

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 863 354**

51 Int. Cl.:

**H04B 7/06** (2006.01)

**H04L 5/00** (2006.01)

**H04B 7/04** (2007.01)

**H04B 7/0456** (2007.01)

**H04B 7/0417** (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **21.12.2017 PCT/IB2017/058320**

87 Fecha y número de publicación internacional: **09.08.2018 WO18142204**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.12.2017 E 17832360 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.02.2021 EP 3577785**

54 Título: **Informe de CSI de haz múltiple**

30 Prioridad:

**06.02.2017 US 201762455440 P**

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

**11.10.2021**

73 Titular/es:

**TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL)**  
**(100.0%)**

**164 83 Stockholm, SE**

72 Inventor/es:

**FAXÉR, SEBASTIAN;**

**GAO, SHIWEI;**

**HARRISON, ROBERT MARK y**

**MURUGANATHAN, SIVA**

74 Agente/Representante:

**LINAGE GONZÁLEZ, Rafael**

**ES 2 863 354 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**

Informe de CSI de haz múltiple

**5 Aplicaciones relacionadas****Campo técnico**

La presente divulgación se refiere a informe de información de estado de canal (CSI) de haz múltiple.

10

**Antecedentes**

Debido a que las cargas útiles del canal físico de control de enlace ascendente (PUCCH) son restringidas, la evolución a largo plazo (LTE) define los tipos de informes de información de estado de canal (CSI) que transportan subconjuntos de componentes de CSI (tales como indicadores de calidad de canal (CQI), indicadores de matriz de precodificación (PMI), indicadores de rango (RI) e indicador de recursos de CSI-RS (CRI)). Junto con el modo de informe de PUCCH y el 'estado de modo', cada tipo de informe define una carga útil que se puede transportar en una transmisión de PUCCH determinada, que se indica en la especificación técnica (TS) 36.213 del proyecto de asociación de tercera generación (3GPP), Tabla 7.2.2-3. En el lanzamiento 13, todos los tipos de informes de PUCCH tienen cargas útiles menores o iguales a 11 bits, por lo que todos pueden transportarse en una única transmisión de formato 2 de PUCCH.

15

20

Samsung: "Codebook design framework for NR MIMO", borrador del 3GPP, R1-1612504, divulga una propuesta para un bastidor de libro de códigos para nueva radio (NR). En particular, se presentan informes de CSI de tipo I (de baja resolución o implícitos) y de tipo II (de alta resolución o explícitos).

25

La literatura de patentes EP 2 439 859 A2 maneja el informe de CSI avanzada en el PUCCH. Aborda el problema de ajustar la información de CSI necesaria en los recursos limitados de ancho de banda de PUCCH y sugiere dos posibles modos de informe, ambos comprendiendo dos transmisiones separadas en dos tramas de enlace ascendente sucesivas.

30

**Sumario**

La invención se define en las reivindicaciones independientes adjuntas. Se proporcionan implantaciones adicionales en las reivindicaciones dependientes adjuntas, descripción y figuras de la presente solicitud.

35

**Breve descripción de los dibujos**

Las figuras de los dibujos que se acompañan incorporadas y que forman parte de esta especificación ilustran varios aspectos de la divulgación, y, junto con la descripción, sirven para explicar los principios de la divulgación.

40

La figura 1 ilustra un sistema de comunicación inalámbrico de acuerdo con algunas realizaciones;

La figura 2 ilustra un recurso físico de enlace descendente tal como se puede utilizar en un sistema de comunicación inalámbrico de evolución a largo plazo (LTE);

45

La figura 3 ilustra una estructura en el dominio tiempo que puede usarse en el sistema de comunicación inalámbrico de LTE;

50

La figura 4 ilustra una subtrama de enlace descendente que se puede utilizar en el sistema de comunicación inalámbrico de LTE;

La figura 5 ilustra la transmisión de señalización de control L1/L2 de enlace ascendente en un canal físico de control de enlace ascendente (PUCCH), de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación;

55

La figura 6 ilustra una estructura de transmisión de un modo de multiplexación espacial precodificado que puede usarse en el sistema de comunicación inalámbrico de LTE de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación;

60

La figura 7 ilustra un ejemplo de comparación de una subbanda y una banda ancha de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación;

La figura 8 ilustra una matriz de antenas bidimensional de ejemplo de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación;

65

La figura 9 ilustra un ejemplo de haces de transformada discreta de Fourier (DFT) sobremuestreados con  $(N_1, N_2) =$

(4,2) y  $(O_1, O_2) = (4,4)$  de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación;

Las figuras 10A, 11A, 12A y 13A ilustran procedimientos para informar la retroalimentación de CSI en un canal físico de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación;

5 Las figuras 10B, 11B, 12B y 13B ilustran procedimientos para recibir retroalimentación de CSI en un canal físico de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación;

10 Las figuras 14 y 15 ilustran realizaciones de ejemplo de un dispositivo inalámbrico de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación; y

Las figuras 16 a 18 ilustran realizaciones de ejemplo de un nodo de red de radio de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación.

## 15 Descripción detallada

Las realizaciones expuestas a continuación representan información para permitir al experto en la técnica poner en práctica las realizaciones e ilustrar el mejor modo de practicar las realizaciones. Al leer la siguiente descripción a la luz de las figuras de los dibujos que se acompañan, el experto en la técnica entenderá los conceptos de la divulgación y reconocerá las aplicaciones de estos conceptos que no se tratan particularmente en el presente documento. Debe entenderse que estos conceptos y aplicaciones caen dentro del alcance de la divulgación.

20 Obsérvese que, aunque en esta descripción se ha utilizado la terminología de LTE del 3GPP, esto no debe verse como una limitación del alcance de la descripción únicamente al sistema mencionado anteriormente. Otros sistemas inalámbricos, incluidos nueva radio (NR) (es decir, quinta generación (5G)), acceso múltiple por división de código de banda ancha (WCDMA), interoperabilidad mundial para acceso por microondas (WiMax), banda ancha ultra móvil (UMB) y sistema global para comunicaciones móviles (GSM), también pueden beneficiarse de la explotación de las ideas cubiertas en esta divulgación.

25 Obsérvese también que terminología tal como NodoB evolucionado o perfeccionado (eNodoB) y equipo de usuario (UE) debe considerarse no limitante, y no implica una cierta relación jerárquica entre los dos; en general, "eNodoB" podría considerarse como dispositivo 1, y "UE" como dispositivo 2, y que estos dos dispositivos se comunicarán entre sí a través de algún canal de radio. En el presente documento, las transmisiones inalámbricas en el enlace descendente se analizan en detalle, pero algunas realizaciones de la divulgación son igualmente aplicables en el enlace ascendente.

30 A este respecto, la figura 1 ilustra un ejemplo de un sistema inalámbrico 10 (por ejemplo, un sistema de comunicaciones celulares) en el que se pueden implantar realizaciones de la presente divulgación. El sistema inalámbrico 10 incluye un primer nodo 12, que en este ejemplo es un nodo de acceso por radio. Sin embargo, el primer nodo 12 no se limita a un nodo de acceso por radio y puede ser otro dispositivo tal como un nodo de radio general que permite la comunicación dentro de una red de radio, incluyendo un dispositivo inalámbrico como se describe más adelante. El nodo 12 de acceso por radio proporciona acceso inalámbrico a otros nodos, tales como dispositivos inalámbricos u otros nodos de acceso, tales como un segundo nodo 14, dentro de un área 16 de cobertura (por ejemplo, una célula) del nodo 12 de acceso por radio. En algunas realizaciones, el nodo 14 es un equipo de usuario de evolución a largo plazo (UE de LTE). Nótese que el término "UE" se usa, en el presente documento, en su sentido amplio, para indicar cualquier dispositivo inalámbrico. Como tal, los términos "dispositivo inalámbrico" y "UE" se usan indistintamente en el presente documento.

35 La LTE utiliza multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) en el enlace descendente y OFDM ensanchada por transformada de Fourier discreta (DFT) en el enlace ascendente. El recurso físico básico de enlace descendente de LTE puede verse, de este modo, como una cuadrícula de tiempo-frecuencia como se ilustra en la figura 2, donde cada elemento de recurso corresponde a una subportadora de OFDM durante un intervalo de símbolo de OFDM.

40 La figura 3 ilustra una estructura en el dominio tiempo que puede usarse en el sistema de comunicación inalámbrico de LTE. En el dominio tiempo, las transmisiones de enlace descendente de LTE se organizan en tramas de radio de 10 ms, y cada trama de radio consta de diez subtramas de igual tamaño de longitud  $T_{\text{subtrama}} = 1$  ms.

45 Además, la asignación de recursos en LTE se describe típicamente en términos de bloques de recursos, donde un bloque de recursos corresponde a un intervalo (0,5 ms) en el dominio tiempo y a doce subportadoras contiguas en el dominio frecuencia. Los bloques de recursos se numeran en el dominio frecuencia, comenzando con 0 desde un extremo del ancho de banda del sistema.

50 Las transmisiones de enlace descendente se programan dinámicamente; es decir, que, en cada subtrama, la estación base transmite información de control con respecto a qué terminales se transmiten los datos y sobre qué bloques de recursos se transmiten los datos en la subtrama actual de enlace descendente. Esta señalización de

control se transmite típicamente en los primeros 1, 2, 3 o 4 símbolos de OFDM en cada subtrama. En la figura 4 se ilustra un sistema de enlace descendente con 3 símbolos de OFDM como control.

La LTE usa solicitudes de repetición automáticas híbridas (HARQ), donde, después de recibir datos de enlace descendente en una subtrama, el terminal intenta decodificarlos e informa a la estación base de si la decodificación fue exitosa (ACK) o no (NACK). En caso de un intento de decodificación sin éxito, la estación base puede retransmitir los datos erróneos.

La señalización de control de enlace ascendente desde el terminal a la estación base consta de:

Acuses de recibo de HARQ para datos de enlace descendente recibidos;

informes de terminal relacionados con las condiciones de canal de enlace descendente, utilizados como ayuda para la programación del enlace descendente;

solicitudes de programación, que indican que un terminal móvil necesita recursos de enlace ascendente para transmisiones de datos de enlace ascendente.

Con el fin de proporcionar diversidad de frecuencia, estos recursos de frecuencia son saltos de frecuencia en el límite del intervalo, es decir, que un "recurso" consta de 12 subportadoras en la parte superior del espectro dentro del primer intervalo de una subtrama y de un recurso de igual tamaño en la parte inferior del espectro durante el segundo intervalo de la subtrama, o viceversa. Si se necesitan más recursos para la señalización de control de enlace ascendente L1/L2, como, por ejemplo, en el caso de un ancho de banda general de transmisión muy grande, que soporte un gran número de usuarios, se pueden asignar bloques de recursos adicionales al lado de los bloques de recursos asignados previamente. La figura 5 ilustra la transmisión de señalización de control de enlace ascendente L1/L2 en un canal físico de control de enlace ascendente (PUCCH),

Como se mencionó anteriormente, la señalización de control de enlace ascendente L1/L2 incluye acuses de recibo de HARQ, información de estado de canal y solicitudes de programación. Son posibles diferentes combinaciones de estos tipos de mensajes, como se describió más adelante, pero para explicar la estructura para estos casos es mejor discutir primero la transmisión separada de cada uno de los tipos, comenzando con la HARQ y la solicitud de programación. Hay cinco formatos definidos para el PUCCH en el lanzamiento 13, cada uno capaz de transportar un número diferente de bits. Para esta técnica de fondo, los formatos 2 y 3 de PUCCH son los más relevantes.

Los UE pueden reportar información de estado de canal (CSI) para proporcionar al eNodeB una estimación de las propiedades del canal en el terminal con el fin de ayudar a la programación dependiente del canal. Tales propiedades del canal son aquellas que tienden a variar con el desvanecimiento del canal o con la interferencia, tal como la ganancia relativa y la fase del canal entre los elementos de antena, la relación señal a interferencia y ruido (SINR) en una subtrama determinada, etc. Tal retroalimentación de CSI se utiliza para adaptar los estados de precodificación, modulación y codificación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO). La LTE proporciona otras medidas de las propiedades del canal, tales como los indicadores de intensidad de la señal recibida (RSSI), la potencia de la señal de referencia recibida (RSRP) y la calidad de la señal de referencia recibida (RSRQ); sin embargo, estas son propiedades a más largo plazo que no se utilizan para adaptar la transmisión de MIMO o para seleccionar estados de modulación y codificación, por lo que no se consideran CSI en el contexto de esta divulgación.

Un informe de CSI consta de múltiples bits por subtrama transmitidos en el informe de información de control de enlace ascendente (UCI). El formato 1 de PUCCH, que es capaz de como máximo dos bits de información por subtrama, obviamente no se puede utilizar para este propósito. La transmisión de informes de CSI en el PUCCH en el lanzamiento 13 se maneja en cambio mediante los formatos 2, 3, 4 y 5 de PUCCH, que son capaces de múltiples bits de información por subtrama.

Los recursos de formato 2 de PUCCH están configurados de forma semiestática. Un informe de formato 2 puede transportar una carga útil de 11 bits como máximo. Las variantes del formato 2 son los formatos 2a y 2b que también llevan información de HARQ-ACK de 1 y 2 bits, respectivamente, para un prefijo cíclico normal. Para un prefijo cíclico extendido, el formato 2 de PUCCH también puede transportar información de HARQ-ACK. Para simplificar, todos se denominan formato 2 en el presente documento.

El formato 3 de PUCCH está diseñado para soportar cargas útiles de HARQ-ACK más grandes, y puede transportar hasta 10 o 20 bits de HARQ-ACK para FDD y TDD, respectivamente. También puede transportar solicitudes de programación (SR), y, por lo tanto, soporta hasta 21 bits en total. El formato 3 de PUCCH también puede llevar CSI. Los formatos 4 y 5 de PUCCH soportan cargas útiles aún mayores.

Debido a que las cargas útiles del PUCCH están restringidas, la LTE define tipos de informes de CSI que transportan subconjuntos de componentes de CSI (tales como indicadores de calidad de canal (CQI), indicadores de matriz de precodificación (PMI), indicadores de rango (RI) e indicadores de recursos de CSI-RS (CRI)). Junto con el

modo de informe de PUCCH y el 'estado de modo', cada tipo de informe define una carga útil que se puede transportar en una transmisión dada de PUCCH, que se da en el 3GPP TS 36.213, Tabla 7.2.2-3. En el lanzamiento 13, todos los tipos de informes de PUCCH tienen cargas útiles menores o iguales a 11 bits, por lo tanto, todos pueden transportarse en una única transmisión de formato 2 de PUCCH.

- 5 Se definen diversos tipos de informes de CSI en el lanzamiento 13 de LTE:
- El informe de tipo 1 soporta la retroalimentación de CQI para las subbandas seleccionadas del UE
- 10 El informe de tipo 1a soporta CQI de subbanda y una segunda retroalimentación de PMI
- Los informes de tipo 2, tipo 2b y tipo 2c soportan retroalimentación de PMI e CQI de banda ancha
- El informe de tipo 2a soporta retroalimentación PMI de banda ancha
- 15 El informe de tipo 3 soporta retroalimentación de RI
- El informe de tipo 4 soporta CQI de banda ancha
- 20 El informe de tipo 5 soporta retroalimentación de RI y PMI de banda ancha
- El informe de tipo 6 soporta retroalimentación de RI y PMI
- El informe de tipo 7 soporta retroalimentación de CRI y RI
- 25 El informe de tipo 8 soporta retroalimentación de CRI, RI y PMI de banda ancha
- El informe de tipo 9 soporta retroalimentación de CRI, RI y PMI
- El informe de tipo 10 soporta retroalimentación de CRI
- 30 Estos tipos de informes se transmiten en el PUCCH con periodicidades y desplazamientos (en unidades de subtramas) determinadas de acuerdo con si CQI, primer PMI de clase A, RI o CRI son transportados por el tipo de informe.
- 35 La Tabla 1 a continuación muestra las subtramas cuando se transmiten los diversos tipos de informes suponiendo que los informes de CSI de banda ancha se utilizan con un único conjunto de subtramas de CSI. Se utilizan mecanismos similares para el informe de subbandas y para múltiples conjuntos de subtramas.

Tabla 1: Tiempo de transmisión del informe de PUCCH para tipos de informes de CSI

Contenido t de CSI	Tipo de informe de CSI	Subtrama en la que se transmiten el/los tipo/s de informe de CSI de banda ancha
CQI	1, 1a, 2, 2b, 2c, 4	$(10 \times n_f + \lfloor n_s/2 \rfloor - N_{OFFSET,CQI}) \bmod(N_{pd})=0$
Primer PMI de clase A	2a	$(10 \times n_f + \lfloor n_s/2 \rfloor - N_{OFFSET,CQI}) \bmod(H' \cdot N_{pd})=0$
RI	3,5	$(10 \times n_f + \lfloor n_s/2 \rfloor - N_{OFFSET,CQI} - N_{OFFSET,RI}) \bmod(N_{pd} \cdot M_{RI})=0$
CRI*	7,8,9,10	$(10 \times n_f + \lfloor n_s/2 \rfloor - N_{OFFSET,CQI} - N_{OFFSET,RI}) \bmod(N_{pd} \cdot M_{RI} \cdot M_{CRI})=0$

40 Obsérvese que el CRI es para el caso en el que se configura más de un recurso de CSI-RS. Donde (como se define en 3GPP TS 36.213 y 36.331):

45  $n_f$  es el número de trama del sistema

$n_s$  es el número de intervalo dentro de una trama de radio

$N_{pd}$  es una periodicidad en subtramas establecida por el parámetro de capa superior cqi-pmi-ConfigIndex

50  $N_{OFFSET,CQI}$  es un desplazamiento en subtramas establecido por el parámetro de capa superior cqi-pmi-ConfigIndex

$H'$  se establece mediante el parámetro de capa superior periodicityFactorWB

$M_{RI}$  es la periodicidad múltiple en subtramas establecida por el parámetro de capa superior ri-ConfigIndex

55  $N_{OFFSET,RI}$  es un desplazamiento en subtramas establecido por el parámetro de capa superior ri-ConfigIndex

$M_{CRI}$  es la periodicidad múltiple en subtramas establecida por el parámetro de capa superior  $cri\text{-}ConfigIndex$

El informe de CSI de PUCCH tienen una periodicidad fundamental de subtramas  $N_{pd}$ , y los CQI se pueden reportar a esta velocidad. Si se configura un RI, también se puede reportar a la misma velocidad que el CQI configurando  $M_{RI}=1$ , ya que un desplazamiento  $N_{OFFSET,RI}$  puede permitir al RI tener diferentes conmutadores de subtrama de la misma periodicidad que el CQI. Por otro lado, un primer PMI de clase A se multiplexa en el tiempo con el CQI, en el que el primer PMI de clase A se transmite en lugar del CQI en una de las transmisiones H' del CQI. El CRI se multiplexa en el tiempo con el RI de una manera similar, es decir, que el CRI se transmite en lugar del RI en una de las transmisiones  $M_{CRI}$  del RI.

Además, el formato 3 de PUCCH puede transportar ACK/NACK y CSI en la misma transmisión del PUCCH, pero la CSI debe ser de una sola célula de servicio. Además, en el lanzamiento 13, un UE sólo transmite CSI en el formato 3 de PUCCH cuando transmite ACK/NACK. Si no hay ningún ACK/NACK para transmitir en una subtrama dada y CSI va a transmitirse en el PUCCH, el UE utilizará el formato 2 de PUCCH en esa subtrama.

La señalización de control de LTE se puede transportar de varias maneras, incluyendo transportar la información de control en un canal físico de control de enlace descendente (PDCCH), en un canal físico de control de enlace descendente perfeccionado (EPDCCH) o PUCCH, empotrado en uno (PUSCH), en elementos de control de control de acceso al medio (MAC) ('CE de MAC'), o en señalización de control de recursos de radio (RRC). Cada uno de estos mecanismos está adaptado para transportar un tipo particular de información de control. Como se usa en el presente documento, un canal de control puede referirse a cualquiera de estos mecanismos. Además, una transmisión en un canal de control puede referirse a una transmisión separada que lleva la información o a una parte de una transmisión que lleva información específica.

La información de control transportada en el PDCCH, EPDCCH, PUCCH o empotrada en el PUSCH es información de control relacionada con la capa física, tal como información de control de enlace descendente (DCI), información de control de enlace ascendente (UCI), como se describe en 3GPP TS 36.211, 36.212, y 36.213. La DCI se usa generalmente para instruir al UE para que realice alguna función de capa física, proporcionando la información necesaria para realizar la función. La UCI proporciona generalmente a la red la información necesaria, tal como HARQ-ACK, solicitud de programación (SR), información de estado de canal (CSI), incluyendo CQI, PMI, RI y/o CRI. La UCI y la DCI se pueden transmitir subtrama por subtrama, y, por lo tanto, están diseñadas para soportar parámetros que varían rápidamente, incluidos aquellos que pueden variar con un canal de radio con desvanecimiento rápido. Debido a que la UCI y la DCI pueden transmitirse en cada subtrama, la UCI o la DCI correspondiente a una célula dada tiende a ser del orden de decenas de bits, con el fin de limitar la cantidad de sobrecarga de control.

La información de control transportada en los CE MAC se transporta en encabezados de MAC en los canales de transporte compartidos de enlace ascendente y enlace descendente (UL-SCH y DL-SCH), como se describe en 3GPP TS 36.321. Dado que un encabezado de MAC no tiene un tamaño fijo, la información de control en los CE de MAC se puede enviar cuando se necesita y no necesariamente representa una sobrecarga fija. Además, los CE de MAC pueden transportar cargas útiles de control más grandes de manera eficiente, ya que se transportan en canales de transporte UL-SCH o DL-SCH, que se benefician de la adaptación de enlace, HARQ, y pueden ser turbocodificados (mientras que UCI y DCI no pueden estar en el lanzamiento 13). Los CE de MAC se utilizan para realizar tareas repetitivas que utilizan un conjunto fijo de parámetros, tales como mantener el avance de la disposición temporal o el informe sobre el estado de la memoria intermedia, pero estas tareas generalmente no requieren la transmisión de un CE de MAC subtrama por subtrama. En consecuencia, la información de estado de canal relacionada con un canal de radio con desvanecimiento rápido, tal como PMI, CQI, RI y CRI, no se transporta en CE de MAC en el lanzamiento 13.

La información de control de RRC dedicada se transporta también a través de UL-SCH y DL-SCH utilizando portadores de radio de señalización (SRB), como se describe en 3GPP TS 36.331. En consecuencia, también puede transportar grandes cargas útiles de control de manera eficiente. Sin embargo, los SRB no están generalmente destinados a la transmisión muy frecuente de grandes cargas útiles, y deben estar disponibles para soportar señales menos frecuentes que deberían transmitirse de manera altamente fiable, tal como para los procedimientos de movilidad, incluido el traspaso. Por lo tanto, al igual que el MAC, la señalización de RRC no transporta información de estado de canal relacionada con un canal de radio de desvanecimiento rápido, tal como PMI, CQI, RI y CRI en el lanzamiento 13. De hecho, este tipo de CSI sólo se transmite en la señalización de UCI en PUSCH o en PUCCH.

Las técnicas de múltiples antenas pueden aumentar significativamente las velocidades de datos y la fiabilidad de un sistema de comunicación inalámbrico. El rendimiento mejora en particular si tanto el transmisor como el receptor están equipados con múltiples antenas, lo que da como resultado un canal de comunicación de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO). Tales sistemas y/o técnicas relacionadas se denominan comúnmente MIMO.

El estándar LTE está evolucionando actualmente con soporte MIMO mejorado. Un componente central de LTE es el soporte de desarrollos de antenas MIMO y de técnicas relacionadas con MIMO. El lanzamiento 12 de LTE soporta un modo de multiplexación espacial de 8 capas para antenas de Tx 8 con precodificación dependiente del canal. El

modo de multiplexación espacial está destinado a altas velocidades de datos en condiciones de canal favorables. En la figura 6 se proporciona una ilustración del funcionamiento de multiplexación espacial.

5 Como se ve en la figura 6, el vector  $s$  de símbolo que lleva información se multiplica por una matriz  $W$  de precodificador  $N_T \times r$ , que sirve para distribuir la energía de transmisión en un subespacio del espacio vectorial dimensional  $N_T$  (correspondiente a  $N_T$  puertos de antena). La matriz de precodificador se selecciona típicamente de un libro de códigos de posibles matrices de precodificador, y se indica típicamente por medio de un PMI, que especifica una matriz de precodificador única en el libro de códigos para un número dado de flujos de símbolos. Cada uno de los  $r$  símbolos en  $s$  corresponde a una capa, y  $r$  se denomina rango de transmisión. De esta manera, se consigue la multiplexación espacial, ya que se pueden transmitir múltiples símbolos simultáneamente sobre el mismo elemento de recursos de tiempo/frecuencia (TFRE). El número de símbolos  $r$  se adapta típicamente para conformarse a las propiedades del canal actual.

15 La LTE usa OFDM en el enlace descendente (y OFDM precodificada con DFT en el enlace ascendente), y, por consiguiente, el  $N_T \times 1$  vector  $y_n$  recibido para un determinado TFRE en la subportadora  $n$  (o, alternativamente, el número  $n$  de datos de TFRE) se modela de este modo:

$$y_n = H_n W s_n + e_n \quad \text{Ecuación 1}$$

20 donde  $e_n$  es un vector de ruido/interferencia obtenido como realizaciones de un proceso aleatorio. El precodificador  $W$  puede ser un precodificador de banda ancha, que es constante en frecuencia, o selectivo en frecuencia.

25 La matriz  $W$  de precodificador se elige a menudo para que coincida con las características de la  $N_R \times N_T$  matriz  $H_n$  de canal de MIMO, lo que da como resultado la denominada precodificación dependiente del canal. Esto también se conoce comúnmente como precodificación de bucle cerrado y esencialmente se esfuerza por enfocar la energía de transmisión en un subespacio que es fuerte en el sentido de transportar gran parte de la energía transmitida al UE. Además, la matriz del precodificador también puede seleccionarse para esforzarse por ortogonalizar el canal, lo que significa que después de una equalización lineal adecuada en el UE, se reduce la interferencia entre capas.

30 Un método de ejemplo para que un UE seleccione una matriz  $W$  de precodificador puede ser seleccionar  $W_k$  que maximiza la norma de Frobenius del canal equivalente hipotético:

$$\max_k \|\hat{H}_n W_k\|_F^2 \quad \text{Ecuación 2}$$

35 donde  $\hat{H}_n$  es una estimación de canal, posiblemente derivada de CSI-RS como se describe más adelante.  $W_k$  es una matriz de precodificador hipotética con índice  $k$ .  $\hat{H}_n W_k$  es el canal equivalente hipotético.

40 Con respecto a la retroalimentación de CSI, una subbanda se define como un número de pares de bloques de recursos físicos (PRB) adyacentes. En LTE, el tamaño de subbanda (es decir, el número de pares de PRB adyacentes) depende del ancho de banda del sistema, si los informes de CSI están configurados para ser periódicos o aperiódicos, y el tipo de retroalimentación (es decir, si está configurada la retroalimentación configurada de capa superior o la retroalimentación de subbanda seleccionada por UE). En la figura 7 se muestra un ejemplo que ilustra la diferencia entre subbanda y banda ancha. En el ejemplo, la subbanda consta de 6 PRB adyacentes. Obsérvese que sólo se muestran dos subbandas en la figura 7 para simplificar la ilustración. Generalmente, todos los pares de PRB en el ancho de banda del sistema se dividen en diferentes subbandas, donde cada subbanda consta de un número fijo de pares de PRB. Por contrato, la banda ancha involucra a todos los pares de PRB en el ancho de banda del sistema. Como se mencionó anteriormente, un UE puede retroalimentar un único precodificador que tiene en cuenta las mediciones de todos los pares de PRB en el ancho de banda del sistema si está configurado para reportar PMI de banda ancha por el eNodeB. Alternativamente, si el UE está configurado para informar PMI de subbanda, un UE puede retroalimentar múltiples precodificadores con un precodificador por subbanda. Además de los precodificadores de subbanda, el UE puede también retroalimentar el PMI de banda ancha.

55 En la precodificación de bucle cerrado para el enlace descendente de LTE, el UE transmite, en base a las mediciones de canal en el enlace directo (enlace descendente), recomendaciones al eNodeB de un precodificador adecuado para su uso. El eNB configura el UE para proporcionar retroalimentación de acuerdo con el modo de transmisión del UE, y puede transmitir CSI-RS y configurar el UE para usar medidas de CSI-RS para retroalimentar matrices de precodificación recomendadas que el UE selecciona de un libro de códigos. Se puede retroalimentar un solo precodificador que supuestamente cubre un gran ancho de banda (precodificación de banda ancha). También puede ser beneficioso hacer coincidir las variaciones de frecuencia del canal, y, en lugar de retroalimentar un informe de precodificación selectiva de frecuencia, por ejemplo, varios precodificadores, uno por subbanda. Este es un ejemplo del caso más general de retroalimentación de información de estado de canal, que también abarca retroalimentar otra información de vuelta distinta de los precodificadores recomendados para ayudar al eNodeB en transmisiones subsiguientes al UE. Tal información distinta puede incluir CQI así como RI de transmisión.

Dada la retroalimentación de CSI del UE, el eNodoB determina los parámetros de transmisión que desea usar para transmitir al UE, incluyendo la matriz de precodificación, el rango de transmisión y el estado de modulación y codificación (MCS). Estos parámetros de transmisión pueden diferir de las recomendaciones que hace el UE. Por lo tanto, en DCI se pueden señalar un indicador de rango y MCS, y la matriz de precodificación se puede señalar en DCI o el eNodoB puede transmitir una señal de referencia de demodulación a partir de la cual se puede medir el canal equivalente. El rango de transmisión, y, por lo tanto, el número de capas multiplexadas espacialmente, se refleja en el número de columnas del precodificador  $W$ . Para un rendimiento eficiente, es importante que se seleccione un rango de transmisión que coincida con las propiedades del canal.

En esquemas de transmisión de MIMO de bucle cerrado tales como TM9 y TM10, un UE estima y retroalimenta la CSI de enlace descendente al eNodoB. El eNB usa la CSI de retroalimentación para transmitir datos de enlace descendente al UE. La CSI consta de un RI de transmisión, un PMI y un CQI. El UE utiliza un libro de códigos de matrices de precodificación para encontrar la mejor coincidencia entre el canal  $H_n$  de enlace descendente estimado y una matriz de precodificación en el libro de códigos basándose en ciertos criterios, por ejemplo, el rendimiento del UE. El canal  $H_n$  se estima en base a una señal de referencia de CSI de potencia no cero (CSI-RS de NZP) transmitida en el enlace descendente para TM9 y TM10.

Los CQI/RI/PMI juntos proporcionan el estado del canal de enlace descendente al UE. Esto también se conoce como retroalimentación de CSI implícita, ya que la estimación de  $H_n$  no se retroalimenta directamente. Los CQI/RI/PMI pueden ser de banda ancha o subbanda, dependiendo del modo de informe configurado.

El RI corresponde a un número recomendado de flujos que deben multiplexarse espacialmente, y, de este modo, transmitirse en paralelo a través del canal de enlace descendente. El PMI identifica una palabra de código de matriz de precodificación recomendada (en un libro de códigos que contiene precodificadores con el mismo número de filas que el número de puertos de CSI-RS) para la transmisión, que se relaciona con las características espaciales del canal. El CQI representa un tamaño de bloque de transporte recomendado (es decir, de régimen de código) y la LTE soporta la transmisión de una o dos transmisiones simultáneas (en capas diferentes) de bloques de transporte (es decir, de bloques de información codificados por separado) a un UE en una subtrama. Por tanto, existe una relación entre un CQI y un SINR del flujo o de los flujos espacial/es sobre los que se transmiten el bloque o los bloques de transporte.

Se han definido libros de códigos de hasta 16 puertos de antena en LTE hasta el lanzamiento 13. Se soportan matrices de antenas tanto de una dimensión (1D) como de dos dimensiones (2D). Para un UE de lanzamiento 12 de LTE y de lanzamientos anteriores, sólo se soporta una retroalimentación de libro de códigos para un diseño de puerto 1D, con 2, 4 u 8 puertos de antena. Por consiguiente, el libro de códigos está diseñado asumiendo que estos puertos están dispuestos en línea recta en una dimensión. En el lanzamiento 13 de LTE, los libros de códigos para diseños de puertos 2D fueron especificados para el caso de 8, 12 o 16 puertos de antena. Además, en el lanzamiento 13 de LTE también se especificó un libro de códigos para el diseño de puertos 1D para el caso de 16 puertos de antena.

En el lanzamiento 13 de LTE, se introdujeron dos tipos de informes de CSI, es decir, clase A y clase B. En informes de CSI clase A, un UE mide y reporta CSI en base a un nuevo libro de códigos para la matriz de antenas 2D configurada con 8, 12 o 16 puertos de antena. El libro de códigos de clase A se define mediante cinco parámetros, es decir,  $(N1, N2, Q1, Q2, CodebookConfig)$ , donde  $(N1, N2)$  son el número de puertos de antena en una primera y una segunda dimensión, respectivamente.  $(Q1, Q2)$  son el factor de sobremuestreo de DFT para la primera y la segunda dimensión, respectivamente.  $CodebookConfig$  varía de 1 a 4 y define cuatro maneras diferentes en las que se forma el libro de códigos. Para  $CodebookConfig=1$ , un PMI correspondiente a un solo haz 2D se retroalimenta para todo el ancho de banda del sistema, mientras que para  $CodebookConfig = \{2,3,4\}$ , se retroalimentan los PMI correspondientes a cuatro haces 2D, y cada subbanda puede estar asociada a un haz 2D diferente. La CSI consta de un RI, un PMI y un CQI o varios CQI, de manera similar al informe de CSI en el lanzamiento previo 13.

En los informes de CSI de clase B, en un escenario (también denominado " $K_{CSI-RS} > 1$ "), el eNB puede preformar múltiples haces en una dimensión de antena. Puede haber múltiples puertos (1, 2, 4 u 8 puertos) dentro de cada haz en la otra dimensión de la antena. Las CSI-RS "formadas por haz" se transmiten a lo largo de cada haz. Un UE primero selecciona el mejor haz de un grupo de haces configurados y luego mide la CSI dentro del haz seleccionado en base al libro de códigos anterior a al lanzamiento 13 heredado de LTE para 2, 4 u 8 puertos. A continuación, el UE reporta de vuelta sobre el índice de haz seleccionado y la CSI correspondiente al haz seleccionado. En otro escenario (también denominado " $K_{CSI-RS} = 1$ "), el eNB puede formar hasta 4 haces (2D) en cada polarización y la CSI-RS "formada por haz" se transmite a lo largo de cada haz. Un UE mide la CSI en la CSI-RS "con forma de haz" y la CSI de retroalimentación en base a un nuevo libro de códigos de clase B para 2, 4 u 8 puertos.

En el lanzamiento 10 de LTE se introdujo una nueva secuencia de símbolos de referencia con la intención de estimar la información del estado del canal de enlace descendente, la CSI-RS. La CSI-RS ofrece varias ventajas sobre la base de la retroalimentación de CSI en la CRS que se utilizó, para ese fin, en versiones anteriores. En primer lugar, la CSI-RS no se utiliza para la demodulación de la señal de datos, y, de este modo, no requiere la misma densidad (es decir, que la sobrecarga de la CSI-RS es substancialmente menor). En segundo lugar, la CSI-

RS proporciona un medio mucho más flexible para configurar las mediciones de retroalimentación de CSI (por ejemplo, en qué recurso de CSI-RS medir se puede configurar de una manera específica de UE).

5 Al medir una CSI-RS transmitida desde el eNodeB, un UE puede estimar el canal efectivo que la CSI-RS está atravesando, incluyendo el canal de propagación de radio y las ganancias de antena. En un rigor más matemático, esto implica que si se transmite una señal  $x$  de CSI-RS conocida, un UE puede estimar el acoplamiento entre la señal transmitida y la señal recibida (es decir, el canal efectivo). Por consiguiente, si no se realiza ninguna virtualización en la transmisión, la señal recibida y se puede expresar como:

10  $y = Hx + e$  Ecuación 3

y el UE puede estimar el canal efectivo  $H$ .

15 Se pueden configurar hasta ocho puertos de CSI-RS en el lanzamiento 10 de LTE, es decir, que el UE puede estimar el canal de hasta ocho puertos de antena de transmisión. En la versión 13 de LTE, el número de puertos de CSI-RS que se puede configurar se extiende hasta dieciséis puertos (3GPP TS 36.213, 3GPP TS 36.211). En la versión 14 de LTE, se está considerando soportar hasta 32 puertos de CSI-RS.

20 Relacionado con CSI-RS está el concepto de recursos de CSI-RS de potencia cero (también conocido como CSI-RS silenciada) que se configuran como recursos regulares de CSI-RS, de modo que un UE sabe que la transmisión de datos es mapeada en torno a esos recursos. La intención de los recursos de CSI-RS de potencia cero es permitir que la red silencie la transmisión en los recursos correspondientes con el fin de aumentar la SINR de una CSI-RS de potencia distinta de cero correspondiente, posiblemente transmitida en un/a célula vecina/punto de transmisión. Para el lanzamiento 11 de LTE, se introdujo una CSI-RS de potencia cero especial que un UE debe usar para medir la interferencia más el ruido. Un UE puede asumir que los puntos de transmisión (TP) de interés no están transmitiendo en el recurso de CSI-RS de potencia cero, y, por lo tanto, la potencia recibida puede usarse como una medida de la interferencia más el ruido.

30 En base a un recurso de CSI-RS especificado y en una configuración de medición de interferencia (por ejemplo, un recurso de CSI-RS de potencia cero), el UE puede estimar el canal efectivo y el ruido más interferencia, y, en consecuencia, determinar también el rango, la matriz de precodificación y el MCS para recomendar que coincida mejor con el canal en particular.

35 Algunas realizaciones de la descripción actual pueden usarse con matrices de antenas bidimensionales, y algunas de las realizaciones presentadas usan tales antenas. Tales matrices de antenas pueden describirse (parcialmente) por el número de columnas de antenas correspondientes a la dimensión horizontal  $N_h$ , el número de filas de antenas correspondientes a la dimensión vertical  $N_v$  y el número de dimensiones correspondientes a diferentes polarizaciones  $N_p$ . De este modo, el número total de antenas es  $N=N_h N_v N_p$ . Cabe señalar que el concepto de antena no es limitante en el sentido de que puede referirse a cualquier virtualización (por ejemplo, a mapeo lineal) de los elementos físicos de la antena. Por ejemplo, los pares de subelementos físicos podrían recibir la misma señal y, por consiguiente, compartir el mismo puerto de antena virtualizado.

En la figura 8 se ilustra un ejemplo de una matriz 4x4 con elementos de antena con polarización cruzada.

45 La precodificación se puede interpretar como multiplicar la señal con diferentes pesos de formación de haz para cada antena antes de la transmisión. Un enfoque típico es adaptar el precodificador al factor de forma de antena, es decir, teniendo en cuenta  $N_h$ ,  $N_v$  y  $N_p$  al diseñar el libro de códigos del precodificador. Es posible que tales libros de códigos 2D no relacionen estrictamente las dimensiones vertical u horizontal con las dimensiones con las que están asociados los puertos de antena. Por lo tanto, se puede considerar que los libros de códigos 2D tienen unos números primero y segundo de puertos de antena  $N_1$  y  $N_2$ , donde  $N_1$  puede corresponder o bien a la dimensión horizontal o bien a la vertical, y, por tanto,  $N_2$  corresponderá a la dimensión restante. Es decir, que si  $N_1 = N_h$ , entonces  $N_2 = N_v$ , mientras que si  $N_1 = N_v$ , entonces  $N_2 = N_h$ . De manera similar, es posible que los libros de códigos 2D no relacionen estrictamente los puertos de antena con la polarización, y estén diseñados con mecanismos de cofasificación utilizados para combinar dos haces o dos puertos de antena, como se describe a continuación.

55 Un tipo común de precodificación es usar un precodificador de DFT, donde el vector de precodificador usado para precodificar una transmisión de una sola capa usando una matriz lineal uniforme (ULA) de polarización única con antenas  $N_1$  se define como:

$$\mathbf{w}_{1D}(l, N_1, O_1) = \frac{1}{\sqrt{N_1}} \begin{bmatrix} e^{j2\pi \cdot 0 \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \\ e^{j2\pi \cdot 1 \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \\ \vdots \\ e^{j2\pi \cdot (N_1-1) \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 4}$$

donde  $l = 0, 1, \dots, O_1 N_1 - 1$  es el índice del precodificador y  $O_1$  es un factor de sobremuestreo de números enteros. Un precodificador para una matriz lineal uniforme (ULA) de doble polarización con antenas  $N_1$  por polarización (y, por lo tanto,  $2N_1$  antenas en total) se puede definir de manera similar como:

$$\mathbf{w}_{1D,DP}(l, N_1, O_1) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{1D}(l) \\ e^{j\phi} \mathbf{w}_{1D}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{1D}(l) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_{1D}(l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\phi} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 5}$$

donde  $e^{j\phi}$  es un factor de cofasificación entre las dos polarizaciones que puede seleccionarse, por ejemplo, de un alfabeto  $\phi \in \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$  de QPSK.

Se puede crear un vector de precodificador correspondiente para una matriz plana uniforme bidimensional (UPA) con antenas  $N_1 \times N_2$  tomando el producto de Kronecker de dos vectores de precodificador como  $w_{2D}(l, m) = w_{1D}(l, N_1, O_1) \otimes w_{1D}(m, N_2, O_2)$ , donde  $O_2$  es un factor de sobremuestreo entero en la dimensión  $N_2$ . Cada precodificador  $w_{2D}(l, m)$  forma un haz de DFT; todos los precodificadores  $\{w_{2D}(l, m), l = 0, \dots, N_1 O_1 - 1; m = 0, \dots, N_2 O_2 - 1\}$  forman una cuadrícula de haces de DFT. En la figura 9 se muestra un ejemplo donde  $(N_1, N_2) = (4, 2)$  y  $(O_1, O_2) = (4, 4)$ . En las siguientes secciones, los términos 'haces de DFT' y 'precodificadores de DFT' se utilizan indistintamente.

Más en general, un haz con un par índice  $(l, m)$  puede identificarse por la dirección en la que se transmite la mayor energía cuando se utilizan pesos  $w_{2D}(l, m)$  de precodificación en la transmisión. Además, se puede usar un cono de magnitud con haces de DFT para bajar los lóbulos laterales del haz. Un precodificador 1D de DFT a lo largo de las dimensiones  $N_1$  y  $N_2$  con reducción de magnitud se puede expresar como:

$$\mathbf{w}_{1D}(l, N_1, O_1, \beta) = \frac{1}{\sqrt{N_1}} \begin{bmatrix} \beta_0 e^{j2\pi \cdot 0 \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \\ \beta_1 e^{j2\pi \cdot 1 \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \\ \vdots \\ \beta_{N_1-1} e^{j2\pi \cdot (N_1-1) \cdot \frac{l}{O_1 N_1}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{w}_{1D}(m, N_2, O_2, \gamma) = \frac{1}{\sqrt{N_2}} \begin{bmatrix} \gamma_0 e^{j2\pi \cdot 0 \cdot \frac{m}{O_2 N_2}} \\ \gamma_1 e^{j2\pi \cdot 1 \cdot \frac{m}{O_2 N_2}} \\ \vdots \\ \gamma_{N_2-1} e^{j2\pi \cdot (N_2-1) \cdot \frac{m}{O_2 N_2}} \end{bmatrix}$$

donde  $0 < \beta_i, \gamma_k \leq 1$  ( $i = 0, 1, \dots, N_1 - 1; k = 0, 1, \dots, N_2 - 1$ ) es un factor de escala de amplitud.  $\beta_i = 1, \gamma_k = 1$  ( $i = 0, 1, \dots, N_1 - 1; k = 0, 1, \dots, N_2 - 1$ ) no corresponde a ningún ahusamiento. Los haces de DFT (con o sin un cono de magnitud) tienen un conmutador de fase lineal entre los elementos a lo largo de cada una de las dos dimensiones. Sin pérdida de generalidad, se puede asumir que los elementos de  $w(l, m)$  están ordenados de acuerdo con  $w(l, m) = w_{1D}(l, N_1, O_1, \beta) \otimes w_{1D}(m, N_2, O_2, \gamma)$  de tal manera que los elementos adyacentes correspondan a elementos de antena adyacentes a lo largo de la dimensión  $N_2$ , y que los elementos de  $w(l, m)$  separados  $N_2$  correspondan a elementos de antena adyacentes a lo largo de la dimensión  $N_1$ . Entonces, el conmutador de fase entre dos elementos  $w_{s_1}(l, m)$  y  $w_{s_2}(l, m)$  de  $w(l, m)$  se puede expresar como:

$$\mathbf{w}_{s_2}(l, m) = \mathbf{w}_{s_1}(l, m) \cdot \begin{pmatrix} \alpha_{s_2} \\ \alpha_{s_1} \end{pmatrix} \cdot e^{j2\pi((k_1-i_1)A_1+(k_2-i_2)A_2)}$$

donde  $s_1 = i_1 N_2 + i_2$  y  $s_2 = k_1 N_2 + k_2$  (con  $0 \leq i_2 < N_2, 0 \leq i_1 < N_1, 0 \leq k_2 < N_2, 0 \leq k_1 < N_1$ ) son números enteros que identifican dos entradas del haz  $w(l, m)$  de modo que  $(i_1, i_2)$  indica a una primera entrada del haz  $w(l, m)$  que está

mapeada para un primer elemento de antena (o puerto) y  $(k_1, k_2)$  indica a una segunda entrada del haz  $w(l, m)$  que está mapeada para un segundo elemento de antena (o puerto).

$\alpha_{s1} = \beta_{i1} \gamma_{k2}$  y  $\alpha_{s2} = \beta_{k1} \gamma_{k2}$  son números reales.  $\alpha_i \neq 1$  ( $i = s_1, s_2$ ) si se usa una reducción gradual de la magnitud; de lo

5 contrario  $\alpha_i = 1$ .  $\Delta_1 = \frac{l}{O_1 N_1}$  es un conmutador de fase correspondiente a una dirección a lo largo de un eje, por ejemplo, del eje horizontal ('azimut').  $\Delta_2 = \frac{m}{O_2 N_2}$  es un conmutador de fase correspondiente a la dirección a lo largo de un eje, por ejemplo, del eje vertical ('elevación').

10 Por lo tanto, un  $k$ -ésimo haz  $d(k)$  formado con el precodificador  $w(l_k, m_k)$  puede también indicarse mediante el precodificador correspondiente  $w(l_k, m_k)$ , es decir, que  $d(k) = w(l_k, m_k)$ . Por lo tanto, un haz  $d(k)$  puede describirse como un conjunto de números complejos, estando cada elemento del conjunto caracterizado por al menos un conmutador de fase complejo, de tal modo que un elemento del haz está relacionado con cualquier otro elemento del haz donde  $d_n(k) = d_i(k) \alpha_{i,n} e^{j2\pi(\rho\Delta_1, k + q\Delta_2, k)} = d_i(k) \alpha_{i,n} (e^{j2\pi\Delta_1, k})^\rho (e^{j2\pi\Delta_2, k})^q$ , donde  $d_i(k)$  es el  $i$ -ésimo elemento de una haz  $d(k)$ ,  $\alpha_{i,n}$  es un número real correspondiente a los elementos  $i$ -ésimo y  $n$ -ésimo del haz  $d(k)$ ;  $p$  y  $q$  son números enteros; y  $\Delta_{1,k}$  y  $\Delta_{2,k}$  son números reales correspondientes a un haz con par índice  $(l_k, m_k)$  que determinan los conmutadores de fase complejos  $e^{j2\pi\Delta_{1,k}}$  and  $e^{j2\pi\Delta_{2,k}}$ , respectivamente. El par de índices  $(l_k, m_k)$  corresponde a una dirección de llegada o salida de una onda plana cuando el haz  $d(k)$  se utiliza para la transmisión o recepción en un UPA o ULA. Un haz  $d(k)$  se puede identificar con un índice  $k$  donde  $k = l_k + N_1 O_1 m_k$ , es decir, primero a lo largo de la dimensión vertical o  $N_2$ , o, alternativamente,  $k = N_2 O_2 l_k + m_k$ , es decir, primero a lo largo de la dimensión horizontal o  $N_1$ .

La extensión del precodificador para un ULA de polarización dual se puede hacer como:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{2D,DP}(l, m, \phi) &= \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\phi} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{w}_{2D}(l, m) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{2D}(l, m) \\ e^{j\phi} \mathbf{w}_{2D}(l, m) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{2D}(l, m) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_{2D}(l, m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\phi} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{Ecuación 6}$$

25 Se puede crear una matriz  $\mathbf{W}_{2D,DP}$  de precodificador para transmisión multicapa añadiendo columnas de vectores de precodificador de DFT como:  $\mathbf{W}_{2D,DP}^{(R)} = [\mathbf{w}_{2D,DP}(l_1, m_1, \phi_1) \quad \mathbf{w}_{2D,DP}(l_2, m_2, \phi_2) \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{2D,DP}(l_R, m_R, \phi_R)]$  donde  $R$  es el número de capas de transmisión, es decir, el rango de transmisión. En un caso especial para un precodificador de DFT de rango 2,  $m_1 = m_2 = m$  y  $l_1 = l_2 = l$ , tenemos:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{2D,DP}^{(2)}(l, m, \phi_1, \phi_2) &= [\mathbf{w}_{2D,DP}(l, m, \phi_1) \quad \mathbf{w}_{2D,DP}(l, m, \phi_2)] \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{2D}(l, m) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_{2D}(l, m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\phi_1} & e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{Ecuación 7}$$

35 Para cada rango, todos los candidatos al precodificador forman un "libro de códigos de precodificador" o un "libro de códigos". Un UE puede determinar primero el rango del canal estimado de banda ancha de enlace descendente en base a CSI-RS. Una vez identificado el rango, para cada subbanda, el UE busca después a través de todos los precodificadores candidatos en un libro de códigos para el rango determinado para encontrar el mejor precodificador para la subbanda. Por ejemplo, en el caso de rango = 1, el UE buscaría a través de  $\mathbf{w}_{2D,DP}(k, l, \phi)$  todos los valores posibles  $(k, l, \phi)$ . En caso de rango = 2, el UE buscaría a través de  $\mathbf{W}_{2D,DP}^{(2)}(k, l, \phi_1, \phi_2)$  para todos los valores posibles  $(k, l, \phi_1, \phi_2)$ .

40 Con MIMO multiusuario (MU-MIMO), dos o más usuarios en la misma célula se programan conjuntamente en el mismo recurso de tiempo-frecuencia. Es decir, que se transmiten dos o más flujos de datos independientes a diferentes UE al mismo tiempo, y que el dominio espacial se usa para separar los respectivos flujos. Al transmitir varios flujos simultáneamente, se puede aumentar la capacidad del sistema. Sin embargo, esto tiene el coste de reducir la SINR por flujo, ya que la potencia debe compartirse entre los flujos y los flujos causarán interferencias entre sí.

50 Cuando se aumenta el tamaño de la matriz de antenas, la ganancia de formación de haz aumentada conducirá a una SINR más alta, sin embargo, como el rendimiento del usuario depende sólo logarítmicamente de la SINR (para SINR grandes), es beneficioso entonces cambiar las ganancias en SINR por un ganancia en multiplexación, que aumenta linealmente con el número de usuarios multiplexados.

Se requiere una CSI precisa con el fin de realizar la formación de nulos apropiada entre usuarios programados

conjuntamente. En el actual lanzamiento 13 estándar de LTE, no existe un modo de CSI especial para MU-MIMO y, de este modo, la programación y la construcción del precodificador MU-MIMO deben basarse en los informes de CSI existentes diseñados para MIMO de usuario único (es decir, un PMI que indica un precodificador basado en DFT, un RI y un CQI). Esto puede resultar bastante complicado para MU-MIMO, ya que el precodificador reportado sólo  
 5 contiene información sobre la dirección del canal más fuerte para un usuario, y, de este modo, puede no contener suficiente información para realizar una formación de nulos adecuada, lo que puede provocar una gran cantidad de interferencia entre usuarios, reduciendo el beneficio de MU-MIMO.

Los precodificadores basados en DFT discutidos anteriormente y usados en el lanzamiento 13 de LTE calculan la cofasificación a través de pares de puertos (típicamente polarizados de manera diferente). Si se utiliza más de un haz  $d(k)$  en los informes de CSI, los haces no se combinan con la cofasificación, pero los pares de puertos asociados con un haz seleccionado sí se combinan. En consecuencia, estos precodificadores basados en DFT pueden considerarse precodificadores de "haz único". Los precodificadores de haz múltiple son, por lo tanto, una extensión, donde se aplica la cofasificación a través de haces y de pares de puertos. En esto, describimos uno de esos libros de códigos. Si bien el libro de códigos de haces múltiples se describe con dos dimensiones del libro de códigos relacionadas con las dimensiones horizontal y vertical por concreción, el libro de códigos es igualmente aplicable a un caso general en el que las dimensiones primera o segunda se relacionan con puertos de antena horizontal o vertical, como se describió anteriormente.

$D_N$  se define como una matriz de DFT de tamaño  $N \times N$ , es decir, que los elementos de  $D_N$  se definen como  $[D_N]_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\frac{2\pi kl}{N}}$ .  $R_N(q) = \text{diag}\left([e^{j2\pi \cdot 0 \cdot \frac{q}{N}} \quad e^{j2\pi \cdot 1 \cdot \frac{q}{N}} \quad \dots \quad e^{j2\pi \cdot (N-1) \cdot \frac{q}{N}}]\right)$  se define adicionalmente como una matriz de rotación de tamaño  $N \times N$ , definida para  $0 \leq q < 1$ . Multiplicar  $D_N$  con  $R_N(q)$  desde la izquierda crea una matriz rotada de DFT con entradas  $[R_N(q)D_N]_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\frac{2\pi k(l+q)}{N}}$ . La matriz rotada de DFT  $R_N(q)D_N = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_N]$  consta de vectores de columna ortogonales normalizados  $\{d_i\}_{i=1}^N$  que abarcan adicionalmente el espacio vectorial  $\mathbb{C}^N$ . Esto  
 25 es, las columnas de  $R_N(q)D_N$ , para cualquier  $q$ , es una base ortonormal de  $\mathbb{C}^N$ .

En algunas realizaciones, se crea un diseño de libro de códigos extendiendo las matrices (rotadas) de DFT que eran transformadas apropiadas para un ULA monopolarizado, como se discutió anteriormente para ajustarse también al caso más general de los UPA 2D con polarización dual.

Una matriz rotada de DFT 2D se define como  $D_{N_V, N_H}(q_V, q_H) = (R_{N_H}(q_H)D_{N_H}) \otimes (R_{N_V}(q_V)D_{N_V}) = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_{N_V N_H}]$ . Las columnas  $\{d_i\}_{i=1}^{N_{DP}}$  de  $D_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$  constituyen una base ortonormal del espacio vectorial  $\mathbb{C}^{N_V N_H}$ . Tal columna  $d_i$  se denomina en lo sucesivo un haz (DFT).

Se crea una matriz de transformación espacial de haces de doble polarización adecuada para un UPA donde los elementos superior izquierdo e inferior derecho corresponden a las dos polarizaciones:

$$B_{N_V, N_H}(q_V, q_H) = I_2 \otimes D_{N_V, N_H}(q_V, q_H) = \begin{bmatrix} D_{N_V, N_H}(q_V, q_H) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & D_{N_V, N_H}(q_V, q_H) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 & d_2 & \dots & d_{N_V N_H} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & d_1 & d_2 & \dots & d_{N_V N_H} \end{bmatrix} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{2N_V N_H}].$$

Las columnas  $\{b_i\}_{i=1}^{2N_V N_H}$  de  $B_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$  constituyen una base ortonormal del espacio vectorial  $\mathbb{C}^{2N_V N_H}$ . Tal columna  $b_i$  se denota en lo sucesivo como un haz monopolarizado (haz SP), ya que está construido por un haz  $d$  transmitido en una sola polarización (es decir, que  $b = \begin{bmatrix} d \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$  o  $b = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ d \end{bmatrix}$ ). La notación haz de polarización dual también se introduce para referirse a un haz transmitido en ambas polarizaciones (que se combinan con un factor de cofasificación de polarización  $e^{j\alpha}$ , es decir, que  $b_{DP} = \begin{bmatrix} d \\ e^{j\alpha} d \end{bmatrix}$ ).

Utilizando el supuesto de que el canal es algo escaso, gran parte de la energía del canal se captura seleccionando sólo un subconjunto de columnas de  $B_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$ , es decir, que es suficiente describir un par de haces SP, lo que reduce la sobrecarga de retroalimentación. Por lo tanto, seleccionar un subconjunto de columnas  $I_S$  que consta de columnas  $N_{SP}$  de  $B_{N_V, N_H}(q_V, q_H)$ , crea una matriz de transformación de espacio de haces reducida  $B_{IS} = [b_{IS(1)} \ b_{IS(2)} \ \dots \ b_{IS(N_{SP})}]$ , por ejemplo, seleccionar los números de columna  $I_S = [15 \ 10 \ 25]$  crea la matriz de transformación de espacio de haz reducido  $B_{IS} = [b_1 \ b_5 \ b_{10} \ b_{25}]$ .

Una estructura general de precodificador para la precodificación de una sola capa es:

$$\mathbf{w} = \mathbf{B}_{IS} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{N_{SP}} \end{bmatrix} = [\mathbf{b}_{IS(1)} \quad \mathbf{b}_{IS(2)} \quad \dots \quad \mathbf{b}_{IS(N_{SP})}] \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{N_{SP}} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^{N_{SP}} c_i \mathbf{b}_{IS(i)}.$$

5 Donde  $\{c_i\}_{i=1}^{N_{SP}}$  son coeficientes complejos de codificación de haz.

El precodificador  $w$  en la ecuación anterior puede describirse como una combinación lineal de haces construidas mediante la combinación de un  $k$ -ésimo haz  $b_k$  con el coeficiente de combinación  $b_k$ . Dicho coeficiente de cofasificación de haces es un número complejo escalar que ajusta al menos la fase de un haz con respecto a otros haces de acuerdo con  $c_k b_k$ . Cuando un coeficiente de cofasificación de haz sólo ajusta la fase relativa, es un número complejo de magnitud unitaria. En general, es deseable ajustar también la ganancia relativa de los haces, en cuyo caso el coeficiente de cofasificación del haz no es de magnitud unitaria.

15 Se consigue una estructura de precodificador de haces múltiples más refinada al separar los coeficientes complejos en una potencia (o amplitud) y una parte de fase como:

$$\begin{aligned} \mathbf{w} = \mathbf{B}_{IS} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{N_{SP}} \end{bmatrix} &= \mathbf{B}_{IS} \begin{bmatrix} \sqrt{p_1} e^{j\alpha_1} \\ \sqrt{p_2} e^{j\alpha_2} \\ \vdots \\ \sqrt{p_{N_{SP}}} e^{j\alpha_{N_{SP}}} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_{IS} \begin{bmatrix} \sqrt{p_1} & 0 & & \vdots \\ 0 & \sqrt{p_2} & & \\ & & \ddots & 0 \\ & & & 0 & \sqrt{p_{N_{SP}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\alpha_1} \\ e^{j\alpha_2} \\ \vdots \\ e^{j\alpha_{N_{SP}}} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{B}_{IS} \sqrt{\mathbf{P}} \begin{bmatrix} e^{j\alpha_1} \\ e^{j\alpha_2} \\ \vdots \\ e^{j\alpha_{N_{SP}}} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

20 Como multiplicar el vector  $w$  del precodificador con una constante compleja  $C$  no cambia sus propiedades de formación de haces (ya que sólo la fase y la amplitud en relación con los otros haces monopolarizados son importantes), se puede asumir sin pérdida de generalidad que los coeficientes correspondiente a, por ejemplo, el haz 1 de SP se fija en  $p_1 = 1$  y  $e^{j\alpha_1} = 1$ , de modo que los parámetros para un haz menos necesitan ser señalizados desde el UE a la estación base. Además, se puede asumir adicionalmente que el precodificador se multiplica por un factor de normalización, de modo que, por ejemplo, se cumple una restricción de potencia de suma, es decir, que  $\|\mathbf{w}\|^2 = 1$ .

25 Cualquier factor tal de normalización se omite de las ecuaciones del presente documento en pro de la claridad.

En algunos casos, las posibles elecciones de columnas de  $B_{NV,NH}(q_v, q_H)$  están restringidas de modo que si es elegida la columna  $i = i_0$ , también lo es la columna  $i = i_0 + N_V N_H$ . Es decir, que si se elige un haz SP correspondiente

a un cierto haz mapeado para la primera polarización, por ejemplo,  $\mathbf{b}_{i_0} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_{i_0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$ , esto implicaría que el haz SP

30  $\mathbf{b}_{i_0 + N_V N_H} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{d}_{i_0} \end{bmatrix}$  se elige también. Es decir, que se elige también el haz SP correspondiente a dicho cierto haz mapeado para la segunda polarización. Esto reduciría la sobrecarga de retroalimentación ya que sólo tendrían que seleccionarse las columnas  $N_{DP} = N_{SP}/2$  de  $B_{NV,NH}(q_v, q_H)$  y señalizarse de nuevo a la estación base. En otras palabras, la selección de columna se realiza en un nivel de haz (o haz DP) en lugar de en un nivel de haz SP. Si un cierto haz es fuerte en una de las polarizaciones, esto implicará típicamente que el haz será también fuerte en la otra polarización, al menos con respecto a banda ancha, por lo que la pérdida de restringir la selección de columna de esta manera no disminuirá significativamente el rendimiento. En el siguiente análisis, se asume en general el uso de haces DP (a menos que se indique lo contrario).

40 En algunos casos, el precodificador de haces múltiples es factorizado en dos o más factores que se seleccionan con diferente frecuencia-granularidad, con el fin de reducir la sobrecarga de retroalimentación. En tales casos, la selección del haz SP (es decir, la elección de la matriz  $B_{IS}$ ) y las potencias/amplitudes relativas del haz SP (es decir, la elección de la matriz  $\sqrt{\mathbf{P}}$ ) se seleccionan con una cierta frecuencia-granularidad, mientras que las fases del haz

SP (es decir, la elección de la matriz  $\begin{bmatrix} e^{j\alpha_1} \\ e^{j\alpha_2} \\ \vdots \\ e^{j\alpha_{N_{SP}}} \end{bmatrix}$ ) se seleccionan con otra frecuencia-granularidad determinada. En un caso tal, la cierta frecuencia-granularidad corresponde a una selección de banda ancha (es decir, a una selección

para todo el ancho de banda) mientras que dicha otra cierta frecuencia-granularidad corresponde a una selección por subbanda (esto es, el ancho de banda de la portadora se divide en un número de subbandas, que normalmente constan de 1 a 10 PRB, y se hace una selección separada para cada subbanda).

- 5 En un caso típico, el vector de precodificador de haz múltiple es factorizado como  $w = W_1 W_2$ , donde  $W_1$  se selecciona con una cierta frecuencia-granularidad, y  $W_2$  se selecciona con otra cierta frecuencia-granularidad. El vector de precodificador se puede expresar como

$$w = \underbrace{B_{IS} \sqrt{P}}_{=W_1} \underbrace{\begin{bmatrix} e^{j\alpha_1} \\ e^{j\alpha_2} \\ \vdots \\ e^{j\alpha_{N_{SP}}} \end{bmatrix}}_{=W_2} = W_1 W_2.$$

10 Usando esta notación, si dicha cierta frecuencia-granularidad corresponde a una selección de banda ancha de  $W_1$ , y dicha otra cierta frecuencia-granularidad corresponde a una selección por subbanda de  $W_2$ , el vector precodificador para la subbanda  $l$  puede expresarse como  $w_l = W_1 W_2(l)$ . Es decir, que sólo  $W_2$  está en función del índice  $l$  de subbanda.

15 Aquello que necesita ser retroalimentado por el UE al eNodeB es esto:

las columnas elegidas de  $B_{NV,NH}(q_V, q_H)$ , es decir, los haces  $N_{SP}$  monopolarizados. Esto requiere como máximo  $N_{SP} \cdot \log_2(2N_V N_H)$  bits.

20 los factores  $q_V$  y  $q_H$  de rotación base vertical y horizontal de DFT. Por ejemplo, el  $q(i) = \frac{i}{Q}, i = 0, 1, \dots, Q - 1$ , para algún valor de  $Q$ . La sobrecarga correspondiente sería entonces  $2 \cdot \log_2 Q$  bits.

25 los niveles de potencia (relativos)  $\{p_2, p_3, \dots, p_{N_{SP}}\}$  de los haces SP. Si  $L$  es el número de posibles niveles de potencia discretos,  $(N_{SP} - 1) \cdot \log_2 L$  es necesario para retroalimentar los niveles de potencia del haz SP.

los factores de cofasificación  $\{e^{j\alpha_2}, e^{j\alpha_3}, \dots, e^{j\alpha_{N_{SP}}}\}$  de los haces SP. Por ejemplo,  $\alpha(k) = \frac{2\pi k}{K}, k = 0, 1, \dots, K - 1$ , para algún valor de  $K$ . La sobrecarga correspondiente sería,  $(2N_{DP} - 1) \cdot \log_2 K$  bits por rango por informe de  $W_2(l)$ .

30 Recientemente, el 3GPP ha aceptado la siguiente asunción de trabajo utilizada para desarrollar especificaciones de capa física para CSI avanzada de lanzamiento 14 en base a precodificadores de haces múltiples. Nótese que el término 'coeficiente de combinación de haces' se utiliza aquí para los factores de cofasificación  $c_{r,l,i}$ , aunque los factores de cofasificación pueden combinar elementos con diferentes polarizaciones, así como diferentes haces.

35 Los precodificadores van a ser normalizados en las ecuaciones a continuación.

$$W_1 = \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & B \end{bmatrix}, B = [p_0 \mathbf{b}_{k_1^{(0)}, k_2^{(0)}}, \dots, p_{L-1} \mathbf{b}_{k_1^{(L-1)}, k_2^{(L-1)}}]$$

• Para el rango 1:

$$40 W = \begin{bmatrix} \tilde{w}_{0,0} \\ \tilde{w}_{1,1} \end{bmatrix} = W_1 W_2, \text{ and } W_2 = \begin{bmatrix} c_{0,0} \\ c_{1,0} \end{bmatrix}$$

• Para el rango 2:

$$45 W = \begin{bmatrix} \tilde{w}_{0,0} & \tilde{w}_{0,1} \\ \tilde{w}_{1,0} & \tilde{w}_{1,1} \end{bmatrix} = W_1 W_2, \text{ and } W_2 = \begin{bmatrix} c_{0,0} & c_{0,1} \\ c_{1,0} & c_{1,1} \end{bmatrix}$$

•  $c_{r,l} = [c_{r,l,0}, \dots, c_{r,l,L-1}]$ ,  $r = 0, 1$ ,  $l = 0, 1$

$$\tilde{w}_{r,l} = \sum_{i=0}^{L-1} \mathbf{b}_{k_1^{(i)}, k_2^{(i)}} \cdot p_i \cdot c_{r,l,i}; r = 0, 1, l = 0, 1$$

50 -  $L = 2$  es el número de haces

-  $b_{k_1, k_2}$  es un haz de DFT 2D de la cuadrícula muestreada

•  $k_1 = 0, 1, \dots, N_1 O_1 - 1$

5

•  $k_2 = 0, 1, \dots, N_2 O_2 - 1$

- factor de escala de potencia del haz  $0 \leq p_i \leq 1$  para el haz  $i$

- coeficiente de combinación del haz  $c_{r,l,i}$  para el haz  $i$  y en la capa  $l$  de polarización de rand [sic].

10

**Selección de haz W1**

- $O_1 = O_2 = 4$ 
  - Si  $N_2 = 1, O_2 = 1$
- $2N_1 N_2 \in \{4, 8, 12, 16, 20, 24, 28, 32\}$
- El índice de haz líder (más fuerte):
  - $k_1^{(0)} = 0, 1, \dots, N_1 O_1 - 1$
  - $k_2^{(0)} = 0, 1, \dots, N_2 O_2 - 1$
- El índice del segundo haz (más débil):
  - $k_1^{(1)} = k_1^{(0)} + O_1 d_1$
  - $k_2^{(1)} = k_2^{(0)} + O_2 d_2$ 
    - $d_1 \in \{0, \dots, \min\{N_1, L_1\} - 1\}$
    - $d_2 \in \{0, \dots, \min\{N_2, L_2\} - 1\}$
    - $\{d_1, d_2\} \neq \{0, 0\}$
  - Donde  $L_1, L_2$  se definen como:
    - Si  $N_1 \geq N_2$  y  $N_2 \neq 1$ 
      - »  $L_1 = 4, L_2 = 2$
    - Si  $N_1 < N_2$  y  $N_1 \neq 1$ 
      - »  $L_2 = 4, L_1 = 2$
    - Si  $N_2 = 1$ 
      - »  $L_1 = 8, L_2 = 1$

**Potencia de haz W1**

- Segunda potencia de haz cuantificada con 2 bits
  - $p_0 = 1, p_1 \in \{1, \sqrt{0.5}, \sqrt{0.25}, 0\}$

**W2**

- $c_{0,0,0} = c_{0,1,0} = 1$  siempre
- $c_{r,l,i} \in \{1, j, -1, -j\}, \forall i, r, l$

- Sobrecarga de W1 para  $M = M_1 = 4$ 
  - Indicar haz líder:  $\lceil \log_2(N_1 N_2 O_1 O_2) \rceil = \lceil \log_2(16 N_1 N_2) \rceil = 8$  bits
  - Indicar segundo haz:  $\lceil \log_2(4) \rceil = 3$  bits
  - Potencia relativa de haz más débil: 2 bits

Haz	W1 (bits)	W2 (bits)
1	13	6
2	13	12

15

Se soporta la retroalimentación sobre el PUSCH y se soporta la retroalimentación sobre el PUCCH. Debido a que la retroalimentación sobre el PUCCH va a ser soportada, y dado que las indicaciones de  $W_1$  y  $W_2$  son (al menos en algunos casos) más grandes de lo que se puede soportar en el formato 2 de PUCCH, la retroalimentación para  $W_1$  y/o  $W_2$  debe modificarse cuando está configurado el informe sobre el formato 2 de PUCCH.

20

Las figuras 10A a 13A ilustran procedimientos para reportar retroalimentación de CSI en un canal físico de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación.

25

La figura 10A ilustra un procedimiento mediante el cual el segundo nodo 14 reporta retroalimentación de CSI al primer nodo 12 en un canal físico (paso 100A). De acuerdo con algunas realizaciones, la retroalimentación de CSI es una retroalimentación de CSI rica. Como se usa en el presente documento, CSI rica se refiere a CSI que transmite más información que la CSI tradicional. Por ejemplo, la CSI rica puede ser una CSI para LTE avanzada o para NR de tipo 2. A continuación se incluyen ejemplos y descripciones adicionales. De acuerdo con algunas

realizaciones, el informe de retroalimentación de CSI se realiza con una pequeña carga útil. Además, como se usa en el presente documento, una carga útil pequeña es una carga útil que incluye menos bits totales de los que normalmente se necesitarían enviar en otras aplicaciones. Por ejemplo, una aplicación para CSI avanzada es transmitir PMI de subbanda, utilizando un número de bits por subbanda (considerado substancial). En comparación con esta aplicación, de acuerdo con algunas realizaciones divulgadas, la carga útil se restringe cuando existe la necesidad de transmitir un PMI de banda ancha y una submuestra adicional del PMI como para que se ajuste al canal de retroalimentación. En tal caso, una carga útil pequeña es una carga útil lo suficientemente pequeña como para adecuarse al canal de retroalimentación o más pequeña. Esto se puede conseguir de muchas maneras diferentes, algunas de las cuales se analizan a continuación. Específicamente, como se muestra en la figura 11A, el segundo nodo 14 identifica un subconjunto de entradas de libro de códigos a partir de un libro avanzado de códigos de CSI de coeficientes (paso 200A). Después, el segundo nodo 14 selecciona una entrada del libro de códigos del subconjunto (202A). Se reporta al primer nodo 12 (paso 204A) de un índice de la entrada seleccionada del libro de códigos. De esta manera, se cumplen las restricciones del canal físico con la carga útil pequeña, incluso cuando se envía CSI rica.

La figura 12A ilustra un procedimiento por el cual el segundo nodo 14 reporta un indicador de rango y un indicador de recuento de haces en una primera transmisión (paso 300A) y reporta un indicador de cofasificación en una segunda transmisión (paso 302A). En algunas realizaciones, estas transmisiones se envían ambas en el mismo canal de control de enlace ascendente. En algunas realizaciones, estas transmisiones se envían por un canal que actúa como canal de control. En algunas realizaciones, el segundo nodo 14 determina un número de haces L usados para construir el informe de CSI de haz múltiple (paso 304A). El segundo nodo 14 determina después un indicador de haz para un haz I-ésimo, identificando, el indicador de haz, el índice de un haz del informe de CSI de haz múltiple si L es al menos I, y, de lo contrario, identifica que L es menor que I (paso 306A).

La figura 13A ilustra un procedimiento mediante el cual el segundo nodo 14 reporta CSI correspondiente a un primer número de haces si la CSI corresponde a un primer rango (paso 400A) y reporta CSI correspondiente a un segundo número de haces si la CSI corresponde a una segunda fila (paso 402A).

Las figuras 10B - 13B son figuras que ilustran un funcionamiento análogo en un lado de recepción, tal como el primer nodo 12.

En el lanzamiento 13 de LTE, la retroalimentación de CSI periódica basada en el libro de códigos de clase A se lleva en el formato 2 de PUCCH sobre al menos tres transmisiones, es decir, que

- 1ª transmisión: RI
- 2ª transmisión:  $W_1$
- 3ª transmisión:  $W_2$  e CQI

Para cada transmisión, se pueden transmitir hasta 11 bits. La principal finalidad es tener también tres transmisiones para retroalimentación de CSI avanzada a través del formato 2 del PUCCH.

Como es posible multiplexar retroalimentación de CSI periódica a través de varias transmisiones de PUCCH, se reiteran los componentes individuales que comprenden la retroalimentación del PMI que indica la selección de  $W_1$  y  $W_2$ .

El informe de  $W_1$  se puede dividir en componentes separados, como se expuso de manera adicional en los antecedentes:

- selección de haces líderes:  $\log_2(N_V \cdot N_H) = 4$  bits, en el peor de los casos de  $2N_V N_H = 32$  puertos de antena
- rotaciones del haz:  $\log_2(Q_H \cdot Q_V) = \log_2(4 \cdot 4) = 4$  bits
- selección del segundo haz:  $\lceil \log_2(7) \rceil = 3$  bits
- potencia relativa del haz: 2 bits

Aunque el libro de códigos define los precodificadores como combinaciones lineales de  $L = 2$  haces (o  $N_{DP}$  haces, usando la notación en la descripción de precodificadores de haz múltiple de más arriba), es posible establecer la potencia relativa de haz del segundo haz a cero, lo que da como resultado un precodificador efectivo que comprende sólo  $L = 1$  haz. En tal caso, no es necesario conocer los componentes del precodificador que describen un segundo haz para construir el precodificador, y, en consecuencia, no se necesitan señales que indiquen dichos componentes del precodificador.

De este modo, el informe de la matriz  $W_2$  utiliza  $(2L-1) N_p$  r bits por subbanda, donde L es el número de haces,  $N_p$  es

el número de bits de fase por elemento de  $W_2$  (o  $\log_2 K$  bits que utilizan la notación del análisis anterior del precodificador de haz múltiple), y  $r$  es el rango. Dado que se utiliza una constelación de QPSK,  $N_p = 2$ , y el número de bits para  $W_2$  por subbanda para  $L = 1$  y  $L = 2$  se resumen en la tabla 2:

5 Tabla 2: Sobrecarga de cofasificación del haz  $W_2$  (por subbanda)

Rango (r)	Haces (L)	
	1	2
1	2 bits	6 bits
2	4 bits	12 bits

10 Dado que puede ser beneficioso informar  $W_2$  junto con CQI en una transmisión de PUCCH, para el formato 2 del PUCCH, la carga útil total no puede ser superior a 11 bits. Debido a que CQI ocupa 4 y 7 bits para 1 y 2 palabras de código respectivamente,  $W_2$  no puede ocupar más de 7 o 4 bits para el rango 1 o 2 (ya que el rango 1 usa 1 palabra de código mientras que el rango 2 usa 2 palabras de código en LTE). Por lo tanto, el PMI de  $W_2$  de banda ancha para el rango 1 puede caber en el formato 2 del PUCCH sin submuestreo, mientras que se necesita submuestreo de 12 bits a 4 bits para el rango 2, para  $L = 2$ . Esto constituye un submuestreo substancial.

15 Dadas las restricciones anteriores, se pueden usar tres tamaños de carga útil diferentes (2, 4 o 6) para  $W_2$  en el formato 2 del PUCCH. El eNB debe conocer el número de haces y el rango utilizado para calcular  $W_2$  si el tamaño de la carga útil varía. Dado que, en el lanzamiento 13, el eNB determina el tamaño del campo del CQI en base al RI, ese principio se puede reutilizar para determinar el rango usado para calcular  $W_2$ . Si el campo de potencia del haz se codifica independientemente de  $W_2$ , entonces el número de haces usados para determinar  $W_2$  también podría ser determinado por eNB a partir del campo de potencia del haz reportado.

20 La siguiente tabla muestra los tamaños de carga útil de  $W_2$ .

Tabla 3: Alternativas de carga útil de  $W_2$

Alternativa	Carga útil de CQI + $W_2$
Uno o dos haces, rangos 1 y 2	Rango 1: $\{2 \text{ o } 6\} + 4 \text{ bits} = 6 \text{ o } 10 \text{ bits}$
	Rango 2: $4 + 7 \text{ bits} = 11 \text{ bits}$

25 La retroalimentación de CSI de  $W_2$  rica en el lanzamiento 14 de LTE implanta una cuantificación escalar de haz y una codificación de polarización para cada capa, donde la matriz de  $W_2$  para el rango 2 puede expresarse como:

$$W_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ c_{10} & c_{11} \\ c_{20} & c_{21} \\ c_{30} & c_{31} \end{bmatrix}$$

30 donde cada  $c_{ij} \in \{1, j, -1, -j\}$ , es decir, que cada elemento puede elegirse independientemente a partir de una constelación de QPSK. Para aclarar más,  $c_{ij}$  denota una fase relativa de los haces primero y segundo en una primera polarización,  $c_{2j}$  denota una fase relativa entre las dos polarizaciones del primer haz, y  $c_{3j}$  denota la fase relativa del primer haz en la primera polarización y del segundo haz en la segunda polarización. Dado que se usa la cuantificación escalar,  $W_2$  puede parametrizarse usando el vector dimensional,  $D = 6$ ,  $c = [c_{10} \ c_{20} \ c_{30} \ c_{11} \ c_{21} \ c_{31}]^T$ , y, por lo tanto, puede considerarse que se tienen seis grados de libertad, lo que da como resultado  $S = N_p^D = 4^6 = 4096$  estados posibles, representados por 12 bits. Por tanto, el libro de códigos de  $W_2$  puede indexarse con  $k = 0, 1, \dots, S - 1$ .

Un enfoque para realizar un submuestreo del libro de códigos de  $W_2$  es simplemente submuestrear el índice  $k$  de modo que sólo se pueda elegir cada  $X$ -ésimo índice y, en su lugar, reportar el índice  $\tilde{k} = 0, 1, \dots, \frac{S}{X} - 1$ , donde  $k = X \cdot \tilde{k}$ . Sin embargo, tal submuestreo no utiliza la estructura del libro de códigos y puede proporcionar una granularidad baja de CSI.

45 Otro enfoque para submuestrear el libro de códigos es reducir el tamaño del alfabeto de la constelación, de modo que, por ejemplo, se use  $c_{ij} \in \{1, -1\}$  y una constelación de modulación por conmutador de fase binaria (BPSK). En nuestro ejemplo, sin embargo, esto aún requeriría 6 bits de sobrecarga de retroalimentación, lo que sobrepasa el objetivo de 4 bits para el rango 2. Téngase en cuenta que, dado que los puntos de la constelación de BPSK están comprendidos en la constelación de QPSK, reducir el tamaño del alfabeto de la constelación de tal manera constituye un submuestreo de libro de códigos, puesto que todos los precodificadores resultantes en el libro de códigos submuestreado están incluidos en el libro de códigos no submuestreado.

Sin embargo, con el fin de reducir adicionalmente la sobrecarga de retroalimentación, en el presente documento se presenta un método de submuestreo de libro de códigos de  $W_2$  de CSI rica. El método funciona parametrizando el libro de códigos de  $W_2$  usando un número menor de parámetros  $M$  que el de los parámetros  $D$  requeridos para abarcar todo el libro de códigos. Es decir, que los precodificadores en el  $W_2$  submuestreado pueden generarse a partir de un vector, de tamaño  $M$ ,  $\tilde{c} = [\tilde{c}_0 \dots \tilde{c}_{M-1}]^T$ , y de un mapeo fijo de  $\tilde{c}$  para la matriz de precodificador.

Como realización ilustrativa, considérese  $M=1$ , de modo que  $\tilde{c} = \tilde{c}_0$ . El libro de códigos del precodificador submuestreado se puede entonces generar como, por ejemplo,

$$\tilde{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \tilde{c}_0 & -\tilde{c}_0 \\ -\tilde{c}_0 & \tilde{c}_0 \\ \tilde{c}_0 & -\tilde{c}_0 \end{bmatrix}$$

Si  $\tilde{c}_0 \in \{1, j, -1, -j\}$ , hay, de este modo,  $4^1 = 4$  posibles matrices  $W_2$  en el libro de códigos submuestreado. Téngase en cuenta que todas las posibles  $\tilde{W}_2$  están incluidas en el libro de códigos no submuestreado, y que  $\tilde{W}_2$ , de este modo, constituye un submuestreo de libro de códigos y no un nuevo libro de códigos por separado. Para que esto se sostenga, se requiere que cada elemento  $c_{i,j}$  de las matrices precodificadoras en el libro de códigos submuestreado pertenezca a la misma constelación que el libro de códigos no submuestreado (por ejemplo, QPSK  $\{1, j, -1, -j\}$ ). Como las constelaciones de modulación de conmutador de fase (PSK) se cierran con la multiplicación, se puede construir  $c_{i,j}$  multiplicando un número arbitrario de símbolos de PSK. Por lo tanto, si los elementos de  $\tilde{c}$  son de la misma constelación que los elementos en el libro de códigos no submuestreado, y los elementos en  $\tilde{W}_2$  se forman multiplicando elementos de  $\tilde{c}$  u otros símbolos de PSK (téngase en cuenta que "-1" es un símbolo de PSK),  $\tilde{W}_2$  se garantiza que está incluida en el libro de códigos no submuestreado. En base a estas reglas para generar submuestras de libros de códigos de acuerdo con el método, se pueden diseñar  $\tilde{W}_2$ -matrices que ofrezcan una buena compensación entre el rendimiento y la sobrecarga de retroalimentación.

En algunas realizaciones, se genera un submuestreo de libro de códigos utilizando dos propiedades:

- El desplazamiento de fase entre haces se debe (en parte) a diferencias en el retardo de propagación, y, por tanto, puede ser similar en ambas polarizaciones.
- La precodificación en diferentes capas a menudo se elige para que sean mutuamente ortogonales.

La primera propiedad sugiere que las relaciones  $c_{1,j}/1$  y  $c_{3,j}/c_{2,j}$  pueden ser similares en ciertas condiciones de propagación. Esto se puede utilizar en el diseño de submuestreo de modo que la precodificación de una sola capa se pueda expresar como:

$$\begin{bmatrix} 1 \\ c \\ \phi \\ c\phi \end{bmatrix}$$

donde  $c$  es un coeficiente de codificación del haz y  $\phi$  es un coeficiente de codificación de polarización, siendo ambos símbolos de QPSK. De este modo, con este diseño, las relaciones  $\frac{c_{1,j}}{1} = \frac{c_{3,j}}{c_{2,j}} = c$ , dan cumplimiento a la primera propiedad deseada.

Para cumplir con la segunda propiedad, la segunda capa puede diseñarse para que sea ortogonal a la primera capa, de modo que  $\tilde{W}_2^H \tilde{W}_2 = \sigma \cdot I$ , donde  $I$  es la matriz de identidad (una matriz de todos los ceros excepto en la diagonal, que contiene todos los unos), y  $\sigma$  es un escalar no negativo. Esto se puede conseguir copiando los coeficientes de la primera capa pero negando las entradas correspondientes a la segunda polarización dándose:

$$\tilde{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ c & c \\ \phi & -\phi \\ c\phi & -c\phi \end{bmatrix}$$

De este modo, con este diseño de submuestreo, se cumplen ambas propiedades deseadas. Además, el libro de códigos submuestreado se genera a partir de  $\tilde{c} = [c \ \phi]^T$ , es decir, usando 2 parámetros, donde cada elemento en  $\tilde{c}$

pertenece a una constelación de QPSK. De este modo, se necesitan  $2 + 2 = 4$  bits para indicar un elemento en el libro de códigos submuestreado, el cual satisfaga el requisito de sobrecarga de retroalimentación del PUCCH para  $W_2$ .

5 En algunas realizaciones, la propiedad de que las capas se elijan a menudo para que sean mutuamente ortogonales no se utiliza en el diseño de submuestreo, ya que esto impone una restricción innecesaria a la cuantificación del canal para algunas condiciones de propagación. En su lugar, cada capa es codificada de manera independiente. Sin embargo, la primera propiedad mencionada anteriormente todavía se utiliza, de modo que se usa un coeficiente de cofasificación de haz y un coeficiente de polarización separados, lo que da como resultado un diseño de matriz:

$$\widetilde{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ c_0 & c_1 \\ \varphi_0 & \varphi_1 \\ c_0\varphi_0 & c_1\varphi_1 \end{bmatrix}$$

De este modo, el libro de códigos submuestreado puede generarse a partir de 4 parámetros  $\vec{c} = [c_0 \ c_1 \ \varphi_0 \ \varphi_1]^T$  en esta realización. Aunque, para satisfacer el requisito de un informe de  $W_2$  de 4 bits, no se puede seleccionar cada parámetro de una constelación de QPSK, ya que esto requeriría un informe de 8 bits. Sin embargo, como los puntos de la constelación de BPSK están comprendidos dentro de la constelación de QPSK, el uso de una constelación de orden inferior para los parámetros aún garantizará que  $\widetilde{W}_2$  constituye un libro de códigos submuestreado. De este modo, si cada parámetro se selecciona a partir de una constelación de BPSK, el libro de códigos submuestreado se puede reportar con 4 bits y se satisface el requisito.

Un UE asume que se use  $L = 2$  para reportar  $W_2$  si el rango = 1, y  $L = 1$  si rango = 2. En este caso, no se requiere submuestreo para  $W_2$  con rango = 1 ni con rango = 2, ya que se pueden transportar 6 bits y 4 bits con CQI para el rango 1 y para el rango 2, respectivamente, como se analizó anteriormente con respecto a las alternativas de carga útil de  $W_2$ . Para el rango = 1, se conserva la resolución completa de  $W_2$ , y se reporta  $W_2$  de tamaño completo (6 bits en el caso del libro de códigos del lanzamiento 14). Para el rango = 2, se usa un solo haz para  $W_2$ , lo que corresponde al  $W_2$  con el libro de códigos de haz múltiple no submuestreado, por tanto requiere 4 bits para señalar  $W_2$  usando el libro de códigos del lanzamiento 14.

Para el formato 2 del PUCCH, se identifican los siguientes objetivos de diseño por coherencia con el funcionamiento del lanzamiento 13:

1. Todos los tipos de informes de CSI deben caber en 11 bits.
2. Se necesitan como máximo 3 transmisiones para reportar RI, CQI, PMI y CRI.
  - a. RI se lleva en una transmisión.
  - b. El CQI de banda ancha con 4 o 7 bits se puede utilizar para la transmisión de 1 o 2 palabras de código, respectivamente, y se lleva en otra transmisión de PUCCH.
  - c. Al menos el índice de haz se transporta en una tercera transmisión de PUCCH.
3. Cada transmisión debe ser lo más útil posible para el eNodeB en ausencia de las otras transmisiones.

Dado que el RI a menudo necesita decodificarse para determinar el tamaño de otros campos de CSI, tal como el CQI y el PMI, es importante que se reciba de forma fiable. En consecuencia, el RI debe multiplexarse en una transmisión de PUCCH con la menor cantidad posible de otros campos, al tiempo que proporciona la CSI necesaria. Transmitir la menor cantidad posible de información extra significa que hay menos bits presentes en el PUCCH que transporta el RI, y, por tanto, se recibe de manera más fiable en una SINR recibida dada.

La indicación de potencia de haz y el segundo índice del haz requieren 2 y 3 bits, respectivamente. Por otro lado, el primer índice de haz requiere al menos 4 bits (8 bits si el índice incluye la rotación, como se hace en el acuerdo del libro de códigos del lanzamiento 14). Dado que el primer índice de haz debe reportarse junto con (o incluir directamente) la rotación de haz, estos 8 bits tienen que reportarse en una transmisión de PUCCH. En general, entonces, la indicación de potencia del haz y el índice del segundo haz son candidatos razonables la multiplexación con RI, mientras que el primer índice de haz y/o la rotación de haz no lo son.

Si RI se multiplexa con el índice del segundo haz, entonces, si se usa la disposición temporal de informe de PUCCH del lanzamiento 13, ya que el RI (por ejemplo, el informe de tipo 3 o 7 de PUCCH) es probable que se reporte más lentamente que el PMI de banda ancha (es decir, el tipo 2a de informe del PUCCH), los dos haces se reportarían a velocidades diferentes, lo que no es deseable, ya que tienen las mismas características básicas y varían con la propagación a la misma velocidad en el tiempo. Este régimen de informe desigual también degradará probablemente

el rendimiento. Por lo tanto, no parece deseable reportar el índice del segundo haz con el RI.

Reportar la indicación de potencia del haz con RI tiene sentido a nivel intuitivo, ya que el número de haces en el canal es similar a su rango, ya que el número de haces identifica el número de parámetros necesarios para aproximarse al canal tal como lo hace el rango. Además, la indicación de potencia del haz identifica si es necesario conocer los parámetros del precodificador para el segundo haz, por lo que puede considerarse un indicador de recuento de haces.

El campo de potencia del haz (o, también, el 'indicador de recuento de haces') se puede usar para identificar el tamaño del indicador de cofasificación de  $W_2$  y la presencia de información que identifica el segundo haz. Si el campo de potencia del haz correspondiente al segundo haz indica un valor distinto de cero (por ejemplo, 1,  $\sqrt{0.5}$ , o  $\sqrt{0.25}$ ), entonces, el informe de CSI corresponde a 2 haces. En este caso, se reporta el índice del segundo haz, y el tamaño de un indicador de cofasificación de banda ancha de  $W_2$  que se reporta en el PUCCH será de 4 bits (con submuestreo de  $W_2$  como se analizó anteriormente). Si el campo de potencia del haz indica un valor cero, entonces, el índice del segundo haz no se reporta, y el tamaño de  $W_2$  de indicador de cofasificación de banda ancha reportado en el PUCCH será de 2 o 4 bits (como también se discutió anteriormente con respecto a la sobrecarga de cofasificación del haz de  $W_2$  por subbanda), dependiendo de si el rango 1 o el rango 2, respectivamente, está indicado por RI.

Por lo tanto, en una realización, un indicador de rango y un indicador de recuento de haces se transmiten ambos en una transmisión. El indicador de rango identifica el rango utilizado al calcular la retroalimentación del CSI a la que se asocia el rango. El indicador de recuento de haces identifica al menos el número de haces utilizados al calcular la retroalimentación de CSI, y, adicionalmente, puede indicar la potencia relativa de los haces identificados en la retroalimentación de CSI. Los indicadores de rango y de recuento de haces pueden identificar el tamaño de un campo de retroalimentación de CSI transmitido en una transmisión separada, tal como un indicador de cofasificación ( $W_2$ ) o un índice de haz ( $W_1$ ). Con esta realización, la retroalimentación de CSI avanzada se puede realizar en el formato 2 del PUCCH a través de al menos tres transmisiones, a saber

- 1ª transmisión: RI + potencia del haz (o indicador de recuento de haces)

- 2ª transmisión:  $W_1$  (primer índice de haz + rotación de haz + índice del segundo haz)

- 3ª transmisión:  $W_2$  e CQI

Obsérvese que, si bien las transmisiones pueden secuenciarse en el tiempo en el orden de su numeración, esto no es necesario. Además, éstas pueden enviarse como transmisiones completamente separadas o como partes separadas de la misma transmisión.

En una realización relacionada, una transmisión posterior lleva un campo CQI y un campo indicador de cofasificación ( $W_2$ ). El tamaño del campo indicador de cofasificación está determinado por al menos un indicador de recuento de haces transmitido en una transmisión anterior, y el tamaño del campo de CQI está determinado por al menos un RI transmitido en la transmisión anterior.

También puede ser deseable proporcionar una indicación alternativa del número de haces usados en el informe de CSI de haz múltiple. Esto puede permitir que el número de haces se reporte a eNB con más frecuencia que cuando el número de haces sólo se proporciona en informes que contienen RI, ya que RI se reporta generalmente con poca frecuencia. En este caso, un informe de CSI para el segundo haz (más débil) identifica conjuntamente el número de haces y un índice del segundo haz. El diseño de libro de códigos particular utilizado en 3GPP se adecúa bien a esto, ya que el índice del segundo haz tiene 7 valores posibles, por lo que un octavo valor que indica si el segundo haz está presente puede caber en un indicador de 3 bits.

Por lo tanto, en una realización, una primera transmisión lleva un índice de haz que se codifica conjuntamente con una indicación de si un segundo haz no está presente, donde cuando el segundo haz no está presente corresponde a una potencia 0 de haz para el segundo haz. Además, una segunda transmisión puede llevar un campo indicador de cofasificación. El tamaño del campo indicador de cofasificación se determina por al menos la indicación de si no hay un segundo haz presente.

Las figuras 14 y 15 ilustran realizaciones de ejemplo de un segundo nodo 14 tal como un dispositivo inalámbrico 14 de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación. La figura 14 es un diagrama de bloques esquemático del dispositivo inalámbrico 14 (por ejemplo, un UE 14) de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación. Como se ilustra, el dispositivo inalámbrico 14 incluye circuitos 18 que comprenden uno o más procesadores 20 (por ejemplo, unidades centrales de procesamiento (CPU), circuitos integrados específicos de aplicación (ASIC), matrices de puertas programables en campo (FPGA) y/o similares) y memoria 22. El dispositivo inalámbrico 14 incluye también uno o más transceptores 24, cada uno de los cuales incluye uno o más transmisores 26 y uno o más receptores 28 acoplados a una o más antenas 30. En algunas realizaciones, la funcionalidad del

dispositivo inalámbrico 14 descrito anteriormente puede estar completamente parcialmente o implantada en equipo lógico informático (software), esto es, por ejemplo, almacenada en la memoria 22 y ejecutada por el procesador o los procesadores 20.

5 En algunas realizaciones, se proporciona un programa informático que incluye instrucciones, las cuales, cuando son ejecutadas por al menos un procesador, hacen que el al menos un procesador realice la funcionalidad del dispositivo inalámbrico 14 de acuerdo con cualquiera de las realizaciones descritas en el presente documento. En algunas realizaciones, se proporciona una portadora que contiene el producto de programa informático mencionado anteriormente. La portadora es una señal electrónica, una señal óptica, una señal de radio o un medio de almacenamiento legible por ordenador (por ejemplo, un medio legible por ordenador no transitorio tal como memoria).

15 La figura 15 es un diagrama de bloques esquemático del dispositivo inalámbrico 14 de acuerdo con algunas otras realizaciones de la presente divulgación. El dispositivo inalámbrico 14 incluye uno o más módulos 32, cada uno de los cuales está implantado en software. El módulo o los módulos 32 proporciona/n la funcionalidad del dispositivo inalámbrico 14 (por ejemplo, el UE 14) descrito en el presente documento.

20 Las figuras 16 a 18 ilustran realizaciones de ejemplo de un nodo de red de radio de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación. La figura 16 es un diagrama de bloques esquemático del nodo 12 de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación. Otros tipos de nodos de red pueden tener arquitecturas similares (particularmente con respecto a incluir procesador/es, memoria y una interfaz de red). Como se ilustra, el nodo 12 de acceso por radio incluye un sistema 34 de control que incluye circuitería que comprende uno o más procesadores 36 (por ejemplo, CPU, ASIC, FPGA y/o similares) y memoria 38. El sistema 34 de control incluye también una interfaz de red 40. El nodo 12 de acceso por radio incluye también una o más unidades 42 de radio, incluyendo, cada una de éstas, uno o más transmisores 44 y uno o más receptores 46 acoplados a una o más antenas 48. En algunas realizaciones, la funcionalidad del nodo 12 de acceso por radio que se describió anteriormente puede estar implantada total o parcialmente en software, esto es, por ejemplo, almacenada en la memoria 38 y ejecutada por el procesador o los procesadores 36.

30 La figura 17 es un diagrama de bloques esquemático que ilustra una realización virtualizada del nodo 12 de acceso por radio de acuerdo con algunas realizaciones de la presente divulgación. Otros tipos de nodos de red pueden tener arquitecturas similares (particularmente con respecto a incluir procesadores, memoria y una interfaz de red).

35 Como se usa en el presente documento, un nodo 12 de acceso por radio "virtualizado" es un nodo 12 de acceso por radio en el que al menos una parte de la funcionalidad del nodo 12 de acceso por radio se implanta como un componente virtual (por ejemplo, mediante una/s máquina/s virtual/es, ejecutándose en un nodo/s de procesamiento físico en una/s red/es). Como se ilustra, el nodo 12 de acceso por radio incluye opcionalmente el sistema de control 34, como se describe con respecto a la figura 16. El nodo 12 de acceso por radio también incluye la una o más unidades 42 de radio, incluyendo, cada una, el uno o más transmisores 44 y el uno o más receptores 46 acoplados a una o más antenas 48, como se describió anteriormente. El sistema 34 de control (si está presente) está conectado a la/s unidad/es 42 de radio mediante, por ejemplo, un cable óptico o similar. El sistema 34 de control (si está presente) está conectado a uno o más nodos 50 de procesamiento acoplados o incluidos como parte de una/s red/s 52 a través de la interfaz 40 de red. Alternativamente, si el sistema 34 de control no está presente, la una o más unidades 42 de radio están conectadas al uno o más nodos 50 de procesamiento mediante una/s interfaz/interfaces de red. Cada nodo 50 de procesamiento incluye uno o más procesadores 54 (por ejemplo, CPU, ASIC, FPGA y/o similares), una memoria 56 y una interfaz 58 de red.

50 En este ejemplo, las funciones 60 del nodo 12 de acceso por radio descrito en el presente documento se implantan en el uno o más nodos 50 de procesamiento o se distribuyen a través del sistema de control 34 (si está presente) y el uno o más nodos 50 de procesamiento de cualquier manera deseada. En algunas realizaciones particulares, algunas o todas las funciones 60 del nodo 12 de acceso por radio descritas en el presente documento se implantan como componentes virtuales ejecutados por una o más máquinas virtuales implantadas en un/os entorno/s virtual/es alojado/s por el/los nodo/s 50 de procesamiento. Como apreciará el experto en la técnica, se utiliza señalización o comunicación adicional entre el/los nodo/s 50 de procesamiento y el sistema 34 de control (si está presente), o, alternativamente, la/s unidad/es 42 de radio con el fin de realizar al menos algunas de las funciones deseadas. En particular, en algunas realizaciones, el sistema 34 de control puede no estar incluido, en cuyo caso la/s unidad/es 42 de radio se comunican directamente con el/los nodo/s 50 de procesamiento mediante una/s interfaz/interfaces de red apropiadas.

60 En algunas realizaciones, se proporciona un programa informático que incluye instrucciones, las cuales, cuando son ejecutadas por al menos un procesador, hacen que el al menos un procesador realice la funcionalidad del nodo 12 de acceso por radio, o un nodo 50 de procesamiento de acuerdo con cualquiera de las realizaciones descritas en el presente documento. En algunas realizaciones, se proporciona una portadora que contiene el producto de programa informático mencionado anteriormente. La portadora es una señal electrónica, una señal óptica, una señal de radio o un medio de almacenamiento legible por ordenador (por ejemplo, un medio legible por ordenador no transitorio tal como memoria).

La figura 18 es un diagrama de bloques esquemático del nodo 12 de acceso por radio de acuerdo con algunas otras realizaciones de la presente divulgación. El nodo 12 de acceso por radio incluye uno o más módulos 62, cada uno de los cuales está implantado en software. El/los módulo/s 62 proporcionan la funcionalidad del nodo 12 de acceso por radio descrito en el presente documento.

Los siguientes acrónimos se utilizan a lo largo de esta descripción.

1D	Una dimensión
2D	Dos dimensiones
3GPP	Proyecto de asociación de tercera generación
5G	Quinta generación
ACK	Acuse de recibo
ARQ	Solicitud de repetición automática
ASIC	Circuito Integrado de aplicación específica
BPSK	Modulación por conmutador de fase binaria
CE	Elemento de control
CPU	Unidad central de procesamiento
CQI	Indicador de calidad de canal
CRI	Indicación de recursos de CSI-RS
CSI	Información de estado de canal
DCI	Información de control de enlace descendente
DFT	Transformada discreta de Fourier
DL-SCH	Canal compartido de enlace descendente
eNodoB	Nodo B perfeccionado o evolucionado
EPDCCH	PDCCH perfeccionado
FDD	Dúplex por división de frecuencia
FD-MIMO	MIMO de dimensión completa
FPGA	Matriz de puertas programables en campo
GSM	Sistema global para comunicaciones móviles
HARQ	Solicitud de repetición automática híbrida
LTE	Evolución a largo plazo
MAC	Control de acceso al medio
MCS	Estado de modulación y codificación
MIMO	Múltiples entradas y múltiples salidas
ms	milisegundo
MU-MIMO	MIMO multiusuario
NACK	Acuse de recibo negativo
NR	Nueva radio
NZP	Potencia distinta de cero
OFDM	Multiplexación por división de frecuencia ortogonal
PDCCH	Canal físico de control de enlace descendente
PMI	Indicador de matriz de precodificador
PRB	Bloque físico de recursos

## ES 2 863 354 T3

PUCCH	Canal físico de control de enlace ascendente
PUSCH	Canal físico compartido de enlace ascendente
QPSK	Modulación por conmutador de fase en cuadratura
RI	Indicador de rango
RRC	Control de recursos de radio
RSRP	Potencia recibida de señal de referencia
RSRQ	Calidad de señal de referencia recibida
RSSI	Indicador de intensidad de señal recibida
SINR	Relación señal a interferencia y ruido
SR	Solicitud de programación
SRB	Portadores de radio de señalización
TDD	Dúplex por división de tiempo
TFRE	Elemento de recurso de tiempo/frecuencia
TS	Especificación técnica
UCI	Información de control de enlace ascendente
UE	Equipo de usuario
ULA	Matriz lineal uniforme
UL-SCH	Canal compartido de enlace ascendente
UMB	Banda ancha ultra móvil
UPA	Matriz plana uniforme
WCDMA	Acceso múltiple por división de código de banda ancha
WiMax	Interoperabilidad mundial para acceso por microondas

**REIVINDICACIONES**

1. Un método de funcionamiento de un segundo nodo (14) conectado a un primer nodo (12, 50) en una red de comunicación inalámbrica para reportar información de estado de canal, CSI, de haz múltiple en un canal físico de control de enlace ascendente, PUCCH, formato 2, que comprende:
- 5 reportar (300A) un indicador de rango y un indicador de recuento de haces en una primera transmisión al primer nodo (12, 50);
- 10 reportar (302A) un indicador de cofasificación en una segunda transmisión al primer nodo (12, 50), identificando, el indicador de cofasificación, una entrada seleccionada de un libro de códigos de coeficientes de cofasificación en donde un número de bits en el indicador de cofasificación es identificado por al menos un indicador de entre el indicador de recuento de haces y el indicador de rango; y
- 15 reportar un índice de haz en una tercera transmisión al primer nodo (12, 50),  
en el que las transmisiones están secuenciadas en el tiempo en el orden conforme a su numeración.
2. El método de la reivindicación 1, en el que:
- 20 el indicador de recuento de haces comprende al menos un elemento del grupo que consta de: un número de haces y una indicación de potencias relativas; y/o
- 25 en el que los posibles valores de al menos un indicador de entre el indicador de recuento de haces y el indicador de cofasificación comprende/n tanto un valor cero como un valor distinto de cero; y/o
- en el que la tercera transmisión comprende también al menos un elemento del grupo que consiste en una rotación de haz y un índice del segundo haz.
- 30 3. El método de la reivindicación 1 o 2 que comprende adicionalmente:
- identificar conjuntamente el número de haces y los índices de los haces en un informe de CSI de haz múltiple; y
- 35 que la primera transmisión, la segunda transmisión y la tercera transmisión comprenden transmitir el informe de CSI de haz múltiple al primer nodo (12, 50); y, opcionalmente,
- en el que la identificación conjunta del número de haces y los índices de los haces en el informe de CSI de haz múltiple comprende:
- 40 determinar (304A) un número de haces  $L$  usados para construir el informe de CSI de haz múltiple; y
- determinar (306A) un indicador de haz para un  $l$ -ésimo haz, identificando, el indicador de haz, el índice del  $l$ -ésimo haz del informe de CSI de haz múltiple si  $L$  es al menos  $l$ , y, si no, identificando que  $L$  es menor que  $l$ .
- 45 4. El método de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, que comprende adicionalmente:
- reportar (400A) CSI correspondiente a un primer número de haces si la CSI corresponde a un primer rango; y
- 50 reportar (402A) CSI correspondiente a un segundo número de haces si la CSI corresponde a un segundo rango; y, opcionalmente,
- en el que:
- 55 el primer rango es más pequeño que el segundo rango; y
- el primer número de haces es mayor que el segundo número de haces.
5. El método de una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que reportar un índice de haz comprende adicionalmente:
- 60 proporcionar una indicación de al menos un índice de par de índices de haz  $(l_k, m_k)$  correspondiente a un haz  $d(k)$ .
6. El método de una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que:
- 65 cada haz  $d(k)$  comprende un conjunto de números complejos, y cada elemento del conjunto de números complejos se caracteriza por al menos un conmutador de fase complejo tal que:

$$d_n(k) = d_i(k) \alpha_{i,n} e^{j2\pi(p\Delta_{1,k} + q\Delta_{2,k})},$$

- 5  $d_n(k)$ , y  $d_i(k)$ , son el  $n$ -ésimo y el  $i$ -ésimo elementos del haz  $d(k)$ , respectivamente,  
 $\alpha_{i,n}$  es un número real correspondiente al  $i$ -ésimo y  $n$ -ésimo elementos del haz  $d(k)$   
 $p$  y  $q$  son números enteros, y
- 10  $\Delta_{1,k}$  y  $\Delta_{2,k}$  son números reales correspondientes a un haz bidimensional con par índice  $(l_k, m_k)$  que determinan los conmutadores de fase complejos  $e^{j2\pi\Delta_{1,k}}$  y  $e^{j2\pi\Delta_{2,k}}$  en cada dimensión, respectivamente.
7. El método de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en el que el primer nodo (12, 50) es un nodo (12) de acceso por radio; y/o
- 15 en el que el segundo nodo (14) es un dispositivo inalámbrico (14); y/o  
 en el que la red de comunicación inalámbrica es una red de comunicación inalámbrica de evolución a largo plazo, LTE.
- 20 8. Un método de funcionamiento de un primer nodo (12, 50) conectado a un segundo nodo (14) en una red de comunicación inalámbrica para recibir información de estado de canal, CSI, de haz múltiple en un canal físico de control de enlace ascendente, PUCCH, formato 2, que comprende:
- 25 recibir (300B) un indicador de rango y un indicador de recuento de haces en una primera transmisión desde el segundo nodo (14);  
 recibir (302B) un indicador de cofasificación en una segunda transmisión desde el segundo nodo (14), identificando, el indicador de cofasificación, una entrada seleccionada de un libro de códigos de coeficientes de cofasificación en la que un número de bits en el indicador de cofasificación es identificado por al menos un indicador de entre el
- 30 indicador de recuento de haces y el indicador de rango; y  
 recibir un índice de haz en una tercera transmisión desde el segundo nodo (14),
- 35 en el que las transmisiones están secuenciadas en el tiempo en el orden de su numeración.
9. El método de la reivindicación 8, en el que:  
 el indicador de recuento de haces comprende al menos un elemento del grupo que consta de: un número de haces y una indicación de potencias relativas; y/o
- 40 en el que los posibles valores de al menos un indicador de entre el indicador de recuento de haces y el indicador de cofasificación comprende/n tanto un valor cero como un valor distinto de cero; y/o
- 45 en el que la tercera transmisión comprende también al menos un elemento del grupo que consiste en una rotación de haz y un índice del segundo haz.
10. El método de la reivindicación 8 o 9, que comprende adicionalmente:
- 50 recibir (400B) CSI correspondiente a un primer número de haces si la CSI corresponde a un primer rango; y  
 recibir (402B) CSI correspondiente a un segundo número de haces si la CSI corresponde a un segundo rango; y, opcionalmente,
- 55 en el que:  
 el primer rango es más pequeño que el segundo rango; y  
 el primer número de haces es mayor que el segundo número de haces.
- 60 11. El método de cualquiera de las reivindicaciones 8 a 10, que comprende adicionalmente:  
 recibir una indicación de al menos un índice de par de índices de haces  $(l_k, m_k)$  correspondiente a un haz  $k$ .

12. El método de una cualquiera de las reivindicaciones 8 a 11, en el que:

cada haz  $d(k)$  comprende un conjunto de números complejos, y cada elemento del conjunto de números complejos se caracteriza por al menos un conmutador de fase complejo tal que:

$$d_n(k) = d_i(k) \alpha_{i,n} e^{j2\pi(p\Delta_{1,k} + q\Delta_{2,k})},$$

$d_n(k)$ , y  $d_i(k)$ , son el  $n$ -ésimo y el  $i$ -ésimo elementos del haz  $d(k)$ , respectivamente,

10  $\alpha_{i,n}$  es un número real correspondiente al  $i$ -ésimo y  $n$ -ésimo elementos del haz  $d(k)$

$p$  y  $q$  son números enteros, y

15  $\Delta_{1,k}$  y  $\Delta_{2,k}$  son números reales correspondientes a un haz bidimensional con par índice  $(l_k, m_k)$  que determinan los conmutadores de fase complejos  $e^{j2\pi\Delta_{1,k}}$  y  $e^{j2\pi\Delta_{2,k}}$  en cada dimensión, respectivamente.

13. El método de cualquiera de las reivindicaciones 8 a 12, en el que el primer nodo (12, 50) es un nodo de acceso por radio (12); y/o

20 en el que el segundo nodo (14) es un dispositivo inalámbrico (14); y/o

en el que la red de comunicación inalámbrica es una red de comunicación inalámbrica de evolución a largo plazo, LTE.

25 14. Un segundo nodo (14), que comprende:

al menos un procesador (20);

30 memoria (22) que comprende instrucciones ejecutables por el al menos un procesador (20) por lo que el segundo nodo (14) puede hacerse funcionar para:

reportar un indicador de rango y un indicador de recuento de haces en una primera transmisión a un primer nodo (12, 50);

35 reportar un indicador de cofasificación en una segunda transmisión al primer nodo (12, 50), identificando, el indicador de cofasificación, una entrada seleccionada de un libro de códigos de coeficientes de cofasificación donde un número de bits en el indicador de cofasificación es identificado por al menos un indicador de entre el indicador de recuento de haces y el indicador de rango; y

40 reportar un índice de haz en una tercera transmisión al primer nodo (12, 50),

en el que las transmisiones se realizan en un canal físico de control de enlace ascendente, PUCCH, formato 2, y se secuencian en el tiempo en el orden de su numeración.

45 15. Un primer nodo (12, 50), que comprende:

al menos un procesador (36);

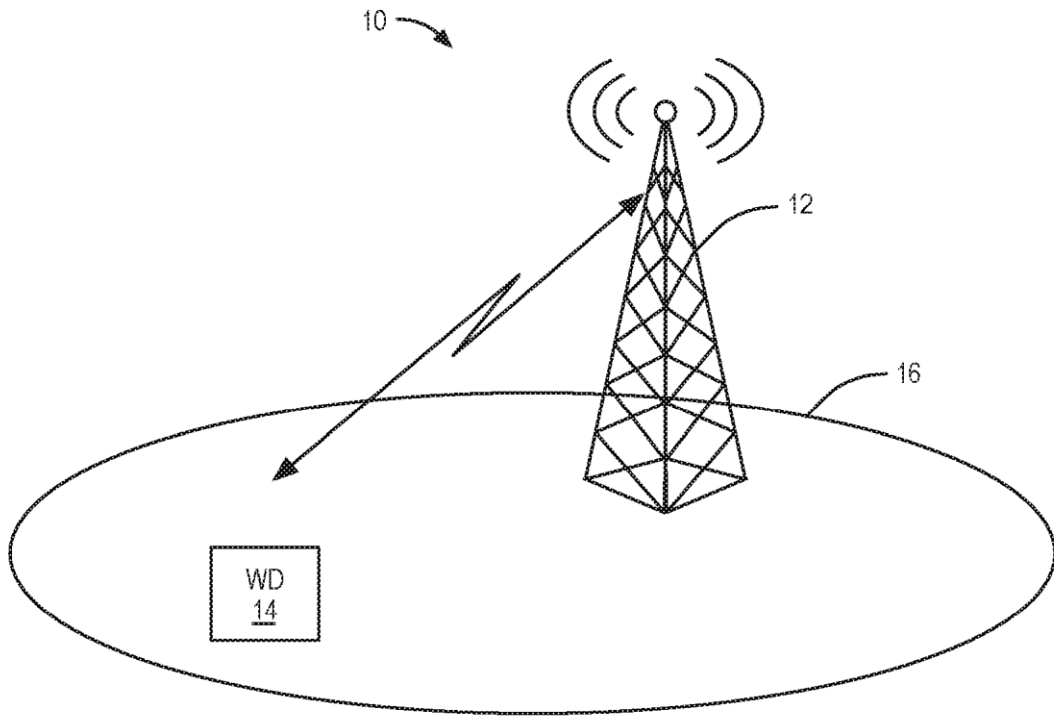
50 memoria (38) que comprende instrucciones ejecutables por el al menos un procesador (36) por lo que el primer nodo (12, 50) puede hacerse funcionar para:

recibir un indicador de rango y un indicador de recuento de haces en una primera transmisión desde un segundo nodo (14);

55 recibir un indicador de cofasificación en una segunda transmisión desde el segundo nodo (14), identificando, el indicador de cofasificación, una entrada seleccionada de un libro de códigos de coeficientes de cofasificación donde un número de bits en el indicador de cofasificación es identificado por al menos un indicador de entre el indicador de recuento de haces y el indicador de rango; y

60 recibir un índice de haz en una tercera transmisión desde el segundo nodo (14),

en el que las transmisiones se realizan en un canal físico de control de enlace ascendente, PUCCH, formato 2, y se secuencian en el tiempo en el orden de su numeración.



**FIG. 1**

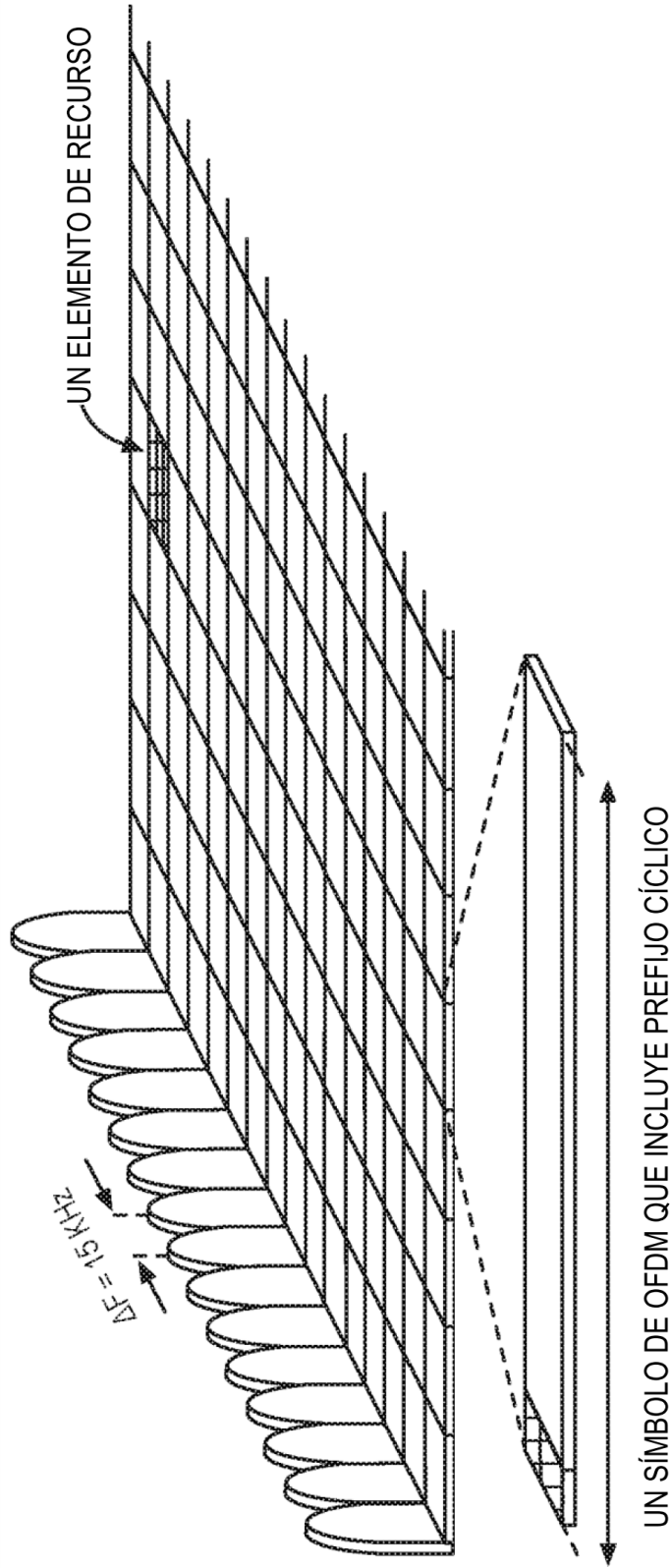
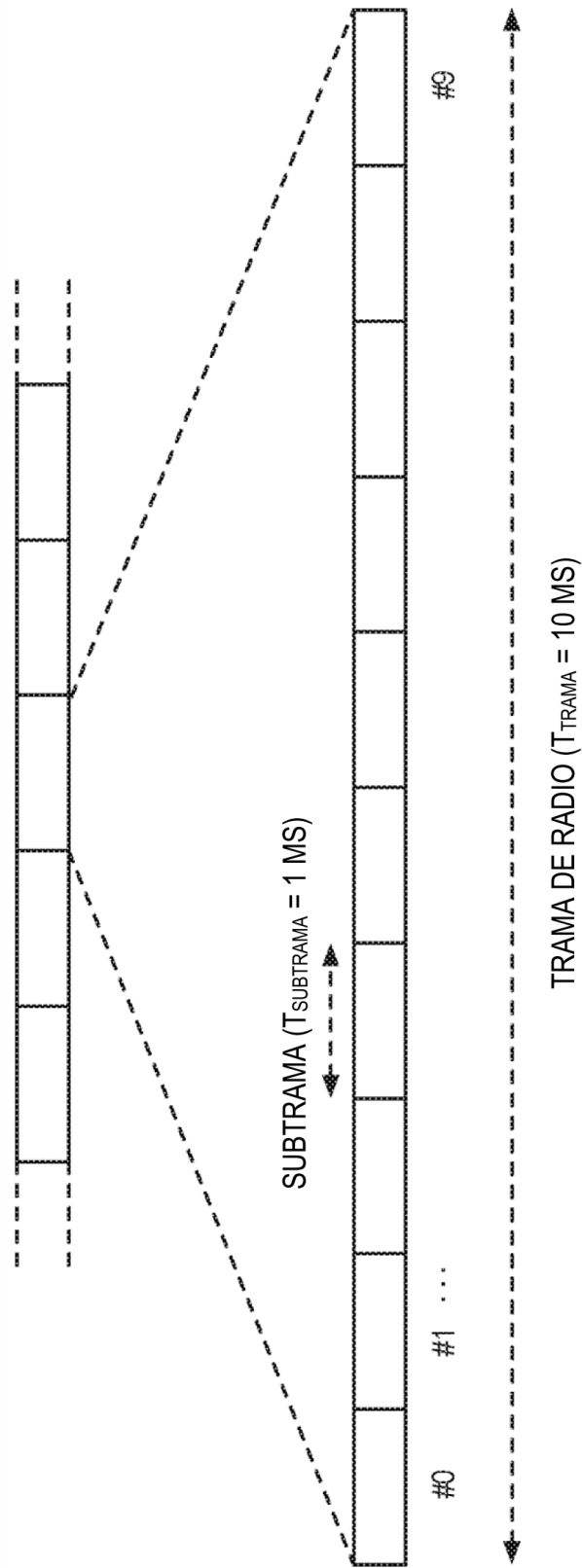


FIG. 2



**FIG. 3**

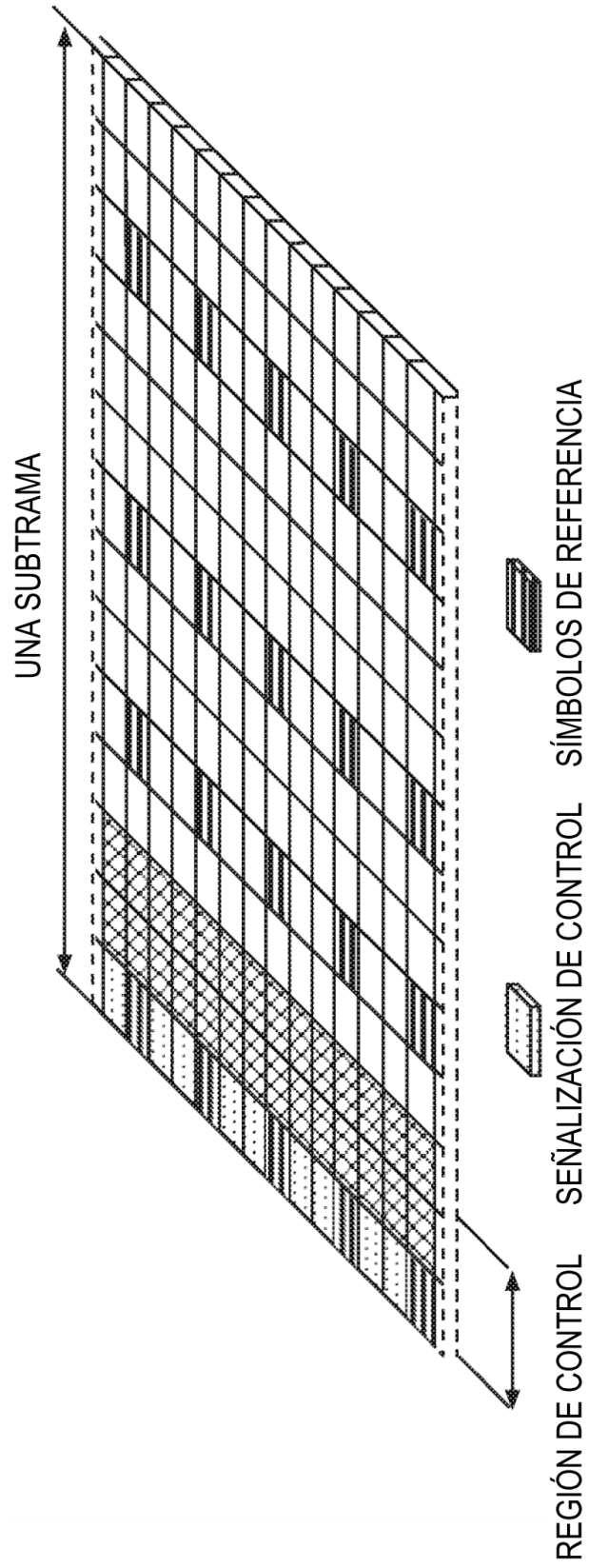


FIG. 4

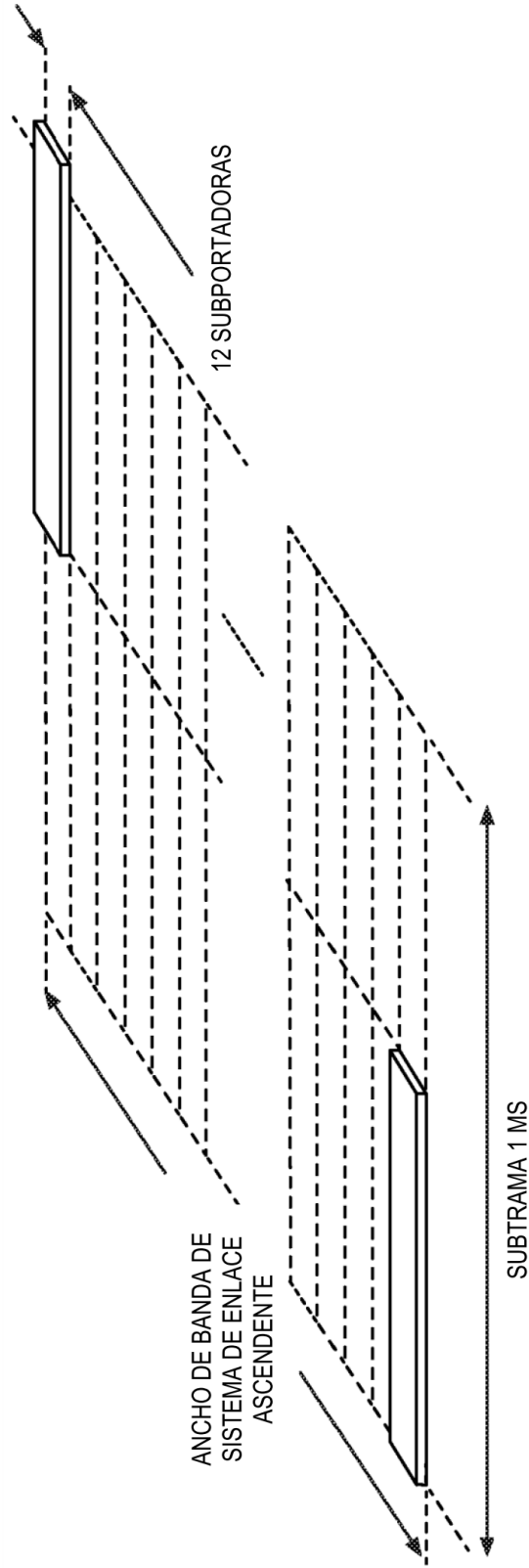


FIG. 5

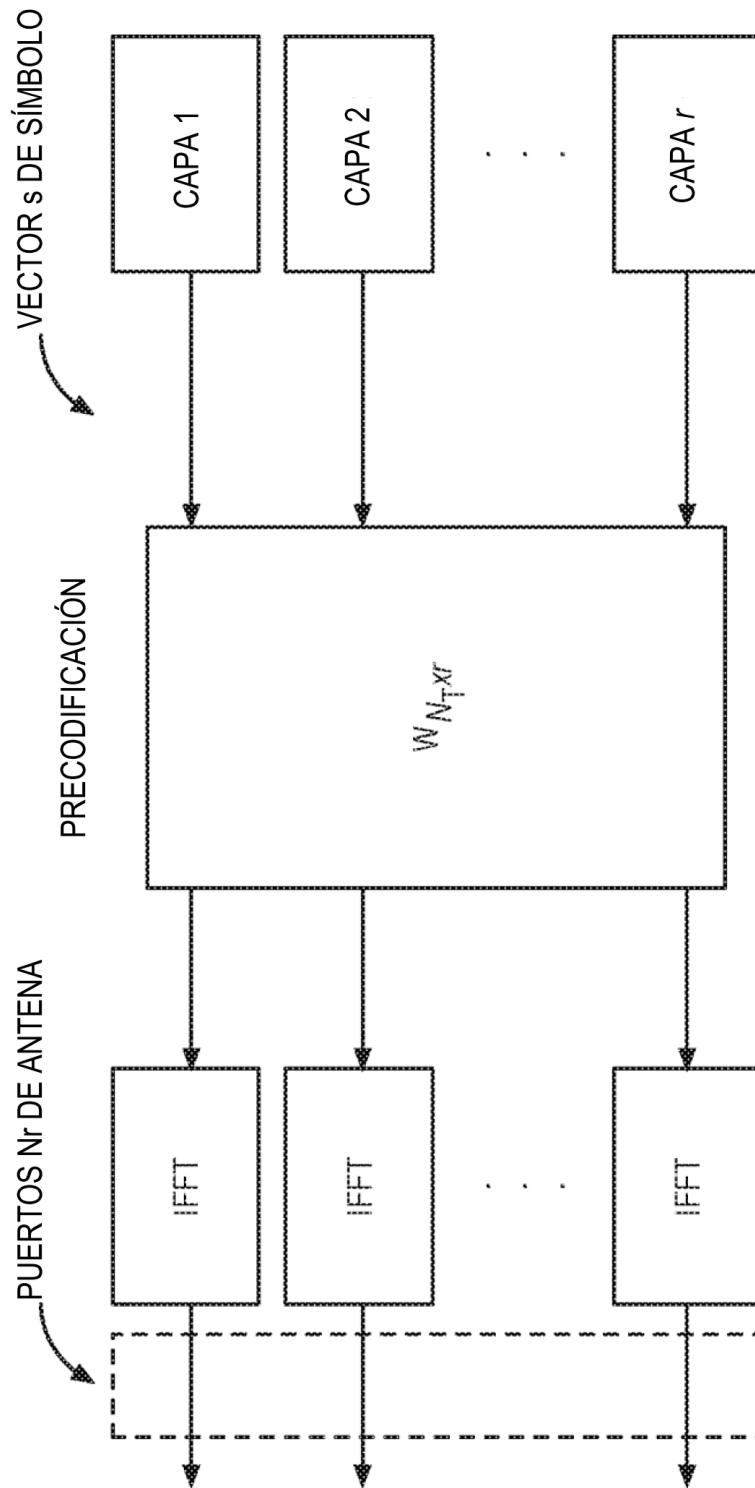


FIG. 6

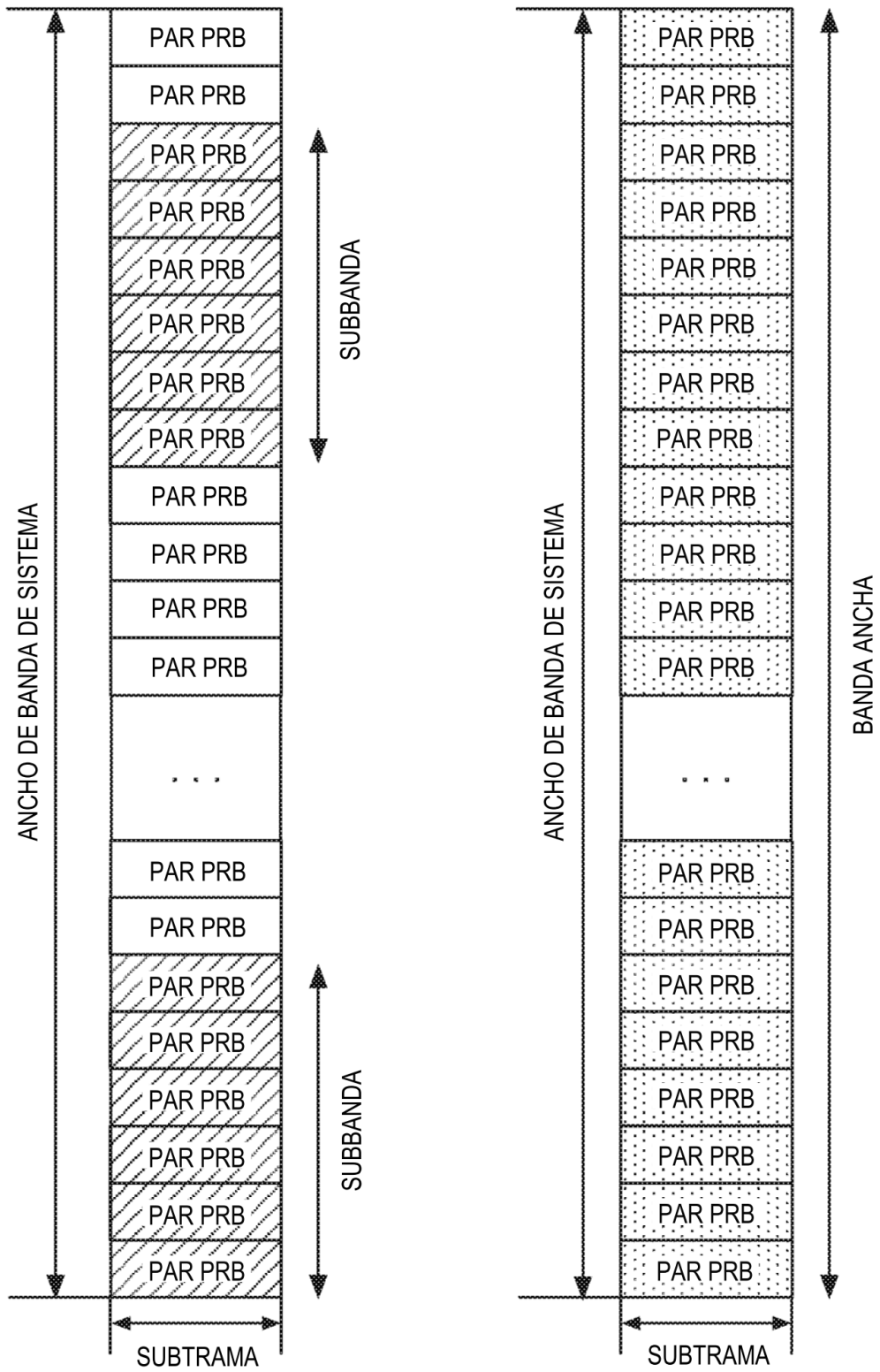
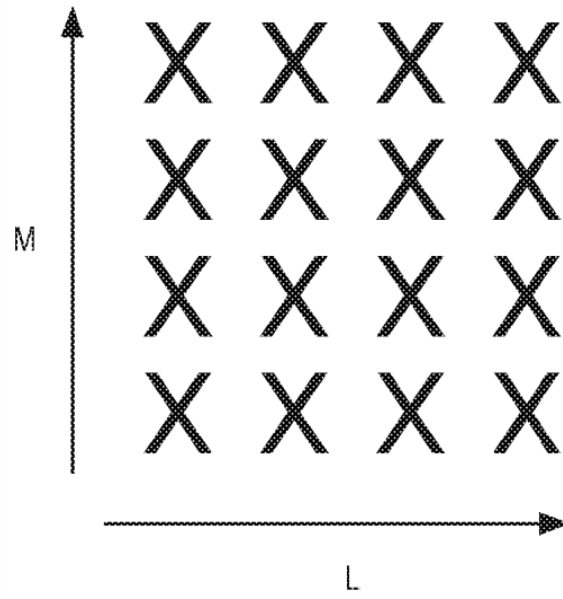


FIG. 7



**FIG. 8**

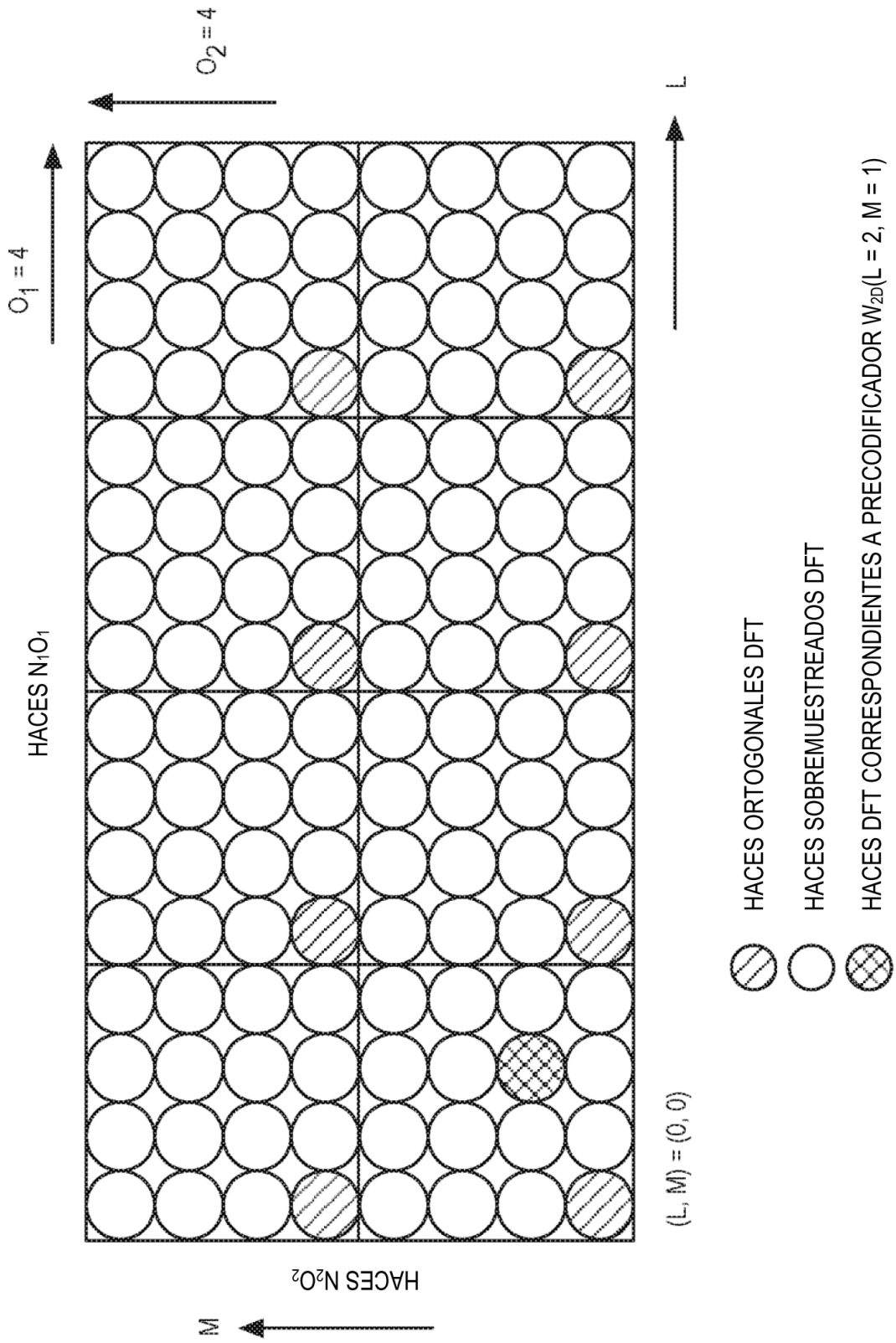
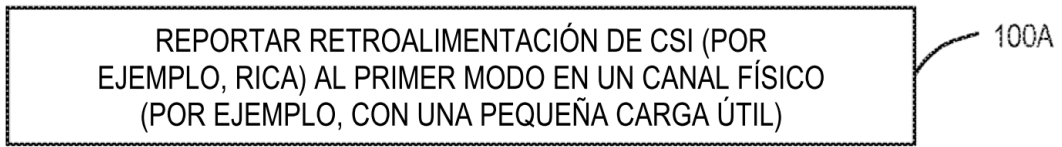
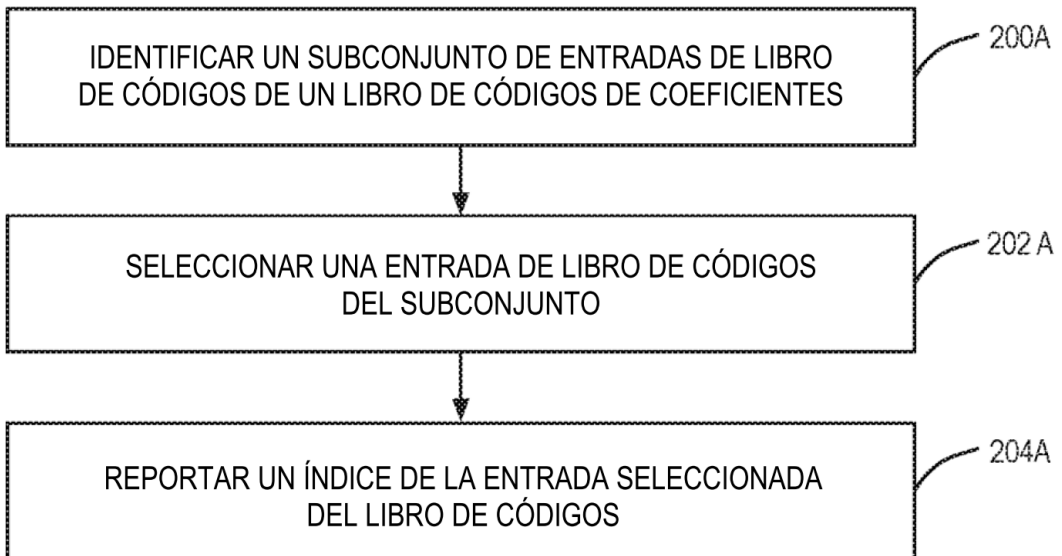


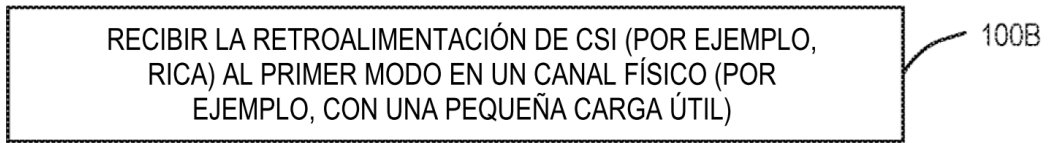
FIG. 9



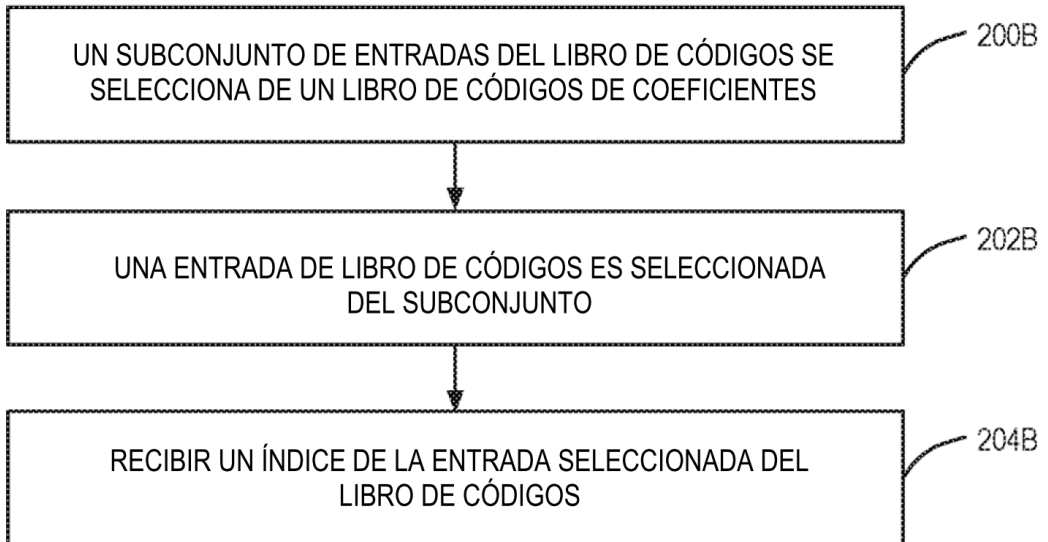
**FIG. 10A**



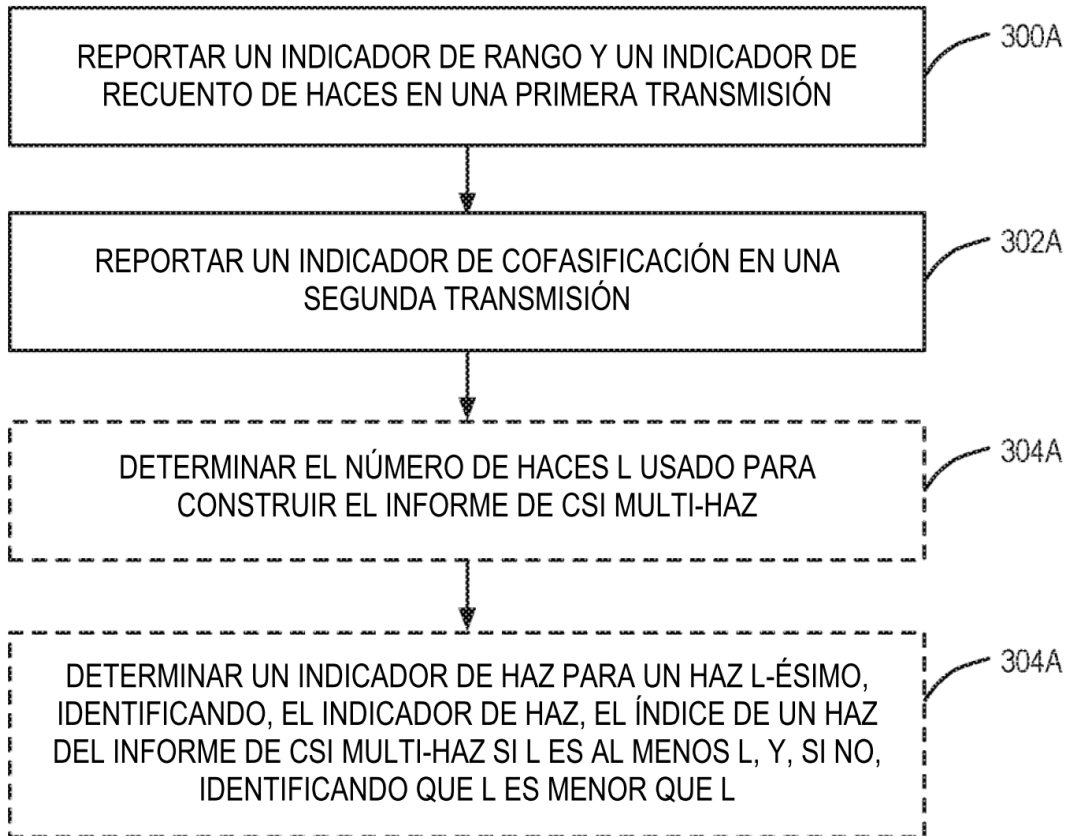
**FIG. 11A**



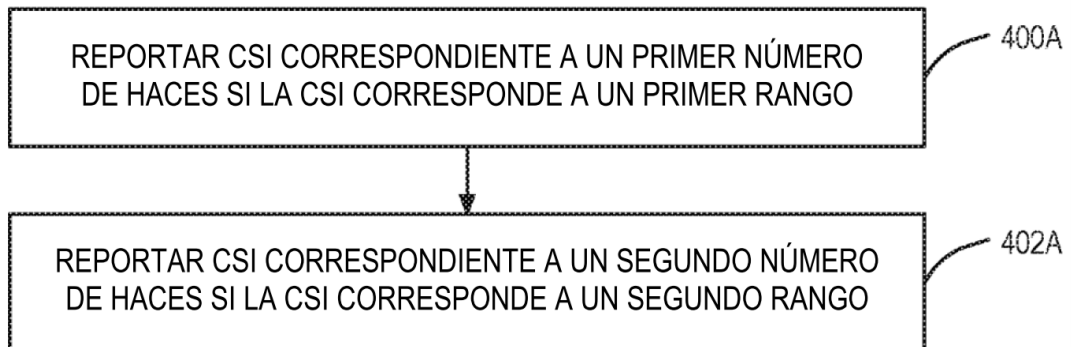
**FIG. 10B**



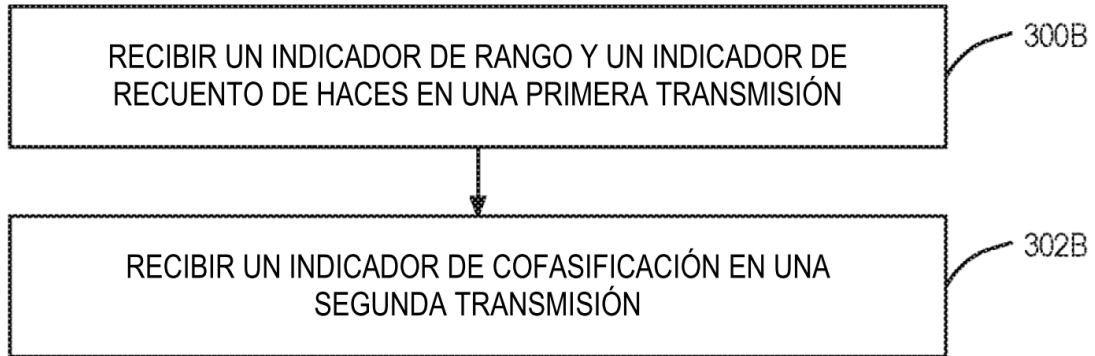
**FIG. 11B**



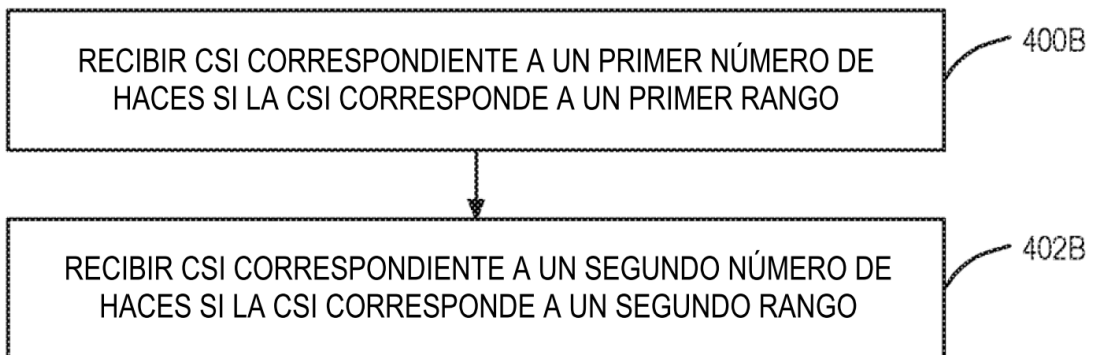
**FIG. 12A**



**FIG. 13A**



**FIG. 12B**



**FIG. 13B**

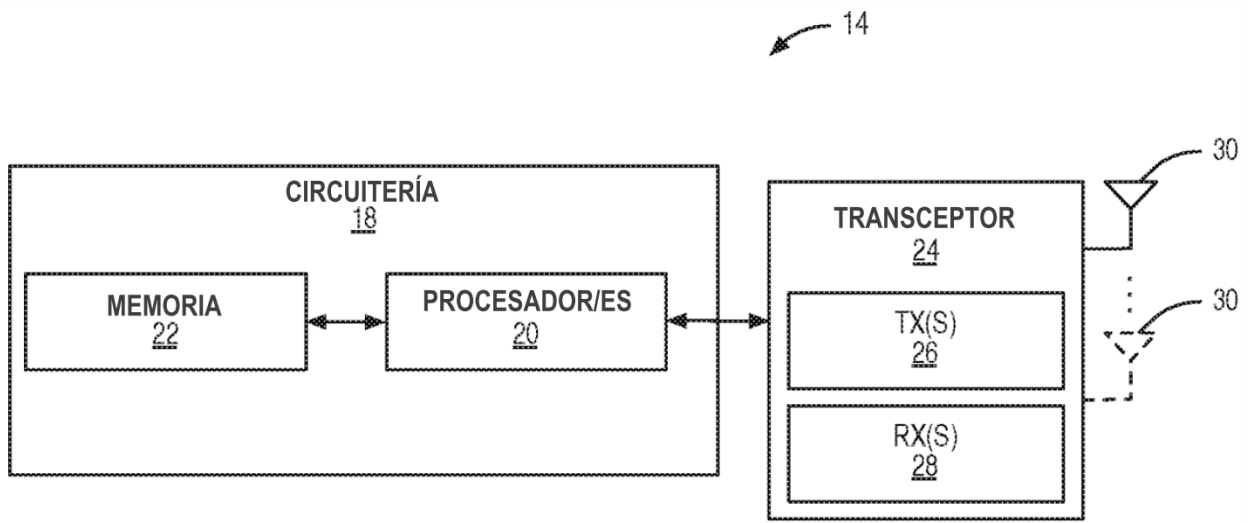


FIG. 14

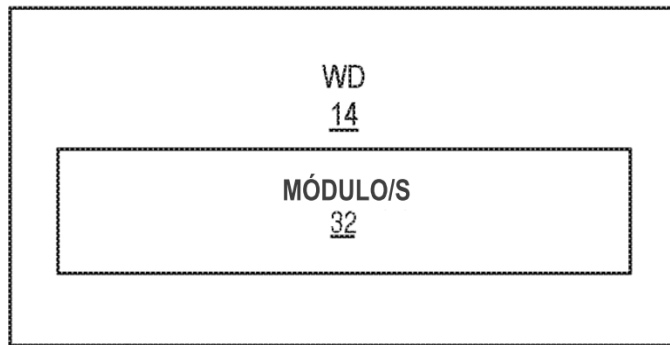


FIG. 15

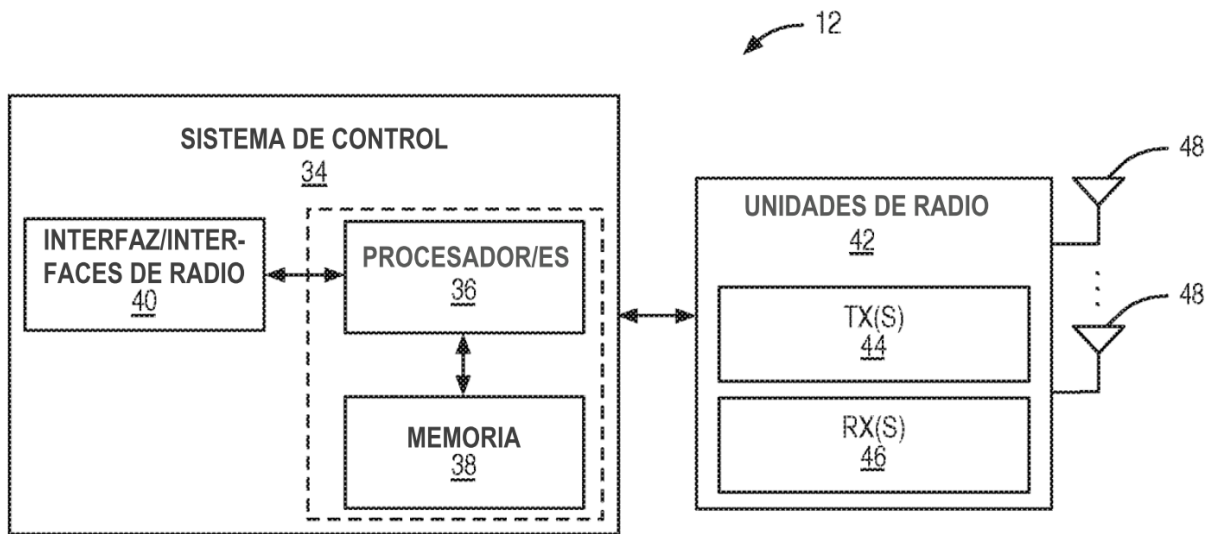


FIG. 16

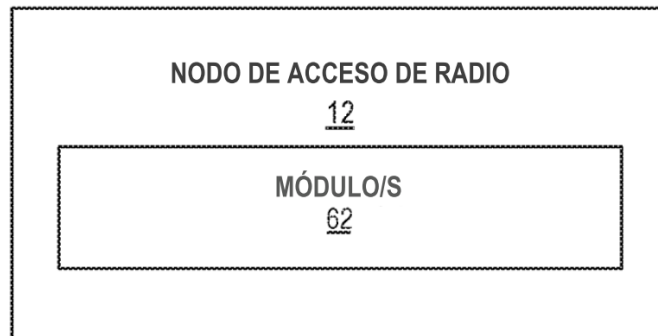


FIG. 18

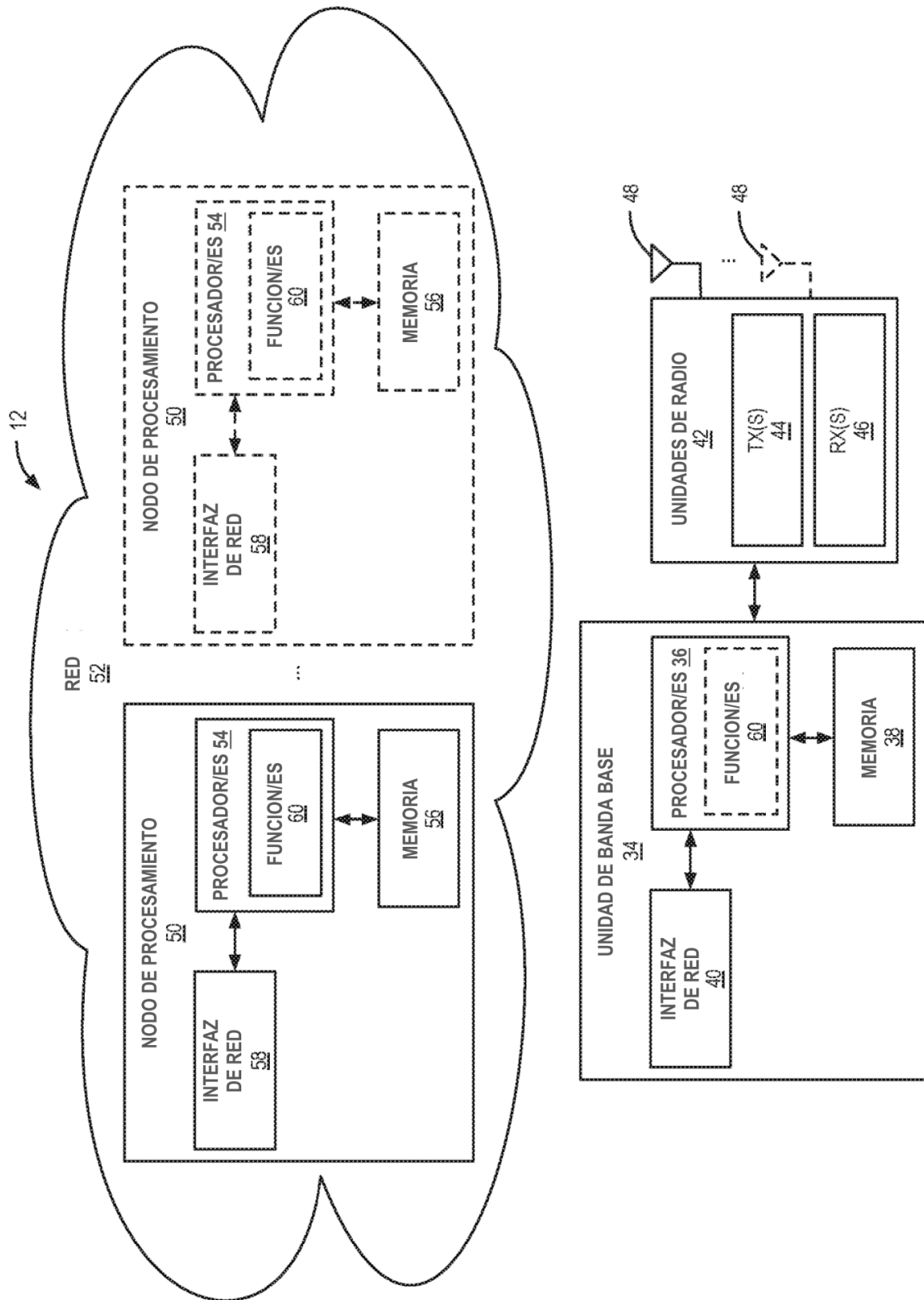


FIG. 17