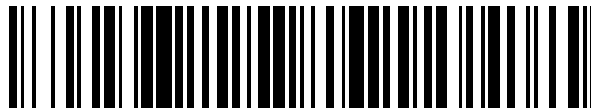


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 748 046**

51 Int. Cl.:

H04B 7/06

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.05.2013** **E 13382186 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.07.2019** **EP 2806576**

54 Título: **Procedimiento y sistema para realizar accesos múltiples en sistemas celulares de OFDM inalámbricos considerando ambos dominios del espacio y de la frecuencia**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
12.03.2020

73 Titular/es:

**TELEFONICA S.A. (100.0%)
C/ Gran Via 28
28013 Madrid, ES**

72 Inventor/es:

LORCA HERNANDO, JAVIER

74 Agente/Representante:

ARIZTI ACHA, Monica

ES 2 748 046 T3

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

DESCRIPCIÓN

Procedimiento y sistema para realizar accesos múltiples en sistemas celulares de OFDM inalámbricos considerando ambos dominios del espacio y de la frecuencia

5

Campo técnico

La presente invención se refiere en general al campo de la tecnología multi-antenas en los sistemas celulares inalámbricos, y más particularmente a un método y un sistema para realizar accesos múltiples en sistemas celulares de OFDM inalámbricos considerando ambos dominios del espacio y de la frecuencia.

10

Estado de la técnica anterior

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

15

20

La LTE Avanzada (LTE-A), una evolución de la LTE, está normalizada en la Edición 10 y posteriores. Se pretende el cumplimiento de los requisitos de la IMT Avanzada, cuyas capacidades van más allá de la IMT-2000 e incluye tasas de datos de pico mejoradas para soportar los servicios y aplicaciones avanzadas (100 Mbps para una alta movilidad, y 1 Gbps para baja movilidad) [2].

25

El uso de la tecnología de múltiples antenas (comúnmente conocida como MIMO) permite la explotación del dominio espacial como otra nueva dimensión. Esto se hace esencial en la búsqueda de mayores eficiencias espectrales. Se pueden usar múltiples antenas en una diversidad de modos, principalmente en base a tres principios fundamentales [3]:

30

- Ganancia de diversidad. Uso de la diversidad del espacio proporcionada por múltiples antenas para mejorar la robustez de la transmisión frente al desvanecimiento multi-trayectoria.

35

- Ganancia de la Red. La concentración de la energía en una o más direcciones determinadas a través de la precodificación y la formación de haz.

- Ganancia de multiplexación espacial. La transmisión de múltiples flujos de señal a un único o múltiples usuarios sobre múltiples capas espaciales creadas por combinaciones de las antenas disponibles.

40

Estos tres principios están realmente interrelacionados y se pueden esperar ganancias de la red además de ganancias de la multiplexación espacial en técnicas MIMO particulares. Especialmente cuando se trata con MIMO multiusuario, donde se sirve a múltiples usuarios en los mismos recursos de tiempo - frecuencia por una combinación de múltiples flujos espaciales, los usuarios se pueden beneficiar de la ganancia de la red conseguida a través de la formación de haz para la separación espacial de múltiples haces dirigidos a los diferentes usuarios.

45

Hasta ahora, la LTE - Avanzada prevé el uso de hasta ocho antenas de transmisión en las estaciones base. Para dirigir los enormes aumentos en la eficiencia espectral promedio de la célula, se están investigando actualmente los sistemas MIMO de gran escala como futuras extensiones de la LTE - Avanzada más allá de la Edición 12 [5]. Estos sistemas comprenden varios cientos de antenas de baja potencia, donde los grados de libertad en exceso permiten una diversidad de posibilidades en el procesamiento de señales en la transmisión y recepción. Estos grandes sistemas MIMO está sujetos actualmente a una intensa investigación.

50

Algunas soluciones están dirigidas al aumento del enfoque espacial de la energía dentro de direcciones específicas, dirigiéndose por lo tanto a los usuarios de forma más definida [8]. La llamada Formación de Haz de Tiempo Inverso (TRBF) enfoca la energía electromagnética por medio de la prueba de canal y la inversión en el tiempo de las señales recibidas como se propone en la patente US 8330642. Otras soluciones de formación de haz más tradicionales involucran la adaptación del patrón radiado, de modo que los haces orientados hacia diferentes usuarios presentan un solapamiento mínimo para minimizar la interferencia inter-usuarios.

55

60

Las soluciones actuales en la LTE - Avanzada prevén combinaciones de multiplexación espacial y de formación de haz para dirigirse simultáneamente a múltiples usuarios con diferentes formaciones de haz, en base a técnicas de codificación propietarias [3]. Sin embargo el limitado número de antenas (máximo ocho) impide dirigirse a más de ocho usuarios de capa única con los mismos recursos de tiempo - frecuencia. Por lo tanto, los sistemas masivos

MIMO no pueden explotar ninguna antena extra para dar servicio simultáneamente a un mayor número de usuarios.

5 Además, los enfoques tradicionales de formación de haz basados en dirigir el patrón de antena radiado hacia los usuarios pretendidos no posibilita la separación ortogonal completa de los recursos en el espacio, ya que los haces se solapan en general en alguna medida. Para limitar los lóbulos laterales del haz (que son responsables de la interferencia), se debe dedicar un gran subconjunto de la red de antenas a cada usuario. Esto reduce dramáticamente el número máximo de usuarios que se pueden servir simultáneamente con un número determinado de antenas.

10 Otras técnicas, tales como la propuesta por la solicitud de patente US 2013/0028341 se basan en la precodificación de una matriz de transmisión basada en la Descomposición del Valor Único (SVD) de los canales. Estas técnicas requieren una retroalimentación significativa desde los terminales en los sistemas Dúplex por División de Frecuencia (FDD), para seleccionar la mejor matriz de precodificación (o matriz índice). La cantidad de retroalimentación requerida puede resultar no práctica con un gran número de antenas y usuarios, ya que estará presente al menos un canal de retroalimentación por cada uno de los usuarios y antenas. Este importante inconveniente puede impedir a estos esquemas operar en el modo FDD.

15 Las técnicas de TRFB sufren del inconveniente de requerir un procedimiento de dos etapas que comprenden un mecanismo de prueba seguido por una generación de señal de inversión de tiempo requiriendo, de este modo, un procesamiento en el dominio del tiempo computacionalmente caro. Dados los cortos intervalos de tiempo presentes actualmente en los sistemas celulares modernos (como en la LTE, con programación de intervalos de solo 1 ms), los procedimientos de formación de haz no deberían involucrar operaciones costosas en el tiempo y la potencia de procesamiento.

25 El documento US-A1-2009/232240 da a conocer un mecanismo de comunicación inalámbrico para la formación de haz de una señal de transmisión. El procedimiento propuesto por dicha solicitud de patente estadounidense incluye en general recibir señales de entrenamiento transmitidas de un dispositivo usando un primer conjunto de direcciones de transmisión, derivando, del primer conjunto de direcciones de transmisión, una dirección de transmisión preferida, y proporcionar, como retroalimentación al dispositivo, una indicación de la dirección de transmisión preferida al dispositivo, donde se proporciona la retroalimentación mediante barrido a través de un segundo conjunto de direcciones de transmisión.

35 El documento CN-A-102412885 da a conocer un procedimiento de formación de haz de onda tridimensional en una red de evolución a largo plazo que comprende en esta una estación de base adopta una estructura de antena de matriz, teniendo cada antena en la dirección vertical un orificio para formación de haz de onda; y un terminal recibe una señal, realiza una estimación de canal para adquirir un H de matriz de canal tridimensional (3D) y selecciona una matriz de precodificación de dimensión horizontal y una matriz de precodificación de dimensión vertical según el H. Entonces, el terminal alimenta una secuencia de números que corresponde a matrices de precodificación a la estación base, y la estación base recupera las correspondientes matrices de precodificación de dimensión horizontales/ verticales según la secuencia de números alimentada, y genera una matriz de precodificación 3D que se usa para precodificar la señal enviada para realizar una formación de haz de onda 3D en la señal enviada.

45 El documento EP-A2-2557700 da a conocer un procedimiento y aparato de transmisión usando un libro de códigos en un sistema de comunicación inalámbrico que soporta múltiples antenas. Dicho procedimiento comprende la transmisión, por una estación base, de una señal de enlace descendente usando una pluralidad de antenas de transmisión comprende las etapas de: recibir un PMI de un terminal; aplicar una matriz de precodificación indicada por el PMI en un libro de códigos a una pluralidad de capas, y realizar una precodificación; y transmitir la señal precodificada al terminal a través de una pluralidad de antenas de transmisión.

50 Hay una necesidad general de proporcionar soluciones más avanzadas para conseguir una multiplexación ortogonal multiusuario en los sistemas MIMO masivos con grandes redes de antenas en las estaciones base.

Sumario de la invención

55 Un objeto de la presente invención es proporcionar un nuevo mecanismo para conseguir la multiplexación ortogonal de los usuarios en los dominios del espacio y de la frecuencia mediante Transformadas Discretas de Fourier (DFT) tridimensionales, usando grandes redes de antenas en las estaciones base y una técnica de multiplexación de espacio - frecuencia ortogonal propuesta, de modo que es posible dirigirse a tantos usuarios como antenas hay en la estación base sin sufrir la interferencia inter-usuarios no deseada.

60 Para tal fin, de acuerdo con un primer aspecto, se proporciona un método para realizar un acceso múltiple en los sistemas celulares OFDM inalámbricos considerando ambos dominios del espacio y de la frecuencia, que comprende al menos una estación base equipada con un gran número de antenas de acuerdo con una red rectangular bidimensional y un número M de usuarios de la célula, comprendiendo dicha red rectangular N_1

elementos de antena a lo largo de un eje con un espaciamento regular d_x y N_2 elementos de antena a lo largo de un eje perpendicular con un espaciamento regular d_y , estando caracterizados dichos usuarios de la célula por los ángulos (θ, φ) en un sistema de coordenadas esféricas.

5 Al contrario de las soluciones conocidas, y para conseguir un acceso múltiple ortogonal el método del primer aspecto comprende el uso de una unidad de procesamiento ortogonal de espacio - frecuencia para:

- seleccionar un espaciamento de rejilla $(\Delta u, \Delta v)$ en el dominio (u, v) a través de las ecuaciones:

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

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

10 donde λ denota la longitud de onda de la frecuencia de operación del sistema, y el dominio (u, v) se obtiene a partir de la siguiente transformación de los ángulos esféricos (θ, φ) :

$$15 \quad u = \text{sen}(\theta) \cos(\varphi);$$

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

- convertir a valores discretos el dominio (u, v) de acuerdo con las expresiones:

$$20 \quad u_k = k \cdot \Delta u, k = 0, 1, \dots, N_1 - 1$$

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

25 donde la región visible de la rejilla corresponde con los valores encerrados dentro de un círculo unidad de acuerdo con la ecuación:

$$u^2 + v^2 \leq 1;$$

30 - construir un conjunto de señales $S_T[k, l, f]$ de acuerdo con la siguiente expresión:

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

35 donde $S_i[f]$ denota los contenidos de frecuencia de la señal banda base compleja dirigida al usuario i , y (k_i, l_i) representa las localizaciones de usuario estimadas en la rejilla de valores discretos de (u, v) ;

- calcular las excitaciones en el dominio del tiempo $A_T[n, m, t]$ para los elementos de antena en la red dados por las coordenadas (nd_x, md_y) , para la generación de las señales de transmisión del enlace descendente de acuerdo con la siguiente expresión:

$$40 \quad A_T[n, m, t] = \frac{1}{N_c N_1 N_2} \sum_{f=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{N_1-1} \sum_{l=0}^{N_2-1} S_T[k, l, f] \exp\left(j \frac{2\pi}{N_c} ft\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right),$$

donde N_c denota el número de sub-portadoras en el ancho de banda del sistema; y

45 - obtener los contenidos de frecuencia $S_R[k, l, f]$ de las señales de banda base complejas recibidas desde los M usuarios en el enlace ascendente, aplicando la siguiente transformación sobre un conjunto de señales recibidas $A_R[n, m, t]$ que corresponden a cada uno de los elementos de antena;

$$50 \quad S_R[k, l, f] = \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} A_R[n, m, t] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_c} ft\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right).$$

Para minimizar las interferencias entre los haces de usuario, se realiza una estrategia de programación que

comprende asignar un espacio no utilizado y/o recursos de frecuencia para cada uno de los M usuarios de la célula por una unidad de programación de espacio - frecuencia combinado. De acuerdo con algunas realizaciones, preferiblemente se pueden realizar cuatro diferentes alternativas para la realización de dicha estrategia de programación.

5 De acuerdo con una alternativa, la estrategia de programación se puede realizar asignando recursos ortogonales de tiempo - frecuencia a haces que están próximos entre sí para evitar dichas interferencias entre los haces de los usuarios.

10 De acuerdo con otra alternativa, la estrategia de programación se puede realizar reservando haces de guarda en el dominio (u, v) en algunos puntos de la rejilla entre las coordenadas de célula de dos o más usuarios de la célula, con objeto de mantener dichas interferencias entre los haces de usuarios en un mínimo.

15 De acuerdo con otra alternativa más, la estrategia de programación se puede realizar asignando la misma señal de transmisión a una pluralidad de puntos de rejilla que encierran las coordenadas del usuario de la célula en el dominio (u, v) y varios haces de guarda para una interferencia reducida para tener en cuenta las imprecisiones en la estimación de los ángulos esféricos de los usuarios de la célula (θ , φ).

20 Finalmente, de acuerdo con otra alternativa más, la estrategia de programación se puede realizar modificando las funciones de reconstrucción de la forma del haz aplicando una técnica de ventanas a los coeficientes de excitación para controlar la tasa de caída de los haces y por lo tanto aliviar la interferencia entre los haces de los usuarios.

25 De acuerdo con una realización, la resolución de la rejilla en el dominio (u, v) se puede ajustar dinámicamente, por una unidad de resolución de rejilla, de modo que maximiza la iluminación, considerando sólo un subconjunto de elementos de antena activos en la red. En este caso, el espaciamiento entre elementos de antena se mantiene y la cobertura angular de la red de antenas también se mantiene.

30 De acuerdo con un segundo aspecto se proporciona un sistema para realizar el acceso múltiple en sistemas celulares inalámbricos de OFDM considerando ambos dominios del espacio y de la frecuencia, que comprende al menos una estación base equipada con un gran número de antenas de acuerdo con una red rectangular bidimensional y un número M de usuarios de célula, comprendiendo dicha red rectangular N_1 elementos de antena a lo largo de un eje con un espaciamiento regular d_x y N_2 elementos de antena a lo largo de un eje perpendicular con un espaciamiento regular d_y , estando caracterizados dichos usuarios de la célula por los ángulos adecuados (θ , φ) en un sistema de coordenadas esféricas.

35 Al contrario de las propuestas conocidas, el sistema del segundo aspecto comprende una unidad de procesamiento de espacio - frecuencia ortogonal para conseguir accesos múltiples ortogonales que comprende:

40 - seleccionar un espaciamiento de rejilla (Δu , Δv) en el dominio (u, v) a través de las ecuaciones:

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

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

45 donde λ denota la longitud de onda de la frecuencia de operación del sistema, y el dominio (u, v) se obtiene a partir de la siguiente transformación de los ángulos esféricos (θ , φ):

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

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

50 - convertir a valores discretos el dominio (u, v) de acuerdo con las expresiones:

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

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

55 donde la región visible de la rejilla corresponde con los valores encerrados dentro de un círculo unidad de acuerdo con la ecuación:

$$u^2 + v^2 \leq 1;$$

- construir un conjunto de señales ST [k, l, f] de acuerdo con la siguiente expresión:

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

donde $S_i[f]$ denota los contenidos de frecuencia de la señal banda base compleja dirigida al usuario i , y (k_i, l_i) representan las localizaciones de usuario estimadas en la rejilla de valores discretos (u, v) ;

- calcular las excitaciones en el dominio del tiempo $A_T[n, m, t]$ para los elementos de antena en la red dados por las coordenadas (nd_x, md_y) , para la generación de las señales de transmisión del enlace descendente de acuerdo con la siguiente expresión:

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

donde N_c denota el número de sub-portadoras en el ancho de banda del sistema; y

- obtener los contenidos de frecuencia $S_R[k, l, f]$ de las señales de banda base complejas recibidas desde los M usuarios en el enlace ascendente, aplicando la siguiente transformación sobre un conjunto de señales recibidas $A_R[n, m, t]$ que corresponden a cada uno de los elementos de antena;

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

El sistema del segundo aspecto, de acuerdo con una realización, comprende una unidad de programación de espacio - frecuencia combinados para realizar las estrategias de asignación de recursos de espacio - frecuencia para cada uno de los M usuarios de la célula. Además, una unidad de detección de ángulos relacionada con dicha unidad de programación de espacio - frecuencia combinados está preparada para analizar las señales recibidas desde dicha red rectangular bidimensional para estimar los ángulos de llegada de dichas señales recibidas.

Finalmente, el sistema comprende además una unidad de resolución de rejilla para ajustar la resolución de la rejilla en el dominio (u, v) de acuerdo con un ángulo de resolución deseado considerando solo un subconjunto de elementos activos de las antenas en la red, para asegurar la ortogonalidad de una pluralidad de haces mientras que se mantiene el espaciamiento entre los elementos de antena y la cobertura angular de la red de antenas.

35 Breve descripción de los dibujos

Las anteriores y otras ventajas y características se entenderán más completamente a partir de la siguiente descripción detallada de las realizaciones, con referencia a los dibujos adjuntos que se deben considerar en un modo ilustrativo y no limitativo, en los que:

40 La figura 1 es una ilustración que muestra el mecanismo propuesto de acuerdo con un aspecto de la presente invención.

45 La figura 2 es una ilustración de un posible escenario donde se puede aplicar la presente invención.

La figura 3 es una configuración de una red de antenas en la estación base para la aplicabilidad de la presente invención.

50 La figura 4 es una ilustración de un círculo unidad en el que se representan los márgenes visibles que comprenden los valores (u, v) incluidos dentro de la circunferencia para cada uno de los valores de θ .

La figura 5 es una ilustración que muestra el proceso de reconstrucción para el factor de red.

55 La figura 6 es una ilustración que muestra el área cubierta por el patrón de radiación individual de la antena. Los puntos de rejilla en (u, v) se representan por cruces y la región útil corresponde a los puntos en el interior del área de sector que caen dentro del círculo unidad.

La figura 7 ilustra la evitación de la interferencia inter-usuarios asignando recursos de frecuencias ortogonales a haces que están próximos entre sí, de acuerdo con una realización alternativa de la presente invención.

5 La figura 8 ilustra una realización alternativa donde la estrategia de programación se puede realizar reservando haces de guarda en el dominio (u, v) en algunos de los puntos de la rejilla entre las coordenadas de la célula de dos o más usuarios de la célula.

10 La figura 9 ilustra la realización alternativa en la que la estrategia de programación se puede realizar asignando la misma señal de transmisión a una pluralidad de puntos de rejilla que encierran las coordenadas del usuario de la célula en el dominio (u, v) y varios haces de guarda para una interferencia reducida para tener en cuenta las imprecisiones en la estimación de los ángulos esféricos de los usuarios de la célula (θ, φ) .

15 La figura 10 ilustra la aplicación de una técnica de ventanas genéricas para aliviar la interferencia inter-usuarios y por lo tanto la necesidad de haces de guarda de acuerdo con una realización alternativa de la presente invención.

20 La figura 11 ilustra el escenario donde el número de elementos activos de antena se reducen a la mitad mientras que se mantiene la misma distancia inter-antenas, lo que da como resultado la duplicación de la separación de rejilla en el dominio (u, v) y por lo tanto el ancho de haz.

La figura 12 es una ilustración que muestra todos los bloques o elementos propuestos de acuerdo con un aspecto de la presente invención.

Descripción detallada de la invención

25 La figura 1 ilustra la idea propuesta de la presente invención de acuerdo con un aspecto, Una estación base que comprende un gran número de antenas (en la forma de una red bidimensional) se destina a la transmisión de un número determinado de señales a un conjunto de M usuarios, de modo que cada usuario recibe su señal pretendida (o conjunto de señales pretendidas) sin interferencia hacia / desde otros usuarios. Para esto, la técnica propuesta 30 consigue la ortogonalidad de los rayos recibidos en direcciones específicas en un espacio determinado por los ángulos (θ, φ) en un sistema de coordenadas esféricas. En lugar de dirigir físicamente los haces hacia ciertas direcciones, como se hace clásicamente por las redes de antenas, la presente invención es capaz de generar un campo combinado con la propiedad fundamental de que idealmente no está presente ninguna interferencia inter- 35 usuarios, suponiendo que los usuarios están preferiblemente situados en puntos de muestreo conocidos en una rejilla del espacio. Un programador combinado de espacio - tiempo - frecuencia puede asignar recursos en las tres direcciones ortogonales, y una unidad que proporciona una técnica propuesta de procesamiento de espacio - frecuencia ortogonal proporciona las excitaciones requeridas en el enlace descendente para varias antenas en cada instante de tiempo. De forma similar, esta técnica puede conseguir la separación ortogonal de los usuarios en el enlace ascendente.

40 Una técnica de multiplexación combinada ortogonal de espacio - frecuencia genera un conjunto de amplitudes de excitación para los elementos de antena en la red, con la propiedad de que todas las señales radiadas desde las antenas se combinan de tal modo que cada usuario recibe las señales deseadas idealmente sin ninguna 45 interferencia de los otros usuarios. De forma similar una técnica de procesamiento inverso de espacio-frecuencia consigue la separación ortogonal de los usuarios en el enlace ascendente de modo que se pueden programar los mismos recursos de frecuencia - tiempo.

50 La técnicas tradicionales de formación de haz emplean un número determinado de antenas con objeto de conformar el patrón de radiación deseado destinado para cada usuario El número de usuarios a los que se puede dar servicio simultáneamente está limitado de este modo por una fracción del número total de antenas que cada usuario requiere para los propósitos de formación de haz. La interferencia inter-usuarios aparecerá a menos que se generen haces muy agudos, y esto habitualmente involucra un gran número de antenas por usuario limitando por lo tanto el número máximo de usuarios simultáneos a dirigir.

55 Al contrario de las técnicas anteriores, esta invención propone una nueva técnica capaz de dirigirse a tantos usuarios en la célula como antenas hay en la estación base, dado que están localizadas en puntos de muestreo definidos en una rejilla del espacio. La eficiencia del espectro alcanzable es por lo tanto la máxima posible con un número determinado de antenas, ya que ninguna otra técnica puede obtener una mayor eficacia del espectro por 60 unidad de área. La técnica de procesamiento propuesta se puede realizar de forma muy eficaz mediante el uso de las Transformadas Rápidas de Fourier tridimensionales (FFT). Además, las estrategias de asignación de recursos de espacio - frecuencia combinados se pueden integrar dentro del programador de la estación base, maximizando por lo tanto la eficacia del espectro de la célula por unidad de área.

Las estrategias también se reparten para tratar con las imprecisiones en la estimación de los ángulos de usuario,

que darían como resultado una interferencia inter-usuarios significativa. Adicionalmente, la rejilla de muestreo se puede ajustar dinámicamente a través de la selección de un subconjunto de los elementos activos de la antena en la red, variando por lo tanto el ancho del haz y la resolución de acuerdo con los intereses en cada escenario. Los usuarios en movimiento se pueden atender mejor con una menor resolución del espacio que los usuarios en condiciones estáticas y el sistema puede adaptarse dinámicamente a la situación general en la célula.

La figura 2 ilustra el escenario para la invención propuesta. Un sitio de célula en un sistema celular inalámbrico comprende una estación base equipada con un gran número de antenas de transmisión idénticas, en la forma de una red de antenas bidimensional con N elementos de antenas, y M usuarios (teniendo cada uno una antena única) que quieren transmitir / recibir simultáneamente en ciertos recursos de tiempo - frecuencia asignados por la estación base. En lo que sigue se asume que se emplea la Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM) para la asignación de los usuarios en el tiempo y la frecuencia, como ocurre en tecnologías inalámbricas como la LTE, la LTE Avanzada o WiMAX.

Preferiblemente, se asumirá que los usuarios están en condiciones estáticas o de muy baja movilidad. También se asumirá que está presente una visión directa significativa entre los usuarios y la estación base, de modo que la última puede obtener los ángulos de salida / llegada correspondientes a las señales hacia / desde los diferentes usuarios. Estos ángulos se pueden estimar en diferentes modos a través del procesamiento apropiado de las señales del enlace ascendente que proceden de los usuarios, aprovechando las características de reciprocidad a largo plazo del enlace ascendente y el enlace descendente. La reciprocidad del canal a largo plazo se puede aprovechar en ambos sistemas Dúplex por División del Tiempo (TDD) y Dúplex por división de la Frecuencia (FDD). El Ángulo de Llegada (AOA) en el enlace ascendente es igual que el Ángulo de Partida (AOD) en el enlace descendente incluso en FDD, ya que los ángulos principalmente se disponen por el entorno físico y los dispersores [9]. De este modo, el AOA se puede estimar a través del sondeo del enlace ascendente y usarse más tarde como una medida del AOD.

Un objetivo de la presente invención es dirigirse al número deseado de usuarios empleando el mínimo conjunto de recursos de tiempo - frecuencia, mediante la excitación apropiada de las antenas de transmisión en la estación base. Al contrario de las técnicas de formación de haz tradicionales, donde se generan diferentes haces espaciales independientemente de modo que se favorecen direcciones específicas en el espacio, la presente invención propone una técnica de procesamiento de la señal de espacio - frecuencia por la que la recepción combinada de las señales procedentes de todas las antenas de transmisión obtendrán los resultados deseados en puntos particulares en el espacio. En lugar de generar haces independientes en varias direcciones, un patrón de campo combinado obtendrá las señales deseadas cuando se muestrean en las direcciones particulares en el espacio donde se supone que están localizados los usuarios.

Se observará que los usuarios pueden tener más de una antena de recepción para una diversidad de recepción aumentada, pero para el propósito de la presente invención esto será equivalente a un escenario de una antena única ya que las antenas de recepción adicionales serán transparentes para el sistema.

La figura 3 ilustra la configuración de la red de antenas en la estación base para la aplicabilidad de la presente invención. Sin pérdida de la generalidad, preferiblemente se asumirá que la red de antenas está localizada en un plano XY; los expertos en la materia fácilmente aplicarán los resultados descritos en este punto a otros ejes cualesquiera de coordenadas. Un número de $N_1 \times N_2$ elementos de antena idénticos están dispuestos en una rejilla rectangular, con N_1 elementos a lo largo del eje x y N_2 elementos a lo largo del eje y, teniendo cada uno de los elementos un patrón de radiación definido como se emplea habitualmente en los sistemas celulares para la cobertura del sector. La separación física entre antenas se denota como d_x a lo largo de la dimensión X y d_y a lo largo de la dimensión Y. Cada uno de los elementos de antena se excitará por una señal diferente a_m que en general será una función del tiempo y de la frecuencia.

El patrón de radiación combinado de la rejilla se puede obtener calculando el Factor de Red de acuerdo con la fórmula:

$$\vec{E}_{global}(t, \theta, \varphi) = E_{individual}(t, \theta, \varphi) \cdot AF(\theta, \varphi)$$

donde \vec{E}_{global} denota el campo lejano total obtenido a partir de la combinación de todos los elementos de antena y $\vec{E}_{individual}$ es el campo lejano correspondiente a cada uno de los elementos de antena, y $AF(\theta, \varphi)$ representa el factor de red que depende de la geometría y las corrientes de excitación de los elementos de antena.

Las características de radiación combinada se pueden controlar por el factor de red que para la configuración

anterior se puede expresar como [6]:

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} a_{nm} \exp\left(j \frac{2\pi d_x}{\lambda} n \text{sen}(\theta) \cos(\varphi)\right) \exp\left(j \frac{2\pi d_y}{\lambda} m \text{sen}(\theta) \text{sen}(\varphi)\right)$$

5 donde λ es la longitud de onda dada por la expresión c / f , donde c es la velocidad de la luz y f es la frecuencia central de funcionamiento. Se observará que en los sistemas FDD se emplean dos frecuencias centrales diferentes para el enlace descendente y el enlace ascendente, sin embargo, dado el pequeño porcentaje de diferencia entre ellas (usualmente menos del 5%) las longitudes de onda correspondientes son fundamentalmente equivalentes. La ecuación anterior tiene la forma de una transformada de Fourier de la secuencia de elementos de excitación a_{nm} (con un inversión de signo), donde el papel del dominio del tiempo se juega por las dimensiones normalizadas x / λ e y / λ , y el papel del dominio de la frecuencia se juega por los ángulos θ, λ .

Cambiando las coordenadas a los llamados cosenos directores para facilidad de notación:

$$15 \quad u = \text{sen}(\theta) \cos(\varphi),$$

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

la expresión se simplifica a

$$20 \quad AF(u, v) = \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} a_{nm} \exp\left(j \frac{2\pi d_x}{\lambda} nu\right) \exp\left(j \frac{2\pi d_y}{\lambda} mv\right)$$

Los ángulos físicos (θ, φ) se pueden obtener a partir de las variables u, v a través de las expresiones:

$$\theta = \arcsen \sqrt{u^2 + v^2}$$

$$25 \quad \varphi = \arccos \frac{u}{\sqrt{u^2 + v^2}}$$

se observará que u y v van desde -1 a $+1$, pero no todos los valores son físicamente realizables ya que los márgenes visibles comprenderán circunferencias de radio igual a $\text{sen}^2(\theta)$:

$$30 \quad u^2 + v^2 = \text{sen}^2(\theta):$$

Este concepto se ilustra en la figura 4, en la que los márgenes visibles comprenderán los valores (u, v) incluidos dentro de las circunferencias para cada valor de θ .

35 La red descrita anteriormente tendrá una radiación máxima hacia el eje z ($\theta = \pi/2$). Se observará que la red bidimensional se puede colocar en un plano no perpendicular a la dirección Z , con un ángulo de inclinación destinado a cubrir la región de la célula de la forma más eficiente. Esta inclinación también se puede conseguir mediante el ajuste de fase eléctrico en la dimensión vertical [6], dando como resultado de este modo una dirección de máxima radiación diferente de $\theta = \pi/2$. Sin embargo para el propósito de la presente invención se supondrá que la red es perpendicular a la dirección de radiación máxima, sin pérdida de generalidad.

Aunque el Factor de Red es una función continua de las variables u y v , en la invención se propone el muestreo en el dominio (u, v) para un procesamiento digital adecuado mientras que se alcanzan las características fundamentales del patrón de radiación.

45 Los periodos de muestreo en u y v se eligen de modo que se obedece el criterio de muestreo de Nyquist. El criterio de Nyquist establece que el periodo de muestreo en un dominio debe ser como máximo igual a la inversa de la "longitud" global en el otro dominio [4]. El muestreo en el dominio [u, v] requerirá por lo tanto que los periodos de muestreo sean menores o iguales que la inversa de las dimensiones normalizadas globales en x e y :

50

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

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

siendo las variables discretas (u_k, v_k) iguales a :

5
$$U_k = k \cdot \Delta u$$

$$V_l = l \cdot \Delta v$$

Eligiendo las igualdades podemos escribir para el factor de red:

10

$$AF[k, l] = \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} a_{nm} \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

Este tiene la forma de una Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT) de la secuencia a_{nm} , excepto por una constante de normalización:

15

$$AF[k, l] = N_1 N_2 \cdot DFT^{-1}\{a[n, m]\} = \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} a[n, m] \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right),$$

donde los elementos de excitación se denotan como $a[n, m]$ representando de este modo una secuencia bidimensional discreta. Una Transformada de Fourier Discreta (DTF) permite obtener las excitaciones a partir del factor de red deseado, con una constante de normalización $1/(N_1 N_2)$:

20

$$a[n, m] = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{k=0}^{N_1-1} \sum_{l=0}^{N_2-1} AF[k, l] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right)$$

Por lo tanto es posible aplicar una DFT bidimensional del factor de red deseado para obtener las excitaciones. En lugar de un factor de red, es posible pensar en un conjunto de señales $s[k, l]$ que se suministrarán a los M usuarios, dado que sus coordenadas son conocidas en términos de (u, v) . Las señales comprenderán los datos de información dirigidos a los diferentes usuarios en ambos dominios del tiempo y de la frecuencia, como se programan habitualmente por los sistemas inalámbricos basados en OFDM.

25

El proceso de reconstrucción para el factor de red se ilustra gráficamente en la figura 5. Se resalta el hecho de que, dadas las separaciones d_x, d_y entre los elementos de antena a lo largo de las direcciones x e y respectivamente, es posible elegir valores apropiados de los periodos de muestreo en u y v de modo que no aparezca ninguna interferencia entre las diferentes direcciones en el espacio, ya que el pico de cada haz coincide con los nulos de todos los demás haces. A la inversa, dada una rejilla de muestreo en (u, v) es posible elegir el espaciamiento de los elementos de antena de modo que no aparezca ninguna interferencia entre usuarios.

30

35

Se observará que la cobertura completa angular de la red de antena (u, v) está dada por:

$$(\Delta u)_{tot} = N_1 \Delta u = \frac{\lambda}{d_x}$$

$$(\Delta v)_{tot} = N_2 \Delta v = \frac{\lambda}{d_y}$$

40

La región visible comprende adicionalmente los valores de (u, v) en el interior del círculo unidad como se ilustra en la figura 4.

En base a la revelación anterior y asumiendo una red de antenas bidimensional con elementos de antena idénticos

en los puntos de coordenadas (nd_x, md_y) , se propone una técnica de Multiplexación por División de Frecuencia - Espacio Ortogonal en base a los siguientes principios de diseño:

- Dado un área de sector a cubrir por los elementos de antena en la estación base, se define una rejilla adecuada en el dominio (u, v) de modo que el sector está completamente cubierto por un conjunto de puntos discretos dados por:

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

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

donde los periodos de muestreo $\Delta u, \Delta v$ representan la granularidad deseada para el direccionamiento de los usuarios. La región visible de esta rejilla corresponde a los valores encerrados dentro de un círculo unidad, de acuerdo con la ecuación:

$$u^2 + v^2 \leq 1.$$

Adicionalmente, solo el área cubierta por el patrón de radiación individual de los elementos de antena será de interés, ya que el campo total en el exterior se considerará nulo (y por lo tanto no se dará servicio a ningún fuera del ángulo máximo del sector). Esto se ilustra en la figura 6, donde los puntos de rejilla en (u, v) se representan por cruces y la región útil corresponde a los puntos en el interior de área del sector que caen dentro del círculo unidad (orientado hacia valores de u positivos en la figura 6).

- El espaciamiento de antena en ambas dimensiones de la red (denotadas como x, y pero sin excluir cualesquiera otras direcciones) se elegirá de acuerdo con las siguientes ecuaciones:

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

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

Este espaciamiento de antena asegura el direccionamiento ortogonal de los usuarios en un espacio determinado que sus localizaciones en (u, v) se dan por las coordenadas adecuadas (k, l) . La cobertura angular de la red se dará por los valores en el intervalo $\Delta u, \Delta v$ en el interior del círculo unidad:

$$(\Delta u)_{tot} = \frac{\lambda}{d_x}$$

$$(\Delta v)_{tot} = \frac{\lambda}{d_y}$$

Esto debería tenerse en cuenta en el diseño de la red para una cobertura apropiada del área del sector.

- Dado un conjunto de señales S_i que se suministrarán a los M usuarios en localizaciones específicas, es posible construir una señal bidimensional tomando valores de la señal deseada en las localizaciones de los usuarios, y nulos en otras partes:

$$S_T[k, l] = \begin{cases} S_i; \forall (k, l) = \{(k_i, l_i), i = 0, 1, \dots, M - 1\} \\ 0; \text{ en otro caso} \end{cases}$$

donde S_i denota la señal de banda base compleja dirigida al usuario i y (k_i, l_i) son las posiciones del usuario en (u, v) .

- Las excitaciones requeridas para los elementos de antena $a[n, m]$, donde n y m son los índices que corresponden a las dimensiones x e y en la red, se pueden obtener con la técnica propuesta a través de una DFT bidimensional:

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

• Los coeficientes de excitación requeridos anteriores solo consideran un conjunto pretendido de M señales en un instante de tiempo determinado. Dado que en OFDM se concede a cada usuario un número de sub-portadoras paralelas sobre un número de símbolos temporal, el procedimiento se debe extender para incluir el dominio de la frecuencia. El objetivo es suministrar simultáneamente las señales contenidas en las sub-portadoras que comprenden todo el ancho de banda del sistema para todos los usuarios. Denotando N_c como el número de sub-portadoras paralelo en el ancho de banda del sistema con índices $f = 0, \dots, N_c - 1$, la señal deseada se construye como sigue:

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

Los contenidos de frecuencia que corresponden a cada usuario son señales de banda base complejas denotadas como $S_i[f]$.

• Las excitaciones requeridas se pueden calcular en primer lugar en el dominio de la frecuencia de acuerdo con la técnica propuesta por la ecuación:

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

La ecuación anterior se debe realizar sobre todas las sub-portadoras pretendidas; por lo tanto es posible la multiplexación ortogonal en espacio - frecuencia para un direccionamiento simultáneo del conjunto de usuarios en los recursos de tiempo - frecuencia disponibles.

• Para obtener los coeficientes de excitación del dominio del tiempo a aplicar sobre el conjunto de antenas, las DTF inversas adecuadas posibilitan la reconstrucción de los símbolos de OFDM (después de la inserción adecuada de un prefijo cíclico para resistencia a la multi-trayectoria). La señal de transmisión OFDM en el dominio del tiempo $A_T[n, m, t]$ con índices de tiempo $t = 0, \dots, N_c - 1$, que corresponden a cada elemento de antena (n, m) , se obtendrán por lo tanto a partir de la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} A_T[n, m, t] &= \frac{1}{N_c} \sum_{f=0}^{N_c-1} a[n, m, f] \exp\left(j \frac{2\pi}{N_c} ft\right) = \\ &= \frac{1}{N_c N_1 N_2} \sum_{f=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{N_1-1} \sum_{l=0}^{N_2-1} S_T[k, l, f] \exp\left(j \frac{2\pi}{N_c} ft\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_2} ml\right) \end{aligned}$$

• Para la detección de las señales del enlace ascendente procedentes de los M terminales, se puede emplear un procedimiento inverso que determina los contenidos de frecuencia de las señales de cada uno de los puntos de muestreo (u, v) relevantes. Habiendo recibido las señales $A_R[n, m, t]$ desde los elementos de antena (n, m) en el instante t , los contenidos de frecuencia correspondientes a cada usuario se pueden obtener a partir de la siguiente expresión:

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

Por lo tanto cada una de las señales del enlace ascendente procedentes de los M usuarios se pueden detectar convenientemente en los puntos correspondientes (u, v) y las frecuencias programadas. Esto permite la asignación de recursos ortogonales también en el enlace ascendente suponiendo que las Direcciones de Llegada (DoA) se puedan estimar adecuadamente a partir del análisis de la señal del enlace ascendente.

El método propuesto permite la obtención de señales adecuadas en el dominio del tiempo que se aplicarán sobre varias antenas, dando lugar a la multiplexación ortogonal de usuarios en espacio - frecuencia. También proporciona contenidos de frecuencia de señales transmitidas en el enlace ascendente idealmente sin ninguna interferencia inter-usuarios.

En el método propuesto anteriormente de la presente invención, preferiblemente se asume que los usuarios están perfectamente localizados (y conocidos) en posiciones dadas por un conjunto de ángulos (θ, φ) , y los cosenos directores correspondientes (u, v) , que coinciden con una rejilla predefinida. En condiciones prácticas, sin embargo, los usuarios no estarán localizados con precisión en esas coordenadas y aparecerá alguna interferencia inter-haces.

5 Con objeto de prevenir esto, se puede explotar una estrategia de programación conjunta adecuada que involucra recursos de espacio y frecuencia de tal modo que la interferencia inter-usuario se minimiza, con el coste de introducir recursos no utilizados de espacio - frecuencia que sirven como haces de guarda. En los sistemas masivos MIMO que comprenden un gran número antenas esto se puede considerar como un inconveniente menor, ya que habitualmente no se explotarán todos los recursos de espacio - frecuencia.

10 De acuerdo con alguna realización alternativa, y suponiendo que un usuario determinado esté situado en un punto con coordenadas (u_0, v_0) para las cuales el punto más próximo en la rejilla tiene las coordenadas (k, l) , el muestreo en puntos distintos del centro de los haces da como resultado una interferencia inter-haces y por lo tanto una interferencia inter-usuarios. Para este fin, se proponen cuatro soluciones para hacerla frente.

15 Por ejemplo, de acuerdo con la primera alternativa, si hay varios usuarios cuyos haces (u, v) están próximos entre sí, el programador en la estación base puede evitar la interferencia inter-usuarios asignando diferentes recursos de tiempo - frecuencia a cada uno de ellos. Los grados de libertad en la asignación de recursos de tiempo, frecuencia y espacio en la presente invención posibilitan una gran flexibilidad para hacer frente a la interferencia inter-usuarios no deseada para haces de usuario que están próximos en el dominio (u, v) . La figura 7 ilustra la evitación de la interferencia inter-usuarios asignando recursos de frecuencia ortogonales a haces que están próximos entre sí. Añadir la dimensión del tiempo requería rejillas de recursos de cuatro dimensiones, por lo tanto se ilustra sólo en el dominio combinado de (u, v) - frecuencia.

25 De acuerdo con la segunda alternativa, dado un gran número de antenas de transmisión, también es factible reservar haces de guarda adecuados entre los usuarios afectados para que las potencias de haz desaparezcan sobre varios puntos de rejilla en el dominio (u, v) . Esto asume que la diferencia de ángulos entre usuarios a direccionar es mucho mayor que el ancho de haz asociado con la rejilla (u, v) . La fórmula de reconstrucción en el dominio (θ, φ) comprenderá un conjunto de haces conformadas sincronamente con un perfil de caída de $(1/x)$ (más exactamente, con forma Dirichlet [4]), lo que después de varios haces de guarda dará como resultado una interferencia despreciable. En combinación con asignaciones flexibles de tiempo - frecuencia, es posible mantener la interferencia inter-usuarios en un mínimo, como se ilustra en la figura 8.

35 De acuerdo con la tercera alternativa, también es posible asignar la misma señal deseada a un conjunto de puntos de rejilla que encierran las coordenadas del usuario pretendido, además de varios haces de guarda para una interferencia reducida, para tener en cuenta las imprecisiones en la estimación del ángulo. El haz recibido esencialmente contendrá el símbolo deseado sin ninguna interferencia si el haz más próximo pretendido para un usuario diferente está localizado separado varios puntos (u, v) , con una atenuación y desplazamiento de fase causado por el muestreo en un punto distinto que el centro de haz. Como se ilustra en la figura 9, esta atenuación y desplazamiento de fase se puede estimar en el receptor con la ayuda de sub-portadoras de piloto adecuadas que experimentarán la misma atenuación y desplazamientos de fase que las señales deseadas.

45 Adicionalmente, de acuerdo con la cuarta alternativa, es posible reducir la interferencia inter-haces modificando la forma de las funciones de reconstrucción de haz para aumentar la tasa de caída. Se puede aplicar cualesquiera técnicas de ventanas a los coeficientes de excitación para un control más preciso de la tasa de caída de los haces, sin cambiar la ortogonalidad del método propuesto, con el coste de aumentar el ancho de haz [7]. La figura 10 ilustra la aplicación de una técnica de ventanas genérica para aliviar la interferencia inter-usuarios y por lo tanto la necesidad de haces de guarda.

50 Estas cuatro soluciones alternativas propuestas se pueden aplicar sobre varios usuarios que tienen posiciones desplazadas significativamente de los puntos de rejilla teóricos, y eventualmente sobre todos los usuarios, en condiciones realistas. Dado un número suficiente de elementos de antena, una combinación de haces de guarda, asignaciones flexibles de tiempo - frecuencia y control de la tasa de caída de los haces pueden mitigar los problemas de interferencia inter-usuarios a un mínimo. Se pueden aplicar otras soluciones para la reducción de la interferencia inter-usuarios sin apartarse significativamente de la presente invención.

60 La disposición física de la red de antenas determina la resolución de la rejilla en el dominio (u, v) . En escenarios donde la localización angular de los usuarios no se conoce con mucha precisión, o donde la movilidad de los usuarios es significativa, puede ser útil, de acuerdo con una realización, ajustar dinámicamente la rejilla en el dominio (u, v) de modo que se maximice la iluminación. Esto se puede realizar considerando sólo un subconjunto de elementos activos de antena en la red, reduciendo de este modo el número de elementos de antena excitados $N_1' < N_1, N_2' < N_2$ y disminuyendo la resolución $\Delta u', \Delta v'$:

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

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

De este modo se pueden obtener haces más anchos de un modo dinámico, con el coste de reducir la resolución y por lo tanto el número de usuarios servidos simultáneamente en un recurso determinado de tiempo - frecuencia.
 5 Como no se ha cambiado el espaciamiento entre elementos de antena, la cobertura angular también se mantiene constante a través de las expresiones:

$$(\Delta u)_{tot} = \frac{\lambda}{d_x}$$

$$(\Delta v)_{tot} = \frac{\lambda}{d_y}$$

10 aunque con un menor número de haces (cada uno con un mayor ancho de haz). Esto puede ser útil para escenarios con un número menor de posibles usuarios en movimiento, donde el apuntamiento es difícil y el sistema requiere haces más anchos.

15 La figura 11 ilustra el escenario donde el número de elementos activos de antena se reduce a la mitad mientras que se mantiene la misma distancia inter-antenas, lo que da como resultado la duplicación de la separación de rejilla en el dominio de (u, v) y por lo tanto el ancho de haz.

Además de los principios introducidos por la presente invención, se puede tener en cuenta el efecto de los elementos de antena individuales por la multiplicación adecuada del factor de red por la respuesta de patrón individual:

20

$$\vec{E}_{global}(t, \theta, \varphi) = E_{individual}(t, \theta, \varphi) \cdot AF(\theta, \varphi),$$

El efecto combinado será por lo tanto una multiplicación del campo sintetizado por el patrón de antena individual. En sistemas celulares inalámbricos esto es ventajoso ya que se pretende que cada estación base cubra varios sectores (usualmente tres), comprendiendo cada sector una extensión del ángulo de azimut $\Delta\varphi$ de, digamos 120°. Por lo tanto las antenas individuales pueden tener el patrón de radiación deseado a través de φ de modo que limitan la radiación fuera del área del sector.

Los usuarios harán frente al patrón de radiación de antena individual del mismo modo que hacen con las imperfecciones del canal. Las sub-portadoras de piloto adecuadas intercaladas con datos permiten la estimación de las amplitudes y fases del canal. Estos pilotos incluirán los efectos de los patrones individuales de antena así como las imperfecciones del canal y por lo tanto se pueden compensar en el receptor por medio de cualquier técnica de igualación adecuada.

35 La figura 12 muestra una realización preferida para la presente invención, donde los nuevos bloques propuestos dentro de la estación base se ilustran con líneas continuas, en contraste con los bloques de la técnica anterior que se representan en líneas discontinuas. De acuerdo con la realización preferida, una estación 121 base MIMO masiva en un sistema celular inalámbrico de OFDM comprende un número de antenas ($N_1 \times N_2$) en una red bidimensional, y se sirven M usuarios simultáneamente en la célula en ciertos recursos de tiempo - frecuencia. El programador 122 asigna recursos apropiados en el tiempo, frecuencia y espacio para cada uno de los M usuarios, donde los recursos de espacio corresponden a diferentes ángulos de visión de la línea de visión. Estos ángulos se introducen en el programador como se detectan por el bloque 126 a través del análisis de las señales transmitidas en el enlace ascendente, que se reciben por la red 125 de antenas bidimensional. La unidad de procesamiento de espacio - frecuencia ortogonal 128 realiza los procedimientos principales propuestos en esta invención, y comprende dos bloques 123 y 124. La rejilla de muestreo en el dominio (u, v) se elige por el bloque 123 de acuerdo con la resolución de ángulos deseada, para asegurar la ortogonalidad de los haces recibidos, siguiendo los principios descritos en la presente invención. La técnica de multiplexación por división de espacio - frecuencia ortogonal propuesta proporciona las excitaciones requeridas para los elementos de antena en el bloque 124, dando lugar, por lo tanto, a un conjunto de ($N_1 \times N_2$) señales radiadas. Estas señales se ven afectadas por el canal de radio, después del cual se reciben un conjunto de M haces ortogonales por los M usuarios en la célula (uno de los cuales se representa como el bloque 127). Cada uno de los usuarios recibirá diferentes señales en ciertos recursos de tiempo - frecuencia por medio de M haces ortogonales, sin experimentar ninguna interferencia de los otros haces, y sin necesidad de

50

adaptar los patrones de radiación para cada uno de los usuarios.

También es posible generar en cambio un conjunto de M' haces (con $M' > M$), o excitar un menor número de antenas N_1' , N_2' para superar cualesquiera imprecisiones en las estimaciones de los ángulos, de acuerdo con los principios establecidos en la presente invención.

Adicionalmente, la técnica de multiplexación de espacio - frecuencia ortogonal propuesta permite la obtención de los contenidos de frecuencia de las señales transmitidas por los M usuarios en el enlace ascendente, idealmente sin ninguna interferencia inter-usuarios.

El mecanismo propuesto se puede implementar como una colección de elementos de software, elementos hardware, elementos firmware, o cualquier combinación de los mismos.

Ventajosamente, la presente invención introduce una nueva técnica de multiplexación ortogonal para sistemas inalámbricos de OFDM en base a un mayor número de antenas en sus estaciones base. Seleccionando los valores apropiados del número de antenas y las distancias inter-antenas, se propone una técnica de multiplexación de espacio - frecuencia ortogonal mientras que se pueden direccionar múltiples usuarios con los mismos recursos de tiempo - frecuencia sin ninguna interferencia de los otros, supuesto que la estación base pueda discriminar sus ángulos de visión de la línea de visión. Una rejilla discreta de recursos de espacio - frecuencia se introduce de modo que cada usuario puede recibir un conjunto determinado de sub-portadoras en el dominio de la frecuencia y diferentes haces radiados en el dominio del espacio, sin ninguna necesidad de adaptar los patrones de radiación destinados a cada uno de los usuarios. La invención propuesta suministra automáticamente las señales destinadas a cada uno de los usuarios, sin ninguna interferencia inter-usuarios, por medio del procesamiento de espacio - frecuencia como la DFT que se puede realizar eficazmente a través de las FFT.

Los esquemas de formación de haz tradicionales usan un número determinado de antenas para conformar el patrón de radiación, mejorando de este modo la radiación hacia direcciones específicas en el espacio. La invención propuesta no trata la formación de haces en un modo clásico, sino que idea un procedimiento para dirigirse simultáneamente a los usuarios pretendidos de modo que cada punto en el espacio recibe el conjunto requerido de recursos de frecuencia, haciendo la interferencia inter-usuarios idealmente cero. Este esquema puede explotar el concepto de multi-antena a un máximo ya que la multiplexación de frecuencia - espacio ortogonal puede obtener el máximo provecho de la red de antenas, con un procesamiento como la DTF que extiende las técnicas OFDM tradicionales. Las técnicas clásicas de formación de haz sintetizan diferentes patrones de redes para cada uno de los usuarios, con una interferencia inter-usuario significativa procedente de los lóbulos secundarios, que requiere un gran número de antenas por usuario, para su minimización. En contraste, la invención propuesta busca las excitaciones de la antena de modo que se obtienen los valores de señal precisos en los puntos de muestreo definidos por la rejilla en el espacio (u, v). Este enfoque tiene la ventaja del direccionamiento de tantos usuarios como antenas hay en la estación base.

En situaciones prácticas, donde las posiciones del usuario pueden presentar desviaciones significativas desde los puntos de rejilla de muestreo ideales, se pueden aplicar varias técnicas para minimizar la interferencia inter-usuarios sin apartarse de la invención propuesta.

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

REFERENCIAS

- 5 [1] Documento TS 36.300 del 3GPP, sobre el Acceso de Radio Terrestre Universal Evolucionado (E-UTRA) y la Red de Acceso de Radio Terrestre Universal Evolucionada (E-UTRAN); Descripción Global, Etapa 2 (Edición 8)
- [2] <http://www.3gpp.org/LTE-Advanced> (mayo de 2013)
- 10 [3] Documento de S. Sesia, I. Toufik, M. Baker (editores) "LTE, the UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice " (2ª edición), John Wiley & Sons, 2011.
- [4] Documento de A. V. Oppenheim y R. W. Schaffer, "Discrete-Time Signal Processing", Prentice-Hall: Englewoods Cliffs, NJ, 1989.
- 15 [5] Documento RP-121804 "New SID Proposal: Study on Full Dimension MIMO for LTE" 3GPP TSG RAN Reunión N° 58, del 4 - 7 de diciembre de 2012.
- [6] Documento de C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design" 2ª edición, John Wiley & Sons, 1997.
- 20 [7] Documento de Harris, Frederic J. (1978), "On the use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", Procedimientos de IEEE volumen 66 (1); 51 - 83.
- [8] Documento de F. Rusek y otros (2013), "Scaling up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays", Revista de Procesos de Señales de IEEE, volumen 30 (1): 40 - 60.
- 25 [9] Documento de S. Moradi, R. Doostnejad y G. Gulak (2011), "Downlink Beamforming for FDD Systems with Precoding and Beam Steering", Conferencia Global de Telecomunicaciones de IEEE (GLOVECOM 2011).

REIVINDICACIONES

1. Un método para la realización de accesos múltiples en sistemas inalámbricos celulares de OFDM considerando ambos dominios de espacio y frecuencia, que comprende al menos una estación base equipada con un gran número de antenas de acuerdo con una red rectangular bidimensional y un número de M usuarios de la célula, comprendiendo dicha red rectangular N_1 elementos de antena a lo largo de un eje con un espaciamiento regular d_x y N_2 elementos de antena a lo largo de un eje perpendicular con un espaciamiento regular d_y , estando dichos usuarios de célula caracterizados por los ángulos (θ, φ) en un sistema de coordenadas esféricas, caracterizado por que para conseguir el acceso múltiple ortogonal el método comprende el uso de una unidad de procesamiento de espacio - frecuencia ortogonal para:

- seleccionar un espaciamiento de rejilla $(\Delta u, \Delta v)$ en el dominio (u, v) a través de las ecuaciones:

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

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

donde λ denota la longitud de onda de la frecuencia de operación del sistema, y el dominio (u, v) se obtiene a partir de la siguiente transformación de los ángulos esféricos (θ, φ) :

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

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

- convertir a valores discretos el dominio (u, v) de acuerdo con las siguientes expresiones:

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

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

donde la región visible de la rejilla corresponde con los valores encerrados dentro de un círculo unidad de acuerdo con la ecuación:

$$u^2 + v^2 \leq 1;$$

- construir un conjunto de señales $S_T[k, l, f]$ de acuerdo con la siguiente expresión:

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

donde $S_i[f]$ denota los contenidos de frecuencia de la señal banda base compleja dirigida al usuario i , y (k, l) representa las localizaciones de usuario estimadas en la rejilla de valores discretos (u, v) ;

- calcular las excitaciones en el dominio del tiempo $A_T[n, m, t]$ para los elementos de antena en la red dados por las coordenadas (nd_x, md_y) , para la generación de las señales de transmisión del enlace descendente de acuerdo con la siguiente expresión:

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

donde N_c denota el número de sub-portadoras en el ancho de banda del sistema; y

- obtener los contenidos de frecuencia $S_R[k, l, f]$ de las señales de banda base complejas recibidas desde los M usuarios en el enlace ascendente, aplicando la siguiente transformación sobre un conjunto de señales recibidas $A_R[n, m, t]$ que corresponden a cada uno de los elementos de antena;

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

2. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende además realizar, por una unidad de programador combinado de espacio - frecuencia, una estrategia de programación asignando espacio y/o recursos de frecuencia no usados a cada uno de los M usuarios de la célula de tal modo que las interferencias entre los haces de los usuarios se minimizan.
3. Un método de acuerdo con la reivindicación 2 en el que dicha estrategia de programación comprende asignar recursos de tiempo - frecuencia ortogonales a haces que están próximos entre sí para evitar dichas interferencias entre los haces de los usuarios.
4. Un método de acuerdo con la reivindicación 2 en el que dicha estrategia de programación comprende reservar haces de guarda en el dominio (u, v) en algunos puntos de la rejilla entre las coordenadas de la célula de dos o más usuarios de la célula, para mantener dichas interferencias entre los haces de usuarios en un mínimo.
5. Un método de acuerdo con la reivindicación 2 en el que dicha estrategia de programación comprende asignar la misma señal de transmisión a una pluralidad de puntos de rejilla que encierran las coordenadas del usuario de la célula en el dominio (u, v) y varios haces de guarda para una interferencia reducida, para tener en cuenta las imprecisiones cuando se estiman los ángulos esféricos de los usuarios de la célula (θ, φ) .
6. Un método de acuerdo con la reivindicación 2 en el que dicha estrategia de programación comprende la modificación de la forma de las funciones de reconstrucción del haz aplicando una técnica de ventanas a los coeficientes de excitación para controlar la tasa de caída de los haces y por lo tanto aliviar la interferencia entre los haces de usuarios.
7. Un método de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 2, que comprende además ajustar dinámicamente, por una unidad de resolución de rejilla, la resolución de la rejilla en el dominio (u, v) de acuerdo con un ángulo de resolución deseado considerando solo un subconjunto de elementos activos de antenas en la red, y que comprende mantener el espaciamiento entre los elementos de la antena y la cobertura angular de la red de antenas.
8. Un sistema para la realización de múltiples accesos en los sistemas celulares inalámbricos de OFDM considerando ambos dominios de espacio y frecuencia, que comprende al menos una estación (121) base equipada con un gran número de antenas de acuerdo con una red (125) rectangular bidimensional y un número M de usuarios (127) de la célula, comprendiendo dicha red (125) rectangular N_1 elementos de antena a lo largo de un eje con un espaciamiento regular d_x y N_2 elementos de antena a lo largo de un eje perpendicular con un espaciamiento regular d_y , estando caracterizados dichos usuarios (127) de la célula por ángulos adecuados (θ, φ) en un sistema de coordenadas esféricas, caracterizado por que el sistema comprende una unidad (128) de procesamiento de espacio - frecuencia ortogonal para conseguir un acceso múltiple ortogonal que comprende:

- seleccionar un espaciamiento de rejilla $(\Delta u, \Delta v)$ en el dominio (u, v) a través de las ecuaciones:

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

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

donde λ denota la longitud de onda de la frecuencia de operación del sistema, y el dominio (u, v) se obtiene a partir de la siguiente transformación de los ángulos esféricos (θ, φ) :

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

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

- convertir a valores discretos el dominio (u, v) de acuerdo con las expresiones:

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

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

donde la región visible de la rejilla corresponde con los valores encerrados dentro de un círculo unidad de acuerdo con la ecuación:

$$u^2 + v^2 \leq 1;$$

- 5 - construir un conjunto de señales $S_T[k, l, f]$ de acuerdo con la siguiente expresión:

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

- 10 donde $S_i[f]$ denota los contenidos de frecuencia de la señal banda base compleja dirigida al usuario i , y (k_i, l_i) representa las localizaciones de usuario estimadas en la rejilla de valores discretos (u, v) ;

- 15 - calcular las excitaciones en el dominio del tiempo $A_T[n, m, t]$ para los elementos de antena en la red dados por las coordenadas (nd_x, md_y) , para la generación de las señales de transmisión del enlace descendente de acuerdo con la siguiente expresión:

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

- 20 donde N_c denota el número de sub-portadoras en el ancho de banda del sistema; y

- obtener los contenidos de frecuencia $S_R[k, l, f]$ de las señales de banda base complejas recibidas desde los M usuarios en el enlace ascendente, aplicando la siguiente transformación sobre el conjunto de señales recibidas $A_R[n, m, t]$ que corresponden a cada uno de los elementos de antena;

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

- 25
9. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 8, que comprende además una unidad (122) de programador combinado de espacio - frecuencia para realizar estrategias de asignación de recursos de espacio - frecuencia para cada uno de los M usuarios (127) de la célula.
- 30
10. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 9, en el que una unidad (126) de detección de ángulos relacionada con dicha unidad (122) de programador combinado de espacio - frecuencia se prepara para analizar las señales recibidas desde dicha red (125) rectangular bidimensional para estimar los ángulos de llegada de dichas señales recibidas.
- 35
11. Un sistema de acuerdo con las reivindicaciones de 8 o 10, que comprende además una unidad (123) de resolución de rejilla para ajustar la resolución de la rejilla en el dominio (u, v) de acuerdo con un ángulo de resolución deseado considerando solo un subconjunto de los elementos activos de antena en la red, para asegurar la ortogonalidad de una pluralidad de haces mientras que se mantiene el espaciamiento entre elementos de antena y la cobertura angular de la red de antenas.
- 40

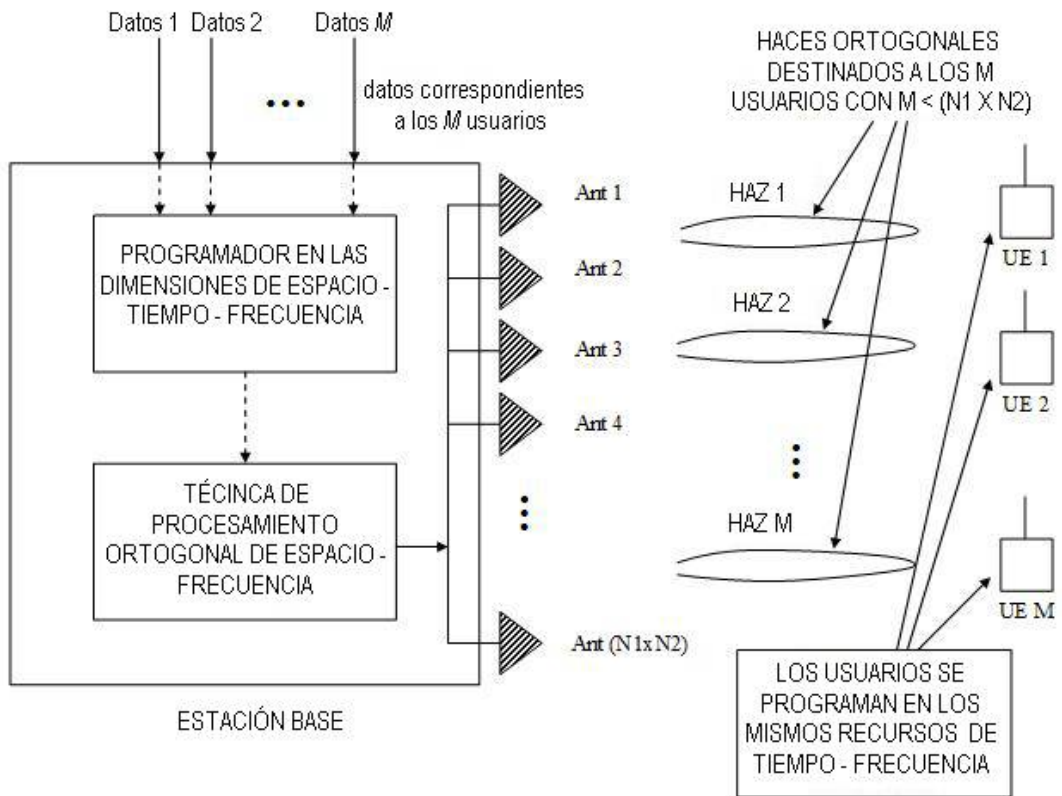


Figura 1

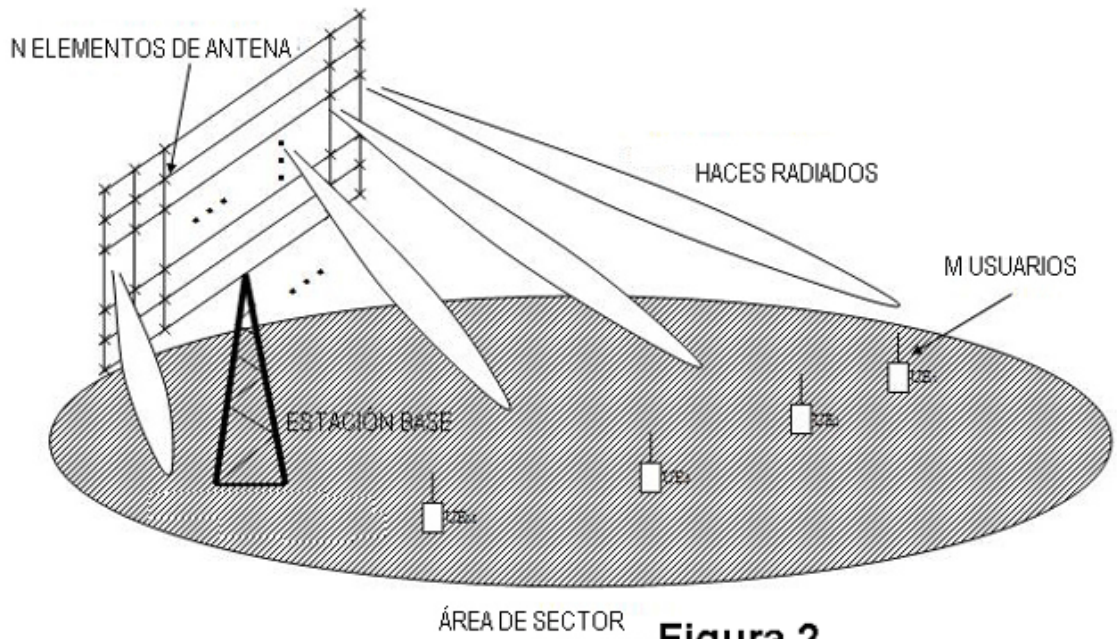


Figura 2

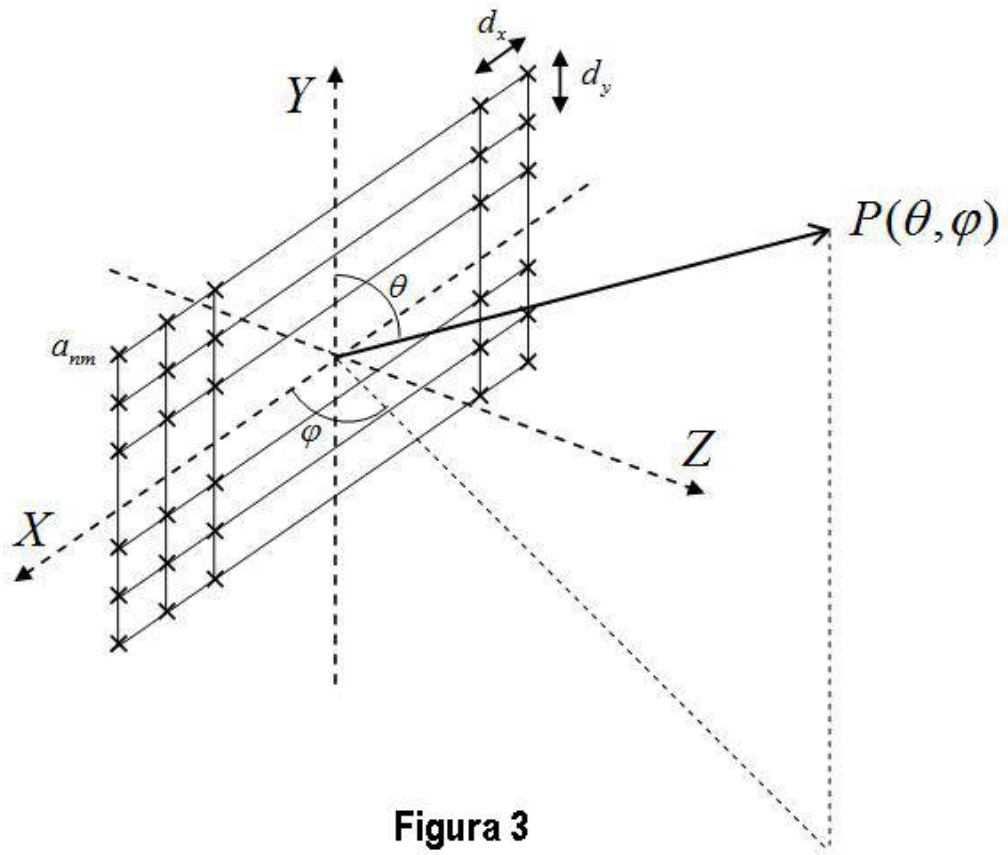


Figura 3

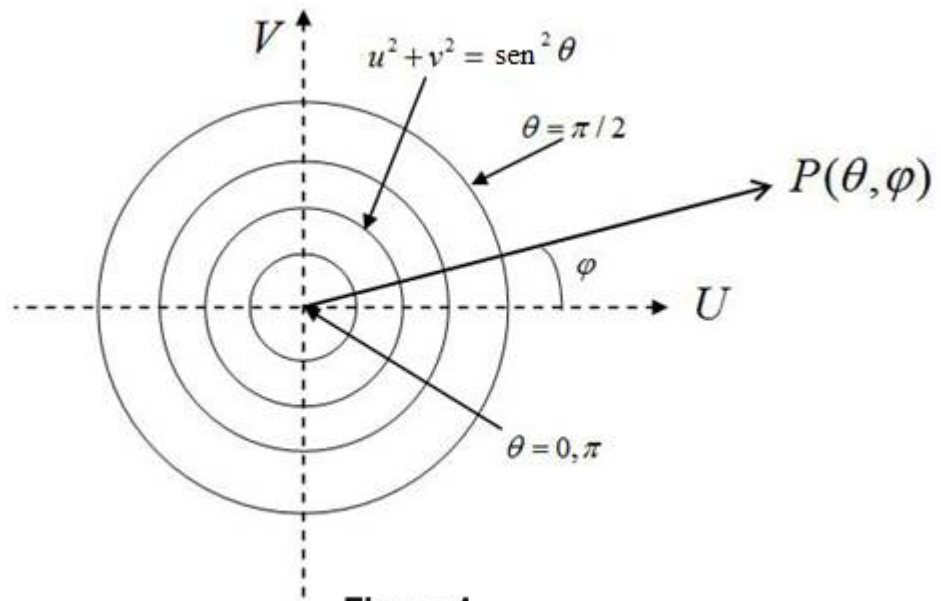


Figura 4

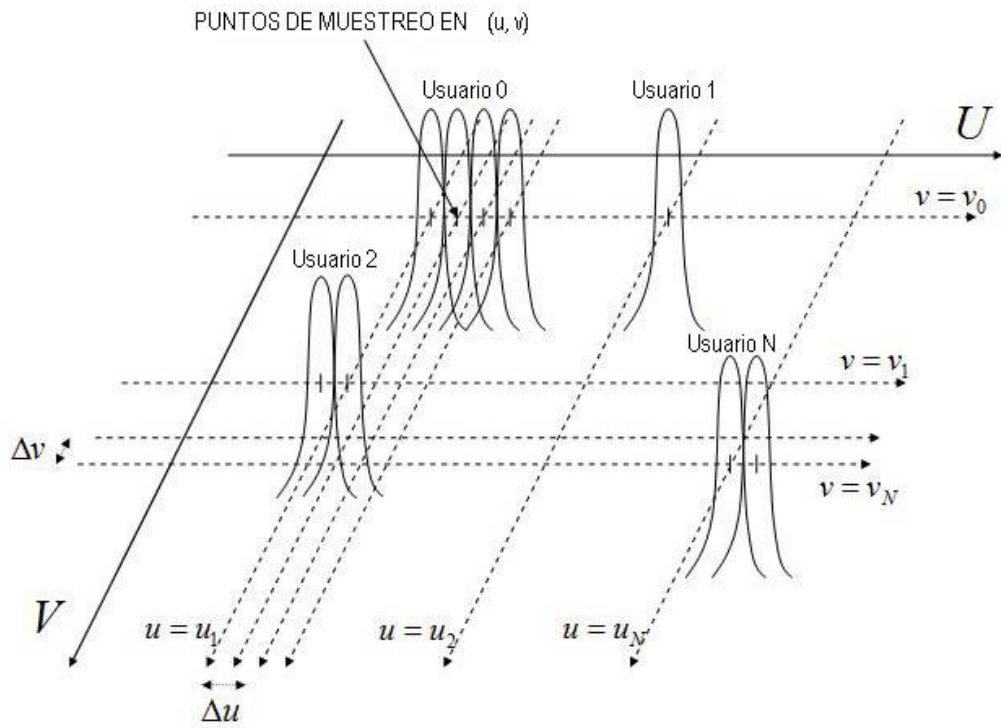


Figura 5

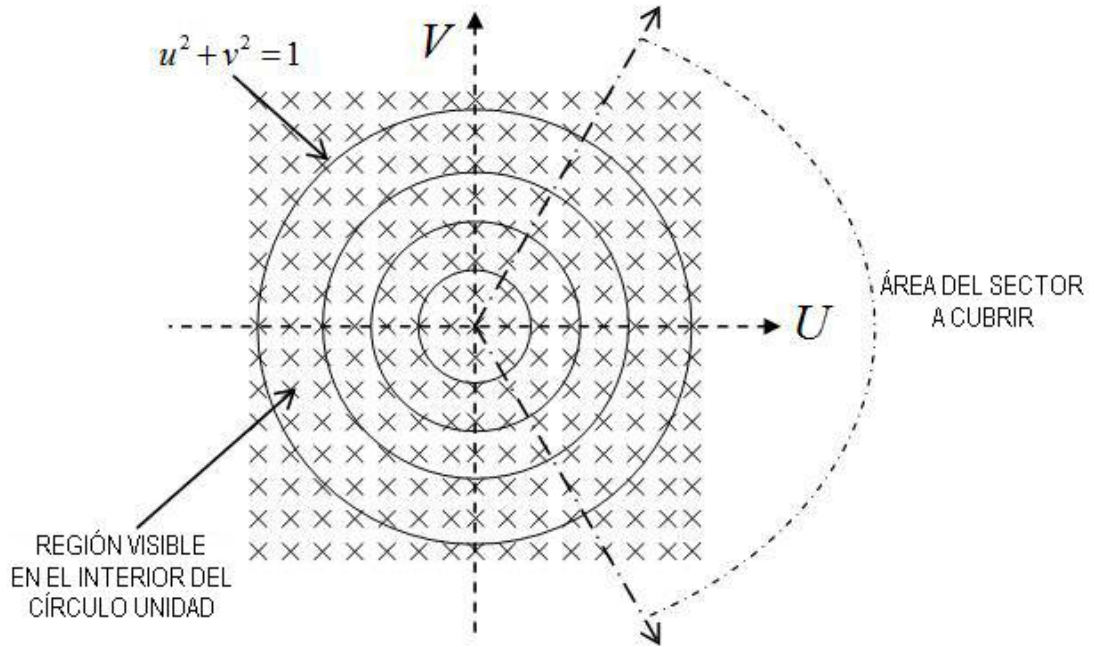


Figura 6

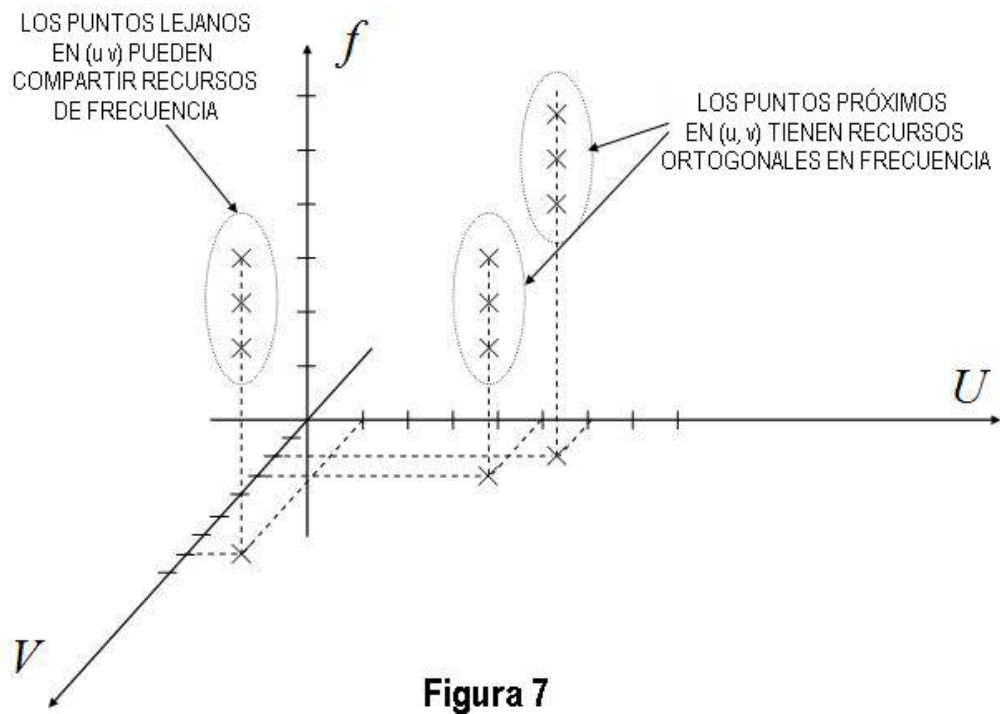


Figura 7

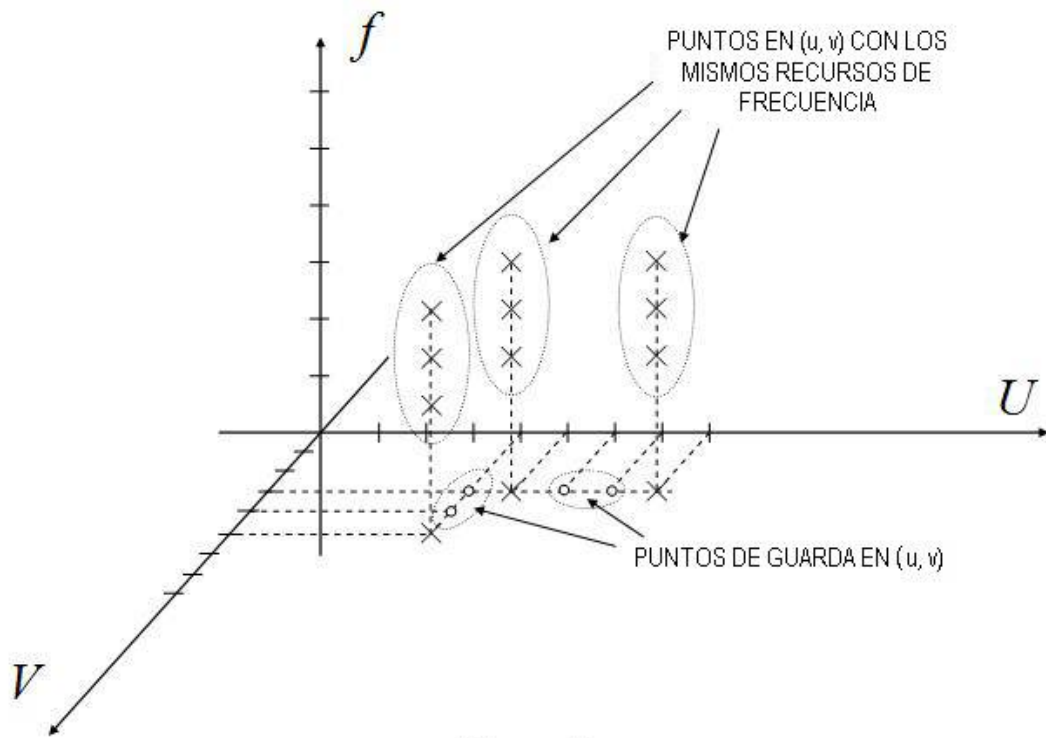


Figura 8

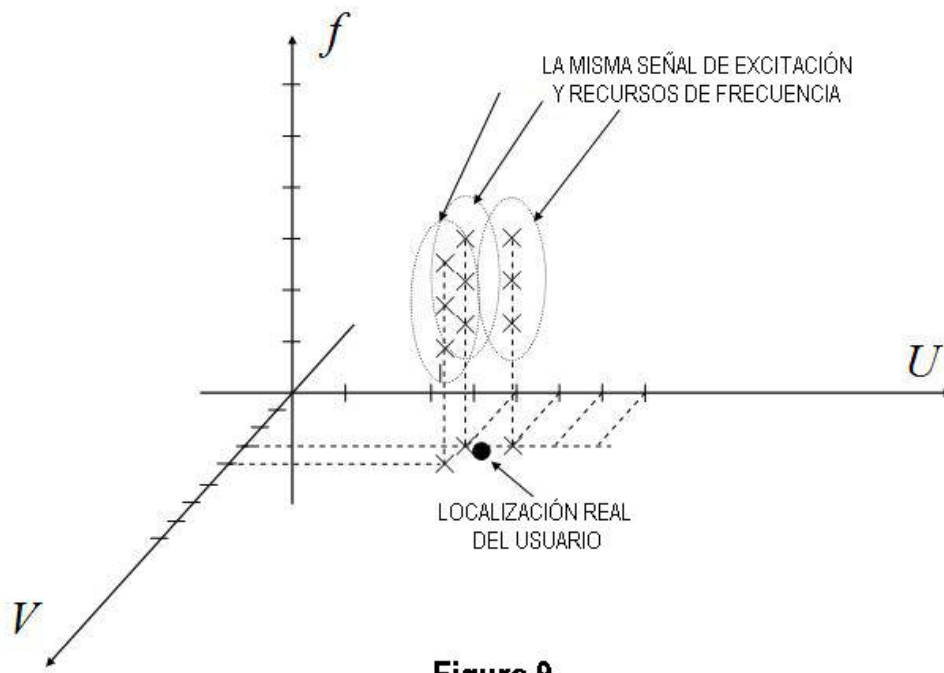


Figura 9

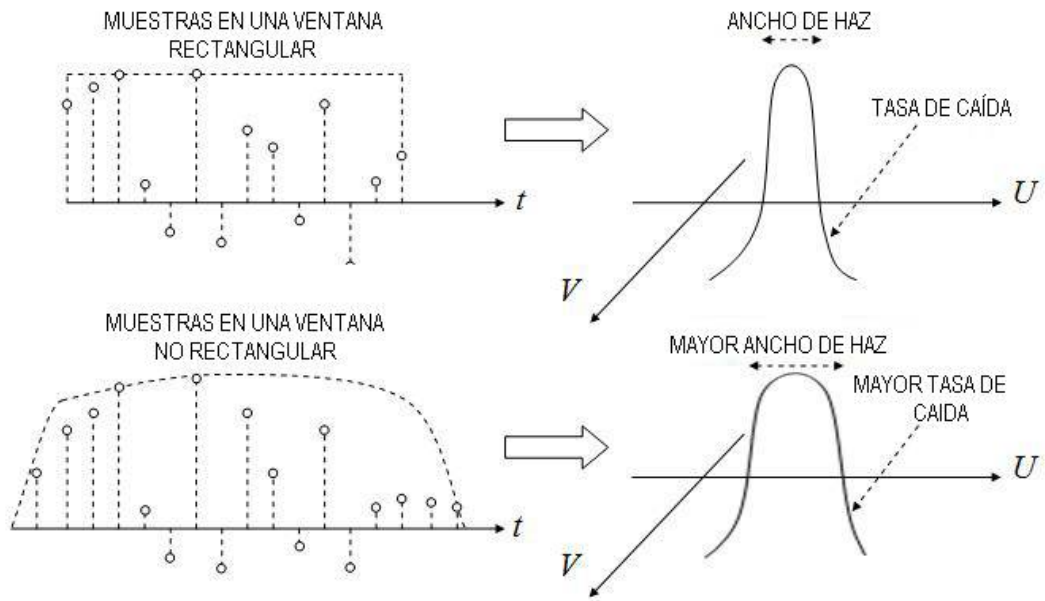


Figura 10

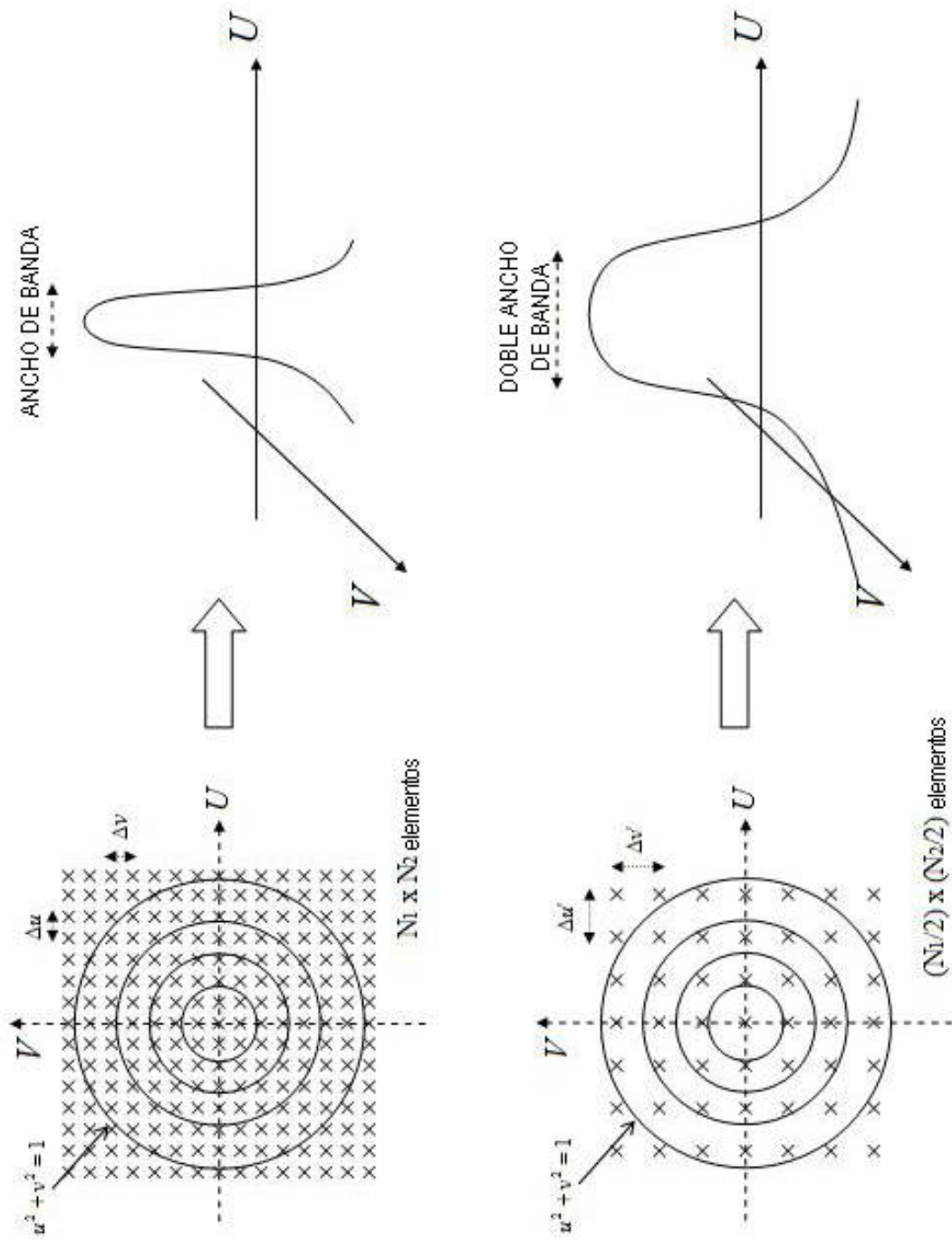


Figura 11

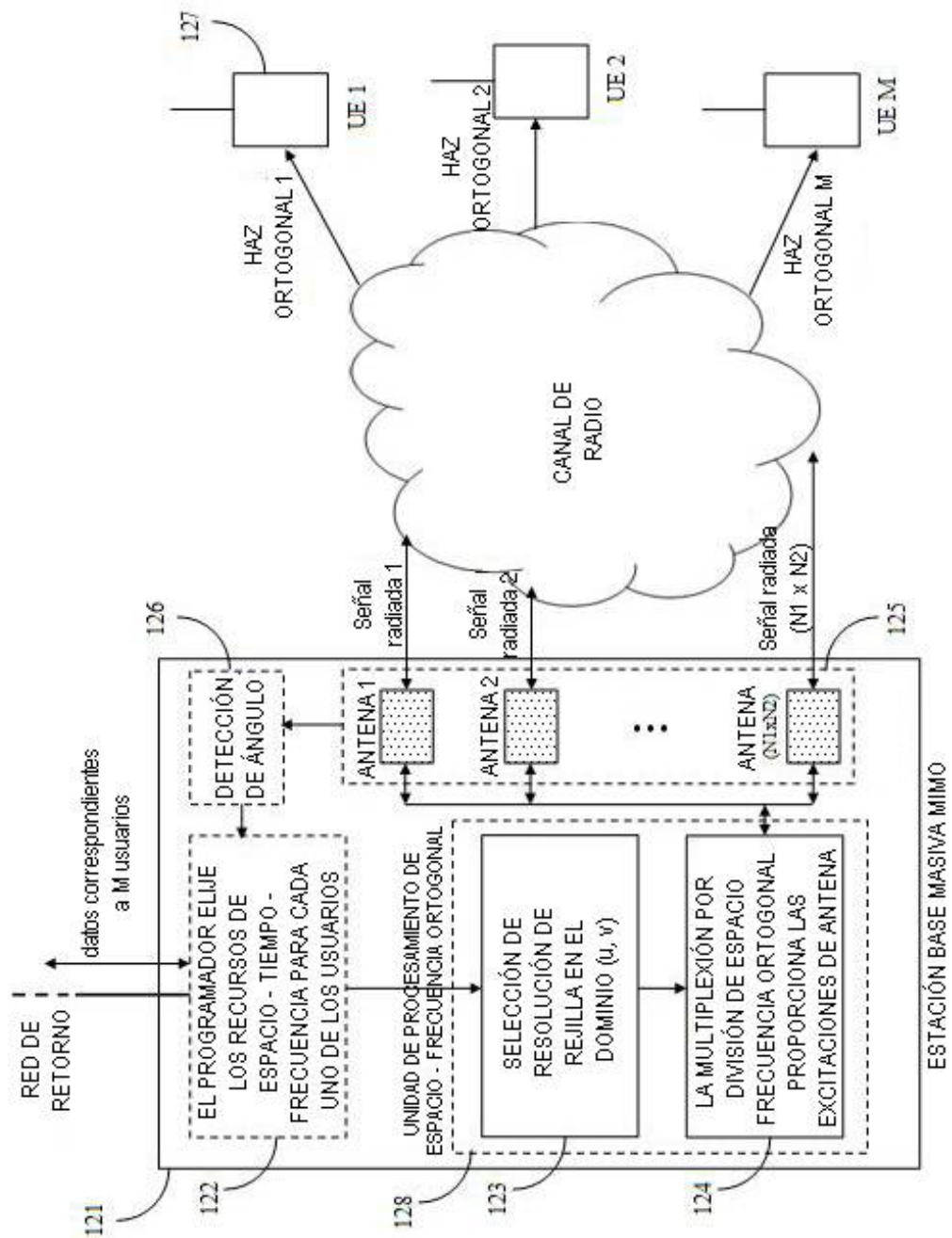


Figura 12