

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 910 261**

51 Int. Cl.:

H04B 7/0452 (2007.01)

H01Q 1/24 (2006.01)

H01Q 21/06 (2006.01)

H04B 7/06 (2006.01)

H01Q 3/40 (2006.01)

H01Q 21/28 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **26.09.2019** **E 19382830 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **26.01.2022** **EP 3799325**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo para generar haces de difusión en sistemas MIMO masivos**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la
traducción de la patente:
12.05.2022

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

LORCA HERNANDO, JAVIER;
SERNA SANTIAGO, ELENA y
MARTÍ MOLINA, MÓNICA

74 Agente/Representante:

GONZÁLEZ PECES, Gustavo Adolfo

ES 2 910 261 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 dispositivo para generar haces de difusión en sistemas MIMO masivos

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere al campo de las comunicaciones inalámbricas, y más concretamente a la generación óptima de haces de difusión en sistemas MIMO masivos que comprenden un elevado número (decenas o cientos) de antenas en el lado de la estación base, sujetos a restricciones adicionales de potencia de transmisión por antena.

10 Más concretamente, la presente invención propone un procedimiento para generar patrones de haces de difusión en sistemas MIMO masivos, proporcionando tanto una cobertura de tipo sectorial como la menor dispersión posible de las potencias de transmisión por antena.

Antecedentes de la invención

15 Las técnicas MIMO (Massive Multiple Input Multiple Output (Múltiple Entrada Múltiple Salida Masiva)) están alcanzando un nivel de madurez considerable como una de las alternativas más prometedoras para aumentar la eficiencia espectral por unidad de superficie en las redes celulares. La MIMO masiva trata de multiplexar a los usuarios en el dominio espacial gracias a los grados de libertad extra que proporciona el exceso de antenas, creando múltiples haces adaptados a las condiciones de estado del canal que experimentan los usuarios, al tiempo que se mantienen las interferencias entre usuarios al mínimo.

20 La MIMO masiva se basa en mecanismos de precodificación adecuados que se benefician de la presencia de grandes conjuntos de antenas en la estación base. Se puede conseguir un alto grado de resolución espacial empleando grandes matrices según el criterio de Nyquist. Esta característica es muy deseable para los haces que transportan la información de la carga útil del usuario, pero no para los haces de difusión dedicados a la señalización de la celda. Los canales de difusión transportan información esencial a nivel de celda y deben presentar una cobertura de tipo sectorial, similar a la de los sistemas MIMO tradicionales de bajo orden, en los que los haces de difusión deben ser decodificables por los usuarios sin ninguna información previa disponible sobre el estado de su canal. Esto es aplicable a los usuarios que acampan en la celda, a los usuarios procedentes de celdas vecinas y a los usuarios que realizan un acceso aleatorio.

25 Los sistemas MIMO de bajo orden suelen reservar unos pocos puertos de antena (normalmente dos) específicos para la transmisión de la información de señalización de difusión. En los sistemas MIMO masivos, esta estrategia da lugar a la presencia de transmisiones de alta potencia procedentes de unos pocos amplificadores de potencia, que por lo tanto están muy desequilibrados en cuanto a tamaño, necesidades de calentamiento y refrigeración con respecto a los demás amplificadores de potencia.

30 Uno de los atractivos de la MIMO masiva es que permite reducir las potencias de transmisión por antena, lo que a su vez conlleva un menor tamaño de los amplificadores y un menor calentamiento asociado. La presencia de múltiples antenas permite generar múltiples haces de datos con alta resolución espacial. Sin embargo, los haces de transmisión requieren esencialmente una cobertura sectorial con una resolución espacial muy baja, para que todos los usuarios puedan recibir la información de la celda prevista.

35 Las técnicas anteriores del estado de la técnica suelen producir patrones de radiación de tipo sectorial sin prestar especial atención a las variaciones de las potencias de transmisión por antena. Reservar un número reducido de antenas para los haces de emisión tiene el inconveniente de requerir grandes amplificadores de potencia conectados a las antenas que transportan la información de emisión. Los amplificadores de gran potencia son generalmente indeseables debido al coste excesivo, el consumo de energía y la disipación de calor.

40 Por ejemplo, en el documento US9973362 se dan a conocer algunos enfoques para la señalización de canal común de baja PAPR (relación pico-potencia media), basados en i) un conjunto de amplificadores de potencia configurados para transmitir señales de haz ancho en una banda de frecuencias más estrecha que el ancho de banda disponible y modulados con una secuencia de baja PAPR y ii) un segundo conjunto de amplificadores de potencia configurados para transmitir señales unicast de haz estrecho. Esto supone la presencia de grandes amplificadores de potencia conectados a unas pocas antenas dedicadas a la señalización de control, mientras que los restantes amplificadores pueden tener tamaños y potencias de transmisión mucho menores.

45 Es mucho más deseable aprovechar la presencia de un gran número de antenas para minimizar las potencias de transmisión por antena incluso para los canales de difusión.

50 Sin embargo, al hacerlo, se suelen crear haces muy agudos, a menos que se ideen técnicas especiales para generar los coeficientes de excitación.

En otras técnicas, los haces de difusión se generan sin optimizar la dispersión en las potencias de transmisión por antena, lo que sería deseable para mejorar las eficiencias de los amplificadores de potencia. Por ejemplo, el

documento WO2018103856A1 describe un aparato para generar haces de radiodifusión, que comprende diferentes conjuntos de elementos de antena de doble polarización y cada elemento de antena de doble polarización está adaptado para emitir señales con una primera polarización así como con una segunda polarización. Cada elemento de antena de doble polarización tiene una primera entrada y una segunda entrada: la primera entrada alimenta señales a los respectivos elementos de la antena que irradian con la primera polarización y la segunda entrada alimenta señales a los respectivos elementos de la antena que irradian con la segunda polarización.

El documento EP 2 806 756 A1 describe un aparato para generar patrones de haces en MIMO masivo con anchos de haz determinados en la dimensiones horizontal y vertical para cubrir áreas de sector mediante un conjunto de antenas rectangulares formado por N_1 y N_2 elementos de antena en las direcciones horizontal y vertical, con separación entre antenas en las direcciones horizontal y vertical dada por dx y dy . Los anchos de haz en las direcciones horizontal y vertical se determinan usando un conjunto óptimo de coeficientes de excitación calculados discretizando un factor de matriz de espacio continuo para obtener un factor de matriz discreto donde los índices k, l obedecen a una discretización sobre los ángulos de elevación y azimut de los elementos de antena.

Por lo tanto, existe la necesidad en el estado de la técnica de proporcionar estrategias inteligentes para la generación de haces de difusión con el fin de evitar grandes desequilibrios entre las potencias de transmisión de las antenas del conjunto, mientras que simultáneamente se produce una cobertura de tipo sectorial.

Sumario de la invención

La presente invención resuelve los problemas mencionados y supera las limitaciones de los trabajos del estado de la técnica explicados anteriormente, proporcionando un procedimiento para derivar coeficientes de excitación adecuados para generar haces de difusión en estaciones base MIMO masivas que utilizan conjuntos de antenas rectangulares para las comunicaciones celulares inalámbricas, de manera que se obtenga un patrón de radiación similar a un sector en las dimensiones horizontal y vertical, manteniendo la variación máxima de las potencias de transmisión por antena dentro de ciertos límites. La obtención de un patrón de radiación sectorial es necesaria para la transmisión de canales de control de difusión.

En el contexto de la invención, se utilizan los siguientes conceptos:

Incertidumbre entrópica, definida como la suma de las entropías temporal y espectral de Shannon. Principio de incertidumbre entrópica, que establece que la incertidumbre entrópica está siempre limitada por una cantidad determinada, lo que es análogo al principio de incertidumbre de Heisenberg.

La presente invención describe un procedimiento para derivar un conjunto de coeficientes de excitación en un conjunto de antenas rectangulares con N_1 y N_2 elementos de antena en las direcciones horizontal y vertical respectivamente.

El procedimiento tiene como objetivo encontrar los coeficientes de excitación adecuados que produzcan patrones de haz de emisión con la menor variación posible de las potencias de transmisión por antena. Los coeficientes de excitación pueden escribirse en forma vectorial:

$$A_{vec} = \{a_{nm}, n = 0, \dots, N_1 - 1, m = 0, \dots, N_2 - 1\}_{N_1 N_2 \times 1},$$

donde el vector A_{vec} tiene N_1 y N_2 elementos complejos $a_{nm} \in \mathbb{C}$, que minimizan la siguiente expresión:

$A_{vec} = \operatorname{argmin}\{-H(A_{vec}) - H(\Psi_{vec})\}$, y donde el vector Ψ_{vec} es el vector del factor discretizado de matriz definido como:

$$\Psi_{vec} = \{\psi_{kl}, k = 0, \dots, N_1 - 1, l = 0, \dots, N_2 - 1\}_{N_1 N_2 \times 1}$$

con $N_1 N_2$ elementos complejos $\psi_{kl} \in \mathbb{C}$,

y H denota la entropía de Shannon para una secuencia de N números complejos $\{X_n\}$ que se define como:

$$H(X) = - \sum_{n=0}^{N-1} |X_n|^2 \ln |X_n|^2.$$

Denotando $A = \{a_{nm}\}_{N_1 \times N_2}$ como una matriz rectangular $N_1 \times N_2$ que contiene el conjunto de coeficientes de excitación discretos, y $\Psi = \{\psi_{kl}\}_{N_1 \times N_2}$ su contrapartida en el dominio del factor de matriz, el factor de matriz discretizado Ψ puede escribirse como:

$$\Psi = M_{N_1}^{IDFT} \cdot A \cdot M_{N_2}^{IDFT},$$

donde la matriz constitutiva de la transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) M_M^{IDFT} de dimensión $M \times M$ se define como:

$$M_M^{IDFT} = \frac{1}{\sqrt{M}} \left\{ \exp \left(j \frac{2\pi}{M} nk \right) \right\}_{M \times M}, n, k = 0, \dots, M-1,$$

y la discretización se realiza mediante las expresiones:

5

$$u = \text{sen}\theta \cos\phi,$$

$$v = \text{sen}\theta \sin\phi,$$

$$\Psi_{kl} = \Psi(u_k, v_l),$$

$$u_k = k \cdot \Delta u, k = -\frac{N_1}{2}, \dots, \frac{N_1}{2} - 1, \Delta u = \frac{\lambda}{N_1 d_x},$$

$$v_l = l \cdot \Delta v, l = -\frac{N_2}{2}, \dots, \frac{N_2}{2} - 1, \Delta v = \frac{\lambda}{N_2 d_y},$$

10 donde λ es la longitud de onda a la frecuencia de la portadora de interés, θ, ϕ son las coordenadas esféricas (θ es el ángulo de elevación, ϕ es el ángulo de acimut) y d_x, d_y son la separación entre antenas en las direcciones horizontal y vertical respectivamente.

Una vez encontrado el conjunto óptimo de coeficientes de excitación $\{a_{nm}\}$, se puede calcular el factor de matriz en espacio continuo mediante la expresión:

15

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

El problema de minimización descrito anteriormente puede resolverse utilizando técnicas de minimización global, como algoritmos genéticos, métodos de Monte Carlo, recocido simulado o cualquier otro procedimiento adecuado para encontrar un mínimo global de una función/expresión de múltiples variables.

20

La velocidad de convergencia del algoritmo de minimización puede mejorarse rellenando el conjunto de coeficientes A con P_1, P_2 ceros en las direcciones x e y respectivamente, es decir, definiendo un vector de excitación extendido A' de la forma:

$$A' = \{a_{ij}\}_{(N_1+P_1) \times (N_2+P_2)},$$

donde:

$$a_{ij} = \begin{cases} a_{nm}, & 0 \leq i < N_1, 0 \leq j < N_2, \\ 0, & \text{en caso contrario,} \end{cases}$$

25

y reformulando el problema de minimización como:

$$A'_{vec} = \text{argmin}\{-H(A'_{vec}) - H(\Psi'_{vec})\},$$

donde $A'_{vec} \equiv \text{vec}(A')$, $\Psi'_{vec} \equiv \text{vec}(\Psi')$, y

$$\Psi' = M_{N_1+P_1}^{IDFT} \cdot A' \cdot M_{N_2+P_2}^{IDFT}.$$

La entropía del conjunto ampliado de coeficientes $H(A_{ext})$ puede calcularse mediante la expresión:

30

$$H(A'_{vec}) = H(\{A_{vec}, 0, \dots, 0\}) = - \sum_{n,m=0}^{N_1 N_2 - 1} |a_{nm}|^2 \ln |a_{nm}|^2.$$

Se pueden incluir restricciones adicionales para mejorar la búsqueda de un mínimo global. Estas restricciones permiten descartar soluciones no adecuadas en la búsqueda del mínimo global. Como ejemplo, las siguientes

expresiones describen las restricciones que pueden aplicarse al problema de optimización para que el diagrama de radiación muestre una ondulación máxima determinada dentro del rango deseado de ángulos de acimut y elevación, y que las potencias de transmisión por antena no superen una potencia de transmisión determinada:

$$\max |\psi_{ij}(dB) - \psi_{kl}(dB)|_{(i,j) \neq (k,l)} \leq \text{Max_Ripple}(dB); \forall \{(i,j), (k,l)\} \in C,$$

$$|a_{nm}|^2 \leq \text{Power_Threshold}, \forall m, n$$

5

donde *Max_Ripple* es la variación máxima (en dB) del factor de matriz discretizado en el sector de interés; *Power_Threshold* denota la potencia de transmisión máxima por antena; C representa los índices discretos de los puntos (u_k, v_l) dentro del sector de interés:

$$C = \left\{ (k, l) : \varphi_k \in \left(-\frac{\varphi_{\max}}{2}, \frac{\varphi_{\max}}{2} \right), \theta_l \in \left(-\frac{\theta_{\max}}{2}, \frac{\theta_{\max}}{2} \right) \right\};$$

10 y ($\varphi_{\max}, \theta_{\max}$ denotan respectivamente los ángulos máximos de acimut y elevación que caracterizan el sector.

El factor de matriz en espacio continuo obtenido puede mejorarse aún más aplicando técnicas adicionales de filtrado espacial que reduzcan la ondulación máxima *Max_Ripple* en las dimensiones horizontal y vertical, respectivamente (es decir, la variación máxima del factor de matriz en acimut y/o elevación se reduce dentro del sector de interés), al tiempo que se mantienen las variaciones en las potencias de transmisión por antena bajo límites acotados.

15 Un aspecto de la presente invención se refiere a un procedimiento para generar haces de difusión en sistemas MIMO masivos, que comprende las siguientes etapas:

- definir un área de sector de una celda cubierta por un transmisor MIMO, siendo el área de sector donde al menos un equipo de usuario solicita al transmisor MIMO acceso a la celda;
- generar patrones de haz de difusión con determinadas anchuras de haz en las dimensiones horizontal y vertical para cubrir el área del sector mediante un conjunto de antenas rectangulares del transmisor MIMO, estando el conjunto de antenas rectangulares formado por un número N_1 de elementos de antena en la dirección horizontal y un número N_2 de elementos de antena en la dirección vertical que irradian $N_1 \times N_2$ señales de radiofrecuencia a una frecuencia portadora con una separación entre antenas en las direcciones horizontal y vertical dada por d_x y d_y respectivamente, determinándose las anchuras de los haces en las direcciones horizontal y vertical utilizando un conjunto óptimo de coeficientes de excitación que se calculan mediante las siguientes etapas:
- discretización de un factor de matriz de espacio continuo $\psi(\theta, \varphi)$ para obtener un factor de matriz discretizado $\psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} \in \mathbb{CC}$, formado por un conjunto discreto de valores complejos $\psi_{kl} \in \mathbb{CC}$, $k = 0, \dots, N_1 - 1$, $l = 0, \dots, N_2 - 1$, donde los índices k, l obedecen a una discretización sobre el ángulo de elevación θ y el ángulo acimutal φ de los elementos de la antena; y
- obtención del conjunto óptimo de coeficientes de excitación $\{a_{nm}\}$, en el que $a_{nm} \in \mathbb{CC}$ son coeficientes de excitación complejos que minimizan la siguiente expresión:

$$A_{vec} = \operatorname{argmin} \{ -H(A_{vec}) - H(\Psi_{vec}) \},$$

donde

$$A_{vec} = \{a_{nm}, n = 0, \dots, N_1 - 1, m = 0, \dots, N_2 - 1\}_{N_1 N_2 \times 1},$$

$$\Psi_{vec} = \{\psi_{kl}, k = 0, \dots, N_1 - 1, l = 0, \dots, N_2 - 1\}_{N_1 N_2 \times 1},$$

y H denota la entropía de Shannon para una secuencia de N números complejos $\{X_n\}$ que se define como:

$$H(X) = - \sum_{n=0}^{N-1} |X_n|^2 \ln |X_n|^2.$$

40 Otro aspecto de la presente invención se refiere a un dispositivo transmisor de un sistema MIMO masivo que implementa el procedimiento para generar haces de difusión descrito anteriormente.

En un último aspecto de la presente invención, se divulga un programa de ordenador que comprende medios de código de programa de ordenador adaptados para realizar las etapas del procedimiento descrito, cuando dicho programa se ejecuta en medios de procesamiento de un dispositivo transmisor MIMO masivo.

5 El procedimiento y el transmisor de acuerdo con los aspectos de la invención descritos anteriormente tienen una serie de ventajas con respecto a la técnica anterior, que pueden resumirse como sigue:

- La presente invención optimiza los coeficientes de excitación para cualquier patrón de radiación tipo sector en acimut y elevación. También pueden aplicarse restricciones adicionales para acelerar la convergencia del algoritmo. Las técnicas de interpolación y filtrado espacial también pueden mejorar las características de radiación de los coeficientes obtenidos según las necesidades de implementación.
- 10 - La restricción de la menor dispersión posible de las potencias de transmisión por antena ayuda a reducir el desequilibrio de tamaño y consumo de energía entre los amplificadores de potencia que alimentan el conjunto de antenas.

Estas y otras ventajas serán evidentes a la luz de la descripción detallada de la invención.

Descripción de los dibujos

15 Con el fin de ayudar a la comprensión de las características de la invención, según una realización práctica preferente de la misma y para complementar esta descripción, se adjuntan las siguientes Figuras como parte integrante de la misma, teniendo un carácter ilustrativo y no limitativo:

La figura 1 muestra un sistema MIMO masivo con una matriz rectangular de múltiples antenas en la estación base, según un posible escenario de aplicación de la invención.

20 La figura 2 muestra una representación gráfica de una disposición geométrica de las múltiples antenas del conjunto rectangular y el factor de matriz resultante en tres dimensiones, según una posible realización de la invención.

La figura 3 muestra un transmisor MIMO masivo con una matriz rectangular de múltiples antenas que implementa un procedimiento para generar haces de difusión, según una realización preferente de la invención.

25 Realización preferente de la invención

Las cuestiones definidas en esta descripción detallada se proporcionan para ayudar a una comprensión global de la invención. Por consiguiente, los expertos en la materia reconocerán que pueden realizarse cambios y modificaciones de las realizaciones aquí descritas sin apartarse del alcance y el espíritu de la invención. Asimismo, la descripción de funciones y elementos bien conocidos se omite para mayor claridad y concisión.

30 Por supuesto, las realizaciones de la invención pueden implementarse mediante elementos de software, elementos de hardware, elementos de firmware, o cualquier combinación adecuada de ellos y en una variedad de plataformas arquitectónicas, sistemas operativos y de servidor, dispositivos, sistemas o aplicaciones. Cualquier disposición o implementación arquitectónica particular presentada en este documento se proporciona únicamente con fines de ilustración y comprensión y no pretende limitar aspectos de la invención.

35 La figura 1 muestra el escenario básico de aplicabilidad de la invención propuesta. Un sistema MIMO (Múltiple Entrada, Múltiple Salida masivo comprende un conjunto de múltiples antenas (11) en el lado de la estación base (10) siguiendo una disposición rectangular, como se representa en la Figura 1, que están conectadas a un conjunto similar de unidades de RF (Radiofrecuencia), transmisores y receptores, que proporcionan un control total de la transmisión y recepción de las señales. Uno o varios UE o Equipos de Usuario (12) intentan realizar una primera conexión con la estación base (10) mediante un procedimiento de acampada en la celda. La acampada en la celda requiere la presencia de canales de control de difusión adecuados, por medio de los cuales los UE (12) obtienen alguna información de control esencial como el ancho de banda del sistema, el número de trama, los parámetros de acceso aleatorio, y otros. Dichos canales de control de difusión deben cubrir toda el área del sector (14), por lo que no suponen ningún conocimiento previo de la información relacionada con el usuario, como su posición o el estado del canal. En consecuencia, los canales de control de difusión no pueden beneficiarse de la formación de haces, y deben presentar un patrón de radiación de tipo sectorial a menos que se habilite algún mecanismo de barrido de haces, que puede ser característico de las frecuencias portadoras en el régimen de ondas milimétricas y está fuera del ámbito de la presente invención.

50 El objetivo de esta propuesta es encontrar un conjunto de coeficientes de excitación complejos para aplicar en las unidades de RF conectadas a las antenas del conjunto (11), con el fin de obtener el patrón sectorial deseado para el haz de radiación (13) de los canales de control de emisión, cumpliendo la condición de que dichos coeficientes presenten la menor variación posible en las potencias de transmisión por antena.

Con el fin de explicar los detalles del procedimiento propuesto para obtener los mencionados coeficientes de excitación complejos, considere la entropía de Shannon de una secuencia de N números complejos $\{X_n\}$, que puede definirse para el caso discreto como:

$$H(X) = - \sum_{n=0}^{N-1} |X_n|^2 \ln |X_n|^2.$$

- 5 Si $\{Y_n\}$ denota la DFT (Transformada Discreta de Fourier) de la secuencia de números complejos $\{X_n\}$, y se calcula su correspondiente entropía de Shannon, $H(Y)$, se satisface el llamado principio de incertidumbre entrópica, que puede escribirse como:

$$H(X) + H(Y) \geq \ln N.$$

- 10 La igualdad en la expresión anterior sólo se obtiene para traslaciones y modulaciones de una función peine de Kronecker de periodo igual a cualquier divisor de N , que es la versión discreta del tren de impulsos continuo.

Es posible relacionar el anterior principio de incertidumbre entrópica con el objetivo del procedimiento propuesto: obtener los coeficientes de excitación óptimos para dar cobertura a los sectores que presenten la menor variación en las potencias de transmisión por antena.

- 15 Suponiendo un conjunto de antenas rectangulares con N_1 y N_2 elementos de antena en el eje horizontal x y vertical y , respectivamente, el objetivo es encontrar los coeficientes de excitación adecuados $\{a_{nm} \in \mathbb{C}\}$ que dan cobertura al sector presentando la menor dispersión posible de las potencias de transmisión por antena, siendo n y m índices en el rango $0, \dots, N_1$ y $0, \dots, N_2$ respectivamente. El factor de matriz obtenido a partir de dichos coeficientes de excitación viene dado por la siguiente expresión:

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

- 20 donde, como se muestra en la Figura 2, d_x y d_y son el espaciado entre antenas en las direcciones x e y , respectivamente; λ es la longitud de onda a la frecuencia portadora de interés; y θ , φ son respectivamente los ángulos de elevación y acimut también representados en la figura 2.

- 25 Para simplificar, es conveniente considerar los coeficientes de excitación normalizados de forma que la suma de los coeficientes al cuadrado sea la unidad, lo que significa que la potencia total de transmisión es también la unidad, es decir:

$$\sum_{n,m} |a_{nm}|^2 = 1.$$

Haciendo un cambio de variables e introduciendo los llamados cosenos direccionales u , v , definidos por:

$$u = \sin\theta \cos\varphi,$$

$$v = \sin\theta \sin\varphi,$$

- 30 el factor de matriz se simplifica a:

$$\Psi(u, v) = \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} a_{nm} \exp\left(j \frac{2\pi d_x}{\lambda} n u\right) \exp\left(j \frac{2\pi d_y}{\lambda} m v\right), u \in [-1, 1], v \in [-1, 1].$$

Una mayor discretización es factible eligiendo periodos de muestreo adecuados en u y v obedeciendo el criterio de Nyquist, por el cual los periodos de muestreo en (u, v) serán como máximo iguales a la inversa de las dimensiones globales normalizadas en (x, y) , es decir:

$$\Delta u \leq \frac{\lambda}{N_1 d_x} = \frac{2}{N_1}$$

$$\Delta v \leq \frac{\lambda}{N_2 d_y} = \frac{2}{N_2}$$

La última igualdad se obtiene haciendo que el espaciamiento entre antenas sea igual a $\lambda/2$ en ambas direcciones.

Eligiendo los máximos períodos de muestreo posibles dados por el criterio de Nyquist, las variables discretizadas u_k , v_l son:

$$u_k = k \cdot \Delta u, k = -\frac{N_1}{2}, \dots, \frac{N_1}{2} - 1.$$

$$v_l = l \cdot \Delta v, l = -\frac{N_2}{2}, \dots, \frac{N_2}{2} - 1.$$

Y aplicando las definiciones anteriores de las variables discretizadas u_k , v_l para el factor de matriz discretizado:

$$\Psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} = \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{m=0}^{N_2-1} a_{nm} \exp\left(j \frac{2\pi}{N_1} nk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_2} ml\right).$$

La expresión anterior tiene la forma de una DFT inversa bidimensional excepto por una constante de normalización. La normalización es deseable para evitar cambios en la potencia global al aplicar las operaciones DFT y DFT inversa (IDFT). Sin pérdida de generalidad, los índices k , l también pueden cambiarse para ir de 0 a $N_1 - 1$ y de 0 a $N_2 - 1$ respectivamente. Este cambio sólo introduce un término de fase constante en el factor de matriz, que puede corregirse posteriormente para dirigir la radiación máxima hacia cualquier dirección deseada. Denotando $A = \{a_{nm}\}_{N_1 \times N_2}$ como una matriz rectangular $N_1 \times N_2$ que contiene el conjunto de coeficientes de excitación discretos, y $\Psi = \{\psi_{kl}\}_{N_1 \times N_2}$ su contrapartida en el dominio del factor de matriz, el factor de matriz discretizado puede escribirse como:

$$\Psi = M_{N_1}^{IDFT} \cdot A \cdot M_{N_2}^{IDFT},$$

donde la matriz IDFT constitutiva M_M^{IDFT} de dimensión $M \times M$ se define como:

$$M_M^{IDFT} = \frac{1}{\sqrt{M}} \left\{ \exp\left(j \frac{2\pi}{M} nk\right) \right\}_{M \times M}, n, k = 0, \dots, M - 1.$$

La transformación inversa se lee:

$$A = M_{N_1}^{DFT} \cdot \Psi \cdot M_{N_2}^{DFT}$$

donde la matriz DFT es la conjugada de la matriz IDFT, es decir,

$$M_M^{DFT} = (M_M^{IDFT})^* = \frac{1}{\sqrt{M}} \left\{ \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} nk\right) \right\}_{M \times M}, n, k = 0, \dots, M - 1.$$

Es conveniente escribir tanto A como las matrices Ψ en forma vectorial, es decir:

$$A_{vec} \equiv vec(A) = \{a_{nm}, n = 0, \dots, N_1 - 1, m = 0, \dots, N_2 - 1\}_{N_1 N_2 \times 1},$$

$$\Psi_{vec} \equiv vec(\Psi) = \{\psi_{kl}, k = 0, \dots, N_1 - 1, l = 0, \dots, N_2 - 1\}_{N_1 N_2 \times 1}.$$

Con esta notación, el objetivo es encontrar un vector A_{vec} adecuado que maximice la entropía de Shannon:

$$A_{vec} = argmax\{H(A_{vec}) + H(\Psi_{vec})\}.$$

La maximización de la entropía de Shannon tiene por objeto minimizar la dispersión de las potencias de transmisión por antena, al tiempo que se obtiene el patrón de radiación sectorial deseado, de modo que se maximizan las eficiencias de los amplificadores de potencia.

Este problema de maximización puede transformarse en un problema de minimización global recurriendo a los negativos de las magnitudes anteriores:

$$A_{vec} = \operatorname{argmin}\{-H(A_{vec}) - H(\Psi_{vec})\}.$$

Existen múltiples técnicas para resolver problemas de minimización global, como los algoritmos genéticos, los algoritmos basados en Monte Carlo, el recocido simulado o el Basin-Hopping, por nombrar algunos. Los algoritmos genéticos son un buen conjunto de técnicas destinadas a acelerar la búsqueda de un mínimo global. También se pueden aplicar muchos otros algoritmos para este fin.

Para acelerar la convergencia del algoritmo utilizado para el problema de minimización global, es conveniente incluir restricciones adicionales para omitir las soluciones no adecuadas en la búsqueda del mínimo global. Las restricciones se evalúan en cada iteración para comprobar si se cumplen algunas condiciones. Estas restricciones pueden aplicarse tanto al factor de matriz discretizado como a las excitaciones de la antena. Por ejemplo, se puede restringir el factor de matriz para que muestre una determinada ondulación máxima dentro del rango deseado de ángulos de acimut y elevación, y se pueden restringir las potencias de transmisión por antena para que no superen una determinada potencia de transmisión. También se pueden imponer otras restricciones similares en función de las características específicas de la aplicación.

Las siguientes expresiones muestran las mencionadas restricciones ejemplares:

$$\max |\psi_{ij}(dB) - \psi_{kl}(dB)|_{(i,j) \neq (k,l)} \leq \text{Max_Ripple}(dB); \forall \{(i,j), (k,l)\} \in C,$$

$$|a_{nm}|^2 \leq \text{Power_Threshold}, \forall m, n$$

donde *Max_Ripple* es la variación máxima (en dB) del factor de matriz discretizado en el sector de interés; *Power_Threshold* denota la potencia máxima de transmisión por antena; C representa los índices discretos de los puntos (u_k, v_l) dentro del sector de interés:

$$C = \left\{ (k, l): \varphi_k \in \left(-\frac{\varphi_{\max}}{2}, \frac{\varphi_{\max}}{2} \right), \theta_l \in \left(-\frac{\theta_{\max}}{2}, \frac{\theta_{\max}}{2} \right) \right\};$$

y $\varphi_{\max}$, $\theta_{\max}$ denotan respectivamente los ángulos máximos de acimut y elevación que caracterizan el sector.

Una vez obtenida la solución óptima, el factor de matriz en el espacio continuo puede calcularse de forma sencilla a partir del conjunto de coeficientes de excitación obtenidos. Sin embargo, siempre hay una discrepancia entre los factores de matriz discretizados y los del espacio continuo, que se deriva de cualquier cambio de fase eventual entre puntos ψ_j adyacentes que conducen a cambios inesperados en las amplitudes correspondientes del factor de matriz del espacio continuo. Para aliviar este problema, es posible mejorar la precisión del factor de matriz discretizado rellenando los coeficientes de excitación con P_1 , P_2 ceros en las direcciones x e y respectivamente:

$$A' = \{a_{ij}\}_{(N_1+P_1) \times (N_2+P_2)},$$

donde:

$$a_{ij} = \begin{cases} a_{nm}, & 0 \leq i < N_1, 0 \leq j < N_2, \\ 0, & \text{en caso contrario,} \end{cases}$$

La forma vectorial de los coeficientes de excitación acolchados con ceros A' puede escribirse simplemente como una versión ampliada de A_{vec} con $(P_1 + P_2)$ ceros adicionales:

$$A'_{vec} = \{A_{vec}, 0, \dots, 0\}_{(N_1+P_1)(N_2+P_2) \times 1}.$$

El factor de matriz discretizado Ψ' correspondiente a A' se asemeja más al factor de matriz continuo más cercano que Ψ , donde la relación entre A' y Ψ' se escribe ahora como:

$$\Psi' = M_{N_1+P_1}^{IDFT} \cdot A' \cdot M_{N_2+P_2}^{IDFT}.$$

Así, es posible reformular el problema de minimización global:

$$A'_{vec} = \operatorname{argmin}\{-H(A'_{vec}) - H(\Psi'_{vec})\},$$

donde $A'_{vec} \equiv \text{vec}(A')$, $\Psi'_{vec} \equiv \text{vec}(\Psi')$.

Para que esta formulación alternativa tenga sentido, la entropía del vector de excitación A'_{vec} , que es cero, debe definirse incluso cuando algunos de sus términos son cero, donde la expresión $x \log x$ no tiene sentido. Dado que:

$$\lim_{x \rightarrow 0} x \log x = 0,$$

es posible definir la entropía de un valor nulo como su límite en el origen, es decir:

$$H(\{0\}) \equiv \lim_{x \rightarrow 0} H(x) = 0.$$

De ahí que se pueda calcular la entropía de A'_{vec} , utilizando la misma expresión del caso no extendido, descartando los términos nulos adicionales:

$$H(A'_{vec}) = H(\{A_{vec}, 0, \dots, 0\}) = - \sum_{n,m=0}^{N_1 N_2 - 1} |a_{nm}|^2 \ln |a_{nm}|^2.$$

Una vez obtenida una solución determinada, se pueden conseguir mejoras adicionales filtrando aún más el factor de matriz de espacio continuo obtenido a partir del conjunto óptimo de coeficientes. Este filtrado suele reducir la ondulación en acimut y/o elevación, pero hay que tener cuidado para no sobrepasar las potencias máximas de transmisión por antena, ya que suelen ser modificadas por la operación de filtrado.

El procedimiento propuesto para generar haces de difusión utilizando el conjunto óptimo calculado de coeficientes de excitación, según una realización preferente, puede implementarse en un transmisor MIMO masivo, que puede ser una estación base de un sistema de comunicación inalámbrica o cualquier otra estación potencial estacionaria o móvil para transmitir haces de difusión a otras entidades del sistema de comunicación.

La figura 3 ilustra una forma de aplicación del procedimiento propuesto. Un transmisor MIMO masivo (31), equipado con un gran conjunto de antenas rectangulares (32) con un número N_1 de elementos de antena en la dirección horizontal y un número N_2 de elementos de antena en la dirección vertical, está destinado a cubrir un área de sector determinada para la transmisión de la información de señalización de difusión requerida. La potencia total de transmisión (30) es distribuida por el divisor de potencia (311) del transmisor (31) en los cambiadores de fase $N_1 \times N_2$ (312) conectados a la matriz rectangular (32) de elementos de antena. Las unidades de RF de cada elemento de antena necesitan coeficientes de excitación adecuados (33) para obtener el patrón de radiación deseado, sin ningún conocimiento previo de la información sobre el estado del canal del usuario y con la menor dispersión posible de las potencias de transmisión por antena, de forma que se minimicen los desequilibrios entre los amplificadores de potencia. De este modo, uno o varios dispositivos de usuario (34) pueden adquirir la información de señalización básica necesaria para acampar en la celda. El transmisor MIMO propuesto (31) proporciona un procedimiento adecuado para encontrar los coeficientes de excitación óptimos (33), tal como se ha descrito anteriormente, que se utilizarán en la generación de las señales radiadas $N_1 \times N_2$ (35) transmitidas a los dispositivos de usuario (34) a través del canal de usuario (36).

Nótese que en este texto, el término "comprende" y sus derivaciones (como "que comprende", etc.) no deben entenderse en un sentido excluyente, es decir, estos términos no deben interpretarse como excluyentes de la posibilidad de que lo descrito y definido pueda incluir otros elementos, etapas, etc.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para generar patrones de haz de difusión en sistemas MIMO masivos que comprende:

- definir un área de sector (14) de una celda cubierta por un transmisor MIMO (10, 31), siendo el área de sector (14) donde al menos un equipo de usuario (12, 34) solicita al transmisor MIMO (10, 31) acceso a la celda;

- generar patrones de haz de difusión con anchuras de haz determinadas en las dimensiones horizontal y vertical para cubrir el área del sector (14) mediante un conjunto de antenas rectangulares (11, 32) del transmisor MIMO (10, 31), el conjunto de antenas rectangulares (11, 32) formado por un número N_1 de elementos de antena en la dirección horizontal y un número N_2 de elementos de antena en la dirección vertical que irradian $N_1 \times N_2$ señales de radiofrecuencia (35) a una frecuencia portadora, con una separación entre antenas en las direcciones horizontal y vertical dada por d_x y d_y respectivamente, determinándose las anchuras de los haces en las direcciones horizontal y vertical utilizando un conjunto óptimo de coeficientes de excitación; caracterizado porque los coeficientes de excitación se calculan mediante las siguientes etapas:

- discretizar un factor de matriz de espacio continuo $\psi(\theta, \phi)$ para obtener un factor de matriz discretizado $\psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} \in \mathbb{C}^C$,

formado por un conjunto discreto de valores complejos $\psi_{kl} \in \mathbb{C}^C$, $k = 0, \dots, N_1 - 1$, $l = 0, \dots, N_2 - 1$, donde los índices k, l obedecen a una discretización sobre el ángulo de elevación θ y el ángulo de acimut ϕ de los elementos de la antena; y

- obtener el conjunto óptimo de coeficientes de excitación $\{a_{nm}\}$, en el que $a_{nm} \in \mathbb{C}^C$ son coeficientes de excitación complejos que minimizan la siguiente expresión:

$$A_{vec} = \operatorname{argmin}\{-H(A_{vec}) - H(\Psi_{vec})\},$$

donde

$$A_{vec} = \{a_{nm}, n = 0, \dots, N_1 - 1, m = 0, \dots, N_2 - 1\}_{N_1 N_2 \times 1},$$

$$\Psi_{vec} = \{\psi_{kl}, k = 0, \dots, N_1 - 1, l = 0, \dots, N_2 - 1\}_{N_1 N_2 \times 1},$$

y H denota la entropía de Shannon para una secuencia de N números complejos $\{X_n\}$ que se define como:

$$H(X) = - \sum_{n=0}^{N-1} |X_n|^2 \ln |X_n|^2.$$

2. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la discretización del factor de matriz de espacio continuo $\psi(\theta, \phi)$ comprende:

- introducir los cosenos direccionales u, v como funciones del ángulo de elevación θ y del ángulo de acimut ϕ , mediante las expresiones:

$$u = \sin\theta \cos\phi,$$

$$v = \sin\theta \sin\phi;$$

y

- discretizar dichos cosenos direccionales introduciendo periodos de muestreo $\Delta u, \Delta v$ que obedecen al criterio de Nyquist, según las siguientes expresiones:

$$\Delta u = \frac{2}{N_1}, \Delta v = \frac{2}{N_2},$$

$$u_k = k \cdot \Delta u, k = -\frac{N_1}{2}, \dots, \frac{N_1}{2} - 1,$$

$$v_l = l \cdot \Delta v, l = -\frac{N_2}{2}, \dots, \frac{N_2}{2} - 1.$$

3. El procedimiento según las reivindicaciones 1 y 2, en el que el factor de matriz discretizado $\psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} \in \mathbb{C}^C$ se obtiene, para el conjunto de coeficientes de excitación complejos a_{nm} , en la forma:

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

$$= 0, \dots, N_1 - 1, l = 0, \dots, N_2 - 1,$$

y el factor de matriz del espacio continuo $\Psi(\theta, \varphi)$ se obtiene a partir del conjunto de coeficientes de excitación complejos a_{nm} mediante la expresión:

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

5 donde λ es la longitud de onda a la frecuencia portadora del conjunto de antenas (11, 32).

4. El procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que los coeficientes de excitación a_{nm} cumplen la condición de que $\sum_{n,m} |a_{nm}|^2 = 1$, para obtener una potencia de transmisión total (30) del conjunto de antenas (11, 32) igual a la unidad.

10 5. El procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la relación entre los coeficientes de excitación a_{nm} y el factor de matriz discretizado $\psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} \in \mathbb{C}^C$ es:

$$\Psi = M_{N_1}^{IDFT} \cdot A \cdot M_{N_2}^{IDFT},$$

donde $A = \{a_{nm}\}_{N_1 \times N_2}$ es una matriz rectangular $N_1 \times N_2$ que contiene el conjunto de coeficientes de excitación complejos a_{nm} , $\Psi = \{\psi_{kl}\}_{N_1 \times N_2}$ denota su contrapartida en el dominio del factor de matriz, y la matriz IDFT constitutiva M_M^{IDFT} de dimensión $M \times M$ se define como:

$$M_M^{IDFT} = \frac{1}{\sqrt{M}} \left\{ \exp\left(j \frac{2\pi}{M} nk\right) \right\}_{M \times M}, n, k = 0, \dots, M - 1.$$

15

6. El procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además:

- rellenar los coeficientes de excitación a_{nm} con un número P_1 de ceros en la dirección horizontal y un número P_2 de ceros en la dirección vertical, mediante una matriz ampliada A' definida como:

$$A' = \{a_{ij}\}_{(N_1+P_1) \times (N_2+P_2)} : a_{ij} = \begin{cases} a_{nm}, & 0 \leq i < N_1, 0 \leq j < N_2 \\ 0, & \text{en caso contrario,} \end{cases}$$

20 para obtener un vector A'_{vec} de los coeficientes de excitación con relleno cero, $A'_{vec} = \{A_{vec}, 0, \dots, 0\}$, $0\}_{(N_1+P_1)(N_2+P_2) \times 1}$; y

- calcular un mínimo global de la siguiente expresión:

$$A'_{vec} = \operatorname{argmin}\{-H(A'_{vec}) - H(\Psi'_{vec})\},$$

donde la entropía del vector A'_{vec} se calcula mediante la expresión:

$$H(A'_{vec}) = H(\{A_{vec}, 0, \dots, 0\}) = - \sum_{n,m=0}^{N_1 N_2 - 1} |a_{nm}|^2 \ln |a_{nm}|^2.$$

25

y donde Ψ'_{vec} denota una forma vectorial de un factor de matriz discretizado extendido Ψ' definido como la contraparte de la matriz extendida A' en el dominio del factor de matriz:

$$\Psi' = M_{N_1+P_1}^{IDFT} \cdot A' \cdot M_{N_2+P_2}^{IDFT}.$$

30 7. El procedimiento según la reivindicación 6, en el que el mínimo global se calcula mediante algoritmos genéticos, algoritmos Monte Carlo, algoritmos de recocido simulado o algoritmos Basin Hopping.

8. El procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además calcular una variación máxima, Max_Ripple , en decibelios, del factor de matriz discretizado $\psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} \in \mathbb{C}^C$ para satisfacer:

- un ángulo máximo de acimut φ_{max} y un ángulo máximo de elevación θ_{max} para el área del sector (14), y
- un Umbral_de_Potencia máximo de potencia de transmisión por antena, mediante las siguientes expresiones:

$$\max |\psi_{ij}(dB) - \psi_{kl}(dB)|_{(i,j) \neq (k,l)} \leq Max_Ripple(dB); \forall \{(i,j), (k,l)\} \in C,$$

$$|a_{nm}|^2 \leq Power_Threshold, \forall m, n$$

donde C denota los índices discretos de los puntos (u_k, v_l) dentro del área del sector (14):

$$C = \left\{ (k, l): \varphi_k \in \left(-\frac{\varphi_{max}}{2}, \frac{\varphi_{max}}{2} \right), \theta_l \in \left(-\frac{\theta_{max}}{2}, \frac{\theta_{max}}{2} \right) \right\}.$$

9. El procedimiento según la reivindicación 8, en el que la variación máxima Max_Ripple del factor de matriz discretizado $\psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} \in \mathbb{C}^C$ se reduce en los ángulos de acimut y/o elevación dentro del área del sector (14) mediante la aplicación de técnicas de filtrado, manteniendo el Umbral_de_Potencia máximo de la potencia de transmisión por antena.

10. Un transmisor MIMO (10, 31) para generar patrones de haz de difusión en sistemas MIMO masivos, comprendiendo el transmisor (10, 31) un conjunto de antenas rectangulares (11,32) con un número N_1 de elementos de antena en la dirección horizontal y un número N_2 de elementos de antena en la dirección vertical, con un espaciamiento entre antenas en las direcciones horizontal y vertical dado por d_x y d_y respectivamente, **caracterizado porque** comprende además medios de procesamiento configurados para:

- generar patrones de haz de difusión con anchos de haz determinados en las dimensiones horizontal y vertical para cubrir un área de sector (14) de una celda mediante el conjunto de antenas rectangulares (11, 32) que irradian $N_1 \times N_2$ señales de radiofrecuencia (35) a una frecuencia portadora, siendo el área de sector (14) donde al menos un equipo de usuario (12, 34) solicita al transmisor MIMO (10, 31) acceso a la celda; determinándose los anchos de haz en las direcciones horizontal y vertical utilizando un conjunto óptimo de coeficientes de excitación;
- calcular los coeficientes de excitación mediante las siguientes etapas:

- discretizar un factor de matriz de espacio continuo $\psi(\theta, \varphi)$ para obtener un factor de matriz discretizado $\psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} \in \mathbb{C}^C$, formado por un conjunto discreto de valores complejos $\psi_{kl} \in \mathbb{C}^C$, $k = 0, \dots, N_1 - 1$, $l = 0, \dots, N_2 - 1$, donde los índices k, l obedecen a una discretización sobre el ángulo de elevación θ y el ángulo de acimut φ de los elementos de antena; y

- obtener el conjunto óptimo de coeficientes de excitación a_{nm} , en el que $a_{nm} \in \mathbb{C}^C$ son coeficientes de excitación complejos que minimizan la siguiente expresión:

$$A_{vec} = argmin \{ -H(A_{vec}) - H(\Psi_{vec}) \},$$

donde

$$A_{vec} = \{a_{nm}, n = 0, \dots, N_1 - 1, m = 0, \dots, N_2 - 1\}_{N_1 N_2 \times 1},$$

$$\Psi_{vec} = \{\psi_{kl}, k = 0, \dots, N_1 - 1, l = 0, \dots, N_2 - 1\}_{N_1 N_2 \times 1},$$

y H denota la entropía de Shannon para una secuencia de N números complejos $\{X_n\}$ que se define como:

$$H(X) = - \sum_{n=0}^{N-1} |X_n|^2 \ln |X_n|^2.$$

11. El transmisor MIMO (10, 31) según la reivindicación 10, en el que los medios de procesamiento están configurados además para obtener la discretización del factor de matriz de espacio continuo $\psi(\theta, \varphi)$ a partir del conjunto de coeficientes de excitación complejos a_{nm} mediante:

- la introducción de los cosenos direccionales u, v como funciones del ángulo de elevación θ y del ángulo de acimut φ , mediante las expresiones:

$$u = \sin\theta \cos\varphi, \\ v = \sin\theta \sin\varphi;$$

- 5 - la discretización de dichos cosenos direccionales introduciendo periodos de muestreo $\Delta u, \Delta v$ que obedecen al criterio de Nyquist, según las siguientes expresiones:

$$\Delta u = \frac{2}{N_1}, \Delta v = \frac{2}{N_2}, \\ u_k = k \cdot \Delta u, k = -\frac{N_1}{2}, \dots, \frac{N_1}{2} - 1, \\ v_l = l \cdot \Delta v, l = -\frac{N_2}{2}, \dots, \frac{N_2}{2} - 1;$$

- 10 - la obtención del factor de matriz discretizado $\psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} \in \mathbb{C}\mathbb{C}$ es, para el conjunto de coeficientes de excitación complejos a_{nm} , de la forma:

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

y el factor de matriz de espacio continuo $\psi(\theta, \varphi)$ de la forma:

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

- 15 donde λ es la longitud de onda a la frecuencia portadora del conjunto de antenas (11, 32).

12. El transmisor MIMO (10, 31) según cualquiera de las reivindicaciones 10-11, en el que los coeficientes de excitación a_{nm} satisfacen la condición de que $\sum_{n,m} |a_{nm}|^2 = 1$, para obtener una potencia de transmisión total (30) del conjunto de antenas (11, 32) igual a la unidad, y la relación entre los coeficientes de excitación a_{nm} y el factor de matriz discretizado $\psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} \in \mathbb{C}\mathbb{C}$ es:

$$\Psi = M_{N_1}^{IDFT} \cdot A \cdot M_{N_2}^{IDFT},$$

- 20 donde $A = \{a_{nm}\}_{N_1 \times N_2}$ es una matriz rectangular $N_1 \times N_2$ que contiene el conjunto de coeficientes de excitación complejos a_{nm} , $\Psi = \{\psi_{kl}\}_{N_1 \times N_2}$ denota su contrapartida en el dominio del factor de matriz, y la matriz IDFT constitutiva M_M^{IDFT} de dimensión $M \times M$ se define como:

$$M_M^{IDFT} = \frac{1}{\sqrt{M}} \left\{ \exp\left(j \frac{2\pi}{M} nk\right) \right\}_{M \times M}, n, k = 0, \dots, M - 1.$$

- 25 13. El transmisor MIMO (10, 31) según cualquiera de las reivindicaciones 10-12, en el que los medios de procesamiento están configurados además para:

- rellenar los coeficientes de excitación a_{nm} con un número P_1 de ceros en la dirección horizontal y un número P_2 de ceros en la dirección vertical, mediante una matriz ampliada A' definida como:

$$A' = \{a_{ij}\}_{(N_1+P_1) \times (N_2+P_2)}: a_{ij} = \begin{cases} a_{nm}, 0 \leq i < N_1, 0 \leq j < N_2 \\ 0, \text{ en caso contrario,} \end{cases}$$

para obtener un vector A'_{vec} de los coeficientes de excitación con relleno cero, $A'_{vec} = \{A_{vec}, 0, \dots, 0\}_{(N_1+P_1)(N_2+P_2) \times 1}$; y

- calcular un mínimo global de la siguiente expresión:

$$A'_{vec} = \operatorname{argmin}\{-H(A'_{vec}) - H(\Psi'_{vec})\},$$

5 donde la entropía del vector A'_{vec} se calcula mediante la expresión:

$$H(A'_{vec}) = H(\{A_{vec}, 0, \dots, 0\}) = - \sum_{n,m=0}^{N_1 N_2 - 1} |a_{nm}|^2 \ln |a_{nm}|^2.$$

y donde Ψ'_{vec} denota una forma vectorial de un factor de matriz discretizado extendido Ψ' definido como la contraparte de la matriz extendida A' en el dominio del factor de matriz:

$$\Psi' = M_{N_1+P_1}^{IDFT} \cdot A' \cdot M_{N_2+P_2}^{IDFT}.$$

10 14. El transmisor MIMO (10, 31) según cualquiera de las reivindicaciones 10-13, en el que los medios de procesamiento están configurados además para calcular una variación máxima, Max_Ripple , en decibelios, del factor de matriz discretizado $\psi(u_k, v_l) \equiv \psi_{kl} \in C^C$ para satisfacer:

- un ángulo máximo de acimut φ_{max} y un ángulo máximo de elevación θ_{max} para el área del sector (14), y
- un $Umbral_de_Potencia$ máximo de potencia de transmisión por antena, mediante las siguientes expresiones:

15

$$\max |\psi_{ij}(dB) - \psi_{kl}(dB)|_{(i,j) \neq (k,l)} \leq Max_Ripple(dB); \forall \{(i,j), (k,l)\} \in C,$$

$$|a_{nm}|^2 \leq Power_Threshold, \forall m, n$$

donde C denota los índices discretos de puntos (u_k, v_l) dentro del área del sector (14):

$$C = \left\{ (k, l): \varphi_k \in \left(-\frac{\varphi_{max}}{2}, \frac{\varphi_{max}}{2} \right), \theta_l \in \left(-\frac{\theta_{max}}{2}, \frac{\theta_{max}}{2} \right) \right\}.$$

20

15. Un producto de programa informático que comprende medios de código de programa informático adaptados para realizar todas las etapas del procedimiento definido en cualquiera de las reivindicaciones 1-9.

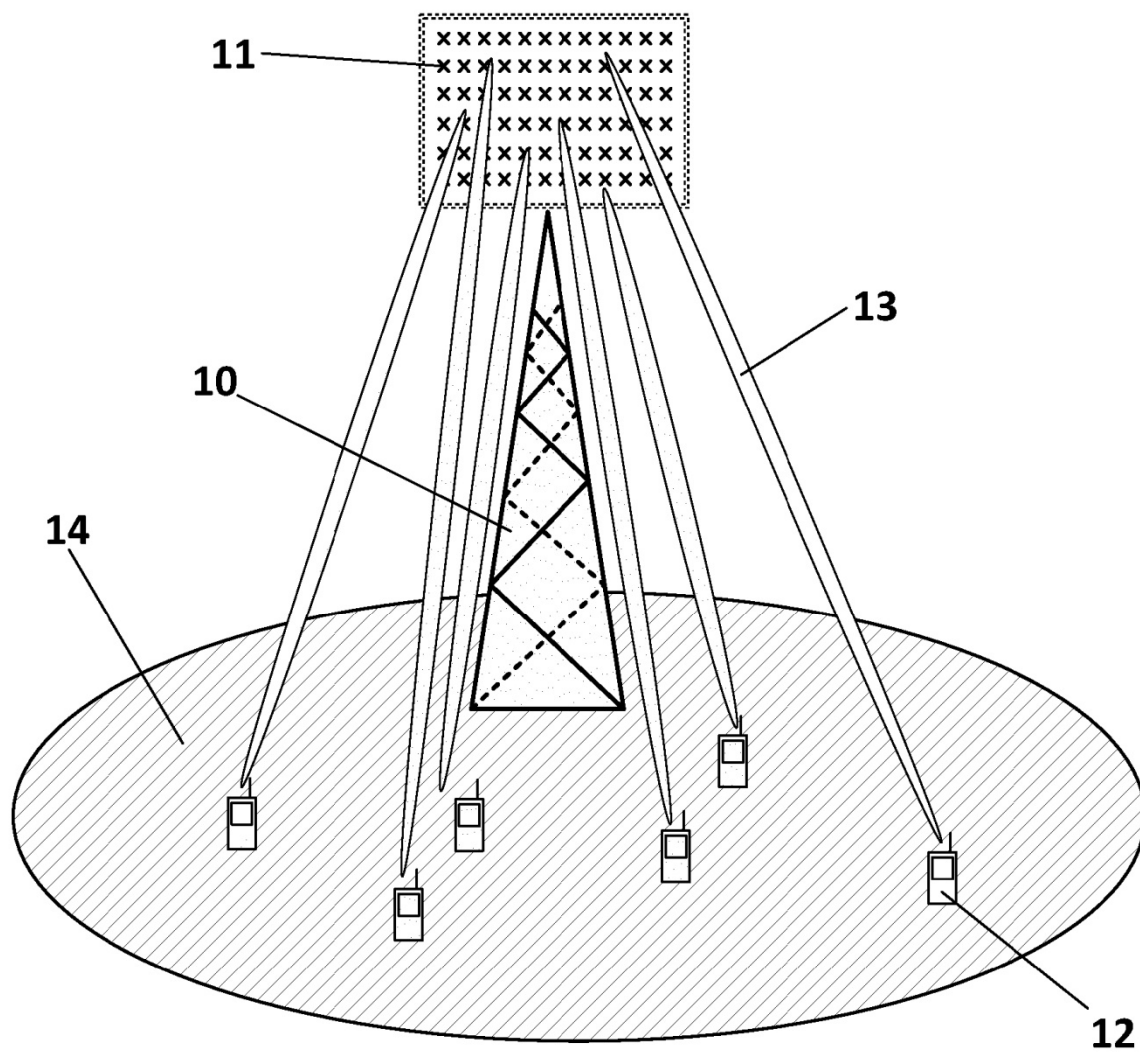


FIG. 1

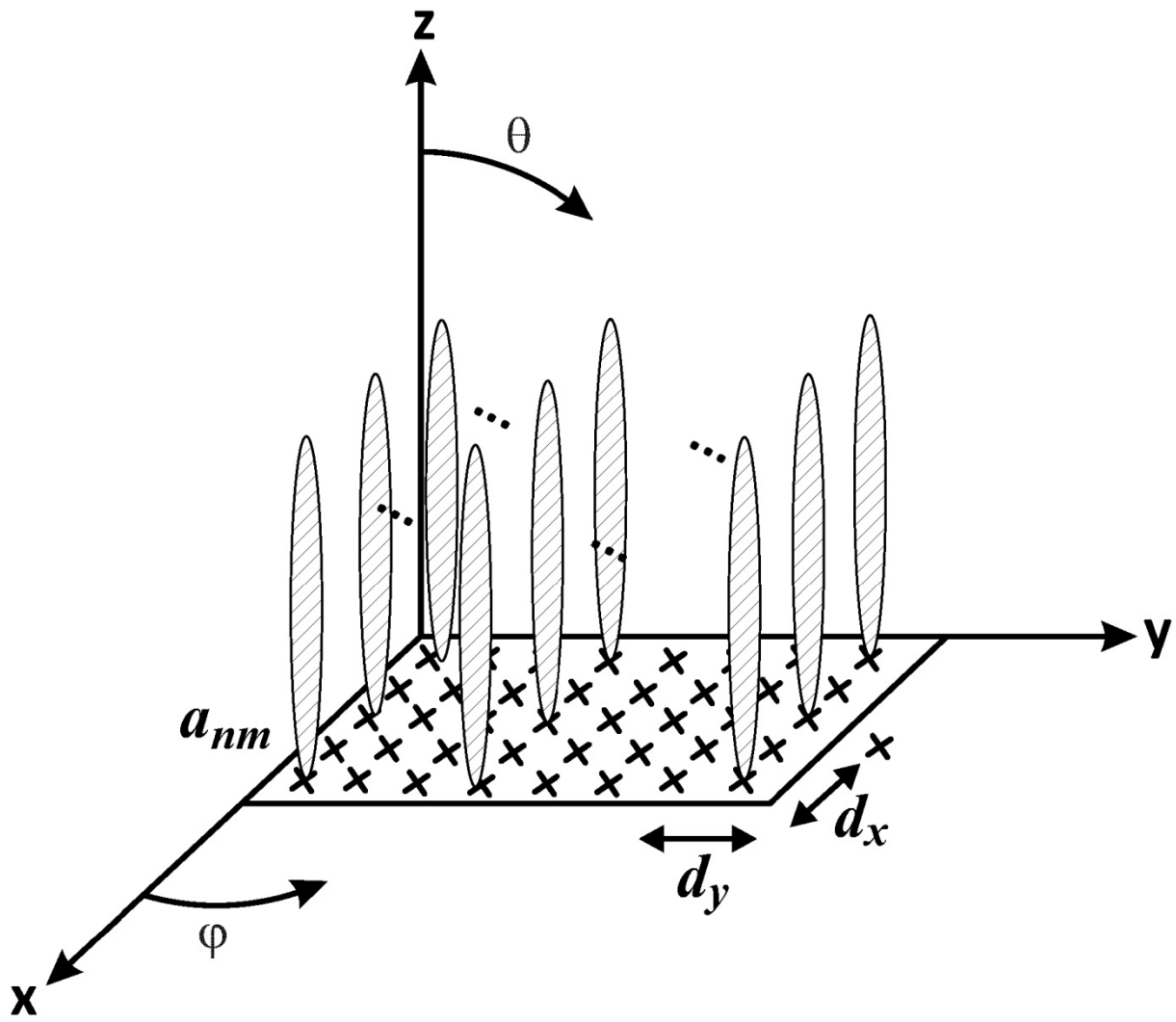


FIG. 2

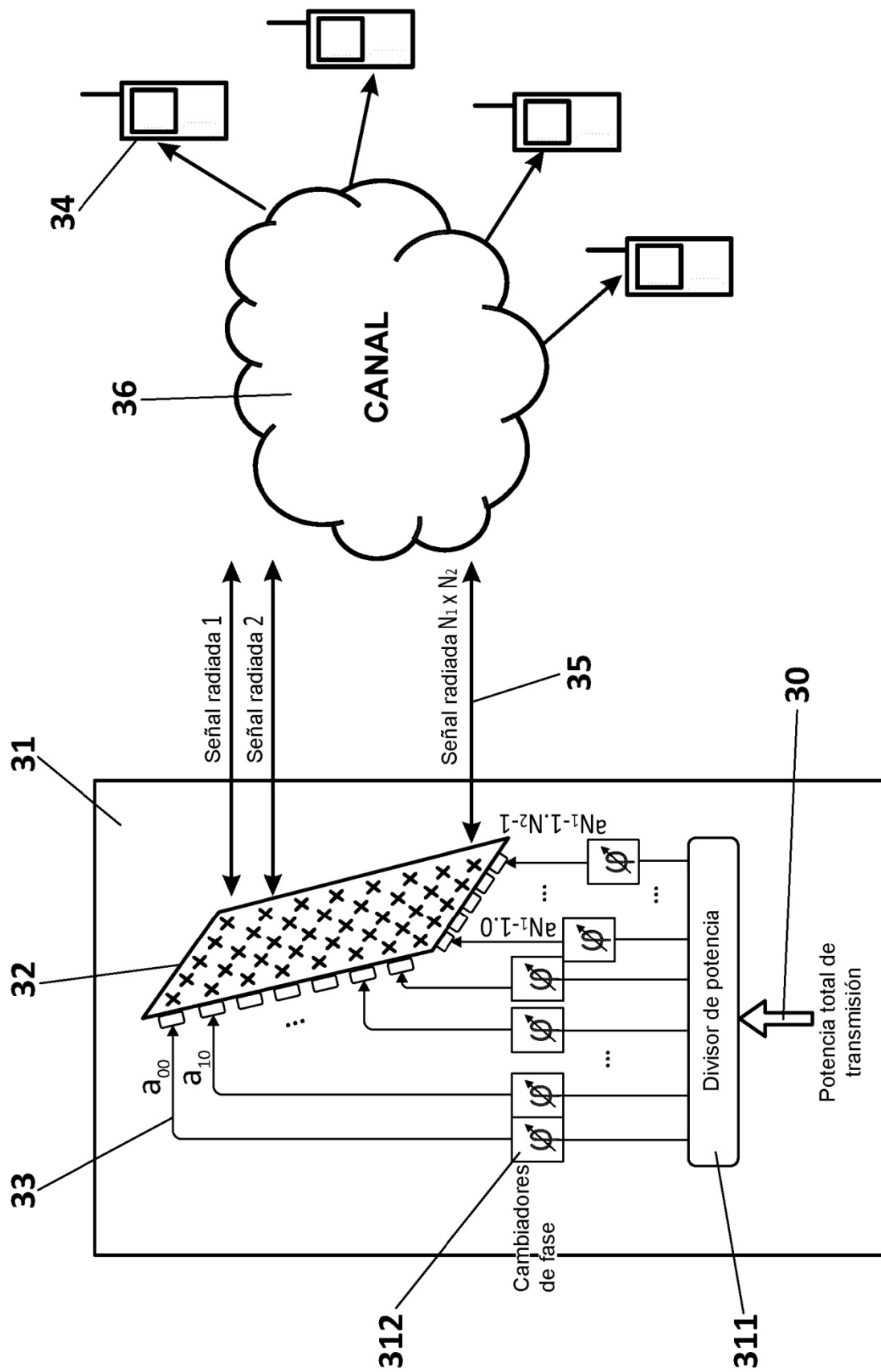


FIG. 3