque** la al menos una estación base comprende realizar las siguientes etapas:

– obtener, a partir de señales de entrenamiento o piloto conocidas transmitidas mediante cada uno de los usuarios, señales en el dominio (u, v) por medio de:

$$S_R[k, l, f] = \frac{1}{\sqrt{N_c N_1 N_2}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_R[n, m, t] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_c} ft\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

donde $A_R[n, m, t]$ indica la señal de dominio de tiempo recibida mediante el elemento de antena (n, m) , N_c indica el número de subportadoras en el dominio de frecuencia, y $S_R[k, l, f]$ indica los componentes de frecuencia del haz recibido en la dirección (k, l) ;

– estimar un perfil angular Φ_i que caracteriza cada uno de los usuarios, comprendiendo dicho perfil angular Φ_i un conjunto de direcciones, o haces, (k, l) en el dominio (u, v) para el que las potencias recibidas desde cada uno de los usuarios no son cero:

$$\Phi_i = \{(k_j, l_j), \forall j = 0, \dots, N_1 N_2 - 1 \text{ de manera que se recibe señal no nula mediante el usuario } i\}$$

– descartar, a partir de dichos perfiles angulares estimados Φ_i , aquellos haces que pertenecen a dos o más perfiles angulares diferentes ya que podrían producir interferencia inter-usuario, conduciendo de esta manera a nuevos perfiles angulares $\tilde{\Phi}_i$ dado por:

$$\tilde{\Phi}_i = \{(k_j, l_j) \in \Phi_i : (k_j, l_j) \notin \Phi_{i'} \forall i' \neq i\}, i = 0, \dots, M' - 1$$

donde M' indica el número de diferentes perfiles angulares después de excluir los haces que producen interferencia inter-usuario, que coincide con el número de usuarios simultáneamente direccionables;

- asignar potencias a cada uno de los haces contenidos en dichos perfiles angulares $\tilde{\Phi}_i$, de tal manera que la suma de las potencias de los haces en un perfil angular no supere la potencia asignada al usuario correspondiente; y
- calcular coeficientes de excitación para cada una de dicho gran número de antenas por medio de:

$$A_T[n, m, f] = \sqrt{\frac{1}{N_1 N_2}} \sum_{(k, l) \in \tilde{\Phi}} P_T[k, l] \cdot S_T[k, l, f] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

donde $A_T[n, m, f]$ es el coeficiente de excitación de la antena (n, m) en el dominio de frecuencia, $P_T[k, l]$ es la potencia de transmisión asignada al haz en la dirección (k, l) , $S_T[k, l, f]$ es los datos que corresponden a la dirección (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\tilde{\Phi}$ indica la superposición de los perfiles angulares de todos los

$$\tilde{\Phi} \equiv \bigcup_{i=0}^{M'-1} \tilde{\Phi}_i$$

usuarios con un número de elementos, o haces, dado por $M \geq M'$:

9. El método de la reivindicación 8, en el que la potencia asignada al usuario i se da por:

$$P_T[k, l] = \frac{P_{T,i}}{N_{\Phi,i}}, \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, \dots, M'-1$$

donde $N_{\Phi,i}$ es el número de elementos contenidos en $\tilde{\Phi}_i$ y $P_{T,i}$ es la potencia asignada al usuario i .

10. El método de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que las señales pretendidas para las direcciones (k, l) en el dominio (u, v) son iguales a las señales pretendidas para el usuario caracterizado por el perfil angular $\tilde{\Phi}_i$ que contiene esa dirección:

$$S_T[k, l, f] = S_i[f]; \forall (k, l) \in \tilde{\Phi}_i, i = 0, 1, \dots, M'-1$$

donde $S_i[f]$ es la señal para el usuario i en el dominio de frecuencia.

11. El método de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que las frecuencias de operación para las direcciones de enlace ascendente y enlace descendente son diferentes, y los ángulos (θ, φ) están discretizados por medio de diferentes cuadrículas $(\Delta u, \Delta v)$ en el enlace ascendente y enlace descendente, de acuerdo con las expresiones:

$$\Delta u_{UL} = \frac{\lambda_{UL}}{d_x N_1}, \Delta u_{DL} = \frac{\lambda_{DL}}{d_x N_1}$$

$$\Delta v_{UL} = \frac{\lambda_{UL}}{d_y N_2}, \Delta v_{DL} = \frac{\lambda_{DL}}{d_y N_2}$$

donde λ_{UL} indica la longitud de onda en la frecuencia central de enlace ascendente, λ_{DL} indica la longitud de onda en la frecuencia central de enlace descendente, $(\Delta u_{UL}, \Delta v_{UL})$ es la cuadrícula en el enlace ascendente y $(\Delta u_{DL}, \Delta v_{DL})$ es la cuadrícula en el enlace descendente.

12. Una estación base, que comprende un gran número de antenas de acuerdo con un conjunto (103) rectangular bidimensional y estando configurada dicha estación (100) base para realizar acceso múltiple en un sistema celular de OFDM inalámbrico a través de un canal (105) inalámbrico multitraectoria considerando tanto los dominios de espacio como de frecuencia para un número M' de usuarios (106) de celda,

comprendiendo dicho conjunto (103) rectangular bidimensional N_1 elementos de antena a lo largo de un eje con un espaciado normal d_x y N_2 elementos de antena a lo largo de un eje perpendicular con un espaciado normal d_y , y

estando caracterizado cada uno (UE1, UE2,..., UEM') de dichos usuarios (106) por los ángulos (θ, φ) en un sistema de coordenadas esféricas discretizado a través de un espaciado de cuadrícula $(\Delta u, \Delta v)$ en el dominio (u, v) para conseguir ortogonalidad siendo $u = \text{sen}(\theta) \cos(\varphi)$, $v = \text{sen}(\theta) \text{sen}(\varphi)$, $d_x = \lambda / (N_1 \Delta u)$, $d_y = \lambda / (N_2 \Delta v)$, $u_k = k \cdot \Delta u$ y $v_l = l \cdot \Delta v$, para $k = 0, 1, \dots, N_1 - 1$, $l = 0, 1, \dots, N_2 - 1$,

5 **caracterizado por que** la estación (100) base incluye:

- una unidad (101) planificadora configurada para recibir, desde cada uno (UE1, UE2,..., UEM') de los usuarios (106) señales de entrenamiento o piloto conocidas, y para obtener las señales de entrenamiento o piloto conocidas recibidas en el dominio (u, v) por medio de:

$$S_R[k, l, f] = \frac{1}{\sqrt{N_c N_1 N_2}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_R[n, m, t] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_c} ft\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

10 donde $A_R[n, m, t]$ indica la señal de dominio de tiempo recibida mediante el elemento de antena (n, m) , N_c indica el número de subportadoras en el dominio de frecuencia, y $S_R[k, l, f]$ indica los componentes de frecuencia del haz recibido en la dirección (k, l) ; y

- medios (102) de procesamiento configurados para:

15 – estimar un perfil angular Φ_i que caracteriza cada uno (UE1, UE2,..., UEM') de los usuarios (106), en el que si la estación (100) base tiene conocimiento completo de las características del canal (105) inalámbrico multitrayectoria entre ella y cada uno (UE1, UE2,..., UEM') de dichos usuarios (106), comprendiendo dicho perfil

angular Φ_i un conjunto de direcciones, o haces, (k, l) en el dominio (u, v) para el que los coeficientes de canal angulares $\hat{H}_i[k, l, f]$ previamente estimados mediante la estación (100) base no son cero:

$$\Phi_i = \{(k_j, l_j), \forall j = 0, \dots, N_1 N_2 - 1 \text{ de manera que } \hat{H}_i[k, l, f] \neq 0\};_o$$

20 en el que si la estación (100) base no tiene información de las características del canal (105) inalámbrico multitrayectoria entre ella y cada uno (UE1, UE2,..., UEM') de dichos usuarios (106), comprendiendo dicho perfil angular Φ_i un conjunto de direcciones, o haces, (k, l) en el dominio (u, v) para el que las potencias recibidas desde cada uno de los usuarios no son cero:

$$\Phi_i = \{(k_j, l_j), \forall j = 0, \dots, N_1 N_2 - 1 \text{ de manera que se recibe señal no nula mediante el usuario } i\};$$

25 – descartar de dichos perfiles angulares estimados Φ_i aquellos perfiles que pertenecen a dos o más perfiles angulares diferentes ya que podrían producir interferencia inter-usuario, conduciendo de esta manera a nuevos perfiles angulares $\tilde{\Phi}_i$ dado por:

$$\tilde{\Phi}_i = \{(k_j, l_j) \in \Phi_i : (k_j, l_j) \notin \Phi_{i'} \forall i' \neq i\}, i = 0, \dots, M' - 1$$

30 donde M' indica el número de diferentes perfiles angulares después de excluir los haces que producen interferencia inter-usuario, que coincide con el número de usuarios simultáneamente direccionables;

- asignar potencias a cada uno de los haces contenidos en dichos perfiles angulares $\tilde{\Phi}_i$, de tal manera que la suma de las potencias de los haces en un perfil angular no supere la potencia asignada al usuario correspondiente; y
- calcular coeficientes de excitación para cada una de dicho gran número de antenas,

35 en el que si la estación (100) base tiene conocimiento completo de las características del canal (105) inalámbrico multitrayectoria entre ella y cada uno (UE1, UE2,..., UEM') de dichos usuarios (106), por medio de:

$$A_T[n, m, f] = \sqrt{\frac{1}{N_1 N_2}} \sum_{(k, l) \in \tilde{\Phi}} P_T[k, l] \cdot \left(\sum_{(k', l') \in \tilde{\Phi}} U[k, l, k', l', f] S_T[k', l', f] \right) \times \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

donde $A_T[n, m, f]$ es el coeficiente de excitación de la antena (n, m) en el dominio de frecuencia,

$U[k,l,k',l',f]$ son los elementos de una matriz de precodificación en el dominio de frecuencia, donde (k', l') se refieren a un conjunto de direcciones, o haces, en el dominio (u, v) $P_T[k,l]$ es la potencia de transmisión asignada al haz en la dirección (k, l) , $S_T[k,l,f]$ es los datos que corresponden a la dirección (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\tilde{\Phi}$ indica la superposición de los perfiles angulares de todos los usuarios con un número de

$$\tilde{\Phi} \equiv \bigcup_{i=0}^{M'-1} \tilde{\Phi}_i$$

- 5 elementos, o haces, dado por $M \geq M'$; o en el que si la estación (100) base no tiene información de las características del canal (105) inalámbrico multitrayectoria entre ella y cada uno (UE1, UE2, ..., UEM') de dichos usuarios (106), por medio de:

$$A_T[n,m,f] = \sqrt{\frac{1}{N_1 N_2}} \sum_{(k,l) \in \tilde{\Phi}} P_T[k,l] \cdot S_T[k,l,f] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

- 10 donde $A_T[n,m,f]$ es el coeficiente de excitación de la antena (n, m) en el dominio de frecuencia, $P_T[k,l]$ es la potencia de transmisión asignada al haz en la dirección (k, l) , $S_T[k,l,f]$ es los datos que corresponden a la dirección (k, l) en el dominio de frecuencia, y $\tilde{\Phi}$ indica la superposición de los perfiles angulares de todos los

$$\tilde{\Phi} \equiv \bigcup_{i=0}^{M'-1} \tilde{\Phi}_i$$

usuarios con un número de elementos, o haces, dado por $M \geq M'$.

- 15 13. La estación base de la reivindicación 12, en la que dichos coeficientes de canal angulares $\hat{H}_i[k,l,f]$, que no son cero, estando estimados mediante la estación (100) base que tiene conocimiento completo de las características del canal (105) inalámbrico multitrayectoria, por medio de la ecuación:

$$S_R[k,l,f] = H_i[k,l,f] \cdot \text{Piloto}_i[f] + N$$

- 20 donde $\text{Piloto}_i[f]$ indica las señales piloto/de entrenamiento conocidas a priori transmitidas mediante el usuario i , $H_i[k,l,f]$ es la respuesta de frecuencia de canal asociada con el usuario i en la dirección (k, l) , y N es un componente de ruido aditivo complejo.

14. Un producto de programa informático que comprende instrucciones de código de programa que cuando se cargan en un sistema informático controla al sistema informático para realizar el método de la reivindicación 1 u 8.

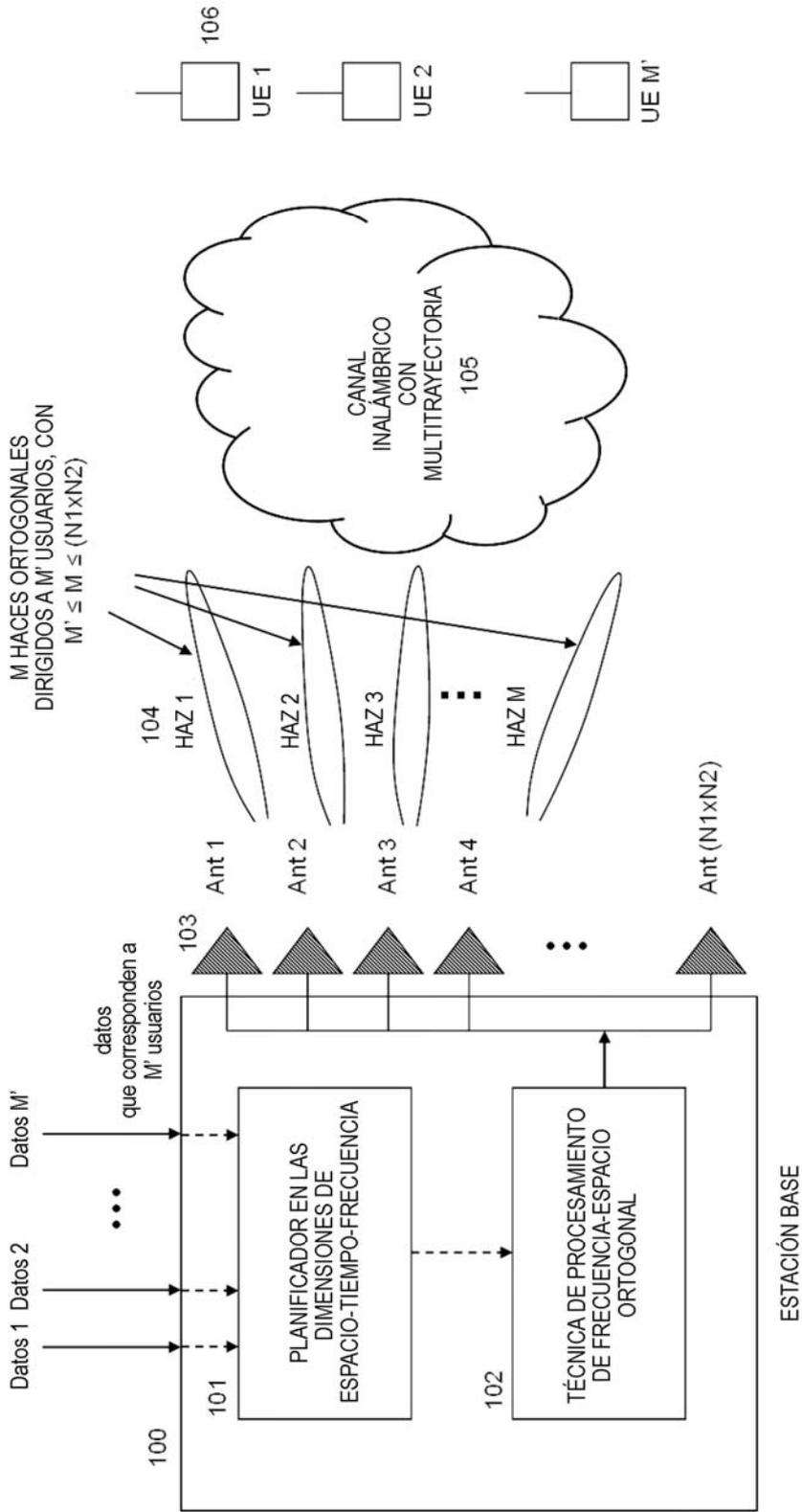


Fig. 1

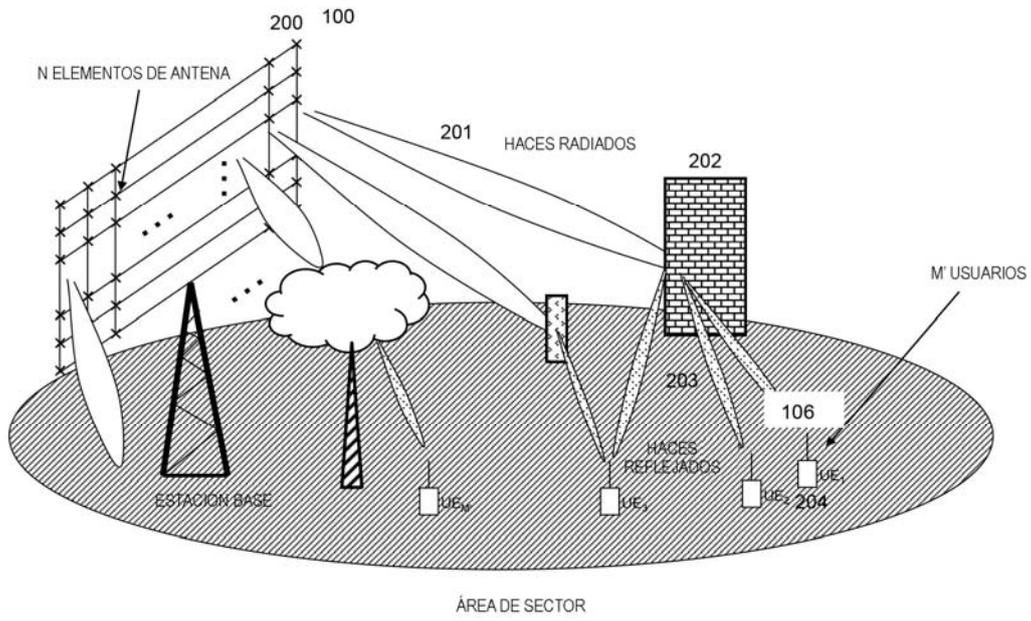


Fig. 2

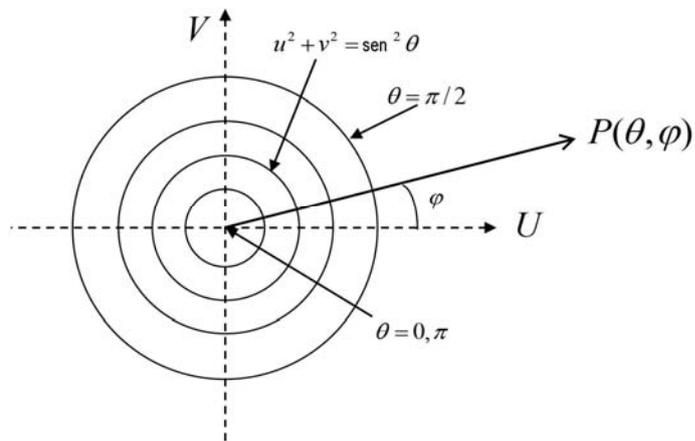


Fig. 3

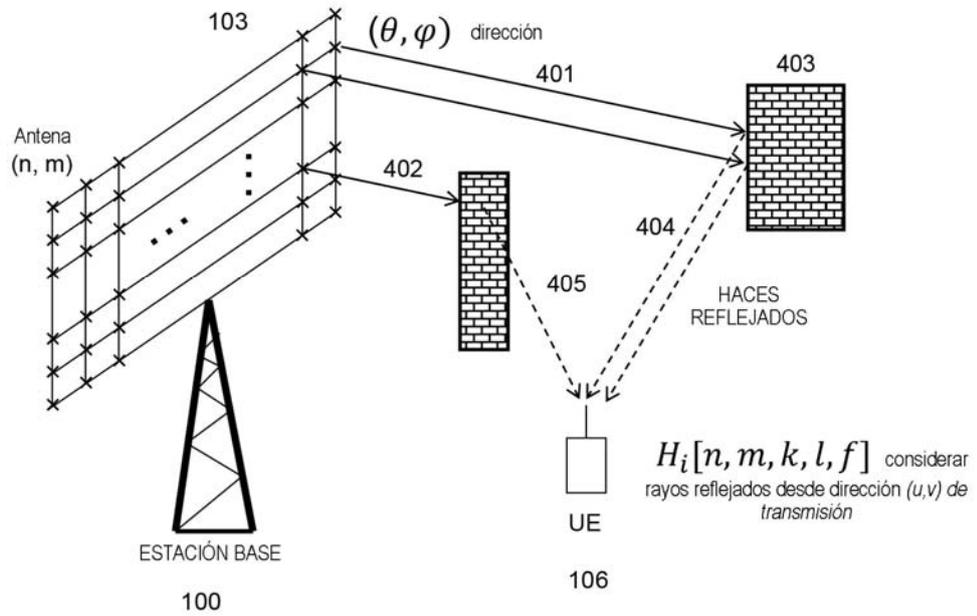


Fig. 4

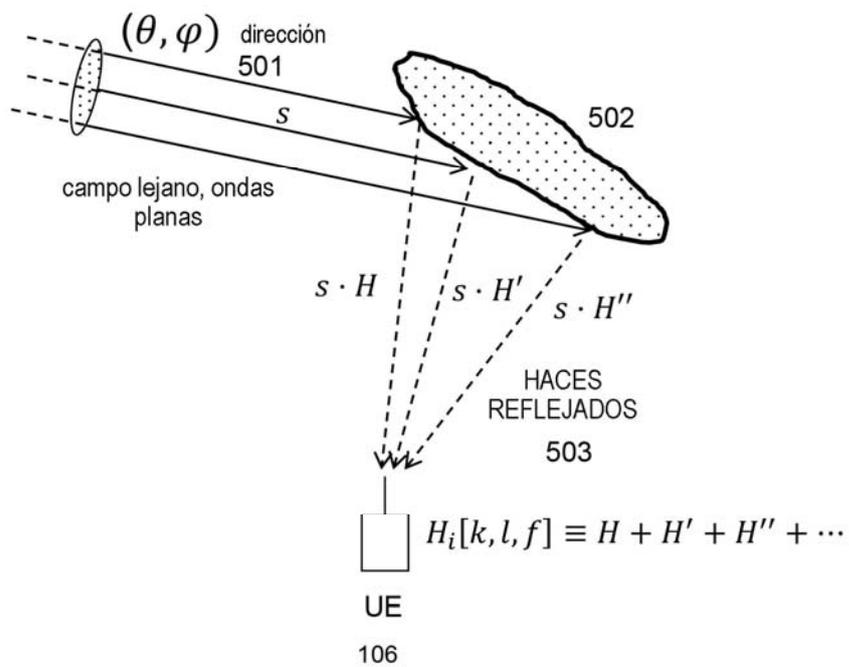


Fig. 5

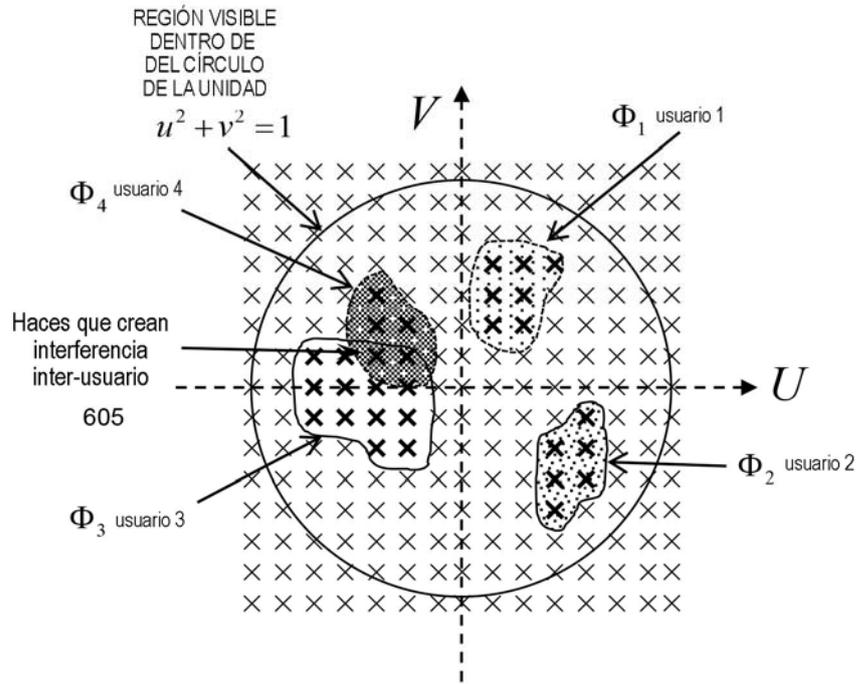


Fig. 6

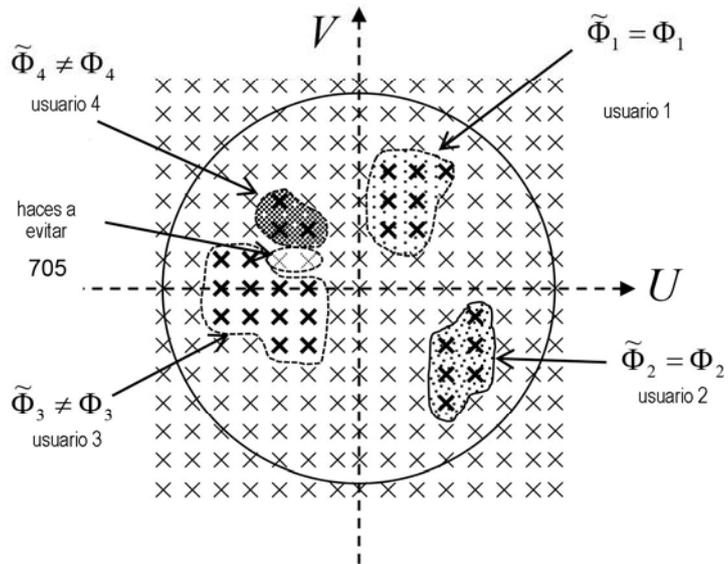


Fig. 7

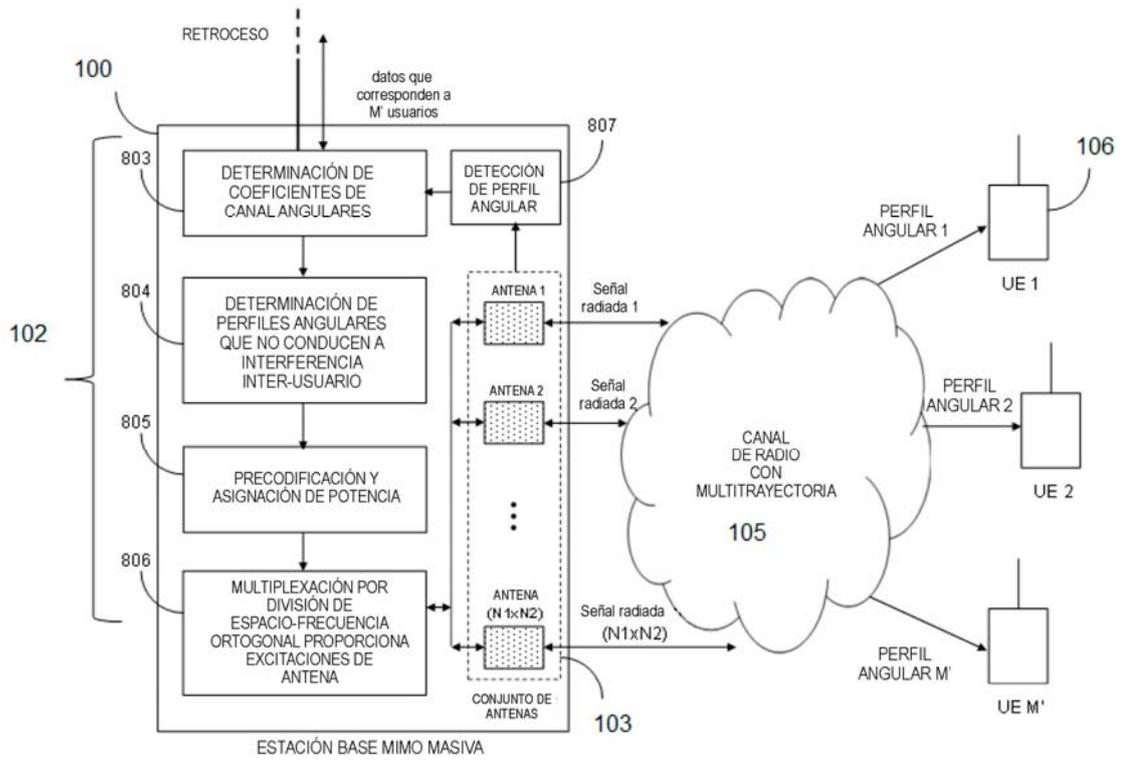


Fig. 8

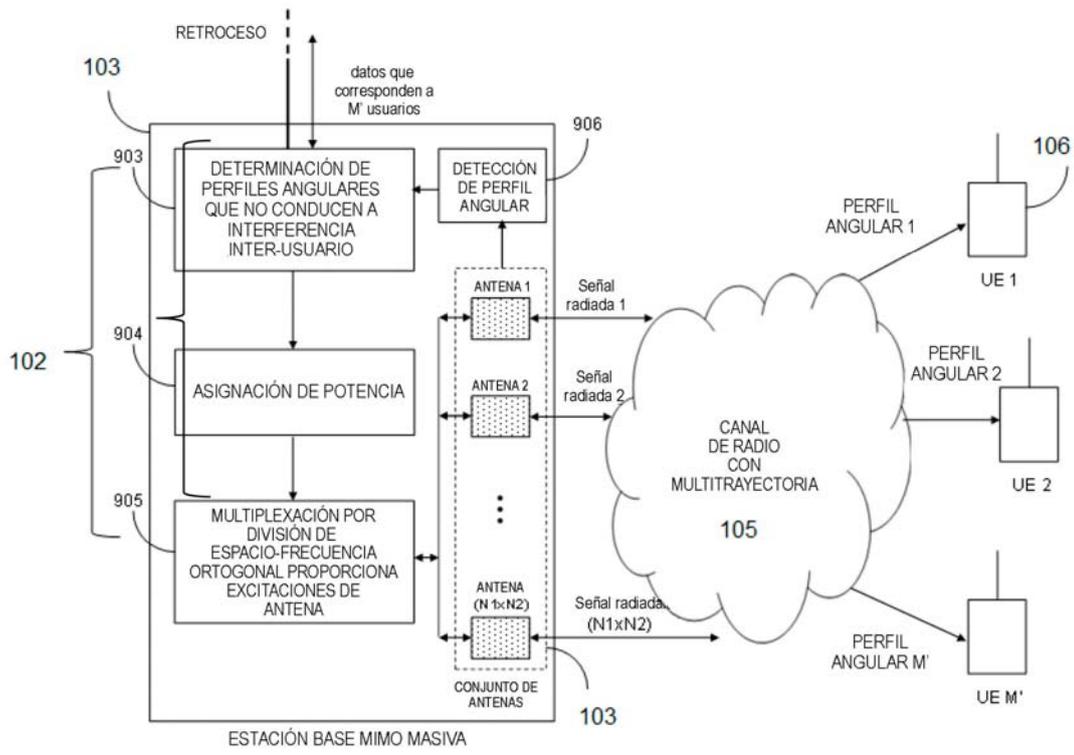


Fig. 9