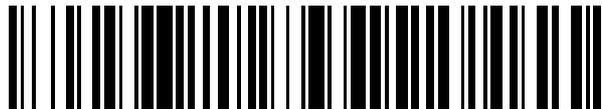


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 639 950**

51 Int. Cl.:

H04B 7/04 (2007.01)

H04B 7/06 (2006.01)

H04L 5/00 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **06.02.2008 PCT/US2008/053232**

87 Fecha y número de publicación internacional: **14.08.2008 WO08098092**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.02.2008 E 08729215 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.06.2017 EP 2115892**

54 Título: **Aparato y procedimiento para diversidad de retardo cíclico y precodificación para comunicación inalámbrica**

30 Prioridad:

06.02.2007 US 888494 P

05.02.2008 US 26360

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

30.10.2017

73 Titular/es:

**QUALCOMM INCORPORATED (100.0%)
Attn: International IP Administration 5775
Morehouse Drive
San Diego, CA 92121, US**

72 Inventor/es:

**KIM, BYOUNG-HOON;
MALLADI, DURGA PRASAD;
ZHANG, XIAOXIA y
YOO, TAESANG**

74 Agente/Representante:

FORTEA LAGUNA, Juan José

ES 2 639 950 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

Aparato y procedimiento para diversidad de retardo cíclico y precodificación para comunicación inalámbrica

- 5 La presente solicitud reivindica prioridad a la solicitud provisional de Estados Unidos con número de serie 60/888 494, titulada "PRECODIFICACIÓN BASADA EN DIVERSIDAD DE RETARDO CÍCLICO EFICIENTE", presentada el martes, 6 de febrero de 2007, asignada al cesionario de la presente.

ANTECEDENTES

- 10 **I. Campo**
- La presente divulgación se refiere en general a la comunicación y, de forma más específica, a técnicas para transmitir datos en un sistema de comunicación inalámbrica.

II. Antecedentes

- 15 Los sistemas de comunicación inalámbrica están ampliamente implantados para proporcionar diverso contenido de comunicación, tal como voz, vídeo, datos en paquetes, mensajería, radiodifusión etc. Estos sistemas inalámbricos pueden ser sistemas de acceso múltiple que pueden admitir múltiples usuarios compartiendo los recursos de sistema disponibles. Ejemplos de tales sistemas de acceso múltiple incluyen sistemas de acceso múltiple por división de código (CDMA), sistemas de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA), sistemas de acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA), sistemas de acceso múltiple por división ortogonal de frecuencia (OFDMA) y sistemas FDMA de portadora única (SC-FDMA).

- 20 Un sistema de comunicación inalámbrica puede soportar la transmisión de múltiples entradas, múltiples salidas (MIMO). Para MIMO, un transmisor puede utilizar múltiples antenas de transmisión (T) para la transmisión de datos a un receptor equipado con múltiples antenas de recepción (R). Las múltiples antenas de transmisión y recepción forman un canal MIMO que puede utilizarse para aumentar el rendimiento y/o mejorar la fiabilidad. Por ejemplo, el transmisor puede transmitir hasta T flujos de datos simultáneamente desde las T antenas de transmisión para mejorar el rendimiento. De forma alternativa, el transmisor puede transmitir un único flujo de datos desde todas las antenas de transmisión T para mejorar la fiabilidad. En cualquier caso, es deseable enviar una transmisión MIMO de manera que se consiga un buen rendimiento.

- 25 La publicación de patente internacional n.º WO 2006/0211227 describe un aparato y un procedimiento para obtener diversidad de retardo.

- 30 La Publicación de Patente Europea N.º EP 1 919 115, comprendida en la técnica de acuerdo con el Artículo 54 (3) EPC, divulga un procedimiento, sistema, estación base y equipo de usuario para determinar el valor de retardo de la diversidad de retardo cíclico.

3GPP TSG-RAN WG1 # 47bis XP050104465 divulga una operación de precodificación basada en CDD.

RESUMEN

- 45 En el presente documento se describen técnicas para enviar una transmisión MIMO usando una combinación de diversidad de retardo cíclico y precodificación como se establece en las reivindicaciones independientes. En un aspecto, puede soportarse un conjunto de retardos para la diversidad de retardo cíclico y un conjunto de matrices de precodificación. Puede seleccionarse una combinación de matriz de precodificación y retardo basándose en uno o más criterios tales como rendimiento de datos, rango, geometría, movilidad, tipo de canal, fiabilidad de retroalimentación, etc. En un diseño, el conjunto de retardos incluye retardo cero, un retardo pequeño de menos de una longitud de prefijo cíclico, y un retardo grande mayor que la longitud del prefijo cíclico. El retardo grande puede corresponder a un retardo cíclico de K/L , donde K es el número de muestras para una porción útil de un símbolo OFDM y L es el número de antenas para aplicar diversidad de retardo cíclico, que pueden ser antenas virtuales o antenas físicas. L también se conoce como el rango.

- 50 En un diseño, una primera entidad (por ejemplo, un transmisor o un receptor) puede seleccionar un retardo del conjunto de retardos y puede enviar el retardo seleccionado a una segunda entidad (por ejemplo, el receptor o transmisor). La primera entidad puede posteriormente intercambiar datos con (por ejemplo, enviar o recibir datos a) la segunda entidad basándose en el retardo seleccionado.

- 55 En un diseño, la primera entidad es un Nodo B y la segunda entidad es un UE. El Nodo B puede seleccionar el retardo específicamente para el UE y puede enviar el retardo seleccionado al UE. De forma alternativa, el Nodo B puede seleccionar el retardo para un conjunto de UE atendidos por el Nodo B y puede radiodifundir el retardo seleccionado a estos UE. En un diseño, el Nodo B puede realizar la precodificación con una matriz de precodificación y luego realizar el procesamiento para la diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo

seleccionado. En otro diseño, el Nodo B puede realizar el procesamiento para la diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado y luego realizar la precodificación con la matriz de precodificación. Precodificación se refiere al procesamiento espacial para obtener antenas virtuales a partir de antenas físicas.

5 En otro diseño, la primera entidad es un UE y la segunda entidad es un Nodo B. El UE puede evaluar el conjunto de matrices de precodificación y el conjunto de retardos basándose en al menos una métrica, por ejemplo, una métrica de capacidad de suma. El UE puede determinar una combinación de matriz de precodificación y retardo con el mejor rendimiento y puede enviar la matriz de precodificación y el retardo en esta combinación al Nodo B. El UE puede posteriormente recibir una transmisión de datos enviada por el Nodo B basándose en la matriz de precodificación
10 seleccionada y retardo. El UE puede obtener una estimación de canal MIMO efectiva basada en la matriz de precodificación seleccionada y el retardo y puede entonces realizar una detección MIMO basada en la estimación de canal MIMO efectiva.

A continuación, se describen en más detalle diversos aspectos y características de la divulgación.

15

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La FIG. 1 muestra un sistema de comunicación de acceso múltiple inalámbrico.

20 La FIG. 2 muestra un diagrama de bloques de un Nodo B y un UE.

Las FIGs. 3A y 3B muestran dos diseños de un procesador MIMO de transmisión (TX).

La FIG. 4 muestra un diseño de un procesador MIMO de recepción (RX).

25 Las FIGs. 5A y 5B muestran una diversidad de retardo cíclico con un retardo grande para 2 y 4 antenas, respectivamente.

Las FIGs. 6A, 6B y 6C muestran transmisión a través de cuatro, tres y dos antenas virtuales, respectivamente,
30 con permutación de capa.

La FIG. 7 muestra un diseño de una unidad de evaluación para seleccionar una matriz de precodificación y un retardo.

35 La FIG. 8 muestra un proceso para intercambiar datos.

La FIG. 9 muestra un proceso llevado a cabo por el Nodo B para transmisión de datos.

La FIG. 10 muestra un proceso llevado a cabo por el UE para recepción de datos.

40

La FIG. 11 muestra un aparato para intercambiar datos.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

45 Las técnicas descritas en el presente documento se pueden usar en varios sistemas de comunicación inalámbrica, tales como CDMA, TDMA, FDMA, OFDMA, SC-FDMA y otros sistemas. Los términos "sistema" y "red" se usan frecuentemente de forma intercambiable. Un sistema CDMA puede implementar una tecnología de radio, tal como el Acceso Radioeléctrico Terrestre Universal (UTRA), cdma2000, etc. UTRA incluye CDMA de Banda Ancha (W-
50 CDMA) y otras variantes de CDMA. cdma2000 cubre las normas IS-2000, IS-95 e IS-856. Un sistema TDMA puede implementar una tecnología de radio tal como el Sistema Global de Comunicaciones Móviles (GSM). Un sistema OFDMA puede implementar una tecnología de radio tal como UTRA Evolucionado (E-UTRA), Banda ultra-ancha móvil (UMB), IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802.20, Flash-OFDM®, etc. UTRA y E-UTRA son parte del Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (UMTS). 3GPP Evolución a Largo Plazo (LTE) es una versión de lanzamiento del UMTS que usa el E-UTRA. UTRA, E-UTRA, UMTS, LTE y GSM se describen en
55 documentos de una organización llamada "Proyecto de Asociación de Tercera Generación" (3GPP). cdma2000 y UMB se describen en documentos de una organización llamada "Segundo Proyecto de Asociación de Tercera Generación" (3GPP2). Estas diversas tecnologías y normas de radio son conocidas en la técnica.

60 **La FIG. 1** muestra un sistema de comunicación de acceso múltiple inalámbrico 100 con múltiples Nodos B 110 y múltiples equipos de usuario (UEs). Un Nodo B puede ser una estación fija que establece comunicación con los UE y también puede denominarse Nodo evolucionado (eNB), estación base, punto de acceso, etc. Cada Nodo B 110 proporciona cobertura de comunicación para un área geográfica particular. Los UE 120 pueden dispersarse por todo el sistema, y cada UE puede ser fijo o móvil. Un UE puede denominarse también estación móvil, terminal, terminal de acceso, unidad de abonado, estación, etc. Un UE puede ser un teléfono móvil, un asistente digital personal (PDA), un módem inalámbrico, un dispositivo de comunicación inalámbrica, un dispositivo manual, un ordenador portátil, un teléfono sin cable, etc. Un UE puede comunicarse con un Nodo B mediante transmisión en el enlace
65

descendente y el enlace ascendente. El enlace descendente (o enlace directo) se refiere al enlace de comunicación desde el Nodo B hasta los UE, y el enlace ascendente (o enlace inverso) se refiere al enlace de comunicación desde el UE hasta el Nodo B.

5 Las técnicas descritas en el presente documento pueden utilizarse para transmisión MIMO en el enlace descendente, así como para el enlace ascendente. Para mayor claridad, se describen a continuación algunos aspectos de las técnicas para la transmisión MIMO en el enlace descendente en LTE. LTE utiliza multiplexación por división ortogonal de frecuencia (OFDM) en el enlace descendente y multiplexación por división de frecuencia de portadora única (SC-FDM) en el enlace ascendente. OFDM y SC-FDM dividen el ancho de banda del sistema en
10 múltiples (NFFT) subportadoras ortogonales, que también se denominan habitualmente tonos, bins, etc. Cada subportadora se puede modular con datos. En general, los símbolos de modulación se envían en el dominio de frecuencia con el OFDM y en el dominio de tiempo con el SC-FDM.

15 **La FIG. 2** muestra un diagrama de bloques de un diseño de un Nodo B 110 y un UE 120, que son uno de los Nodos B y uno de los UE en la FIG. 1. El Nodo B 110 está equipado con múltiples (T) antenas 234a a 234t. El UE 120 está equipado con múltiples (R) antenas 252a a 252r. Cada una de las antenas 234 y 252 puede considerarse una antena física.

20 En el Nodo B 110, un procesador de datos de TX 220 puede recibir datos de una fuente de datos 212, procesar (por ejemplo, codificar y asignar símbolos) los datos basándose en uno o más esquemas de modulación y codificación, y proporcionar símbolos de datos. Como se usa en el presente documento, un símbolo de datos es un símbolo para datos, un símbolo piloto es un símbolo para piloto, y un símbolo puede ser un valor real o complejo. Los símbolos de datos y piloto pueden ser símbolos de modulación de un esquema de modulación tal como PSK o QAM. Los pilotos son datos que son conocidos *a priori* tanto por el Nodo B como por el UE. Un procesador MIMO TX 230 puede
25 procesar los datos y símbolos piloto como se describe a continuación y proporcionar T flujos de símbolos de salida a T moduladores (MOD) 232a a 232t. Cada modulador 232 puede procesar su flujo de símbolos de salida (por ejemplo, para OFDM) para obtener un flujo de muestras de salida. Cada modulador 232 puede acondicionar adicionalmente (por ejemplo, convertir a analógico, filtrar, amplificar y aumentar en frecuencia) su flujo de muestras de salida y generar una señal de enlace descendente. T señales de enlace descendente de los moduladores 232a a 232t pueden transmitirse a través de antenas 234a a 234t, respectivamente.
30

35 En el UE 120, R antenas 252a a 252r pueden recibir las T señales de enlace descendente procedentes del Nodo B 110, y cada antena 252 puede proporcionar una señal recibida a un desmodulador asociado (DESMOD) 254. Cada desmodulador 254 puede acondicionar (por ejemplo, filtrar, amplificar, disminuir en frecuencia y digitalizar) su señal recibida para obtener muestras y puede procesar adicionalmente las muestras (por ejemplo, para OFDM) para obtener símbolos recibidos. Cada desmodulador 254 puede proporcionar símbolos de datos recibidos a un procesador MIMO RX 260 y proporcionar símbolos piloto recibidos a un procesador de canal 294. El procesador de canal 294 puede estimar la respuesta del canal MIMO desde el Nodo B 110 al UE 120 basándose en los símbolos piloto recibidos y proporcionar una estimación de canal MIMO al procesador MIMO RX 260. El procesador MIMO RX
40 260 puede realizar detección MIMO en los símbolos de datos recibidos basándose en la estimación de canal MIMO y proporcionar símbolos detectados, que son estimaciones de los símbolos de datos transmitidos. Un procesador de datos de RX 270 puede procesar (por ejemplo, descodificar y desasignar símbolos) los símbolos detectados y proporcionar datos descodificados a un depósito de datos 272.

45 El UE 120 puede evaluar las condiciones del canal y generar información de retroalimentación, que puede comprender diversos tipos de información como se describe a continuación. La información de retroalimentación y los datos de una fuente de datos 278 pueden procesarse (por ejemplo, codificarse y asignarse con símbolos) mediante un procesador de datos TX 280, procesarse espacialmente mediante un procesador MIMO TX 282, y procesarse adicionalmente mediante los moduladores 254a a 254r para generar R señales de enlace ascendente, que pueden transmitirse a través de las antenas 252a a 252r. En el Nodo 110, las señales de enlace ascendente R procedentes del UE 120 pueden recibirse mediante las antenas 234a a 234t, procesarse mediante los receptores 232a a 232t, procesarse espacialmente mediante un procesador MIMO RX 236 y procesarse adicionalmente (por ejemplo, descodificarse y desasignarse símbolos) mediante un procesador de datos RX 238 para recuperar la información de retroalimentación y los datos enviados por el UE 120. El controlador / procesador 240 puede
50 controlar la transmisión de datos hacia el UE 120 basándose en la información de retroalimentación.
55

60 Los controladores / procesadores 240 y 290 pueden dirigir el funcionamiento en el Nodo B 110 y en el UE 120, respectivamente. Las memorias 242 y 292 pueden almacenar datos y códigos de programa para el Nodo B 110 y el UE 120, respectivamente. Un programador 244 puede programar el UE 120 y/u otros UE para la transmisión de datos en el enlace descendente y/o en el enlace ascendente basándose en la información recibida de todos los UE.

65 El nodo B 110 puede transmitir L símbolos de datos simultáneamente a través de L capas en cada subportadora en cada periodo de símbolo, donde en general $L \geq 1$. Una capa puede corresponder a una dimensión espacial para cada subportadora utilizada para la transmisión. El nodo B 110 puede transmitir símbolos de datos utilizando diversos esquemas de transmisión.

En un diseño, el Nodo B 110 puede procesar los símbolos de datos para cada subportadora k de la forma siguiente:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{D}(k) \mathbf{W} \mathbf{U} \mathbf{x}(k) , \quad \text{Eq (1)}$$

5 donde $\mathbf{x}(k)$ es un vector $L \times 1$ que contiene L símbolos de datos para ser enviados a través de L capas por la subportadora k en un período de símbolo,
 \mathbf{U} es un $L \times L$ matriz de asignación de antena de capa a virtual,
 \mathbf{W} es una matriz de precodificación $T \times L$,
 $\mathbf{D}(k)$ es una matriz de retardo cíclico $T \times T$ para subportadora k , e
 10 $\mathbf{y}(k)$ es un vector $T \times 1$ que contiene T símbolos de salida para las T antenas de transmisión de la subportadora k en un período de símbolo.

15 La ecuación (1) es para una subportadora k . El mismo procesamiento puede realizarse para cada subportadora utilizada para la transmisión. En la descripción del presente documento, una matriz puede tener una o varias columnas.

20 La matriz de precodificación \mathbf{W} puede usarse para formar hasta T antenas virtuales con T antenas físicas 234a a 234t. Cada antena virtual puede estar formada con una columna de \mathbf{W} . Un símbolo de datos puede multiplicarse por una columna de \mathbf{W} y puede enviarse entonces en una antena virtual y en todas las T antenas físicas. \mathbf{W} puede basarse en una matriz de Fourier o en alguna otra matriz. \mathbf{W} puede seleccionarse de un conjunto de matrices de precodificación.

25 La matriz de asignación de antena de capa a virtual \mathbf{U} puede usarse para asignar los símbolos de datos para las L capas a L antenas virtuales seleccionadas de las T antenas virtuales disponibles. \mathbf{U} puede definirse basándose en una asignación de capa a antena virtual seleccionada para uso, como se describe a continuación. \mathbf{U} también puede ser una matriz de identidad \mathbf{I} con unos a lo largo de la diagonal y ceros en otros lugares. Se pueden usar las mismas o diferentes matrices de asignación para las K subportadoras.

30 La matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}(k)$ puede utilizarse para conseguir una diversidad de retardo cíclico, que puede proporcionar ganancia de formación de haz, ganancia de programación selectiva en frecuencia y/o ganancia de diversidad. $\mathbf{D}(k)$ también se puede usar para conseguir la permutación de la capa, que puede tener ciertas ventajas. $\mathbf{D}(k)$ se puede seleccionar y aplicar como se describe a continuación.

35 En el diseño mostrado en la ecuación (1), la precodificación con \mathbf{W} se realiza antes del procesamiento con $\mathbf{D}(k)$. Por lo tanto, la diversidad de retardo cíclico se aplica a antenas físicas en lugar de antenas virtuales formadas con la matriz de precodificación \mathbf{W} . Este diseño se puede utilizar principalmente para el retardo cero y el retardo pequeño pero también se puede utilizar para el retardo grande.

40 **La FIG. 3A** muestra un diagrama de bloques de un procesador MIMO TX 230a, que implementa la ecuación (1) y es un diseño del procesador MIMO TX 230 en el Nodo B 110 de la FIG. 2. Dentro del procesador de datos TX 220, los procesadores de flujo S 320a a 320s pueden recibir S flujos de datos desde la fuente de datos 212, donde en general $S \geq 1$. Cada procesador de flujo 320 puede codificar, intercalar, codificar y asignar símbolos a su flujo de datos para obtener símbolos de datos. Cada flujo de datos puede llevar un bloque o paquete de transporte en cada intervalo de tiempo de transmisión (TTI). Cada procesador de flujo 320 puede procesar su bloque de transporte para obtener una palabra de código y puede entonces asignar la palabra de código a un bloque de símbolos de modulación. Los términos "flujo de datos", "bloque de transporte", "paquete" y "palabra de código" pueden usarse indistintamente. Los procesadores de flujo 320a a 320s pueden proporcionar S flujos de símbolos de datos.

50 Dentro del procesador MIMO TX 230a, un asignador de capas 332 puede asignar los símbolos de datos para los S flujos de datos a L capas seleccionadas para su uso. Un asignador de antena virtual 334 puede asignar los símbolos de datos para las L capas a subportadoras y antenas virtuales utilizadas para la transmisión. Los asignadores 332 y 334 también pueden combinarse en un asignador. Un precodificador 336 puede multiplicar los símbolos asignados para cada subportadora con la matriz de precodificación \mathbf{W} y proporcionar símbolos precodificados para esa subportadora. Un procesador de diversidad de retardo cíclico 338 puede multiplicar los símbolos precodificados para cada subportadora con la matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}(k)$ para obtener símbolos de salida para esa subportadora. El procesador de diversidad de retardo cíclico 338 puede proporcionar T flujos de símbolos de salida a T moduladores 232a a 232t.

60 Cada modulador 232 puede realizar modulación OFDM para un flujo de símbolos de salida respectivo. Dentro de cada modulador 232, se pueden transformar K símbolos de salida a enviar en las K subportadoras totales en un período de símbolo OFDM con una transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) de K puntos para obtener una porción útil que contiene K muestras de dominio del tiempo. Cada muestra de dominio del tiempo es un valor complejo que se transmitirá en un período de muestra. Las últimas muestras C de la porción útil pueden copiarse y añadirse a la parte delantera de la porción útil para formar un símbolo OFDM que contiene muestras $K + C$. La parte copiada se denomina un prefijo cíclico y se utiliza para combatir la interferencia entre símbolos (ISI) causada por el

desvanecimiento selectivo de la frecuencia. Cada modulador 232 puede procesar adicionalmente su flujo de muestra para generar una señal de enlace descendente.

5 El controlador / procesador 240 puede recibir información de retroalimentación desde el UE 120 y generar controles para procesadores de flujo 320 y asignadores 332 y 334. El controlador / procesador 240 puede proporcionar también la matriz de precodificación \mathbf{W} al precodificador 336 y la matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}(k)$ al procesador 338.

En otro diseño, el Nodo B 110 puede procesar los símbolos de datos para cada subportadora k de la forma siguiente:

$$10 \quad \mathbf{y}(k) = \mathbf{W} \mathbf{D}(k) \mathbf{U} \mathbf{x}(k) , \quad \text{Eq (2)}$$

donde $\mathbf{D}(k)$ es una $L \times L$ matriz de retardo cíclico para la subportadora k .

15 En el diseño mostrado en la ecuación (2), el procesamiento con $\mathbf{D}(k)$ se realiza antes de la precodificación con \mathbf{W} . La diversidad de retardo cíclico se aplica así a las antenas virtuales en lugar de a las antenas físicas. Este diseño se puede utilizar principalmente para retardos grandes, pero también se puede utilizar para el retardo cero y un retardo pequeño.

20 **La FIG. 3B** muestra un diagrama de bloques de un procesador MIMO TX 230b, que implementa la ecuación (2) y es otro diseño del procesador MIMO TX 230 en el Nodo B 110 de la FIG. 2. Dentro del procesador MIMO TX 230b, un asignador de capas 342 puede asignar los símbolos de datos para los S flujos de datos a L capas seleccionadas para su uso. Un asignador de antena virtual 344 puede asignar los símbolos de datos para las L capas a subportadoras y antenas virtuales. Un procesador de diversidad de retardo cíclico 346 puede multiplicar los símbolos asignados para cada subportadora con la matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}(k)$. Un precodificador 348 puede multiplicar los símbolos del procesador 346 para cada subportadora con la matriz de precodificación \mathbf{W} para obtener símbolos de salida para esa subportadora. El precodificador 348 proporciona T flujos de símbolos de salida a T moduladores 232a a 232t.

30 **La FIG. 4** muestra un diagrama de bloques de un diseño de procesador MIMO RX 260 y procesador de datos de RX 270 en el UE 120 en la FIG. 2. Dentro del procesador MIMO RX 260, una unidad de cálculo 410 puede recibir una estimación de canal MIMO $\mathbf{H}(k)$ del estimador de canal 294 y la matriz de precodificación \mathbf{W} , la matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}(k)$ y la matriz de asignación \mathbf{U} seleccionada para su uso. La unidad 410 puede calcular una estimación de canal MIMO efectiva, de la forma siguiente:

$$35 \quad \mathbf{H}_{eff}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{D}(k) \mathbf{W} \mathbf{U} , \quad \text{Eq (3)}$$

$$35 \quad \mathbf{H}_{eff}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{W} \mathbf{D}(k) \mathbf{U} . \quad \text{Eq (4)}$$

donde $\mathbf{H}_{eff}(k)$ es una $R \times T$ matriz de canal MIMO estimada para la subportadora k .

40 La ecuación (3) puede usarse si el Nodo B realiza el procesamiento de diversidad de retardo cíclico y precodificación como se muestra en la ecuación (1). La ecuación (4) puede usarse si el Nodo B realiza el procesamiento de diversidad de retardo cíclico y precodificación como se muestra en la ecuación (2). $\mathbf{D}(k) \mathbf{W}$ y $\mathbf{W} \mathbf{D}(k)$ pueden considerarse matrices extendidas de precodificación. La unidad 410 puede entonces calcular una matriz de filtro espacial $\mathbf{M}(k)$ para cada subportadora k basada en $\mathbf{H}_{eff}(k)$ y de acuerdo con el error cuadrático medio mínimo (MMSE), MMSE, lineal (LMMSE), forzado a cero (ZF) o alguna otra técnica de detección MIMO.

45 Un detector MIMO 412 puede obtener R flujos de símbolos recibidos de R desmoduladores 254a a 254r. El detector MIMO 412 puede realizar detección MIMO en los R flujos de símbolos recibidos con la matriz de filtro espacial $\mathbf{M}(k)$ para cada subportadora k y proporcionar L flujos de símbolos detectados para las L antenas virtuales seleccionadas. Un desasignador de capa 414 puede desasignar los L flujos de símbolos detectados (lo cual puede incluir una permutación inversa) de una manera complementaria a la asignación realizada por el asignador de capas 332 en la FIG. 3A o el asignador 342 en la FIG. 3B. El separador 414 puede proporcionar S flujos de símbolos detectados para los S flujos de datos.

55 El procesador de datos RX 270 incluye S procesadores de flujo 420a a 420s para los S flujos de datos. Cada procesador de flujo 420 puede desasignar símbolos, descifrar, desintercalar y descodificar su flujo de símbolos detectado y proporcionar un flujo de datos descodificado.

Se pueden usar diversos tipos de matriz de precodificación para los diseños mostrados en las ecuaciones (1) y (2). En un diseño, un conjunto de matrices de precodificación \mathbf{Q} puede definirse de la forma siguiente:

$$60 \quad \mathbf{W}_i = \mathbf{A}_i \mathbf{F} , \quad \text{par } i = 0, \dots, Q-1 , \quad \text{Eq (5)}$$

donde F es una matriz de Fourier,
 Λ_i es la i -ésima matriz de desplazamiento de fase, y
 \mathbf{W}_i es la i -ésima matriz de precodificación.

5 La matriz de precodificación \mathbf{W}_i también puede indicarse como \mathbf{P}_i .

Los elementos de un $T \times T$ la matriz de Fourier F puede expresarse como:

$$f_{u,v} = e^{-j2\pi \frac{u \cdot v}{T}}, \quad \text{par } u = 0, \dots, T-1 \text{ y } v = 0, \dots, T-1, \quad \text{Eq (6)}$$

10 donde $f_{u,v}$ es el elemento en la fila u -ésima y la columna v -ésima de la matriz de Fourier.

En un diseño, la matriz de desplazamiento de fase Λ_i puede expresarse como:

$$\Lambda_i = \begin{bmatrix} e^{j\lambda_{i,0}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\lambda_{i,1}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\lambda_{i,T-1}} \end{bmatrix}, \quad \text{Eq (7)}$$

15 donde $\lambda_{i,v}$ es una fase para la antena v -ésima en la matriz de desplazamiento de fase i -ésima. Q diferentes matrices de desplazamiento de fase se pueden definir con diferentes fases $\lambda_{i,v}$ y/o girando una o más matrices base.

20 Para el diseño mostrado en la ecuación (5), Q diferentes $T \times T$ matrices de precodificación \mathbf{W}_i pueden definirse basándose en la matriz de Fourier F y Q diferentes matrices de desplazamiento de fase Λ_i . Para la transmisión de antena virtual selectiva, pueden evaluarse diferentes combinaciones de columnas (o submatrices) de las matrices de precodificación Q y las L columnas de la matriz de precodificación \mathbf{W}_i que proporcionan el mejor rendimiento pueden ser usadas como la $T \times L$ matriz de precodificación \mathbf{W} , donde en general $1 \leq L \leq T$. A continuación se describe la selección de \mathbf{W} .

25 Para configuración 2×2 MIMO con dos antenas de transmisión y dos antenas de recepción, \mathbf{W}_i se puede expresar como:

$$\mathbf{W}_i = \Lambda_i F = \begin{bmatrix} e^{j\lambda_{i,0}} & 0 \\ 0 & e^{j\lambda_{i,1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad \text{Eq (8)}$$

30 La matriz de precodificación \mathbf{W} puede incluir uno o ambos columnas de \mathbf{W}_i .

Para 4×4 configuración MIMO con cuatro antenas de transmisión y cuatro antenas de recepción, \mathbf{W}_i se puede expresar como:

$$\mathbf{W}_i = \Lambda_i F = \begin{bmatrix} e^{j\lambda_{i,0}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\lambda_{i,1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\lambda_{i,2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\lambda_{i,3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix}. \quad \text{Eq (9)}$$

35 La matriz de precodificación \mathbf{W} puede incluir uno, dos, tres o las cuatro columnas de \mathbf{W}_i .

40 En el diseño mostrado en las ecuaciones (5) a (9), \mathbf{W}_i puede considerarse como una matriz de precodificación de frecuencia no variable basada en Fourier. El conjunto de matrices de precodificación también se puede definir de otras maneras, por ejemplo, $\mathbf{W}_i = F^H \Lambda_i F$, donde H indica una transposición conjugada. El conjunto de matrices de precodificación también se puede definir con otras matrices unitarias o no unitarias en lugar de, o adicionalmente a, la matriz de Fourier. El conjunto de matrices de precodificación también puede incluir la matriz de identidad \mathbf{I} , que puede usarse para transmitir cada capa sobre una antena física.

45 En un diseño, se puede definir un conjunto de matrices de retardo cíclico para un conjunto de retardos. Para cada retardo, se puede aplicar una variación de fase cero a la antena 0, y pueden definirse $V-1$ variaciones de fase no

cero para las antenas 1 a V-1. Si se realiza el procesamiento de diversidad de retardo cíclico antes de la precodificación como se muestra en la FIG. 3B, entonces $V = L$, y las V antenas corresponden a L antenas virtuales seleccionadas. Si se realiza un procesamiento de diversidad de retardo cíclico después de la precodificación como se muestra en la FIG. 3A, entonces $V = T$, y las V antenas corresponden a T antenas físicas. La dimensión de la matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}(k)$ puede depender de si se realiza el procesamiento de diversidad de retardo cíclico antes o después de la precodificación. Para mayor claridad, gran parte de la siguiente descripción supone que el procesamiento de diversidad de retardo cíclico se realiza antes de la precodificación, y $\mathbf{D}(k)$ tiene una dimensión de $L \times L$.

- 5
- 10 En un diseño, el conjunto de matrices de retardo cíclico puede definirse como:

$$\mathbf{D}_m(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_{m,1}k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-j\theta_{m,L-1}k} \end{bmatrix}, \quad \text{par } m = 0, \dots, M-1, \quad \text{Eq (10)}$$

donde $\theta_{m,v}$ es una variación de fase para la v-ésima antena para el m-ésimo retardo, y $\mathbf{D}_m(k)$ es una matriz de retardo cíclico para el m-ésimo retardo.

- 15 En el diseño mostrado en la ecuación (10), la variación de fase para cada antena puede basarse en un valor de retardo cíclico arbitrario. La matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}_m(k)$ también se puede denotar como $\Lambda_m(k)$ o $\Lambda_l(k)$.

En otro diseño, el conjunto de matrices de retardo cíclico puede definirse como:

$$\mathbf{D}_m(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi\tau_m k}{K}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-j\frac{2\pi(L-1)\tau_m k}{K}} \end{bmatrix}, \quad \text{Eq (11)}$$

- 20 donde τ_m es el m-ésimo retardo, que es también el espaciamiento de retardo entre antenas consecutivas. En el diseño mostrado en la ecuación (11), el valor de retardo cíclico $\tau_{m,v}$ y la variación de fase $\theta_{m,v}$ de cada antena v pueden expresarse como:

$$\tau_{m,v} = \tau_m \cdot v, \quad \text{para } v = 0, \dots, L-1, \text{ y} \quad \text{Eq (12)}$$

$$\theta_{m,v} = \frac{2\pi}{K} \tau_m \cdot v, \quad \text{para } v = 0, \dots, L-1. \quad \text{Eq (13)}$$

- 25 La ecuación (11) es un caso especial de la ecuación (10) con un espaciamiento uniforme de τ_m para los valores de retardo cíclico de diferentes antenas. El espaciado de retardo uniforme puede reducir la sobrecarga de señalización ya que los valores de retardo cíclico $\tau_{m,0}$ a través de $\tau_{m,L-1}$ de todas las antenas L pueden definirse basándose en un único valor τ_m .

- 30 En un diseño, se puede definir un conjunto de $M = 3$ retardos para incluir lo siguiente:

$$\tau_0 = 0, \quad \text{para retardo cero,} \quad \text{Eq (14)}$$

$$\tau_1 = 2, \quad \text{para un retardo pequeño, y} \quad \text{Eq (15)}$$

$$\tau_2 = \frac{K}{L}, \quad \text{para retardos grandes.} \quad \text{Eq (16)}$$

- 35 El retardo pequeño puede usarse para mejorar la formación de haces y la ganancia de programación selectiva en frecuencia y puede ser especialmente beneficioso para el canal de baja movilidad, el canal de baja geometría, el

canal de rango bajo, etc. El retardo grande puede usarse para mejorar la ganancia de diversidad de transmisión y puede ser adecuado para canal de alta movilidad (por ejemplo, para un UE móvil que se mueve a 30 km/h o más rápido), canal de alta geometría, canal de rango superior, retroalimentación más aproximada en tiempo o frecuencia, etc. El retardo grande puede proporcionar un rendimiento similar al retardo cero en el canal de baja movilidad, lo cual puede mejorar la robustez del sistema cuando la información de retroalimentación es ruidosa. La geometría está relacionada con la relación señal-ruido-interferencia (SINR). La geometría baja puede corresponder a SINR bajas, y la alta geometría puede corresponder a SINR altas. Rango se refiere al número de antenas virtuales seleccionadas para su uso y también se conoce como orden de multiplexación espacial. En un diseño, se puede utilizar un retardo cero o un retardo pequeño para una transmisión de rango 1, y se puede usar un retardo grande para la transmisión de rango 2 o superior. El procesamiento de diversidad de retardo cíclico con retardo grande puede igualar las SINR de las L capas usadas para la transmisión de datos.

En general, se pueden definir matrices de retardo cíclico para cualquier número de retardos y cualquier retardo particular. Por ejemplo, se pueden definir matrices de retardo cíclico para un retardo pequeño de $\tau_m = 1$ o algún otro valor, para un retardo grande inferior a K/L o superior a K/L, etc. En general, un retardo pequeño puede ser cualquier retardo menor que la longitud del prefijo cíclico, y un retardo grande puede ser cualquier retardo mayor que la longitud del prefijo cíclico. Para mayor claridad, gran parte de la descripción que sigue es para el diseño mostrado en las ecuaciones (14) a (16).

La tabla 1 proporciona las matrices de retardo cíclico para retardo cero, retardo pequeño y retardo grande para diferentes números de capas cuando se aplican las matrices de retardo cíclico como se muestra en la ecuación (2). Se puede generar una tabla similar para matrices de retardo cíclico para retardo cero, retardo pequeño y retardo grande para diferentes números de antenas físicas (T) cuando se aplican las matrices de retardo cíclico como se muestra en la ecuación (1)

Tabla 1 - Matrices de retardo cíclico

Número de capas	Cero retardo $\tau_0 = 0$	Retardo pequeño $\tau_1 = 2$	$\tau_2 = \frac{K}{L}$ Retardo grande
	$\mathbf{D}_0(k)$	$\mathbf{D}_1(k)$	$\mathbf{D}_2(k)$
1	[1]	[1]	[1]
2	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{4\pi k}{K}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi k}{2}} \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{4\pi k}{K}} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\frac{8\pi k}{K}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi k}{3}} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\frac{4\pi k}{3}} \end{bmatrix}$
4	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{4\pi k}{K}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\frac{8\pi k}{K}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{12\pi k}{K}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi k}{4}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\frac{4\pi k}{4}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{6\pi k}{4}} \end{bmatrix}$

La matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}(k)$ puede aplicarse en el dominio de frecuencia y puede ser una función de la subportadora k . El procesamiento con $\mathbf{D}(k)$ en el dominio de la frecuencia, con un espaciado de retardo uniforme de τ_m , puede ser equivalente a realizar un cambio cíclico de $\tau_m \cdot v$ muestras en el dominio del tiempo para la antena v .

Para el retardo nulo con $\tau_0 = 0$, las matrices de retardo cíclico $\mathbf{D}_0(k)$ en la segunda columna de la Tabla 1 son matrices de identidad. Por lo tanto, no se aplica variación de fase ni retardo cíclico para cada antena.

Para un retardo pequeño con $\tau_1 = 2$, cada matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}_1(k)$ en la tercera columna de la Tabla 1

proporciona una pequeña variación de fase (es decir, un pequeño desplazamiento de fase lineal) a través de las K subportadoras en cada antena. La pendiente de la variación de fase es diferente para diferentes antenas, con la antena 0 sin variación de fase y la antena L-1 con la variación de fase más grande. Aplicar una variación de fase en el dominio de frecuencia es equivalente a realizar un desplazamiento cíclico de las muestras en la porción útil de un símbolo OFDM en el dominio de tiempo. Para $\tau_1 = 2$, las muestras en la porción útil pueden ser desplazadas cíclicamente cero muestras para la antena virtual 0, dos muestras para la antena virtual 1, cuatro muestras para la antena virtual 2, seis muestras para la antena virtual 3, etc.

Para un retardo grande con $\tau_2 = K/L$, cada matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}_2(k)$ proporciona un cambio grande de fase lineal a través de las K subportadoras en cada antena. De forma equivalente, las muestras en la porción útil pueden desplazarse cíclicamente por un múltiplo entero de K/L muestras (o un múltiplo entero de K/L muestras en la porción útil) para cada antena.

La FIG. 5A muestra diversidad de retardo cíclico con retardo grande en el dominio del tiempo correspondiente a procesamiento con $\mathbf{D}_2(k)$ en el dominio de frecuencia para L = 2 antenas. La porción útil se puede desplazar cíclicamente mediante cero muestras para la antena 0 y la mitad de la porción útil para la antena 1.

La FIG. 5B muestra diversidad de retardo cíclico con retardo grande en el dominio del tiempo correspondiente a procesamiento con $\mathbf{D}_2(k)$ en el dominio de frecuencia para L = 4 antenas. La porción útil puede desplazarse cíclicamente cero muestras para la antena 0, un cuarto de la porción útil para la antena 1, la mitad de la porción útil para la antena 2 y tres cuartos de la porción útil para la antena 3.

Las FIGs. 5A y 5B ilustran el procesamiento en el dominio del tiempo para la diversidad de retardo cíclico, que puede ser aplicable cuando se realiza el procesamiento de diversidad de retardo cíclico después de la precodificación, como se muestra en la FIG. 3A. El procesamiento de dominio de frecuencia para la diversidad de retardo cíclico, por ejemplo, tal como se muestra en la ecuación (2), puede ser aplicable cuando se realiza procesamiento de diversidad de retardo cíclico antes de la precodificación, como se muestra en la FIG. 3B.

Puede ser deseable aplicar un retardo grande en las antenas virtuales antes de la precodificación, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (2) y en la FIG. 3B. La ganancia de codificación previa puede perderse si el retardo grande se aplica en las antenas físicas después de la precodificación. El retardo cero o el retardo pequeño se pueden aplicar ya sea en antenas virtuales antes de precodificación, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (2), o en antenas físicas después de precodificación, por ejemplo, como se muestra en la ecuación (1).

El sistema puede soportar permutación de antena virtual selectiva (S-VAP), que es una combinación de permutación de capa y antena virtual selectiva. La antena virtual selectiva se refiere a la selección de L mejores antenas virtuales para la transmisión de datos entre T antenas virtuales disponibles. La permutación de capa se refiere a la asignación de símbolos de datos para cada capa a través de las L antenas virtuales seleccionadas de una manera circular a través de las K subportadoras totales. La permutación de capas puede proporcionar ciertas ventajas tales como (i) rendimiento mejorado debido al aumento de la diversidad espacial por capa y (ii) sobrecarga de retroalimentación reducida debido a condiciones de canal similares observadas por todas las capas L. La permutación de capa se puede conseguir asignando los símbolos de datos para cada capa a subportadoras y antenas virtuales apropiadas, como se describe a continuación. La permutación de capa se puede conseguir también de forma implícita mediante la realización de procesamiento con $\mathbf{D}_2(k)$ para retardo grande mostrado en la Tabla 1.

La FIG. 6A muestra la transmisión en cuatro capas a través de cuatro antenas virtuales con permutación de capa. Cuatro antenas virtuales 0 a 3 pueden estar disponibles, y las cuatro antenas virtuales pueden seleccionarse para su uso. Las cuatro capas pueden asignarse a las cuatro antenas virtuales basándose en un patrón de asignación que asigna cada capa circularmente a través de las cuatro antenas virtuales a través de las K subportadoras. De este modo, la capa 0 puede asignarse a la antena virtual 0 en las subportadoras 0, 4, y así sucesivamente, a la antena virtual 1 en las subportadoras 1, 5, y así sucesivamente, a la antena virtual 2 en las subportadoras 2, 6, y así sucesivamente, y a la antena virtual 3 en las subportadoras 3, 7 y así sucesivamente. Cada capa restante también pasa por las cuatro antenas virtuales a través de las K subportadoras, como se muestra en la FIG. 6A. Cada capa se asigna a través de las cuatro antenas virtuales con permutación de capa y puede observar así la SINR promedio de las cuatro antenas virtuales. La permutación de la capa en la FIG. 6A se puede lograr con $\mathbf{D}_2(k)$ para cuatro capas en la Tabla 1.

La FIG. 6B muestra la transmisión en tres capas con permutación de capa. Cuatro antenas virtuales 0 a 3 pueden estar disponibles, y un conjunto de tres antenas virtuales {0, 1, 2}, {0, 1, 3}, {0, 2, 3} o {1, 2, 3} pueden seleccionarse para su uso entre las cuatro antenas virtuales. En el ejemplo mostrado en la FIG. 6B, se seleccionan las antenas virtuales 0, 1 y 3. Tres capas pueden asignarse a las tres antenas virtuales seleccionadas con permutación de capa, y cada capa puede asignarse a través de las tres antenas virtuales seleccionadas de una manera circular. La permutación de la capa en la FIG. 6B se puede lograr con $\mathbf{D}_2(k)$ para tres capas en la Tabla 1.

La FIG. 6C muestra la transmisión en dos capas con permutación de capa. Cuatro antenas virtuales 0 a 3 pueden estar disponibles, y un par de antenas virtuales {0, 1}, {0, 2}, {0, 3}, {1, 2}, {1, 3} o {2, 3} puede seleccionarse para su

uso entre las cuatro antenas virtuales. En el ejemplo mostrado en la FIG. 6C, se seleccionan las antenas virtuales 1 y 3. Dos capas pueden asignarse a las dos antenas virtuales seleccionadas con permutación de capa, y cada capa puede asignarse a través de ambas antenas virtuales seleccionadas de una manera circular. La permutación de la capa en la FIG. 6C puede conseguirse con $D_2(k)$ para dos capas en la Tabla 1.

5 Para simplificar, las FIGs. 6A a 6C muestran la asignación de capas a través de K subportadoras totales. En general, las capas pueden asignarse a través de subportadoras utilizadas para la transmisión, lo cual puede ser un subconjunto de las K subportadoras totales.

10 Diferentes retardos pueden ser más adecuados para diferentes condiciones de canal. Se pueden usar varios esquemas para seleccionar un retardo adecuado para su uso.

En un primer esquema, el Nodo B puede semiestáticamente determinar y cambiar el retardo a largo plazo. En un diseño, que se puede denominar diversidad de retardo cíclico basándose en células, el Nodo B puede realizar conmutación semiestática para todos los UE en una célula y puede aplicar un retardo común para todos los UE. El nodo B puede seleccionar un retardo que puede proporcionar un buen rendimiento para todos los UE y puede radiodifundir este retardo a los UE. En otro diseño, que se puede denominar diversidad de retardo cíclico basándose en UE, el Nodo B puede realizar conmutación semiestática independientemente para cada UE y puede aplicar retardos diferentes para diferentes UE. El Nodo B puede seleccionar un retardo que puede proporcionar un buen rendimiento para cada UE y puede enviar este retardo al UE. Para ambos diseños, el Nodo B puede seleccionar una estructura de diversidad de precodificación y retardo cíclico, por ejemplo, la ecuación (1) para retardo cero y retardo pequeño y la ecuación (2) para retardo grande.

25 El Nodo B puede seleccionar un retardo basado en varios criterios. En un diseño, el Nodo B puede seleccionar el retardo grande cuando la información de retroalimentación de los UE se considera poco fiable. El retardo grande puede maximizar la diversidad de transmisión (independientemente del número de capas) y puede potencialmente reducir el número de matrices de precodificación y/o la retroalimentación de CQI. El Nodo B puede seleccionar el retardo pequeño cuando se desea una ganancia de formación de haces selectiva en frecuencia.

30 En un diseño, que puede denominarse diversidad de retardo cíclico específico de rango, el Nodo B puede seleccionar un retardo basado en el rango de una transmisión. En un diseño, se puede definir un conjunto de combinaciones de retardo, incluyendo cada combinación un retardo para cada rango. Una combinación de retardo se puede seleccionar para su uso y señalarse al (a los) UE(s) afectado(s).

35 En un diseño para 2x2 MIMO, el conjunto de combinaciones de retardo puede incluir lo siguiente:

$$(0, 0), (0, K/2), (K/2, 0) \text{ y } (K/2, K/2),$$

donde la combinación (a, b) significa que se utiliza un retardo de a para el rango 1 y un retardo de b para el rango 2.

40 Para la combinación (0, 0), el Nodo B no aplica ningún retardo para ambos rangos 1 y 2. Para la combinación (0, K/2), el Nodo B no aplica ningún retardo para el rango 1 y un retardo grande para el rango 2. Esta combinación consigue la permutación de la capa cuando se selecciona el rango 2. Para la combinación (K/2, 0), el Nodo B aplica un retardo grande para el rango 1 y no hay retardo para el rango 2. Para la combinación (K/2, K/2), el Nodo B aplica un retardo grande para ambos rangos 1 y 2.

45 En un diseño para 4x4 MIMO, el conjunto de combinaciones de retardo puede incluir lo siguiente:

$$(0, 0, 0, 0), (0, 0, 0, K/4), (0, 0, K/3, 0) \dots (K/2, K/2, K/3, K/4),$$

50 donde la combinación (a, b, c, d) significa que se utiliza un retardo de a para el rango 1, se utiliza un retardo de b para el rango 2, se utiliza un retardo de c para el rango 3 y se utiliza un retardo de d para el rango 4.

Para la combinación (0, 0, 0, 0), el Nodo B no aplica ningún retardo para los cuatro rangos 1 a 4. Para la combinación (0, 0, 0, K/4), el Nodo B no aplica ningún retardo para los rangos 1, 2 y 3 y un retardo grande para el rango 4. Esta combinación consigue la permutación de la capa cuando se selecciona el rango 4. Para la combinación (0, 0, K/3, 0), el Nodo B no aplica ningún retardo para los rangos 1, 2 y 4 y un retardo grande para el rango 3. Esta combinación consigue la permutación de la capa cuando se selecciona el rango 3. Las otras combinaciones pueden interpretarse de manera similar.

60 En un segundo esquema, el UE puede seleccionar un retardo y enviar el retardo seleccionado al Nodo B. El UE puede evaluar diferentes combinaciones de matriz de precodificación y retardo y puede seleccionar la combinación de matriz de precodificación y retardo que puede proporcionar el mejor rendimiento. El UE puede enviar la matriz de precodificación y el retardo en esta combinación al Nodo B para su uso para la transmisión de datos al UE. El UE también puede seleccionar una estructura de diversidad de retardo cíclico y precodificación, por ejemplo, la ecuación (1) para retardo cero y retardo pequeño y la ecuación (2) para retardo grande.

La FIG. 7 muestra un diagrama de bloques de un diseño de una unidad de evaluación 700 que selecciona una matriz de precodificación y un retardo basado en una métrica de capacidad de suma. La unidad 700 puede ser implementada por el procesador 290 en el UE 120 o algún otro procesador en la FIG. 2. Dentro de la unidad de evaluación 700, un controlador 710 puede atravesar el conjunto de matrices de precodificación y el conjunto de retardos y proporcionar diferentes combinaciones de matriz de precodificación y retardo para la evaluación. Por ejemplo, el controlador 710 puede pasar por el conjunto de matrices de precodificación una primera vez para retardo cero, a continuación una segunda vez para un retardo pequeño, y a continuación una tercera vez para un retardo grande. El controlador 710 puede proporcionar un índice de retardo m y un índice de matriz de precodificación i para que la combinación se evalúe. Un libro de códigos de retardo 712 puede almacenar el conjunto de matrices de retardo cíclico, recibir el índice de retardo m , y proporcionar la matriz de retardo cíclico correspondiente $\mathbf{D}_m(k)$. Un libro de códigos precodificador 714 puede almacenar el conjunto de matrices de precodificación, recibir el índice de matriz de precodificación i , y proporcionar la correspondiente matriz de precodificación \mathbf{W}_i .

Un asignador espacial 720 puede recibir una estimación de canal MIMO $\mathbf{H}(k)$, la matriz de precodificación \mathbf{W}_i y la matriz de retardo cíclico $\mathbf{D}_m(k)$ y puede calcular una estimación de canal MIMO efectiva $\mathbf{H}_{eff}(k)$, por ejemplo, como se muestra en La ecuación (3) o (4). $\mathbf{H}_{eff}(k)$ incluye T columnas para T antenas para la subportadora k . Puede evaluarse diferentes hipótesis, con cada hipótesis correspondiente a una combinación diferente de antenas virtuales (es decir, un subconjunto de columna diferente de $\mathbf{H}_{eff}(k)$) que se pueden utilizar para la transmisión de datos. Para el caso con $T = 4$, se pueden evaluar un total de 15 hipótesis: cuatro hipótesis para cuatro antenas virtuales individuales, seis hipótesis para seis posibles pares de antenas virtuales, cuatro hipótesis para cuatro conjuntos posibles de tres antenas virtuales y una hipótesis para las cuatro antenas virtuales. Cada hipótesis s está asociada con una respectiva submatriz de precodificación $\mathbf{W}_{i,s}$, que incluye hasta T columnas específicas de \mathbf{W}_i .

Un estimador SINR 722 puede determinar un conjunto de SINR para cada hipótesis basada en $\mathbf{H}_{eff}(k)$ y la técnica de detección MIMO utilizada por el UE. Para el rango 1, el estimador SINR 722 puede estimar la SINR de cada antena virtual basándose en una columna correspondiente de $\mathbf{H}_{eff}(k)$, con toda la potencia de transmisión asignada a una antena virtual. Para el rango 2, el estimador SINR 722 puede estimar las SINR de cada par posible de antenas virtuales basándose en un par correspondiente de columnas de $\mathbf{H}_{eff}(k)$, con la potencia de transmisión distribuida (por ejemplo, igualmente) a dos antenas virtuales. Para el rango 3, el estimador SINR 722 puede estimar las SINR de cada conjunto posible de tres antenas virtuales basándose en un conjunto correspondiente de tres columnas de $\mathbf{H}_{eff}(k)$, con la potencia de transmisión distribuida a tres antenas virtuales. Para el rango 4, el estimador SINR 722 puede estimar las SINR de las cuatro antenas virtuales basándose en las cuatro columnas de $\mathbf{H}_{eff}(k)$, distribuyendo la potencia de transmisión a las cuatro antenas virtuales. Para el caso con $T = 4$, el estimador SINR 722 puede proporcionar 15 conjuntos de SINR para 15 hipótesis - cuatro conjuntos de un SINR para cuatro antenas virtuales diferentes para el rango 1, seis conjuntos de dos SINR para seis pares diferentes de antenas virtuales para el rango 2, cuatro conjuntos de tres SINR para cuatro conjuntos posibles de tres antenas virtuales para el rango 3 y un conjunto de cuatro SINR para las cuatro antenas virtuales para el rango 4. El número de hipótesis puede ser diferente para las matrices de precodificación dependientes del rango.

Un asignador de capacidad 724 puede asignar cada SINR a capacidad basada en una función de capacidad no restringida o una función de capacidad restringida. El asignador de capacidad 724 puede entonces acumular las capacidades de todas las subportadoras K para todas las antenas virtuales para cada hipótesis para obtener una capacidad de suma para esa hipótesis. Una unidad de ajuste 726 puede ajustar la capacidad de suma para cada hipótesis basada en un factor de penalización para el rango de dicha hipótesis para obtener una capacidad total para la hipótesis. Un factor de penalización mayor puede usarse para un rango más alto para tener en cuenta pérdidas de implementación potencialmente mayores para un rango más alto.

Un selector de rango y un generador CQI 728 pueden recibir las capacidades totales para todas las hipótesis y seleccionar la hipótesis con la capacidad total más grande. La unidad 728 puede guardar información pertinente para la hipótesis seleccionada.

El mismo procesamiento puede repetirse para cada combinación posible de matriz de precodificación y retardo. Siempre que la capacidad total para la mejor hipótesis de una combinación dada sea mayor que la capacidad total ahorrada, la unidad 728 puede ahorrar la capacidad total más grande y la información pertinente. Después de haber evaluado todas las combinaciones de matriz de precodificación y retardo, la unidad 728 puede proporcionar la matriz de precodificación $\mathbf{W}_{i,s}$ y el retardo para la mejor combinación como la matriz de precodificación seleccionada \mathbf{W} y el retardo seleccionado. La matriz de precodificación \mathbf{W} incluye las L mejores columnas de la matriz de precodificación \mathbf{W}_i en la mejor combinación y transmite el rango L de la mejor hipótesis. Las L columnas de \mathbf{W} son para L antenas virtuales seleccionadas. Una selección de rango también puede realizarse de otras maneras. Por ejemplo, la matriz de precodificación \mathbf{W} puede corresponder a la mejor $T \times L$ matriz de precodificación dependiente del rango disponible en el libro de códigos de precodificación.

La unidad 728 también puede determinar S SINR de S flujos de datos para enviar en las L antenas virtuales seleccionadas, donde $S \geq 1$. La SINR de cada flujo de datos se puede determinar basándose en las SINR de las subportadoras y antenas virtuales para ese flujo de datos. La unidad 728 puede entonces determinar valores de

indicador de calidad de canal S (CQI) basados en las SINR de los S flujos de datos. Un valor CQI puede comprender un SINR medio, un esquema de modulación y codificación (MCS), un formato de paquete, un formato de transporte, una velocidad y/o alguna otra información indicativa de calidad de señal o capacidad de transmisión. La unidad 728 puede proporcionar S valores de CQI para los S flujos de datos. De forma alternativa, la unidad 728 puede proporcionar un valor CQI base y un valor CQI diferencial. El valor CQI base puede representar la SINR del flujo de datos descodificado primero, y el valor CQI diferencial puede representar la diferencia entre las SINR de dos flujos de datos.

La FIG. 7 muestra un diseño en el que la matriz de precodificación **W** y el retardo se seleccionan basándose en la métrica de capacidad de suma. La matriz de precodificación y el retardo también pueden seleccionarse basándose en otros criterios tales como la fiabilidad de retroalimentación (por ejemplo, en consideración de latencia, error y posiblemente velocidad del UE) y/u otros factores.

En un diseño, el UE puede enviar la matriz de precodificación **W**, el retardo y los valores de CQI al Nodo B en cada intervalo de comunicación. En otro diseño, el UE puede enviar la matriz de precodificación **W** y los valores de CQI en cada intervalo de notificación y puede enviar el retardo a una velocidad más lenta. El retardo puede variar lentamente en la mayoría de los entornos de canal. El envío del retardo con menos frecuencia puede reducir la sobrecarga de retroalimentación afectando al mismo tiempo marginalmente al rendimiento.

El nodo B puede seleccionar el retardo y enviar el retardo seleccionado al UE. En este caso, el UE puede evaluar el conjunto de matrices de precodificación en combinación con solo el retardo seleccionado. El Nodo B también puede restringir el conjunto de retardos de manera diferente para cada rango con el fin de reducir la complejidad de cálculo del UE así como la sobrecarga de retroalimentación. Por ejemplo, solo se puede permitir un retardo cero para el rango 1, se puede permitir tanto un retardo cero como un retardo grande para el rango 2, etc. El UE puede evaluar el conjunto de matrices de precodificación en combinación con cada retardo permitido para cada rango.

El Nodo B puede recibir la matriz de precodificación **W** y el retardo comunicados por el UE. El Nodo B puede utilizar la matriz de precodificación y el retardo comunicados para la transmisión de datos al UE. De forma alternativa, el Nodo B puede seleccionar una matriz de precodificación diferente y/o un retardo diferente a los comunicados por el UE. El Nodo B puede utilizar la matriz de precodificación y el retardo comunicados o seleccionados para la transmisión de datos al UE. El Nodo B también puede recibir valores CQI del UE y puede procesar datos basándose en los valores CQI recibidos. El nodo B puede enviar datos junto con información de control, lo cual puede indicar la matriz de precodificación seleccionada, el retardo seleccionado, el MCS para cada flujo de datos, los recursos de frecuencia de tiempo utilizados para la transmisión de datos, etc.

El proceso de diversidad de retardo cíclico y precodificación descrito en el presente documento puede realizarse para un canal de datos, un canal de control, etc. El canal de control puede usarse para enviar información / señalización de control a diferentes UE, que pueden estar en lugares diferentes. Se puede usar un retardo grande para que el canal de control maximice la diversidad de transmisión.

Para el canal de datos, los diseños mostrados en las ecuaciones (1) y (2) y en las FIGs. 3A y 3B pueden soportar varios modos MIMO tales como multiplexación espacial de bucle cerrado (para rango 2 o superior), formación de haces (para rango 1), multiplexación espacial de bucle abierto (para rango 2 o superior), diversidad de transmisión en bucle abierto (para rango 1), etc. El procesamiento de la precodificación y la diversidad de retardo cíclico puede realizarse de diferentes maneras para diferentes modos. En un diseño, uno o más de los siguientes modos pueden ser compatibles:

- Modo de bucle abierto sin información de matriz de precodificación (PMI) disponible:

1) UE de alta movilidad - utilice una matriz de precodificación de retardo grande y fija.

- Modo de bucle cerrado con información sobre matriz de precodificación disponible:

1) UE de baja movilidad con gran cantidad de retroalimentación - utilice un retardo pequeño y la matriz de precodificación comunicada,
 2) UE de baja a alta movilidad con retroalimentación reducida - utilice un retardo grande y la matriz de precodificación comunicada.

- Modo de bucle cerrado con información sobre matriz de precodificación y retardo disponible:

1) Utilice el retardo comunicado y la matriz de precodificación comunicada.

Los modos descritos anteriormente pueden ser capaces de maximizar la diversidad de transmisión y/o la ganancia de formación de haces dependiendo de los entornos del canal.

Puesto que el retardo grande es mayor que la longitud del prefijo cíclico, se puede insertar un piloto después de la

precodificación, por ejemplo, ya sea en la entrada de los moduladores 232 en las FIGs. 3A y 3B o a la entrada del precodificador 348 en la FIG. 3B. Esto puede asegurar que el rendimiento de la estimación de canal basado en el piloto no se degrada mediante el procesamiento de diversidad de retardo cíclico con el retardo grande. El UE puede obtener una estimación de canal MIMO basada en el piloto. Si el piloto se inserta en la entrada de los moduladores 232, entonces el UE puede aplicar la matriz de precodificación y la matriz de retardo cíclico para obtener una estimación de canal MIMO efectiva. Si el piloto está insertado en la entrada del precodificador 348 en la FIG. 3B, entonces el UE puede aplicar la matriz de retardo cíclico para obtener una estimación de canal MIMO efectiva. En cualquier caso, el UE puede usar la estimación de canal MIMO efectiva para la detección MIMO.

5 **La FIG. 8** muestra un diseño de un proceso 800 para intercambiar datos en un sistema de comunicación inalámbrica. El proceso 800 puede ser realizado por un UE, un Nodo B, o alguna otra entidad. Se puede seleccionar un retardo entre una pluralidad de retardos (bloque 812). El retardo seleccionado puede enviarse desde una primera entidad a una segunda entidad (bloque 814). Los datos pueden intercambiarse con (por ejemplo, enviarse a o recibirse desde) la segunda entidad con diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado (bloque 816).

10 La pluralidad de retardos puede incluir retardo cero, un retardo pequeño menor que la longitud del prefijo cíclico, un retardo grande mayor que la longitud del prefijo cíclico, otros retardos o una combinación de los mismos. El retardo grande puede corresponder a un retardo cíclico de K/L , donde K es el número de muestras para la porción útil de un símbolo OFDM y L es el número de antenas para aplicar diversidad de retardo cíclico. El retardo puede seleccionarse en función del rendimiento de los datos, el rango, la geometría, la movilidad, el tipo de canal, la fiabilidad de retroalimentación, etc. Por ejemplo, el retardo cero puede seleccionarse para el rango 1, para geometría baja, para movilidad baja, para un canal de datos, etc. El retardo grande puede ser seleccionado para el rango 2, para geometría alta, para movilidad alta, para un canal de control, etc.

15 **La FIG. 9** muestra un diseño de un proceso 900 realizado por un Nodo B. El proceso 900 es un diseño del proceso 800 en el que la primera entidad es un Nodo B y la segunda entidad es un UE. En un diseño de los bloques 812 y 814 de la FIG. 8, el Nodo B puede seleccionar el retardo específicamente para el UE (bloque 912) y puede enviar el retardo seleccionado al UE (bloque 914). En otro diseño de los bloques 812 y 814, el Nodo B puede seleccionar el retardo para un conjunto de UE atendidos por el Nodo B y puede radiodifundir el retardo seleccionado al conjunto de UE. En un diseño del bloque 816, que puede utilizarse sin retardo o con un retardo pequeño, el Nodo B puede realizar la precodificación con una matriz de precodificación (bloque 916) y luego realizar el procesamiento para la diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado (bloque 918); por ejemplo, como se muestra en la ecuación (1) y en la FIG. 3A. En otro diseño del bloque 816, que puede utilizarse para un retardo grande, el Nodo B puede realizar el procesamiento para la diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado (bloque 926) y luego realizar la precodificación con la matriz de precodificación (bloque 928), por ejemplo, como se muestra en la ecuación (2) y la FIG. 3B.

20 **La FIG. 10** muestra un diseño de un proceso 1000 realizado por una estación base. El proceso 1000 es otro diseño del proceso 800 en el que la primera entidad es un UE y la segunda entidad es un nodo B. En un diseño del bloque 812 de la FIG. 8, el UE puede evaluar la pluralidad de retardos basándose en al menos una métrica (bloque 1010) y puede seleccionar el retardo con la mejor al menos una métrica (bloque 1012). El UE puede evaluar cada retardo basándose en una métrica de capacidad de suma y puede seleccionar el retardo con la métrica de capacidad de suma más grande. En otro diseño del bloque 812, el UE puede evaluar una pluralidad de matrices de precodificación en combinación con la pluralidad de retardos basándose en al menos una métrica. El UE puede determinar la combinación de matriz de precodificación y retardo con la mejor al menos una métrica y puede seleccionar la matriz de precodificación y retardo en esta combinación. Para ambos diseños, la pluralidad de retardos puede comprender múltiples conjuntos de retardo para rangos múltiples. Cada conjunto de retardo puede comprender al menos un retardo utilizable para un rango respectivo y elegido entre todos los retardos soportados. El UE puede evaluar solamente el al menos un retardo en el retardo establecido para cada rango.

25 El UE puede enviar el retardo seleccionado al Nodo B (bloque 1014). En un diseño de bloque 816, en la FIG. 8, el UE puede recibir una transmisión de datos enviada por el Nodo B con diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado (bloque 1016). El UE puede obtener una estimación de canal MIMO efectiva basada en el retardo seleccionado, la matriz de precodificación seleccionada, etc. (bloque 1018). El UE puede entonces realizar una detección MIMO para la transmisión de datos recibida basándose en la estimación efectiva del canal MIMO (bloque 1020).

30 Para la transmisión de datos en el enlace descendente, el Nodo B puede realizar el proceso 900 en la FIG. 9 y el UE puede realizar el proceso 1000 en la FIG. 10. Para la transmisión de datos en el enlace ascendente, el UE puede realizar el proceso 900 en la FIG. 9 y el Nodo B puede realizar el proceso 1000 en la FIG. 10.

35 **La FIG. 11** muestra un diseño de un aparato 1100 para intercambiar datos en un sistema de comunicación inalámbrica. El aparato 1100 incluye medios para seleccionar un retardo entre una pluralidad de retardos (módulo 1112), medios para enviar el retardo seleccionado desde una primera entidad a una segunda entidad (módulo 1114), y medios para intercambiar datos con la segunda entidad con diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo

seleccionado (módulo 1116). Los módulos de las FIG. 11 pueden comprender procesadores, dispositivos electrónicos, dispositivos de hardware, componentes electrónicos, circuitos lógicos, memorias, etc., o cualquier combinación de los mismos.

5 Los expertos en la técnica entenderán que la información y las señales pueden representarse usando cualquiera entre varias tecnologías y técnicas diferentes. Por ejemplo, los datos, las instrucciones, los comandos, la información, las señales, los bits, los símbolos y chips que pueden haber sido mencionados a lo largo de la descripción anterior, pueden representarse mediante tensiones, corrientes, ondas electromagnéticas, campos o partículas magnéticas, campos o partículas ópticos, o cualquier combinación de los mismos.

10 Los expertos en la técnica apreciarán además que los diversos bloques lógicos, módulos, circuitos y etapas de algoritmo ilustrativos, descritos en relación con la descripción del presente documento pueden implementarse como hardware electrónico, software informático o combinaciones de ambos. Para ilustrar claramente esta intercambiabilidad de hardware y software, anteriormente se han descrito diversos componentes, bloques, módulos, circuitos y etapas ilustrativos en lo que respecta, en general, a su funcionalidad. Que dicha funcionalidad se implemente como hardware o software depende de la aplicación específica y las restricciones de diseño impuestas al sistema completo. Los expertos en la técnica pueden implementar la funcionalidad descrita de diferentes maneras para cada aplicación particular, pero no debería interpretarse que tales decisiones de implementación suponen apartarse del alcance de la presente invención.

20 Los diversos bloques lógicos, módulos y circuitos ilustrativos descritos en relación con la divulgación en el presente documento pueden implementarse o realizarse con un procesador de propósito general, con un procesador de señales digitales (DSP), con un circuito integrado de aplicación específica (ASIC), con una matriz de puertas de campo programable (FPGA) o con otro dispositivo de lógica programable, lógica de transistor o de puertas discretas, componentes de hardware discretos, o con cualquier combinación de los mismos diseñada para realizar las funciones descritas en el presente documento. Un procesador de propósito general puede ser un microprocesador pero, como alternativa, el procesador puede ser cualquier procesador, controlador, microcontrolador o máquina de estados convencional. Un procesador también puede implementarse como una combinación de dispositivos informáticos, por ejemplo, una combinación de un DSP y un microprocesador, una serie de microprocesadores, uno o más microprocesadores junto con un núcleo de DSP o cualquier otra configuración de este tipo.

35 Las etapas de un procedimiento o algoritmo descrito en relación con la descripción del presente documento pueden realizarse directamente en hardware, en un módulo de software ejecutado por un procesador o en una combinación de los dos. Un módulo de software puede residir en memoria RAM, memoria flash, memoria ROM, memoria EPROM, memoria EEPROM, registros, un disco duro, un disco extraíble, un CD-ROM o en cualquier otra forma de medio de almacenamiento conocida en la técnica. Un medio de almacenamiento a modo de ejemplo está acoplado al procesador de tal manera que el procesador puede leer información de, y escribir información en, el medio de almacenamiento. De forma alternativa, el medio de almacenamiento puede estar integrado en el procesador. El procesador y el medio de almacenamiento pueden residir en un ASIC. El ASIC puede residir en un terminal de usuario. Como alternativa, el procesador y el medio de almacenamiento pueden residir como componentes discretos en un terminal de usuario.

45 En uno o más diseños a modo de ejemplo, las funciones descritas pueden implementarse en hardware, software, firmware o en cualquier combinación de los mismos. Si se implementan en software, las funciones pueden almacenarse o transmitirse como una o varias instrucciones o código en un medio legible por ordenador. Los medios legibles por ordenador incluyen tanto medios de almacenamiento informático como medios de comunicación, incluido cualquier medio que facilite la transferencia de un programa informático de un lugar a otro. Un medio de almacenamiento puede ser cualquier medio disponible al que pueda accederse mediante un ordenador de propósito general o de propósito especial. A modo de ejemplo, y no de manera limitativa, tales medios legibles por ordenador pueden comprender RAM, ROM, EEPROM, CD-ROM u otro almacenamiento de disco óptico, almacenamiento de disco magnético u otros dispositivos de almacenamiento magnético, o cualquier otro medio que pueda usarse para transportar o almacenar medios de código de programa deseado en forma de instrucciones o estructuras de datos y al que pueda accederse mediante un ordenador de propósito general o de propósito especial, o mediante un procesador de propósito general o de propósito especial. Además, cualquier conexión recibe adecuadamente la denominación de medio legible por ordenador. Por ejemplo, si el software se transmite desde un sitio web, un servidor u otra fuente remota, usando un cable coaxial, un cable de fibra óptica, un par trenzado, una línea de abonado digital (DSL) o tecnologías inalámbricas tales como infrarrojos, radio y microondas, entonces el cable coaxial, el cable de fibra óptica, el par trenzado, la DSL o las tecnologías inalámbricas tales como infrarrojos, radio y microondas, se incluyen en la definición de medio. Los discos, en el presente documento, incluyen un disco compacto (CD), un disco láser, un disco óptico, un disco versátil digital (DVD), un disco flexible y un disco Blu-ray, de los cuales los discos flexibles normalmente reproducen los datos magnéticamente, mientras que los otros discos reproducen ópticamente los datos mediante láser. Las combinaciones de lo anterior deberían incluirse también dentro del alcance de los medios legibles por ordenador.

65 La anterior descripción de la divulgación se proporciona para permitir que cualquier experto en la técnica realice o use la divulgación. Diversas modificaciones a la divulgación resultarán fácilmente evidentes para los expertos en la

técnica, y los principios genéricos definidos en el presente documento pueden aplicarse a otras variantes sin apartarse del alcance de la divulgación. Por tanto, la invención no pretende limitarse a los ejemplos y diseños descritos en el presente documento, sino que se le ha de conceder el alcance más amplio compatible con los principios y características novedosas dados a conocer en el presente documento.

5

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento de comunicaciones inalámbricas, que comprende:
 - 5 restringir, en un nodo, un conjunto de retardos entre una pluralidad de retardos, recibir, de un equipo de usuario, UE, un informe que comprende una matriz de precodificación y un retardo basado en una evaluación del conjunto de retardos;
 - 10 seleccionar, en el nodo, la matriz de precodificación y el retardo del informe para la diversidad de retardo cíclico para una transmisión de múltiples entradas, múltiples salidas, MIMO;
 - enviar información de control que indica el retardo seleccionado desde el nodo (110) al UE (120); e
 - 15 intercambiar datos con el UE (120) con diversidad de retardo cíclico basándose en la matriz de precodificación seleccionada y el retardo.
2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la selección del retardo comprende evaluar la pluralidad de retardos basándose en al menos una métrica, y seleccionar el retardo con la mejor al menos una métrica.
- 20 3. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el intercambio de datos con el UE (120) comprende recibir una transmisión de datos enviada por el UE (120) con diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado, obtener una estimación de canal MIMO efectiva basada en una matriz de retardo cíclico para el retardo seleccionado y
- 25 realizar la detección MIMO para la transmisión de datos recibida basándose en la estimación de canal MIMO efectiva.
- 30 4. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el intercambio de datos con el UE (120) comprende realizar el procesamiento para la diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado, y realizar la precodificación con la matriz de precodificación después del procesamiento para la diversidad de retardo cíclico.
- 35 5. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el intercambio de datos con el UE (120) comprende realizar la precodificación con la matriz de precodificación, y realizar el procesamiento para la diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado después de la precodificación.
- 40 6. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el intercambio de datos con el UE (120) comprende enviar una transmisión de datos desde el nodo (110) al UE (120) con diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado.
- 45 7. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que el intercambio de datos con el UE (120) comprende recibir una transmisión de datos enviada por el UE (120) con diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado.
8. Un medio legible por máquina que comprende instrucciones que, cuando se ejecutan mediante una máquina, hacen que la máquina lleve a cabo el procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 1 y 4 - 8.
- 50 9. Un aparato de comunicación inalámbrica, que comprende:
 - medios para restringir, en un nodo, un conjunto de retardos de entre una pluralidad de retardos,
 - medios para recibir, de un equipo de usuario, UE, un informe que comprende una matriz de precodificación y un retardo basándose en una evaluación del conjunto de retardos;
 - 55 medios para seleccionar, en el nodo, la matriz de precodificación y el retardo a partir del informe para la diversidad de retardo cíclico para una transmisión de múltiples entradas, múltiples salidas, MIMO;
 - medios para enviar información de control que indica el retardo seleccionado desde el nodo (110) al UE (120); y
 - 60 medios para intercambiar datos con el UE (120) con diversidad de retardo cíclico basándose en la matriz de precodificación y el retardo seleccionados.
- 65 10. El aparato de la reivindicación 9, en el que los medios para seleccionar el retardo comprenden medios para evaluar la pluralidad de retardos basándose en al menos una métrica, y medios para seleccionar el retardo

con la mejor al menos una métrica.

- 5
11. El aparato de la reivindicación 9, en el que los medios para intercambiar datos con el UE (120) comprenden medios para recibir una transmisión de datos enviada por el UE (120) con diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado, medios para obtener una estimación de canal MIMO efectiva basada en una matriz de retardo cíclico para el retardo seleccionado, y medios para realizar la detección MIMO para la transmisión de datos recibida basándose en la estimación efectiva del canal MIMO.
- 10
12. El aparato de la reivindicación 9, en el que los medios para intercambiar datos con el UE (120) comprenden medios para realizar el procesamiento para la diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado, y medios para realizar la precodificación con la matriz de precodificación después del procesamiento para la diversidad de retardo cíclico.
- 15
13. El aparato de la reivindicación 9, en el que los medios para intercambiar datos con el UE (120) comprenden medios para realizar la precodificación con la matriz de precodificación, y medios para realizar el procesamiento para la diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado después de la precodificación.
- 20
14. El aparato de la reivindicación 9, en el que la pluralidad de retardos comprende retardo cero y un retardo grande mayor que una longitud de prefijo cíclico.
- 25
15. El aparato de la reivindicación 9, en el que los medios para intercambiar datos con el UE (120) comprenden medios para enviar una transmisión de datos desde la primera entidad (110) al UE (120) con diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado.
- 30
16. El aparato de la reivindicación 9, en el que los medios para intercambiar datos con el UE (120) comprenden medios para recibir una transmisión de datos enviada por el UE (120) con diversidad de retardo cíclico basándose en el retardo seleccionado.

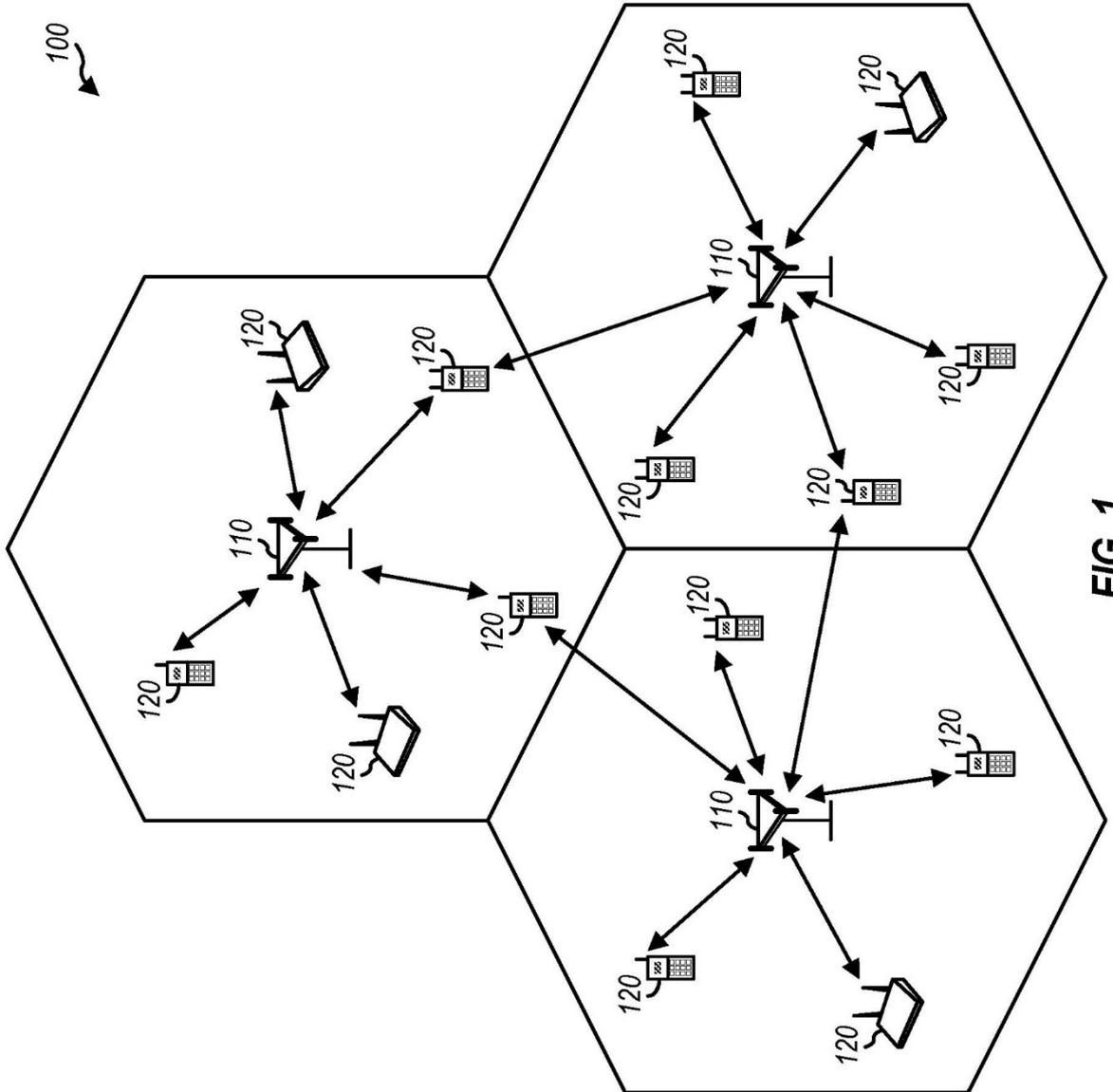


FIG. 1

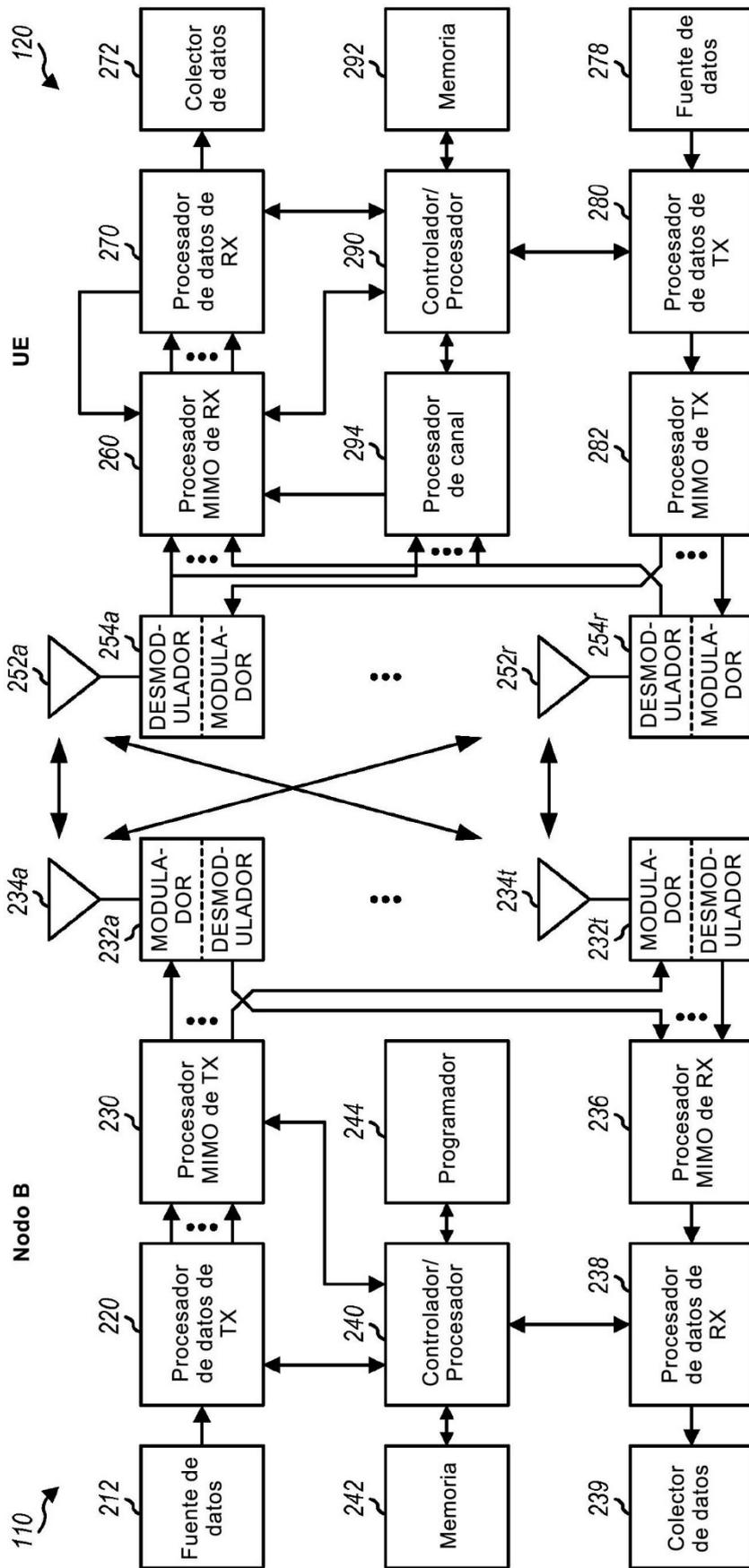


FIG. 2

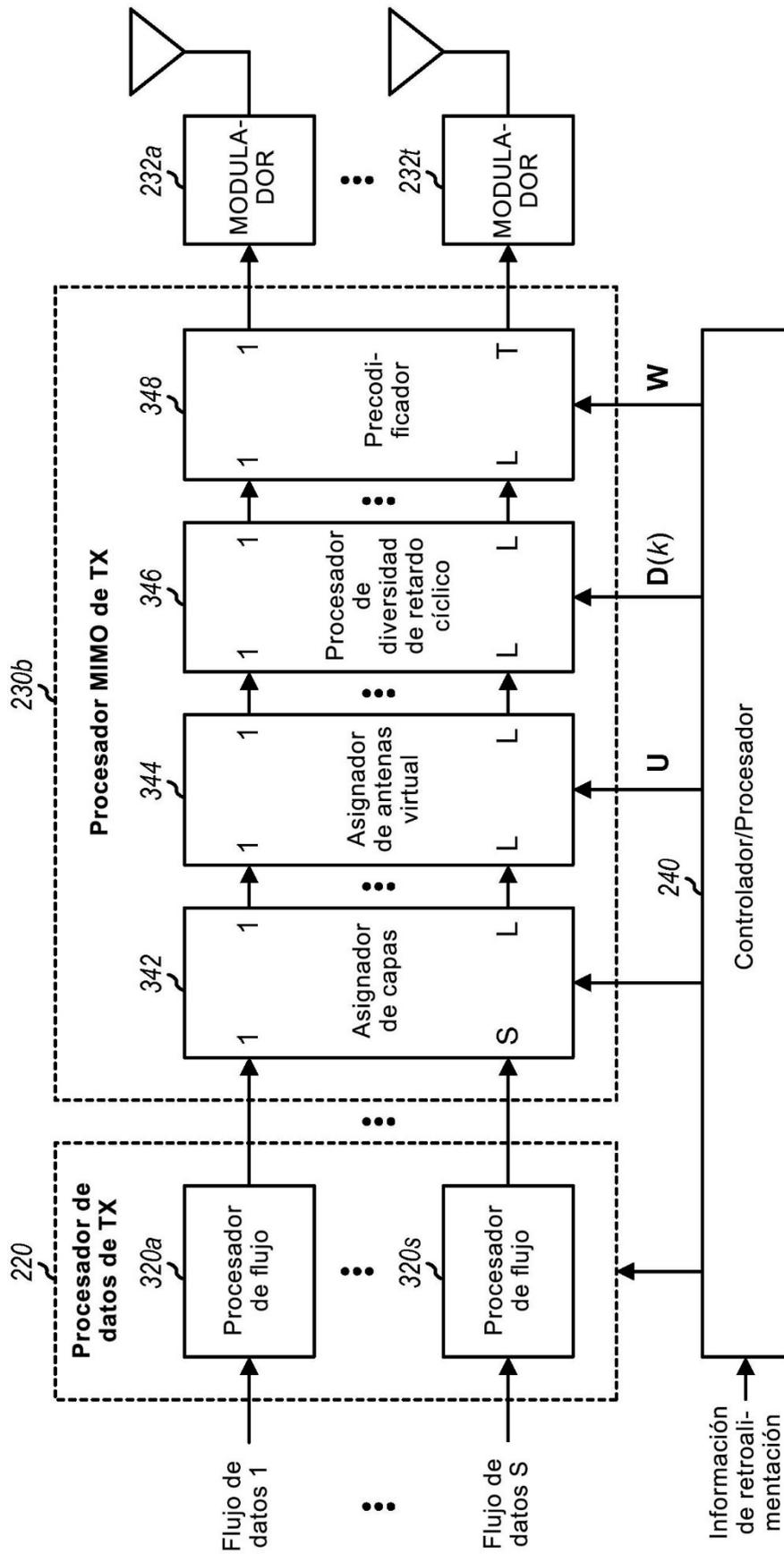


FIG. 3B

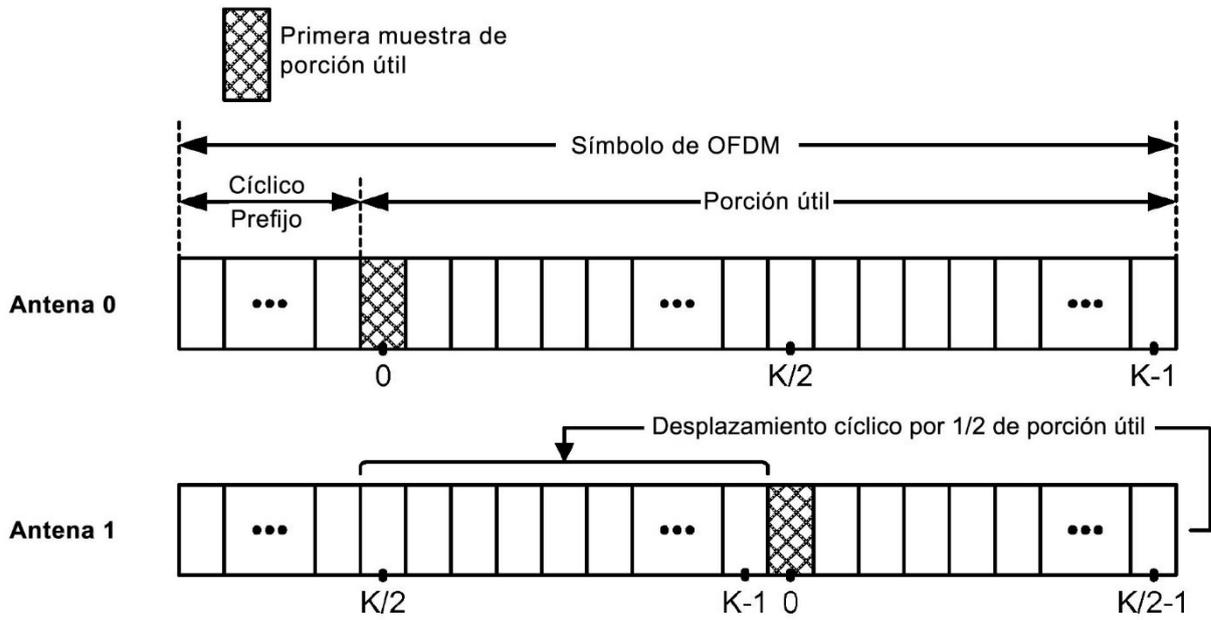


FIG. 5A

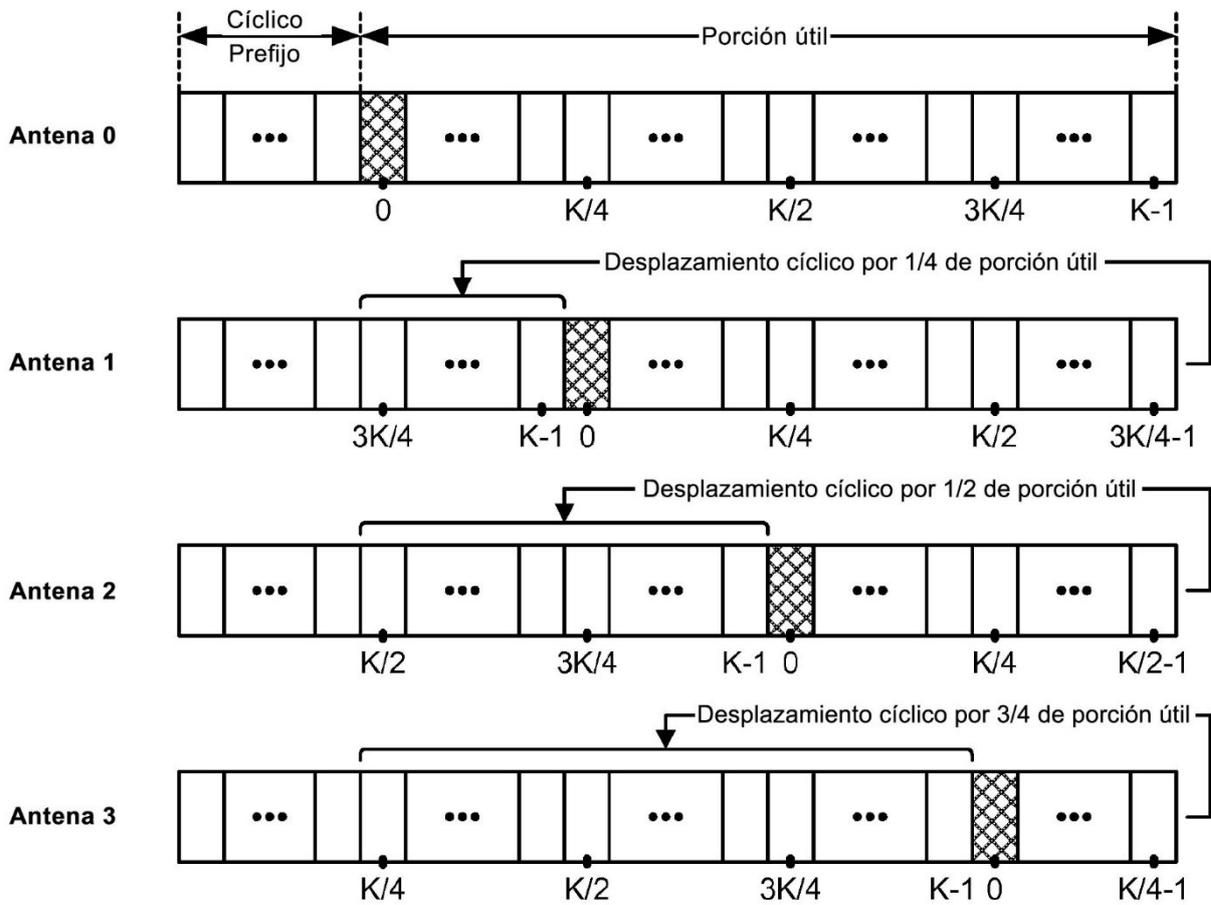


FIG. 5B

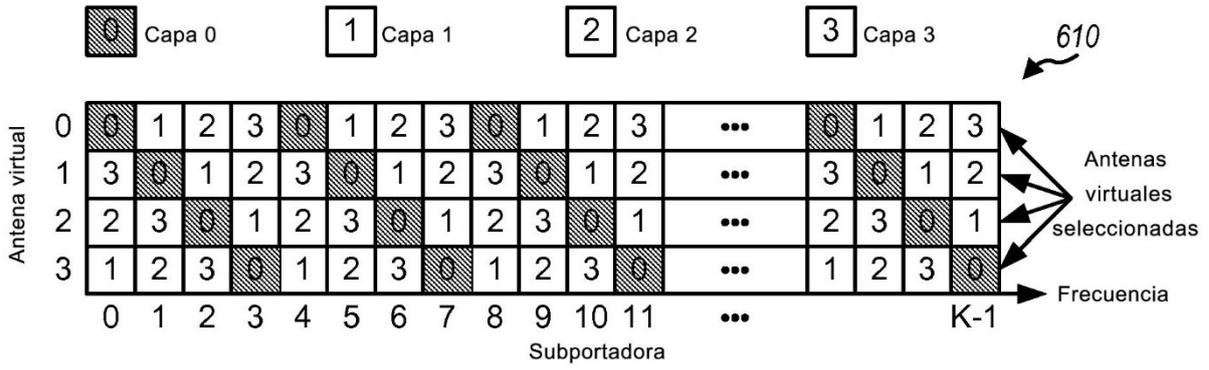


FIG. 6A

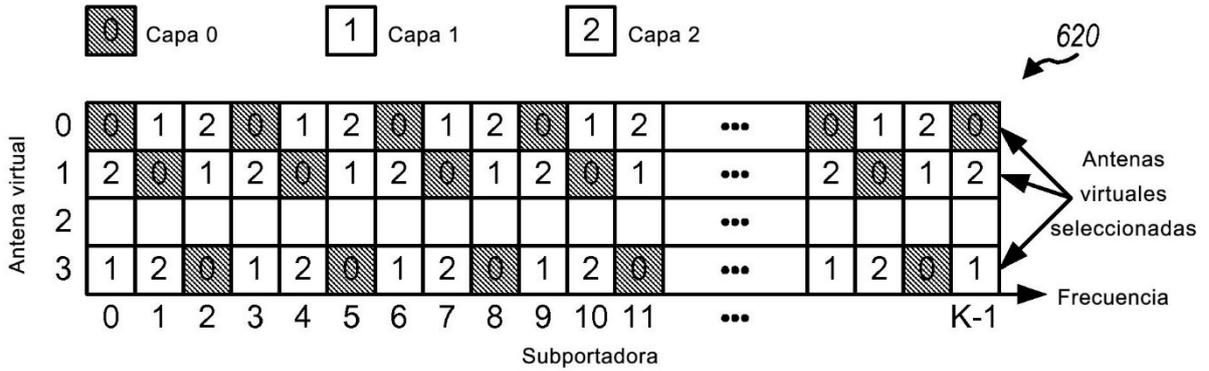


FIG. 6B

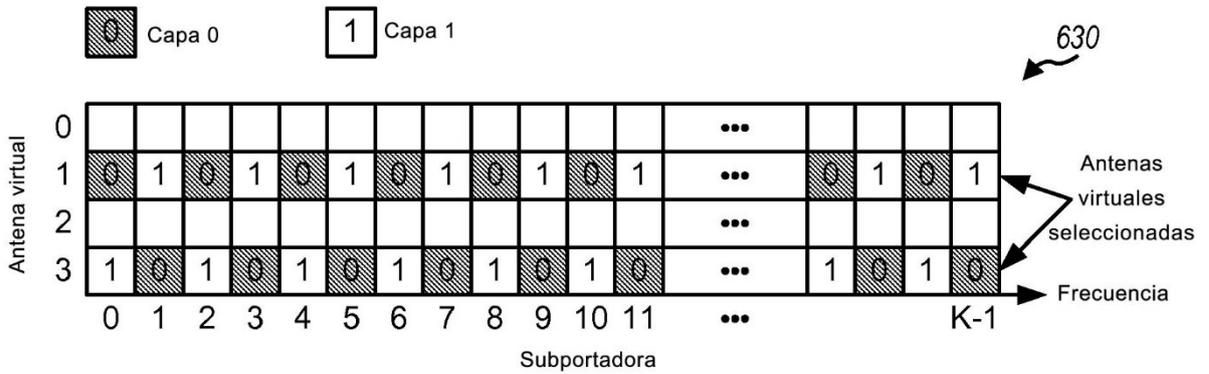


FIG. 6C

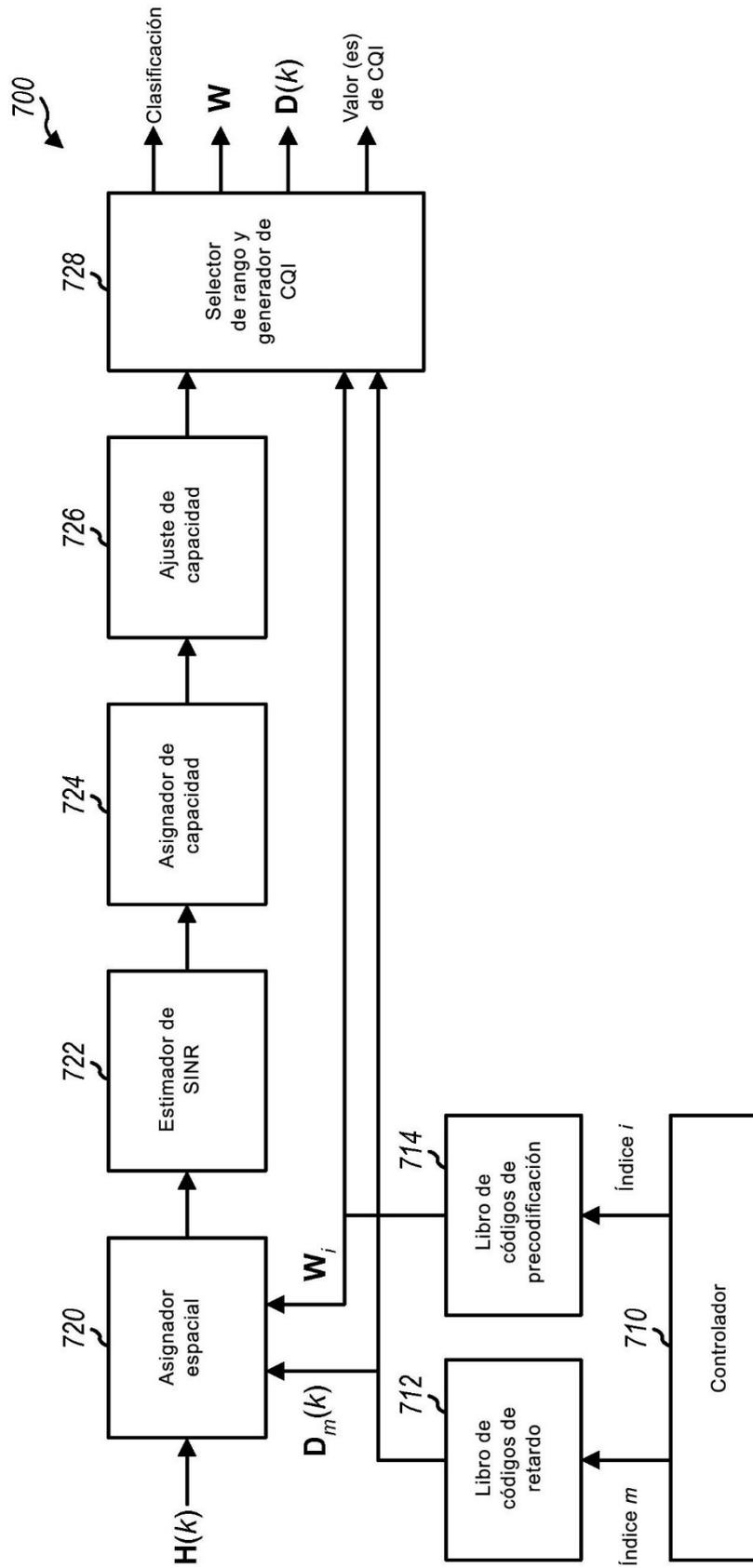


FIG. 7

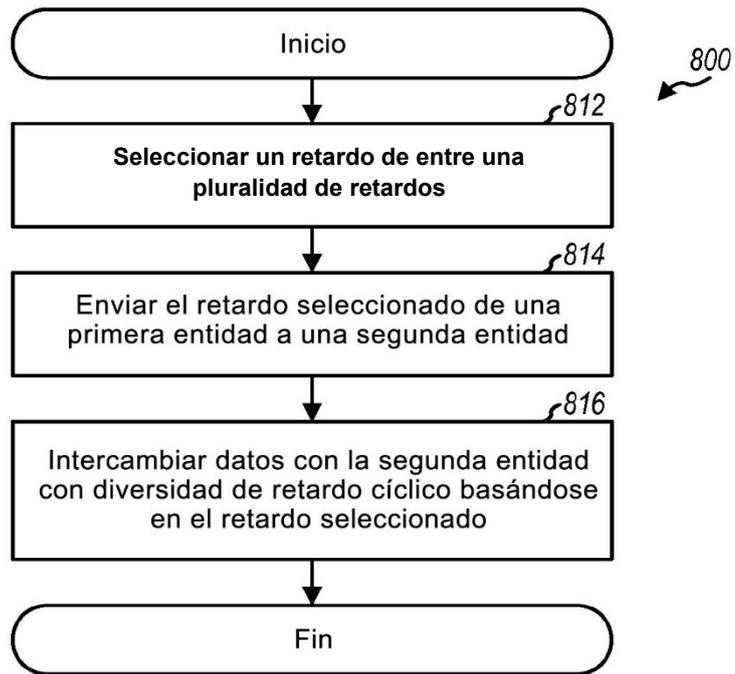


FIG. 8

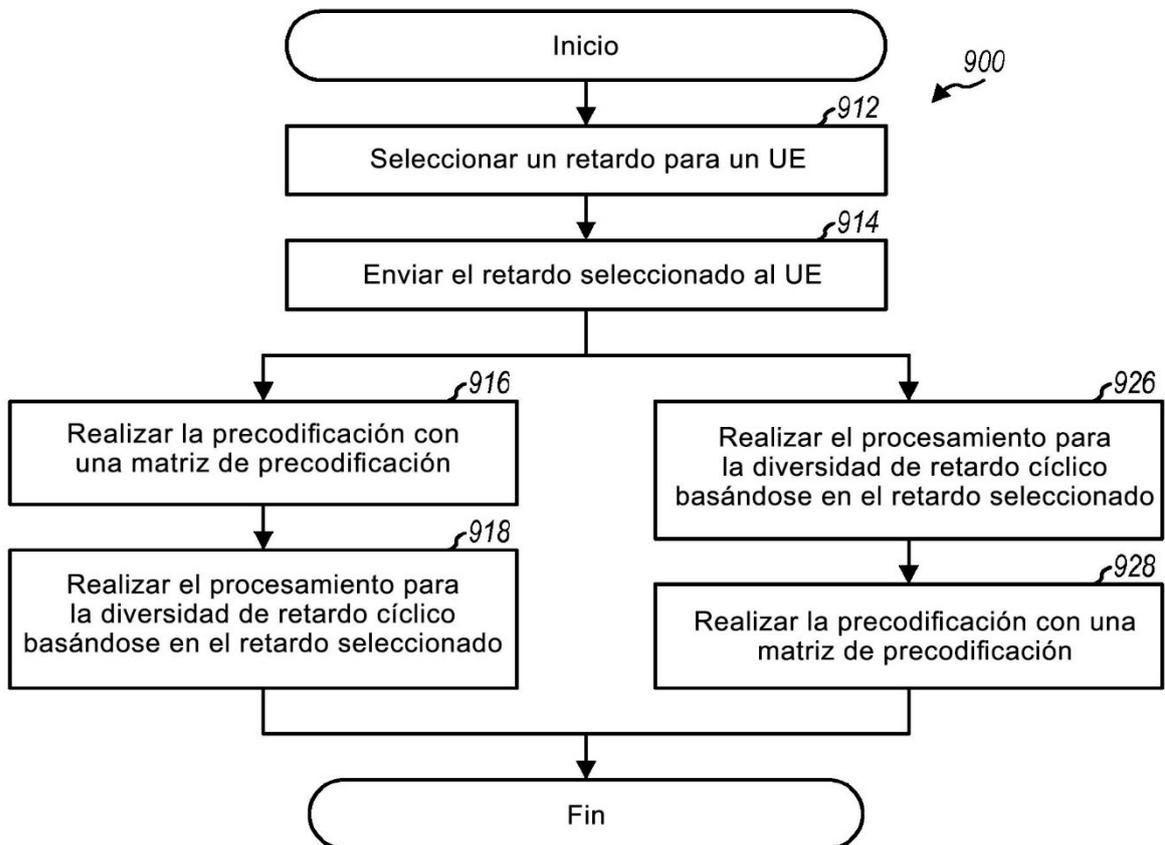


FIG. 9

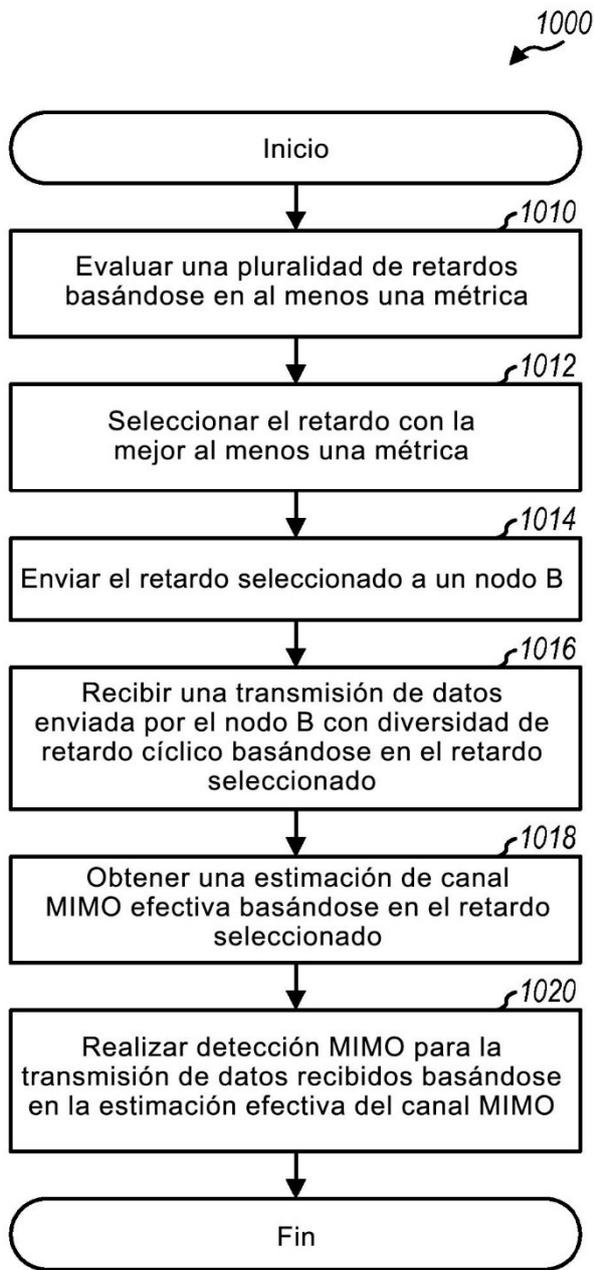


FIG. 10

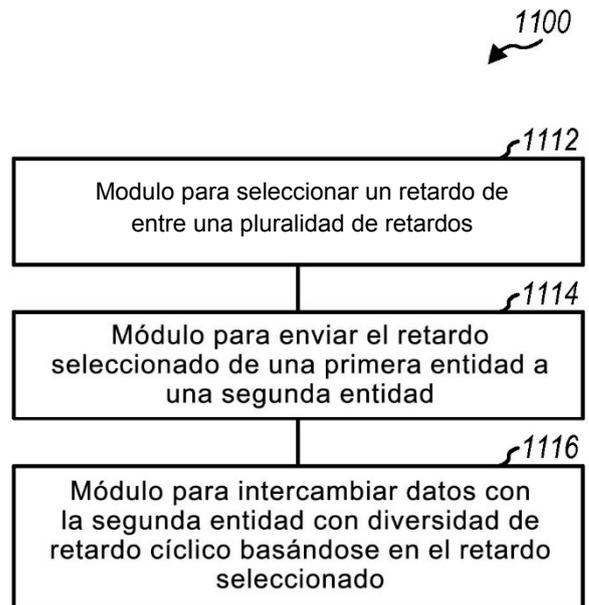


FIG. 11