

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 897 681**

51 Int. Cl.:

H04B 7/06

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **07.03.2018** **PCT/EP2018/055678**

87 Fecha y número de publicación internacional: **25.04.2019** **WO19076485**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.03.2018** **E 18710426 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **18.08.2021** **EP 3698482**

54 Título: **Receptor, transmisor, sistema y procedimiento que emplea precodificación de retardo espacial**

30 Prioridad:

18.10.2017 EP 17197119

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

02.03.2022

73 Titular/es:

**FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR
FÖRDERUNG DER ANGEWANDTEN
FORSCHUNG E.V. (100.0%)
Hansastraße 27c
80686 München, DE**

72 Inventor/es:

**RAMIREDDY, VENKATESH;
LANDMANN, MARKUS y
GROSSMANN, MARCUS**

74 Agente/Representante:

PONTI & PARTNERS, S.L.P.

ES 2 897 681 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

Receptor, transmisor, sistema y procedimiento que emplea precodificación de retardo espacial

- 5 **[0001]** La presente invención se refiere al campo de los sistemas de comunicación inalámbrica, tal como una red de comunicación móvil. Las realizaciones de la presente invención se refieren a sistemas de comunicación inalámbrica que emplean precodificación con retroalimentación reducida, por ejemplo, precodificación MIMO (Entrada Múltiple Salida Múltiple) de ancho de banda de retardo espacial para sistemas mmWave (Onda milimétrica).
- 10 **[0002]** La Figura 1 es una representación esquemática de un ejemplo de una red inalámbrica 100 que incluye una red central 102 y una red de acceso de radio 104. La red de acceso de radio 104 puede incluir una pluralidad de estaciones base eNB₁ a eNB₅, dando cada una servicio a un área específica que rodea la estación base representada esquemáticamente por las células respectivas 106₁ a 106₅. Las estaciones base se proporcionan para dar servicio a usuarios dentro de una célula. Un usuario puede ser un dispositivo estacionario o un dispositivo móvil. Además, el
- 15 sistema de comunicación inalámbrica puede ser accedido por dispositivos IoT móviles o estacionarios que se conectan a una estación base o a un usuario. Los dispositivos móviles o los dispositivos IoT pueden incluir dispositivos físicos, vehículos terrestres, tales como robots o coches, vehículos aéreos, tales como vehículos aéreos tripulados o no tripulados (UAVs), los últimos también referidos como drones, edificios y otros elementos que tengan incluidos en ellos dispositivos electrónicos, software, detectores, accionadores o similares, así como conectividad de red que permita
- 20 que esos dispositivos recolecten e intercambien datos a través de una infraestructura de red existente. La Figura 1 muestra una vista ejemplar de solo cinco células, sin embargo, el sistema de comunicación inalámbrica puede incluir más de esas células. La Figura 1 muestra dos usuarios UE₁ y UE₂, también referidos como equipo de usuario (UE), que se encuentran en la célula 106₂ y que son servidos por la estación base eNB₂. Otro usuario UE₃ se muestra en la célula 106₄ que es servido por la estación base eNB₄. Las flechas 108₁, 108₂ y 108₃ representan esquemáticamente
- 25 conexiones de enlace ascendente/enlace descendente para transmitir datos de un usuario UE₁, UE₂ y UE₃ hacia las estaciones base eNB₂, eNB₄ o para transmitir datos desde las estaciones base eNB₂, eNB₄ hasta los usuarios UE₁, UE₂, UE₃. Además, la Figura 1 muestra dos dispositivos IoT 110₁ y 110₂ en la célula 106₄, que pueden ser dispositivos estacionarios o móviles. El dispositivo IoT 110₁ accede al sistema de comunicación inalámbrica a través de la estación base eNB₄ para recibir y transmitir datos como se representa esquemáticamente por la flecha 112₁. El dispositivo IoT
- 30 110₂ accede al sistema de comunicación inalámbrica a través del usuario UE₃ como se representa esquemáticamente por la flecha 112₂. Las estaciones base respectivas eNB₁ a eNB₅ se conectan a la red central 102 y/o entre sí por medio de enlaces de retorno respectivos 114₁ a 114₅, que se representan esquemáticamente en la Figura 1 por las flechas que apuntan hacia el “centro”. La red central 102 puede estar conectada a una o más redes externas.
- 35 **[0003]** Para la transmisión de datos puede usarse una red de recursos físicos. La red de recursos físicos puede comprender un conjunto de elementos de recursos a los que se pueden asignar varios canales físicos y señales físicas. Por ejemplo, los canales físicos pueden incluir los canales físicos compartidos de enlace descendente y enlace ascendente (PDSCH, PUSCH) que llevan datos específicos del usuario, también referidos como datos de carga útil de enlace descendente y enlace ascendente, el canal físico de transmisión (PBCH) que lleva por ejemplo un bloque
- 40 de información maestra (MIB) y un bloque de información de sistema (SIB), los canales físicos de control de enlace descendente y enlace ascendente (PDCCH, PUCCH) que llevan por ejemplo información de control de enlace descendente (DCI), etc. Para el enlace ascendente, los canales físicos pueden incluir además el canal físico de acceso aleatorio (PRACH o RACH) usado por los UEs para acceder a la red una vez que un UE se sincronizó y obtuvo el MIB y SIB. Las señales físicas pueden comprender señales de referencia (RS), señales de sincronización y similares. La
- 45 red de recursos puede comprender una trama que tenga cierta duración en el dominio del tiempo y un ancho de banda dado en el dominio de la frecuencia. La trama puede tener un cierto número de subtramas de una longitud predefinida y cada subtrama puede incluir símbolos, como símbolos OFDM.
- [0004]** El sistema de comunicación inalámbrica puede operar, por ejemplo, de acuerdo con el estándar LTE-
50 Avanzado pro o el estándar 5G o NR (Nueva Radio).
- [0005]** El sistema de comunicación inalámbrica puede ser cualquiera de un sistema de un solo tono o múltiples portadores basado en la multiplexación por división de frecuencia, como el sistema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), el sistema de acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA) o cualquier
- 55 otra señal basada en IFFT con o sin CP, por ejemplo DFT-s-OFDM. Se pueden usar otras formas de onda, como formas de onda no ortogonales para el acceso múltiple, por ejemplo se puede usar un multiportador de banco de filtros (FBMC), multiplexación por división de frecuencia generalizada (GFDM) o multiportador filtrado universal (UFMC).
- [0006]** En un sistema de comunicación inalámbrica como el descrito esquemáticamente en la Figura 1, pueden
60 usarse técnicas de múltiples antenas, por ejemplo, de acuerdo con el LTE o NR, para mejorar las velocidades de datos de usuario, fiabilidad de enlace, cobertura de célula y capacidad de red. Para soportar transmisiones de múltiples flujos o múltiples capas, se usa la precodificación lineal en la capa física del sistema de comunicación. La precodificación lineal es efectuada por una matriz de precodificador que asigna capas de datos a puertos de antena. La precodificación se puede ver como una generalización de la formación de haz, que es una técnica para dirigir/enfocar espacialmente
- 65 la transmisión de datos hacia un receptor pretendido.

[0007] En lo sucesivo se considera la transmisión del enlace descendente (DL) en un sistema de comunicación móvil de entrada múltiple salida múltiple, es decir, el enlace de comunicación que lleva tráfico de datos de una estación base (eNodeB) a un equipo de usuario móvil (UE). Considerando una estación base (eNodeB) con N_{Tx} antenas y un

5 equipo de usuario móvil (UE), con N_{Rx} antenas los símbolos recibidos en un instante particular de tiempo en una transmisión DL en el UE, $y \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times 1}$, pueden ser escritos como

$$y = HFs + n$$

10 donde $H \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times N_{Tx}}$ denota la matriz de canal, $F \in \mathbb{C}^{N_{Tx} \times N_s}$ representa la matriz de precodificador en el eNodeB, $n \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times 1}$ es el ruido aditivo en el receptor, $s \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ es el vector de datos transmitido por el eNodeB que tiene que ser decodificado por el UE y N_s denota el número de flujos de datos transmitidos. La matriz de precodificador que se utilizará en el eNodeB para asignar los datos $s \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ a los N_{Tx} puertos de antena se

decide resolviendo un problema de optimización que se basa en la información de canal instantánea $H \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times N_{Tx}}$. En un modo de comunicación de circuito cerrado, el UE estima el estado del canal y transmite un informe, como información de estado de canal (CSI), al eNodeB a través de un canal de retroalimentación en el enlace ascendente (el enlace de comunicación que lleva tráfico del UE al eNodeB) de modo que el eNodeB pueda determinar la matriz de precodificación (véase la referencia [1]). También existen ocasiones cuando las transmisiones de múltiples capas se efectúan sin retroalimentación del UE para determinar las matrices de precodificación. Ese modo de comunicación se llama "circuito abierto" y el eNodeB hace uso de la diversidad de señal y multiplexación espacial para transmitir información (véase la referencia [1]).

[0008] La Figura 2 muestra un modelo a base de bloques de una transmisión DL MIMO que usa precodificación basada en libro de códigos de acuerdo con el LTE versión 8. La figura 2 muestra esquemáticamente la estación base 200, el equipo de usuario 300 y el canal 400, como un canal de radio para una comunicación inalámbrica de datos entre la estación base 200 y el equipo de usuario 300. La estación base incluye un conjunto de antenas 202 que tiene una pluralidad de antenas o elementos de antena y un precodificador 204 que recibe un vector de datos 206 y una matriz de precodificador F de un libro de códigos 208. El canal 400 puede ser descrito por la matriz de canal 402. El equipo de usuario 300 recibe el vector de datos 302 a través de una antena o un conjunto de antenas 304 que tiene una pluralidad de antenas o elementos de antena. Un canal de retroalimentación 500 entre el equipo de usuario 300 y la estación base 200 se proporciona para transmitir información de retroalimentación.

[0009] En el caso de una retroalimentación implícita, la CSI transmitida por el UE 300 sobre el canal de retroalimentación 500 incluye el índice de rango (RI), el índice de matriz de precodificación (PMI) y el índice de calidad de canal (CQI) que permite, en el eNodeB 200, decodificar la matriz de precodificación y el orden de modulación y esquema de codificación (MCS) de los símbolos que se van a transmitir. El PMI y el RI se usan para determinar la matriz de precodificación a partir de un conjunto predefinido de matrices Ω llamado "libro de códigos" 208. El libro de códigos 208, por ejemplo, de acuerdo con el LTE, puede ser una tabla de consulta con matrices en cada entrada de la tabla y el PMI y RI del UE deciden de cual fila y columna de la tabla se obtendrá la matriz de precodificador que se va a usar.

[0010] Con la retroalimentación de CSI explícita, no se usa el libro de códigos para determinar el precodificador. Los coeficientes de la matriz de precodificador son transmitidos explícitamente por el UE. De manera alternativa, se pueden transmitir los coeficientes de la matriz de canal instantánea, de los cuales el precodificador es determinado por eNodeB.

[0011] El diseño y optimización del precodificador 204 y el libro de códigos 208 puede ser efectuado por los eNodeB equipados con un Conjunto Lineal Uniforme unidimensional (ULA) o Conjuntos Planos Uniformes bidimensionales (UPA) que tengan una inclinación fija hacia abajo. Esos conjuntos de antenas 202 permiten controlar la onda de radio en la dirección horizontal (acimut) de modo que únicamente sea posible la formación de haz en el acimut en el eNodeB 200. De acuerdo con otros ejemplos, el diseño del libro de códigos 208 se extiende para soportar UPAs para transmitir la formación de haz sobre ambas direcciones vertical (elevación) y horizontal (acimut), lo cual también es referido como MIMO de dimensión completa (FD) (véase la referencia [2]). El libro de códigos 208, por ejemplo, en el caso de conjuntos masivos de antenas tales como el FD-MIMO, puede ser un conjunto de pesos de formación de haz que forme haces de transmisión/recepción electromagnética separados espacialmente usando los vectores de respuesta de conjunto del conjunto. Los pesos de formación de haz (o los "vectores de direccionamiento de conjunto") o el conjunto son ganancias de amplitud y ajustes de fase que se aplican a la señal alimentada a las antenas (o la señal recibida desde las antenas) para transmitir (u obtener) una radiación hacia (o desde) una dirección particular. Los componentes de la matriz de precodificador se obtienen a partir del libro de códigos del conjunto y el

PMI y el RI se usan para “leer” el libro de código y obtener el precodificador. Los vectores de direccionamiento de conjunto pueden ser descritos por las columnas de una matriz de Transformación de Fourier Discreta (DFT) 2D (véase la referencia [3]).

- 5 **[0012]** Las matrices de precodificador en el dominio de la frecuencia usadas en los esquemas de informe de CSI del Tipo I y el Tipo II en Versión 15 de Nueva Radio 3GPP tienen una estructura de doble etapa: $\mathbf{F}(s) = \mathbf{F}_1 \mathbf{F}_2(s)$, $s = 0 \dots, S - 1$ (véase la referencia [7]), donde S denota el número de subbandas/subportadores o bloques de recursos físicos (PRB). La matriz $\mathbf{F}_1$ es una matriz de banda ancha, independiente del índice s , y contiene PU vectores de formación de haz $\mathbf{s}_u^p \in \mathbb{C}^{U \times 1}$, $p = 1, \dots, P$ seleccionados de una matriz del libro de códigos de DFT,

$$\mathbf{F}_1(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1^1 & \dots & \mathbf{s}_u^1 & \dots & \mathbf{s}_U^1 & \dots & \mathbf{0} \\ & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ & & \mathbf{0} & & \dots & \mathbf{s}_1^P & \dots & \mathbf{s}_u^P & \dots & \mathbf{s}_U^P \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{AP \times UP}$$

- donde A denota el número de antenas de transmisión por polarización y P denota el número de polarizaciones de antena, y U es el número de vectores de formación de haz por polarización. Para conjuntos de antenas copolarizadas, $P = 1$, mientras que para conjuntos de antenas doblemente polarizadas, $P = 2$. Además, los conjuntos de antenas doblemente polarizadas, los uu -ésimos vectores de haz $\mathbf{s}_u^1 = \mathbf{s}_u^2, \forall u$ son idénticos para ambas polarizaciones. La matriz $\mathbf{F}_2(s)$ es una matriz de selección/combinación/coenfase que selecciona/combina/coenfase los haces definidos en $\mathbf{F}_1$ por cada subbanda/subportador o bloque de recursos físicos (PRB) ss . Cabe observar que múltiples elementos de antena orientados en direcciones diferentes pueden ser colocados en cada posición en un conjunto de antenas para hacer uso de la diversidad de polarización mientras se transmite/recibe una señal. La orientación del elemento de antena en muchos casos es la misma que el ángulo de polarización al que la antena responde y en consecuencia, el término “polarización de antena” y “orientación de antena” se usan de manera intercambiable a través de la bibliografía. En esta especificación, el término “orientación” se usa cuando se hace referencia a antenas para evitar
- 20 confusión con la polarización de un frente de onda transmitido o recibido.

- [0013]** Para una transmisión de rango 1 e informe del Tipo I, se da $\mathbf{F}_2(s)$ para conjuntos de antenas doblemente polarizadas ($P = 2$) por [7]

$$\mathbf{F}_2(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_u \\ e^{j\delta_1} \mathbf{e}_u \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{U \cdot 2 \times 1},$$

- donde $\mathbf{e}_u \in \mathbb{C}^{U \times 1}$, $u = 1, 2, \dots, U$ contiene ceros en todas las posiciones excepto en la u -ésima posición. Esa definición de $\mathbf{e}_u$ selecciona el u -ésimo vector por cada polarización y lo combina a través de diferentes polarizaciones. Además, δ_1 es un ajuste de fase cuantizado para la segunda polarización.

- 35 **[0014]** Para una transmisión de rango 1 e informe del Tipo II, se da $\mathbf{F}_2(s)$ por conjuntos de antenas doblemente polarizadas ($P = 2$) por [7]

$$\mathbf{F}_2(s) = \begin{bmatrix} e^{j\delta_1} p_1 \\ \vdots \\ e^{j\delta_{2U}} p_{2U} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{U \cdot 2 \times 1}$$

- 40 donde los valores cuantizados p_u y δ_u , $u = 1, 2, \dots, 2U$ son los coeficientes de combinación de amplitud y fase, respectivamente.

- [0015]** Para la transmisión de rango R , $\mathbf{F}_2(s)$ contiene vectores $\mathbf{R}$, donde las entradas de cada vector se eligen para combinar uno o múltiples haces dentro de cada polarización y/o combinándolos entonces a través de diferentes polarizaciones.

- [0016]** El documento WO 2008/098092 A2 describe técnicas para enviar una transmisión MIMO utilizando una

combinación de diversidad de retardo cíclico y precodificación. Se puede soportar un conjunto de retardos (por ejemplo, retardo cero, retardo pequeño y gran retardo) para la diversidad de retardo cíclico y se puede soportar un conjunto de matrices de precodificación. En un diseño, un nodo B puede seleccionar un retardo específicamente para un UE o para un conjunto de UE servido por el nodo B. En otro diseño, un UE puede evaluar diferentes combinaciones de matriz de precodificación y retardo, determinar la combinación con el mejor rendimiento y enviar esta combinación de matriz de precodificación y retardo al nodo B. El nodo B puede realizar la precodificación con la matriz de precodificación y, a continuación, procesar para la diversidad de retardo cíclico según el retardo seleccionado. Alternativamente, el Nodo B puede realizar el procesamiento para la diversidad de retardo cíclico según el retardo seleccionado y, a continuación, la precodificación con la matriz de precodificación.

[0017] Un objeto de la presente invención es proporcionar un enfoque mejorado para reducir la sobrecarga de retroalimentación en sistemas de comunicación inalámbrica que emplean precodificación.

[0018] Este objeto se alcanza por la materia definida en las reivindicaciones independientes.

[0019] Las realizaciones se definen en las reivindicaciones dependientes.

[0020] Las realizaciones de la presente invención se describen ahora con mayor detalle con referencia a las Figuras adjuntas, en las que:

La Figura 1 muestra una representación esquemática de un ejemplo de un sistema de comunicación inalámbrica;

La Figura 2 muestra un modelo a base de bloques de un sistema de comunicación MIMO que usa retroalimentación de CSI implícita;

La Figura 3 muestra un diagrama de bloques de un sistema MIMO de acuerdo con realizaciones del enfoque de la invención;

La Figura 4 muestra un diagrama de bloques de un sistema MIMO de acuerdo con realizaciones adicionales del enfoque de la invención;

La Figura 5 ilustra los $\bar{L}$ índices de retardo $\bar{L}$ para el $u_{\text{ésimo}}$ haz centrado alrededor del índice de retardo medio $b_{u,1}$;

La Figura 6 ilustra las posibles ubicaciones (véase la Figura 6(a) y la Figura 6(b)) para el retardo medio de la Figura 5 que se encuentra al inicio y/o al final de la red de muestreo;

La Figura 7 ilustra los CC índices de retardo centrados alrededor de dos índices de retardo medio $b_{u,1}$ y $b_{u,2}$ para el $u_{\text{ésimo}}$ haz;

La Figura 8 ilustra el cálculo de los coeficientes complejos de los $(2U - 1)$ haces con respecto a un haz de referencia para el retardo medio $b_{u,i}$; y

La Figura 9 ilustra un ejemplo de un sistema informático en el que las unidades o módulos así como las etapas de los procedimientos descritos de acuerdo con el enfoque de la invención se pueden ejecutar.

[0021] En lo sucesivo, se describen con mayor detalle las realizaciones preferidas de la presente invención con referencia a las Figuras anexas en las que los elementos que tienen la misma o una función similar son referidos por los mismos signos de referencia.

[0022] Las realizaciones de la presente invención proporcionan un receptor que recibe y procesa una señal de radio recibida a través de un canal de radio selectivo de frecuencia de un transmisor que emplea una pluralidad de antenas de transmisión. El receptor determina, sobre la base de la señal recibida, coeficientes de precodificador complejos y retardos de los precodificadores de retardo espacial respectivos por cada capa y antena de transmisión en el transmisor para lograr una propiedad predefinida por una comunicación sobre el canal de radio, modelando o definiendo cada precodificador de retardo espacial por la antena de transmisión asociada una pluralidad de filtros cíclicos que retardan y ponderan una señal que se va a transmitir con los retardos de precodificador correspondientes y coeficientes de precodificador complejos, respectivamente y realimenta al transmisor los retardos determinados explícita o implícitamente y los coeficientes del precodificador complejos determinados explícita o implícitamente, precodificando el transmisor las señales que se van a transmitir al receptor usando retardos de retroalimentación y coeficientes de precodificador complejos.

[0023] Las realizaciones adicionales de la presente invención proporcionan un transmisor que tiene un conjunto

de antenas que tiene una pluralidad de antenas para una comunicación inalámbrica con uno o más receptores y un precodificador conectado al conjunto de antenas, el precodificador para aplicar un conjunto de pesos de formación de haz a una o más antenas del conjunto de antenas para formar, por medio del conjunto de antenas, uno o más haces de transmisión. El transmisor determina los pesos de formación de haz en respuesta a una retroalimentación recibida de un receptor, indicando la retroalimentación retardos explícita o implícitamente y coeficientes de precodificador complejos explícita o implícitamente, los retardos y coeficientes de precodificador complejos indicados obtenidos sobre la base de precodificadores de retardo espacial respectivos por cada capa y antena de transmisión en el transmisor para lograr una propiedad predefinida por una comunicación sobre un canal de radio hacia el receptor, modelando o definiendo cada precodificador de retardo espacial por la antena de transmisión asociada una pluralidad de filtros cíclicos que retardan y ponderan una señal que se va a transmitir con los retardos de precodificador y coeficientes de precodificador complejos correspondientes, respectivamente.

[0024] Como se ha descrito anteriormente, convencionalmente, la precodificación se efectúa por un subportador o por una subbanda, una subbanda que incluye múltiples subportadores adyacentes, en sistemas basados en OFDM. Debido al gran número de subportadores/subbandas, la transmisión de una sola PMI/RI por el subportador/subbanda al gNB conduce a una sobrecarga de retroalimentación prohibitivamente grande. El problema de esa sobrecarga de retroalimentación grande se resuelve en los sistemas OFDM convencionales, que precodifican en el dominio de frecuencia por subportador o por subbanda, como sigue. Puesto que las ganancias de desvanecimiento están altamente correlacionadas a través de múltiples subportadores adyacentes, se puede calcular una sola matriz de precodificación para un número de subportadores, es decir, por subbanda, lo que puede dar como resultado una sobrecarga de retroalimentación reducida en comparación con el caso en el que se calcula una sola matriz de precodificación por subportador.

[0025] Sin embargo, en situaciones en las que el número de subportadores/subbandas es mucho mayor que el número de coeficientes de respuesta de impulso de canal diferentes de cero, la precodificación en el dominio del tiempo puede ser beneficiosa tanto en términos de complejidad computacional como de sobrecarga de retroalimentación.

[0026] Por lo tanto, en lugar de la precodificación por subportador/subbanda, por retardo la precodificación se realiza de acuerdo con el enfoque de la invención. De acuerdo con realizaciones, el enfoque de la invención emplea un precodificador de retardo espacial novedoso con una reducción en la retroalimentación en comparación con la precodificación de subportador/subbanda y con información o velocidad mutua mayor, etc. De acuerdo con realizaciones de la presente invención, se proporciona un esquema de precodificación y retroalimentación para sistemas de comunicación MIMO de un solo y/o múltiples portadores que, además de los parámetros de retroalimentación descritos en la versión 10 de 3GPP (véase la referencia [4]), como PMI, RI y CQI, proporciona parámetros de retroalimentación adicionales como retardos de derivación para el precodificador de señales en el transmisor. El esquema de retroalimentación de la invención permite la formación de haz/precodificación basada en la dirección y retardo con un desempeño mejorado en términos de información o velocidad mutua, etc., en comparación con los esquemas de formación de haz/precodificación del estado de la técnica discutidos hasta 3GPP LTE, versión 14 (véase la referencia [5]).

[0027] De acuerdo con realizaciones de la presente invención, el sistema de comunicación MIMO puede operar a frecuencias mmWave (ondas milimétricas). A frecuencias mmWave, los canales de comunicación están dispersos y la energía de los componentes de múltiples trayectorias se concentra en unos cuantos grupos de canales o derivaciones de canales y un número de rayos se asocian con cada grupo. Cada grupo de canales o derivación de canales puede corresponder a un retardo y dirección espacial diferentes. De este modo, el número de grupos de canales o derivaciones de canales dominantes es típicamente mucho menor que el número de subportadores. Por lo tanto, en sistemas que operan a frecuencias de mmWave, la precodificación de retardo espacial es beneficiosa en términos de complejidad y sobrecarga de retroalimentación en comparación con la precodificación a base de subportador o base de subbanda en el dominio de la frecuencia convencional. De acuerdo con el enfoque de la invención, la información de retardo de derivación adicional correspondiente a direcciones de grupo de canales dominantes puede ser explotada y realimentada al gNB. Utilizar la información de retardo adicional de las direcciones de grupo en el diseño del precodificador puede conducir a un desempeño mejorado del sistema en términos de información o velocidad mutua, etc., debido a los grados de libertad adicionales considerados.

[0028] La presente invención se aplica también a un sistema de comunicación MIMO que opera a subfrecuencias de 6 GHz.

[0029] De acuerdo con las realizaciones, el receptor se configura para retroalimentar los retardos del precodificador de retardo espacial implícitamente usando un identificador de retardo que incluye índices asociados con vectores de columna respectivos de una matriz de libro de códigos en el dominio de la frecuencia usada en el transmisor.

[0030] De acuerdo con las realizaciones, el precodificador de retardo espacial se representa en el dominio de la frecuencia y donde el receptor se configura para retroalimentar explícita o implícitamente los retardos del

precodificador de retardo espacial.

[0031] De acuerdo con realizaciones la retroalimentación de retardo implícita incluye uno o más identificadores de retardo, DI, incluyendo cada identificador de retardo un conjunto de L índices que están asociados con vectores de columna de una matriz del libro de códigos en el dominio de la frecuencia D , $L =$ número total de retardos.

[0032] De acuerdo con realizaciones el tamaño de la matriz del libro de códigos D se diseña de manera flexible sobre la base de la resolución requerida de los retardos.

10 **[0033]** De acuerdo con realizaciones

los retardos, $\tau(l) \in \mathbb{Z}, \forall l$, son discretos y son proporcionados por elementos de un conjunto $\mathbb{Z} = [0, \dots, SO_f - 1]$, y cada valor en $\mathbb{Z}$ está asociado con un vector de columna de la matriz del libro de códigos en el dominio de la frecuencia D , con $l = 0, 1, \dots, L$, $S =$ número total de subportadores o subbandas o bloques de recursos físicos,

donde la matriz del libro de códigos en el dominio de la frecuencia D es una matriz de DFT del libro de códigos sobremuestreadas $D = [d_0, d_1, \dots, d_{SO_f-1}]$, donde $d_i = \begin{bmatrix} 1 & e^{\frac{-j2\pi i}{O_f S}} & \dots & e^{\frac{-j2\pi i(S-1)}{O_f S}} \end{bmatrix}^T \in \mathbb{C}^{S \times 1}, i \in \mathbb{Z}$, $j = \sqrt{-1}$ con O_f siendo el factor de sobremuestreo de la matriz de DFT del libro de códigos en el dominio de la frecuencia**

[0034] De acuerdo con realizaciones el receptor está configurado para recibir del transmisor el factor de sobremuestreo O_f .

25 **[0035]** De acuerdo con realizaciones se asocia un DI con un haz espacial y la retroalimentación incluye PU DIs para PU haces espaciales, $U =$ número total de haces, $P =$ número de polarizaciones, donde $P = 1$ para conjuntos de antenas copolarizadas en el transmisor y $P = 2$ conjuntos de antenas doblemente polarizadas en el transmisor.

30 **[0036]** De acuerdo con realizaciones el precodificador comprende una estructura de precodificación de doble etapa, incluyendo la estructura de precodificación de doble etapa una matriz de formación de haz que contiene PU haces espaciales, $U =$ número total de haces, y $P =$ número de polarizaciones, donde $P = 1$ para conjuntos de antenas copolarizadas en el transmisor y $P = 2$ conjuntos de antenas doblemente polarizadas en el transmisor,

35 (i) en el caso de retardos idénticos para todos los PU haces, la retroalimentación incluye un identificador de retardo, 1 DI, para los PU haces, o
(ii) en el caso de retardos dependientes de la polarización y dependientes del haz, la retroalimentación incluye PU identificadores de retardo, PU DIs, para los PU haces, conteniendo cada DI índices para los retardos asociados con un solo haz espacial, o
40 (iii) en el caso de retardos independientes de la polarización y dependientes del haz, la retroalimentación incluye U identificadores de retardo, U DIs, para los PU haces, o
(iv) en el caso de retardos dependientes de la polarización e independientes del haz, la retroalimentación incluye P identificadores de retardo, P DIs, para los PU haces, o

45 **[0037]** De acuerdo con realizaciones el número de índices en los DIs es idéntico o diferente con respecto a los haces espaciales.

[0038] De acuerdo con realizaciones, los d índices de retardo fuera de los $\bar{L}$ índices de retardo en un identificador de retardo, DI, asociado con un $u_{ésimo}$ haz espacial, son idénticos a los índices de retardo de DIs asociados con uno o más de otros haces espaciales, entonces el DI del $uu_{ésimo}$ haz espacial contiene $\bar{L} - d$ índices en lugar de

$\bar{L}$ índices.

[0039] De acuerdo con realizaciones, además de los DIs específicos del haz que contienen índices para haces espaciales específicos, se puede usar un DI común X ($X = 1 \dots PU$) haces espaciales para denotar índices comunes para X haces espaciales. Tales múltiples DIs comunes pueden volverse relevantes cuando existen múltiples conjuntos de retardos idénticos entre DIs de diferentes haces espaciales.

[0040] De acuerdo con realizaciones, una configuración de DI puede ser señalada desde el transmisor hasta el receptor. Una configuración de DI puede contener, por ejemplo, información acerca de

- número total de índices por DI específico del haz, o
- número de DIs comunes, número de índices por DI común.

[0041] De acuerdo con realizaciones, en el caso de que los retardos asociados con un haz espacial estén dentro de una ventana predefinida alrededor de un solo retardo medio, el identificador de retardo para el haz espacial incluye únicamente un solo índice asociado con el retardo medio.

[0042] De acuerdo con realizaciones el receptor está configurado para recibir del transmisor el parámetro de ventana que especifica el tamaño de ventana predefinido.

[0043] De acuerdo con realizaciones, en el caso de PU haces, la retroalimentación incluye PU DIs para los PU haces, con cada DI que contiene únicamente un solo índice.

[0044] De acuerdo con realizaciones la retroalimentación incluye un solo o múltiples DIs para los haces espaciales, con cada DI que contiene un solo o múltiples índices y cada índice está asociado con un retardo medio específico del haz.

[0045] De acuerdo con realizaciones los PU haces espaciales tienen el mismo o retardos medios diferentes.

[0046] De acuerdo con realizaciones los $\bar{L}$ coeficientes de combinación de dominio de retardo complejos del uu ésimo haz espacial asociado con un cierto índice de retardo medio se usan para calcular los coeficientes de combinación complejos de los $PU - 1$ haces restantes para cierto índice de retardo medio.

[0047] De acuerdo con realizaciones los coeficientes complejos para los $2U - 1$ haces restantes correspondientes al índice de retardo medio $b_{u,i}$ del u ésimo haz están dados por

$$\hat{K}_2 = [e_{1,u} \dots e_{g,u} \dots e_{2U-1,u}]^T \otimes K_{2,u} \in \mathbb{C}^{2U \times \bar{L}}$$

donde $e_{g,u}$ es el coeficiente complejo escalar asociado con el g ésimo haz ($g \neq u$) y $K_{2,u} \in \mathbb{C}^{1 \times \bar{L}}$ contiene $\bar{L}$ coeficientes de combinación de retardo asociados con el u ésimo haz y el índice de retardo medio $b_{u,i}$.

[0048] De acuerdo con realizaciones la retroalimentación incluye un conjunto de índices, como un identificador de matriz de precodificación, PMI, comprendiendo el conjunto de índices un primer número de índices que indica haces espaciales respectivos de la señal de radio, indicando un segundo número de índices los coeficientes de combinación de dominio de retardo complejos respectivos y un tercer número de índices asociado con retardos contenidos en los identificadores de retardo.

[0049] De acuerdo con realizaciones,

el receptor está configurado para retroalimentar los retardos del precodificador de retardo espacial explícitamente

(i) ajustando un retardo de referencia para todas las antenas o haces, las $\bar{L} - 1$ diferencias de retardo con respecto al retardo de referencia son retroalimentadas al transmisor, o

(ii) ajustando un retardo de referencia por antena o haz, las $\bar{L} - 1$ diferencias de retardo por antena o haz con respecto al retardo de referencia por antena o haz son retroalimentadas al transmisor; o

el receptor está configurado para retroalimentar los retardos del precodificador de retardo espacial implícitamente

(i) ajustando un retardo de referencia para todas las antenas o haces, los $L - 1$ índices asociados con las $L - 1$ diferencias de retardo con respecto al retardo de referencia son retroalimentadas, o

(ii) ajustando un retardo de referencia por antena o haz, los $L - 1$ índices por antena o haz asociados a las $L - 1$ diferencias de retardo por antena o haz con respecto al retardo de referencia por antena o haz son retroalimentadas al transmisor.

10 [0050] De acuerdo con realizaciones los retardos $\tau_{n,r}(l)$ son específicos de la antena y específicos de la capa o no específicos de antena, no específicos de la capa. En el caso de retardos específicos de la antena y específicos de la capa $\tau_{n,r}(l)$ el l ésimo retardo $\tau_{n,r}(l)$ de la n ésima antena de transmisión, r ésima capa, es diferente al l ésimo retardo $\tau_{k,p}(l)$ de la k ésima antena de transmisión, p ésima capa, es decir, $\tau_{n,r}(l) \neq \tau_{k,r}(l), \forall n, k, l, r, n \neq k$ y $\tau_{n,r}(l) \neq \tau_{n,p}(l), \forall n, l, r, p, r \neq p$. En el caso de retardos no específicos de la antena y no específicos de la
15 capa $\tau_{n,r}(l)$ el l ésimo retardo $\tau_{n,r}(l)$ de la n ésima antena de transmisión, r ésima capa, es idéntico al l ésimo retardo $\tau_{k,p}(l)$ de la k ésima antena de transmisión, p ésima capa, es decir, $\tau_{n,r}(l) = \tau_{k,p}(l), \forall n, k, l, r, p$.

[0051] De acuerdo con realizaciones, en caso de retardos específicos de la antena y específicos de la capa y retroalimentación explícita de coeficientes de precodificador complejos,

20 en el caso de una retroalimentación explícita de los retardos, la retroalimentación incluye o la retroalimentación total contribuye a $N \cdot L \cdot R$ coeficientes de precodificador complejos y $N \cdot L \cdot R$ retardos, y en el caso de una retroalimentación implícita de los retardos, la retroalimentación incluye o la retroalimentación total contribuye a $N \cdot L \cdot R$ coeficientes de precodificador complejos y $L \cdot R$ identificadores de retardo,
25 donde N denota el número de antenas de transmisión, L denota el número de retardos por capa y por antena y R denota el número de capas.

[0052] De acuerdo con realizaciones, en el caso de retardos no específicos de la antena y no específicos de la capa y retroalimentación explícita de los coeficientes de precodificador complejo,

30 en el caso de una retroalimentación explícita de las capas, la retroalimentación incluye o las cantidades totales de retroalimentación para $N \cdot L \cdot R$ coeficientes de precodificador complejos y L retardos, siendo los L retardos idénticos a todas las N antenas de transmisión y R capas, y en el caso de una retroalimentación implícita de los retardos, la retroalimentación incluye $N \cdot L \cdot R$ coeficientes
35 de precodificador complejos y 1 identificador de retardo que especifica los L retardos, donde los retardos especificados en el identificador de retardos son los retardos de las derivaciones de precodificador idénticas a todas las N antenas de transmisión y R capas.

[0053] De acuerdo con realizaciones, en el caso de retardos específicos de la antena y específicos de la capa y retroalimentación implícita de los coeficientes de precodificador complejos, los coeficientes de precodificador complejos por retardo y por capa se basan en uno o más libros de códigos y la retroalimentación especifica las matrices (PMIs) de los coeficientes de precodificador complejos asociados con las N antenas de transmisión, L retardos y R capas,

45 en el caso de una retroalimentación explícita de los retardos, la retroalimentación incluye o la retroalimentación total contribuye a $L \cdot R$ identificadores de matriz de precodificación (PMIs) y $N \cdot L \cdot R$ retardos, y en el caso de una retroalimentación implícita de los retardos, la retroalimentación incluye o la retroalimentación total contribuye a $L \cdot R$ identificadores de matriz de precodificación (PMIs) y $L \cdot R$ identificadores de retardo.

50 [0054] De acuerdo con realizaciones, en el caso de retardos no específicos de la antena y no específicos de la capa y retroalimentación implícita de los coeficientes de precodificador complejos, los coeficientes de precodificador

complejos por retardo y por capas se basan en uno o más libros de códigos y la retroalimentación específica las matrices (PMIs) de coeficientes de precodificador complejos asociados con las N antenas de transmisión, L retardos y R capas,

- 5 en el caso de una retroalimentación explícita de los retardos, la retroalimentación incluye o la retroalimentación total contribuye a $L \cdot R$ identificadores de matriz de precodificación (PMIs) y L retardos, y en el caso de una retroalimentación implícita de los retardos, la retroalimentación incluye o la retroalimentación total contribuye a $L \cdot R$ identificadores de matriz de precodificación (PMIs) y 1 identificador de retardo.

10 **[0055]** De acuerdo con realizaciones, el libro de códigos basado en el esquema emplea una matriz de precodificador por capa idéntica para todos los retardos.

[0056] De acuerdo con realizaciones, el precodificador comprende una estructura de múltiples etapas, por ejemplo una estructura de doble etapa o una estructura de triple etapa. La estructura de múltiples etapas puede comprender una matriz de conjunto de haces y al menos un vector de combinación o matriz de combinación que

15 incluye coeficientes de combinación complejos por retardo y por capa para las N antenas de transmisión y un vector de retardos, donde la retroalimentación identifica además, por retardo, los coeficientes de combinación complejos explícita o implícitamente usando un indicador de vector, de modo que la retroalimentación o la retroalimentación total incluya además los coeficientes de combinación complejos, cuando señalen explícitamente los coeficientes de combinación complejos o los $L \cdot R$ indicadores de vector, cuando señalen implícitamente los coeficientes de combinación complejos.

[0057] De acuerdo con realizaciones los coeficientes de precodificador complejos por retardo y por capas se basan en uno o más libros de códigos no polarimétricos o libros de códigos polarimétricos. En el caso de libros de 25 códigos polarimétricos los coeficientes de precodificador complejos por retardo y por capa incluyen:

- primeros coeficientes de precodificador complejos por retardo y capa asociados con una primera polarización de un frente de onda transmitido/incidente, por ejemplo, una polarización horizontal, para todas las antenas de una primera orientación, y
 - 30 • segundos coeficientes de precodificador complejos por retardo y capa asociados con una segunda polarización de un frente de onda transmitido/incidente, por ejemplo, una polarización vertical, para todas las antenas de la primera orientación, y
 - terceros coeficientes de precodificador complejos por retardo y capa asociados con la primera polarización de un frente de onda transmitido/incidente, por ejemplo, la polarización horizontal, para todas las antenas de una segunda 35 orientación, y
 - cuartos coeficientes de precodificador complejos por retardo y capa asociados con la segunda polarización de un frente de onda transmitido/incidente, por ejemplo, la polarización vertical, para todas las antenas de la segunda orientación.
- 40 La retroalimentación incluye identificadores de matriz respectivos para las matrices de coeficientes de precodificador complejos por retardo y por capa asociados con la primera polarización y la primera orientación de antena y la segunda polarización y la primera orientación de antena y la segunda polarización y la segunda orientación de antena, respectivamente.

45 **[0058]** La presente invención se puede aplicar a sistemas de comunicación inalámbrica de un solo portador o múltiples portadores sobre la base de la multiplexación por división de frecuencia como OFDM, OFDM de propagación de transformación de Fourier discreta (DFT-s-OFDM), etc. La siguiente descripción de las realizaciones se basa en un modelo de sistema OFDM para un sistema MIMO multiportador con N antenas transmisoras y M antenas receptoras.

El canal selectivo de frecuencias $h_{m,n}$ entre la n ésima Tx antena y la m ésima Rx antena comprende Q componentes de 50 trayectoria,

$$h_{m,n} = [h_{m,n}(0) \dots h_{m,n}(u) \dots h_{m,n}(Q-1)]^T \in \mathbb{C}^Q$$

[0059] Los datos transmitidos se organizan en bloques de transmisión, donde cada bloque $b \in \mathbb{C}^{SR}$ de 55 longitud $SRSR$ se precodifica linealmente con una matriz de precodificación $K \in \mathbb{C}^{NS \times NR}$ con S siendo el número de subportadores. Como resultado, son transmitidas R capas de datos por bloque dando como resultado una

transmisión de rango R .

[0060] Asumiendo una transmisión de prefijo cíclico (CP), siendo el CP al menos de longitud $(Q - 1)$, el vector de señal recibido (después de la eliminación de CP) en el UE puede escribirse como

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{K}\mathbf{b} + \mathbf{n} \in \mathbb{C}^{MS}$$

donde $\mathbf{H}$ denota la matriz de canal MIMO de bloque circulante

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \mathbf{H}_{1,2} & \dots & \mathbf{H}_{1,N} \\ \mathbf{H}_{2,1} & \mathbf{H}_{2,2} & \dots & \mathbf{H}_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{M,1} & \mathbf{H}_{M,2} & \dots & \mathbf{H}_{M,N} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{MS \times NS}$$

y

$\mathbf{H}_{m,n}$ es la matriz circulante de tamaño $S \times S$ del enlace (m,n) con $[\mathbf{h}_{m,n} \ \mathbf{0}_{S-Q}^T]^T \in \mathbb{C}^S$ sobre su primera columna y $\mathbf{n}$ es el ruido.

[0061] La matriz de precodificador para una transmisión de rango 1 es dada por

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{1,1} \\ \mathbf{K}_{2,1} \\ \vdots \\ \mathbf{K}_{N,1} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{NS \times N}$$

y la matriz de precodificador para una transmisión de rango R es dada por

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{1,1} & \mathbf{K}_{1,2} & \dots & \mathbf{K}_{1,R} \\ \mathbf{K}_{2,1} & \mathbf{K}_{2,2} & \dots & \mathbf{K}_{2,R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{K}_{N,1} & \mathbf{K}_{N,2} & \dots & \mathbf{K}_{N,R} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{NS \times SR}$$

con $\mathbf{K}_{n,r}$ siendo la matriz de precodificador circulante de tamaño $S \times S$.

[0062] La representación en el dominio de la frecuencia de la matriz de canal MIMO de bloque circulante y la matriz de precodificador es dada por $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{D}_N \mathbf{H} \mathbf{D}_N^H$ y $\bar{\mathbf{K}} = \mathbf{D}_N \mathbf{K} \mathbf{D}_N^H$, respectivamente, donde $\mathbf{D}_N = \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{D}$, con $\mathbf{D}$ siendo la matriz DFT de tamaño S .

[0063] La matriz de canal MIMO en el dominio de la frecuencia es dada por

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}_{1,1} & \bar{\mathbf{H}}_{1,2} & \dots & \bar{\mathbf{H}}_{1,N} \\ \bar{\mathbf{H}}_{2,1} & \bar{\mathbf{H}}_{2,2} & \dots & \bar{\mathbf{H}}_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{\mathbf{H}}_{M,1} & \bar{\mathbf{H}}_{M,2} & \dots & \bar{\mathbf{H}}_{M,N} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{MS \times NS}$$

donde $\bar{\mathbf{H}}_{m,n}$ es una matriz diagonal con coeficientes de canal $\bar{H}_{m,n}(s)$ de todos los subportadores sobre la diagonal principal

$$\bar{\mathbf{H}}_{m,n} = \text{diag}\{\bar{H}_{m,n}(1) \dots \bar{H}_{m,n}(s) \dots \bar{H}_{m,n}(S)\}$$

[0064] La matriz de precodificador en el dominio de la frecuencia para la r -ésima capa es dada por

$$\bar{\mathbf{K}}_r = [\bar{\mathbf{K}}_{1,r}^T, \dots, \bar{\mathbf{K}}_{n,r}^T, \dots, \bar{\mathbf{K}}_{N,r}^T]^T$$

donde $\bar{K}_{n,r} = \text{diag}\{\bar{K}_{n,r}(1), \dots, \bar{K}_{n,r}(s), \dots, \bar{K}_{n,r}(S)\}$ es una matriz diagonal que consiste en coeficientes de precodificador de todos los subportadores sobre la diagonal principal.

5 [0065] Reorganizando, la matriz de canal MIMO asociada con el subportador s , es

$$\bar{H}(s) = \begin{bmatrix} \bar{H}_{1,1}(s) & \bar{H}_{1,2}(s) & \dots & \bar{H}_{1,N}(s) \\ \bar{H}_{2,1}(s) & \bar{H}_{2,2}(s) & \dots & \bar{H}_{2,N}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{H}_{M,1}(s) & \bar{H}_{M,2}(s) & \dots & \bar{H}_{M,N}(s) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M \times N}$$

10 [0066] Las matrices de precodificador para la transmisión de rango 1 asociadas con el subportador s son

$$\bar{K}_1(s) = \begin{bmatrix} \bar{K}_{1,1}(s) \\ \bar{K}_{2,1}(s) \\ \vdots \\ \bar{K}_{N,1}(s) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^N$$

y

las matrices de precodificador para la transmisión de rango R asociadas con los subportadores s son

$$\bar{K}(s) = \begin{bmatrix} \bar{K}_{1,1}(s) & \bar{K}_{1,2}(s) & \dots & \bar{K}_{1,R}(s) \\ \bar{K}_{2,1}(s) & \bar{K}_{2,2}(s) & \dots & \bar{K}_{2,R}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{K}_{N,1}(s) & \bar{K}_{N,2}(s) & \dots & \bar{K}_{N,R}(s) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N \times R}$$

15

[0067] La Figura 3 muestra un diagrama de bloques de un sistema MIMO de acuerdo con realizaciones del enfoque de la invención. Aquellos elementos del sistema MIMO correspondientes a los elementos descritos anteriormente con referencia a la Figura 2 tienen asignados a estos los mismos signos de referencia. El equipo de usuario 300 recibe en la antena o conjunto de antena 304 la señal de radio del canal 400. Después de eliminar el prefijo cíclico, como se indica en 306, el equipo de usuario 300 procesa la señal recibida para obtener el vector de datos 302. De acuerdo con realizaciones de la presente invención, la señal recibida se procesa para determinar, como se indica en 308 y proporcionar como se indica en 310, coeficientes de precodificador complejos y retardos de precodificadores de retardo espacial respectivos por cada capa y antena de transmisión a la estación base 200 para lograr una propiedad predefinida para una comunicación sobre el canal de radio. Por ejemplo, en 308, los coeficientes complejos y los retardos del precodificador de retardo espacial (véase la ecuación (1) más adelante) se pueden optimizar en el UE 300 para lograr una propiedad predefinida para una comunicación sobre el canal de radio, por ejemplo, maximizando una función de coste como información o velocidad mutua sobre la base de la información de estado de canal a largo y corto plazo, como se describe con mayor detalle más adelante. Las derivaciones y retardos de precodificador optimizadas son retroalimentadas al gNB 200 sobre el canal de retroalimentación 500 a través de esquemas de retroalimentación implícita o explícita o una combinación de ambos. Las realizaciones de los esquemas de retroalimentación para casos polarimétricos y no polarimétricos se describen con mayor detalle más adelante. De acuerdo con las realizaciones, la retroalimentación puede incluir parámetros adicionales, por ejemplo, CQI y RI como también se usa en los enfoques convencionales.

35

[0068] La Figura 4 muestra un diagrama de bloques de un sistema MIMO de acuerdo con otras realizaciones del enfoque de la invención. Aquellos elementos del sistema MIMO correspondientes a los elementos descritos anteriormente con referencia a la Figura 2 o la Figura 3 tienen asignados a estos los mismos signos de referencia. En la estación base 200 también se indica el modulador de forma de onda 212 antes de agregar el prefijo cíclico 210. El equipo de usuario 300 recibe en la antena o el conjunto de antenas 304 la señal de radio del canal 400. Después de eliminar el prefijo cíclico, como se indica en 306 y la desmodulación de forma de onda 312, el equipo de usuario 300 procesa la señal recibida para obtener el vector de datos 302. De acuerdo con realizaciones de la presente invención, la señal recibida se procesa para determinar, como se indica en 308 y proporciona, como se indica en 310', haces espaciales así como coeficientes de combinación en el dominio del retardo y retardos (retroalimentación explícita) o uno solo o múltiples identificadores de retardo (retroalimentación implícita) por cada capa y antena de transmisión en la estación base 200 para lograr una propiedad predefinida para una comunicación sobre el canal de radio. Por ejemplo, en 308, los coeficientes complejos y los retardos del precodificador de retardo espacial pueden ser optimizados en el UE 300 para lograr una propiedad predefinida para una comunicación sobre el canal de radio, por

45

ejemplo, maximizando una función de coste como información o velocidad mutua sobre la base de la información de estado de canal a largo y corto plazo, como se describe con mayor detalle más adelante. Los coeficientes de precodificador optimizados y los retardos son retroalimentados al gNB 200 sobre el canal de retroalimentación 500 por medio de esquemas de retroalimentación implícita o explícita o una combinación de ambos. Por ejemplo, la retroalimentación puede usar CSI que indique retroalimentación basada en CQI, RI, PMI o haz, coeficientes de combinación complejos en el dominio del retardo con una retroalimentación explícita de retardos o una retroalimentación implícita de retardos usando identificadores de retardo (DI).

Primeras Realizaciones: representación en el dominio del tiempo del precodificador de retardo espacial

[0069] De acuerdo con realizaciones, los precodificadores de retardo espacial en 308 modelan o definen por la antena de transmisión asociado a una pluralidad de filtros cíclicos que retardan y ponderan una señal que se va a transmitir con los retardos de precodificador y coeficientes de precodificador complejos correspondientes, respectivamente. De este modo, se proporciona un esquema de precodificador de retardo espacial paramétrico donde los coeficientes del precodificador para la antena de transmisión n y el rango- r son definidos por

$$k_{n,r} = k_{n,r}(1) \cdot \delta(t - \tau_{n,r}(1)) + \dots + k_{n,r}(L) \cdot \delta(t - \tau_{n,r}(L)) \quad (1)$$

donde $k_{n,r}(l)$ denota el coeficiente complejo al retardo $\tau_{n,r}(l)$.

[0070] Los retardos $\tau_{n,r}(l), \forall l$ pueden ser específicos o no de la antena. Además, los retardos pueden ser definidos por una red de muestreo específico de modo que $\tau_{n,r}(l) \in \mathbb{Z}^+, l = 1, 2, \dots, L$, donde $\mathbb{Z}^+$ denota los enteros positivos o los retardos pueden ser definidos fuera de la red de muestreo, de modo que $\tau_{n,r}(l) \in \mathbb{R}^+, l = 1, 2, \dots, L$, donde $\mathbb{R}^+$ denota los números reales positivos. La red de muestreo es un conjunto de valores enteros de retardos para los que están disponibles los coeficientes de canal. Para los retardos definidos fuera de la red de muestreo, los coeficientes de canal se obtienen por interpolación. Los retardos $\tau_{n,r}(l)$ pueden ser específicos de la antena y específicos de la capa de modo que el l -ésimo retardo $\tau_{n,r}(l)$ de la n -ésima antena de transmisión, r -ésima capa, es diferente al l -ésimo retardo $\tau_{k,p}(l)$ de la k -ésima antena de transmisión, p -ésima capa,

$$\begin{aligned} \tau_{n,r}(l) &\neq \tau_{k,r}(l), \forall n, k, l, r, n \neq k, \\ \tau_{n,r}(l) &\neq \tau_{n,p}(l), \forall n, l, r, p, r \neq p, \end{aligned}$$

los retardos $\tau_{n,r}(l)$ pueden no ser específicos de la antena y no ser específicos de la capa que el l -ésimo retardo $\tau_{n,r}(l)$ de la n -ésima antena de transmisión, r -ésima capa, sea idéntico al l -ésimo retardo $\tau_{k,p}(l)$ de la k -ésima antena de transmisión, p -ésima capa,

$$\tau_{n,r}(l) = \tau_{k,p}(l), \forall n, k, l, r, p.$$

[0071] Para los retardos en la red, se puede usar una DFT para calcular la respuesta de frecuencia del precodificador de retardo espacial. Los retardos fuera de la red denotan un muestreo no uniforme del precodificador de retardo espacial (véase la ecuación (1)) en el dominio del retardo y no se puede usar una DFT para calcular la respuesta de frecuencia del precodificador de retardo espacial. Para el muestreo no uniforme en el retardo, la respuesta de frecuencia discreta por subportador S se calcula usando la transformación de Fourier discreta no uniforme (NUDFT) dada por

$$\begin{aligned} \bar{K}_{n,r}(s) &= w(s) \cdot k_{n,r} \\ \text{donde } w(s) &= \left(\frac{1}{\sqrt{S}} \right) \left[e^{-\frac{j2\pi s}{S} \tau_{n,r}(1)} \dots e^{-\frac{j2\pi s}{S} \tau_{n,r}(l)} \dots e^{-\frac{j2\pi s}{S} \tau_{n,r}(L)} \right] \in \mathbb{C}^L \end{aligned}$$

es el vector de NUDFT y

$\mathbf{k}_{n,r} = [k_{n,r}(1) \dots k_{n,r}(l) \dots k_{n,r}(L)]^T \in \mathbb{C}^L$ y $\bar{\mathbf{K}}_{n,r}(s)\bar{\mathbf{K}}_{n,r}(s)$ es el coeficiente de precodificador asociado con el subportador s y la antena de transmisión n y la capa r . Los coeficientes complejos $k_{n,r}(l), \forall n, l, r$ y los retardos $\tau_{n,r}(l), \forall l, n, r$ del precodificador de retardo espacial (véase la ecuación (1)) se pueden calcular en el UE y enviar al gNB con mucha menos retroalimentación.

5 **[0072]** En la realización de la Figura 3 o la Figura 4, la estación base 200 puede implementar un precodificador convencional, como uno descrito más arriba con referencia a la Figura 2 y se puede añadir un prefijo cíclico 210 a la señal que se va a aplicar a las antenas 202. En caso de usar un precodificador convencional en el precodificador, la estación base 200, en respuesta a la retroalimentación del UE 200, puede calcular la respuesta de frecuencia del precodificador de retardo espacial como se describió anteriormente y efectuar la precodificación en el dominio de la frecuencia en respuesta a la respuesta de frecuencia obtenida por el subportador. De acuerdo con realizaciones, la estación base 200 puede implementar los precodificadores de retardo espacial como se describió anteriormente. De acuerdo con realizaciones, la estación base 200 puede operar sobre la base de un libro de códigos de DFT sobremuestreado, sobre la base de un libro de códigos adaptado a imperfecciones del conjunto de antenas, de acuerdo a lo descrito por Sutharshun Varatharaajan, Marcus Großmann, Markus Landmann, "Beamforming codebook adaption to antenna array imperfections", solicitud de patente Europea 17154486.9 presentada el 2 de febrero de 2017, sobre la base de un libro de códigos adaptado a una respuesta de antena predefinida del conjunto de antenas, de acuerdo a lo descrito por Venkatesh Ramireddy, Marcus Großmann, Markus Landmann, "Antenna array codebook with hazforming coefficients adapted to a predefined antenna response of the antenna array", solicitud de patente Europea 17154487.7 presentada el 2 de febrero de 2017.

25 **[0073]** Como se mencionó anteriormente, el equipo de usuario 300, los coeficientes complejos y los retardos del precodificador de retardo espacial (véase la ecuación (1)) se pueden optimizar para lograr una propiedad predefinida para una comunicación sobre el canal de radio, por ejemplo, maximizando una función de coste como información mutua o la relación de señal a ruido (SNR) recibida sobre la base de información de estado del canal a largo y corto plazo. En el caso de que los retardos retroalimentados no se encuentren sobre la red, el modelo de sistema calcula la respuesta de frecuencia por las matrices de DFT. En el caso en que los retardos no se encuentran sobre la red, se puede usar la NUDFT para calcular la respuesta de frecuencia por el subportador.

30 **[0074]** En lo sucesivo se considera una transmisión de rango 1 y se presenta el problema de optimización y los esquemas de retroalimentación para la transmisión de rango 1. Por simplicidad, el subíndice r se omitió cuando se hace referencia a la transmisión de rango 1. Sin embargo, cabe observar que la presente invención no se limita a esas realizaciones y también se puede implementar en un sistema y comunicación que emplee una comunicación de rango o capa mayor y la extensión a la transmisión de rango R es sencilla.

35 **[0075]** Para una transmisión de rango 1, el problema de optimización que maximiza la información mutua promedio en el UE se puede formular como

$$\begin{aligned} \max_{\substack{\mathbf{k}_n, \forall n, \\ \tau_n(l), \forall n, l}} \quad & \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S \log_2 \left(\left| \mathbf{I}_M + \frac{\bar{\mathbf{H}}(s)\bar{\mathbf{K}}(s)\bar{\mathbf{K}}(s)^H\bar{\mathbf{H}}(s)^H}{\sigma_2} \right| \right) \\ \text{s. t.} \quad & \sum_{n=1}^N \sum_{s=1}^S |w(s) \cdot k_n|^2 \leq S \\ & \tau_n(l) \in \mathbb{R}^+, \forall l, n, \end{aligned} \quad (2)$$

45 donde $\mathbf{k}_n$ es un vector de longitud L que contiene los coeficientes complejos de precodificador asociados con L retardos. $\tau_n(l) \in \mathbb{R}^+, \forall l, n$

50 **[0076]** La solución del problema de optimización en la ecuación (2), da como resultado los coeficientes de precodificador y retardos que maximizan la SNR en el UE de modo que, además de la retroalimentación de los coeficientes complejos, se retroalimenten $N \cdot L$ retardos al gNB.

[0077] Para una transmisión de rango 1, para el caso no específico de la antena, donde los retardos son idénticos sobre todas las antenas, el problema de optimización que maximiza la información mutua promedio en el UE es

$$\begin{aligned} \max_{\substack{k_n, \forall n, S \\ \tau_l, \forall l}} & \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S \log_2 \left(\left| I_M + \frac{\bar{H}(s) \bar{K}(s) \bar{K}(s)^H \bar{H}(s)^H}{\sigma_2} \right| \right) \\ \text{s. t. } & \sum_{n=1}^N \sum_{s=1}^S |w(s) \cdot k_n|^2 \leq S \end{aligned} \quad (3)$$

10 donde $\tau_l = \tau_n(l), \forall n$ y k_n es un vector de longitud L que contiene los coeficientes complejos precodificador asociados con L retardos.

[0078] La solución del problema de optimización en la ecuación (3), da como resultado los coeficientes de precodificador y los retardos. El precodificador de retardo espacial obtenido de la solución de la ecuación (3) da como
15 resultado únicamente la retroalimentación de L retardos al gNB en lugar de $N \cdot L$ retardos de la ecuación (2).

[0079] Se describen ahora las realizaciones de los esquemas de retroalimentación para casos polarimétricos y no polarimétricos para un sistema que emplea una comunicación de rango 1 o capa 1. En el caso de retardos específicos de la antena, $\tau_1(l) \neq \tau_n(l) \neq \tau_N(l), \forall l$, es decir, que el l ésimo retardo es diferente a través de las
20 antenas de transmisión. En el caso de retardos no específicos de la antena, $\tau_1(l) = \tau_n(l) = \tau_N(l), \forall l$, es decir, que el l ésimo retardo es idéntico a través de todas las antenas de transmisión.

Caso No Polarimétrico

25 **[0080]** Los coeficientes complejos del precodificador de retardo espacial son retroalimentados usando esquemas basados en libro de códigos o no basados en libro de códigos, también los retardos son retroalimentados explícita o implícitamente. La retroalimentación de retardo implícita es a través de un identificador de retardo (DI). Cada DI se refiere a un conjunto específico de retardos, donde cada conjunto está constituido por una combinación de retardos definidos en la red de muestreo o no. Cada DI puede referirse a un conjunto específico de retardos
30 asociados con vectores de un libro de códigos, donde cada conjunto está constituido por una combinación de retardos definidos en la red de muestreo o no.

[0081] Los coeficientes complejos correspondientes a la l ésima posición de retardo de todas las antenas se recopilan en un vector como
35

$$\mathbf{k}(l) = [k_1(l) \quad k_2(l) \quad \dots \quad k_N(l)]^T \in \mathbb{C}^N$$

Esquema de retroalimentación 1: retroalimentación explícita de coeficientes de precodificador y retardos

40 **[0082]** Usando la retroalimentación explícita, por retardo, se retroalimentan N coeficientes complejos y N retardos asociados con N antenas de transmisión, respectivamente, al gNB 200. Por lo tanto, la retroalimentación total contribuye a $N \cdot L$ coeficientes complejos y $N \cdot L$ retardos.

[0083] En el caso no específico de la antena, la retroalimentación contribuye a $N \cdot L$ coeficientes complejos y
45 a L retardos.

Precodificación de retardo espacial basada en el libro de códigos

[0084] Considerando una estructura de precodificación de doble etapa $\mathbf{F} = \mathbf{F}_1 \mathbf{F}_2$ como se describió
50 anteriormente, el precodificador en el dominio del retardo correspondiente $\mathbf{k}(l)$ del l ésimo retardo se puede escribir como

$$\mathbf{k}(l) = \mathbf{K}_1(l)\mathbf{K}_2(l),$$

donde la matriz específica del retardo $\mathbf{K}_1(l)$ es una matriz diagonal de bloques de tamaño $N \times 2U$ que contiene $2U$ vectores y $\mathbf{K}_2(l)\mathbf{K}_2(l)$ es un vector de combinación/selección/coenfase de tamaño $2U \times 1$ que combina $2U$ vectores.

[0085] Los vectores de formación de haz en la matriz $\mathbf{K}_1$ se pueden seleccionar de cualquiera de una matriz del libro de códigos de DFT sobremuestreada, similar a $\mathbf{F}_1$, o de una respuesta de matriz coincidente con el libro de códigos diseñada para configuraciones de conjunto de antenas arbitrarias como se describe en las solicitudes de patente Europeas mencionadas anteriormente 17154486.9 o 17154487.7.

Esquema de retroalimentación 2: **retroalimentación implícita para $\mathbf{K}_1$ y $\mathbf{K}_2$**

[0086] La retroalimentación correspondiente a la matriz $\mathbf{K}_1(l)$ y el vector $\mathbf{K}_2(l)$ del UE 300 al gNB 200 se indica implícitamente a través de PMI1 y PMI2, respectivamente. El precodificador asociado con la l -ésima posición de retardo es especificado por PMI1 y PMI2 junto con N retardos asociados con N antenas de transmisión. Por lo tanto, para L retardos, la retroalimentación total contribuye a L PMI1s + L PMI2s + $N \cdot L$ retardos para el caso específico de la antena y a L PMI1s + L PMI2s + L retardos para el caso no específico de la antena.

[0087] De acuerdo con las realizaciones, el precodificador de retardo espacial correspondiente al l -ésimo retardo puede ser descompuesto como

$$\mathbf{k}(l) = \mathbf{K}_1\mathbf{K}_2(l)$$

donde $\mathbf{K}_1(l)$ es una matriz de precodificador de banda ancha que es idéntica sobre todos los retardos $\mathbf{K}_1(1) = \mathbf{K}_1(l) = \mathbf{K}_1(L), \forall l$, y $\mathbf{K}_2(l)$ es el vector de selección/combinación/coenfase específico del retardo. La retroalimentación contribuye a 1 PMI1 + L PMI2s + $N \cdot L$ retardos en el caso específico de la antena y a 1 PMI1 + L PMI2s + L retardos en el caso no específico de la antena.

Esquema de retroalimentación 3: **retroalimentación implícita para $\mathbf{K}_1$ y retroalimentación explícita para $\mathbf{K}_2$**

[0088] La retroalimentación asociada con matriz $\mathbf{K}_1(l)$ es similar a la descrita en el esquema de retroalimentación 2. La retroalimentación para el vector de tamaño $2U \times 1$ $\mathbf{K}_2(l)$ puede ser indicada al gNB 200 explícitamente con $2U$ entradas complejas.

[0089] El precodificador asociado con la l -ésima posición de retardo es especificado por PMI1 y $2U$ valores complejos junto con N retardos asociados con N antenas de transmisión.

[0090] Para los L retardos, en el caso específico de la antena la retroalimentación total contribuye a L PMI1s + $2 \cdot L \cdot U$ coeficientes complejos + $N \cdot L$ retardos y en el caso no específico de la antena la retroalimentación es igual a L PMI1s + $2 \cdot L \cdot U$ coeficientes complejos + L retardos.

[0091] En realizaciones que emplean la matriz de precodificador de banda ancha descrita anteriormente la retroalimentación contribuye a 1 PMI1 + $2 \cdot L \cdot U$ coeficientes complejos + $N \cdot L$ retardos para el caso específico de la antena y a 1 PMI1 + $2 \cdot L \cdot U$ coeficientes complejos + L retardos para el caso no específico de la antena.

[0092] Para los esquemas de retroalimentación 1, 2 y 3, los retardos también pueden ser retroalimentados al gNB implícitamente por medio de identificadores de retardo (DIs). Para el caso específico de la antena, se requieren LL DIs para indicar los retardos, donde cada DI es definido por los retardos a través de las antenas. En el caso no específico de la antena, un solo DI es suficiente para indicar los retardos al gNB y, puesto que los retardos son idénticos a través de las antenas, el DI en este caso define los retardos a través de las derivaciones del precodificador.

La Tabla 1 resume a continuación la retroalimentación para los esquemas de retroalimentación discutidos anteriormente para el caso no polarimétrico.

Caso no polarimétrico						
		Retroalimentación para $K_1(l)$	Retroalimentación para la banda ancha K_1	Retroalimentación para $K_2(l)$	Retroalimentación para retardos Implícito	Retroalimentación para retardos Explícito
Caso específico de la antena	Esquema de retroalimentación 1	NL coeficientes complejos			L DIs	NL
	Esquema de retroalimentación 2	L PMI1s	1 PMI1	L PMI2s	L DIs	NL
	Esquema de retroalimentación 3	L PMI1s	1 PMI1	LU coeficientes complejos	LL DIs	NL
Caso no específico de la antena	Esquema de retroalimentación 1	NL coeficientes complejos			11 DI	L
	Esquema de retroalimentación 2	L PMI1s	1 PMI1	L PMI2s	11 DI	L
	Esquema de retroalimentación 3	L PMI1s	1 PMI1	LU coeficientes complejos	11 DI	L

5 Caso Polarimétrico

Esquema de retroalimentación 1: **retroalimentación explícita de los coeficientes de precodificador y retardos**

[0093] Usando la retroalimentación explícita, por retardo, N coeficientes complejos y N retardos asociados con N antenas de transmisión, respectivamente, se retroalimentan al gNB 200. Por lo tanto, la retroalimentación total contribuye a $N \cdot L$ coeficientes complejos y $N \cdot L$ retardos.

[0094] En el caso no específico de la antena, la retroalimentación contribuye a $N \cdot L$ coeficientes complejos y L retardos.

Precodificación de retardo espacial basada en libro de códigos

[0095] Considerando una estructura de precodificación de doble etapa $F = F_1 F_2$ como se describió anteriormente, el precodificador $k(l)$ del l ésimo retardo puede escribirse como

$$k(l) = K_1(l) K_2(l),$$

donde la matriz específica del retardo $K_1(l)$ es una matriz diagonal de bloques de tamaño $N \times 2U$ que contiene $2U$ vectores y $K_2(l)$ es un vector de combinación/selección/coenfase de tamaño $2U \times 1$ que combina $2U$ vectores.

[0096] Los vectores de formación de haz en la matriz K_1 pueden ser seleccionados de cualquiera de una matriz del libro de códigos de DFT sobremuestreada o la respuesta de conjunto coincidente con libros de códigos diseñados para configuraciones de conjunto de antenas arbitrarias como se describe en las solicitudes de patente Europea mencionadas anteriormente 17154486.9 o 17154487.7.

Esquema de retroalimentación 2: **retroalimentación implícita para K_1 y K_2**

[0097] Los índices de matriz de precodificador para la polarización horizontal y las polarizaciones verticales son indicados por PMI1h y PMI1v respectivamente, para la matriz de precodificador $K_1(l)$. La retroalimentación

correspondiente al vector $K_2(l)$ se indica al gNB por medio de PMI2. Para el l ésimo retardo, PMI1h y PMI1v asociados con $K_1(l)$, respectivamente, y PMI2 asociado con $K_2(l)$ junto con N retardos son retroalimentados del UE 300 al gNB 200.

5 [0098] Para el caso específico de la antena la retroalimentación contribuye a L PMI1hs + L PMI1vs + L PMI2s + $N \cdot L$ retardos y para el caso no específico de la antena la retroalimentación es 1 PMI1h + 1 PMI1v + L PMI2 + L retardos.

[0099] Si se elige $K_1(l)$ como una matriz de precodificador de ancho de banda como se describió anteriormente, para el caso específico de la antena la retroalimentación total es 1 PMI1h + 1 PMI1v + L PMI2 + $N \cdot L$ retardos y para el caso no específico de la antena, la retroalimentación es 1 PMI1h + 1 PMI1v + L PMI2 + L retardos.

Esquema de retroalimentación 3: Retroalimentación implícita para K_1 y retroalimentación explícita para K_2

15 [0100] La retroalimentación asociada con la matriz $K_1(l)$ similar a la descrita en el esquema de retroalimentación 2 del caso polarimétrico. Para la l ésima posición de retardo, el índice de matriz de precodificador para la polarización horizontal (PMI1h) y el índice de matriz de precodificador para la polarización vertical (PMI1v) para la matriz de precodificador $K_1(l)$ y $2U$ coeficientes complejos para la matriz $K_2(l)$ junto con N retardos son retroalimentados del UE 300 al gNB 200.

20

[0101] Para L retardos, la retroalimentación contribuye a L PMI1hs + L PMI1vs + $2 \cdot L \cdot U$ coeficientes complejos + $N \cdot L$ retardos para el caso específico de la antena, y para L PMI1hs + L PMI1vs + $2 \cdot L \cdot U$ coeficientes complejos + L retardos para el caso no específico de la antena.

25 [0102] Si se elige $K_1(l)$ como una matriz de precodificador de ancho de banda como se describió anteriormente, para el caso específico de la antena la retroalimentación es 1 PMI1h + 1 PMI1v + $2 \cdot L \cdot U$ coeficientes complejos + $N \cdot L$ retardos, mientras que para el caso no específico de la antena la retroalimentación total es 1 PMI1h + 1 PMI1v + $2 \cdot L \cdot U$ coeficientes complejos + L retardos.

30 [0103] Para los esquemas de retroalimentación 1, 2 y 3, los retardos también pueden ser retroalimentados al gNB implícitamente por medio del identificador de retardo (DI). Para el caso específico de la antena, se requieren L DIs para indicar los retardos, donde cada DI es definido por los retardos a través de las antenas. En el caso no específico de la antena, un solo DI es suficiente para indicar los retardos al gNB y, debido a que los retardos son idénticos a través de las antenas, el DI en este caso define los retardos a través de las derivaciones del precodificador.

35

La Tabla 2 resume a continuación la retroalimentación para los esquemas de retroalimentación discutidos anteriormente para el caso polarimétrico.

Caso polarimétrico						
		Retroalimentación para $K_1(l)$ específica del retardo	Retroalimentación para K_1 ancho de banda	Retroalimentación para $K_2(l)$ específica del retardo	Retroalimentación para retardos implícitos	Retroalimentación para retardos explícitos
Caso específico de la antena	Esquema de retroalimentación 1	$N \cdot L$ coeficientes complejos			L DIs	$N \cdot L$
	Esquema de retroalimentación 2	L PMI1hs + L PMI1vs	1 PMI1h + 1 PMI1v	L PMI2s	L DIs	$N \cdot L$
	Esquema de retroalimentación 3	L PMI1hs + L PMI1vs	1 PMI1h + 1 PMI1v	$2U$ coeficientes complejos	L DIs	$N \cdot L$

(continuación)

Caso polimétrico						
		Retroalimentación para $K_1(I)$ específica del retardo	Retroalimentación para K_1 ancho de banda	Retroalimentación para $K_1(I)$ específica del retardo	Retroalimentación para retardos Implícitos	Retroalimentación para retardos Explícitos
Caso no específico de la antena	Esquema de retroalimentación 1	$N \times N$ coeficientes complejos			1 DI	L
	Esquema de retroalimentación 2	L PMI1hs + L PMI1vs	1 PMI1h + 1 PMI1v	L PMI2s	1 DI	L
	Esquema de retroalimentación 3	L PMI1hs + L PMI1vs	1 PMI1h + 1 PMI1v	$L \times L$ coeficientes complejos	1 DI	L

[0104] De acuerdo con realizaciones, el enfoque de la invención también puede ser empleado por un sistema MISO. Sobre la base de las estimaciones de canal, los retardos que corresponden a los L picos dominantes en el canal en el dominio del tiempo pueden ser seleccionados o elegidos para que sean los L retardos del precodificador y sobre la base del precodificador de MRT (transmisión de relación máxima) calculada en el dominio del tiempo, los L picos dominantes pueden ser seleccionados o elegidos para que sean los L retardos del precodificador.

[0105] En caso de que los retardos del canal también sean estimados, los retardos que corresponden a los primeros L picos dominantes del canal pueden ser seleccionados o elegidos para que sean los L retardos del precodificador y los retardos que corresponden a los primeros L picos dominantes del precodificador de MRT pueden ser seleccionados o elegidos para sean los L retardos del precodificador.

[0106] En caso de que los retardos de canal estén fuera de la red, se puede usar un enfoque de estimación de parámetro de alta resolución para estimar los retardos, por ejemplo, el algoritmo de maximización de expectativas generalizadas alternando espacio (SAGE) (véase la referencia [6]).

[0107] Algunas de las realizaciones de la presente invención se han descrito anteriormente con referencia a conjuntos planos uniformes (UPAs) bidimensionales (2D) usando libros de códigos de doble etapa/doble estructura. Sin embargo, la presente invención no se limita a esas realizaciones y también se puede implementar usando libros de códigos de triple estructura de acuerdo con el estándar 5G o NR (Nueva Radio). Además, la presente invención no se limita a conjuntos 2D. El enfoque de la invención es igualmente aplicable a cualquier configuración de conjunto de antena arbitraria, como un conjunto lineal uniforme (ULAs) unidimensional (1D) sobre una antena de conjunto tridimensional (3D), como conjuntos cilíndricos o conjuntos cónicos. Las antenas de conjunto tridimensional (3D), se describen, por ejemplo, en la Solicitud de Patente PCT PCT/EP2017/064828, "Transmisor, Receptor, Red de Comunicación Inalámbrica y Procedimiento para Operar el Mismo" presentado el 16 Junio de 2017.

[0108] Cuando se considera un conjunto de múltiples paneles con P_R paneles en cada fila y P_C paneles en cada columna, el número total de paneles es dado por

$$P = P_R P_C.$$

[0109] El número de antenas por panel sigue siendo el mismo que se discutió anteriormente para la estructura de doble etapa. Para esa estructura de antena de múltiples paneles, el precodificador es dado por una estructura ternaria/de triple etapa

$$F = F_3 F_1 F_2$$

donde F_3 es una matriz de compensación de fase de banda ancha $P \times N$, que se usa para compensar la desviación de fase entre múltiples paneles dada por

$$F_3 = [e^{j\theta_1} e^{j\theta_2} \dots e^{j\theta_P}]^T \otimes I_N$$

donde $e^{j\theta_p}$ es el factor de compensación de fase por panel. Aquí N denota el número total de antenas por panel incluyendo todas las polarizaciones/orientaciones. Las matrices F_1 y F_2 se usan para precodificar dentro de un panel y tienen la misma funcionalidad que se describió en la estructura de doble etapa.

$$k(l, p) = K_3(p)K_1(l, p)K_2(p)$$

[0110] Para la presente invención, los coeficientes de precodificador de retardo l y el panel p pueden escribirse como

[0111] La matriz $K_3(p)$ es una matriz de ancho de banda definida por el factor de compensación de fase dada por

$$K_3(p) = e^{j\theta_p} \otimes I_N,$$

[0112] Y la matriz K_1 y el vector K_2 pueden ser idénticos o diferentes a través de los paneles es decir, pueden ser específicos del panel o no específicos del panel.

[0113] En el caso específico del panel, la retroalimentación de la matriz K_1 y el vector K_2 junto con el factor de compensación de fase por panel, respectivamente, es retroalimentada al gNB.

[0114] En el caso no específico del panel, la retroalimentación para la matriz K_1 y el vector K_2 para un solo panel junto con los factores de compensación de fase por panel es retroalimentada al gNB.

[0115] En el caso específico del panel y el caso no específico del panel, se aplica la retroalimentación para la K_1 y el vector K_2 descrita en los esquemas de retroalimentación 1, la retroalimentación 2 y la retroalimentación 3 para el caso polarimétrico y no polarimétrico.

[0115] La retroalimentación para los factores de compensación de fase a través de los paneles puede ser implícita a través del índice (PMI3) elegido o seleccionado de una constelación de esquema de modulación o de un libro de códigos de DFT o puede ser explícita. Para el caso explícito, se retroalimentan P factores de compensación de fase P , mientras que en el caso implícito, se usa PMI3 para la retroalimentación.

La Tabla 3 resume a continuación la retroalimentación para la matriz K_3 en los casos específicos del panel y no específicos del panel.

	Esquema de retroalimentación	Retroalimentación total para la estructura de precodificador ternaria/triple
Caso específico del panel	Retroalimentación explícita de K_3 y retroalimentación de K_1 y K_2	P ángulos + Retroalimentación de K_1 y K_2 por panel
	Retroalimentación implícita de K_3 y retroalimentación de K_1 y K_2	1 PMI3 + Retroalimentación de retroalimentación de K_1 y K_2 por panel

	Esquema de retroalimentación	Retroalimentación total para la estructura de precodificador ternaria/triple
Caso no específico del panel	Retroalimentación explícita de K_3 y retroalimentación de K_1 y K_2	P ángulos + Retroalimentación de K_1 y K_2 para un solo panel
	Retroalimentación implícita de K_3 y retroalimentación de K_1 y K_2	1 PMI3 + Retroalimentación de K_1 y K_2 para un solo panel

Segundas realizaciones: representación en el dominio de la frecuencia de precodificador de retardo espacial

[0116] En las realizaciones descritas hasta ahora el precodificador de retardo espacial $k(l)$ se representa en el dominio del tiempo. Sin embargo, el enfoque de la invención no se limita a esas realizaciones y de acuerdo con realizaciones adicionales del enfoque de la invención, el precodificador de retardo espacial $k(l)$ se representa en el dominio de la frecuencia.

[0117] Ahora se describen los esquemas de retroalimentación, que se basan en una representación en el dominio de la frecuencia del precodificador de retardo de tiempo para casos no polarimétricos en un sistema que emplea una comunicación de rango 1 o capa 1. En el caso de retardos específicos de la antena, $\tau_1(l) \neq \tau_n(l) \neq \tau_N(l), \forall l$, es decir que el l -ésimo retardo es diferente a través de las antenas de transmisión. En el caso de retardos no específicos de la antena, $\tau_1(l) = \tau_n(l) = \tau_N(l), \forall l$, es decir que el l -ésimo retardo es idéntico a través de todas las antenas de transmisión. Como se mencionó anteriormente, la presente invención no se limita a realizaciones de rango 1 y también se puede implementar en un sistema de comunicación que emplee una comunicación de rango o capa mayor, y la extensión a una transmisión de rango R es sencilla. Además, la extensión a los casos polarimétricos es sencilla (véase más arriba).

[0118] Los coeficientes complejos que describen el precodificador de retardo espacial pueden ser retroalimentados usando esquemas basados en libros de códigos y no basados en libros de códigos, por ejemplo, en la forma como se describió anteriormente con referencia a la primera realización y los retardos se pueden retroalimentar explícita o implícitamente. La retroalimentación de retardo implícita puede usar un identificador de retardo, DI. Cada DI puede incluir índices asociados con los vectores de columna respectivos de una matriz de libro de códigos usada en el transmisor,

[0119] El precodificador de retardo espacial $k(l)$ se describe usando los coeficientes complejos correspondientes a la l -ésima posición de retardo de todas las antenas del siguiente modo

$$k(l) = [k_1(l) \ k_2(l) \ \dots \ k_N(l)]^T \in \mathbb{C}^N$$

[0120] El precodificador de retardo espacial $k(l)$ se puede transformar al dominio de la frecuencia aplicando una matriz NU-DFT. Para hacer esto, los vectores $k(l)$ para los L retardos se apilan en una matriz $\tilde{K}$,

$$\tilde{K} = [k(1) \ \dots \ k(l) \ \dots \ k(L)] \in \mathbb{C}^{N \times L}$$

[0121] En lo sucesivo, los casos específicos de la antena y no específicos de la antena se tratan por separado. Además, en lo sucesivo, se adoptó la estructura de precodificador de doble etapa usada en el 3GPP (véase la referencia [7]) y se consideró una transmisión de rango 1. Además, en lo sucesivo se considera el caso de conjuntos de antenas doblemente polarizadas, de modo que $P = 2$. Entonces el precodificador para un subportador s es dado por

$$F(s) = F_1 F_2(s)$$

$$= \sum_{u=1}^{2U} \bar{s}_u f_{2,u}(s) = \sum_{u=1}^{2U} \bar{s}_u f_{2,u}(s),$$

5 donde

$$\bar{s}_u = \begin{bmatrix} s_u \\ 0_N \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^N, \forall u = 1 \dots U,$$

$$\bar{s}_{U+u} = \begin{bmatrix} 0_N \\ s_u \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^N, \forall u = 1 \dots U,$$

10

y

$f_{2,u}(s) \in \mathbb{C}$ denota el coeficiente complejo asociado con el haz u y el subportador s .

15 [0122] Recopilando los precodificadores para todos los subportadores en la matriz F , se obtiene

$$F = F_1 [F_2(0) \ F_2(2) \dots F_2(S-1)] = F_1 F_2$$

(a) Caso específico de la antena:

20 [0123] Para el caso específico de la antena, el precodificador en el dominio de la frecuencia correspondiente para $\tilde{K}$ es dado por

$$F = \tilde{K} \tilde{W},$$

25 donde las entradas de $\tilde{K}$ están dispuestas en una matriz diagonal de bloques $\tilde{K}$,

$$\tilde{K} = \begin{bmatrix} k_1^T & 0_L^T & & 0_L^T \\ 0_L^T & k_2^T & & 0_L^T \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0_L^T & 0_L^T & & k_N^T \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N \times LN}$$

30 con $k_n = [k_n(1) \dots k_n(l) \dots k_n(L)]^T \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ siendo los coeficientes de precodificador en el dominio de retardo para el precodificador de retardo espacial para los L retardos y la n -ésima antena de transmisión y 0_L es el vector de columna con todos los elementos cero de tamaño L . La matriz NU-DFT $\tilde{W}$ de tamaño $LN \times S$ es dada por

$$\tilde{W} = [\tilde{W}_1 \ \tilde{W}_2 \ \dots \ \tilde{W}_N]^T,$$

35 donde la submatriz NU-DFT $\tilde{W}_n = [w_{n,1} \ w_{n,2} \ \dots \ w_{n,L}] \in \mathbb{C}^{S \times L}$ contiene L vectores

$$w_{n,l} = \left[1 \ \dots \ e^{\frac{-j2\pi s}{S} \tau_n(l)} \ \dots \ e^{\frac{-j2\pi(S-1)}{S} \tau_n(l)} \right]^T \in \mathbb{C}^{S \times 1}$$

40 [0124] El vector $w_{n,l}$ depende del retardo $\tau_n(l)$ y el índice de antena n .

[0125] EL número de retardos definido por la antena puede ser diferente.
[0126]

(b) Caso no específico de la antena:

[0127] Para el caso no específico de la antena, el precodificador en el dominio de la frecuencia correspondiente para $\tilde{\mathbf{K}}$ es dado por

$$\mathbf{F} = \tilde{\mathbf{K}}\tilde{\mathbf{W}}$$

donde $\tilde{\mathbf{W}} = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \dots \ \mathbf{w}_L]^T \in \mathbb{C}^{L \times S}$ es la matriz NU-DFT definida por L retardos con $\mathbf{w}_l$ siendo el vector de NU-DFT asociado con el retardo $\tau(l)$,

$$\mathbf{w}_l = \left[1 \ \dots \ e^{-\frac{j2\pi s}{S}\tau(l)} \ \dots \ e^{-\frac{j2\pi(S-1)}{S}\tau(l)} \right]^T \in \mathbb{C}^{S \times 1}$$

RETROALIMENTACIÓN DE RETARDO IMPLÍCITA (DI):

[0128] De acuerdo con realizaciones, el retardo del precodificador de retardo espacial $\mathbf{k}(l)\mathbf{k}(l)$ representado en el dominio de la frecuencia se puede retroalimentar implícitamente, por ejemplo, usando uno o más índices asociados con vectores de columna respectivos de una matriz del libro de códigos en el dominio de la frecuencia usada en el receptor. Por ejemplo, se puede emplear un identificador de matriz de precodificación (PMI) y el PMI puede corresponder a un conjunto de índices, donde cada índice se refiere a una columna específica en un libro de códigos de DFT. De acuerdo con realizaciones, un primer número de índices en el PMI indica los haces respectivos, un segundo número de índices en el PMI indica los coeficientes de precodificador en el dominio de retardo respectivos y un tercer número de índices, que son los índices del identificador de retardo, DI.

(a) Retroalimentación DI basada en el libro de códigos

[0129] En el caso de una retroalimentación DI implícita, de acuerdo con realizaciones, el DI contiene un conjunto de L índices que están asociados con vectores de columna de una matriz del libro de códigos en el dominio de la frecuencia $\mathbf{D}$. Los retardos $\tau(l) \in \mathbb{Z}, \forall l$ son discretos y son proporcionados por elementos de un conjunto $\mathbb{Z} = [0, \dots, SO_f - 1]$. Además, cada valor en $\mathbb{Z}$ está asociado con un vector de columna de la matriz del libro de códigos en el dominio de la frecuencia $\mathbf{D}$. Por lo tanto, los vectores NU-DFT $\mathbf{w}_l, \forall l$ pueden estar representados por vectores de DFT del siguiente modo:

$$\mathbf{d}_i = \left[1 \ e^{-\frac{j2\pi i}{O_f S}} \ \dots \ e^{-\frac{j2\pi(S-1)}{O_f S} i} \right]^T \in \mathbb{C}^{S \times 1}, i \in \mathbb{Z}$$

con O_f siendo el factor de sobremuestreo de la matriz de DFT del libro de códigos $\mathbf{D} = [\mathbf{d}_0, \mathbf{d}_1, \dots, \mathbf{d}_{SO_f-1}]$ y $j = \sqrt{-1}$.

[0130] La matriz del libro de códigos $\mathbf{D}$ es parametrizada por el número de subportadores y el factor de sobremuestreo O_f .

[0131] Cuando $O_f = 1$, la matriz del libro de códigos $\mathbf{D}$ es dada por una matriz de DFT de $S \times S$.

[0132] Cuando $O_f > 1$, la matriz del libro de códigos $\mathbf{D}$ es dada por una matriz DFT sobremuestreada de tamaño $S \times (O_f S - 1)$.

[0133] El factor de sobremuestreo O_f es señalado desde el transmisor al receptor de modo que el receptor pueda construir la matriz del libro de códigos.

[0134] Sobre la base de la definición anterior de la matriz del libro de códigos en el dominio de la frecuencia $\mathbf{D}$, el precodificador en el dominio de la frecuencia correspondiente para $\tilde{\mathbf{K}}$ es definido por

$$\mathbf{F} = \tilde{\mathbf{K}}[\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \dots \ \mathbf{w}_L]^T$$

con $\mathbf{w}_l \in \mathbf{D}, \forall l$.

5 (b) Estructura de precodificación de doble etapa $\mathbf{F} = \mathbf{F}_1 \mathbf{F}_2$ - retardos idénticos para todos los $2U$ haces

[0135] De acuerdo con realizaciones, de manera similar a la estructura de precodificador de doble etapa en el dominio de la frecuencia $\mathbf{F} = \mathbf{F}_1 \mathbf{F}_2$, el precodificador de retardo espacial para el l ésimo retardo puede ser expresado como

$$\mathbf{k}(l) = \mathbf{K}_1(l) \mathbf{K}_2(l)$$

donde $\mathbf{K}_1$ es una matriz de tamaño $N \times 2U$ que contiene $2U$ haces espaciales y $\mathbf{K}_2(l)$ es un vector de tamaño $2U \times 1$,

$$\mathbf{K}_2(l) = [\mathbf{K}_{2,1}(l) \ \dots \ \mathbf{K}_{2,u}(l) \ \dots \ \mathbf{K}_{2,2U}(l)]^T \in \mathbb{C}^{2U \times 1}$$

con $\mathbf{K}_{2,u}(l)$ siendo un coeficiente de combinación en el dominio del retardo complejo escalar asociado con el u ésimo haz y el l ésimo retardo. Cuando $\mathbf{K}_1(l)$ es una matriz de banda ancha, la matriz de precodificador de retardo espacial

20 $\tilde{\mathbf{K}}$ puede ser expresada como

$$\tilde{\mathbf{K}} = \mathbf{K}_1 \mathbf{K}_2$$

donde $\mathbf{K}_1$ es idéntica a la matriz $\mathbf{F}_1$, y $\mathbf{K}_2 = [\mathbf{K}_2(1) \ \dots \ \mathbf{K}_2(l) \ \dots \ \mathbf{K}_2(L)] \in \mathbb{C}^{2U \times L}$. Por lo tanto, la estructura de precodificación de doble etapa $\mathbf{F} = \mathbf{F}_1 \mathbf{F}_2$ puede escribirse como

$$\mathbf{F} = \mathbf{K}_1 \mathbf{K}_2 \tilde{\mathbf{W}}, \mathbf{F}_1 = \mathbf{K}_1, \mathbf{F}_2 = \mathbf{K}_2 \tilde{\mathbf{W}}.$$

[0136] Los retardos $\tau(l), \forall l$ en el DI usados en la matriz $\tilde{\mathbf{W}}$ son idénticos a todos los $2U$ haces en la matriz $\mathbf{K}_1$.

(c) Extensión a retardos específicos del haz-polarización y retardos dependientes del haz

[0137] De acuerdo con realizaciones, cuando $\mathbf{K}_1(l)$ es una matriz de banda ancha y la combinación de haces para el l ésimo retardo puede diferir de los otros retardos y los retardos asociados con los $2U$ haces pueden ser diferentes. Por lo tanto los $2U \times 2U$ haces pueden estar asociados con $2U$ DIs. El u ésimo DI se asocia entonces con el índice de haz uu y con $\bar{L}$ retardos $\tau_u(l), l = 1, \dots, \bar{L}$, donde los $\bar{L}$ retardos pueden ser idénticos o no para diferentes haces. También, cada haz puede tener un número diferente de retardos $\bar{L}$. El precodificador en el dominio de la frecuencia puede entonces estar representado por

$$\mathbf{F} = \mathbf{K}_1 \cdot \tilde{\mathbf{K}}_2 \cdot \mathbf{W},$$

donde la matriz $\tilde{\mathbf{K}}_2$ es la matriz de coeficiente de combinación en el dominio del retardo espacial, definida como

$$\tilde{\mathbf{K}}_2 = \begin{bmatrix} K_{2,1} & \mathbf{0}_L^T & \dots & \mathbf{0}_L^T \\ \mathbf{0}_L^T & K_{2,2} & \dots & \mathbf{0}_L^T \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{0}_L^T & \mathbf{0}_L^T & \dots & K_{2,2U} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2U \times 2\bar{L}U}$$

con $\mathbf{K}_{2,u} = [\mathbf{K}_{2,u}(1) \ \dots \ \mathbf{K}_{2,u}(l) \ \dots \ \mathbf{K}_{2,u}(\bar{L})] \in \mathbb{C}^{1 \times \bar{L}}$ siendo los coeficientes de combinación en el dominio del tiempo asociados con el haz uu . Además, $\mathbf{W}$ es dada por

$$\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1 \mathbf{W}_2 \dots \mathbf{W}_{2U}]^T \in \mathbb{C}^{2\bar{L}U \times S}$$

con $\mathbf{W}_u = [\mathbf{w}_{u,1} \ \mathbf{w}_{u,2} \ \dots \ \mathbf{w}_{u,\bar{L}}] \in \mathbb{C}^{S \times \bar{L}}$ siendo la matriz de DFT asociada con el haz u , cuyas $\bar{L}$ columnas se seleccionan del libro de códigos $\mathbf{D}$.

[0138] La matriz $\mathbf{F}_2$ que contiene los coeficientes de combinación en el dominio de la frecuencia $\mathbf{f}_{2,u}$ se puede expresar como

$$\mathbf{F}_2 = [\mathbf{f}_{2,1} \ \mathbf{f}_{2,2} \ \dots \ \mathbf{f}_{2,2U}]^T$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{2,u} &= \sum_{l=1}^{\bar{L}} \mathbf{w}_{u,l} K_{2,u}(l) \text{ con } \mathbf{w}_{u,l} \in \mathbf{D}. \\ &= \mathbf{W}_u \mathbf{K}_{2,u}^T = \mathbf{W}_u \mathbf{K}_{2,u}^T. \end{aligned}$$

[0139] Por lo tanto, el precodificador $\mathbf{F}$ puede ser escrito entonces como

$$\mathbf{F} = \sum_{u=1}^{2U} \bar{\mathbf{s}}_u \cdot \left(\sum_{l=1}^{\bar{L}} \mathbf{w}_{u,l}^T K_{2,u}(l) \right)$$

(c.1) Retardos específicos del haz – caso especial de retardos independientes de la polarización y dependientes del haz

[0140] De acuerdo con realizaciones, los retardos $\tau_u(l)$ son independientes de la polarización y dependientes del haz y se aplica lo siguiente:

$$\tau_u(l) = \tau_{U+u}(l), \quad l = 1, \dots, L, \forall u.$$

[0141] Entonces, es válida la siguiente relación para el vector en el dominio de la frecuencia $\mathbf{w}_{u,l}$:

$$\mathbf{w}_{u,l} = \mathbf{w}_{U+u,l}, \forall l, \forall u.$$

[0142] Por lo tanto, en lugar de retroalimentar $2U$ DI únicamente se necesita retroalimentar U DIs al transmisor.

(c.2) Retardos específicos del haz – caso especial de retardos dependientes de la polarización e independientes del haz

[0143] De acuerdo con realizaciones, los retardos son dependientes de la polarización e independientes del haz y se aplica lo siguiente:

$$\tau_u(l) = \tau^{(1)}(l), \quad \tau_{U+u}(l) = \tau^{(2)}(l), \forall l, u = 1, \dots, U,$$

donde $\tau^{(1)}(l) \neq \tau^{(2)}(l)$.

[0144] Entonces, es válida la siguiente relación para el vector en el dominio de la frecuencia $\mathbf{w}_{u,l}$

$$\mathbf{w}_{u,l} = \mathbf{w}_l^{(1)}, \mathbf{w}_{U+u,l} = \mathbf{w}_l^{(2)} \quad \forall l, u = 1, \dots, U$$

con $\mathbf{w}_l^{(1)} \neq \mathbf{w}_l^{(2)}$.

[0145] Por lo tanto, en lugar de retroalimentar los $2U$ DI únicamente es necesario retroalimentar dos DIs,

2 DIs, al transmisor, donde el primer DI se refiere a los retardos de la primera polarización del conjunto de antenas y el segundo DI se refiere a los retardos de la segunda polarización del conjunto de antenas.

[0146] La siguiente Tabla resume la cantidad total de retroalimentación para la matriz $K_2 K_2$ y el número de 5 DIs para varias realizaciones de retroalimentación.

	Número de coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejos en el dominio del retardo (K_2)	Identificador de retardo: número de índices para indicar las columnas del libro de códigos en el dominio de la frecuencia
Retardos idénticos para todos los $2U$ haces → véase (b)	$2LU$ coeficientes complejos	1 DI
Retardos dependientes de la polarización y el haz → véase (c)	$2\bar{L}U$ coeficientes complejos	$2U$ DIs
Retardos dependientes del haz y polarización independiente → véase (c.1)	$2\bar{L}U$ coeficientes complejos	U DIs
Retardos independientes del haz y polarización dependiente → véase (c.2)	$2\bar{L}U$ coeficientes complejos	2 DIs

(c.3) Retardos específicos del haz - caso especial de $\underline{d}$ retardos idénticos de los $\underline{L}$ retardos

10 **[0147]** De acuerdo con realizaciones, $\underline{d}$ índices de los $\bar{L}$ índices en un DI asociado con el $u_{ésimo}$ haz pueden ser idénticos a los índices de retardo de los DIs asociados con otros haces. En ese caso, el DI del $u_{ésimo}$ haz puede tener únicamente $\bar{L} - \underline{d}$ índices en lugar de $\bar{L}$ índices.

[0148] Además de los DIs específicos del haz que contienen índices para haces espaciales específicos, se 15 puede usar un vehículo común DI para X ($X = 1 \dots PU$) haces espaciales para denotar índices comunes a X haces espaciales. Esos múltiples DIs comunes pueden volverse relevantes cuando existan múltiples conjuntos de retardos idénticos entre DIs de diferentes haces espaciales.

[0149] La configuración de DI puede ser señalada desde el transmisor al receptor. Una configuración de DI 20 puede contener por ejemplo información acerca de:

- número total de índices por DI específico del haz, o
- número de DIs comunes, número de índices por DI común.

25 (c.4) Retardos específicos del haz - restricciones de retardos

[0150] De acuerdo con realizaciones adicionales, por cada haz los $\bar{L}$ retardos pueden ser centrados o restringidos para quedar alrededor de un solo retardo medio. Entonces, la matriz del libro de códigos en el dominio de la frecuencia $\bar{W}_u$ para el $u_{ésimo}$ haz es dada por

30

$$\hat{W}_{b_{u,1}} = \left[d_{(b_{u,1} - \frac{\zeta}{2})} \dots d_{b_{u,1}} \dots d_{(b_{u,1} + \frac{\zeta}{2})} \right] \in \mathbb{C}^{S \times \bar{L}}$$

donde $\bar{L} = C + 1$ con C siendo un parámetro de ventana y $b_{u,1}$ el índice asociado con el retardo medio, véase la Figura 5 que ilustra los $\bar{L}$ índices de retardo para el u ésimo haz centrados alrededor del índice de retardo medio $b_{u,1}$.

El parámetro de tamaño de ventanas C puede ser idéntico o diferente para los haces espaciales y se señala por medio de un canal de control o por medio de una señalización de capas superior del transmisor al receptor.

[0151] Para cada haz, $\bar{L}$ coeficientes de combinación complejos en el dominio del retardo son retroalimentados al transmisor. Sin embargo, en lugar de la retroalimentación de los $\bar{L}$ retardos por haz, es suficiente retroalimentar un solo índice $b_{u,1}$ del retardo medio asociado al transmisor.

[0152] Por ejemplo, cuando el parámetro de tamaño de ventana C es idéntico para todos los haces, la retroalimentación total contribuye a $2\bar{L}U$ coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejos y $2U$ DIs por $2U$ haces, donde cada DI contiene únicamente un solo índice.

[0153] El retardo medio optimizado puede encontrarse al inicio o al final de la red de muestreo definida como se muestra en la Figura 6. La Figura 6(a) y la Figura 6(b) ilustran posibles ubicaciones para el retardo medio de la Figura 5 que se encuentra al inicio y/o al final de la red de muestreo. En esos casos, puede usarse un módulo de operación para calcular las posiciones (índices) correctos de los retardos alrededor del retardo medio. Los índices para los cuales se necesita el módulo de operación se resaltan en las casillas b_1 , b_2 .

Extensión a múltiples retardos medios por haz:

[0154] En lugar de tener un solo retardo medio, de acuerdo con realizaciones, el caso anterior puede extenderse a múltiples retardos medios. De manera similar al caso de un solo retardo medio, se optimizan C alrededor de cada retardo medio como se muestra en la Figura 7, que ilustra los C índices de retardo centrados alrededor de dos índices de retardo medios $b_{u,1}$ y $b_{u,2}$ para el u ésimo haz.

[0155] Por ejemplo, cuando el parámetro de tamaño de ventana C es idéntico para todos los haces y todos los retardos medios, para $\bar{L}$ retardos medios por haz, la retroalimentación total contribuye a $2\bar{L}\bar{L}U$ coeficientes de combinación en el dominio retardado complejos y $2U$ DIs por $2U$ haces, donde cada DI contiene $\bar{L}$ índices.

(c.5) Retardos específicos del haz - estructura del producto de Kronecker para coeficientes de combinación en el dominio del retardo para el caso de retardos restringidos

[0156] De acuerdo con otras realizaciones más, se usan $\bar{L}$ coeficientes en el dominio del retardo complejos del uu ésimo haz asociados con el índice de retardo medio $b_{u,i}$ para calcular los coeficientes de combinación de todos los otros $2U - 1$ haces. En lo sucesivo, se considera un solo retardo medio único y un solo haz espacial. Recopilando los $\bar{L}$ coeficientes de combinación de retardo asociados con el u ésimo haz y el índice de retardo medio $b_{u,i}$ (i fluctúa de 1 a $2U$) en un vector de fila $K_{2,u} \in \mathbb{C}^{1 \times \bar{L}}$, se pueden calcular los coeficientes de combinación en el dominio de retardo complejo de los $2U - 1$ haces restantes ($g \neq u$) asociados con el índice de retardo medio $b_{u,i}$ por

$$\tilde{K}_2 = [e_{1,u} \dots e_{g,u} \dots e_{2U-1,u}]^T \otimes K_{2,u} \in \mathbb{C}^{2U \times \bar{L}}$$

donde $e_{g,u}$ es el coeficiente complejo escalar asociado con el gg ésimo haz. La Figura 8 ilustra el cálculo de los coeficientes complejos de los $(2U - 1)(2U - 1)$ haces con respecto al haz de referencia (casilla R) para el retardo medio $b_{u,i}$.

[0157] Cabe observar que para la estructura del producto de Kronecker anterior, además de la

retroalimentación de los $2U$ vectores de coeficiente de combinación de dominio de retardo $K_{2,u}$, los coeficientes de combinación complejos $e_{g,u} e_{g,u}^*$ necesitan ser retroalimentados al transmisor.

NORMALIZACIÓN DE RETARDOS

[0158] De acuerdo con otras realizaciones los retardos se pueden normalizar con respecto a un solo retardo de referencia. Un retardo de referencia puede ser fijo y los L retardos correspondientes a todos los haces o todas las antenas son sustraídos de un solo retardo de referencia. Cualquier i -ésimo retardo en el conjunto de L retardos puede ser elegido como el retardo de referencia. En el caso de retroalimentación explícita de retardos, las $L - 1$ diferencias de retardo son retroalimentadas al transmisor en lugar de los retardos. En el caso de retroalimentación implícita de retardos, las $L - 1$ diferencias de retardo son proporcionadas por los elementos del conjunto $\mathbf{Z} = [0, \dots, SO_f - 1]$, y los DIs contienen índices asociados con las diferencias de retardo.

Caso específico de normalización por haz/antena:

[0159] Un retardo de referencia también puede ser fijado por haz o por antena y los L retardos correspondientes a cada haz o cada antena son sustraídos del retardo de referencia específico del haz o específico de la antena. En el caso de la retroalimentación implícita de los retardos, las $L - 1$ diferencias de retardo son proporcionadas por los elementos del conjunto $\mathbf{Z} = [0, \dots, SO_f - 1]$, y los DIs contienen índices asociados con las diferencias de retardo.

[0160] En las realizaciones descritas en esta invención, la retroalimentación se puede señalar usando un canal de retroalimentación entre un equipo de usuario y una estación base como se muestra en la Figura 2, la Figura 3 o la Figura 4. La retroalimentación también se puede señalar o transmitir a través de un canal de control, como el PUCCH o se puede señalar por señalización de capa superior, como la señalización RRC.

[0161] Las realizaciones de la presente invención han sido descritas anteriormente con referencia a un sistema de comunicación que emplea una comunicación de rango 1 o capa 1. Sin embargo, la presente invención no se limita a esas realizaciones y se puede implementar también en un sistema de comunicación que emplee una comunicación de rango o capa superior. En esas realizaciones, la retroalimentación incluye los retardos por capa y los coeficientes de precodificador complejos por capa.

[0162] Las realizaciones de la presente invención se han descrito anteriormente con referencia a un sistema de comunicación en el que el transmisor es una estación base que da servicio a un equipo de usuario y el receptor es el equipo de usuario servido por la estación base. Sin embargo, la presente invención no se limita a esas realizaciones y se puede implementar también en un sistema de comunicación en el que el transmisor sea un equipo de usuario servido por una estación base y el receptor es la estación base que da servicio al equipo de usuario.

[0163] Aunque algunos aspectos del concepto descrito se han descrito en el contexto de un aparato, está claro que esos aspectos también representan una descripción del procedimiento correspondiente, donde un bloque o un dispositivo corresponden a una etapa de procedimiento o una característica de una etapa de procedimiento. De manera análoga, los aspectos descritos en el contexto de una etapa de procedimiento representan también una descripción de un bloque o elemento o característica correspondiente de un aparato correspondiente.

[0164] Varios elementos y características de la presente invención se pueden implementar en hardware usando circuitos analógicos y/o digitales, en software, a través de la ejecución de instrucciones por uno o más procesadores para propósitos generales o propósitos especiales o como una combinación de hardware y software. Por ejemplo, las realizaciones de la presente invención se pueden implementar en el entorno de un sistema informático u otro sistema de procesamiento. La Figura 9 ilustra un ejemplo de un sistema informático 700. Las unidades o módulos, así como las etapas de los procedimientos efectuados por esas unidades, pueden ejecutarse en uno o más sistemas informáticos 700. El sistema informático 700 incluye uno o más procesadores 702, como un procesador de señales digitales para propósitos especiales o para propósitos generales. El procesador 702 está conectado a una infraestructura de comunicación 704, como un bus o una red. El sistema informático 700 incluye una memoria principal 706, por ejemplo, una memoria de acceso aleatorio (RAM) y una memoria secundaria 708, por ejemplo, una unidad de disco duro y/o una unidad de almacenamiento extraíble. La memoria secundaria 708 puede permitir que todos los programas informáticos u otras instrucciones se carguen en el sistema informático 700. El sistema informático 700 puede incluir además una interfaz de comunicaciones 710 para permitir que el software y los datos sean transferidos entre el sistema informático 700 y dispositivos externos. La comunicación puede ser en forma de señales electrónicas, electromagnéticas, ópticas u otras que puedan ser gestionadas por una interfaz de comunicaciones. La comunicación

puede usar un alambre o un cable, fibra óptica, una línea telefónica, un enlace telefónico celular, un enlace de RF y otros canales de comunicación 712.

[0165] Los términos “medio de programa informático” y “medio legible por ordenador” se usan para referirse generalmente a medios de almacenamiento tangibles como unidades de almacenamiento extraíbles o un disco duro instalado en una unidad de disco duro. Esos productos de programa informático son medios para proporcionar software al sistema informático 700. Los programas informáticos, también referidos como lógica de control de ordenador, se almacenan en la memoria principal 706 y/o la memoria secundaria 708. Los programas informáticos también pueden ser recibidos a través de la interfaz de comunicaciones 710. El programa informático, cuando se ejecuta, permite al sistema informático 700 implementar la presente invención. En particular, el programa informático, cuando se ejecuta, permite que el procesador 702 implemente los procedimientos de la presente invención, como cualquiera de los procedimientos descritos en esta invención. En consecuencia, ese programa informático puede representar un controlador del sistema informático 700. Donde la descripción se implementa usando software, el software se puede almacenar en un producto de programa informático y cargar en el sistema informático 700 usando una unidad de almacenamiento extraíble, una interfaz, como la interfaz de comunicaciones 710.

[0166] La implementación en hardware o en software se puede efectuar usando un medio de almacenamiento digital, por ejemplo almacenamiento en la nube, un disco flexible, un DVD, un Blu-Ray, un CD, una ROM, una PROM, una EPROM, una EEPROM o una memoria FLASH, que tenga señales de control legibles electrónicamente almacenadas en él, que cooperen (o sean capaces de cooperar) con un sistema informático programable de modo que se efectúe el procedimiento respectivo. Por lo tanto, el medio de almacenamiento digital puede ser legible por ordenador.

[0167] Algunas realizaciones según la invención comprenden un soporte de datos que tiene señales de control legibles electrónicamente, que son capaces de cooperar con un sistema informático programable, de modo que se efectúe un procedimiento descrito en esta invención.

[0168] Generalmente, las realizaciones de la presente invención se pueden implementar como un producto de programa informático con un código de programa, operando el código de programa para efectuar uno de los procedimientos cuando el producto de programa informático se ejecute en un ordenador. El código de programa se puede almacenar por ejemplo en un soporte legible por una máquina.

[0169] Otras realizaciones comprenden el programa informático para efectuar uno de los procedimientos descritos en esta invención, almacenado en un soporte legible por una máquina. En otras palabras, una realización del procedimiento de la invención es, por lo tanto, un programa informático que tiene un código de programa para efectuar uno de los procedimientos descritos en esta invención, cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador.

[0170] Una realización adicional de los procedimientos de la invención es, por lo tanto, un soporte de datos (o un medio de almacenamiento digital o un medio legible por ordenador) que comprende, registrado en él, el programa informático para efectuar uno de los procedimientos descritos en esta invención. Una realización adicional del procedimiento de la invención es, por lo tanto, un flujo de datos o una secuencia de señales que representan el programa informático para efectuar uno de los procedimientos descritos en esta invención. El flujo de datos o la secuencia de señales se pueden configurar por ejemplo para ser transferidos por medio de una conexión de comunicación de datos, por ejemplo por Internet. Una realización adicional comprende medios de procesamiento, por ejemplo un ordenador o un dispositivo lógico programable, configurados para o adaptados para efectuar uno de los procedimientos descritos en esta invención. Una realización adicional comprende un ordenador que tiene instalado en él el programa informático para efectuar uno de los procedimientos descritos en esta invención.

[0171] En algunas realizaciones, se puede usar un dispositivo lógico programable (por ejemplo un conjunto de compuertas programables en el campo) para efectuar algunas o todas las funcionalidades de los procedimientos descritos en esta invención. En algunas realizaciones, un conjunto de compuertas programables en el campo puede cooperar con un microprocesador para efectuar uno de los procedimientos descritos en esta invención. Generalmente, los procedimientos son efectuados preferiblemente por cualquier aparato de hardware.

[0172] Las realizaciones descritas anteriormente son meramente ilustrativas de los principios de la presente invención. Deberá comprenderse que las modificaciones y variaciones de los conjuntos y los detalles descritos en esta invención serán evidentes para aquellos expertos en la técnica. Se pretende, por lo tanto, que sean limitadas únicamente por el alcance de las reivindicaciones anexas y no por los detalles específicos presentados a modo de descripción y explicación de las realizaciones de esta invención.

[0173]

Referencias

[0174]

- [1] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, Johan Sköld, "4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband," Academic Press, 2011. (ISBN:012385489X 9780123854896)
- 5 [2] 3GPP TR 36.897 V13.0.0, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on elevation beamforming/Full-Dimension (FD) Multiple Input Multiple Output (MIMO) for LTE (Release 13)," Junio 2015.
- [3] Cheng y col., "Two-dimensional Discrete Fourier Transform based Codebook for Elevation Beamforming," United States Patent Application, US 2016/0173180 A1, Junio 2016.
- 10 [4] 3GPP TS 36.211, "Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 10)," V10.4.0, Diciembre 2011.
- [5] 3GPP TR 38.802 V14.1.0, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on New Radio access technology: Physical layer aspects (release 14)," Junio 2017.
- [6] J. A. Fessler and A. O. Hero, "Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm," IEEE transactions on Signal Processing, vol. 42, no. 10, pp. 2664-2677, Octubre 1999.
- 15 [7] 3GPP TS 38.214 V13.0.0, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Physical layer procedures for data (Release 15)," Enero 2018.

REIVINDICACIONES

1. Un receptor (300), configurado para recibir y procesar una señal de radio recibida por medio de un canal de radio (400) de un transmisor (200) que emplea una pluralidad de puertos de antena, determinar, sobre la base de la señal recibida, coeficientes de precodificador complejos y retardos de precodificadores de retardo espacial respectivos (204) para cada capa y haz de transmisión en el transmisor (200) para lograr una propiedad predefinida para una comunicación sobre el canal de radio (400), comprendiendo cada precodificador de retardo espacial (204) una estructura de precodificación de doble etapa, incluyendo la estructura de precodificación de doble etapa una matriz de formación de haz que contiene PU vectores para formar PU haces espaciales, $U =$ número total de vectores por polarización y $P =$ número de polarizaciones, donde $P = 1$ para conjuntos de antena copolarizada en el transmisor y $P = 2$ conjuntos de antena doblemente polarizada en el transmisor, donde la estructura de precodificación de doble etapa incluye además un vector o matriz de coeficiente de combinación en el dominio del retardo espacial que incluye coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejo asociados con los haces y los retardos, retroalimentar al transmisor (200) los retardos determinados y los coeficientes de precodificador complejos determinados, incluyendo los coeficientes de precodificador complejos los coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejo, donde la retroalimentación (500) incluye un identificador de matriz de precodificación, PMI, indicando el PMI el número de índices de los vectores asociados con los haces espaciales, los coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejo respectivos y un número de índices de los retardos asociados con los vectores de columna de una matriz del libro de códigos.
2. El receptor (300) de la reivindicación 1, donde los vectores de columna respectivos son vectores no uniformes basados en UN-DFT, de transformación de Fourier discreta.
3. El receptor (300) de la reivindicación 2, donde el precodificador de retardo espacial (204) por cada capa y S subbandas es dado por $F = K_1 K_2 \widehat{W}$, donde K_1 es la matriz de formación de haz, K_2 es el vector o matriz de coeficiente de combinación en el dominio del retardo espacial que incluye los coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejo y $\widehat{W}$ es la matriz de libro de códigos de vectores basados en NU-DFT respectivos asociada con los retardos**.
4. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, donde los U vectores de la matriz de formación de haz son idénticos para ambas polarizaciones y el PMI indica U índices de los vectores asociados con los haces espaciales.
5. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, donde los U vectores de la matriz de formación de haz se seleccionan de la matriz del libro de códigos basada en DFT.
6. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, donde la matriz del libro de códigos incluye una matriz basada en DFT.
7. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, donde los retardos, $\tau(l) \in \mathbb{Z}, \forall l$, son discretos y son proporcionados por elementos de un conjunto $\mathbb{Z} = [0, \dots, SO_f - 1]$, y cada valor en $\mathbb{Z}$ está asociado con un vector de columna de la matriz del libro de códigos con $l = 0, 1, \dots, L$, $S =$ número total de subbandas, $L =$ número de retardos y O_f es un factor de sobremuestreo.
8. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, donde un identificador de retardo, DI, se asocia con un haz espacial y la retroalimentación (500) incluye PU DIs para PU haces espaciales.
9. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, donde
 - (i) en el caso de retardos idénticos para todos PU haces, la retroalimentación (500) incluye un identificador de retardo, 1 DI, para los PU haces, o
 - (ii) en el caso de retardos dependientes de la polarización y dependientes del haz, la retroalimentación (500) incluye

- PU identificadores de retardo, PU DIs, para los PU haces, conteniendo cada DI índices para los retardos asociados con un solo haz espacial, o
- (iii) en el caso de retardos independientes de la polarización y dependientes del haz, la retroalimentación (500) incluye U identificadores de retardo, U DIs, para los PU haces, o
- 5 (iv) en el caso de retardos dependientes de la polarización e independientes del haz, la retroalimentación (500) incluye dos identificadores de retardo, P DIs, para los PU haces.
10. El receptor (300) de la reivindicación 8 o 9, donde el número de índices indicados en el DIs es idéntico o diferente con respecto a los haces espaciales.
- 10
11. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10, donde d índices de retardo de $\bar{L}$ índices de retardo en un identificador de retardo, DI, asociado con un u ésimo haz espacial, son idénticos a los índices de retardo de DIs asociados con uno o más de otros haces espaciales, entonces el DI del uu ésimo haz espacial contiene $\bar{L} - d$ índices en lugar de $\bar{L}$ índices.
- 15
12. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11, donde la retroalimentación (500) incluye, además de DIs específicos del haz un DI común, indicando el DI común índices comunes a uno o más haces espaciales.
- 20
13. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 12, donde una configuración de DI se puede señalar del transmisor (200) al receptor (300), donde la configuración de DI puede contener información acerca de:
- número total de índices para un DI específico del haz,
 - número de DIs comunes, y/o
 - 25 - número de índices por DI común.
14. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13, donde, en el caso de que los retardos asociados con un haz espacial estén dentro de una ventana predefinida alrededor de un solo retardo medio, el identificador de retardo para el haz espacial incluye únicamente un solo índice asociado con el retardo medio.
- 30
15. El receptor (300) de la reivindicación 13 o 14, donde, en el caso de PU haces, la retroalimentación incluye PU DIs para los PU haces, con cada DI indicando únicamente un solo índice.
16. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 13 a 15, donde la retroalimentación (500) incluye
- 35 uno solo o múltiples DIs para los haces espaciales, con cada DI indicando un solo o múltiples índices y cada índice está asociado con un retardo medio específico del haz.
17. El receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 13 a 16, donde los PU haces espaciales tienen el mismo o retardos medios diferentes.
- 40
18. El receptor de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, donde el receptor está configurado para retroalimentar los retardos del precodificador de retardo espacial ajustando implícitamente un retardo de referencia para todos los haces, los $L - 1$ índices asociados con las $L - 1$ diferencias de retardo con respecto al retardo de referencia son retroalimentadas.
- 45
19. Un transmisor (200), que comprende:
- un conjunto de antena que tiene una pluralidad de antenas para una comunicación inalámbrica con uno o más receptores (300); y
 - 50 un precodificador conectado al conjunto de antenas, el precodificador para aplicar un conjunto de pesos de formación de haz a una o más antenas del conjunto de antenas para formar, mediante el conjunto de antenas, uno o más haces de transmisión,
 - donde el transmisor (200) está configurado para determinar los pesos de formación de haz que responden a una retroalimentación (500) recibida de un receptor (300), la retroalimentación (500) indica retardos y coeficientes de
 - 55 precodificador complejos, los retardos y coeficientes de precodificador complejos indicados obtenidos basados en el respectivo retardo espacial de precodificadores (204) para cada capa y haz de transmisión en el transmisor (200) para lograr una propiedad predefinida para una comunicación a través de un canal de radio (400) al receptor (300), incluyendo los coeficientes de precodificador complejos coeficientes de combinación de dominio de retardo

complejos y cada precodificador de retardo espacial (204)

que comprende una estructura de precodificación de doble etapa, incluyendo la estructura de precodificación de doble etapa una matriz de formación de haz que contiene PU vectores para formar PU haces espaciales para las antenas en el transmisor (200), $U =$ número total de vectores por polarización, y $P =$ número de

- 5 polarizaciones, donde $P = 1$ para conjuntos de antena copolarizada en el transmisor (200) y $P = 2$ conjuntos de antena doblemente polarizada en el transmisor (200), donde la estructura de precodificación de doble etapa incluye además un vector o matriz de coeficiente de combinación en el dominio del retardo espacial que incluye los coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejos asociados con los haces y los retardos y donde la retroalimentación (500) incluye un identificador de matriz de precodificación, PMI, indicando el PMI el
- 10 número de índices de los vectores asociados con los haces espaciales, los coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejos respectivos y a un número de índices de los retardos asociados con los vectores de columna respectivos de una matriz del libro de códigos.

20. Una red de comunicación inalámbrica que comprende:

- 15 al menos un receptor (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 18, y al menos un transmisor (200) de la reivindicación 19.

21. La red de comunicación inalámbrica de la reivindicación 20, donde el transmisor (200) comprende una estación base que da servicio a un equipo de usuario o un equipo de usuario servido por una estación base o el receptor (300) comprende una estación base que da servicio a un equipo de usuario o un equipo de usuario servido por una estación base.

22. Un procedimiento, que comprende:

- 25 recibir y procesar una señal de radio recibida por medio de un canal de radio (400) de un transmisor (200) que emplea una pluralidad de puertos de antena de antenas, determinar, sobre la base de la señal recibida, coeficientes de precodificador complejos y retardos de precodificadores de retardo espacial respectivos (204) por cada capa y haz de transmisión en el transmisor (200)
- 30 para lograr una propiedad predefinida para una comunicación sobre el canal de radio (400), cada precodificador de retardo espacial (204) que comprende una estructura de precodificación de doble etapa, incluyendo la estructura de precodificación de doble etapa una matriz de formación de haz que contiene PU vectores para formar PU haces espaciales, $U =$ número total de vectores por polarización y $P =$ número de polarizaciones, donde $P = 1$ para conjuntos de antena
- 35 copolarizada en el transmisor (200) y $P = 2$ para conjuntos de antena doblemente polarizada en el transmisor (200), donde la estructura de precodificación de doble etapa incluye además un vector o matriz de coeficiente de combinación en el dominio del retardo espacial que incluye coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejos asociados con los haces y los retardos, y retroalimentar al transmisor (200) los retardos determinados y los coeficientes de precodificador complejos determinados, los coeficientes de precodificador complejos
- 40 incluyendo los coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejos, donde la retroalimentación (500) incluye un identificador de matriz de precodificación, PMI, indicando el PMI un número de índices de los vectores asociados con los haces espaciales, los coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejos respectivos y un número de índices de los retardos asociados con los vectores de columna respectivos de una matriz del libro de códigos.

23. Un procedimiento para formar uno o más haces para una comunicación inalámbrica entre un transmisor (200) y uno o más receptores (300), comprendiendo el procedimiento:

- 50 aplicar un conjunto de pesos de formación de haz a una o más antenas de un conjunto de antenas para formar el haz, comprendiendo el haz un haz de transmisión, donde los pesos de formación de haz se determinan en respuesta a una retroalimentación (500) recibida de un receptor (300), indicando la retroalimentación (500) retardos y coeficientes de precodificador complejos, los retardos y coeficientes de precodificador complejos indicados obtenidos sobre la base de precodificadores de retardo espacial respectivos (204) para cada capa y haz de transmisión en el transmisor (200) para lograr una
- 55 propiedad predefinida para una comunicación sobre un canal de radio (400) al receptor (300), incluyendo los coeficientes de precodificador complejos coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejos y comprendiendo cada precodificador de retardo espacial (204) una estructura de precodificación de doble etapa, incluyendo la estructura de precodificación de doble etapa una matriz de formación de haz que contiene PU vectores para formar PU haces espaciales para las antenas en el transmisor (200), $U =$ número total de vectores

por polarización y P = número de polarizaciones, donde $P = 1$ para conjuntos de antena copolarizada en el transmisor y $P = 2$ para conjuntos de antena doblemente polarizada en el transmisor (200), donde la estructura de precodificación de doble etapa incluye además un vector o matriz de coeficiente de combinación en el dominio del retardo espacial que incluye los coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejos asociados con los haces y los retardos, y

5 donde la retroalimentación (500) incluye un identificador de matriz de precodificación, PMI, indicando el PMI un número de índices de los vectores asociados con los haces espaciales, los coeficientes de combinación en el dominio del retardo complejos respectivos y un número de índices de los retardos asociados con los vectores de columna respectivos de una matriz del libro de códigos.

10

24. Un producto de programa informático no transitorio, que comprende un medio legible por ordenador que almacena instrucciones, que, cuando se ejecutan en un ordenador, efectúan el procedimiento de la reivindicación 22 o 23.

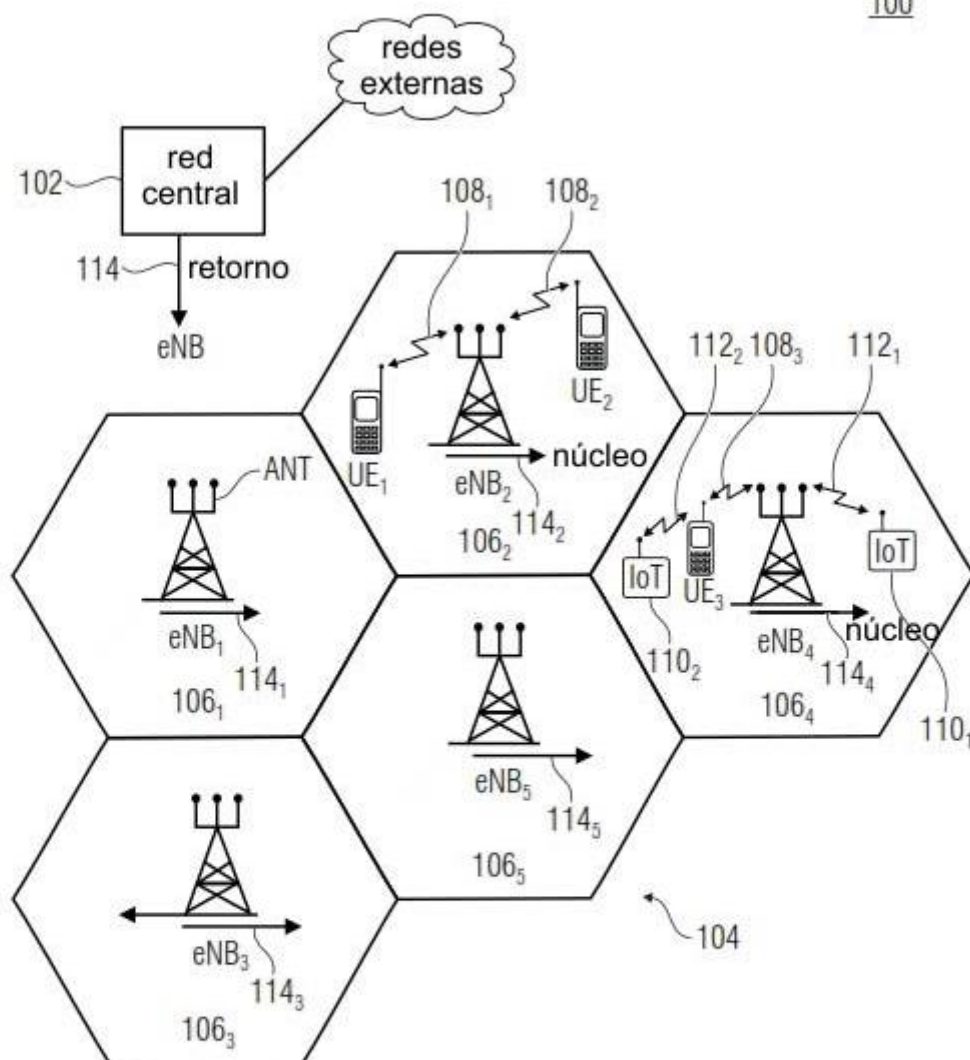


Fig. 1

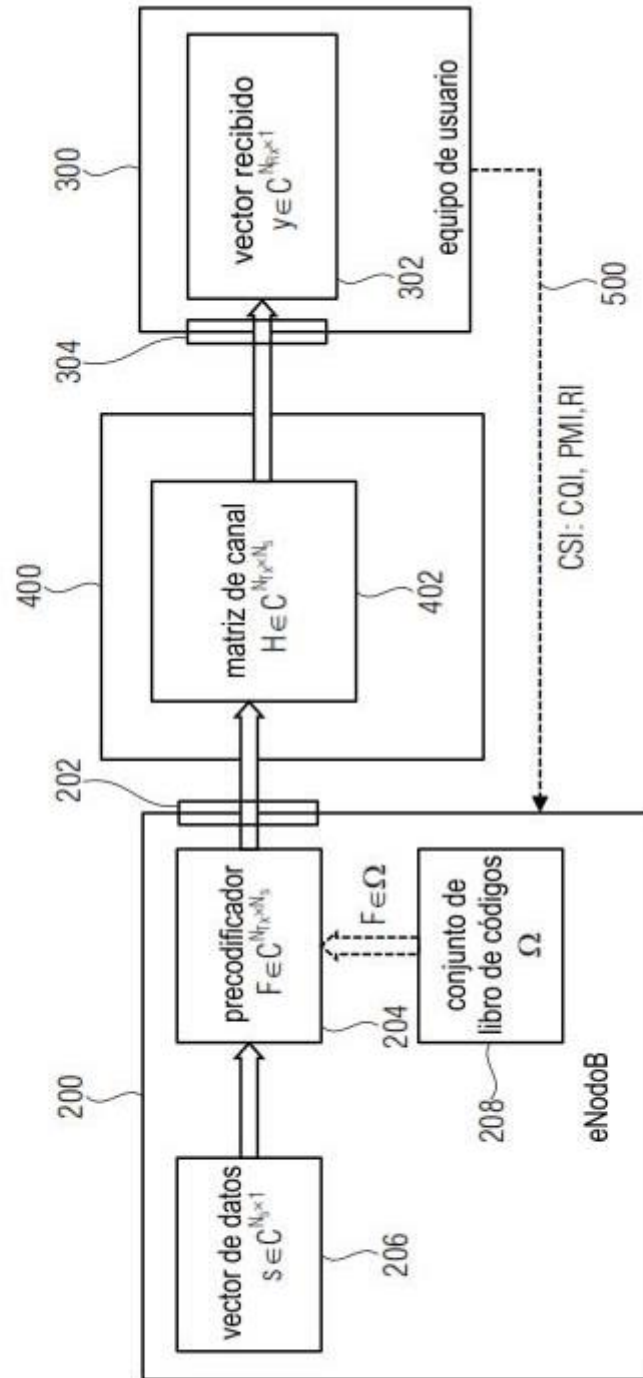


Fig. 2

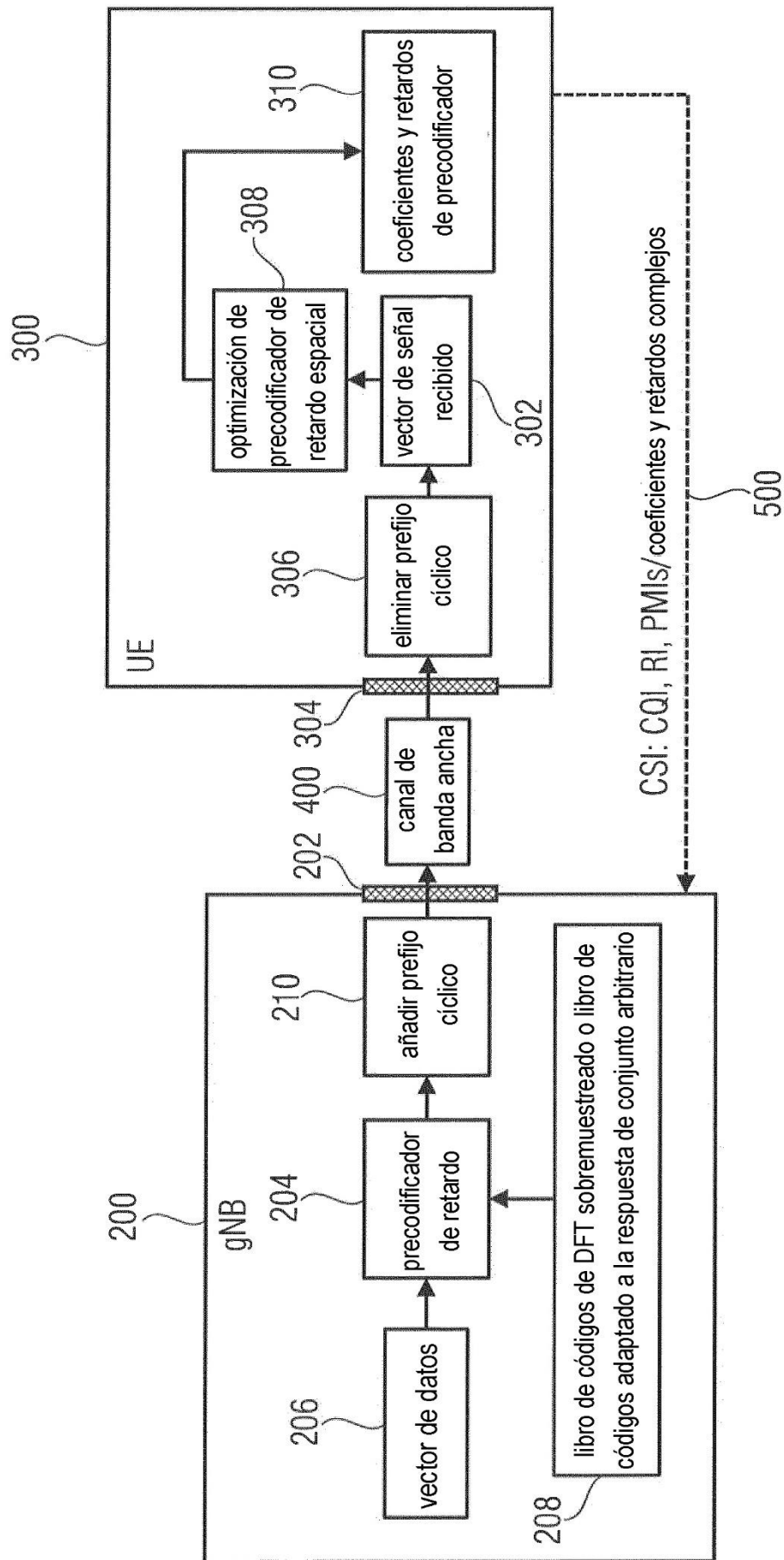


Fig. 3

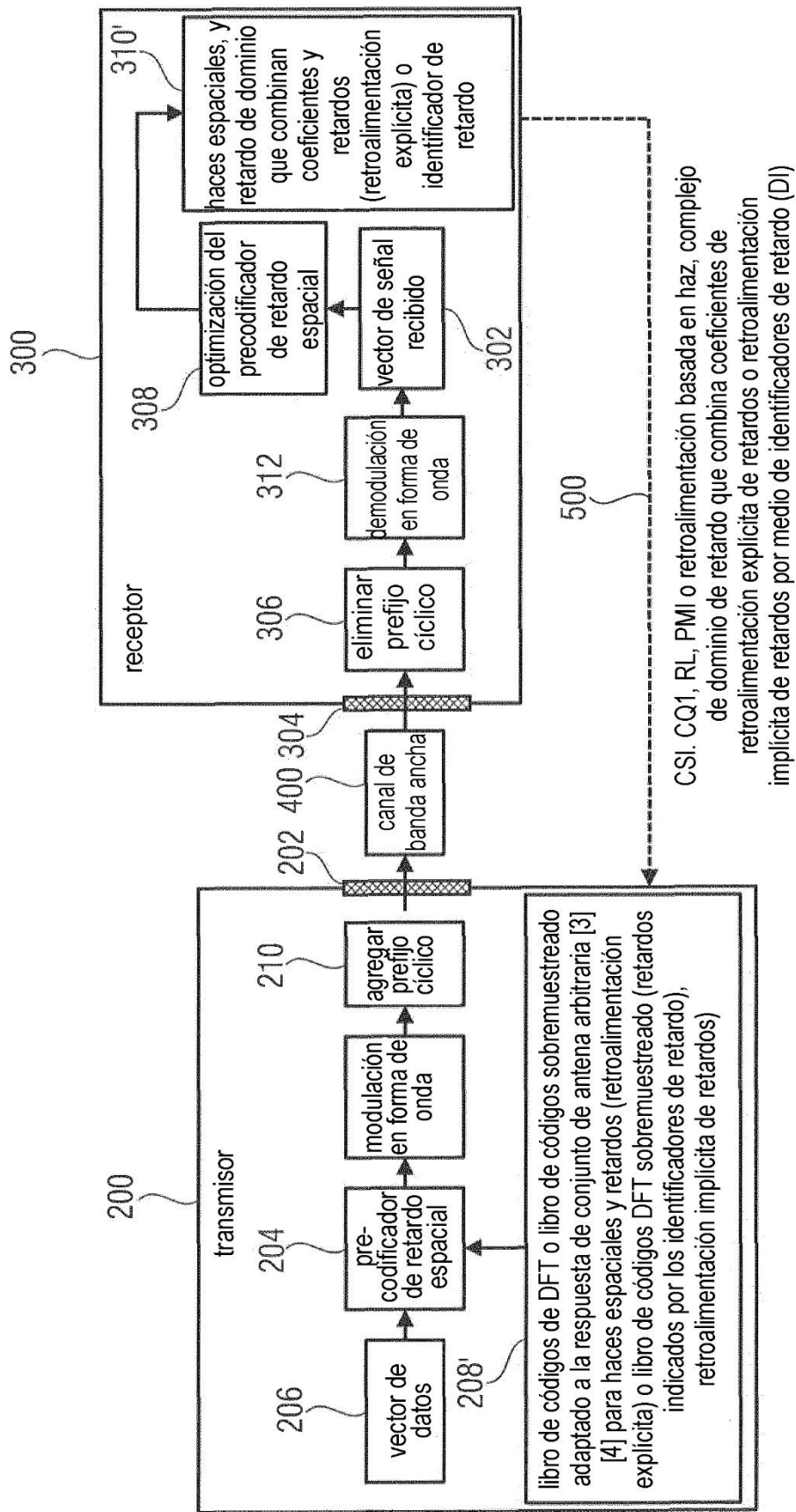


Fig. 4

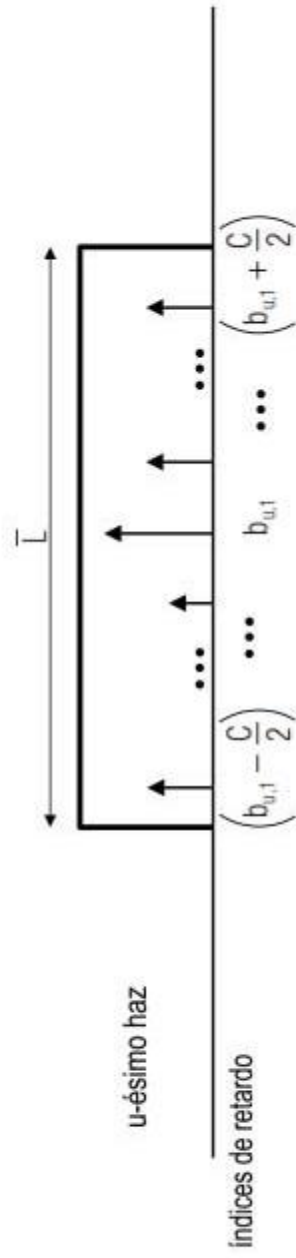


Fig. 5

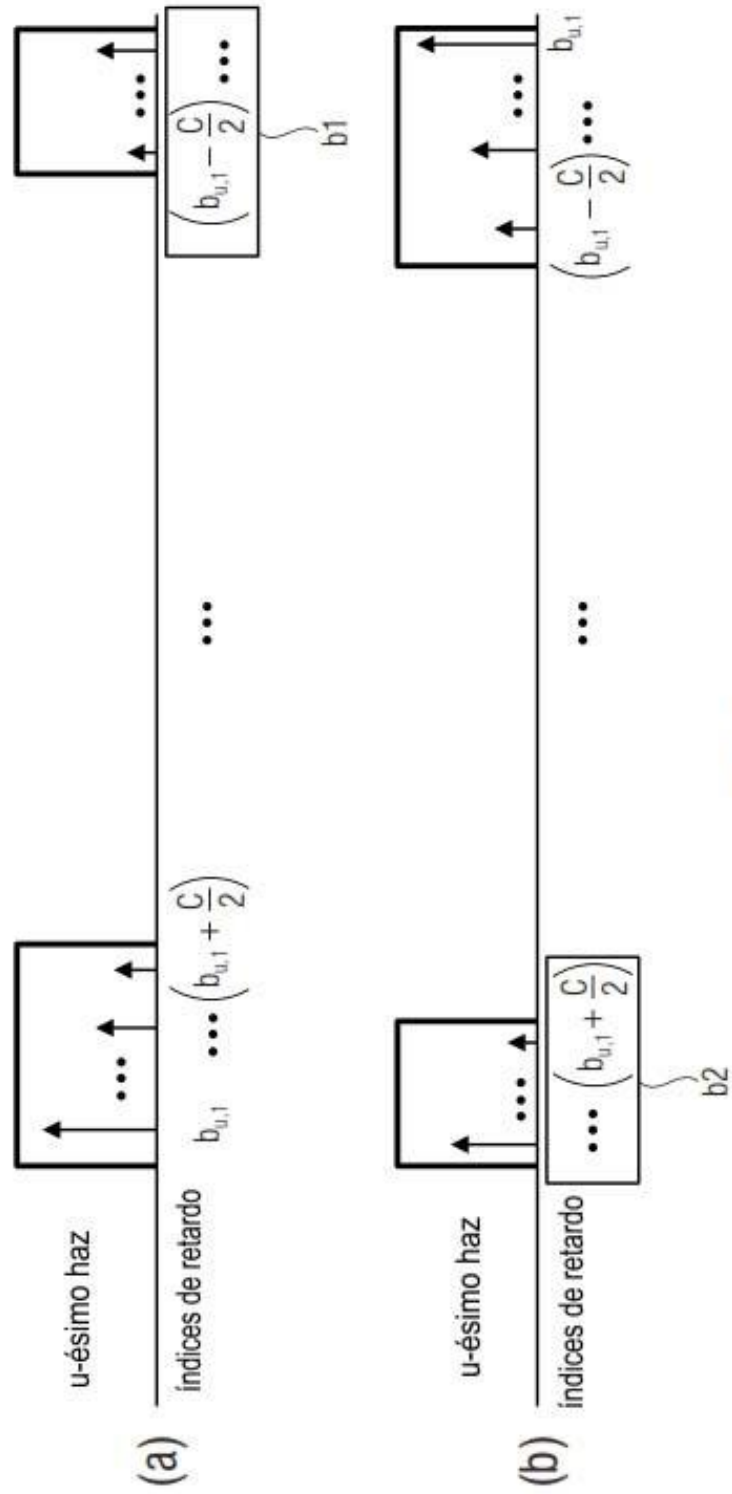


Fig. 6

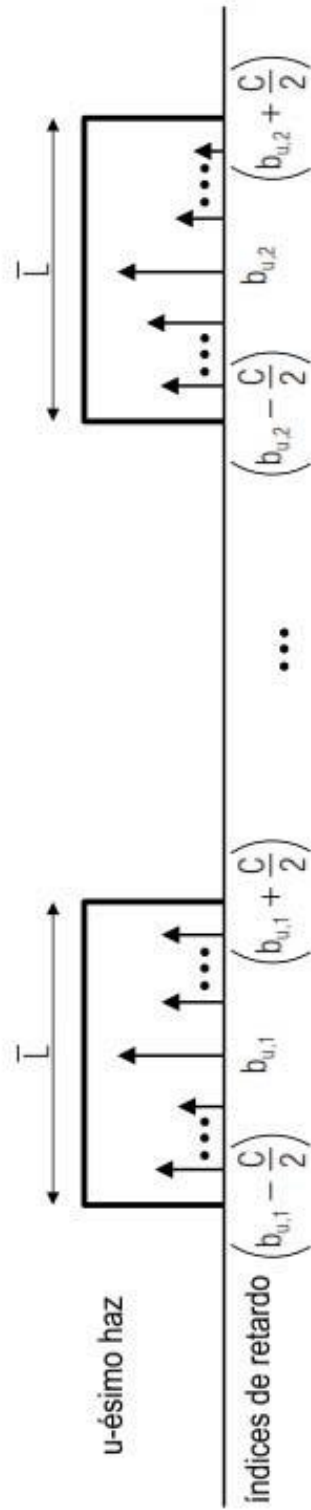


Fig. 7

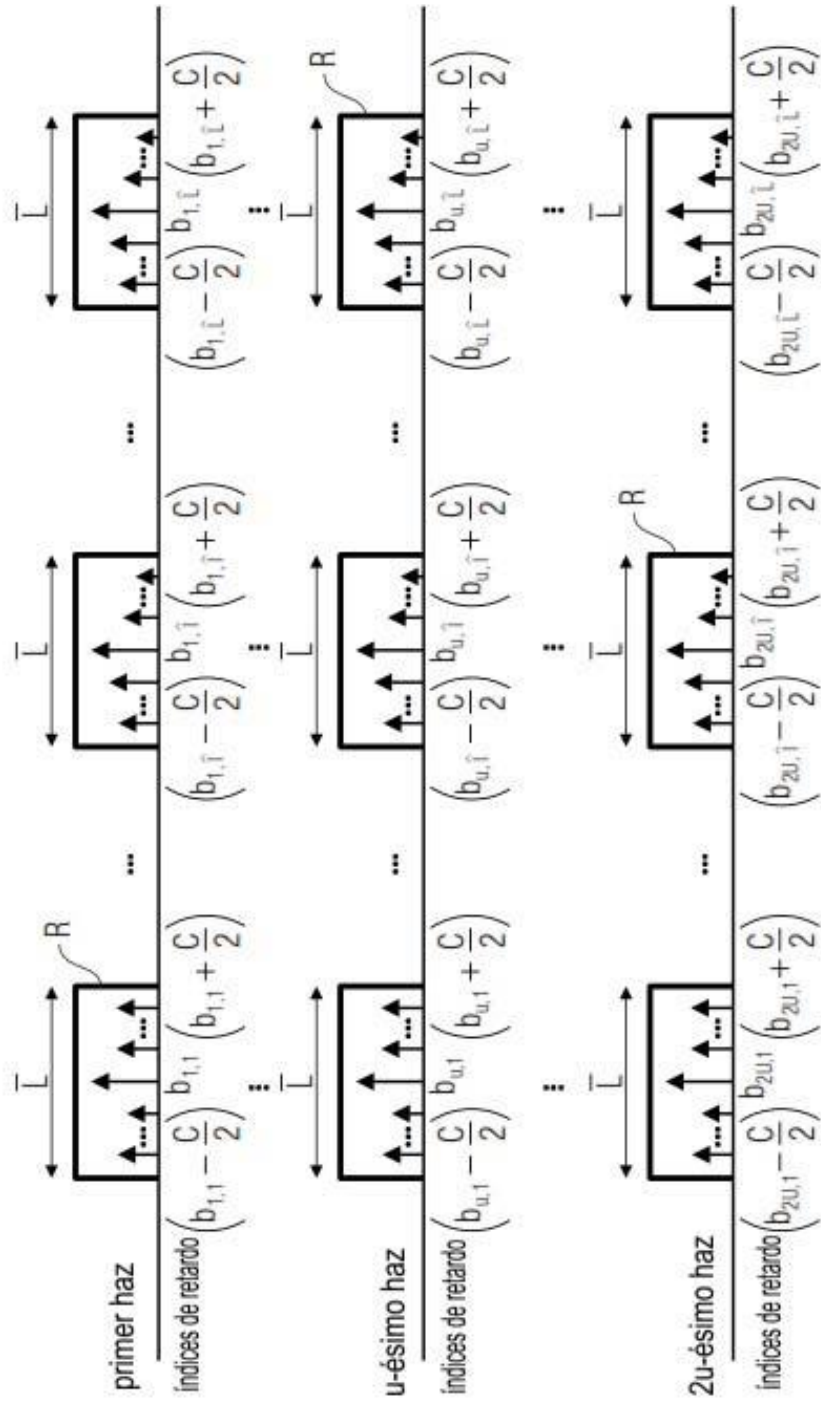


Fig. 8

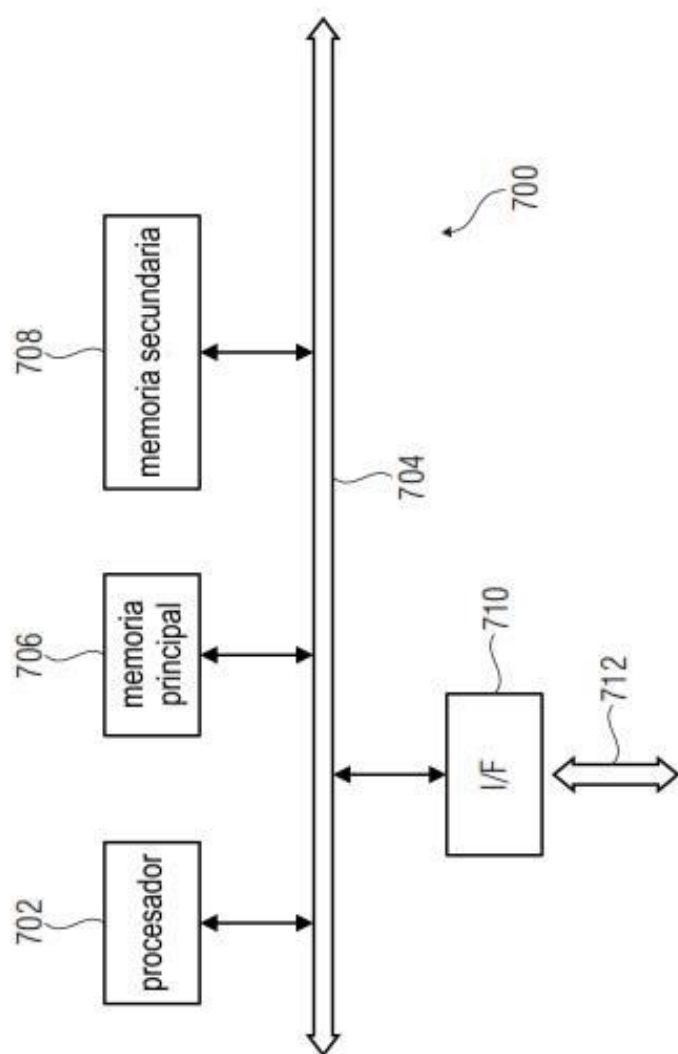


Fig. 9