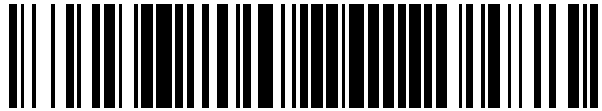


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 588 537**

51 Int. Cl.:

H04L 5/00

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.07.2013** **E 14175649 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.05.2016** **EP 2809025**

54 Título: **Transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP)**

30 Prioridad:

25.07.2012 US 201261675541 P
02.08.2012 US 201261678882 P
15.08.2012 US 201261683263 P
27.09.2012 US 201261706301 P
27.09.2012 US 201261706752 P

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
03.11.2016

73 Titular/es:

NEC CORPORATION (100.0%)
7-1, Shiba 5-chome
Minato-ku, Tokyo 108-8001, JP

72 Inventor/es:

YUE, GUOSEN;
PRASAD, NARAYAN;
JIANG, MEILONG y
RANGARAJAN, SAMPATH

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 588 537 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

Transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP)

Antecedentes de la invención

5 La presente invención versa sobre la transmisión y la recepción multipunto coordinadas (CoMP) y, más en particular, sobre la retroalimentación de la información de estado del canal (CSI), la correlación del canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH), la asignación de recursos y algunas otras características para la CoMP.

10 En este documento se investigan la retroalimentación de la información de estado del canal (CSI) y la correlación de recursos para la comunicación cooperativa o, específicamente, la transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP), que es ahora objeto de estudio para la versión 11 de la estandarización 3GPP. En particular, se presenta en primer lugar una estructura de retroalimentación de CSI con mejor compromiso entre el rendimiento y la tara de la retroalimentación. Se ha acordado que en el nuevo sistema celular 3GPP se soportan tres esquemas de transmisión CoMP, concretamente la transmisión conjunta (JT) o procesamiento conjunto (JP), la planificación o formación de haces coordinada (CS/CB) y la selección dinámica de puntos (DPS). Para soportar todos los esquemas de transmisión CoMP posibles, los presentes inventores propusieron esquemas de retroalimentación de CSI basados en el tamaño del conjunto de mediciones, que está configurado por la red y es señalado al terminal de usuario o equipo de usuario (UE). A continuación, proporcionan soluciones de correlación de recursos para los problemas relativos a diferentes señales de referencia específicas a la célula (CRS) en células diferentes y, en consecuencia, la colisión entre la CRS y los datos enviados por el canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH). También abordan la correlación del PDSCH para resolver la discrepancia de los puntos de inicio del PDSCH debida al tamaño diferente de los símbolos del multiplexado por división ortogonal de frecuencia (OFDM) asignados para la transmisión del canal físico de control de enlace descendente (PDCCH).

Referencias:

- [1] 3GPP, "Final Report of 3GPP TSG RAN WG1 #66bis v1.1.0", 3GPP TSG RAN WG1 R1-114352.
- [2] 3GPP, "Draft Report of 3GPP TSG RAN WG 1 #67 v0.1.0".
- 25 [3] 3GPP, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation. TS 36.211 V10.1.0".
- [4] NTT DoCoMo, "Investigation of specification impact for Rel.11 CoMP", 3GPP TSG RAN WG1 R1-112600 Encuentro nº 66, Atenas, Grecia, agosto de 2011.
- [5] 3GPP, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures. TS 36.211 V10.1.0".
- 30 [6] TR36.819, "Coordinated multi-point operation for LTE physical layer aspects", 3GPP, v11.1.0.
- [7] RP-111365 "Coordinated Multi-Point Operation for LTE", 3GPP TSG RAN-P nº 53.
- [8] NEC Group, "PDSCH mapping issues in CoMP", 3GPP TSG RAN WG1 Encuentro nº 69, R1-122603, Praga, Chequia, mayo de 2012.
- 35 [9] Ericsson, "Control Signaling in Support of CoMP", 3GPP TSG RAN WGI R1-122843 Encuentro nº 69, Praga, Chequia, mayo de 2012.
- [10] Intel, "Views on CRS/PDSCH RE Collision in Joint Transmission", 3GPP TSG RAN WGI R1-122655 Encuentro nº 69, Praga, Chequia, mayo de 2012.
- [11] WO 2012/087000 A2, LG ELECTRONICS, INC., 12 de julio de 2012.

Breve compendio de la invención

40 Un objetivo de la presente invención es proporcionar una retroalimentación de la CSI, una correlación del RE del PDSCH y una asignación de recursos para la CoMP eficientes.

45 Un aspecto de la presente invención incluye un método de comunicaciones implementado en un punto de transmisión (TP) usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP). El método de comunicaciones incluye transmitir a un equipo de usuario (UE) una indicación de un proceso de información de estado del canal (CSI) en un patrón de CSI que comprende un conjunto de procesos de CSI, estando configurado el UE con el proceso de CSI para al menos uno de los otros procesos de CSI del patrón de CSI, y siendo una indicación notificada de rango (RI) para el proceso de CSI igual que una RI para dicho al menos uno de los otros procesos de CSI.

50 Otro aspecto de la presente invención incluye un método de comunicaciones implementado en un equipo de usuario (UE) usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP). El método de

comunicaciones incluye recibir de un punto de transmisión (TP), una indicación de un proceso de información de estado del canal (CSI) en un patrón de CSI que comprende un conjunto de procesos de CSI, estando configurado el UE con el proceso de CSI para al menos uno de los otros procesos de CSI del patrón de CSI, y siendo una indicación notificada de rango (RI) para el proceso de CSI igual que una RI para dicho al menos uno de los otros procesos de CSI.

Otro aspecto adicional de la presente invención incluye un método de comunicaciones implementado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP). El método de comunicaciones incluye indicar a un equipo de usuario (UE) un proceso de información de estado del canal (CSI) en un patrón de CSI que comprende un conjunto de procesos de CSI, configurar el UE con el proceso de CSI para al menos uno de los otros procesos de CSI del patrón de CSI, y notificar, desde el UE, una indicación de rango (RI) para el proceso de CSI que es igual que una RI para dicho al menos uno de los otros procesos de CSI.

Otro aspecto adicional de la presente invención incluye un punto de transmisión (TP) usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP). El TP incluye un transmisor para transmitir a un equipo de usuario (UE) una indicación de un proceso de información de estado del canal (CSI) en un patrón de CSI que comprende un conjunto de procesos de CSI, estando configurado el UE con el proceso de CSI para al menos uno de los otros procesos de CSI del patrón de CSI, y siendo una indicación notificada de rango (RI) para el proceso de CSI igual que una RI para dicho al menos uno de los otros procesos de CSI.

Otro aspecto adicional de la presente invención incluye un equipo de usuario (UE) usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP). El equipo de usuario incluye un receptor para recibir de un punto de transmisión (TP) una indicación de un proceso de información de estado del canal (CSI) en un patrón de CSI que comprende un conjunto de procesos de CSI, estando configurado el UE con el proceso de CSI para al menos uno de los otros procesos de CSI del patrón de CSI, y siendo una indicación notificada de rango (RI) para el proceso de CSI igual que una RI para dicho al menos uno de los otros procesos de CSI.

Otro aspecto adicional de la presente invención incluye un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP) que incluye un equipo de usuario (UE) y un punto de transmisión (TP) para transmitir al UE una indicación de un proceso de información de estado del canal (CSI) en un patrón de CSI que comprende un conjunto de procesos de CSI, estando configurado el UE con el proceso de CSI para al menos uno de los otros procesos de CSI del patrón de CSI, y siendo una indicación notificada de rango (RI) para el proceso de CSI igual que una RI para dicho al menos uno de los otros procesos de CSI.

Otro aspecto adicional de la presente invención incluye un método de comunicaciones implementado en un punto de transmisión (TP) usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP). El método de comunicaciones comprende transmitir a un equipo de usuario (UE) atributos para hasta cuatro indicadores que indican al menos la correlación del elemento de recursos (RE) del canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH), y transmitir al UE uno de los cuatro indicadores, cada uno de los cuales es expresado en 2 bits, comprendiendo los cuatro indicadores '00', '01', '10' y '11', correspondientes a un primer conjunto, un segundo conjunto, un tercer conjunto y un cuarto conjunto de parámetros de los atributos, respectivamente.

Otro aspecto adicional de la presente invención incluye un método de comunicaciones implementado en un equipo de usuario (UE) usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP). El método de comunicaciones comprende recibir de un punto de transmisión (TP) atributos para hasta cuatro indicadores que indican al menos la correlación del elemento de recursos (RE) del canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH), y recibir del TP uno de los cuatro indicadores, cada uno de los cuales es expresado en 2 bits, comprendiendo los cuatro indicadores '00', '01', '10' y '11', correspondientes a un primer conjunto, un segundo conjunto, un tercer conjunto y un cuarto conjunto de parámetros de los atributos, respectivamente.

Otro aspecto adicional de la presente invención incluye un método de comunicaciones implementado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP). El método de comunicaciones comprende transmitir de un punto de transmisión (TP) a un equipo de usuario (UE) atributos para hasta cuatro indicadores que indican al menos la correlación del elemento de recursos (RE) del canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH), y transmitir del TP al UE uno de los cuatro indicadores, cada uno de los cuales es expresado en 2 bits, comprendiendo los cuatro indicadores '00', '01', '10' y '11', correspondientes a un primer conjunto, un segundo conjunto, un tercer conjunto y un cuarto conjunto de parámetros de los atributos, respectivamente.

Otro aspecto adicional de la presente invención incluye un punto de transmisión (TP) usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP). El punto de transmisión comprende un primer transmisor para transmitir a un equipo de usuario (UE) atributos para hasta cuatro indicadores que indican al menos la correlación del elemento de recursos (RE) del canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH), y un segundo transmisor para transmitir al UE uno de los cuatro indicadores, cada uno de los cuales es expresado en 2 bits, comprendiendo los cuatro indicadores '00', '01', '10' y '11', correspondientes a un primer conjunto, un segundo conjunto, un tercer conjunto y un cuarto conjunto de parámetros de los atributos, respectivamente.

Otro aspecto adicional de la presente invención incluye un equipo de usuario (UE) usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP). El equipo de usuario comprende un primer receptor para recibir de un punto de transmisión (TP) atributos para hasta cuatro indicadores que indican al menos la correlación del elemento de recursos (RE) del canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH), y un segundo receptor para recibir del TP uno de los cuatro indicadores, cada uno de los cuales es expresado en 2 bits, comprendiendo los cuatro indicadores '00', '01', '10' y '11', correspondientes a un primer conjunto, un segundo conjunto, un tercer conjunto y un cuarto conjunto de parámetros de los atributos, respectivamente.

Otro aspecto adicional de la presente invención incluye un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP) que comprende un equipo de usuario (UE) y un punto de transmisión (TP) para transmitir a un equipo de usuario (UE) atributos para hasta cuatro indicadores que indican al menos la correlación del elemento de recursos (RE) del canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH), recibiendo el UE del TP uno de los cuatro indicadores, cada uno de los cuales es expresado en 2 bits, comprendiendo los cuatro indicadores '00', '01', '10' y '11', correspondientes a un primer conjunto, un segundo conjunto, un tercer conjunto y un cuarto conjunto de parámetros de los atributos, respectivamente.

15 Breve descripción de los dibujos

La FIG. 1 representa una red CoMP homogénea con $M = 3$ BS macrocelulares.

La FIG. 2 representa una red CoMP heterogénea con $M = 3$ BS macrocelulares.

La FIG. 3 representa un ejemplo de colisiones CRS/PDSCH para dos TP con diferentes ID de célula. Ambos TP tienen dos puertos de antena CRS.

20 La FIG. 4 representa un ejemplo de colisiones CRS/PDSCH para los TP con los mismos ID de célula, pero con un número diferente de puertos de antena CRS. Un TP (a la izquierda) tiene dos puertos de antena CRS y el otro (a la derecha) tiene cuatro puertos de antena.

La FIG. 5 representa un ejemplo de discrepancia del punto de inicio del PDSCH para los TP con diferentes ID de célula.

25 La FIG. 6 representa correlaciones de recursos para la evitación de colisiones CRS/PDSCH. Izquierda: la correlación de recursos para el ejemplo de la Fig. 3. Derecha: la correlación de recursos para el ejemplo de la Fig. 4.

La FIG. 7 representa asignaciones de símbolos de datos para la evitación de colisiones CRS/PDSCH. Izquierda: Asignación original de símbolos de datos suponiendo transmisiones monocelulares del TP servidor. Derecha: Asignaciones de símbolos de datos para transmisiones CoMP (JT o DPS) con evitación de colisiones CRS/PDSCH, método 1.

30 La FIG. 8 representa asignaciones de símbolos de datos para la evitación de colisiones CRS/PDSCH. Izquierda: Asignación original de símbolos de datos suponiendo transmisiones monocelulares del TP servidor. Derecha: Asignaciones de símbolos de datos para transmisiones CoMP (JT o DPS) con evitación de colisiones CRS/PDSCH, método 2.

35 La FIG. 9 representa el rendimiento BLER de un turbocódigo LTE de tasa 1/2 con eliminación (enmudecimiento) y/o bits sucios recibidos.

La FIG. 10 representa el rendimiento BLER de un turbocódigo LTE de tasa 1/2 con eliminación (enmudecimiento) y datos parciales con ruido más fuerte.

Descripción detallada

40 1 Descripción del sistema

Consideramos un grupo que consiste en M puntos de transmisión (TP). Cada TP puede ser una estación base macrocelular (BS) o un cabezal de radio remoto (RRH) de baja potencia. Por lo tanto, la red CoMP podría ser una red homogénea consistente en su totalidad en BS macrocelulares, es decir, una red homogénea, según se muestra en la Fig. 1, o una red heterogénea (HetNet) que sea una mezcla de BS macrocelulares y de unas RRH de menor potencia, según se muestra en la Fig. 2. La señal recibida para el equipo de usuario (UE) diana en un elemento de recursos (RE) por el que se transmiten datos a ese UE, está dada por

$$y = \sum_{i=1}^M \sqrt{\frac{\rho_i}{r_i}} H_i W_i s_i + \tilde{H} \tilde{W} \tilde{s} + n, \quad (1)$$

denotando H_i , $i = 1, \dots, M$ el canal visto por el UE desde el i -ésimo punto de transmisión de su conjunto CoMP, decidiéndose la composición de este de manera semiestática por el controlador de red en función de mediciones a largo plazo de la proporción señal/interferencia más ruido (SINR) y manteniéndose durante muchas subtramas;

siendo ρ_i la potencia o energía de transmisión por elemento de recurso (EPRE) usada por el i -ésimo punto de transmisión; siendo W_i y s_i la matriz de precodificación (con r_i columnas) y el vector de símbolos de datos transmitido por el i -ésimo punto de transmisión; siendo \tilde{H}, \tilde{W} y \tilde{s} la matriz del canal compuesto, la matriz de precodificación y el vector de símbolos de datos transmitidos por todos los demás puntos de transmisión fuera del conjunto CoMP del UE. Entonces, si el UE recibe un flujo de datos enviado solo por la j -ésima capa del m -ésimo punto de transmisión, la SINR recibida correspondiente a ese flujo en el UE está dada por

$$\gamma_{mj} = \frac{\frac{\rho_m}{r_m} F_{mj}^\dagger H_m W_{mj} W_{mj}^\dagger H_m^\dagger F_{mj}}{F_{mj}^\dagger \left(\frac{\rho_m}{r_m} \sum_{j', j' \neq j} H_m W_{mj'} F_{mj'}^\dagger H_m^\dagger + \sum_{i \neq m} \frac{\rho_i}{r_i} H_i W_i W_i^\dagger H_i^\dagger \right) F_{mj} + F_{mj}^\dagger R F_{mj}}, \quad (2)$$

siendo F_{mj} el filtro de recepción para recuperar la señal s_{mj} de la j -ésima capa del m -ésimo punto de transmisión, y siendo R la covarianza de la interferencia fuera del conjunto CoMP más ruido, es decir, $R = \tilde{H} \tilde{W} \tilde{W}^\dagger \tilde{H}^\dagger + I$. La correspondiente tasa de información es, entonces,

$$\eta_{mj} = \log(1 + \gamma_{mj}). \quad (3)$$

10 Sin pérdida de generalidad, suponemos que el punto 1 de transmisión es la célula que se supone que envía los símbolos de datos al UE para la transmisión convencional monocelular (sin CoMP), así como la señalización de control y es el TP al que el UE notifica su retroalimentación de la CSI por el canal de enlace ascendente. Por lo tanto, sin CoMP, la SINR es $\gamma_{1j}, j \in \mathcal{S}_1$, siendo \mathcal{S}_1 el conjunto de capas previstas para este UE. La tasa total para el UE de interés está dada, entonces, por $\eta_1 = \sum_{j \in \mathcal{S}_1} \eta_{1j}$. Se hace notar que toda la CSI puede ser pasada al controlador de red en una red CoMP que luego hace la planificación.

15 Para el esquema de transmisión CS/CB CoMP, los datos son transmitidos aún desde la célula servidora (o, equivalentemente, la célula ancla de la que se recibe la señalización de control). Aunque la SINR sigue siendo γ_{1j} dado en (2) (con $m = 1$), las matrices de precodificación de transmisión $W_i, i = 1, \dots, M$ son optimizadas conjuntamente para que se reduzca la interferencia interna al conjunto CoMP.

20 Para el esquema DPS, basado en la retroalimentación de la CSI desde todos los UE, el controlador de red selecciona los puntos de transmisión para cada UE para que se maximice la tasa de la suma ponderada del sistema. Se supone que m^* es el punto de transmisión seleccionado por el controlador de red para el UE. La SINR correspondiente a la j -ésima capa es entonces γ_{m^*j} y la tasa de transmisión es entonces $\eta \gamma_{m^*j}$.

25 Por otro lado, en el esquema JT, se transmiten los mismos símbolos de datos a través de múltiples, digamos M_{JT} puntos de transmisión en el conjunto CoMP. Denote \mathcal{V} el conjunto de puntos de transmisión para JT, siendo $\mathcal{V} \subseteq \{1, \dots, M\}$ y denótese su conjunto complemento mediante $\bar{\mathcal{V}}$. Por comodidad, supongamos que todos los TP en \mathcal{V} sirven únicamente al UE de interés por el bloque de recursos. Entonces podemos reescribir el modelo de señales de (1) como

$$y = \sum_{i \in \mathcal{V}} \sqrt{\frac{\rho_i}{r_i}} H_i W_i e^{j\varphi_i} s + \sum_{i \in \bar{\mathcal{V}}} \sqrt{\frac{\rho_i}{r_i}} H_i W_i s_i + \tilde{H} \tilde{W} \tilde{s} + n, \quad (4)$$

30 siendo φ_i el ajuste de fase coherente para mejorar la SINR para la JT coherente. Suponemos que la célula servidora BS con índice 1 está siempre presente en \mathcal{V} para la JT. Fijamos entonces $\varphi_1 = 0$. En la JT no coherente, no necesitamos la retroalimentación en φ_i , es decir, se aplica $\varphi_i = 0 \forall i \in \mathcal{V}$. Puede verse que para JT se emplea un rango común de transmisión r para todo $W_i, i \in \mathcal{V}$. Definamos $H_{\mathcal{V}} = \sum_{i \in \mathcal{V}} \sqrt{\frac{\rho_i}{r_i}} H_i W_i e^{j\varphi_i}$. La SINR para la j -ésima capa está dada, entonces, por

$$\gamma_{\mathcal{V},j} = \frac{F_{\mathcal{V},j}^\dagger H_{\mathcal{V},j} H_{\mathcal{V},j}^\dagger F_{\mathcal{V},j}}{F_{\mathcal{V},j}^\dagger \left(\sum_{j', j' \neq j} H_{\mathcal{V},j'} H_{\mathcal{V},j'}^\dagger + \sum_{i \in \bar{\mathcal{V}}} \frac{\rho_i}{r_i} H_i W_i W_i^\dagger H_i^\dagger \right) F_{\mathcal{V},j} + F_{\mathcal{V},j}^\dagger R F_{\mathcal{V},j}}, \quad (5)$$

35 denotando $F_{\mathcal{V}}$ el filtro de recepción sobre la señal en (4) para las transmisiones JT CoMP. La correspondiente tasa para la transmisión JT CoMP es, entonces, $\eta_{\mathcal{V}} = \sum_{j=1}^r \log(1 + \gamma_{\mathcal{V},j})$.

2 Retroalimentación de CSI para CoMP

Consideramos ahora la retroalimentación de la CSI para esquemas CoMP. Para soportar todos los esquemas de transmisión CoMP acordados, que incluyen JT, CS/CB y DPS, durante los últimos encuentros de 3GPP-RAN1 se ha debatido una estructura general de retroalimentación de CSI. Desde al menos un puerto de cada punto de transmisión en el conjunto CoMP, se envía una señal de referencia (RS) en uno o más elementos de recursos (cuyas posiciones son comunicadas al UE con antelación por la red) para permitir que el UE estime el canal a partir de ese TP. Sea H_i la matriz de canales estimada por el UE, correspondiente a todos los puertos de ese tipo del i -ésimo TP. En los sistemas preexistentes de versión 10 y anteriores, se adopta una retroalimentación implícita de la CSI, de modo que una retroalimentación de la CSI para un conjunto de bloques de recursos (RB) contiguos (que se correlacionan con un recurso temporal-frecuencial que comprende un conjunto de subportadoras consecutivas y símbolos de OFDM) consiste en un índice de banda ancha de la matriz de precodificación (PMI) preferida que indica una matriz de precodificador preferida \hat{G} , un índice de rango (RI) de banda ancha \hat{r} , junto con hasta dos índices de calidad del canal (CQI), que son esencialmente SINR cuantificadas estimadas por el UE. Según se ve por la Sección 1 para CB/CS y DPS, tal retroalimentación de la CSI desde el UE para cada punto de transmisión en su conjunto CoMP hasta su BS ancla es suficiente, ya que esto permite que el controlador seleccione un TP para la transmisión a ese UE (por cada subbanda si es necesario) y para obtener una buena estimación de la SINR para asignar un esquema de modulación y codificación (MCS) apropiado para el UE. Sin embargo, para la JT, la retroalimentación de las SINR agregadas (CQI) resulta esencial para lograr la ganancia de rendimiento por medio de la CoMP. Para la JT coherente, también es necesaria la retroalimentación de la información de fase entre recursos de CSI-RS. En la secuela usaremos la intercambiabilidad de recursos por TP y por CS-RS. En el encuentro RAN1 n° 67, se alcanzó el siguiente acuerdo [2],

• *la retroalimentación de la CSI para CoMP usa al menos retroalimentación por recurso de CSI-RS.*

Sin embargo, aún no se ha decidido el contenido de esta retroalimentación por recurso de CSI-RS.

Basándose en este acuerdo, los inventores proporcionan ahora planteamientos eficientes para la retroalimentación de la CSI de CoMP. Se exponen en primer lugar las soluciones alternativas para la retroalimentación por recurso de CSI-RS, ya sea con o sin la restricción de rango común, y, además, las opciones para la retroalimentación entre recursos de CSI-RS. Después se propone un esquema de retroalimentación de la CSI de los M mejores para CoMP.

2.1 Retroalimentación por recurso de CSI-RS sin restricción de rango común

Dado que se ha acordado que la retroalimentación por CSI-RS sea obligatoria para todos los esquemas de transmisión CoMP, se suscita un problema en la retroalimentación de rango para cada punto de transmisión. Aún está por decidir imponer o no una retroalimentación de rango común para todos los puntos de transmisión en el conjunto CoMP. Analizamos en primer lugar los pros y los contras del esquema de retroalimentación por CSI-RS para CoMP sin la restricción de rango común y proporcionamos nuestras soluciones.

Con retroalimentación por recurso de CSI-RS, cada UE envía la retroalimentación de la CSI para cada punto de transmisión de su conjunto CoMP, que es calculada suponiendo la hipótesis de la transmisión centralizada. Por lo tanto, es posible que el rango preferido varíe en la retroalimentación de la CSI calculada para diferentes puntos de transmisión. En esta opción, se permite que el UE envíe a la BS el mejor rango para cada punto de transmisión junto con los correspondientes PMI/CQI.

Para esquemas de transmisión CS/CB y DPS CoMP, la transmisión al UE (si está planificada) se lleva a cabo desde un punto de transmisión de su conjunto CoMP (en cada uno de sus RB asignados) que corresponda a un recurso de CSI-RS. Para la DPS de banda ancha (denominada DPS-w en lo sucesivo), cada UE es servido por un TP en todos sus RB asignados, mientras que para la DPS de subbandas (DPS-s), el UE puede ser servido por un TP diferente en cada RB asignado. Entonces, para la DPS-w puede lograrse una mayor ganancia de rendimiento CoMP sin restricción de rango común, ya que está disponible para el controlador la retroalimentación de la CSI para cada TP calculada usando un rango preferente. A continuación, suponiendo que la retroalimentación de CSI-RS se determine basándose en la suposición de que los demás TP del conjunto CoMP están callados (o enmudecidos), el controlador puede aproximar la interferencia procedente de otros TP en las secuelas de la planificación usando la retroalimentación de recursos de CSI-RS correspondiente a los otros TP. Además, incluso con suposiciones diferentes sobre la interferencia procedente de otros TP que serán analizadas posteriormente, el controlador puede estimar razonablemente bien la SINR posterior a la planificación para el TP seleccionado. Así, la retroalimentación por recurso de CSI-RS sin rango común parece adecuada para la DPS-w. De modo similar, para CS/CB, cuando a cada UE le sirve datos únicamente su TP de la célula ancla o servidora, no hay ninguna degradación significativa del rendimiento, dado que cada UE comunica una CSI más precisa para otros puntos de transmisión usando los respectivos rangos preferidos. Esta opción también facilita el modo de reserva para pasar de transmisiones CoMP a transmisiones monocelulares sin CoMP.

Sin embargo, para la JT imponer el rango común de transmisión por UE necesitará una anulación de rango cuando el UE comunique diferentes rangos para diferentes puntos de transmisión de su conjunto CoMP. Además, en este

caso, otro asunto importante es el mecanismo para enviar la retroalimentación entre recursos de CSI-RS o retroalimentación agregada entre múltiples recursos de CSI-RS cuando no hay ninguna restricción de rango común.

Para acomodar el esquema JT de CoMP, proporcionamos ahora la solución siguiente para el caso sin restricción de rango de retroalimentación común.

- 5 Solución 1: Si los rangos preferidos para diferentes recursos de CSI-RS son diferentes, la retroalimentación entre recursos de CSI-RS o retroalimentación agregada se calcula en función del rango menor entre todos los rangos preferidos. Suponiendo que el rango menor es $\hat{r} = \min\{\hat{r}_i\}$, entonces en cada matriz de precodificación comunicada se determina el subconjunto de columnas correspondiente a las \hat{r} SINR más potentes. La retroalimentación de fases entre recursos de CSI-RS o retroalimentación agregada se calcula en función de estos subconjuntos de columnas de la matriz de precodificación y estos subconjuntos son usados para diseñar el precodificador de transmisión.

15 Consideramos un ejemplo con un conjunto CoMP que tiene dos puntos de transmisión. Para los casos con tres o más puntos de transmisión, los resultados expuestos a continuación pueden ser aplicados de modo similar. Las retroalimentaciones de la CSI, que incluyen matrices de precodificación preferidas, SINR cuantificadas (retroalimentadas usando varios CQI) e índices de rangos son $(\hat{G}_1, \hat{\gamma}_1, \hat{r}_1)$ y $(\hat{G}_2, \hat{\gamma}_2, \hat{r}_2)$ para el punto 1 de transmisión (TP1) y TP2, respectivamente. Acto seguido, el UE selecciona el rango $\hat{r} = \min\{\hat{r}_1, \hat{r}_2\}$. A continuación, se supone que la matriz de precodificación V_1 usada en la JT CoMP se forma usando \hat{r} columnas de \hat{G} , que corresponden a las \hat{r} SINR mayores. Si hay dos o más capas que tienen el mismo índice CQI de SINR, puede aplicarse una regla predeterminada (conocida a todos los UE y los TP) para la selección del subconjunto de columnas. La matriz de precodificación V_2 puede formarse entonces de manera similar. Con la fase entre recursos de CSI-RS $\varphi = [\varphi_1 \varphi_2]^T$,

20 se forma la matriz de precodificación compuesta como $V_{JT} = \begin{pmatrix} V_1 e^{j\varphi_1} \\ V_2 e^{j\varphi_2} \end{pmatrix}$. La retroalimentación de fases entre recursos

de CSI-RS se determina encontrando la mejor φ partiendo de un conjunto predeterminado, suponiendo que se emplee la matriz de precodificación compuesta V_{JT} para la JT CoMP. Sin pérdida de generalidad, hacemos $\varphi_1 = 0$, por lo que solo es preciso comunicar φ_2 .

- 25 De modo similar, la retroalimentación de las SINR agregadas o de CQI agregados se calcula suponiendo que se emplea V_{JT} para la JT coherente de CoMP o para la JT no coherente de CoMP con $\varphi = [0 \ 0]^T$.

30 Según se ha mencionado anteriormente, con la Solución 1 se precisa la anulación de rangos en el caso de la JT. Con la Solución 1, puede lograrse un mejor rendimiento de DPS-w y CS/CB. El rendimiento de la JT se degradará cuando los primeros vectores singulares dominantes debidos del canal compuesto no estén disponibles con precisión en el controlador. Además, la retroalimentación de rangos comunes también es más apta para la DPS-s, dado que en este caso se necesita una anulación de rangos si un UE es servido por diferentes TP (para lo cual ha comunicado diferentes rangos) en sus diferentes RB asignados.

35 Para la tara de la retroalimentación, suponiendo un modo de retroalimentación similar a 3-1, es decir una retroalimentación de PMI de banda ancha, un rango de banda ancha junto con retroalimentación del CQI de subbandas, cada retroalimentación de recursos de CSI-RS consiste en una RI (para indicar un rango, digamos r), y un PMI, y $N \min\{2, \hat{r}\}$ CQI, siendo N el número de subbandas que el UE está configurado a comunicar. Así, con la Solución 1, la retroalimentación total para la retroalimentación por recurso de CSI-RS con M recursos de CSI-RS es $\sum_{m=1}^M N \min\{\hat{r}_m, 2\} n_{CQI} + M n_{RI} + M n_{PMI}$, siendo n_{CQI} , n_{RI} y n_{PMI} números de bits para cada retroalimentación de CQI, RI y PMI, respectivamente. Aquí, suponemos que se devuelve un conjunto de CQI para N recursos de subbanda para cada recurso por CSI-RS. Obsérvese que, en el caso de JT CoMP, también podría ser preciso comunicar uno o varios CQI por fase entre puntos y/o agregados por subbanda. Tal tara puede reducirse imponiendo restricciones a la retroalimentación de CQI, lo que se explicará posteriormente.

Si el UE puede comunicar la retroalimentación para un subconjunto de recursos de CSI-RS, proponemos la solución siguiente.

- 45 Solución 2: El estándar no especifica la restricción de rango común para la retroalimentación por recurso de CSI-RS. Con retroalimentación de la CSI centrada en el UE, el UE decide el esquema CoMP preferido. Si el UE prefiere el esquema JT CoMP, el UE envía una retroalimentación por recurso de CSI-RS con un rango común o uniforme para múltiples recursos de CSI-RS, posiblemente junto con retroalimentación de CQI agregados (agregados en todos esos recursos de CSI-RS) y/o una retroalimentación de fases entre recursos de CSI-RS. Si el UE prefiere la DPS-w o CB/CS, se envía la retroalimentación por recurso de CSI-RS sin restricción de rango común. Además, si el UE prefiere la DPS-s, entonces envía una retroalimentación por recurso de CSI-RS con un rango común. Sin embargo, tal esquema de retroalimentación no restringe el esquema CoMP que el controlador debería usar.

Podemos ver que con la Solución 2 no es necesaria la anulación de rangos para JT y DPS-s. Además, si la BS emplea el esquema CoMP que el UE prefiere, según se indica en su retroalimentación de la CSI, el sistema es capaz de lograr una ganancia máxima con respecto a ese UE. Se precisa retroalimentación adicional para indicar el esquema CoMP preferido. Pero tal tara de la retroalimentación es mínima. Obsérvese que hemos supuesto una indicación de banda ancha de un esquema CoMP preferido que es común entre todas las subbandas que el UE está configurado para comunicar. Esto reduce la tara de señalización con una degradación del rendimiento insignificante. Además, como opción para reducir la tara, el sistema puede decidir, de forma semiestática, permitir solo una de la DPS-s y la DPS-w.

La tara de la retroalimentación para la Solución 2 se expone como sigue.

- Para JT, la tara total de la retroalimentación es $\min\{\hat{r}, 2\} Nn_{\text{CQI}} + n_{\text{RI}} + Mn_{\text{PMI}}$, siendo \hat{r} el rango uniforme seleccionado por el UE. Se requiere una tara adicional para la retroalimentación de CQI agregada y/o la retroalimentación de fases entre recursos de CSI-RS.
- Para CB/CS y DPS-w, la tara máxima es $\sum_{m=1}^M \min\{\hat{r}_m, 2\} Nn_{\text{CQI}} + Mn_{\text{RI}} + Mn_{\text{PMI}}$, que es la misma que para la Solución 1. Sin embargo, esto puede reducirse, dado que, con la medición de la CSI centrada en el UE, el UE solo puede medir la CSI para un subconjunto de M recursos de CSI-RS. En particular, para DPS, el UE puede necesitar únicamente retroalimentar una retroalimentación de la CSI para el punto ancla y una para el TP más preferente. Entonces, en el caso de la DPS-w, hay una indicación de banda ancha necesaria para indicar el TP preferente, mientras que para la DPS-s se necesita una indicación por subbanda. Extendiendo este planteamiento, también podemos permitir que el UE retroalimente únicamente la CSI para el TP más preferente (por subbanda para la DPS-s). Con esta alternativa, aunque se reduce la tara, también puede reducirse la ganancia de planificación, dado que la red se verá obligada a usar el TP preferido por el UE para la transmisión a este UE si está planificado. Además, para CB/CS el sistema puede imponer que cada usuario utilice un rango especificado en la retroalimentación de la CSI para cada TP en su conjunto CoMP que sea diferente de su TP servidor. Esto reduce la tara de la indicación de rangos y puede simplificar la determinación del PMI por parte del UE para sus TP no servidores. Estos rangos especificados pueden ser comunicados por la red al UE de manera semiestática. Opcionalmente, los rangos especificados pueden ser idénticos para todos los otros TP no servidores (por ejemplo, el rango 1).

Para reducir la pérdida de rendimiento para el modo de reserva para pasar a una transmisión monocelular, también proponemos la siguiente solución de retroalimentación de la CSI de CoMP para la JT.

- *El UE envía la retroalimentación de la CSI para el TP servidor bajo la hipótesis de transmisión de un único TP. Para la CoMP, el UE también comunica un PMI de banda ancha para cada recurso de CSI-RS que incluye el TP servidor con un rango uniforme, que puede ser diferente del rango comunicado para la transmisión por una única célula servidora, junto con el CQI agregado para JT CoMP y/o la retroalimentación entre fases de CSI-RS.*

2.2 Retroalimentación por recurso de CSI-RS con restricción de rango común

Podemos especificar la restricción de rango común para garantizar que se emplea un rango común cuando el UE envía una retroalimentación por recurso de CSI-RS. Con la restricción de rango común en la retroalimentación por recurso de CSI-RS, puede haber una degradación de rendimiento si se emplea el esquema CoMP DPS-w o CB/CS en la BS, ya que la precodificación y el rango preferidos pueden no ser los mejores para el punto de transmisión que la red acabe usando. También puede haber una degradación del rendimiento si el sistema entra en modo de reserva, a la transmisión por una única célula (TP servidor) para este UE. Podemos proponer la solución siguiente basada en una retroalimentación de la CSI centrada en el UE que puede mitigar esta posible pérdida de rendimiento.

Solución 3: El estándar especifica la restricción de rango común para la retroalimentación por recurso de CSI-RS, pero no especifica qué rango usar. Con la retroalimentación de la CSI centrada en el UE, en el caso de que el UE prefiera e indique JT CoMP o CS/CB, el UE puede enviar una retroalimentación por recurso de CSI-RS con un rango uniforme para un subconjunto de recursos de CSI-RS (posiblemente junto con una retroalimentación entre recursos de CSI-RS y/o una retroalimentación de CQI agregados en el caso de JT CoMP). Con esta flexibilidad, en el caso de que el UE indique DPS-w (DPS-s), el UE puede enviar las retroalimentaciones de la CSI para la célula servidora y el punto de transmisión preferido (TP preferido por subbanda) con un rango común. El UE también puede enviar la retroalimentación de la CSI únicamente para la célula servidora e indicar que prefiere que entre en modo de reserva, a una transmisión monocelular.

Con este planteamiento pueden reducirse la degradación del rendimiento para DPS-w y el uso del modo de reserva de una transmisión monocelular.

Como opción para reducir la tara, el sistema puede restringir de manera semiestática, además, que el rango común sea 1 para la Solución 3 en caso de que se prefieran JT y/o CS-CB. La lógica es la que sigue. Para JT, la ganancia en el rendimiento CoMP a través de la combinación de fases coherentes se logra fundamentalmente para transmisiones de rango 1. Además, con la retroalimentación del rango 1 común el UE solo precisa retroalimentar un CQI agregado (por subbanda). Para CB/CS, con retroalimentación de canal de rango 1, es más fácil que las BS

coordinadas controlen los haces de precodificación para diferentes TP para reducir la interferencia interna al conjunto CoMP.

Con la retroalimentación centrada en el UE, el UE puede elegir el esquema preferido de retroalimentación de la CSI. Un caso simple es que el UE puede elegir entre retroalimentación de la CSI de JT CoMP con un rango menor, por ejemplo la retroalimentación de rango 1 con retroalimentación de CQI agregados, o la retroalimentación de la CSI para el TP servidor único con un rango mayor, por ejemplo el rango 2 (que tiene menos tara), comparando las tasas efectivas que considera que puede obtener bajo estas dos, es decir, η_i y η_v , siendo \mathcal{V} el conjunto de los TP que están siendo considerados por el UE para la JT. El correspondiente a la mayor tasa es el tipo de esquema de transmisión (CoMP o modo de reserva de un único TP servidor) que el UE prefiere y en el que, en consecuencia, envía la retroalimentación de la CSI. Sin embargo, aunque esta comparación sea el mejor planteamiento para seleccionar la retroalimentación de la CSI para este UE particular, no es una buena elección para la eficiencia del sistema, porque cuando el UE selecciona el modo de reserva de un único TP servidor, la BS puede planificar algunas transmisiones de datos por los otros TP. Para acomodar a los UE potencialmente planificados en los otros TP, sugerimos los siguientes tres planteamientos alternativos.

Alternativa 1: Se impone un desfase $\bar{\eta}_i$ para el i -ésimo TP y se lo señala al UE de manera semiestática. Así el UE compara la tasa suma suponiendo un único TP para el UE, $\eta_i + \sum_{i \in \mathcal{V}} \bar{\eta}_i$ y la tasa de CoMP η_v para seleccionar el esquema preferente de transmisión y enviar la retroalimentación de la CSI en consecuencia. El valor $\bar{\eta}_i$ puede ser la tasa media de transmisión monocelular desde el TP i .

Alternativa 2: Se suponen EPRE o potencias fraccionarias $\{\alpha_i \rho_i\}$ cuando el UE calcula CQI CoMP para que la tasa para la JT CoMP calculada por el UE sea graduada (o, equivalentemente para cada TP i , el UE gradúa su canal estimado efectivo que incluye la potencia ρ_i en un factor $\sqrt{\alpha_i}$). Los factores de graduación $\{\alpha_i\}$ (que pueden ser específicos al UE) pueden ser señalizados por la red al UE semiestáticamente. El UE calcula entonces la SINR CoMP según (5), pero con la potencia graduada $\alpha_i \rho_i$, $i \in \mathcal{V}$, y obtiene la tasa CoMP $\eta_v(\{\alpha_i \rho_i\})$. La comparación de tasas es entre η_i y $\eta_v(\{\alpha_i \rho_i\})$. Con la retroalimentación de la SINR (CQI) basada en las potencias fraccionarias $\{\alpha_i\}$, la BS puede regular nuevamente la SINR para la asignación del MCS apropiado. Obsérvese que el papel de estas $\{\alpha_i\}$ es predisponer al UE a la realización de una elección. Para obtener un control más preciso, cada α_i (por TP) puede ser diferente para una cardinalidad diferente del conjunto \mathcal{V} y/o pueden ser diferentes para una hipótesis de rangos diferentes.

Alternativa 3: El UE calcula la tasa desde cada punto de transmisión, η_m , y compara la tasa suma $\eta_i + \kappa \sum_{i=2}^M \eta_i$ con la tasa de JT CoMP η_v , siendo κ un factor de graduación que puede ser informado por la BS de manera semiestática. Cuando $\kappa = 0$, se reduce a la comparación original entre la tasa de transmisión del TP servidor único y la tasa de JT CoMP.

2.3 Retroalimentación de CSI de los M mejores

Habitualmente, la BS asigna de antemano ciertos recursos de enlace ascendente (UL) para que un UE envíe su retroalimentación de la CSI. Dado que se ha acordado una retroalimentación por recurso de CSI-RS para soportar todos los esquemas CoMP, tiene que asignarse de antemano un gran número de recursos de retroalimentación de UL para poder acomodar el caso más desfavorable, es decir, los rangos de transmisión más altos para cada TP junto con N CQI para cada flujo (máximo 2 flujos de datos para el rango 2 o mayor). Incluso con la retroalimentación de la CSI centrada en el UE, en la que los bits realmente retroalimentados pueden ser muchos menos, podría seguir sin reducirse la tara de señalización, dado que los recursos de retroalimentación de UL están asignados de antemano. Ahora proponemos lo que denominamos un esquema de retroalimentación de CSI de los M mejores y proporcionamos dos planteamientos alternativos. Este esquema puede ser aplicado a los sistemas ya sea con o sin la restricción de rango común.

Alternativa 1: La BS configura y envía semiestáticamente una señal de M y pide al UE que seleccione M , $M \leq M$ recursos o TP de CSI-RS para enviar la retroalimentación de la CSI para cada recurso. A continuación, la BS asigna de antemano el canal de retroalimentación de UL que es capaz de acomodar la retroalimentación de la CSI para M recursos o TP de CSI-RS. Si se especifica retroalimentación de CQI agregados o de fases entre recursos, también se asignan recursos adicionales de retroalimentación de UL para esta retroalimentación. El UE es capaz de seleccionar los M TP preferidos para enviar la retroalimentación de la CSI en consecuencia, correspondiendo la señalización adicional en la retroalimentación de la CSI a qué recurso o TP de CSI-RS se necesita. M puede ser específico al UE o uniforme para todos los UE.

Podemos ver que, con el anterior planteamiento, la tara de señalización se reduce muchísimo cuando $M < M$ La razón de hacer esto es que aunque el grupo CoMP consiste en varios UE múltiples, para un UE particular el número

de TP coordinados efectivos puede ser solo dos, o tres como máximo. Según se muestra en la Fig. 1, un conjunto CoMP consiste en 3 TP. Sin embargo, para los UE1-UE3, solo hay dos TP efectivos para la coordinación. Para el UE4, seleccionando los mejores $M = 2$ de 3 TP coordinados, no debería haber ninguna degradación significativa del rendimiento. Naturalmente, el UE puede enviar retroalimentación de la CSI para una cantidad de recursos o TP de CSI-RS inferior a M .

Aunque el anterior planteamiento reduce la tara de la retroalimentación de forma significativa, hay que considerar en particular los peores escenarios para la retroalimentación de la CSI para la retroalimentación de los CQI cuando se asignan los recursos de retroalimentación de UL, es decir, el máximo rango para un TP o un recurso de CSI-RS dentro del conjunto CoMP. Este escenario es tanto para el caso sin restricción de rango común como para el caso con restricción común, pero sin especificar qué rango usar. Por ende, proponemos el siguiente planteamiento para reducir adicionalmente las asignaciones de recursos de retroalimentación innecesarias.

Alternativa 2: La BS configura y envía semiestáticamente una señal de M y pide al UE que seleccione recursos o TP de CSI-RS para enviar la retroalimentación de la CSI para el total de M flujos de datos. La BS asigna entonces de antemano el canal de retroalimentación de UL que es capaz de acomodar la retroalimentación de la CSI para M flujos de datos. Si se especifica retroalimentación de CQI agregados o de fases entre recursos, también se asignan recursos adicionales de retroalimentación de UL para esta retroalimentación. El UE es capaz de seleccionar los TP preferidos y rangos para cada TP o el rango común para todos los TP seleccionados con esta restricción de M flujos de datos.

Con el planteamiento de la Alternativa 2, el UE puede seleccionar los TP, siendo M el número total de conjuntos de retroalimentación de CQI. Por ejemplo, el UE puede enviar retroalimentación de la CSI para $M/2$ TP si el rango común es 2 o superior, o para M TP si el rango común es 1, o cualquier número de TP con la condición de que $\sum_{i \in \mathcal{M}} \min\{r_i, 2\} \leq M$ para el caso sin restricción de rango común.

Una variación del anterior esquema de la Alternativa 2 es que la restricción de M conjuntos de retroalimentación de CQI incluye el CQI agregado. El UE puede ser capaz de elegir si el CQI agregado es necesario y que ocupe los recursos de retroalimentación para que se comuniquen menos que las retroalimentaciones de la CSI por recurso de CSI-RS.

2.4 Formato de retroalimentación CoMP

Según se ha expuesto anteriormente, con la retroalimentación por recurso de CSI-RS, cada UE envía la retroalimentación de la CSI para cada punto de transmisión de su conjunto CoMP, y esta retroalimentación por recurso de CSI-RS es calculada suponiendo la hipótesis del punto de transmisión único (es decir, transmisión únicamente desde el TP correspondiente a ese recurso CSI-RS). Por lo tanto, es posible que el rango preferido varíe en la retroalimentación de la CSI calculada para puntos de transmisión diferentes. En esta opción se permite que el UE envíe el mejor rango para cada punto de transmisión junto con los correspondientes PMI/CQI a su TP servidor.

Una manera simple en la que el controlador de red puede controlar la retroalimentación por recurso de CSI-RS de un UE es *emplear una restricción separada del subconjunto del libro de códigos para cada TP de un conjunto CoMP del UE (también denominado conjunto de mediciones CoMP)*. En otras palabras, el controlador puede informar a cada UE de manera semiestática sobre el subconjunto del libro de códigos que debería emplear para cada TP de su conjunto CoMP, para que el UE busque entonces un precodificador y lo notifique únicamente en el respectivo subconjunto correspondiente a cada TP de su conjunto CoMP. Esto permite que el controlador ajuste la retroalimentación por recurso de CSI-RS que recibe; por ejemplo, en caso de que decida que la CS/CB es un esquema más preferible, puede configurar los subconjuntos correspondientes a todos los TP no servidores de un conjunto CoMP del UE para que incluyan únicamente vectores de precodificación de rango 1. Esto permite una mejor cuantificación de las direcciones interferentes dominantes y mejor coordinación de haces, lo que resulta particularmente útil para la CS/CB.

Además, como opción, el controlador también puede configurar un límite separado de rango máximo en el rango que puede ser comunicado por el UE para cada TP de su conjunto CoMP y comunicar al UE de manera semiestática estos límites del rango máximo. Aunque esto también puede ser logrado mediante la restricción del subconjunto del libro de códigos, establecer un límite separado del rango máximo puede disminuir la carga de la retroalimentación. Por ejemplo, si un TP tiene cuatro antenas de transmisión, con la restricción del subconjunto del libro de códigos no es preciso disminuir la tara de la retroalimentación, dado que tiene que estar diseñada para acomodar el tamaño del subconjunto máximo, que en este caso se traduce en seis bits, dos bits para el rango (hasta el rango 4) y cuatro bits para el PMI por rango. Por otro lado, al imponer un límite de rango máximo de 2, la tara son 5 bits, un bit para el rango (hasta el rango 2) y cuatro bits para el PMI por rango. Obsérvese que la restricción del subconjunto del libro de códigos puede ser usada junto con el límite máximo de rango.

Opcionalmente, la red también puede tener la capacidad de configurar semiestáticamente un modo separado de retroalimentación para cada retroalimentación por recurso de CSI-RS comunicada por un UE. Por ejemplo, la red puede configurar un UE para que use un modo de retroalimentación para su TP servidor que permita comunicar el o los PMI y CQI por subbanda y un modo que permita comunicar un PMI de banda ancha con uno o varios CQI por

subbanda para algunos o la totalidad de los otros TP de su conjunto CoMP. Esto permite que el controlador reduzca la carga total de retroalimentación CoMP sin una degradación significativa del rendimiento.

Denotemos la retroalimentación total de CSI CoMP procedente de un UE para una elección particular de modos de retroalimentación por recurso de CSI-RS, posibles restricciones concomitantes, tales como la comunicación de un rango común para todos los TP del conjunto CoMP y uno o varios recursos de CQI agregados o de fases entre puntos como un formato de retroalimentación CoMP. Un cuello de botella clave en el diseño de esquemas de retroalimentación de CSI CoMP es que el tamaño del recurso de UL usado para comunicar un formato particular de retroalimentación CoMP debe ser asignado de antemano y debe estar diseñado para acomodar la carga del caso más desfavorable. Esto se debe a que el TP que recibe la retroalimentación debería conocer los recursos de la capa física y los atributos usados para la retroalimentación del UE para decodificarla. Entonces, si se permite que el UE seleccione dinámicamente el formato de retroalimentación de un conjunto de formatos permisibles, el TP que recibe su retroalimentación tendrá que emplear una decodificación a ciegas para determinar conjuntamente el formato usado por el UE y el contenido dentro de él. Tal decodificación a ciegas aumenta la complejidad y, *así, es mejor permitir solamente una cardinalidad pequeña para el conjunto de formatos permisibles de retroalimentación CoMP, digamos 2*. Otra solución aún más simple es que el controlador configure semiestáticamente el formato de retroalimentación para un UE que luego emplee ese formato para su retroalimentación de la CSI hasta que sea reconfigurado por la red.

Proporcionamos ahora algunas directrices útiles para el diseño del formato de la retroalimentación CoMP.

1. *Formato de retroalimentación dependiente del tamaño del conjunto CoMP*: El conjunto CoMP para un UE es configurado por la red. Así, puede definirse un formato de retroalimentación para cada tamaño posible del conjunto CoMP en el grupo CoMP. Sin embargo, un diseño de red simple también demanda un número pequeño de formatos de retroalimentación. Los valores posibles típicos del tamaño del conjunto CoMP son: un tamaño del conjunto de 2 y un tamaño del conjunto de 3. En consecuencia, podemos definir un formato de retroalimentación separado para el tamaño 2 y otro para el tamaño 3. Además, como opción, puede definirse otro formato común para todos los tamaños mayores que 3. Alternativamente, la red puede restringirse a configurar un conjunto CoMP para cada UE que sea de tamaño no mayor que 3 y, por ende, este formato adicional no precisa ser definido. El UE usará el formato correspondiente al tamaño de su conjunto CoMP. Entonces, cada uno de estos formatos puede ser diseñado por separado y la idea clave que podemos aprovechar es que, para una carga de retroalimentación dada, el formato para un menor tamaño del conjunto puede transmitir más información sobre los TP del conjunto CoMP.

2. *Retroalimentación de CQI en cada formato de retroalimentación CoMP*: Obsérvese que el UE debe comunicar al menos un CQI por subbanda para cada TP de su conjunto CoMP (o para cada TP de su conjunto preferido de TP si el tamaño del conjunto CoMP es grande y el UE ha sido configurado para comunicar la CSI únicamente para su conjunto de TP preferidos, que puede ser cualquier subconjunto (de una cardinalidad configurada) de su conjunto CoMP). Destacamos algunos planteamientos para configurar la retroalimentación de CQI. En aras de la simplicidad, consideramos el caso en el que el UE debe comunicar al menos un CQI por subbanda para cada TP de su conjunto CoMP. El otro caso sigue tras unos cambios sencillos.

- El UE puede ser configurado para que comunique un o, como mucho, dos CQI por subbanda para cada TP de su conjunto CoMP. Cada uno de estos CQI se calcula con la suposición de que los demás TP del conjunto CoMP están enmudecidos, para que en estos CQI solo se capture la interferencia externa al conjunto CoMP. Entonces, el controlador puede aproximar el canal de enlace descendente blanqueado desde cada TP al usuario por cada subbanda usando el o los correspondientes PMI y CQI comunicados; es decir, con referencia al modelo en (1) el canal blanqueado desde el i -ésimo TP al usuario es $R^{-1/2}H_i$, lo que es objeto de aproximación usando el o los PMI y CQI comunicados correspondientes al TP i como \hat{H}_i . El controlador puede modelar entonces la señal recibida por el usuario con posterioridad a la planificación como

$$y \approx \sum_{i=1}^M \hat{H}_i x_i + \tilde{n}, \quad (6)$$

siendo \tilde{n} el ruido aditivo con $E[\tilde{n} \tilde{n}^*] = I$. Usando el modelo de (6), el controlador puede designar los precodificadores de transmisión y obtener estimaciones de las SINR recibidas para cada elección de los precodificadores de transmisión y cada elección de esquemas de transmisión CoMP, es decir, CS/CB o DPS o JT. Esto permite que el controlador seleccione un esquema de transmisión apropiado. Además de este o estos CQI, el UE también puede comunicar uno o varios CQI del modo de "reserva" por subbanda únicamente para el TP servidor. Este o estos CQI se calculan usando el PMI comunicado para la célula servidora tras incorporar la interferencia medida por el UE procedente de los TP exteriores al conjunto CoMP, así como todos los demás TP del conjunto CoMP. Usando este o estos CQI junto con el PMI comunicado para la célula servidora, el controlador puede aproximar en primer lugar el canal de enlace descendente blanqueado del TP servidor al usuario en cada subbanda (el blanqueo es ahora con respecto a la interferencia tanto interna al conjunto CoMP como exterior al conjunto CoMP) y luego modelar la señal recibida por el usuario con posterioridad a la planificación como

$$y \approx \hat{H}'_1 x_1 + \tilde{n}', \quad (7)$$

siendo nuevamente $E[\tilde{n}' \tilde{n}'^\dagger] = I$. Usando el modelo de (7), el controlador puede planificar al usuario como un usuario convencional monocelular. Esto permite una planificación con modo de reserva monocelular.

Además, como opción, la red también puede configurar cada UE para que comunique uno o varios CQI agregados por subbanda cuando el conjunto de TP del conjunto CoMP usado por el UE para calcular el o los CQI agregados esté configurado por la red (también denominada controlador). Recuerdese que el o los CQI agregados se calculan suponiendo una transmisión conjunta desde un conjunto de TP (suponiéndose que los demás TP del conjunto CoMP, si los hay, están callados). Aunque el modelo de (6) permite obtener estimaciones de la SINR posteriores a la planificación bajo JT, no es preciso que las SINR así obtenidas sean suficientemente precisas para buenas ganancias de JT. Las estimaciones de las SINR obtenidas usando uno o varios CQI agregados permiten una mejor adaptación de enlaces y, por ende, mayores ganancias mediante transmisión conjunta. Alternativamente, en vez de comunicar este o estos CQI agregados subbanda a subbanda, pueden ser comunicados únicamente para las M mejores subbandas (junto con los índices de las correspondientes subbandas), siendo configurada M por la red. Además, como opción, la red también puede imponer que este o estos CQI agregados sean calculados según un límite configurable de rango máximo. Por ejemplo, si la red pone este límite en uno, entonces solo se comunica un CQI agregado por subbanda y este es calculado usando la columna mejor (más potente) de cada uno de los PMI que el UE ha determinado en la retroalimentación por recurso de CSI correspondiente a los TP sobre los que calcula el CQI agregado. En el caso de un límite de rango máximo mayor, se comunican dos CQI agregados por subbanda y son calculados usando los subconjuntos de columnas mejores (más potentes), que pueden ser determinados por medio del procedimiento descrito previamente para la retroalimentación de la CSI para la JT sin la restricción del rango común.

- El UE puede ser configurado para que comunique un o, como mucho, dos CQI por subbanda para cada TP de su conjunto CoMP. Cada uno de estos CQI se calcula después de incorporar la interferencia medida por el UE procedente de los TP externos al conjunto CoMP, así como de todos los demás TP del conjunto CoMP. Obsérvese que la interferencia posterior a la planificación que el UE verá procedente de los TP de su conjunto CoMP que no le están sirviendo datos dependerá de los precodificadores de transmisión que estén asignados a estos TP. A continuación, el controlador también puede valerse de su conocimiento de los precodificadores de transmisión específicos que fueron usados por los TP del conjunto CoMP del UE en las subtramas en las que el UE calculó el o los CQI. Esto permite que el controlador modifique los CQI comunicados para obtener estimaciones para las SINR posteriores a la planificación. La modificación puede ser efectuada usando cualquier regla apropiada que considere la elección de precodificadores de transmisión que la red quiera emplear y los que fueron usados en el momento del cálculo de los CQI. Tales estimaciones de la SINR pueden proporcionar ganancias CoMP razonables cuando se usan CS/CB o DPS. Obsérvese que no se precisa ningún CQI adicional de un modo de reserva, dado que tal CQI ya está comunicado para el TP servidor. Sin embargo, las ganancias JT pueden degradarse debido a la adaptación imprecisa de los enlaces. Según se ha expuesto para el caso anterior, como opción, el UE puede estar configurado para comunicar uno o varios CQI agregados adicionales para permitir ganancias de JT CoMP. Este o estos CQI agregados se calculan suponiendo una transmisión conjunta desde un conjunto (configurado) de los TP que incorpora la interferencia procedente de otros TP del conjunto CoMP, si los hay.

Ahora consideramos algunas variaciones adicionales que pueden emplearse en el diseño del formato de retroalimentación CoMP.

1. *Diferentes grados de flexibilidad en las comunicaciones de rangos:* Los dos casos que han sido expuestos anteriormente son, en un caso, aquel en el que se permite plena flexibilidad, porque se puede comunicar un informe de rangos separados (con o sin límite de rango máximo) para cada TP del conjunto CoMP. El otro es aquel en el que debe comunicarse un rango común para todos los TP del conjunto CoMP. Otra posibilidad que tiene un nivel de flexibilidad entre esas dos opciones es aquella en la que puede comunicarse un rango separado para el TP servidor junto con otro rango separado que es común para todos los demás TP no servidores del conjunto CoMP. Además, pueden imponerse límites separados de rango máximo en estos dos informes de rango. Obsérvese que esta opción tiene una retroalimentación menor en comparación con el caso de flexibilidad plena y puede transmitir la CSI con mayor precisión en comparación con el caso en el que debe comunicarse un rango común para todos los TP del conjunto CoMP.

2.5 Formatos de retroalimentación CoMP: Conjunto de medición CoMP de tamaño 2 o 3

En esta sección especificaremos adicionalmente el diseño del formato de retroalimentación centrándonos en un conjunto de mediciones de tamaños 2 y 3. En lo que sigue supondremos que cada CSI-RS puede ser correlacionada con un TP (o corresponde a uno). Estos principios pueden ser extendidos de manera sencilla el caso en el que una CSI-RS corresponde a una TP virtual formada por puertos de antena de múltiples TP. Consideremos en primer lugar el conjunto de mediciones de tamaño 2. En lo que sigue enumeraremos las diversas alternativas.

- Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto para cada uno de los dos recursos de CSI-RS configurados para el conjunto de mediciones. Cada retroalimentación tal comprende el o los PMI/CQI calculados suponiendo la

hipótesis de transmisión centralizada desde el TP correspondiente a ese recurso de CSI-RS, estando callado el TP restante (correspondiente al otro recurso de CSI-RS), denominada en lo sucesivo retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento. Obsérvese que la granularidad de la frecuencia del PMI y del o de los CQI que han de ser enviados por el usuario en una retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto puede ser configurada por separado e independientemente por la red de manera semiestática. Por ejemplo, el usuario puede estar configurado para enviar uno o varios CQI por subbanda y un PMI de banda ancha en una retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto mientras comunica uno o varios CQI por subbanda y un PMI por subbanda en la otra retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto.

- Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los dos recursos de CSI-RS. Además, también se comunican uno o varios PMI/CQI separados del modo de reserva (denominado en lo sucesivo CSI del modo de reserva). Este CSI del modo de reserva se calcula con la suposición de la transmisión centralizada desde el TP servidor e interferencia procedente de todos los TP externos al conjunto CoMP, así como interferencia de los demás TP no servidores del conjunto CoMP. En aras de la simplicidad y de evitar una tara de señalización adicional, las granularidades de frecuencia del PMI y del o de los CQI en la CSI del modo de reserva pueden mantenerse idénticas a las sus homólogas en la retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para el TP servidor. Obsérvese que la matriz de covarianza para interferencia procedente de todos los demás TP puede ser estimada por el UE usando elementos de recursos configurados para ese propósito por la red. Alternativamente, el UE puede ser configurado por la red para estimar la matriz de covarianza para la interferencia procedente del exterior del conjunto CoMP usando ciertos elementos de recursos. Entonces, se puede hacer que el usuario aproveche el hecho de que ya ha estimado la matriz no codificada de antemano de canales de enlace descendente del otro TP de su conjunto CoMP. Usando esta estimación del canal, el UE puede suponer que una matriz graduada de identidades es el precodificador usado por el otro TP y calcular la matriz de covarianza, que luego es sumada a la matriz de covarianza calculada para fuera del conjunto CoMP. A continuación, se usa la matriz de covarianza suma para determinar el PMI del modo de reserva y calcular las SINR asociadas del modo de reserva y los CQI del modo de reserva. Obsérvese que se puede informar al UE de manera semiestática el factor de graduación del precodificador de identidades graduadas y que puede basarse en factores tales como la carga media de tráfico que es servida por el otro TP (que es conocida por la red). Un escalar mayor corresponde a una carga de tráfico mayor. De manera similar, la matriz de covarianza para el otro TP también puede ser calculada por el UE suponiendo que el precodificador para el otro TP es una matriz graduada de palabras de código, extrayéndose uniformemente la palabra de código del subconjunto del libro de códigos. La elección de subconjunto y del factor de graduación puede ser transmitida al UE por la red de manera semiestática.

- Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los dos recursos de CSI-RS. Para ahorrar tara de señalización, en la CSI del modo de reserva solo se comunican el o los CQI de reserva, calculándose este o estos CQI en cada subbanda usando el PMI comunicado para el TP servidor (en la retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento) correspondiente a esa subbanda y el procedimiento descrito anteriormente. Alternativamente, dado que el rango comunicado para el TP servidor durante el enmudecimiento puede ser una elección agresiva para entrar en el modo de reserva (recuérdese que la entrada en modo de reserva también da por sentada la interferencia procedente del otro TP), puede permitirse un indicador separado de rango para la entrada en el modo de reserva. Específicamente, el UE puede escoger e indicar cualquier rango R menor o igual al comunicado para el TP servidor durante el enmudecimiento. Entonces se obtienen R columnas del PMI comunicado para el TP servidor (correspondientes a las R SINR mayores recuperadas del o de los CQI asociados durante el enmudecimiento). El o los CQI del modo de reserva son calculados entonces usando este subconjunto de columnas.

- Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los dos recursos de CSI-RS. La red puede configurar de manera semiestática el TP que el UE debe suponer que es el TP servidor para calcular el o los CQI del modo de reserva. El TP restante es tratado entonces como el interferente y se emplea el procedimiento descrito anteriormente.

- Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los dos recursos de CSI-RS. El UE escoge dinámicamente el TP servidor para calcular el o los CQI del modo de reserva. El restante TP es entonces tratado como el interferente y se emplea el procedimiento descrito anteriormente. La elección del TP servidor para el cálculo del modo de reserva puede ser configurada para que sea aquel que ofrezca mayor tasa por el o los CQI calculados durante el enmudecimiento. Obsérvese que en este caso la elección es transmitida implícitamente a la red a través del o de los CQI calculados durante el enmudecimiento y, por ende, no es preciso que sea indicada explícitamente. Además, la elección puede variar entre subbandas en función del o de los CQI por subbanda. Sin embargo, para permitir una operación más simple de entrada en el modo de reserva, el UE puede ser configurado para determinar una elección de banda ancha basada en la tasa suma en todas las subbandas, para que, incluso en este caso, la elección sea transmitida implícitamente. Alternativamente, puede emplearse un indicador separado de banda ancha para permitir que el UE indique su elección, lo que permite al UE decidir arbitrariamente su elección, aunque en forma de ancho de banda.

- Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los dos recursos de CSI-RS. Se impone una restricción de rango común en las dos retroalimentaciones de recursos de CSI-RS para que

solo sea preciso comunicar un indicador de rango. Opcionalmente, también se comunica la CSI del modo de reserva según una cualquiera de las opciones anteriormente enumeradas. También opcionalmente, también se comunican uno o varios CQI agregados calculados usando los dos PMI (determinados para la retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento).

5 Consideremos ahora el conjunto de mediciones de tamaño 3. En lo que sigue enumeraremos las diversas alternativas.

10 • Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto para cada uno de los tres recursos de CSI-RS. Cada retroalimentación tal comprende el o los PMI/CQI calculados suponiendo la hipótesis de transmisión centralizada desde el TP correspondiente a ese recurso de CSI-RS, estando callados los TP restantes (correspondientes a los otros dos recursos de CSI-RS), denominada en lo sucesivo retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento. Obsérvese que la granularidad de la frecuencia del PMI y del o de los CQI que han de ser enviados por el usuario en una retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto puede ser configurada por separado e independientemente por la red de manera semiestática. La configuración puede ser diferente para diferentes TP en el conjunto CoMP del usuario.

15 • Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los tres recursos de CSI-RS. Además, también se comunican uno o varios PMI/CQI separados del modo de reserva (denominado en lo sucesivo CSI del modo de reserva). Estos CSI del modo de reserva se calculan con la suposición de la transmisión centralizada desde el TP servidor e interferencia procedente de todos los TP externos al conjunto CoMP, así como interferencia de los demás TP del conjunto CoMP. Obsérvese que la matriz de covarianza para interferencia procedente de todos los demás TP puede ser estimada por el UE usando elementos de recursos configurados para ese propósito por la red. Alternativamente, el UE puede ser configurado por la red para estimar la matriz de covarianza para la interferencia procedente del exterior del conjunto CoMP usando ciertos elementos de recursos. Entonces, se puede hacer que el usuario aproveche el hecho de que ya ha estimado la matriz no codificada de antemano de canales de enlace descendente de los otros TP de su conjunto CoMP. Usando estas estimaciones del canal, el UE puede suponer un precodificador de identidades graduadas para cada uno de los otros TP y calcular las respectivas matrices de covarianza, que luego son sumadas conjuntamente a la matriz de covarianza calculada para fuera del conjunto CoMP. A continuación, se usa la matriz de covarianza de la suma para calcular las SINR del modo de reserva y los CQI del modo de reserva. Obsérvese que se pueden informar al UE de manera semiestática los factores de graduación de los precodificadores de identidades graduadas, respectivamente, y que pueden basarse en factores tales como las cargas medias de tráfico que son servidas por los otros TP (que son conocidas por la red). Un escalador mayor corresponde a una carga de tráfico mayor. De manera similar, las matrices de covarianza para los otros TP también pueden ser calculadas por el UE suponiendo que el precodificador para cada uno de los otros TP es una matriz graduada de palabras de código, extrayéndose uniformemente la palabra de código de un subconjunto del libro de códigos. La elección de subconjunto y del factor de graduación (asociado con cada uno de los otros TP) puede ser transmitida al UE por la red de manera semiestática.

20 • Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los tres recursos de CSI-RS. Para ahorrar tara de señalización, en la CSI del modo de reserva solo se comunican el o los CQI de reserva, calculándose este o estos CQI en cada subbanda usando el PMI comunicado para el TP servidor y el procedimiento descrito anteriormente. Alternativamente, dado que el rango comunicado para el TP servidor durante el enmudecimiento puede ser una elección agresiva para entrar en el modo de reserva (recuérdese que la entrada en modo de reserva también da por sentada la interferencia procedente del otro TP), puede permitirse un indicador separado de rango para la entrada en el modo de reserva. Específicamente, el UE puede escoger e indicar cualquier rango R menor o igual al comunicado para el TP servidor durante el enmudecimiento. Entonces se obtienen R columnas del PMI comunicado para el TP servidor (correspondientes a las R SINR mayores recuperadas del o de los CQI asociados durante el enmudecimiento). El o los CQI del modo de reserva son calculados entonces usando este subconjunto de columnas.

25 • Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los tres recursos de CSI-RS. La red puede configurar de manera semiestática el TP que el UE debe suponer que es el TP servidor para calcular el o los CQI del modo de reserva. Los TP restantes son tratados entonces como los interferentes y se emplea el procedimiento descrito anteriormente. Alternativamente, la red puede transmitir al UE de manera semiestática incluso el subconjunto entre los otros dos TP restantes para que sean tratados como interferentes. Se supone que el TP que no esté en el subconjunto (si lo hay) está callado mientras se calculan este o estos CQI. Obsérvese que hay múltiples hipótesis bajo las que pueden calcularse el o los CQI del modo de reserva dependiendo de la elección configurada de modo de reserva de los TP servidores e interferentes. En una realización de retroalimentación, pueden comunicarse simultáneamente el o los CQI del modo de reserva correspondientes a múltiples elecciones tales. Alternativamente, para ahorrar tara de retroalimentación, pueden ser comunicados de manera multiplexada en el tiempo. En particular, el usuario puede ser configurado para que siga una secuencia de comunicación en la que cada informe de la secuencia incluya uno o varios CQI del modo de reserva calculados según una elección particular de TP servidores e interferentes. La configuración de la secuencia puede ser efectuada por la red de manera semiestática.

5 • Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los tres recursos de CSI-RS. El UE escoge dinámicamente el TP servidor para calcular el o los CQI del modo de reserva. Los restantes TP son entonces tratados como los interferentes y se emplea el procedimiento descrito anteriormente. La elección del TP servidor puede ser configurada para que sea aquel que ofrezca mayor tasa por el o los CQI calculados durante el enmudecimiento. Obsérvese que en este caso la elección es transmitida implícitamente a la red a través del o de los CQI calculados durante el enmudecimiento y, por ende, no es preciso que sea indicada explícitamente. Además, la elección puede variar entre subbandas en función del o de los CQI por subbanda. Sin embargo, para permitir una operación más simple de entrada en el modo de reserva, el UE puede ser configurado para determinar una elección de banda ancha basada en la tasa suma en todas las subbandas, para que, incluso en este caso, la elección sea transmitida implícitamente. Alternativamente, puede emplearse un indicador separado de banda ancha para permitir que el UE indique su elección, lo que permite al UE decidir arbitrariamente su elección, aunque en forma de ancho de banda.

15 • Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los tres recursos de CSI-RS. Se impone una restricción de rango común en las tres retroalimentaciones de recursos de CSI-RS. Además, opcionalmente, también se comunica la CSI del modo de reserva según una cualquiera de las opciones anteriormente enumeradas. También opcionalmente, también se comunican uno o varios CQI agregados calculados usando los tres PMI (determinados para la retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento) suponiendo una transmisión conjunta de los tres TP.

20 • Retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los tres recursos de CSI-RS. Se impone una restricción de rango común en las tres retroalimentaciones de recursos de CSI-RS. También se comunican uno o varios CQI agregados calculados usando el PMI servidor y otro PMI (ambos determinados para la retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento) suponiendo una transmisión conjunta de los dos TP correspondientes, estando callado el TP restante. También se indica la elección de banda ancha del otro TP. Además, opcionalmente, también puede comunicarse la CSI del modo de reserva según una cualquiera de las opciones anteriormente enumeradas.

Ahora consideramos algunas variaciones adicionales que pueden ser empleadas en el diseño del formato de retroalimentación CoMP para el conjunto de mediciones de tamaños 2 y 3.

30 • Para el conjunto de mediciones tanto de tamaño 2 como 3, una opción que se ha expuesto es la retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto con enmudecimiento para cada uno de los recursos de CSI-RS en el conjunto de mediciones junto con una CSI separada del modo de reserva, pudiendo imponerse una restricción de rango común en toda la retroalimentación comunicada. Aquí esbozamos un planteamiento (o procedimiento) para imponer esta restricción de rango común. En este planteamiento, el UE calcula en primer lugar su CSI del modo de reserva (que ahora incluye el o los PMI/CQI y un indicador de rango) y luego calcula las otras retroalimentaciones de recursos de CSI-RS por punto con la restricción de que el rango del libro de códigos de cuantificación usado en cada retroalimentación de recursos de CSI-RS por punto sea idéntico al de la CSI del modo de reserva. Así solo es preciso señalar un indicador de rango.

40 Señalamos que al imponer la restricción de rangos del modo de reserva predisponemos a un UE CoMP (es decir, un usuario con más de un TP en su conjunto de mediciones) a comunicar la CSI por punto con un rango menor. Esto se debe a que la CSI del modo de reserva es calculada con la suposición de una interferencia procedente de todos los TP no servidores y, por ende, elegirá un rango menor. Dicho de otra manera, es probable que un usuario CoMP sea un usuario de borde de célula bajo planificación centralizada y que, por ende, soporte un rango menor. Claramente, imponer esta restricción del rango del modo de reserva en todas las CSI por punto dará como resultado la inhabilitación de la transmisión de rangos mayores para un usuario CoMP, lo que potencialmente podría disminuir la tasa. Sin embargo, también tiene una ventaja clave. Obsérvese que con la restricción de rangos para cada CSI por punto, el usuario determina esencialmente en primer lugar la aproximación óptima no cuantificada del canal del rango dado y luego la cuantifica. Entonces, un hecho importante es que, dada una carga fija de cuantificación (decidida por el tamaño del libro de códigos), el error de cuantificación es menor para los rangos menores. El efecto neto de esto es que los primeros vectores singulares dominantes (que representan direcciones preferidas), junto con los correspondientes valores singulares, son comunicados con más precisión por el usuario a expensas de no comunicar en absoluto los restantes. En el caso sin restricción de rangos, el usuario normalmente cogerá un conjunto mayor de vectores singulares para cuantificarlo. Esto da como resultado que el planificador centralizado conozca más direcciones y ganancias asociadas, aunque de forma más tosca.

55 En la Tabla 1 proporcionamos los resultados para destacar el impacto de esta restricción de rangos del modo de reserva. En aras de la brevedad, consideramos dos esquemas CoMP y un algoritmo adecuado de planificación CoMP. Por los resultados, vemos que la restricción de rangos del modo de reserva da como resultado la casi ausencia de degradación, lo que sugiere que conocer con precisión menos direcciones de cada usuario CoMP permite que la red gestione mejor la interferencia, compensando con ello la pérdida debida a inhabilitar la transmisión de rangos mayores a esos usuarios. Así, la restricción de rangos del modo de reserva puede ser una estrategia útil de reducción de la retroalimentación con una carga de cuantificación limitada.

Tabla 1: Eficiencia espectral (bps/Hz) de esquemas CoMP con (RR= 1) y sin (RR= 0) restricción de rangos del modo de reserva.

Esquema de planificación	DPS (RR=1)	DPS (RR=0)	CS/CB (RR=1)	CS/CB (RR=0)
Promedio de célula	2,3981 (1,70%)	2,3579	2,4461 (0,26%)	2,4397
Borde de célula del 5%	0,0976 (2,20%)	0,0955	0,0898 (-0,44%)	0,0902
BLER real	6,02%	7,08%	5,54%	6,10%
Relación de RB vacíos	7%	7%	0%	0%

• *Indicación dinámica de alimentación directa de la hipótesis de retroalimentación*

5 Recuérdese que hemos expuesto múltiples hipótesis bajo las cuales el o los CQI del modo de reserva pueden ser
 calculados dependiendo de la elección configurada de entrada en el modo de reserva de los TP servidores e
 interferentes, e incluyéndose siempre la interferencia desde el exterior del conjunto CoMP. En general, podemos
 referirnos a cada hipótesis como un proceso de CSI que está asociado con una “parte de canal” que representa la
 elección del TP servidor (o, equivalentemente, un recurso de CSI-RS de potencia distinta de cero (NZP) en su
 conjunto de mediciones con cuyo uso puede obtenerse una estimación del canal) y una “parte de interferencia”. Esta
 10 parte de interferencia puede estar asociada, a su vez, con un conjunto de RE (que es un recurso de CSI-RS de
 potencia igual a cero (ZP) denominado recurso de medición de la interferencia (IMR)). Según se ha expuesto
 anteriormente, al UE se le puede decir simplemente que mida o estime directamente la matriz de covarianza de la
 interferencia¹ en esos RE y queda al arbitrio del controlador configurar en esos RE la interferencia que quiere que
 mida el UE. Alternativamente, el UE puede ser configurado para medir la interferencia en un IMR (por ejemplo, la
 15 interferencia procedente del exterior del conjunto CoMP) y también puede emular interferencia adicional procedente
 de un subconjunto de varios TP de su conjunto CoMP usando las estimaciones del canal determinadas para esos
 TP desde los correspondientes recursos NZP-CSI-RS, junto con procodificadores de identidades graduadas, según
 se ha expuesto con anterioridad. Hacemos notar que para lograr las ganancias CoMP máximas, la red debe permitir
 que se configuren diferentes procesos de CSI para un UE, con diferentes IMR y/o diferentes recursos NZP-CSI-RS
 20 para la emulación de las respectivas interferencias. Claramente, todos los diseños del formato de retroalimentación
 expuestos anteriormente (excluyendo los que incluyen uno o varios CQI agregados) pueden ser descritos, en lugar
 de lo anterior, en términos de configuración de múltiples procesos de CSI. Por ejemplo, cada retroalimentación
 de recursos de CSI-RS por punto descrita previamente es simplemente un proceso CSI en el que el IMR está
 configurado para que el UE mida la interferencia externa al conjunto CoMP y el recurso NZP-CSI-RS está
 25 configurado para permitir que el UE obtenga una estimación del canal del correspondiente TP.

¹En aras de la brevedad, en lo sucesivo prescindiremos de la expresión “matriz de covarianza” y usaremos únicamente “medir/estimar la interferencia”.

30 Para limitar la tara y la complejidad, puede ponerse un límite en el número de procesos de CSI distintos que pueden
 configurarse para un UE. También podemos definir la noción de un patrón de CSI que comprende un conjunto de
 procesos de CSI. Puede definirse un libro de códigos de tales patrones y se lo puede dar a conocer al UE de manera
 semiestática. Entonces, el controlador puede señalar dinámicamente un índice del libro de códigos al UE que
 identifica un patrón. El UE puede entonces calcular la CSI para cada proceso de CSI en ese patrón y
 retroalimentarlas.

35 Para reducir la tara mientras se define un patrón, uno o más de sus procesos de CSI pueden ser marcados
 únicamente para CQI, es decir, el UE no calcula el PMI/RI en la CSI calculada para estos procesos de CSI. En vez
 de ello, para cada proceso tal, usará el PMI de otro proceso en este patrón que no esté marcado solo para CQI y
 que tenga la misma “parte de canal” (es decir, el recurso NZP-CSI-RS), para calcular el o los CQI asociados con el
 proceso marcada. El proceso cuyo PMI haya de usarse también es fijado por separado para cada proceso tal
 40 marcado solo para CQI. Además, algunos procesos pueden ser marcados como aquellos que requieren un PMI de
 banda ancha y/o uno o varios CQI de banda ancha y, en consecuencia, el UE solo calculará y comunicará el PMI de
 banda ancha y/o el o los CQI de banda ancha para tales procesos. Además, puede ponerse una restricción
 separada del subconjunto del libro de códigos en cada proceso y/o puede ponerse un límite separado de rango
 máximo en cada proceso. Opcionalmente, puede imponerse una restricción de rango común en todos los procesos
 en un patrón. Especializando adicionalmente esta restricción, se puede marcar un proceso de CSI en el patrón para
 45 indicar que el UE debería calcular en primer lugar la CSI (incluyendo la RI) para ese proceso y lugar usar la RI
 calculada para todos los procesos restantes. Todas las optimizaciones de ese tipo pueden realizarse
 semiestáticamente mientras se define un libro de códigos y el libro de códigos y los atributos (o marcas) de cada
 proceso en cada patrón del libro de códigos son transmitidos al UE semiestáticamente. A continuación, se puede
 50 transmitir de manera dinámica el índice de un patrón, y el UE comunicará la CSI siguiendo el patrón indexado y los
 atributos de sus procesos de CSI constituyentes. Obsérvese que el libro de códigos puede definirse de una manera
 específica al UE. Alternativamente, puede definirse un libro de códigos para cada conjunto de mediciones posible
 para que cada UE pueda conocer el libro de código en función de su conjunto de mediciones configurado.

Consideremos un ejemplo específico de un libro de códigos de patrones considerando un UE con un conjunto de mediciones CoMP formado por los TP 0, 1, 2. Entonces, usamos tres recursos NZP-CSI-RS denotados, respectivamente, por NZP-CSI-RS0, NZP-CSI-RS1, NZP-CSI-RS2, para las “partes de canal” asociadas con los TP 0, 1 y 2, respectivamente. El IMR para medir la interferencia exterior al conjunto de mediciones CoMP está denotado por IMR012. Además, definamos CSI0, CSI1 y CSI2 para que sean procesos de CSI en los que se determinan las “partes de canal” a partir de NZP-CSI-RS0, NZP-CSI-RS1 y NZP-CSI-RS2, respectivamente, y las partes de interferencia son denotadas por I0, I1 e I2, respectivamente, calculándose I0 midiendo/estimando en primer lugar la interferencia directamente en IMR012 y emulando a continuación las interferencias procedentes de los TP 1 y 2 y sumándolas. La emulación de la interferencia procedente del TP 1 (TP2) se realiza usando el canal estimado a partir de NZP-CSI-RS1 (NZP-CSI-RS2) y un precodificador de identidades graduadas (o un promedio de un subconjunto del libro de códigos del precodificador configurado). I1 e I2 son calculados de manera similar estimando directamente la interferencia en IMR012 y emulando y sumando la interferencia usando (NZP-CSI-RS0 y NZP-CSI-RS-2) y (NZP-CSI-RS0 y NZP-CSI-RS-1), respectivamente. Por último, definamos CSI_{ij}, encontrándose i y j en {0,1,2}, determinándose la parte de canal usando NZP-CSI-RS_i y calculándose la interferencia midiendo/estimando la interferencia directamente en IMR012 y luego emulando y sumando la interferencia procedente del TP del conjunto $\{0,1,2\} \setminus \{i,j\}$ usando el correspondiente recurso NZP-CSI-RS. A continuación puede definirse un libro de códigos como aquel que incluye un patrón que contiene (CSI0,CSI1,CSI01,CSI10) y otro patrón que comprende (CSI0,CSI2,CSI02,CSI20). Dinámicamente, el controlador puede señalar un índice correspondiente a uno cualquiera de estos dos patrones al UE. Además, como opción para reducir la tara de la retroalimentación, en el patrón (CSI0,CSI1,CSI01,CSI10) CSI01 y CSI10 pueden ser marcados solo para CQI, y debiendo calcularse los CQI usando los PMI determinados para CSI0 y CSI1, respectivamente. De modo similar, en el patrón (CSI0,CSI2,CSI02,CSI20) CSI02 y CSI20 pueden ser marcados solo para CQI, y debiendo calcularse los CQI usando los PMI determinados para CSI0 y CSI2, respectivamente.

En otro ejemplo, el libro de códigos puede ser definido como antes con las excepciones siguientes. En el patrón (CSI0,CSI2,CSI02,CSI20), la CSI para el proceso CSI02 se calcula usando la parte de canal determinada, como antes, usando NZP-CSI-RS0, pero la interferencia es medida directamente en IMR02, lo que significa que en los RE indicados al UE por medio de este IMR el controlador garantizará que los TP 0 y 2 permanezcan callados para que el UE pueda medir/estimar directamente la interferencia procedente del exterior de su conjunto CoMP y del TP 1. De modo similar, la CSI para el proceso CSI20 se calcula usando la parte de canal determinada usando NZP-CSI-RS2 y la interferencia es medida directamente en IMR02. Por otro lado, la CSI para el proceso CSI0 se calcula usando la parte de canal determinada usando NZP-CSI-RS0 y la interferencia medida directamente en IMR02 más la interferencia emulada usando NZP-CSI-RS2, mientras que la CSI para el proceso CSI2 se calcula usando la parte de canal determinada usando NZP-CSI-RS2 y la interferencia medida directamente en IMR02 más la interferencia medida usando NZP-CSI-RS0. El procedimiento de cálculo de la CSI que el UE debe seguir para el patrón (CSI0,CSI1,CSI01,CSI10) puede ser especificado de modo similar usando IMR01, lo que significa que en los RE indicados al UE por medio de este IMR el controlador garantizará que los TP 0 y 1 callados para que el UE pueda medir/estimar directamente la interferencia procedente del exterior de su conjunto CoMP y del TP 2. Obsérvese que en el segundo libro de códigos necesitamos un IMR extra, pero el UE necesita emular menos interferencias en comparación con el primer libro de códigos.

Así, definiendo de manera apropiada patrones y sus procedimientos de cálculo de la CSI, el controlador puede controlar la tara (en términos de reserva de varios RE para los IMR de forma específica el UE) y la complejidad de la emulación de la interferencia en el UE. Hacemos notar que no es preciso que la complejidad de la emulación de la interferencia en el UE sea significativamente mayor que la de la medición/estimación directa. Obsérvese que, en emulación, el UE calcula la matriz de covarianza de la interferencia usando el canal estimado y el precodificador “representativo” calculado de antemano (por ejemplo, isotrópico o una media de un subconjunto del libro de códigos del precodificador). Incluso la medición directa de la interferencia requiere implementar un algoritmo de estimación de la covarianza para que no sea preciso que haya un gran ahorro en complejidad. Además, la medición directa, de hecho, mide la interferencia resultado de que los TP interferentes empleen una elección particular de precodificadores durante el tiempo de medición. Lo más probable es que la interferencia causada al UE con posterioridad a la planificación sea resultado de una elección diferente de precodificadores. Aunque el controlador puede realizar alguna compensación para acabar con esta discrepancia, ello se complica por el hecho de que no conoce el algoritmo adoptado por el UE para realizar la medición directa. Considerando esto, el método de emulación parece menos parcial, dado que asume un precodificador aleatorio o promedio.

3 Correlación del PDSCH en CoMP

3.1 Problemas de la correlación del PDSCH en CoMP

3.1.1 Problemas de colisión CRS-PDSCH

Para dar soporte a los UE preexistentes (versión 8), la CRS tiene que ser emitida periódicamente [3]. El sistema celular 3GPP LTE soporta la CRS para hasta 4 puertos de antena. La CRS está situada en los RE con un desplazamiento de la frecuencia específico a la célula. Así, si la CRS es transmitida en una subtrama, el desplazamiento de la frecuencia específico a la célula y el número de puertos de CRS especifican todas las posiciones de CRS RE en esta subtrama. Por lo tanto, para las células o los TP con diferentes ID de célula, las

posiciones de CRS RE son diferentes. Esto causará la colisión con los símbolos de datos transmitidos por el PDSCH para las transmisiones CoMP. En la Fig. 3 se muestra un ejemplo de 2 TP CoMP. Para la JT CoMP, los datos tienen que ser transmitidos a través de ambos TP. Entonces la cuestión es según qué TP debería ser configurada la correlación del PDSCH por la red y asumida por el UE. Por otro lado, para la DPS, dado que la transmisión CoMP es transparente para el UE, el UE no sabe qué TP acaba siendo seleccionado para servirlo. Por lo tanto, el UE no tiene el conocimiento de las posiciones exactas de CRS RE enviadas desde este TP. De nuevo, para la DPS, aunque el UE pueda seguir suponiendo las posiciones de CRS basándose en los TP servidores en los que el UE recibe la señalización de control, la discrepancia entre el símbolo de datos y la señal CRS causará la degradación del rendimiento. Esto parece más grave que el problema en la JT, dado que faltan todos los símbolos de datos en los RE objeto de colisión para su detección. No hay tal problema de colisión para el esquema de transmisión CS/CB CoMP, dado que en CS/CB la transmisión siempre se lleva a cabo desde el TP servidor.

Tal problema de colisión también surge para los TP CoMP con el mismo ID de célula. Cuando el número de puertos de antena es igual entre todos los TP con el mismo ID de célula, no hay ningún problema, dado que las posiciones de CRS son exactamente iguales para todos los TP. Sin embargo, en algunos casos, por ejemplo la HetNet, el número de puertos de antena puede ser diferente entre los TP coordinados. Los nodos de baja potencia podrían estar equipados de antenas menores que la macroestación base. Para los TP CoMP con el mismo ID de célula pero diferente número de puertos de antena, es decir, configuraciones de antenas asimétricas, la CRS para el TP con más puertos de antena colisionará con el PDSCH para el TP con menos puertos de antena. Se muestra un ejemplo en la Fig. 4, en la que el TP de la derecha tiene 4 puertos de antena y el izquierdo tiene 2 puertos de antena. Podemos ver que el TP con 4 puertos de antena tiene 4 RE CRS colisionados con el TP con 2 puertos de antena en los RE de datos. Obsérvese que la configuración de antenas asimétricas también existe para los TP CoMP con diferentes ID de célula. Dado que la secuencia codificada de símbolos modulados con QAM está correlacionada secuencialmente con los recursos RE PDSCH, si los números de RE CRS son diferentes, el UE no será capaz de decodificar la secuencia en absoluto debido al desplazamiento de la secuencia de símbolos QAM. Esto es más grave que la interferencia CRS. Si el número de puertos CRS está fijado para que sea igual para diferentes TP en el grupo con el mismo ID de célula incluso cuando el número de antenas físicas para esos TP es diferente, entonces no hay ningún problema de colisión. Sin embargo, la estimación del canal basada en la CRS tendrá alguna degradación del rendimiento.

En la transmisión de DL hay algunas subtramas que están configuradas como subtramas MBSFN². En esas subtramas MBSFN no se transmite la CRS. Por ende, también ocurrirá la colisión CRS-PDSCH cuando los TP CoMP no tengan las mismas configuraciones de subtramas MBSFN. Por ejemplo, en un instante concreto, un TP está en la subtrama no MBSFN con la CRS transmitida en algunos RE, mientras que, al mismo tiempo, otro TP en el conjunto de mediciones está en la subtrama MBSFN. La correlación del PDSCH es entonces diferente para estos dos TP en esta subtrama. Entonces, si se realiza JT o DPS CoMP entre estos dos TP, ocurre la colisión CRS-PDSCH.

²MBSFN significa red de multidifusión/radiodifusión por frecuencia única.

3.1.2 Punto de inicio del PDSCH

En una subtrama, los primeros símbolos OFDM están asignados para enviar señalización de control, es decir, el PDCCH, en los sistemas LTE y LTE-A. El canal de datos PDSCH comienza a partir del siguiente símbolo OFDM después del PDCCH. Para puntos de transmisión diferentes, los números de los símbolos OFDM para la transmisión PDCCH pueden ser diferentes. En consecuencia, los puntos de inicio para el PDSCH pueden ser diferentes. De nuevo, dado que la secuencia QAM codificada está correlacionada secuencialmente con los recursos RE PDSCH, la discrepancia de los puntos de inicio del PDSCH entre los TP del conjunto CoMP causará el problema tanto para la transmisión conjunta como de DPS en las transmisiones CoMP si el UE no conoce el punto de inicio del PDSCH. En la Fig. 5 se muestra un ejemplo.

3.2 Correlación del PDSCH en CoMP

Podemos ver que, debido a los problemas anteriormente mencionados de correlación del RE del PDSCH en CoMP, tienen que hacer algunas suposiciones o se precisa alguna señalización para resolver los problemas hacer que la CoMP funcione debidamente en sistemas LTE-A. Consideramos ahora las siguientes alternativas sobre la correlación del PDSCH en CoMP.

3.2.1 Alineamiento con la célula servidora

El UE conoce toda la información y la señalización de la célula servidora. Así, se describe como sigue una solución simple sin señalización adicional:

- El UE CoMP da por sentado que la correlación del PDSCH siempre está alineada con la de la célula servidora, incluyendo el punto de inicio del PDSCH y las posiciones de RE CRS. La red sigue esta suposición para llevar a cabo la correlación del PDSCH para transmisiones CoMP. No se necesita ninguna señal adicional de control, ya que el UE siempre asume tal correlación del PDSCH en las transmisiones monocelulares no CoMP. Sin embargo, esta suposición mutua precisa ser especificada para que la red siga este principio para la correlación del PDSCH para

asignar símbolos de datos QAM cuando se planifican transmisiones JT o DPS CoMP, lo cual es diferente de las transmisiones monocelulares no CoMP.

Para la JT CoMP, si la región del PDCCH (número de símbolos OFDM para el PDCCH) procedente de un TP CoMP coplanificado (distinto de la célula servidora) es mayor que la de la célula servidora, con el anterior planteamiento de correlación del PDSCH, los símbolos de datos PDSCH en la región de disparidad del PDCCH son transmitidos únicamente desde la célula servidora, es decir, transmisiones no CoMP, y experimentarán la interferencia procedente de las señales PDCCH procedentes de este TP CoMP coplanificado. Si la región del PDCCH procedente de un a TP CoMP coplanificado (distinto de la célula servidora) es menor que el de la célula servidora, entonces no se transmitirá ningún dato por los RE PDSCH en la región de disparidad del PDCCH en el TP CoMP coplanificado. Esos RE pueden estar enmudecidos.

Para el esquema DPS CoMP, si el TP seleccionado para la transmisión es la célula servidora TP, no hay ninguna discrepancia del PDCCH (o punto de inicio del PDSCH). Así, no hay pérdida alguna de eficiencia espectral. Si la región del PDCCH del TP seleccionado es mayor que la de la célula servidora, la correlación del PDSCH sigue configurada como la de la célula servidora, pero con los símbolos QAM en la región de disparidad del PDCCH eliminados. Dado que el TP transmisor seleccionado es transparente para el UE y el UE no tiene el conocimiento del símbolo QAM eliminado en la región de disparidad del PDCCH, el UE recibe para su decodificación señales PDCCH totalmente irrelevantes en estas posiciones RE. Si la región del PDCCH del TP seleccionado es menor que la de la célula servidora, dado que el UE supone que la correlación del PDSCH está alineada con la de la célula servidora, el símbolo o los símbolos OFDM después del PDCCH del TP seleccionado que colisionan con la región del PDCCH de la célula servidora no se usarán para la transmisión de datos. La red configurará el punto de inicio del PDSCH del TP transmisor seleccionado igual que el del TP servidor.

De modo similar para el caso de las colisiones CRS/PDSCH. Para la JT CoMP, en todas las posiciones de RE CRS en los TP transmisores distintos de la célula servidora, no puede lograrse la transmisión conjunta plenamente CoMP entre todos los TP transmisores CoMP. La JT solo es posible en el subconjunto TP. Los símbolos de datos en estas posiciones de RE experimentarán la interferencia procedente de las transmisiones CRS en otros TP del conjunto de transmisión CoMP. Para las posiciones de RE CRS de la célula servidora, no se transmitirá ningún dato en otros TP del conjunto CoMP, ya que el UE da por sentado que estos RE son la CRS. Para la DPS CoMP, si el TP transmisor seleccionado es diferente de la célula servidora, la red eliminará (no transmitirá) los símbolos de las posiciones de CRS del TP transmisor seleccionado y se saltará los RE que sean las posiciones de RE CRS de la célula servidora para los símbolos de datos.

Vemos que este planteamiento no incurre en ninguna señal adicional; por lo tanto, tiene un impacto estándar mínimo. Sin embargo, la eficiencia espectral es baja, debido al posible desperdicio de recursos y a la intensa interferencia en la región de colisiones RE CRS-PDSCH.

3.2.2 Evitación de colisiones con señalización semiestática

En [4] se resumen varios métodos para resolver el problema de las colisiones CRS/PDSCH. Entre los planteamientos transparentes descritos en [4], un esquema es transmitir los datos para los UE CoMP en la subtrama MBSFN en la que no hay ninguna transmisión CRS. Esta restricción limita la utilización de recursos para transmisiones CoMP. La segunda solución es no transmitir datos en absoluto para los símbolos OFDM CRS, lo que significa que todo el símbolo OFDM que contenga la CRS para cualquier TP del conjunto CoMP es excluido para transmisiones de datos en sistemas CoMP. Obviamente, este planteamiento desperdicia los recursos y degrada la eficiencia espectral para la CoMP. Otra solución transparente es simplemente realizar la CoMP para los TP con el mismo ID de célula. Sin embargo, se ha acordado que puedan llevarse a cabo transmisiones CoMP para células con diferentes ID de célula. Además, según se ha mencionado anteriormente, la CoMP con ID único de célula no resuelve el problema de la colisión para los TP CoMP con diferente número de puertos de antena. Podemos ver que ninguno de estos planteamientos es eficiente. También hay algunos otros planteamientos no transparentes, por ejemplo señalar al UE el TP o los TP (para DPS o JT) CoMP de transmisión para que el UE conozca el conjunto activo de TP y se puedan asignar datos a los RE sin colisión. Otro planteamiento no transparente es la señalización dinámica o semiestática de patrones de correlación de CRS. Además, dado que la transmisión CoMP es planificada dinámicamente y específica al UE, la señalización del conjunto activo de TP o de patrones de correlación de CRS aumentará significativamente la tara de la señalización de DL.

Ahora proporcionamos algunas soluciones transparentes eficientes de CoMP para abordar el problema de las colisiones CRS/PDSCH. Sabemos que en el sistema CoMP, la red configura y señala al UE el conjunto de TP para el cual el UE mide los canales. Tal conjunto de TP es denominado conjunto de mediciones. El TP o los TP CoMP de transmisión serán seleccionados del conjunto de mediciones. En primer lugar, suponemos que el UE conoce el número de puertos de antena CRS para cada TP en el conjunto de mediciones y proporcionamos el siguiente planteamiento de correlación de recursos.

- La unión de los RE asignados para transmisiones CRS para los TP en el conjunto de mediciones de un UE CoMP está excluida de la correlación de recursos para las transmisiones de datos CoMP (JT o DPS) en el PDSCH para este UE. En otras palabras, la correlación de recursos en el PDSCH para un UE CoMP debería evitar cualquier

posición RE que esté asignada para una transmisión de CRS en cualquier TP en el conjunto de mediciones para este UE.

Si el UE CoMP ya conoce la información de CRS de los TP de su conjunto de mediciones, la unión de las posiciones de RE CRS es entonces conocida para el UE. Así, la correlación de recursos en un RB es conocida tanto para la red como para el UE para la transmisión y la detección. Además, dado que el conjunto de mediciones suele ser pequeño, la unión de las posiciones de RE CRS es menor que el número de los RE de los símbolos OFDM que contienen una CRS para cualquier TP. Por lo tanto, el planteamiento transparente propuesto es más eficiente que los planteamientos existentes. Aunque esta correlación de recursos sea específica al usuario, no aumenta mucho, sin embargo, la complejidad en el lado de la red, ya que la red ya gestiona dinámicamente las transmisiones CoMP específicas al usuario. Además, este planteamiento propuesto puede ser aplicado tanto a los casos de colisión con diferentes ID de célula como con el mismo ID de célula pero configuraciones asimétricas de antenas. Las soluciones de correlación de recursos para los ejemplos mostrados en la Fig. 3 y la Fig. 4 están ilustradas en la porción izquierda y la porción derecha de la Fig. 6, respectivamente. Suponemos que para cada ejemplo hay solo dos TP en el conjunto de mediciones. Podemos ver que, por el gráfico izquierdo de la Fig. 6, la unión de posiciones de RE CRS en el PDSCH de dos TP con diferentes ID de célula está excluida para la correlación de datos. En el lado derecho, la unión de las posiciones de RE CRS excluida de la transmisión de datos son esencialmente los mismos RE CRS para el TP con 4 puertos de antena CRS. Por lo tanto, para los TP con el mismo ID de célula, la solución puede reescribirse como sigue.

- Para los TP CoMP con el mismo ID de célula, la correlación de recursos para transmisiones de datos CoMP, ya sea para JT o DPS, por el PDSCH para el UE CoMP es según la del TP con el máximo número de puertos de antena CRS en el conjunto de mediciones de este UE.

Una variación del esquema propuesto es que la red emita la información de patrones de CRS, que puede incluir el ID de la célula o el desplazamiento de la frecuencia de la posición de RE CRS, y el número de puertos de antena CRS, de todos los TP en el grupo CoMP, estando basado el mayor conjunto de TP para la red CoMP en el despliegue de la red.³ Para el grupo CoMP con el mismo ID de célula, dado que el ID de la célula es conocido para el UE, solo se emite el número máximo de puertos de antena CRS a todos los UE servidos por el grupo CoMP. Entonces la correlación de recursos para todos los UE CoMP ha de evitar la unión de las posiciones de RE CRS para todos los TP del grupo CoMP con diferente ID de la célula, o las posiciones de RE CRS según el TP con el máximo número de puertos de antena CRS. Este planteamiento no es específico al UE, por lo que no introduce complejidad adicional en la correlación de recursos en el lado de la red. Sin embargo, este planteamiento puede ser adecuado únicamente para el escenario de la CoMP del mismo ID de célula, ya que las posiciones RE excluidas son, como mucho, las correspondientes al número mayor posible, que es 4, de puertos de antena CRS. Para el grupo CoMP con diferentes ID de célula, este planteamiento no es eficiente, dado que el tamaño del grupo CoMP suele ser mucho mayor que el tamaño del conjunto de mediciones CoMP específico al UE. Con un gran tamaño de grupo CoMP, este planteamiento podría acabar excluyendo a cualquier símbolo OFDM que contenga un RE CRS para algún TP.

La CRS es usada fundamentalmente para los UE LTE (versión 8) para la estimación del canal y la detección de símbolos de datos. En sistemas avanzados de LTE (versión 10 o posterior), un UE usa CSI-RS para estimar el canal. El UE no puede monitorizar ni detectar la CRS. Así, el UE puede no ser capaz de conocer el desplazamiento de la frecuencia de la posición de la CRS ni el número de puertos de antena CRS ni, en consecuencia, el patrón de correlación de RE CRS, para los TP en su conjunto de mediciones. Para este caso, proponemos entonces las siguientes alternativas.

(Alt-CRS-1.1): La red señala semiestáticamente al UE el desplazamiento de la frecuencia de CRS para cada TP y el número máximo de puertos de antena CRS de los TP en el conjunto de mediciones del UE. El UE asume entonces que el patrón de CRS para cada TP sigue las posiciones de CRS correspondientes al número máximo de puertos de antena CRS. La correlación del PDSCH en la estación base para la transmisión de datos CoMP sigue así la misma suposición de la unión de posiciones de CRS para este UE CoMP o según la correlación del PDSCH de la célula servidora, que es conocida para el UE con un indicador señalado semiestáticamente.

³Un conjunto de mediciones CoMP es un subconjunto, específico al UE, de varios TP en el grupo CoMP.

(Alt-CRS-1.2): La red señala semiestáticamente al UE el desplazamiento de la frecuencia de CRS y el número de puertos de antena CRS para cada TP en el conjunto de mediciones del UE. El UE puede entonces obtener el patrón de CRS para cada TP en el conjunto de mediciones. La correlación del PDSCH en la estación base para la transmisión de datos CoMP sigue así la misma suposición de la unión de posiciones de CRS para este UE CoMP o según la correlación del PDSCH de la célula servidora.

(Alt-CRS-1.3): La red señala semiestáticamente al UE el ID de la célula y el número de puertos de antena CRS para cada TP en el conjunto de mediciones. El UE puede entonces obtener el patrón de CRS para cada TP en el conjunto de mediciones. La correlación del PDSCH en la estación base para la transmisión de datos CoMP sigue así la misma suposición de la unión de posiciones de CRS para este UE CoMP o según la correlación del PDSCH de la célula servidora.

Con el conocimiento del desplazamiento de la frecuencia CRS y el número de puertos de antena CRS, el UE conoce el patrón de CRS o las posiciones RE. Además, las posiciones de RE CRS para menos puertos de antena son un subconjunto de las de para más puertos de antena. Conociendo el ID de célula y el patrón de CRS de cada TP en el conjunto de mediciones, el UE es capaz de detectar la señal CRS y puede entonces llevar a cabo la cancelación de interferencias para mejorar el rendimiento del receptor si algunos datos son transmitidos en algunos RE del PDSCH en un TP que son objeto de colisión por parte de los RE CRS en el otro TP del conjunto CoMP. La información de subtramas MBSFN, la configuración de las subtramas MBSFN, en cada TP del conjunto de mediciones también puede ser señalada al UE CoMP semiestáticamente. Para las tres alternativas anteriores, podemos reducir el número de RE CRS enmudecidos, aumentando en consecuencia la eficiencia espectral excluyendo de la correlación del PDSCH solamente la unión de los RE CRS de los TP en las mediciones que están en la subtrama no MBSFN.

Para obtener la unión de los patrones RE CRS en el UE CoMP, la red señala semiestáticamente, en primer lugar, el desplazamiento de la frecuencia, ν_m , y el número de puertos CRS, p_m , $m=1, \dots, M$ para M TP en el conjunto de mediciones, como en Alt-CRS-1.2, presentada más arriba. Denotemos el conjunto $\mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p_m)$ como el conjunto de posiciones de RE CRS del m -ésimo TP en el conjunto de mediciones. La unión de todos los RE CRS en el conjunto de mediciones está entonces dado por $\bigcup_m \mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p_m)$. En Alt-CRS-1.1, el número máximo de puertos de antena CRS de los TP en el conjunto de mediciones, es decir, se señala al UE $p^* = \max_m p_m$. El conjunto de los RE CRS para el TP m asumido en el UE es, entonces, $\mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p^*)$. Obsérvese que tenemos $\mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p_m) \subseteq \mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p^*)$. Entonces, para Alt-CRS-1.1, todos los RE CRS en la $\bigcup_m \mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p^*)$ están excluidos de la correlación del PDSCH. Para Alt-CRS-1.3, si se señala al UE el ID de la célula de los TP del conjunto CoMP, el UE es entonces capaz de deducir el desplazamiento de la frecuencia de CRS ν_m . Con el número de puertos CRS o el número máximo de puertos CRS informado al UE, la correlación del PDSCH en Alt-CRS-1.3 ha de evitar de nuevo la unión de los RE CRS, es decir, $\bigcup_m \mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p_m)$ o $\bigcup_m \mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p^*)$, como en Alt-CRS-1.2 o Alt-CRS-1.1. Denotemos $I_m(t) \in \{0, 1\}$ como el indicador de subtrama MBSFN en la t -ésima subtrama para el m -ésimo TP en el conjunto de mediciones; es decir, $I_m(t) = 1$ indica que la subtrama t del TP m es una subtrama MBSFN, e $I_m(t) = 0$ en los demás casos. Si las configuraciones de subtrama MBSFN son señaladas al UE CoMP, el UE es capaz de obtener $I_m(t), \forall m, t$. Entonces la unión de los RE CRS en la subtrama t , $\bigcup_{m|I_m(t)=0} \mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p_m)$ o $\bigcup_{m|I_m(t)=0} \mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p^*)$, está excluida de la correlación del RE del PDSCH en la t -ésima subtrama en Alt-CRS-1.1, Alt-CRS-1.2 o Alt-CRS-1.3.

Entonces, para soportar también las transmisiones CS/CB CoMP para las que la correlación del PDSCH está configurada según la de la célula servidora ancla, usamos un bit adicional junto con las señales de los patrones de RE CRS al UE para indicar que la correlación del RE del PDSCH es según la célula servidora o en torno a todas las posiciones de CRS en el conjunto de mediciones, según se muestra en la Tabla 2. Obsérvese que la unión de los RE CRS es la unión de los RE CRS existentes en esa subtrama si el UE conoce las configuraciones de las subtramas MBSFN de los TP en el conjunto de mediciones.

Tabla 2: Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH con solo la señalización semiestática (1 bit).

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
0	Según la de la célula servidora
1	Correlación del RE del PDSCH en una subtrama que excluye la unión de los RE CRS de los TP en el conjunto de mediciones en esa subtrama

Ahora exponemos el beneficio de los anteriores planteamientos semiestáticos con respecto al planteamiento por defecto, que siempre asume la correlación del PDSCH de la célula servidora ancla. En el planteamiento por defecto, el eNB configura la correlación del RE del PDSCH para cualquier TP transmisor como la de la célula servidora. En DPS, cuando un TP distinto del TP servidor en el conjunto de mediciones está transmitiendo, el PDSCH en las posiciones de CRS para este TP no será usado para la transmisión de datos. Si el UE asume la correlación del PDSCH de la célula servidora, seguiría intentando decodificar los datos en estas posiciones de CRS que, en realidad, no tienen ninguna información de datos, resultando en la recepción de algunas señales de ruidos, denominadas datos/bits sucios. Se lleva a cabo entonces una simple simulación para evaluar el rendimiento de estos escenarios. Se codifica una información de 576 bits de longitud usando el turbocódigo LTE de tasa 1/2. Asumimos que hay un total del 5% de bits codificados afectados por colisiones CRS/PDSCH. Después comparamos el rendimiento de este código de tasa 1/2 en el canal AWGN con eliminación del 5% de los bits codificados (enmudecimiento PDSCH), 5% de datos sucios recibidos (puramente ruido), y 2,5% de eliminación más 2,5% de datos sucios. La eliminación o el enmudecimiento del 5% de bits codificados representa a los planteamientos anteriores que evitan la transmisión en los RE objeto de colisión. El caso del 2,5% de bits eliminados más el 2,5% de datos sucios representa a la DPS con correlación por defecto del PDSCH. El caso del 5% de datos sucios

representa el escenario de DPS en el que un TP distinto del TP servidor está transmitiendo en una subtrama no MBSFN, mientras el TP servidor está en su subtrama MBSFN. La Fig. 9 muestra los resultados de la frecuencia de error de bloque (BLER) de estos casos. Podemos ver que con el 5% de bits sucios, hay una significativa degradación del rendimiento. Con la mitad de bits sucios en las posiciones RE objeto de colisión, sigue habiendo una pérdida observable del rendimiento en comparación con el enmudecimiento RE.

Ahora consideramos la correlación de las secuencias de símbolos de datos o las asignaciones para la correlación de recursos propuesta con evitación de colisiones CRS/PDSCH. Para cualquier método con evitación de colisiones CRS/PDSCH, el número de los RE en un RB para la Transmisión de datos CoMP será menor que el de las transmisiones monocelulares convencionales o CS/CB CoMP. Entonces, los tamaños asignados de los bloques de transmisión (TBS) deberían ser cambiados en correspondencia con el cambio del RE disponible para que la transmisión de datos mantenga la misma tasa efectiva de datos para el mismo esquema de modulación y codificación (MCS). Sin embargo, para acomodar el cambio de TBS asignados para los esquemas propuestos para la evitación de colisiones CRS/PDSCH, podríamos necesitar acabar cambiando toda la tabla de TBS en [5], lo que tendrá un gran impacto en la especificación. Por lo tanto, proponemos el siguiente planteamiento. La asignación de TBS aún sigue la misma tabla de TBS de [5] y obtiene la misma secuencia de símbolos de datos; por ejemplo, S_0, S_1, \dots . Tomemos como ejemplo el caso de la Fig. 3. Primero asignamos el símbolo de datos para el UE según la transmisión de datos en la célula servidora o TP, según se muestra en la parte izquierda de la Fig. 7. Para la correlación de recursos con evitación de colisiones CRS/PDSCH, según se muestra en la parte derecha de la Fig. 7, la red o el TP o los TP CoMP activos simplemente eliminan o no transmiten los símbolos de datos originalmente asignados que colisionan con las posiciones RE CRS en otros TP en el conjunto de mediciones CoMP de este UE. Dado que la correlación de recursos propuesta para la evitación de colisiones CRS/PDSCH no excluye muchos RE para la transmisión de datos, el ligero aumento de la tasa final efectiva de información casi no tendrá impacto alguno en el rendimiento del receptor.

En el lado derecho de la Fig. 8 se muestra el planteamiento alternativo, en el que la red asigna secuencialmente los símbolos de datos a los RE sin poner ningún símbolo en el RE objeto de colisión. Con este planteamiento, entonces, algunos símbolos de datos al final de la secuencia de símbolos no serán asignados o transmitidos. Aunque la tasa final efectiva de información es la misma que la del planteamiento anterior, debido a la intercalación por subbloques, la eliminación de símbolos de datos consecutivos al final de la secuencia puede incurrir en una degradación del rendimiento relativamente mayor.

También podría ser necesario señalar el punto de inicio del PDSCH al UE de manera semiestática. Por ello, los siguientes esquemas se ocupan del punto de inicio del PDSCH, si esto es necesario.

- La red informa semiestáticamente al UE la unión de las posiciones de RE CRS en el conjunto de mediciones CoMP del UE. La red también configura y señala al UE semiestáticamente el punto de inicio del PDSCH. La red configura entonces la correlación del símbolo QAM al RE del PDSCH a partir del punto de inicio del PDSCH configurado semiestáticamente. Entonces la red sigue el patrón CRS de la célula servidora para la correlación del símbolo QAM secuencial al RE del PDSCH o lleva a cabo la correlación del símbolo QAM al RE del PDSCH secuencialmente para evitar la unión de posiciones de CRS en el conjunto de mediciones CoMP.

- La red informa semiestáticamente al UE ya sea el desplazamiento de la frecuencia de la posición CRS o el ID de la célula y el número de puertos de antena para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP del UE. La red también configura y señala al UE semiestáticamente el punto de inicio del PDSCH. Entonces la red configura la correlación del símbolo QAM al RE del PDSCH según el punto de inicio del PDSCH configurado semiestáticamente. Y la red sigue el patrón CRS de la célula servidora para la correlación del símbolo QAM secuencial al RE del PDSCH o configura la correlación del símbolo QAM al RE del PDSCH de forma secuencial para evitar la unión de posiciones de CRS en el conjunto de mediciones CoMP.

Obsérvese que en los planteamientos anteriores se supone que el inicio del PDSCH es señalado al UE por separado. También podemos considerar el siguiente planteamiento semiestático con un indicador de 2 bits. La señalización semiestática del punto de inicio del PDSCH puede entonces estar embebida en este planteamiento sin aumentar el número de bits para el indicador de la correlación CoMP PDSCH.

- La red informa semiestáticamente al UE ya sea el desplazamiento de la frecuencia de la posición CRS o el ID de la célula y el número de puertos CRS para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP del UE. La red también configura y señala al UE semiestáticamente el punto de inicio del PDSCH y cuál es el patrón CRS para la correlación del PDSCH. Entonces la red configura la correlación del símbolo QAM al RE del PDSCH según la correlación del PDSCH de un TP o la correlación del PDSCH excluyendo la unión de posiciones de RE CRS de los TP en el conjunto de mediciones en esa subtrama, que es informado al UE con un indicador señalado semiestáticamente desde la red. La red también configura la correlación del PDSCH según el punto de inicio del PDSCH configurado semiestáticamente, si es necesario, que resulta conocido para el UE con el mismo indicador.

Esto puede implementarse marcando la información de CRS y el punto de inicio del PDSCH con el índice de TP. Entonces la red señala al UE que indique el índice de TP según el cual la red configurará la correlación del PDSCH. Dado que hay, como mucho, 3 TP en un conjunto de mediciones CoMP en el estándar actual, un indicador de dos

bits es suficiente para transportar tal información. También podemos incluir la opción de la correlación del PDSCH en torno a todos los RE CRS en una subtrama, según se muestra la Tabla 3. Este planteamiento es particularmente útil cuando se aplica la expansión del alcance de las células a algunos UE en el escenario de HetNet, en el que la red puede configurar siempre la macrocélula eNB para la transmisión de datos de DL. Según se ha mencionado anteriormente, el indicador de la anterior tabla puede ser aplicado a la correlación del RE del PDSCH para evitar únicamente la colisión CRS/PDSCH, o incluyendo también el punto de inicio del PDSCH. Para el caso de que el indicador sea 11, el punto de inicio del PDSCH puede ser el número mayor o menor de los puntos de inicio del PDSCH entre el de los TP en el conjunto de mediciones.

Tabla 3: Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH únicamente con señalización semiestática (2 bits).

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Correlación del RE del PDSCH según la del TP 1 en el conjunto de mediciones (suponiendo que es la célula servidora sin pérdida de generalidad)
01	Correlación del RE del PDSCH según la del TP 2 en el conjunto de mediciones
10	Correlación del RE del PDSCH según la del TP 3 en el conjunto de mediciones
11	Correlación del RE del PDSCH en una subtrama que excluye la unión de posiciones de RE CRS de los TP en el conjunto de mediciones en esa subtrama

3.2.3 Señalización dinámica de la correlación del PDSCH

Aunque la red pueda informar semiestáticamente al UE el punto de inicio del PDSCH, sin embargo, para DPS, si hay una discrepancia entre los puntos de inicio del PDSCH para los TP en el conjunto de mediciones CoMP, ello causará una pérdida de eficiencia espectral y reducirá la ganancia de rendimiento de la CoMP. Para mejorar el rendimiento de la CoMP, la información de la correlación del PDSCH, incluyendo el punto de inicio y el patrón CRS, puede ser transmitida dinámicamente al UE. Enumeramos, entonces, las siguientes alternativa para alcanzar esta meta y soportar todos los esquemas de transmisión CoMP con una pequeña tara de señales.

(Alt-CRS-2.1) La red informa semiestáticamente al UE ya sea el desplazamiento de la frecuencia de la posición CRS o el ID de la célula, y el número de puertos de antena CRS para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP del UE. Entonces la red señala dinámicamente al UE el punto de inicio del PDSCH que se configurará para la correlación del PDSCH. La red configura entonces la correlación del símbolo QAM al RE del PDSCH a partir del punto configurado de inicio del PDSCH. Y la red sigue el patrón CRS de la célula servidora para la correlación del símbolo QAM secuencial al RE del PDSCH o configura la correlación del símbolo QAM al RE del PDSCH secuencialmente para evitar la unión de posiciones de CRS en el conjunto de mediciones CoMP.

(Alt-CRS-2.2) La red informa semiestáticamente al UE ya sea el desplazamiento de la frecuencia de la posición CRS o el ID de la célula, y el número de puertos de antena CRS para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP del UE. La red también señala semiestáticamente al UE qué TP o qué patrón CRS usar para la correlación del PDSCH. Entonces la red señala dinámicamente al UE el punto de inicio del PDSCH que se configurará para la correlación del PDSCH. La red configura entonces la correlación del símbolo QAM al RE del PDSCH a partir del punto configurado de inicio del PDSCH y la correlación secuencial del PDSCH según el patrón CRS configurado semiestáticamente o el TP para la correlación del PDSCH.

(Alt-CRS-2.3) La red informa semiestáticamente al UE ya sea el desplazamiento de la frecuencia de la posición CRS o el ID de la célula, y el número de puertos de antena CRS para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP del UE. Entonces la red señala dinámicamente al UE el punto de inicio del PDSCH que se configurará para la correlación del PDSCH y qué TP o qué patrón CRS usar para la correlación del PDSCH. El patrón CRS para el PDSCH puede ser transmitido dinámicamente al UE con los índices de los TP o los patrones CRS en el conjunto de mediciones CoMP que han sido señaladas semiestáticamente al UE. La red configura entonces la correlación del símbolo QAM al RE del PDSCH a partir del punto configurado de inicio del PDSCH y la correlación secuencial del PDSCH según el patrón CRS configurado dinámicamente o el TP para la correlación del PDSCH.

Podemos ver que el planteamiento Alt-CRS-2.1 es una simple extensión del anterior planteamiento semiestático con el indicador de 1 bit dinámicamente enviado al UE. En el planteamiento Alt-CRS-2.2, la correlación del RE del PDSCH en torno a la CRS sigue aún el planteamiento semiestático, pero el punto de inicio del PDSCH es señalado dinámicamente al UE. El planteamiento Alt-CRS-2.3 es la extensión del planteamiento semiestático con el indicador de 2 bits de la Tabla 3 llegando a ser señalado dinámicamente al UE. Sin embargo, con la señalización dinámica, en Alt-CRS-2.3, no es eficiente configura la misma correlación del PDSCH cuando el indicador es 11, como el de la

Tabla 3 para el planteamiento semiestático. Con los tres primeros valores de indicador de la Tabla 3, es decir, que el indicador sea 00, 01, 10, los problemas de la correlación del PDSCH para DPS ya están tratados. Solo quedan los problemas de correlación para la JT CoMP, en los que habrá implicados en la transmisión más de un TP. Para este caso, en el planteamiento híbrido con señalización dinámica disponible, en vez de que la correlación evite las posiciones de CRS para todos los TP en la célula, es mejor llevar a cabo la correlación del RE del PDSCH secuencialmente ocupando todos los RE posibles. Precisamente en los RE CRS colisionados, solo un TP único o el subconjunto de varios TP (para una JT de 3 TP) están implicados en las transmisiones. Tenemos, entonces, el siguiente esquema alternativo.

(Alt-CRS-2.3A) La red informa semiestáticamente al UE ya sea el desplazamiento de la frecuencia de la posición CRS o el ID de la célula, y el número de puertos de antena CRS para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP del UE. Entonces la red señala dinámicamente al UE que seguirá la correlación del PDSCH (y el punto de inicio del PDSCH si es necesario), transmitiendo los índices correspondientes a ellos o indicando al UE la correlación del PDSCH (1) excluyendo la intersección de todo el conjunto de RE CRS de los TP en la medición de esa subtrama o (2) simplemente ocupando todos los RE CRS de los TP en la medición en esa subtrama.

Obsérvese que las opciones (1) y (2) descritas en Alt-CRS-2.3A son dos opciones de este planteamiento. El indicador dinámico para Alt-CRS-2.3A está dado, entonces, en la Tabla 4. Matemáticamente, en Alt-CRS-2.3A, cuando el indicador es 11, los conjuntos de los RE CRS $\mathcal{A} = \bigcap_m \mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p_m)$ (o $\mathcal{A} = \bigcap_{m|l_m(\epsilon)=0} \mathcal{A}_m^{\text{RE}}(\nu_m, p_m)$) están excluidos de la correlación del PDSCH o $\mathcal{A} = \emptyset$.

Tabla 4: Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH con señalización de indicador dinámica (planteamiento de 2 bits).

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Correlación del RE del PDSCH según el de la célula servidora (se supone que el TP 1 en el conjunto de mediciones)
01	Correlación del RE del PDSCH según el del TP 2 en el conjunto de mediciones
10	Correlación del RE del PDSCH según el del TP 3 en el conjunto de mediciones
11	Correlación del RE del PDSCH (1) excluyendo la intersección de todo el conjunto de los RE CRS de los TP en la medición en esa subtrama o (2) simplemente ocupando todos los RE CRS de los TP en la medición en esa subtrama

Dado que la tasa de código de Alt-CRS-2.3A será menor que la correlación del PDSCH, que evita la unión de posiciones de CRS para los TP en la transmisión conjunta, habrá una ganancia de rendimiento incluso con la intensa interferencia. Para ilustrar esto usamos en ejemplo anterior para comparar los rendimientos de la correlación del PDSCH que evitan la CRS en JT CoMP (eliminación/enmudecimiento) u ocupan los RE CRS transmitiendo por un solo TP o un subconjunto de varios TP CoMP (experimentando mayor ruido) usando el caso de turbocódigo LTE de tasa 1/2 en el canal AWGN, según se ha descrito anteriormente. En la Fig. 10 se muestran los resultados. Podemos ver que incluso con un ruido 6 dB más intenso, seguimos observando la ganancia de rendimiento sobre el caso de la eliminación, lo que significa que para JT CoMP es mejor transmitir el símbolo codificado en las posiciones RE para algunos TP si son objeto de colisión con los RE CRS para otros TP.

Si la información CRS de todos los TP CoMP está disponible en el UE CoMP y puede implementarse la cancelación de la interferencia CRS, el planteamiento Alt-CRS-2.3A, ciertamente, proporciona mejor rendimiento que la correlación del RE del PDSCH en torno a las posiciones de RE CRS. O el UE puede al menos cancelar la interferencia del CRS procedente de la célula servidora. Si la CRS interferente es demasiado intensa, entonces queda al arbitrio del UE decidir si desmodular o no el símbolo de datos CRS colisionados. Cuando el indicador de correlación del PDSCH está puesto para que sea 11, el punto de inicio del PDSCH puede fijarse suponiendo el tamaño mínimo o máximo de las regiones del PDCCH (o símbolos OFDM PDCCH) de los TP en el conjunto de mediciones, que son informadas semiestáticamente al UE.

Ha de entenderse que lo que antecede es en todo sentido ilustrativo y ejemplar, pero no restrictivo, y el alcance de la invención divulgada en la presente memoria no ha de determinarse a partir de la descripción detallada, sino más bien a partir de las reivindicaciones interpretadas según la plena amplitud permitida por las leyes de patentes. Ha de entenderse que las realizaciones mostradas y descritas en la presente memoria son solo ilustrativas de los principios de la presente invención y que los expertos en la técnica pueden implementar diversas modificaciones sin apartarse del alcance de la invención. Los expertos en la técnica podrían implementar diversas combinaciones adicionales de características sin separarse del alcance de la invención.

Detalles adicionales del sistema A

En este documento consideramos esquemas de transmisión y recepción multipunto coordinadas (CoMP) sobre redes inalámbricas heterogéneas. Estas redes heterogéneas comprenden un conjunto de puntos de transmisión dispares que sirven a múltiples usuarios en un espectro disponible. Para permitir una mejor asignación de recursos, el conjunto de puntos de transmisión está dividido en varios grupos y a cada grupo se le asigna un conjunto de usuarios a los que debería servir. La asignación (planificación) conjunta de recursos usando todos los puntos de transmisión de un grupo y un esquema CoMP adecuado son posibles debido a la disponibilidad de una red de retroceso de fibra dentro de cada grupo. Nuestras aportaciones en este documento son en el diseño de algoritmos de aproximación para este problema de planificación conjunta. Mostramos que el problema de planificación conjunta es intensamente NP-difícil y luego diseñamos un algoritmo de aproximación que produce una aproximación de factor constante. Además, para obtener algoritmos con una complejidad sustancialmente reducida, adoptamos un marco iterativo y diseñamos tres algoritmos de aproximación temporal polinómica, la totalidad de los cuales produce aproximaciones de factor constante para un tamaño fijo de grupo. El diseño de estos algoritmos también revela una útil conexión entre el problema de subasta combinatoria con valoraciones fraccionariamente subaditivas y el problema de maximización de funciones de conjuntos submodulares. Realizamos entonces una evaluación completa usando modelos y topologías desarrolladas por el grupo de estándares 3GPP para emular tales redes. Nuestras evaluaciones muestran que aprovechando toda la retroalimentación aprovisionada en el estándar de cierta manera y usando algoritmos bien diseñados pueden efectuarse ganancias CoMP significativas en redes heterogéneas realistas.

20 1 Introducción

El crecimiento explosivo en el tráfico de datos es una realidad que las empresas explotadoras de redes deben prever. Se considera que el planteamiento más potente para atender a este crecimiento explosivo es la *subdivisión de células*, en la que se sitúan múltiples puntos de transmisión en una célula tradicionalmente cubierta por una sola macroestación base. Cada uno de tales puntos de transmisión puede ser una macroestación base mejorada de alta potencia (también denominada eNB), pero es más probable que sea un cabezal de radio remoto de baja potencia o una picoestación base de prestaciones más modestas. Las redes formadas por tales puntos de transmisión dispares son denominadas redes heterogéneas (también denominadas HetNets) y son debidamente consideradas el futuro de todas las redes inalámbricas de la próxima generación. Para mantener controlado el gasto de la red, la mayoría de las empresas explotadoras están considerando arquitecturas HetNet en las que la mayoría de puntos de transmisión (TP) tiene funcionalidades muy limitadas, pero depende fuertemente de indicaciones de los eNB por medio de una red fiable de retroceso de latencia bajísima. En tal arquitectura HetNet la unidad básica de coordinación se denomina grupo, que consiste en múltiples TP y puede incluir más de un eNB. La asignación coordinada de recursos dentro de un grupo se debe lograr en una escala temporal muy pequeña, normalmente una vez cada milisegundo. Esto, a su vez, implica que todos los TP dentro de cada grupo deben tener conectividad por fibra y, por ende, tiene impacto en la formación de grupos (también denominada agrupamiento), que está dictada por la conectividad disponible por fibra entre puntos de transmisión. Por otro lado, se espera que la coordinación entre grupos diferentes se realice a una escala temporal mucho más lenta, dado que se supone que el intercambio de mensajes entre grupos puede ocurrir únicamente usando una red de retroceso mucho más lenta, tal como una interfaz X2 con un retardo de ida y vuelta de aproximadamente 20 ms. En consecuencia, en tal arquitectura cada usuario puede estar asociado con solo un grupo y la asociación de usuarios a grupos depende fundamentalmente de las ubicaciones de los usuarios, las cuales, a su vez, dependen de sus movilidades y, por ende, es preciso realizar esta asociación una vez cada pocos segundos.

En este documento, nuestro interés está en la coordinación dinámica dentro de cada grupo. Dado que la asociación y el agrupamiento de usuarios ocurren en escalas temporales que son varios órdenes de magnitud más bastos, asumimos que están dados y son fijos. En años recientes se ha considerado en profundidad el diseño de una asignación conjunta de recursos dentro de un grupo de múltiples TP. Estas técnicas oscilan de asumir un conocimiento global de estados de canales de usuario y sus respectivos datos en un procesador central, convirtiendo con ello el grupo en un canal de radiodifusión con un conocimiento global, a uno en el que únicamente los estados de canales de usuario están compartidos entre los TP en un grupo para que cada usuario pueda ser servido por solamente un TP, pero los parámetros de transmisión de enlace descendente (tales como vectores de haces y precodificadores) pueden seguir siendo optimizados conjuntamente. Además, también han sido investigados los métodos distribuidos para realizar una planificación conjunta, así como el impacto de imperfecciones en la información de estado del canal del extremo transmisor. Nuestra meta en este trabajo es verificar si la sabiduría acumulada por todos estos trabajos sobre que las ganancias sustanciales de rendimiento sean posibles si la interferencia es gestionada por medio de una asignación coordinada de recursos es válida en HetNets reales. Los retos por redes realistas son triples; concretamente, (i) la necesidad de algoritmos de asignación de recursos de baja complejidad que puedan ser implementados en escalas temporales muy pequeñas, (ii) retroalimentación del canal incompleta/inexacta por parte de los usuarios y (iii) entornos de propagación reales. Claramente, dado que aún no se han desplegado tales HetNets reales, tenemos que valernos de un modelado preciso. Aquí, para capturar los dos últimos retos, nos valemos de la emulación de tales redes según especifica el grupo de estándares LTE 3GPP, que ha considerado los despliegues de HetNets de manera muy exhaustiva. En este contexto, hacemos notar que, esencialmente, todas las redes inalámbricas de la próxima generación estarán basadas en el estándar LTE, que es actualizado periódicamente (con cada actualización denominada versión) para soportar esquemas más avanzados.

La transmisión y la recepción coordinadas (CoMP) entre múltiples TP de un grupo estarán soportadas a partir de la versión 11 y se han finalizado los procedimientos de señalización de retroalimentación y alimentación directa para soportar tales esquemas, así como modelos detallados de canales y topologías de red.

Entonces, el planteamiento más simple de “referencia” para gestionar la coordinación dinámica dentro de un grupo es asociar a cada usuario con un TP dentro del grupo del que recibe la señal de mayor potencia media (denominado su TP “ancla”) y luego llevar a cabo una planificación centralizada separada para cada TP con reutilización completa. Aunque este planteamiento podría parecer simplista y deficiente con respecto a las métricas del grado de libertad que asumen una red completamente conectada, en redes realistas captura casi la totalidad de las ganancias medias de eficiencia espectral prometidas por la subdivisión de células. De hecho, después de una campaña de simulación de un año de duración realizada por todas las empresas punteras de comunicaciones inalámbricas como parte de la estandarización de la versión 11, la expectativa de esquemas más sofisticados de planificación conjunta en un grupo es principalmente para lograr ganancias significativas en el percentil 5 de eficiencia espectral mientras se retienen las ganancias medias de eficiencia espectral de referencia, logrando con ello la meta de una experiencia de usuario mejorada al garantizar buenas tasas de datos con independencia de la ubicación del usuario. De cara a la realización de esta expectativa, nos centramos en esquemas CoMP, en los que cada usuario recibe datos de, como mucho, un TP en cualquier recurso temporal-frecuencial. Esta restricción es, ciertamente, útil, dado que recibir datos simultáneamente de múltiples TP por la misma frecuencia requiere retroalimentación adicional de los usuarios para permitir una combinación coherente, para lo que, desgraciadamente, no se han hecho provisiones. Formulamos entonces un problema de asignación de recursos que incorpora las restricciones principales y pasamos a desarrollar un algoritmo de aproximación de factor constante basado en un planteamiento novedoso denominado equilibrado de formatos. Para satisfacer el valor de referencia de baja complejidad, adoptamos un marco iterativo y desarrollamos tres algoritmos de aproximación, la totalidad de los cuales produce aproximaciones de factor constante para un tamaño de grupo fijo. En el proceso descubrimos una conexión útil entre el problema de subasta combinatoria con valoraciones fraccionariamente subaditivas y el problema de maximización de funciones de conjuntos submodulares, que es de interés independiente.

Las evaluaciones de nuestros algoritmos de aproximación en redes simplistas plenamente conectadas con desvanecimiento de Rayleigh de vectores independientes idénticamente distribuidos y perfecta información de estado del canal demostraron su superioridad con respecto a otras heurísticas y demostraron su rendimiento competitivo. Sin embargo, las evaluaciones de sistema usando la metodología plenamente conforme con el estándar 3GPP revelaron una imagen muy diferente. De hecho, esto se representa en la Tabla 1, en la que las dos primeras columnas son pertinentes a la planificación conjunta y la tercera considera la referencia centralizada a la que se ha hecho alusión anteriormente. En los resultados dados en las dos primeras filas solo aprovechamos la retroalimentación del canal por usuario prevista en el estándar y los resultados fueron catastróficos, porque la planificación conjunta produjo resultados mucho peores que la referencia de planificación centralizada. Investigaciones detalladas llevaron a percepciones que están capturadas como observaciones en la secuela. Pudimos acabar obteniendo los resultados de las dos últimas filas de la Tabla 1, en las que vemos que se han logrado ganancias sustanciales del 5% en la eficiencia espectral mediante la planificación conjunta. Esta mejora también es plenamente compatible con la retroalimentación prevista en el estándar, según se explica en la secuela.

Tabla 1: Eficiencia espectral (bps/Hz) de la planificación conjunta contrapuesta a la de referencia centralizada. Las ganancias relativas son con respecto a la referencia.

Esquema de planificación	DPS	CS/CB	Referencia
Promedio de célula	1,9187 (-8,01%)	1,9955 (-4,33%)	2,0858 (0%)
Borde de célula del 5%	0,0281 (-36,57%)	0,0292 (-34,09%)	0,0443 (0%)
Promedio de célula*	2,3981 (-1,30%)	2,4461 (0,67%)	2,4297 (0%)
Borde de célula del 5%*	0,0976 (21,09%)	0,0898 (11,41%)	0,0806 (0%)

2 Modelo de sistema

Consideramos una red heterogénea de enlace descendente con reutilización universal de la frecuencia, en la que un grupo de B puntos de transmisión (TP) coordinados pueden transmitir simultáneamente por N bloques de recursos (RB) ortogonales durante cada intervalo de planificación. Cada TP puede ser una macroestación base de alta potencia o un cabezal de radio remoto de baja potencia y puede estar equipado con múltiples antenas transmisoras. Cada RB es una fracción de ancho de banda y representa la unidad de asignación mínima. Juntos, estos B TP sirven a una cantera de K usuarios activos. Asumimos un escenario HetNet típico (definido en la versión 11 de LTE 3GPP), en el que estos B TP están sincronizados y pueden intercambiar mensajes por una red de retroceso de fibra. A continuación, la señal recibida por un usuario k por el RB n puede escribirse como

$$\mathbf{y}_k(n) = \sum_{j=1}^B \mathbf{H}_{k,j}(n) \mathbf{x}_j(n) + \mathbf{z}_k(n), \quad (1)$$

modelando $\mathbf{H}_{k,j}(n)$ el canal MIMO entre el TP j y un usuario k por el RB n (que incluye el desvanecimiento a pequeña escala, el desvanecimiento a gran escala y la atenuación de la trayectoria), mientras que $\mathbf{z}_k(n)$ es el vector gaussiano de ruido circularmente simétrico aditivo y $\mathbf{x}_j(n)$ denota el vector de señales transmitido por el TP j por el n -ésimo RB.¹

- 5 ¹Obsérvese que el modelo de (1) es válido para el caso del acceso múltiple por división ortogonal de frecuencia (OFDMA) si el retardo máximo de la señal está dentro del prefijo cíclico.

Considerando la señal transmitida por un TP, imponemos la restricción común de que a cada TP se le permita servir, como mucho, a un usuario por cada RB.² Entonces, la señal transmitida por el TP q por el RB n puede expresarse como

$$\mathbf{x}_q(n) = \mathbf{W}_{q,u}(n) \mathbf{b}_{q,u}(n), \quad (2)$$

- 10 siendo $\mathbf{b}_{q,u}(n)$ el vector de símbolos complejos transmitido por el TP q por el RB n previsto para algún usuario u usando la matriz de precodificación $\mathbf{W}_{q,u}(n)$ que satisface una restricción de norma (potencia). El número de símbolos en $\mathbf{b}_{q,u}(n)$ la o las constelaciones de las que se extraen estos símbolos y el código exterior subyacente, así como la matriz de precodificación $\mathbf{W}_{q,u}(n)$ (cuyas columnas representan direcciones en un espacio de señales a lo largo de las cuales se envían los símbolos), representan todos parámetros que están incluidos en la decisión de planificación obtenida como salida de un algoritmo de planificación. Obsérvese que, debido a la naturaleza de radiodifusión del canal inalámbrico, la señal prevista para el usuario u es recibida como interferencia por todos los demás usuarios objeto de coplanificación también por el RB n . Este factor complica significativamente el problema de la planificación, dado que ya no resulta significativo definir una utilidad por usuario que dependa de los recursos asignados a ese usuario solo.

- 15 ²Esta restricción se denomina SU-MIMO por TP y proporciona robustez contra una retroalimentación del canal imperfecta y tosca proveniente de los usuarios.

Para abstraer los detalles mientras se retiene la utilización, adoptamos la noción de una hipótesis de transmisión. En particular, definimos $\underline{e} = (u, f, b)$ como un elemento, en el que $u: 1 \leq u \leq K$ denota a un usuario, $f \in \mathcal{F} = \{1, \dots, J\}$ denota un formato extraído de un conjunto finito \mathcal{F} de tales formatos que tienen una cardinalidad $J = |\mathcal{F}|$ y

- 25 $b: 1 \leq b \leq B$ denota un punto de transmisión (TP). Cada elemento tal $\underline{e} = (u, f, b)$ representa una hipótesis de transmisión, es decir, la transmisión desde el TP b usando el formato f previsto para el usuario u . A continuación, denote $\underline{\Omega} = \{\underline{e} = (u, f, b): 1 \leq u \leq K, f \in \mathcal{F}, 1 \leq b \leq B\}$ el conjunto básico de todos los elementos posibles de ese tipo. Para cualquier elemento tal, adoptamos la convención de que

$$\underline{e} = (u, f, b) \Rightarrow u_{\underline{e}} = u, \quad f_{\underline{e}} = f, \quad b_{\underline{e}} = b.$$

- Entonces, denote $r: 2^{\underline{\Omega}} \times \mathcal{N} \rightarrow \mathbb{R}_+$ la función de utilidad de tasa de la suma ponderada. Para cualquier subconjunto $\underline{\mathcal{A}} \subseteq \underline{\Omega}$ y cualquier RB $n \in \mathcal{N}$, $r(\underline{\mathcal{A}}, n)$ produce la tasa de la suma ponderada obtenida con la transmisión usando la hipótesis en $\underline{\mathcal{A}}$ por el RB n . El coeficiente de ponderación asociado con cada elemento \underline{e} (o, equivalentemente, el usuario $U_{\underline{e}}$) es una entrada para el planificador y, a su vez, es actualizado usando la decisión resultante de la planificación. Para anular la posibilidad de que el mismo TP sirva a múltiples usuarios por el mismo RB, así como la posibilidad de que el mismo usuario reciba datos de múltiples TP por el mismo RB, adoptamos la convención de que

$$\exists \underline{e} \neq \underline{e}' \in \underline{\mathcal{A}}: u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'} \text{ o } b_{\underline{e}} = b_{\underline{e}'} \Rightarrow r(\underline{\mathcal{A}}, n) = 0. \quad (3)$$

- 35 Además, para cualquier $\underline{\mathcal{A}} \subseteq \underline{\Omega}$, podemos expandir

$$r(\underline{\mathcal{A}}, n) = \sum_{\underline{e} \in \underline{\mathcal{A}}} r_{\underline{e}}(\underline{\mathcal{A}}, n), \quad (4)$$

- siendo $r_{\underline{e}}(\underline{\mathcal{A}}, n)$ la tasa ponderada obtenida para el elemento \underline{e} o, equivalentemente, el usuario $U_{\underline{e}}$ y haciendo $r_{\underline{e}}(\underline{\mathcal{A}}, n) = 0 \forall \underline{e} \in \underline{\mathcal{A}}$ siempre que $r(\underline{\mathcal{A}}, n) = 0$. Obsérvese en (1) y (2) que, en cualquier RB y para cualquier elección dada de hipótesis de transmisión, tenemos un canal de interferencia gaussiana formado por los TP y los usuarios contenidos en esas hipótesis. En esta formulación va implícita la suposición de que, dada la elección de las hipótesis de transmisión en un RB, también se determinan los parámetros anteriormente mencionados (tales como

precodificadores, constelaciones, etc.), con cuyo uso podemos calcular la tasa de la suma ponderada por el correspondiente canal de interferencia gaussiana. En todo este documento daremos por sentado que la función de utilidad de la tasa de la suma ponderada satisface una suposición de subaditividad natural que dice que las tasas de los elementos en un conjunto no disminuirán si algunos elementos son expurgados de ese conjunto. En particular, para cualquier subconjunto $\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}$ y cualquier elemento $\underline{e} \in \underline{A}$, definiendo $\underline{C} = \underline{A} \setminus \underline{e}$ asumimos que para cada $n \in \mathcal{N}$

$$r_{\underline{e}''}(\underline{C}, n) \geq r_{\underline{e}''}(\underline{A}, n), \quad \forall \underline{e}'' \in \underline{C}. \quad (5)$$

Consideramos tres esquemas diferentes de transmisión/recepción multipunto coordinadas:

- Silenciamiento coordinado/formación coordinada de haces (CS/CB): En este esquema a cada usuario planificado le puede servir datos únicamente su TP "ancla". En otras palabras, el conjunto de usuarios $\{1, \dots, K\}$ está subdividido en B conjuntos no solapados $\bigcup_{j=1}^B \mathcal{G}_j$, siendo \mathcal{G}_j el conjunto de usuario cuyo TP ancla es el j -ésimo TP. En consecuencia, cualquier $\underline{e} \in \underline{\Omega}$ debe satisfacer $u_{\underline{e}} \in \mathcal{G}_{h_{\underline{e}}}$. Puede lograrse la mitigación de la interferencia mediante la debida selección de los UE solapados (es decir, los UE coplanificados en el mismo bloque de recursos) y sus formatos de transmisión. Obsérvese que el silenciamiento, es decir, el enmudecimiento de algunos TP por un RB también es posible como caso especial.
- Selección dinámica de puntos (DPS): En este esquema un usuario puede ser servido por cualquier TP. Puede lograrse la mitigación de la interferencia como en CS/CB, mediante la debida selección de usuarios y formatos. Además, la DPS permite un aumento en la intensidad de la señal recibida aprovechando el desvanecimiento a corto plazo mediante la selección del TP servidor por RB, queriéndose decir por TP servidor el TP que sirve los datos al usuario.
- Selección dinámica restringida de puntos (CDPS): En esta forma restringida de la DPS, un usuario puede ser servido por cualquier TP con la condición de que solo lo sirva un TP en todos sus RB asignados. Obsérvese que la DPS no restringida permite mayor libertad de planificación y ofrecer la posibilidad de aprovechar la selectividad de frecuencia en el desvanecimiento a corto plazo. La CDPS puede reducir potencialmente la tara de señalización a expensas de una flexibilidad limitada de planificación. Tanto la DPS como la CDPS incluyen CS/CB como un caso especial.

Ahora pasamos a formular nuestro problema de asignación de recursos como en (6).

$$\begin{aligned} & \max_{\substack{\{\mathcal{X}_{\underline{A},n} \in \{0,1\}\} \\ \forall \underline{A} \subseteq \underline{\Omega}, n \in \mathcal{N}}} \sum_{\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}} \sum_{n \in \mathcal{N}} r(\underline{A}, n) \mathcal{X}_{\underline{A},n} \\ & \sum_{\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}} \mathcal{X}_{\underline{A},n} \leq 1, \forall n \\ & \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{A},n} \right) \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{B},n} \right) = 0, \forall \underline{A}, \underline{B} \subseteq \underline{\Omega} : \exists \underline{e} \in \underline{A}, \underline{e}' \in \underline{B} \text{ y } u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, f_{\underline{e}} \neq f_{\underline{e}'}; \\ & \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{A},n} \right) \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{B},n} \right) = 0, \forall \underline{A}, \underline{B} \subseteq \underline{\Omega} : \exists \underline{e} \in \underline{A}, \underline{e}' \in \underline{B} \text{ y } u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, b_{\underline{e}} \neq b_{\underline{e}'}, [\text{para CDPS}] \end{aligned} \quad (6)$$

Obsérvese que en (6) la primera restricción garantiza que, como mucho, se seleccione una hipótesis de transmisión en cada RB. La segunda restricción garantiza que a cada usuario planificado se le asigne únicamente un formato. La tercera restricción, que es impuesta solamente en el caso de la CDPS, es que un usuario planificado sea servido por solo un TP por todos sus RB asignados.

Antes de pasar a diseñar algoritmos de aproximación para (6) y deducir sus garantías, señalamos la flexibilidad inherente en la formulación de (6). Cada formato puede ser definido, por ejemplo, como el número de flujos de símbolos asignados, en cuyo caso la restricción de, como mucho, un formato por usuario planificado captura la restricción principal en el estándar LTE, que es que a cada usuario planificado se le asigna el mismo número de flujos en todos sus RB asignados. En este caso, en cualquier RB para una hipótesis de transmisión dada tenemos un canal de interferencia gaussiana en el que el número de flujos para cada enlace transceptor se da ahora para que la utilidad de tasa pueda ser evaluada asumiendo códigos gaussianos punto a punto para cada enlace y cualquier precodificación de transmisión adecuada, tal como la basada en SLNR, la basada en el alineamiento de interferencias, etc. Alternativamente, cada formato puede incluir también hasta dos constelaciones QAM, en cuyo caso incorporamos otra restricción LTE de que a cada usuario planificado se le puedan asignar, como mucho, dos constelaciones QAM distintas.³ Nuestro resultado es que es improbable que (6) sea resuelta de forma óptima por un algoritmo de baja complejidad (polinómica).

³La correlación de cada constelación con uno o más flujos puede efectuarse usando la correlación palabra de código a flujo definida en LTE.

Teorema 1. *El problema de optimización de (6) es NP-difícil. Específicamente, para cualesquiera $N \geq 1$ y $J \geq 2$ fijos, el problema de optimización de (6) es muy NP-difícil. Para cualesquiera $B \geq 1$ y $J \geq 2$ fijos, el problema de optimización de (6) es NP-difícil.*

En el Algoritmo I, denominado algoritmo de equilibrado de formatos, ofrecemos un algoritmo de aproximación para (6). Este algoritmo de equilibrado de formatos es conceptualmente simple, porque la hipótesis de transmisión más favorable es determinada separadamente para cada RB. Entonces se lleva a cabo una etapa de equilibrado usuario por usuario para garantizar que a cada usuario planificado se le asigne un formato. El equilibrado se realiza de manera “amable”, porque a un usuario se le asigna un formato y luego se lo planifica en los RB en los que se le asignó en origen un formato mayor. La noción aquí adoptada es que un formato menor representa una elección menos agresiva con respecto a los otros usuarios coplanificados. Mostraremos que el Algoritmo I ofrece una aproximación constante con la suposición adicional siguiente sobre la función de utilidad que es satisfecha por algunas utilidades físicamente significativas.

Suposición 1. *Para cualquier subconjunto $\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}$ y cualquier elemento $\underline{e} \in \underline{A}$, definimos un elemento $\underline{e}' = (u_{\underline{e}}, f, b_{\underline{e}})$ para cualquier formato $f \leq f_{\underline{e}}$ y construimos el conjunto $\underline{B} = \underline{e}' \cup \underline{A} \setminus \underline{e}$. Entonces, para cada $n \in \mathcal{N}$ tenemos que*

$$\begin{aligned} r_{\underline{e}'}(\underline{B}, n) &\geq r_{\underline{e}''}(\underline{A}, n), \forall \underline{e}'' \in \underline{B} : \underline{e}'' \neq \underline{e}' \\ r_{\underline{e}'}(\underline{B}, n) &\geq \alpha_{f, f_{\underline{e}}} r_{\underline{e}}(\underline{A}, n), \end{aligned} \quad (7)$$

para alguna constante $\alpha_{f, f_{\underline{e}}} \in [0, 1]$, siendo $\alpha_{f, f} = 1, \forall f$. Esta suposición dice que al sustituir un elemento cualquiera de \underline{A} con otro elemento que contenga el mismo usuario y el mismo TP pero tenga un formato menor (menos agresivo), la tasa obtenida para cualquier otro elemento de \underline{A} no disminuirá y que la tasa obtenida para el elemento recién insertado será, como mínimo, una fracción de la obtenida previamente para el elemento sustituido. Además, especializando esta suposición al caso de $\underline{C} = \underline{A} \setminus \underline{e}$, obtenemos que la condición de subaditividad de (5) es verdadera.

A continuación, para deducir el factor de aproximación del Algoritmo I, definimos una matriz $\mathbf{M} \in \mathbb{R}_+^{J \times J}$, denotando $M_{i,j}$ su (i,j) -ésimo miembro, como sigue

$$M_{i,j} = \begin{cases} \alpha_{i,j}, & \text{si } i \leq j \\ 0 & \text{en los demás casos} \end{cases} \quad (8)$$

Obsérvese que, dado que \mathbf{M} es triangular superior con elementos diagonales unidad, su determinante es igual a 1, por lo que existe \mathbf{M}^{-1} . Entonces, denote $\mathbf{M}^{-1} \mathbf{1} \geq 0$ el caso en que \mathbf{M}^{-1} existe y el vector $\mathbf{M}^{-1} \mathbf{1}$ es no negativo componente a componente.

Teorema 2. *El algoritmo de equilibrado de formatos ofrece una solución de (6) que tiene una garantía en el caso más desfavorable de al menos Δ cuando es válida la suposición de (7) y en la que Δ satisface $\Delta \geq \frac{1}{J}$ y es obtenida como la solución a un programa lineal,*

$$\begin{aligned} \Delta = \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}, \theta \in \mathbb{R}} \{ \theta \} \\ \text{s.t. } \mathbf{1}^T \mathbf{x} = S \\ \sum_{j=1}^J M_{i,j} x_j \leq \theta S, \forall i, \end{aligned} \quad (9)$$

para cualquier constante $S > 0$ fijada arbitrariamente. En el caso especial en que $\mathbf{M}^{-1} \mathbf{1} \geq 0$, Δ puede ser obtenido de forma cerrada como

$$\Delta = \frac{1}{\mathbf{1}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{1}}. \quad (10)$$

Demostración. Analicemos el rendimiento del Algoritmo I suponiendo que es válida la suposición de (7) (y, por ende, de (5)). Claramente, la tasa de la suma ponderada $\sum_{n \in \mathcal{N}} r(\underline{A}^{(n)}, n)$ es una cota superior del valor óptimo de (6), dado

que en el caso anterior se ignora la restricción de formato por usuario. A continuación, consideramos el equilibrado de formatos para un usuario $u \in \{1, \dots, K\}$ que está presente en un elemento de al menos un conjunto $\underline{A}^{(n)}$ para algún $n \in \mathcal{N}$. Entonces, para tal usuario u , para cada formato f , definamos

$$\tilde{R}(u, f) = \sum_{n \ni \underline{g} \in \underline{A}^{(n)}: u_{\underline{g}} = u \text{ y } f_{\underline{g}} = f} r_{\underline{g}}(\underline{A}^{(n)}, n), \quad (11)$$

entendiéndose que $\tilde{R}(u, f) = 0$ si tal elemento no puede ser hallado en ningún RB n . Obsérvese que la tasa

ponderada obtenida para el usuario u (tras la etapa 5 del Algoritmo I) es igual a $\sum_{f=1}^J \tilde{R}(u, f)$ y, ciertamente, $\sum_{n=1}^K \sum_{f=1}^J \tilde{R}(u, f) = \sum_{n \in \mathcal{N}} r(\underline{A}^{(n)}, n)$. Invocando la segunda inecuación de (7) podemos deducir que para cada formato f , la tasa ponderada $R(u, f)$ calculada en el Algoritmo I satisface

$$R(u, f) = \sum_{f': f' \geq f} \alpha_{f, f'} \tilde{R}(u, f'). \quad (12)$$

Así, tras seleccionar $\hat{f} = \arg \max_{f: 1 \leq f \leq J} R(u, f)$, podemos garantizar que el usuario u obtiene una tasa de al menos

$$\max_{f: 1 \leq f \leq J} \sum_{f': f' \geq f} \alpha_{f, f'} \tilde{R}(u, f'). \quad (13)$$

Además, dado que el usuario u , por $\{\underline{g}^{(n)}\}_{n \in \mathcal{N}}$, es objeto de planificación solo en los RB en los que se le asignó en

origen un formato no menor que \hat{f} , invocando (7) y (5) podemos deducir que en cada RB de ese tipo las tasas de los usuarios coplanificados no disminuyen. En consecuencia, *con independencia de si el equilibrado de formatos se realiza secuencialmente entre usuarios o en paralelo para todos los usuarios*, podemos concluir que la garantía de la aproximación del caso más desfavorable del Algoritmo I para el caso dado es al menos

$$\min_u \frac{\max_{f: 1 \leq f \leq J} \sum_{f': f' \geq f} \alpha_{f, f'} \tilde{R}(u, f')}{\sum_{f=1}^J \tilde{R}(u, f)} = \min_u \frac{\max_{f: 1 \leq f \leq J} \sum_{f'=1}^J M_{f, f'} \tilde{R}(u, f')}{\sum_{f=1}^J \tilde{R}(u, f)}, \quad (14)$$

siendo la minimización exterior de todos los usuarios que fueron planificados por al menos un RB según los conjuntos $\{\underline{A}^{(n)}\}_{n \in \mathcal{N}}$. Así, a la garantía de aproximación del caso más desfavorable del Algoritmo I en todos los casos puede dársele una cota inferior usando la solución al problema

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}_+^J} \frac{\max_{f: 1 \leq f \leq J} \sum_{f'=1}^J M_{f, f'} x_{f'}}{\sum_{f=1}^J x_f}. \quad (15)$$

Claramente, dado que $M_{f, f} = 1, \forall f$, vemos que el valor mínimo en (15) no puede ser inferior a $\frac{1}{J}$. Las partes restantes del teorema siguen a la invocación de la Proposición 1.

Proposición 1. Para cualquier matriz $\mathbf{M} \in \mathbb{R}_+^{J \times J}$, siendo $J \geq 1$ un entero positivo fijado, se puede hallar la solución a

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}_+^J} \frac{\max_{i: 1 \leq i \leq J} \sum_{j=1}^J M_{i, j} x_j}{\sum_{i=1}^J x_i} \quad (16)$$

resolviendo un problema de minimización cuasi convexa. De forma más importante, la solución a (16) también puede ser hallada resolviendo el siguiente programa lineal para cualquier constante $S > 0$:

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}, \theta \in \mathcal{R}} \{\theta\} \\ & \text{s.t. } \mathbf{1}^T \mathbf{x} = S \\ & \sum_{j=1}^J M_{i,j} x_j \leq \theta S, \forall i. \end{aligned} \quad (17)$$

Además, en el caso especial de $\mathbf{M}^{-1} \mathbf{1} \geq 0$, la solución a (16) puede ser obtenida de forma cerrada como

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}} \frac{\max_{i:1 \leq i \leq J} \sum_{j=1}^J M_{i,j} x_j}{\sum_{i=1}^J x_i} = \frac{1}{\mathbf{1}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{1}}. \quad (18)$$

Demostración. Considérese el problema de optimización en (16) y supóngase que $\hat{\mathbf{x}}$ es una solución óptima con $\max_{i:1 \leq i \leq J} \sum_{j=1}^J M_{i,j} \hat{x}_j = \hat{\alpha}$ y $\mathbf{1}^T \hat{\mathbf{x}} = \hat{S}$, de modo que $\frac{\hat{\alpha}}{\hat{S}}$ sea el valor óptimo para (16). A continuación, consideremos el siguiente problema de minimización convexa para cualquier constante $S > 0$,

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}, \mathbf{1}^T \mathbf{x} = S} \left\{ \frac{1}{S} \max_{i:1 \leq i \leq J} \sum_{j=1}^J M_{i,j} x_j \right\}. \quad (19)$$

- 5 Claramente, $\tilde{\mathbf{x}} = \gamma \hat{\mathbf{x}}$, siendo $\gamma = \frac{S}{\hat{S}}$ viable para (19) y dando un valor de $\frac{\hat{\alpha}}{S}$. Esto implica que el valor óptimo de (19) no es mayor que $\frac{\hat{\alpha}}{S}$. Sin embargo, un valor óptimo de (19) que sea estrictamente menor que $\frac{\hat{\alpha}}{S}$ resultaría en una contradicción, dado que implicaría que el valor óptimo de (16) es también estrictamente menor que $\frac{\hat{\alpha}}{\hat{S}}$.

- 10 En consecuencia, para una $S > 0$ arbitrariamente fijada, el valor óptimo de (19) es idéntico al de (16). Entonces, (19) puede reformularse como en (17). Claramente, dado que las restricciones y el objetivo en (17) son afines, es un problema de optimización convexa, lo que implica que cualquier solución a las condiciones K.K.T. es también globalmente óptima. A continuación, las condiciones K.K.T. para (17) están dadas por

$$\begin{aligned} & \mathbf{1}^T \mathbf{x} = S; \mathbf{x} \in \mathbb{R}_+^J; \theta S \geq \sum_{j=1}^J M_{i,j} x_j \quad \forall i \\ & \beta^T \mathbf{1} = \frac{1}{S}; \beta^T \mathbf{M} = \lambda^T + \delta \mathbf{1}^T; \beta \in \mathbb{R}_+^J; \lambda \in \mathbb{R}_+^J \end{aligned} \quad (20)$$

$$\lambda \odot \mathbf{x} = \mathbf{0}; \beta \odot (\mathbf{M}\mathbf{x} - \theta S \mathbf{1}) = \mathbf{0}; \delta \in \mathbb{R},$$

denotando \odot el producto de Hadamard. A continuación, supongamos que $\mathbf{M}^{-1} \mathbf{1} \geq 0$. Entonces, consideremos una elección particular

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= (\theta S) \mathbf{M}^{-1} \mathbf{1}; \theta = \frac{1}{\mathbf{1}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{1}} \\ \delta &= \frac{1}{S^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{1}}; \lambda = \mathbf{0}; \beta^T = \delta \mathbf{1}^T \mathbf{M}^{-1}. \end{aligned} \quad (21)$$

- 15 Puede verificarse que la elección de (21) satisface las condiciones K.K.T. de (20) y, por ende, debe producir un valor óptimo global para (17) y, así, el valor óptimo para (16). Se puede verificar que este valor óptimo es $\frac{1}{\mathbf{1}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{1}}$.

Tenemos el siguiente importante corolario al Teorema 2. Es pertinente a un valor particular para la matriz \mathbf{M} que se obtiene cuando un formato $i, 1 \leq i \leq J$ implica una asignación de i flujos de símbolos y cuando la función de tasa en cada RB para una hipótesis dada es calculada asumiendo códigos gaussianos punto a punto para cada enlace de

transceptor, decodificación de un único usuario en cada usuario y un método de precodificación de transmisión a partir de una clase de métodos de precodificación de transmisión (que incluye tanto la precodificación SLNR como la basa en el alineamiento de interferencias).

Corolario 1. *Considérese la matriz triangular superior $\mathbf{M} \in \mathbb{R}_+^{J \times J}$, siendo $J \geq 1$ un entero positivo fijado, definido como*

5

$$M_{i,j} = \begin{cases} \frac{i}{j}, & \text{si } 1 \leq i \leq j \leq J \\ 0 & \text{en los demás casos} \end{cases} \quad (22)$$

Entonces, su inversa es una matriz bidiagonal dada por $\mathbf{L} = \mathbf{M}^{-1}$, siendo

$$L_{i,j} = \begin{cases} 1, & \text{si } i = j \\ -\frac{i}{j}, & \text{si } i = j - 1 \\ 0, & \text{en los demás casos} \end{cases} \quad (23)$$

Además, en este caso $\mathbf{L}\mathbf{1} \succeq 0$ y tenemos que

$$\Delta = \frac{1}{\sum_{j=1}^J \frac{1}{j}}. \quad (24)$$

Obsérvese de (24) que el factor de aproximación decae con J como $\frac{1}{\ln(J)}$, que es mucho más lento que $\frac{1}{J}$.

10 Hacemos notar que aunque el Algoritmo I es conceptualmente simple y podemos ofrecer una aproximación de factor constante, la complejidad de su implementación puede ser muy elevada. De hecho, su complejidad es $O(N(KJ)^B)$ y no es viable en muchos escenarios. En este contexto, hacemos notar que, dado que el problema de (6) subsume el problema muy NP-difícil del conjunto (MWIS) independiente de la ponderación máxima, una complejidad exponencial con respecto a B es el precio probable que tenemos que pagar para obtener un factor de aproximación independiente de B . En consecuencia, en lo sucesivo adoptaremos un marco iterativo para diseñar algoritmos de

15 aproximación que hagan la complejidad polinómica incluso en B pero introduzcan una penalización de $\frac{1}{B}$ en las garantías de aproximación.

Para diseñar los algoritmos iterativos, definimos en primer lugar una función de tasa incremental. En particular, para cualquier $n \in \mathcal{N}$, cualquier $\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}$ y cualquier $\underline{e} \in \underline{\Omega}$, definimos

$$\tilde{r}(\underline{e}, \underline{A}, n) = (r(\underline{e} \cup \underline{A}, n) - r(\underline{A}, n))^+, \quad (25)$$

20 siendo $(x)^+ = \max\{0, x\}$, $x \in \mathbb{R}$. Obsérvese que, como consecuencia de (3), $\tilde{r}(\underline{e}, \underline{A}, n) = 0$ si existe un elemento $\underline{e}' \in \underline{A}$ tal que $b_{\underline{e}} = b_{\underline{e}'}$ o $u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}$. Definimos ahora un problema de planificación por etapa que será resuelto de forma aproximada en cada etapa de iteración. Dado un conjunto de elementos planificados en cada RB hasta el momento, $\{\underline{A}^{(n)}\}_{n=1}^N$, junto con un conjunto de elementos \underline{B} del que pueden seleccionarse nuevos elementos, el problema de planificación por etapa se define como

$$\begin{aligned}
 & \max_{\substack{\{\mathcal{X}_{\underline{e},n} \in \{0,1\}, \\ \underline{e} \in \underline{\mathcal{B}}, n \in \mathcal{N}\}}} \sum_{\underline{e} \in \underline{\mathcal{B}}} \sum_{n \in \mathcal{N}} \tilde{r}(\underline{e}, \mathcal{A}^{(n)}, n) \mathcal{X}_{\underline{e},n} \\
 & \sum_{\underline{e} \in \underline{\mathcal{B}}} \mathcal{X}_{\underline{e},n} \leq 1, \forall n \\
 & \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{e},n} \right) \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{e}',n} \right) = 0, \forall \underline{e}, \underline{e}' \subseteq \underline{\mathcal{B}} : u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, f_{\underline{e}} \neq f_{\underline{e}'}; \\
 & \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{e},n} \right) \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{e}',n} \right) = 0, \forall \underline{e}, \underline{e}' \subseteq \underline{\mathcal{B}} : u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, b_{\underline{e}} \neq b_{\underline{e}'}, \text{ [para CDPS]}
 \end{aligned} \tag{26}$$

A continuación, definimos una familia de conjuntos $\underline{\mathcal{I}}$ como sigue. Todos los elementos aislados de $\underline{\Omega}$ son miembros de $\underline{\mathcal{I}}$. Además,

$$\text{Para CS/CB o DPS: } \underline{\mathcal{A}} \in \underline{\mathcal{I}} \text{ si y solo si } \forall \underline{e}, \underline{e}' \in \underline{\mathcal{A}}, u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'} \Rightarrow f_{\underline{e}} = f_{\underline{e}'}. \tag{27}$$

$$\text{Para CDPS: } \underline{\mathcal{A}} \in \underline{\mathcal{I}} \text{ si y solo si } \forall \underline{e}, \underline{e}' \in \underline{\mathcal{A}}, u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'} \Rightarrow \underline{e} = \underline{e}'. \tag{28}$$

La familia definida anteriormente posee la siguiente propiedad, que se colige de las definiciones básicas.

5 **Proposición 2.** La familia de conjuntos definida en (27) o (28) es una familia de independencia. En consecuencia $(\underline{\Omega}, \underline{\mathcal{I}})$ es una matroide.

A continuación, dados los subconjuntos $\{\underline{\mathcal{A}}^{(n)} \subseteq \underline{\Omega}\}_{n \in \mathcal{N}}$ y cualquier $\underline{\mathcal{S}} \subseteq \underline{\Omega}$, definimos otra función de conjuntos

$$g(\underline{\mathcal{S}} | \{\underline{\mathcal{A}}^{(n)}\}_{n \in \mathcal{N}}) = \sum_{n \in \mathcal{N}} \max_{\underline{e} \in \underline{\mathcal{S}}} \{\tilde{r}(\underline{e}, \underline{\mathcal{A}}^{(n)}, n)\}. \tag{29}$$

10 Obsérvese que la función de conjuntos $g(\cdot)$ recoge la mejor ganancia incremental posible en cada RB. Ahora estamos listos para describir dos de nuestros algoritmos iterativos. Ofrecemos el Algoritmo II, que es un algoritmo iterativo simple (denominado algoritmo submodular iterativo) para resolver (6) aproximadamente. Además, cuando el esquema CoMP es CS/CB o DPS, también proporcionamos el Algoritmo III, denominado algoritmo iterativo de equilibrado de formatos, que es otro planteamiento simple para resolver (6) de forma aproximada. Obsérvese que en cada iteración de cualquiera de los dos algoritmos iterativos, las decisiones adoptadas en las iteraciones previas se mantienen fijas. Las nuevas asignaciones de los RB, los TP servidores y los formatos para usuarios son efectuadas resolviendo el problema de planificación "por etapa" de (26) y el resultado obtenido garantiza una mejora en la
 15 utilidad del sistema mientras mantiene la viabilidad. La principal diferencia entre los dos algoritmos está en el método usado para resolver aproximadamente el problema de planificación por etapa. En cuanto a la no aplicabilidad del Algoritmo III para CDPS, hacemos notar que el equilibrado en cada iteración del Algoritmo III es con respecto al formato de un usuario. Aunque tal equilibrado puede también efectuarse con respecto al TP servidor de un usuario, en general no puede derivarse entonces ninguna garantía demostrable, dado que los canales vistos por un usuario desde dos TP diferentes en el grupo pueden ser arbitrariamente diferentes. Además, la etapa de poda en cualquiera de los dos algoritmos, dado un subconjunto seleccionado $\underline{\mathcal{S}}_1$, se realiza como sigue:

$$\underline{\mathcal{B}} = \begin{cases} \underline{\mathcal{B}} \setminus \{\underline{e} \in \underline{\Omega} : \exists \underline{e}' \in \underline{\mathcal{S}}, u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, \text{ y } f_{\underline{e}} \neq f_{\underline{e}'}\}, & \text{si CS/CB o DPS} \\ \underline{\mathcal{B}} \setminus \{\underline{e} \in \underline{\Omega} : \exists \underline{e}' \in \underline{\mathcal{S}}, u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, \text{ y } \underline{e} \neq \underline{e}'\}, & \text{si CDPS} \\ \underline{\mathcal{B}} \setminus \{\underline{e} \in \underline{\Omega} : \exists \underline{e}' \in \underline{\mathcal{S}}, u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}\}, & \text{si es agresivo} \end{cases} \tag{30}$$

Obsérvese que la opción de poda agresiva subsume la poda CS/CB o DPS, así como la de CDPS y, por ende, es aplicable, si está habilitada, en todos los casos. A continuación, especializando la utilidad a un solo usuario, tenemos las inecuaciones siguientes:

$$r(\underline{e}', n) \geq \beta_{\underline{e}, \underline{e}'} r(\underline{e}, n), \quad \forall \underline{e}, \underline{e}' \in \underline{\Omega} \tag{31}$$

25 Para algunas constantes $\beta_{i,j}, 1 \leq i, j \leq J$ con $\beta_{i,i} = 1, \forall i$. Definimos entonces la matriz $\mathbf{G} \in \mathbf{IR}_+^{J \times J}$, en la que

$$\mathbf{G}_{i,j} = \beta_{i,j}, \text{ siendo } \beta_{i,j} \in [0, 1], \forall 1 \leq i, j \leq J. \tag{32}$$

Obsérvese que, dado que siempre podemos hacer $\beta_{i,j} = 0$, la propia (31) no resulta en ninguna pérdida de generalidad. Hacemos notar que aquí contemplamos la posibilidad de $\beta_{i,j} > 0$ para $i > j$, por lo que no es preciso que la matriz \mathbf{G} sea triangular superior. Además, siempre que se cumple (7), podemos deducir que $\beta_{i,j} \geq \alpha_{i,j} \forall 1 \leq i \leq j \leq J$. El siguiente resultado sobre las garantías de aproximación para estos dos algoritmos es válido se habilite o no la poda agresiva.

Teorema 3. *El algoritmo submodular ofrece una solución que tiene una garantía de caso más desfavorable de al menos $\frac{1}{2B}$. Para CS/CB o DPS, el algoritmo iterativo de equilibrado de formatos ofrece una solución que tiene una garantía de caso más desfavorable de al menos $\frac{\Gamma}{B}$, en la que Γ satisface $\Gamma \geq \frac{1}{J}$ y puede ser determinada a través de un programa lineal*

$$\begin{aligned} \Gamma = \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}_c^J, \theta \in \mathcal{R}_c} \{ & \theta \} \\ \text{s.t. } \mathbf{1}^T \mathbf{x} = & S \\ \sum_{j=1}^J \mathbf{G}_{i,j} x_j \leq & \theta S, \forall i \end{aligned} \quad (33)$$

para cualquier $S > 0$ arbitrariamente fijada y estando definida en (32) la matriz \mathbf{G} . Además, cuando $\mathbf{G}^{-1} \mathbf{1} \succeq 0$, tenemos que $\Gamma = \frac{1}{\mathbf{1}^T \mathbf{G}^{-1} \mathbf{1}}$.

Demostración. Hacemos notar en primer lugar que, dado que la función de utilidad es subaditiva (es decir, satisface (5)), para cualquier conjunto $\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}$ y cualquier $n \in \mathcal{N}$ tenemos que $r(\underline{A}, n) \leq B \max_{\underline{e} \in \underline{A}} r(\underline{e}, n)$. Entonces, dada cualquier solución óptima para (6), podemos retener el mejor elemento (que produce la mayor tasa ponderada para un solo usuario) en cada RB y la tasa de la suma ponderada resultante estará dentro de una fracción $\frac{1}{B}$ de la óptima. Además, dado que la solución así obtenida es una solución viable para el problema de planificación por etapa en (26) con $\underline{B} = \underline{\Omega}$ y $\underline{A}^{(n)} = \phi$, $\forall n$, podemos concluir que la solución óptima al problema de planificación por etapa con $\underline{B} = \underline{\Omega}$ y $\underline{A}^{(n)} = \phi$, $\forall n$ estará al menos dentro de $\frac{1}{B}$ de la óptima para (6). Además, cualquier solución viable de (26) es claramente viable para (6).

Consideremos ahora el algoritmo submodular iterativo. Observemos, entonces, que el problema de planificación por etapa en (26) puede reformularse como

$$\max_{\underline{B} \subseteq \underline{\Omega}, \underline{A}^{(n)} \subseteq \underline{A}} g\left(\underline{S} \setminus \left\{ \underline{A}^{(n)} \right\}_{n \in \mathcal{N}}\right). \quad (34)$$

Obsérvese que, dado que cada etapa del algoritmo iterativo produce una mejora monótona en la función de utilidad junto con una solución que es viable para (6), es suficiente para mostrar que la tasa de la suma ponderada obtenida después de la primera etapa se encuentra dentro de $\frac{1}{2}$ de su valor óptimo correspondiente, es decir, la solución óptima al problema de planificación por etapa con $\underline{B} = \underline{\Omega}$ y $\underline{A}^{(n)} = \phi$, $\forall n$. Con este fin, hacemos notar que la función $g: 2^{\underline{\Omega}} \rightarrow \mathcal{R}_+$ es una función monótona de conjuntos submodulares e, invocando la Proposición 2, vemos que el problema en (34) (con $\underline{B} = \underline{\Omega}$ y $\underline{A}^{(n)} = \phi$, $\forall n$) es el de maximizar una función monótona de conjuntos sobre una matroide. Es muy sabido que, para este problema, un simple algoritmo voraz produce una aproximación de 1/2. El Algoritmo II es, ciertamente, una adaptación de ese algoritmo voraz al problema que nos ocupa y, por ende, produce una aproximación de 1/2.

Consideremos ahora el algoritmo iterativo de equilibrado de formatos y supongamos que el esquema CoMP es CS/CB o DPS. Aquí hacemos notar de nuevo que cada etapa del algoritmo iterativo produce una mejora monótona en la función de utilidad junto con una solución que es viable para (6). En consecuencia, nos centramos en la primera etapa, con $\underline{B} = \underline{\Omega}$ y $\underline{A}^{(n)} = \phi$, $\forall n$. Obsérvese que una diferencia clave entre los procedimientos de equilibrado de formatos en los Algoritmos I y III es que en este case en cualquier RB permitimos la posibilidad de asignar un formato superior a un usuario que la provisionalmente asignada a ese usuario después de la etapa de maximización que ignora la restricción de formatos por usuario, con la condición de que la tasa de la suma ponderada global obtenida en ese RB mejore. Entonces, usando argumentos similares a los presentados para

demostrar el Teorema 2 podemos mostrar que la solución obtenida produce una tasa de la suma ponderada dentro de al menos una fracción Γ de su homóloga óptima, en la que Γ está dada por (33).

5 Tenemos el siguiente corolario importante al Teorema 3 cuando se especializa al algoritmo iterativo de equilibrado de formatos. Es pertinente a un valor particular para la matriz \mathbf{G} que se obtiene cuando un formato $i, 1 \leq i \leq J$ implica una asignación de i flujos de símbolos y cuando se calcula la función de tasa de un solo usuario en cada RB para un formato dado suponiendo la decodificación por un solo usuario de código gaussiana punto a punto en cada usuario y un método de precodificación de entre la clase anteriormente mencionada de métodos de precodificación (que incluye precodificación óptima de un solo usuario cuando está restringida al caso de un solo usuario).

Corolario 2. *Considérese la matriz $\mathbf{G} \in \mathbb{R}_+^{J \times J}$, siendo $J \geq 1$ un entero positivo fijado, definido como*

$$G_{i,j} = \frac{\min\{i,j\}}{\max\{i,j\}}, \quad 1 \leq i, j \leq J. \quad (35)$$

10 *Su inversa es una matriz tridiagonal dada por $\mathbf{L} = \mathbf{G}^{-1}$, siendo*

$$L_{i,j} = \begin{cases} -\frac{j(j-1)}{2j-1}, & \text{si } i = j-1 \\ \frac{4j^3}{4j^2-1}, & \text{si } i = j \\ -\frac{j(j+1)}{2j+1}, & \text{si } i = j+1 \\ 0, & \text{en los demás casos} \end{cases} \quad (36)$$

Además, en este caso $L_1 \geq 0$ y tenemos que

$$\Gamma = \frac{1}{\sum_{j=1}^J \frac{1}{2(j-1)+1}}. \quad (37)$$

Obsérvese, por (37) que el factor de aproximación decae con J como $\frac{2}{\ln(J)}$. Además, usando (37) podemos deducir que todas las $J \leq 7$, tenemos $\Gamma > 1/2$, de modo que en este régimen, el algoritmo iterativo de equilibrado de formatos ofrece una garantía superior a la del algoritmo submodular iterativo.

15 2.1 Problemas de implementación

Ahora exponemos brevemente algunas características que pueden ser usadas para acelerar el tiempo de ejecución y/o mejorar el rendimiento de los Algoritmos II y III.

• **Poda agresiva:** La opción de la poda agresiva es la opción más agresiva en término de poda de la cantera de elementos (que pueden ser elegidos) después de cada iteración y, por ende, logra una reducción de la complejidad. De hecho, con esta opción se eliminan todos los elementos que contienen un usuario que ha sido seleccionado antes. En nuestras simulaciones observamos que aunque esta opción causa una degradación insignificante en el rendimiento de la CS/CB, tanto la DPS como la CDPS se benefician realmente de esta opción, dado que tiende a evitar los máximos locales muy subóptimos.

• **Evaluaciones perezosas:** Recuérdese que en cada iteración del Algoritmo II empleamos un método voraz para maximizar aproximadamente una función submodular. Entonces, para lograr la aceleración puede usarse la técnica de *evaluaciones perezosas*, que aprovecha la propiedad de ganancias marginales decrecientes de las funciones de conjuntos submodulares.

• **Evaluación subóptima de la función de tasa incremental:** Hacemos notar aquí que la debida evaluación de la función de tasa incremental requeriría el recálculo de parámetros tales como los precodificadores de transmisión incluso para los usuarios seleccionados en las iteraciones previas en un RB. En vez de ello, puede realizarse una evaluación subóptima en las interacciones intermedias en las que no cambian estos parámetros asociados con las decisiones anteriores.

• **Posprocesamiento:** Tras la terminación de los Algoritmos II y III, se asigna a cada usuario planificado un formato, un conjunto de varios RB y un TP servidor en cada RB tal. Entonces, manteniendo el formato (y el TP servidor en caso de CDPS) asignado a cada usuario planificado y asignando el formato más robusto $f = 1$ a los no

- planificados y permitiendo que tales usuarios sean servidos únicamente por sus TP ancla, podemos refinar las hipótesis seleccionadas en cada RB. Dado que ahora a cada usuario se le asigna un solo formato (y un solo TP servidor en caso de CDPS), el refinamiento puede hacerse independientemente en los RB sin violar la restricción de, como mucho, un formato por usuario planificado (y la restricción de, como mucho, un solo TP servidor en caso de CDPS). Puede usarse cualquier regla simple de refinamiento, con la condición de que garantice una mejora monótona. En nuestras simulaciones empleamos una evaluación de la tasa incremental subóptima en las iteraciones intermedias, junto con un refinamiento voraz simple en la etapa posprocesamiento. Observamos que el beneficio derivado de tal refinamiento es máximo cuando los esquemas CoMP seleccionados son DPS o CDPS.

3 Memorias tampón finitas: Subasta combinatoria

- 10 Ahora incorporamos memorias tampón finitas a nuestro problema de optimización. Supondremos que como esquema CoMP se usa CS/CB o CDPS. Esta suposición se realiza por conveniencia de la exposición y hacemos notar que todos los resultados siguientes también son válidos para la DPS. Entonces, dejando que Q_u, ϑ_u denote el tamaño de la memoria tampón (en bits) del usuario u y el coeficiente de ponderación de su planificación,¹ respectivamente, obtenemos el problema de optimización dado por

$$\begin{aligned} & \max_{\substack{\{\mathcal{X}_{\underline{A},n} \in \{0,1\}; \\ \underline{A} \subseteq \underline{\Omega}, n \in \mathcal{N}\}}} \sum_{u \in \{1, \dots, K\}} \min \left\{ \sum_{\underline{e} \in \underline{\Omega}, u_{\underline{e}}=u} \sum_{\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}: \underline{e} \in \underline{A}} \sum_{n \in \mathcal{N}} r_{\underline{e}}(\underline{A}, n) \mathcal{X}_{\underline{A},n} \vartheta_u Q_u \right\} \\ & \sum_{\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}} \mathcal{X}_{\underline{A},n} \leq 1, \forall n \\ & \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{A},n} \right) \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{B},n} \right) = 0, \forall \underline{A}, \underline{B} \subseteq \underline{\Omega}: \exists \underline{e} \in \underline{A}, \underline{e}' \in \underline{B} \text{ y } u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, f_{\underline{e}} \neq f_{\underline{e}'}; \\ & \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{A},n} \right) \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{B},n} \right) = 0, \forall \underline{A}, \underline{B} \subseteq \underline{\Omega}: \exists \underline{e} \in \underline{A}, \underline{e}' \in \underline{B} \text{ y } u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, b_{\underline{e}} \neq b_{\underline{e}'}, \text{ para CDPS} \end{aligned} \quad (38)$$

- 15 Para resolver (38) aproximadamente introducimos otro problema más simple dado por

$$\begin{aligned} & \max_{\substack{\{\mathcal{X}_{\underline{e},n} \in \{0,1\}; \\ \underline{e} \in \underline{\Omega}, n \in \mathcal{N}\}}} \sum_{u \in \{1, \dots, K\}} \min \left\{ \sum_{\underline{e} \in \underline{\Omega}, u_{\underline{e}}=u} \sum_{n \in \mathcal{N}} r(\underline{e}, n) \mathcal{X}_{\underline{e},n} \vartheta_u Q_u \right\} \\ & \sum_{\underline{e} \in \underline{\Omega}} \mathcal{X}_{\underline{e},n} \leq 1, \forall n \\ & \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{e},n} \right) \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{e}',n} \right) = 0, \forall \underline{e}, \underline{e}' \subseteq \underline{\Omega}: u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, f_{\underline{e}} \neq f_{\underline{e}'}; \\ & \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{e},n} \right) \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{e}',n} \right) = 0, \forall \underline{e}, \underline{e}' \subseteq \underline{\Omega}: u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, b_{\underline{e}} \neq b_{\underline{e}'}, \text{ para CDPS} \end{aligned} \quad (39)$$

La relación entre las soluciones óptimas y (38) y (39) está dada por el resultado siguiente.

Proposición 3. *La solución óptima a (39) es viable para (38) y produce un valor que no es menor que un factor $\frac{1}{B}$ veces el producido por la solución óptima de (38).*

Demostración. Consideremos entonces una asignación óptima a (38), digamos $\{\hat{\underline{A}}^{(n)}\}_{n \in \mathcal{N}}$, y para esa solución

- 20 denote \mathcal{G}'_b al conjunto de usuarios servidos por el TP b , siendo $b = 1, \dots, B$. Bajo tanto CS/CB y CDPS tenemos que estos conjuntos no se solapan; es decir, $\mathcal{G}'_k \cap \mathcal{G}'_j = \emptyset, \forall k \neq j$. Además, la utilidad global puede expandirse como

$\sum_{b=1}^B R_b$, siendo R_b la suma ponderada de las tasas de todos los usuarios en \mathcal{G}'_b , en la que están incluidas las restricciones de memoria tampón finita por usuario. A continuación, consideremos un TP b y supongamos que en cada RB $n \in \mathcal{N}$ un genio elimina la interferencia causada al usuario que es servido por el TP b , la cual procede de transmisiones coplanificadas por otros TP. Invocando la propiedad de (5), podemos ver que la tasa de la suma ponderada resultante \hat{R}_b será, al menos, tan grande como R_b . Sin embargo, puede lograrse \hat{R}_b por medio de una solución particular a (39) derivada de $\{\hat{\underline{A}}^{(n)}\}_{n \in \mathcal{N}}$, en la que solo se retiene el elemento que contiene a un usuario en

¹ Sin pérdida de optimalidad, podemos dar por sentado que los coeficientes de ponderación de usuario están normalizados para que se encuentren en $[0, 1]$.

\mathcal{G}'_b en cada $\hat{A}^{(n)}$ (obsérvese que solo puede haber un elemento tal en cada $\hat{A}^{(n)}$) y que los otros son expurgados. Esto implica que la solución óptima a (39) produce un valor que es una cota superior para cada \hat{R}_b , $b=1, \dots, B$, lo que, a su vez, nos permite concluir que el teorema es verdadero.

Ahora ofrecemos la proposición siguiente. Usaremos de forma intercambiable utilidad por usuario y valoraciones.

- 5 **Proposición 4.** *El problema de {39} es un problema de subasta combinatoria con valoraciones fraccionalmente subaditivas.*

Demostración. Introducimos una función de utilidad $h: \{1, \dots, K\} \times 2^{\mathcal{N}} \rightarrow \mathbf{IR}_+$ definida con cierto abuso de notación como

$$h(u, \mathcal{R}) = \begin{cases} \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \max_{f \in \mathcal{F}} \sum_{n \in \mathcal{R}} r((u, f, b), n) \right\}, & \text{CS/CB } b: u \in \mathcal{G}_b \\ \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \max_{f \in \mathcal{F}, b \in \{1, \dots, B\}} \sum_{n \in \mathcal{R}} r((u, f, b), n) \right\}, & \text{CDPS.} \end{cases} \quad (40)$$

Entonces, podemos reformular el problema de (39) como

$$\begin{aligned} \max_{\substack{\{\tilde{\chi}_{u, \mathcal{R}} \in \{0, 1\}: \\ u \in \{1, \dots, K\}, \mathcal{R} \subseteq \mathcal{N}\}}} & \sum_{u \in \{1, \dots, K\}} \sum_{\mathcal{R} \subseteq \mathcal{N}} h(u, \mathcal{R}) \tilde{\chi}_{u, \mathcal{R}} \\ & \sum_{\mathcal{R} \subseteq \mathcal{R}} \sum_u \tilde{\chi}_{u, \mathcal{R}} \leq 1, \quad \forall n \in \mathcal{N} \\ & \sum_{\mathcal{R}} \tilde{\chi}_{u, \mathcal{R}} \leq 1, \quad \forall u \in \{1, \dots, K\}. \end{aligned} \quad (41)$$

- 10 Claramente, el problema de (41) está en la forma de un problema estándar de subasta combinatoria (también denominado problema de maximización del bienestar) en el que los objetos en \mathcal{N} tienen que ser asignados de manera no solapante a los K usuarios. Entonces, queda por demostrar que, para cada usuario u , la función de conjuntos $h(u, \cdot)$ es fraccionalmente subaditiva. Invocando la definición de tal función, tenemos que demostrar que se cumple la siguiente propiedad. Para cualquier conjunto dado $S \subseteq \mathcal{N}$ y cualquier cubierta fraccionaria $\{\eta_q, \mathcal{T}_q\}$

- 15 de S , es decir, $\eta_q \in [0, 1]$, $\mathcal{T}_q \subseteq \mathcal{N} \forall q$ y $\sum_{q \in \mathcal{T}} \eta_q \geq 1, \forall n \in S$, tenemos que demostrar que

$$h(u, S) \leq \sum_q \eta_q h(u, \mathcal{T}_q). \quad (42)$$

Para demostrar (42), sea $\underline{e} = (u, f, b)$ un elemento que es óptimo para el usuario u y el conjunto S , es decir

$$h(u, S) = \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n) \right\}. \quad (43)$$

Consideremos en primer lugar el caso en que $h(u, S) = \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n) \leq \vartheta_u Q_u$. Usando la inecuación

$$h(u, \mathcal{T}_q) \geq \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{n \in \mathcal{T}_q} r(\underline{e}, n) \right\} \geq \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{n \in \mathcal{T}_q \cap S} r(\underline{e}, n) \right\} = \sum_{n \in \mathcal{T}_q \cap S} r(\underline{e}, n), \quad (44)$$

tenemos que

$$\sum_q \eta_q h(u, \mathcal{T}_q) \geq \sum_q \eta_q \sum_{n \in \mathcal{T}_q \cap S} r(\underline{e}, n) = \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n) \underbrace{\sum_{q \in \mathcal{T}_q} \eta_q}_{\geq 1} \geq \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n) = h(u, S), \quad (45)$$

- lo que demuestra (42) para este caso. Entonces, queda por demostrar (42) cuando $h(u, S) = \vartheta_u Q_u \leq \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n)$. En este caso podemos encontrar un subconjunto $\mathcal{R} \subseteq S$ tal que $\sum_{n \in \mathcal{R}} r(\underline{e}, n) \geq \vartheta_u Q_u$, pero todos sus subconjuntos estrictos $\mathcal{A} \subset \mathcal{R}$ satisfagan $\sum_{n \in \mathcal{A}} r(\underline{e}, n) < \vartheta_u Q_u$. Tras obtener tal \mathcal{R} , podemos dividir la cubierta $\{\mathcal{T}_q\}$ en dos
- 20

partes $\{\mathcal{T}_q\}_{q \in \mathcal{I}_1} : \mathcal{R} \subseteq \mathcal{T}_q \forall q \in \mathcal{I}_1$ y los conjuntos restantes de la cubierta están en $\{\mathcal{T}_q\}_{q \in \mathcal{I}_2}$. Claramente, tenemos que, dado que $\sum_{n \in \mathcal{T}_q} r(\underline{e}, n) \geq \vartheta_u Q_u \forall q \in \mathcal{I}_1$, $h(u, \mathcal{T}_q) = \vartheta_u Q_u \forall q \in \mathcal{I}_1$. En consecuencia,

$$\sum_q \eta_q h(u, \mathcal{T}_q) \geq \vartheta_u Q_u \underbrace{\sum_{q \in \mathcal{I}_1} \eta_q}_{\beta} + \sum_{q \in \mathcal{I}_2} \eta_q \sum_{n \in \mathcal{T}_q \cap \mathcal{R}} r(\underline{e}, n) = \vartheta_u Q_u \beta + \underbrace{\sum_{n \in \mathcal{R}} r(\underline{e}, n)}_{\geq \vartheta_u Q_u} \sum_{q \in \mathcal{I}_2, n \in \mathcal{T}_q} \eta_q. \quad (46)$$

Obsérvese que si $\beta \geq 1$ la inecuación deseada ya está demostrada. Por otro lado, si $\beta < 1$ entonces, aprovechando el hecho de que $\{\eta_q, \mathcal{T}_q\}$ es una cubierta fraccionaria de \mathcal{S} , podemos deducir que, para cada $n \in \mathcal{R}$,

$$5 \quad \sum_{q \in \mathcal{I}_2, n \in \mathcal{T}_q} \eta_q \geq 1 - \sum_{q \in \mathcal{I}_1, n \in \mathcal{T}_q} \eta_q \geq 1 - \beta, \text{ lo cual, usando (46), produce el resultado deseado.}$$

Ahora ofrecemos un importante resultado que es de interés independiente. Se ha demostrado que cualquier función de conjuntos fraccionariamente subaditiva puede ser expresada como un máximo sobre funciones de conjuntos lineales. En particular, esto significa que existen T funciones lineales $g^{(j)} : \{1, \dots, K\} \times \mathcal{N} \rightarrow \mathbf{IR}_+$, $1 \leq j \leq T$, tal que

$$h(u, \mathcal{R}) = \max_j \left\{ \sum_{n \in \mathcal{R}} g^{(j)}(u, n) \right\}, \quad \forall u \in \{1, \dots, K\} \text{ y } \mathcal{R} \subseteq \mathcal{N}. \quad (47)$$

La propiedad de (47) lleva al resultado siguiente.

10 **Proposición 5.** *El problema de subasta combinatoria con valoraciones fraccionariamente subaditivas puede ser reformulado como la maximización de una función monótona de conjuntos submodulares sujeta a una restricción de matroide.*

Demostración. Definamos en primer lugar un conjunto $\Psi = \{(u, j) : 1 \leq u \leq K \text{ y } 1 \leq j \leq T\}$ y una función de conjuntos $\tilde{h} : 2^\Psi \rightarrow \mathbf{IR}_+$ $\tilde{h} : 2^\Psi \rightarrow \mathbf{IR}_+$ como

$$\tilde{h}(\mathcal{A}) = \sum_{n \in \mathcal{N}} \max_{(u, j) \in \mathcal{A}} \{g^{(j)}(u, n)\}, \quad \forall \mathcal{A} \subseteq \Psi. \quad (48)$$

15 Puede demostrarse que la función de conjuntos $\tilde{h}(\cdot)$ es una función monótona de conjuntos submodulares. Definimos entonces una división de Ψ como $\Psi = \bigcup_{u=1}^K \Psi_u$, siendo $\Psi_u = \{(u, j) : 1 \leq j \leq T\}, \forall u$. Usando esta división, podemos definir una familia de subconjuntos de Ψ , *denotada por* $\tilde{\mathcal{I}}$, como

$$\mathcal{A} \subseteq \Psi : |\mathcal{A} \cap \Psi_u| \leq 1 \quad \forall u \Rightarrow \mathcal{A} \in \tilde{\mathcal{I}}. \quad (49)$$

20 Puede probarse que la familia $\tilde{\mathcal{I}}$ es una familia de independencia y, por ende, $(\Psi, \tilde{\mathcal{I}})$ es una matroide, una matroide de división en particular. Teniendo en cuenta estos hechos, podemos obtener una reformulación de (41) como

$$\max_{\mathcal{A} \in \tilde{\mathcal{I}}} \tilde{h}(\mathcal{A}), \quad (50)$$

que produce la demostración deseada.

25 El beneficio clave de esta reformulación es que (50) puede resolverse aproximadamente con una aproximación de 1/2 usando un algoritmo voraz simple. De hecho, el lector interesado observará que tal reformulación ya fue aprovechada en el algoritmo submodular iterativo. En este contexto hacemos notar que un algoritmo con aproximación de 1/2 fue desarrollado anteriormente para la subasta combinatoria con valoraciones de la forma en (47) (allí denominadas valoraciones XOS). Sin embargo, la reformulación en la Proposición 5 es más útil, ya que ahora disponemos de más algoritmos útiles para la maximización de funciones submodulares con diversas restricciones (tales como múltiples mochilas, sistema p). Desgraciadamente, el inconveniente es que T puede depender exponencialmente de $|\mathcal{N}|$, lo que significa que incluso el algoritmo voraz puede no tener complejidad

30 polinómica. De hecho, ocurre que es así para nuestra utilidad por usuario en (40) y, por ende, la obtención de un algoritmo voraz de tiempo polinómico supone un reto. No obstante, otro planteamiento descrito más abajo produce un algoritmo aleatorizado de tiempo polinómico.

Enunciamos en primer lugar el postulado siguiente, que se colige directamente del procedimiento de redondeo inconsciente desarrollado en la técnica anterior.

Postulado 1. Dada cualquier solución viable a la relajación LP de (41), que es

$$\begin{aligned} \max_{\substack{\{\tilde{\mathcal{X}}_{u,\mathcal{R}} \in \{0,1\}: \\ u \in \{1, \dots, K\}, \mathcal{R} \subseteq \mathcal{N}\}}} & \sum_{u \in \{1, \dots, K\}} \sum_{\mathcal{R} \subseteq \mathcal{N}} h(u, \mathcal{R}) \tilde{\mathcal{X}}_{u,\mathcal{R}} \\ & \sum_{\mathcal{R} \subseteq \mathcal{R}} \sum_u \tilde{\mathcal{X}}_{u,\mathcal{R}} \leq 1, \quad \forall n \in \mathcal{N} \\ & \sum_{\mathcal{R}} \tilde{\mathcal{X}}_{u,\mathcal{R}} \leq 1, \quad \forall u \in \{1, \dots, K\}, \end{aligned} \quad (51)$$

5 puede obtenerse una solución viable para (41) tal que su valor correspondiente no sea inferior a un factor $(1-1/e)$ veces el correspondiente a la solución viable para el LP (51).

Oráculo de separación: Dado cualquier conjunto de precios $p_n \in \mathbf{IR}_+, \forall n \in \mathcal{N}$, para cada usuario u un oráculo de separación devuelve el subconjunto $\hat{S} = \arg \max_{S \subseteq \mathcal{N}} \{h(u, S) - p(S)\}$, donde hacemos $p(S) = \sum_{n \in S} p_n$.

10 Parece intratable construir tal oráculo para nuestra función de utilidad por usuario. No obstante, con la suposición razonable de que, para cada elemento $\underline{e} \in \underline{\Omega}$ y $n \in \mathcal{N}$, la tasa ponderada $r(\underline{e}, n)$ está acotada por una constante,⁵ es posible construir un oráculo de separación aproximado, según se muestra en el siguiente resultado. Suponemos que la cardinalidad del conjunto de formatos \mathcal{F} así como el número de los TP B permanecen fijos.

⁵Esta suposición resulta razonable, ya que, en muchos sistemas prácticos, el tamaño máximo del alfabeto de entrada está acotado por arriba por 64 (correspondiente a 64 QAM).

15 **Proposición 6.** Existe un oráculo de separación aproximado que para constantes elegidas arbitrariamente $\epsilon, \delta \in (0, 1)$, cualquier usuario u y cualquier conjunto de precios dado $p_n \in \mathbf{IR}_+, \forall n \in \mathcal{N}$, devuelve un conjunto \hat{S} tal que

$$h(u, \hat{S}) - p(\hat{S}) \geq (1 - \epsilon) \max_{S \subseteq \mathcal{N}} \{h(u, S) - p(S)\} - \delta.$$

La complejidad del oráculo de separación aproximado aumenta polinómicamente en cada uno de los $K, |\mathcal{N}|, \frac{1}{\epsilon}$ y $\frac{1}{\delta}$.

20 **Demostración.** Obsérvese que, dado que la cardinalidad del conjunto de formatos \mathcal{F} así como el número de los TP B permanecen fijos, basta demostrar la existencia de un oráculo de separación aproximado que para cualquier elemento $\underline{e} = (u, f, b) \in \underline{\Omega}$ pueda devolver un conjunto \hat{S} tal que

$$\min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n) \right\} - p(\hat{S}) \geq (1 - \epsilon) \max_{S \subseteq \mathcal{N}} \left\{ \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n) \right\} - p(S) \right\} - \delta. \quad (52)$$

Con este fin, obsérvese en primer lugar que tal oráculo puede ser obtenido de manera trivial cuando $\sum_{n \in \mathcal{N}} r(\underline{e}, n) \leq \vartheta_u Q_u$, en cuyo caso podemos ciertamente determinar el subconjunto óptimo. En consecuencia, suponemos que $\sum_{n \in \mathcal{N}} r(\underline{e}, n) > \vartheta_u Q_u$ y consideramos el problema

$$\max_{S \subseteq \mathcal{N}} \left\{ \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n) \right\} - p(S) \right\}. \quad (53)$$

Se puede ver, entonces, que (53) puede resolverse resolviendo los dos subproblemas siguientes:

$$\max_{\substack{S \subseteq \mathcal{N}: \\ \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n) \leq \vartheta_u Q_u}} \left\{ \sum_{n \in S} (r(\underline{e}, n) - p_n) \right\} \quad (54)$$

25 y

$$\max_{\substack{S \subseteq \mathcal{N}: \\ \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n) > \vartheta_u Q_u}} \left\{ \vartheta_u Q_u - p(S) \right\}. \quad (55)$$

El problema de (54) es el problema clásico de la mochila, para el cual existe un FPTAS, de modo que puede recuperarse una solución \hat{S}_1 con un factor de aproximación $1-\epsilon$. Por otro lado, (55) es equivalente a un problema de minimochila. Aquí, para resolver aproximadamente (55), aprovechamos el hecho de que cada $r(\underline{e}, n)$ está acotado por arriba por una constante. Esto nos permite usar el *programa dinámico basado en la demanda para el problema de la mochila* y recuperar en tiempo polinómico una solución \hat{S}_2 para la cual

5 $\min\{\vartheta_u Q_u, \sum_{n \in \mathcal{N}} r(\underline{e}, n)\} - p(\hat{S}_2)$ no es menor que $\max_{S \subseteq \mathcal{N}: \sum_{n \in S} r(\underline{e}, n) > \vartheta_u Q_u} \{\vartheta_u Q_u - p(S)\} - \delta$. Entonces, seleccionando la mejor opción entre \hat{S}_1, \hat{S}_2 , podemos obtener un conjunto que ofrezca la garantía de (52). La parte restante se sigue de las complejidades del FPTAS y del programa dinámico basado en la demanda.

Proposición 7. *El LP (51) puede ser resuelto aproximadamente en tiempo polinómico para obtener una solución cuyo valor no sea menor que $(1-\epsilon)\hat{V}^{LP} - \delta$, denotando \hat{V}^{LP} el valor óptimo para el LP (51).*

10

Demostración. Obsérvese que el LP (51) tiene un número exponencial de variables. Un resultado clave que se descubrió antes en la técnica anterior fue que tal LP puede ser resuelto óptimamente en tiempo polinómico dado un oráculo de separación. En particular, el dual de este LP puede ser resuelto en tiempo polinómico mediante el método del elipsoide, dado un oráculo de separación. Entonces, reteniendo únicamente las restricciones encontradas mientras se resuelve el dual (que son polinómicamente muchas), podemos obtener su homólogo LP fundamental, que ahora tiene polinómicamente muchas variables y, por ende, puede ser resuelto en tiempo polinómico. Este LP variable reducido (que es esencialmente igual que (51), pero en el que todas salvo un pequeño subconjunto de las variables están fijadas a cero) produce una solución óptima a (51). También se demostró recientemente que este argumento con algunos cambios secundarios funcionaba para un oráculo de separación aproximado de β , siendo β el factor de aproximación. De hecho, se verifica a continuación que el mismo planteamiento también funciona para un oráculo aproximado de la forma de (52). La diferencia clave es que, tras el uso del método del elipsoide para resolver el dual de (51) con nuestro oráculo de separación aproximado, obtenemos un valor \hat{D} tras la convergencia, de modo que el valor dual óptimo (y, por ende, el valor fundamental óptimo) se encuentre en el intervalo

15 $[\hat{D} - \epsilon', \frac{\hat{D} + \delta}{1 - \epsilon}]$, siendo $\epsilon' > 0$ la tolerancia para decidir la convergencia del método del elipsoide. Además, la nueva

20 resolución del dual modificado, en la que solo se retienen las restricciones encontradas en la primera tanda del método del elipsoide, produce el mismo valor \hat{D} tras la convergencia y, por ende, podemos deducir que el verdadero valor de este dual modificado y, por ende, de su homólogo fundamental también se encuentran en el

intervalo $[\hat{D} - \epsilon', \frac{\hat{D} + \delta}{1 - \epsilon}]$. Este homólogo fundamental, que es igual que (51), pero en el que todas salvo un pequeño

25 subconjunto de las polinómicamente muchas variables están fijadas a cero, puede ser resuelto óptimamente en tiempo polinómico para obtener una solución viable para (51) y que produzca un valor en el intervalo anteriormente mencionado. Entonces, dado que tanto este valor, digamos \hat{V} , como el valor óptimo para (51), \hat{V}^{LP} , se encuentran

en $[\hat{D} - \epsilon', \frac{\hat{D} + \delta}{1 - \epsilon}]$, podemos deducir que $\hat{V} \geq (1-\epsilon)\hat{V}^{LP} - \delta - \epsilon'$. Dado que el tiempo de ejecución aumenta

30 polinómicamente en cada uno de $\frac{1}{\epsilon}, \frac{1}{\epsilon'}$ y $\frac{1}{\delta}$, obtenemos el resultado deseado.

polinómicamente en cada uno de $\frac{1}{\epsilon}, \frac{1}{\epsilon'}$ y $\frac{1}{\delta}$, obtenemos el resultado deseado.

Ahora estamos listos para ofrecer nuestro algoritmo de aproximación para resolver (38), al que denominamos algoritmo de aproximación basado en redondeo de LP. El algoritmo de aproximación basado en redondeo de LP consiste en las etapas siguientes:

35

1. Resolver aproximadamente el LP (51) usando el método del elipsoide y el oráculo de separación aproximado.
2. Usar el procedimiento de redondeo inconsciente para recuperar una solución viable para (41).
3. Mejorar iterativamente la solución mientras se retiene la viabilidad con respecto a (38).

Hacemos notar que la tercera etapa anterior se puede efectuar, por ejemplo, empleando el planteamiento usado en los Algoritmos II y III. En el resultado siguiente no asumimos ninguna iteración tal; es decir, la garantía de la aproximación se obtiene después de las primeras dos etapas mismas.

40

Teorema 4. El algoritmo de aproximación basado en redondeo de LP produce una solución para (38) cuyo valor correspondiente no es menor que $\frac{1}{B}(1-1/e)(1-\epsilon)\hat{V}^{opt} - \delta$, denotando \hat{V}^{opt} el valor óptimo para (38), y su complejidad aumenta polinómicamente en cada uno los $K, |\mathcal{N}|, \frac{1}{\epsilon}$ y $\frac{1}{\delta}$.

Demostración. Obsérvese en primer lugar que el valor óptimo para el LP en (51), \hat{V}^{LP} , es una cota superior del valor óptimo de (39) y, por ende, tras invocar la Proposición 3, podemos concluir que $\hat{V}^{LP} \geq \frac{\hat{V}^{opt}}{B}$. De la Proposición 7 y el Postulado 1 podemos concluir que puede recuperarse una solución viable para (39) y, por ende, para (38) en tiempo polinómico que produce un valor no inferior a $(1-1/e)(1-\epsilon')\hat{V}^{LP} - \delta'$, que, tras hacer $\epsilon' = \epsilon$ y $\delta' = \frac{\delta}{1-1/e}$ demuestra entonces el teorema.

4 Simulaciones de sistema

En esta sección realizamos una evaluación detallada de nuestros algoritmos. Nuestro interés está en las ganancias prácticas que son posibles usando estos algoritmos de planificación en redes reales.

En el siguiente conjunto de simulaciones, consideramos el escenario CoMP 4b, que es particularmente conducente a una planificación coordinada. Aquí se emulan 57 células (con reordenación) y en cada célula se despliegan una macroestación base y cuatro cabezales de radio remotos. Cada grupo cubre una célula y, así, comprende $M = 5$ TP. En cada grupo (célula) se ponen 30 usuarios de media usando una distribución específica. Las suposiciones de simulación fundamentales se resumen en la Tabla 2. Las simulaciones se llevaron a cabo para un modelo de tráfico de memoria tampón llena y los resultados se obtienen en $N_{TTI} = 500$ TTI, representando cada TTI un intervalo de planificación.

Tabla 2: Parámetros de simulación

Parámetro	Valor usado para la evaluación
Red y diseño de las células	19 sitios, 3 sectores por sitio, reordenación; red heterogénea con varios RRH de baja potencia dentro de la macrocélula; 4 RRH uniformemente distribuidos por macrocélula.
Frecuencia de portadora	2 GHz
Ancho de banda de transmisión	10 MHz
Modelo del canal	Macrocélula: ITU UMA con velocidad de UE de 3 km/s; RRH: ITU UMi
Configuración de antena	ULA; Macro/RRH nT=4; UE nR = 2
Modelo de tráfico	Memoria tampón llena
Intervalo de retroalimentación CQI/PMI	5 TTI
Retardo de retroalimentación	4 TTI
Esquema de retroalimentación de la CSI	PMI/CQI/RI por TP; modo de reserva CQI/PRI/RI de TP servidor
Esquema de transmisión	DPS/CSCB/SU-MIMO
Umbral del conjunto CoMP	9 dB
Distribución de UE	configuración 4b con $\frac{1}{3}$ de UE macrocelulares y $\frac{2}{3}$ de UE RRH
Número de UE	30 UE por grupo
Estimación del canal	Ideal en el UE; el eNB aproxima el canal en función de la retroalimentación del UE

4.1 Retroalimentación del canal

En sistemas FDD el planificador central debe valerse de la retroalimentación de los usuarios para obtener estimaciones o aproximaciones de sus respectivos canales de enlace descendente. Dado que los recursos de

enlace ascendente disponibles para tal retroalimentación están limitados, se soporta el siguiente esquema de señalización de retroalimentación de tara reducida.

- Un conjunto de mediciones de los TP, que es cualquier subconjunto de $\{1, \dots, M\}$, está configurado por separado para cada usuario en función de parámetros de desvanecimiento a gran escala que varían lentamente, tales como pérdida de la trayectoria, efecto de pantalla, etc. Cada usuario estima únicamente canales de los TP de su conjunto de mediciones, mientras que los TP que no están en su conjunto de mediciones, junto con los ajenos al grupo, son tratados como TP interferentes o descoordinados. La idea es que, dependiendo de su ubicación, el usuario puede recibir una intensidad de señal útil (por encima de un umbral configurable) solo de algunos TP del grupo.
 - Para cada TP en su conjunto de mediciones, el usuario calcula la información asociada de estado del canal (CSI) por punto como sigue. En primer lugar, estima el correspondiente canal en cada subbanda (que, a su vez, comprende un conjunto de RB contiguos) y luego lo “blanquea”. Esta operación de blanqueo sea realiza mediante un filtro lineal obtenido usando la covarianza de la interferencia y explica la interferencia que el usuario verá de los TP descoordinados.
 - Cada matriz de canales blanqueados es cuantificada formando un conjunto de buenas direcciones usando una matriz extraída de un libro de código de precodificación y un conjunto de ganancias. El número de direcciones (o columnas en la matriz) es denominado rango y es invariante en todas las subbandas. El usuario comunica entonces el rango, la matriz seleccionada por subbanda, junto con las ganancias por subbanda, que, conjuntamente, constituyen la CSI por punto para ese TP.
 - Además, el usuario también comunica una CSI de “reserva” que se calcula estimando el canal desde el TP ancla y blanqueándolo después de considerar la interferencia procedente de todos los demás TP. Se proporciona esta CSI de reserva para permitir una planificación simple descoordinada por punto. Un planteamiento para reducir el modo de reserva, que se investiga aquí, es imponer adicionalmente una *restricción de rango común en todos los TP* en la que un usuario calcula en primer lugar su CSI del modo de reserva y luego calcula las otras CSI por punto con la restricción de que el rango contenido en cada CSI por punto sea idéntico al de la CSI del modo de reserva.
- El tamaño de una subbanda (granularidad frecuencial) y la periodicidad (granularidad temporal) de la retroalimentación son parámetros configurables. Damos por sentada una granularidad muy fina configurando un tamaño de subbanda de 5 RB y una periodicidad de 4 ms. El planificador central recoge toda la retroalimentación comunicada y la usa para construir aproximaciones del canal. En particular, para cada usuario, para cada TP en el conjunto de mediciones de ese usuario y para cada subbanda, el planificador central recoge las correspondiente ganancias comunicadas en una matriz diagonal \mathbf{D} y usa la matriz de precodificación asociada, digamos \mathbf{V} , para aproximar el canal como $\mathbf{D}^{1/2}\mathbf{V}^H$. Obsérvese aquí que \mathbf{V} es semiunitaria ($\mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}$), por lo que un símbolo transmitido junto con la i -ésima columna de \mathbf{V} verá una ganancia de d_i . Se usa esta aproximación del canal para todos los RB en esa subbanda. Se supone que los canales de todos los TP que no están en el conjunto de mediciones del usuario son cero. Otro aspecto que es preciso recalcar es la elección de receptor en cada usuario, dado que tiene un impacto en las ganancias que pueden lograrse a través de los esquemas CoMP. Suponemos en primer lugar un receptor simple en cada usuario en el que la covarianza de la interferencia es estimada midiendo simplemente la potencia de la interferencia por antena receptor, lo que es equivalente a restringir la estimación de la covarianza de la interferencia para que sea una matriz diagonal. Este receptor se denomina receptor MMSE opción 1 en el estándar y es usado como receptor de referencia en todas las evaluaciones. Posteriormente asumiremos un receptor más avanzado. En todas las simulaciones siguientes se usa el esquema de planificación por punto como referencia en la que se realiza la planificación de forma separada para cada TP que usa la CSI del modo de reserva y un algoritmo que se obtiene especializando el Algoritmo II a una iteración y a un solo TP. Además, se usó para todos los casos la poda agresiva de los Algoritmos II y III.

4.2 Resultados y observaciones

Presentamos nuestros primeros resultados en las Tablas 3 y 4, en las que empleamos el algoritmo submodular iterativo y el algoritmo iterativo de equilibrado de formatos, respectivamente, para la planificación coordinada. Hacemos notar que en el Algoritmo III también se incorpora una etapa de equilibrado de TP servidor cuando el esquema CoMP seleccionado es CDPS. En cada caso, las ganancias porcentuales relativas son con respecto a la referencia. Por las Tablas 3 y 4 se ve que los esquemas CoMP producen un rendimiento catastróficamente deficiente en comparación con la planificación de referencia por punto. Parecería que, a pesar de hacer acopio de retroalimentación adicional de los usuarios para habilitar esquemas CoMP, el sistema incurre en una pérdida que es muy poco deseable.

Tabla 3: Eficiencia espectral (bps/Hz) de los esquemas CoMP con algoritmo submodular iterativo.

Esquema de planificación	DPS	CDPS	CS/CB	Referencia
Promedio de célula	1,9187 (-8,01%)	1,9238 (-7,77%)	1,9955 (-4,33%)	2,0858 (0%)

Esquema de planificación	DPS	CDPS	CS/CB	Referencia
Borde de célula del 5%	0,0281 (-36,57%)	0,0295 (-33,41%)	0,0292 (-34,09%)	0,0443 (0%)
BLER real	34,97%	34,81%	31,98%	25,78%
Relación de RB vacíos	8%	8%	0%	0%

Tabla 4: Eficiencia espectral (bps/Hz) de los esquemas CoMP con algoritmo iterativo de equilibrado de formatos.

Esquema de planificación	DPS	CDPS	CS/CB	Referencia
Promedio de célula	1,9202 (-7,94%)	1,9239 (-7,76%)	1,9909 (-4,55%)	2,0858 (0%)
Borde de célula del 5%	0,0264 (-40,41%)	0,0280 (-36,79%)	0,0291 (-34,31%)	0,0443 (0%)
BLER real	34,86%	34,82%	32,53%	25,78%
Relación de RB vacíos	8%	8%	0%	0%

Observación 1. El rendimiento de los esquemas CoMP es muy sensible a la calidad de la retroalimentación recibida de la los usuarios.

5 Afortunadamente, también hay disponible otra forma de retroalimentación en forma de retroalimentación ACK/NACK que se recibe de cada usuario.

10 Esta retroalimentación ha sido usada con éxito en la planificación monocelular tradicional. Aprovechamos esta retroalimentación para refinar las aproximaciones del canal en el planificador central de la manera siguiente. Para cada usuario k y una hipótesis de transmisión dada que implica al usuario k , se obtienen como antes las aproximaciones de todos los canales vistos por el usuario k de los TP de su conjunto de mediciones. A continuación, en cada subbanda la aproximación del canal correspondiente al TP implicado en servir datos al usuario k (si lo hay, con la hipótesis dada) es graduada en un factor c_k que representa el factor de corrección asociado con el usuario k . Este factor de graduación es actualizado continuamente en función de la secuencia de los ACK/NACK recibidos de ese usuario. Aunque el procedimiento de actualización está patentado, sigue el principio de que cada ACK aumenta el factor, mientras que cada NACK lo disminuye.

15 En las Tablas 5 y 6 ofrecemos nuestros resultados incorporando un refinamiento basado en ACK/NACK.

Tabla 5: Eficiencia espectral (bps/Hz) de los esquemas CoMP con algoritmo submodular iterativo y refinamiento ACK/NACK.

Esquema de planificación	DPS	CDPS	CS/CB	Referencia
Promedio de célula	2,3981 (-1,30%)	2,3988 (-1,27%)	2,4461 (0,67%)	2,4297 (0%)
Borde de célula del 5%	0,0976 (21,09%)	0,0962 (19,35%)	0,0898 (11,41%)	0,0806 (0%)
BLER real	6,02%	6,01%	5,54%	5,13%
Relación de RB vacíos	7%	6%	0%	0%

Tabla 6: Eficiencia espectral (bps/Hz) de los esquemas CoMP con algoritmo iterativo de equilibrado de formatos y refinamiento ACK/NACK.

Esquema de planificación	DPS	CDPS	CS/CB	Referencia
Promedio de célula	2,4006 (-1,20%)	2,3974 (-1,33%)	2,4617 (1,32%)	2,4297 (0%)
Borde de célula del 5%	0,0962 (19,35%)	0,0953 (18,24%)	0,0856 (6,20%)	0,0806 (0%)
BLER real	6,00%	6,01%	5,55%	5,13%
Relación de RB vacíos	7%	7%	0%	0%

20 Por las Tablas 5 y 6 vemos que el rendimiento de los esquemas CoMP ha mejorado muchísimo debido al refinamiento basado en los ACK/NACK y lo más importante es que los esquemas CoMP ahora producen sus ganancias prometidas en el borde de la célula. De hecho, los tres esquemas CoMP obtienen ganancias muy significativas en el borde de la célula, siendo sobresalientes las ganancias con DPS y CDPS. Obsérvese que en estos dos esquemas la proporción vacía (o enmudecida) de RB es elevada, lo que quiere decir que estos esquemas
25 aprovechan el silenciamiento (o enmudecimiento) de los RB de forma más agresiva para reducir la interferencia.

Observación 2. *Aprovechar la retroalimentación ACK/NACK para refinar las aproximaciones del canal paga ricos dividendos y es necesario para implementar las ganancias de la CoMP.*

En lo sucesivo, a no ser que se mencione algo distinto, en todas las simulaciones siguientes aprovechamos la retroalimentación de ACK/NACK. Investigamos ahora un esquema de retroalimentación más expandido en el que se elimina la restricción de rango común del modo de reserva. Hacemos la observación de que, al imponer la restricción de rangos del modo de reserva predisponemos a un UE CoMP (es decir, un usuario con más de un TP en su conjunto de mediciones) a comunicar la CSI por punto de menor rango. Esto se debe a que la CSI del modo de reserva es calculada con la suposición de una interferencia procedente de todos los TP no ancla y, por ende, elegirá un rango menor. Dicho de otro modo, es probable que un usuario CoMP sea un usuario del borde de la célula bajo planificación centralizada de modo de reserva y, por ende, soportará un rango menor. Claramente, imponer esta restricción de rangos del modo de reserva en todas las CSI por punto dará como resultado la inhabilitación de una transmisión de mayor rango para un usuario CoMP, lo que podría disminuir potencialmente la tasa. Sin embargo, también tiene una ventaja clave. Obsérvese que con la restricción de rango para cada CSI por punto, el usuario determina en primer lugar la aproximación óptima no cuantificada del canal del rango dado y luego la cuantifica. Entonces, un hecho importante es que, dada una carga fija de cuantificación (decidida por el tamaño del libro de códigos), el error de cuantificación es menor para los rangos menores. El efecto neto de esto es que los primeros vectores singulares dominantes (que representan direcciones preferidas), junto con los correspondientes valores singulares, son comunicados con mayor precisión por el usuario a expensas de no comunicar las restantes en absoluto. En el caso sin restricción de rango, el usuario normalmente cohera un conjunto mayor de vectores singulares para cuantificar. Esto dan como resultado que el planificador central conozca más direcciones y las ganancias asociadas, aunque de forma más tosca.

En la Tabla 7 proporcionamos los resultados para destacar el impacto de la restricción de rango. En aras de la brevedad, consideramos dos esquemas CoMP y el algoritmo submodular iterativo. Por los resultados, vemos que la restricción de rangos del modo de reserva da como resultado casi la ausencia de degradación, lo que sugiere que conocer con precisión menos direcciones de cada usuario CoMP permite a la red gestionar mejor la interferencia, compensando con ello la pérdida debida a la inhabilitación de las transmisiones de mayor rango a esos usuarios.

Tabla 7: Eficiencia espectral (bps/Hz) de los esquemas CoMP con algoritmo submodular iterativo, refinamiento ACK/NACK, con (RR=1) y sin (RR=0) restricción de rango.

Esquema de planificación	DPS (RR=1)	DPS (RR=0)	CS/CB (RR=1)	CS/CB (RR=0)
Promedio de célula	2,3981 (1,70%)	2,3579	2,4461 (0,26%)	2,4397
Borde de célula del 5%	0,0976 (2,20%)	0,0955	0,0898 (-0,44%)	0,0902
BLER real	6,02%	7,08%	5,54%	6,10%
Relación de RB vacíos	7%	7%	0%	0%

Tabla 8: Eficiencia espectral (bps/Hz) de los esquemas CoMP con algoritmo submodular iterativo, refinamiento ACK/NACK, restricción de rango y receptor MMSE-IRC.

Esquema de planificación	DPS	CDPS	CS/CB	Referencia
Promedio de célula	2,717 (-3,00%)	2,7148 (-3,08%)	2,7512 (-1,78%)	2,8011 (0%)
Borde de célula del 5%	0,1288 (21,74%)	0,1271 (20,13%)	0,1112 (5,10%)	0,1058 (0%)
BLER real	5,28%	5,30%	5,12%	4,78%
Relación de RB vacíos	9%	8%	0%	0%

Observación 3. *La restricción de rango es una estrategia útil de reducción de la retroalimentación bajo una carga de cuantificación limitada.*

Recuérdese que hasta aquí hemos asumido un receptor simple en cada usuario. Ahora consideramos un receptor más avanzado en cada usuario en el que se estima la covarianza de la interferencia sin ninguna restricción. Este receptor resultante es denominado receptor MMSE-IRC. Nuestros resultados se documentan en las Tablas 8 y 9, en las que hacemos notar que se han impuesto tanto un refinamiento ACK/NACK como una restricción de rango. Una observación interesante es que aunque el rendimiento de todos los esquemas ha mejorado sustancialmente en comparación con sus homólogos de las Tablas 5 y 6, las ganancias relativas con respecto a la planificación de referencia por punto han disminuido. Esto es debido al hecho de que el escenario favorable para grandes ganancias CoMP con respecto a la planificación por punto es un escenario en el que el planificador central tiene una buena CSI de red, pero los receptores de usuario tienen prestaciones limitadas de rechazo de la interferencia. Por otro lado, el peor escenario sería aquel en el que la CSI de red en el planificador es deficiente, pero los usuarios tienen receptores potentes, en cuyo caso los esquemas CoMP serían perjudiciales. El escenario emulado en las Tablas 8 y

9 es más cercano a este caso, dado que, en comparación con la de las Tablas 5 y 6, la tara total de la retroalimentación es idéntica, pero los receptores son más robustos. Así, tenemos la observación siguiente.

Observación 4. *Mejorar los receptores de usuario sin mejoras proporcionales en la retroalimentación de la CSI lleva a menores ganancias CoMP.*

- 5 En la Tabla 10 simulamos un escenario sin el refinamiento basado en ACK/NACK. Los resultados demuestran que el refinamiento basado en ACK/NACK es ciertamente necesario y, así, la observación 2 es verdad incluso con receptores de usuario más potentes.

Tabla 9: Eficiencia espectral (bps/Hz) de los esquemas CoMP con algoritmo iterativo de equilibrado de formatos, refinamiento de ACK/NACK, restricción de rango y receptor MMSE-IRC.

Esquema de planificación	DPS	CDPS	CS/CB	Referencia
Promedio de célula	2,7168 (-3,01%)	2,7135 (-3,13%)	2,7656 (-1,27%)	2,0811 (0%)
Borde de célula del 5%	0,1289 (21,83%)	0,1288 (21,74%)	0,1087 (2,74%)	0,1058 (0%)
BLER real	5,28%	5,28%	5,11%	4,78%
Relación de RB vacíos	9%	8%	0%	0%

- 10 Tabla 10: Eficiencia espectral (bps/Hz) de los esquemas CoMP con algoritmo submodular iterativo, receptor MMSE-IRC, refinamiento de ACK/NACK, con (RR=1) y sin (RR=0) restricción de rango.

Esquema de planificación	DPS (RR=1)	DPS (RR=0)	CS/CB (RR=1)	CS/CB (RR=0)
Promedio de célula	2,7170 (1,76%)	2,6700	2,7512 (0,67%)	2,7328
Borde de célula del 5%	0,1284 (1,10%)	0,1274	0,1112 (2,87%)	0,1081
BLER real	5,28%	6,00%	5,12%	5,70%
Relación de RB vacíos	9%	9%	0%	0%

Por último, en la Tabla 11 retenemos el refinamiento basado en ACK/NACK, pero eliminamos la restricción de rango. Se ve que la observación 3 sigue siendo verdad incluso para estos receptores robustos.

- 15 Tabla 11: Eficiencia espectral (bps/Hz) de los esquemas CoMP con algoritmo submodular iterativo, receptor MMSE-IRC, restricción de rango pero sin refinamiento de ACK/NACK.

Esquema de planificación	DPS	CDPS	CS/CB	Referencia
Promedio de célula	2,3956 (-8,72%)	2,4026 (-8,45%)	2,4711 (-5,84%)	2,6244 (0%)
Borde de célula del 5%	0,0729 (-23,02%)	0,0732 (-22,70%)	0,0754 (-20,38%)	0,0947 (0%)
BLER real	26,13%	25,92%	23,59%	16,76%
Relación de RB vacíos	9%	9%	0%	0%

[Algoritmo I: Algoritmo de equilibrado de formatos]

1. Inicializar $\underline{A}^{(n)} = \phi, \forall n \in \mathcal{N}$

2. FOR cada $n \in \mathcal{N}$ DO

3. Resolver

$$\max_{\underline{A} \in \Omega} r(\underline{A}, n) \tag{56}$$

- 20 4. Denotar la solución obtenida por $\underline{A}^{(n)}$.

5. END FOR

6. FOR cada usuario u DO

7. FOR cada formato f DO

8. Hacer $R(u, f) = 0$
9. FOR cada RB n para el cual $\exists \underline{e} \in \underline{A}^{(n)} : u_{\underline{e}} = u$ y $f_{\underline{e}} \geq f$ DO
10. Hacer $\underline{B} = \underline{A}^{(n)} \setminus \underline{e}$ y $\underline{e}' = (u, f, b_{\underline{e}})$
11. Calcular $r_{\underline{e}'}(\underline{B} \cup \underline{e}', n)$ e incrementar $R(u, f) = R(u, f) + r_{\underline{e}'}(\underline{B} \cup \underline{e}', n)$
- 5 12. END FOR
13. END FOR
14. Determinar $\hat{f} = \arg \max_f \{R(u, f)\}$
15. FOR cada RB n para el cual $\exists \underline{e} \in \underline{A}^{(n)} : u_{\underline{e}} = u$ y $f_{\underline{e}} \geq \hat{f}$ DO
16. Hacer $\underline{e}' = (u, \hat{f}, b_{\underline{e}})$ y expandir $\underline{B}^{(n)} = \underline{B}^{(n)} \cup \underline{e}'$.
- 10 17. END FOR
18. Producir las decisiones finales de planificación $\underline{B}^{(n)} \forall n \in \mathcal{N}$

[Algoritmo II: Algoritmo submodular iterativo]

1. Inicializar $\underline{S} = \underline{\Omega}, \{\underline{A}^{(n)} = \phi\}_{n \in \mathcal{N}}$, terminado = falso e lter = 1.
2. WHILE (terminado= falso) e (Iter \leq IterMax)
- 15 3. $\underline{S} = \phi, \underline{G} = \underline{B}$
4. REPEAT
5. Resolver

$$\max_{\underline{e} \in \underline{S} \cup \underline{S} \cup \underline{e} \in \underline{I}} g\left(\underline{S} \cup \underline{e} \mid \{\underline{A}^{(n)}\}_{n \in \mathcal{N}}\right) \quad (57)$$

y denoten $\hat{\underline{e}}, \hat{v}$ la solución óptima y el valor óptimo.

6. If $\hat{v} = 0$ THEN actualizar

$$\underline{S} \rightarrow \underline{S} \cup \hat{\underline{e}}, \underline{G} \rightarrow \underline{G} \setminus \hat{\underline{e}}. \quad (58)$$

- 20 7. END IF
8. UNTIL $\{\underline{e} \in \underline{G} : \underline{S} \cup \underline{e} \in \underline{I}\} = \phi$ o $\hat{v} = 0$
9. IF $\underline{S} = \phi$ THEN hacer terminado = verdadero
10. ELSE
11. Actualizar lter \rightarrow lter + 1.
- 25 12. FOR cada $n \in \mathcal{N}$ DO
13. Determinar $\hat{\underline{e}}^{(n)} = \arg \max_{\underline{e} \in \underline{S}} \tilde{r}\{\underline{e}, \underline{A}^{(n)}, n\}$ y sea $\hat{v}^{(n)}$ el correspondiente valor óptimo.
14. IF $\hat{v}^{(n)} > 0$ THEN
15. Incrementar $\underline{A}^{(n)} = \underline{A}^{(n)} \cup \hat{\underline{e}}^{(n)}$
16. END IF

17. END FOR
 18. END IF
 19. Podar $\underline{\mathcal{B}}$ usando el conjunto obtenido $\underline{\mathcal{S}}$
 20. END WHILE
 - 5 21. Producir $\{\underline{\mathcal{A}}^{(n)}\}, n \in \mathcal{N}$
- [Algoritmo III: Algoritmo iterativo de equilibrado de formatos para CS/CB o DPS]
1. Inicializar $\underline{\mathcal{B}} = \underline{\Omega}, \{\underline{\mathcal{A}}^{(n)} = \emptyset\}_{n \in \mathcal{N}}$, terminado = falso e lter = 1.
 2. WHILE (terminado = falso) e (lter \leq lterMax)
 3. Hacer terminado = verdadero.
 - 10 4. FOR cada $n \in \mathcal{N}$ DO
 5. Resolver
- $$\max_{\underline{e} \in \underline{\mathcal{B}}} \tilde{r}(\underline{e}, \underline{\mathcal{A}}^{(n)}, n) \quad (59)$$
6. Denotar la solución obtenida por $\hat{\underline{e}}^{(n)}$ y el valor por $\hat{v}^{(n)}$.
 7. END FOR
 8. FOR cada usuario u DO
 - 15 9. FOR cada formato f DO
 10. Hacer $R(u, f) = 0$
 11. FOR cada RB n para el cual $\hat{v}^{(n)} > 0$ y $u_{\hat{\underline{e}}^{(n)}} = u$ DO
 12. Hacer $\underline{e} = (u, f, b_{\hat{\underline{e}}^{(n)}})$
 13. IF $\underline{e} \in \underline{\mathcal{B}}$ THEN
 - 20 14. Incrementar $R(u, f) = R(u, f) + \tilde{r}(\underline{e}, \underline{\mathcal{A}}^{(n)}, n)$
 15. END IF
 16. END FOR
 17. END FOR
 18. Determinar $\hat{f} = \arg \max_f \{R(u, f)\}$
 - 25 19. FOR cada RB n para el cual $\hat{v}^{(n)} > 0$ y $u_{\hat{\underline{e}}^{(n)}} = u$ DO
 20. Hacer $\underline{e}' = (u, \hat{f}, b_{\hat{\underline{e}}^{(n)}})$
 21. IF $\tilde{r}(\underline{e}', \underline{\mathcal{A}}^{(n)}, n) > 0$ THEN
 22. Expandir $\underline{\mathcal{A}}^{(n)} = \underline{\mathcal{A}}^{(n)} \cup \underline{e}'$
 23. Hacer terminado = falso.
 - 30 24. END IF

25. END FOR

26. END FOR

27. Podar β usando el conjunto obtenido \mathcal{S}

28 END WHILE

5 Detalles adicionales del sistema B

I. Introducción

Para acomodar el crecimiento explosivo en los datos de tráfico, las empresas explotadoras de redes se valen de forma creciente de la *subdivisión de células*, en la que se sitúan múltiples puntos de transmisión (TP) en una célula tradicionalmente cubierta por una única macroestación base. Cada punto de transmisión tal puede ser una macroestación base mejorada de alta potencia, pero es más probable que sea un cabezal de radio remoto de baja potencia de capacidades más modestas. Las redes formadas por tales puntos de transmisión dispares son denominadas redes heterogéneas (también denominadas HetNets) y son debidamente consideradas el futuro de todas las redes inalámbricas de la próxima generación. En la arquitectura HetNet la unidad básica de coordinación se denomina grupo, que consiste en múltiples TP. La asignación coordinada de recursos dentro de un grupo se debe lograr en una escala temporal muy pequeña, normalmente una vez cada milisegundo. Esto, a su vez, implica que todos los TP dentro de cada grupo deben tener conectividad por fibra y, por ende, la formación de grupos (también denominada agrupamiento) está dictada por la conectividad disponible por fibra entre los TP. Por otro lado, se espera que la coordinación entre grupos diferentes se realice a una escala temporal mucho más lenta. En consecuencia, cada usuario puede estar asociado con solo un grupo y la asociación de usuarios a grupos es preciso realizarla solo una vez cada pocos segundos.

En este documento, nuestro interés está en la coordinación dinámica dentro de cada grupo. Dado que la asociación y el agrupamiento de usuarios ocurren en escalas temporales que son varios órdenes de magnitud más bastos, asumimos que están dados y son fijos. En años recientes se ha considerado en profundidad el diseño de una asignación conjunta de recursos dentro de un grupo de múltiples TP. Estas técnicas oscilan de asumir un conocimiento global de estados de canales de usuario y sus respectivos datos en un procesador central, convirtiendo con ello el grupo en un canal de radiodifusión con un conocimiento global, a uno en el que únicamente los estados de canales de usuario están compartidos entre los TP en un grupo para que cada usuario pueda ser servido por solamente un TP, pero los parámetros de transmisión de enlace descendente (tales como vectores de haces y precodificadores) pueden seguir siendo optimizados conjuntamente. Nuestra meta en este trabajo es verificar si la sabiduría acumulada por todos estos trabajos sobre que las ganancias sustanciales de rendimiento sean posibles si la interferencia es gestionada por medio de una asignación coordinada de recursos es válida en HetNets reales. Los retos por redes realistas son triples; concretamente, (i) la necesidad de algoritmos de asignación de recursos de baja complejidad que puedan ser implementados en escalas temporales muy pequeñas, (ii) retroalimentación del canal incompleta/inexacta por parte de los usuarios y (iii) entornos de propagación reales. Claramente, dado que aún no se han desplegado tales HetNets reales, tenemos que valernos de un modelado preciso. Aquí, para capturar los dos últimos retos, nos valemos de la emulación de tales redes según especifica el grupo de estándares LTE 3GPP, que ha considerado los despliegues de HetNets de manera muy exhaustiva. Entonces, el planteamiento más simple de "referencia" para gestionar la coordinación dinámica dentro de un grupo es asociar a cada usuario con un TP dentro del grupo del que recibe la señal de mayor potencia media (denominado su TP "ancla") y luego llevar a cabo una planificación centralizada separada para cada TP con reutilización completa. Aunque este planteamiento podría parecer simplista y deficiente con respecto a las métricas del grado de libertad, en redes realistas captura casi la totalidad de las ganancias medias de eficiencia espectral prometidas por la subdivisión de células. De hecho, la expectativa de esquemas más sofisticados de planificación conjunta en un grupo es principalmente para lograr ganancias significativas en el percentil 5 de eficiencia espectral mientras se retienen las ganancias medias de eficiencia espectral de referencia. Para plasmar esta expectativa, formulamos un problema de asignación conjunta de recursos y pasamos a desarrollar un algoritmo de aproximación de factor constante basado en un planteamiento novedoso que combina la maximización submodular del bienestar y una técnica denominada equilibrado de formatos. El aspecto clave es que el problema formulado de asignación de recursos puede acomodar restricciones prácticas importantes y elecciones específicas de parámetros de transmisión. En consecuencia, el algoritmo diseño es directamente aplicable a escenarios prácticamente importantes y, de hecho, muestra ganancias prometedoras cuando es evaluado en condiciones realistas.

II. Modelo de sistema

Consideramos el enlace descendente en una HetNet con reutilización universal de la frecuencia y nos centramos en un grupo de B TP coordinados que pueden transmitir simultáneamente por N bloques de recursos (RB) ortogonales durante cada intervalo de planificación. Cada RB es una fracción de ancho de banda y representa la unidad de asignación mínima. Juntos, estos B TP sirven a una cantera de K usuarios activos. Cada TP así como cada usuario pueden estar equipados con múltiples antenas. Asumimos un escenario HetNet típico (definido en la versión 11 de

LTE 3GPP), en el que estos B TP están sincronizados y pueden intercambiar mensajes por una red de retroceso de fibra. A continuación, la señal recibida por un usuario k por el RB n puede escribirse como

$$\mathbf{y}_k(n) = \sum_{j=1}^B \mathbf{H}_{k,j}(n) \mathbf{x}_j(n) + \mathbf{z}_k(n), \quad (1)$$

5 modelando $\mathbf{H}_{k,j}(n)$ el canal MIMO entre el TP j y un usuario k por el RB n (que incluye el desvanecimiento a pequeña escala, el desvanecimiento a gran escala y la atenuación de la trayectoria), mientras que $\mathbf{z}_k(n)$ es el vector gaussiano de ruido circularmente simétrico aditivo y $\mathbf{x}_j(n)$ denota el vector de señales transmitido por el TP j por el enésimo RB. ¹ Considerando la señal transmitida por un TP, imponemos la restricción común de que a cada TP se le permita servir, como mucho, a un usuario por cada RB. Esta restricción proporciona robustez contra una retroalimentación del canal imperfecta y basta proveniente de los usuarios. Entonces, la señal transmitida por el TP q por el RB n puede expresarse como

$$\mathbf{x}_q(n) = \mathbf{W}_{q,u}(n) \mathbf{b}_{q,u}(n), \quad (2)$$

10 siendo $\mathbf{b}_{q,u}(n)$ el vector de símbolos complejos transmitido por el TP q por el RB n previsto para algún usuario u usando la matriz de precodificación $\mathbf{W}_{q,u}(n)$, que satisface una restricción de norma (potencia). Obsérvese que, debido a la naturaleza de radiodifusión del canal inalámbrico, la señal prevista para un usuario transmitida por algún TP por un RB es recibida como interferencia por todos los demás usuarios objeto de coplanificación también por ese RB. Este factor complica significativamente el problema de la planificación, dado que ya no resulta significativo definir una utilidad por usuario que dependa de los recursos asignados a ese usuario solo.

15 ² Obsérvese que el modelo de (1) es válido para el caso del acceso múltiple por división ortogonal de frecuencia (OFDMA) si el retardo máximo de propagación de la señal está dentro del prefijo cíclico.

Para abstraer los detalles mientras se retiene la utilización, adoptamos la noción de una hipótesis de transmisión. En particular, definimos $\underline{e} = (u, f, b)$ como un elemento, en el que $u: 1 \leq u \leq K$ denota a un usuario, $f \in \mathcal{F} = \{1, \dots, J\}$ denota un formato extraído de un conjunto finito \mathcal{F} de tales formatos que tienen una cardinalidad $J = |\mathcal{F}|$ y $b: 1 \leq b \leq B$ denota un punto de transmisión (TP). Cada elemento tal $\underline{e} = (u, f, b)$ representa una hipótesis de transmisión, es decir, la transmisión desde el TP b usando el formato f previsto para el usuario u . A continuación, denote $\underline{\Omega} = \{\underline{e} = (u, f, b): 1 \leq u \leq K, f \in \mathcal{F}, 1 \leq b \leq B\}$ el conjunto básico de todos los elementos posibles de ese tipo. Para cualquier elemento tal, adoptamos la convención de que

$$\underline{e} = (u, f, b) \Rightarrow u_{\underline{e}} = u, \quad f_{\underline{e}} = f, \quad b_{\underline{e}} = b.$$

25 Entonces, dejando que $\mathcal{N} = \{1, \dots, N\}$ denote al conjunto de los RB, denote $r: 2^{\underline{\Omega}} \times \mathcal{N} \rightarrow \mathbb{R}_+$ la función de utilidad de tasa de la suma ponderada. Para cualquier subconjunto $\underline{\mathcal{A}} \subseteq \underline{\Omega}$ y cualquier RB $n \in \mathcal{N}$, $r(\underline{\mathcal{A}}, n)$ produce la tasa de la suma ponderada obtenida con la transmisión usando la hipótesis en $\underline{\mathcal{A}}$ por el RB n . Las hipótesis en $\underline{\mathcal{A}}$ pueden contener múltiples hipótesis, por ejemplo seleccionar $\underline{\mathcal{A}} = \{\underline{e}, \underline{e}'\}$ en un RB n implica que por el RB n , el TP $b_{\underline{e}}$ transmitirá una señal prevista para el usuario $u_{\underline{e}}$ usando el formato $f_{\underline{e}}$ y, simultáneamente, el TP $b_{\underline{e}'}$ transmitirá una señal prevista para el usuario $u_{\underline{e}'}$ usando el formato $f_{\underline{e}'}$. El coeficiente de ponderación asociado con cada elemento \underline{e} (o, equivalentemente, el usuario $u_{\underline{e}}$) es una entrada para el planificador y, a su vez, es actualizado usando la decisión resultante de la planificación. Para anular la posibilidad de que el mismo TP sirva a múltiples usuarios por el mismo RB, así como la posibilidad de que el mismo usuario reciba datos de múltiples TP por el mismo RB, ² adoptamos la convención de que

$$\exists \underline{e} \neq \underline{e}' \in \underline{\mathcal{A}}: u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'} \text{ o } b_{\underline{e}} = b_{\underline{e}'} \Rightarrow r(\underline{\mathcal{A}}, n) = 0. \quad (3)$$

35 Además, para cualquier $\underline{\mathcal{A}} \subseteq \underline{\Omega}$, podemos expandir

$$r(\underline{\mathcal{A}}, n) = \sum_{\underline{e} \in \underline{\mathcal{A}}} r_{\underline{e}}(\underline{\mathcal{A}}, n), \quad (4)$$

siendo $r_{\underline{e}}(\underline{\mathcal{A}}, n)$ la tasa ponderada obtenida para el elemento \underline{e} o, equivalentemente, el usuario $u_{\underline{e}}$ usando las hipótesis en $\underline{\mathcal{A}}$ por el RB n y haciendo $r_{\underline{e}}(\underline{\mathcal{A}}, n) = 0 \forall \underline{e} \in \underline{\mathcal{A}}$ siempre que $r(\underline{\mathcal{A}}, n) = 0$. Obsérvese que tras seleccionar

5 cualquier hipótesis en \underline{A} por cualquier RB n , tenemos un canal de interferencia formado por los TP y los usuarios contenidos en esas hipótesis. Entonces puede usarse cualquier regla predeterminada para calcular la tasa de la suma ponderada. En todo este documento daremos por sentado que la función de utilidad de la tasa de la suma ponderada satisface una suposición de subaditividad natural que dice que las tasas de los elementos en un conjunto no disminuirán si algunos elementos son expurgados de ese conjunto. En particular, para cualquier subconjunto $\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}$ y cualquier elemento $\underline{e} \in \underline{A}$, definiendo $\underline{C} = \underline{A} \setminus \underline{e}$ asumimos que para cada $n \in \mathcal{N}$

$$r_{\underline{e}''}(\underline{C}, n) \geq r_{\underline{e}''}(\underline{A}, n), \quad \forall \underline{e}'' \in \underline{C}. \quad (5)$$

²Se requiere esta restricción porque habilitar la recepción de datos simultáneamente desde múltiples TP por la misma frecuencia requiere, para permitir la combinación coherente, retroalimentación adicional de los usuarios, la cual no está disponible.

10 Asumimos que para cada usuario se selecciona uno cualquiera de los dos siguientes esquemas multipunto coordinados (CoMP). Hacemos hincapié en que la asociación de un usuario con un esquema CoMP está predeterminada y fijada.

Silenciamiento coordinado/formación coordinada de haces (CS/CB): A un usuario asociado con este esquema solo le puede servir datos su TP "ancla" predeterminado, por lo que no se precisa ninguna compartición en tiempo real de los datos de ese usuario entre los TP. Así, para un usuario u de CS/CB, cualquier $\underline{e} \in \underline{\Omega}$ con $u_{\underline{e}} = u$ debe satisfacer que el TP $b_{\underline{e}}$ sea el TP ancla de u .

Selección dinámica de puntos (DPS): Un usuario asociado con este esquema puede ser servido por cualquier TP por cualquier RB.

20 Obsérvese que para ambos esquemas CoMP puede lograrse la mitigación de la interferencia mediante la debida selección del usuario y el formato. Además, la DPS permite un aumento en la intensidad de las señales recibidas aprovechando el desvanecimiento a corto plazo mediante la selección del TP servidor por RB, significando TP servidor el TP que sirve datos al usuario. Entonces, permitiendo que Q_u, ϑ_u denoten el tamaño de la memoria tampón (en bits) del usuario u y su coeficiente³ de planificación, respectivamente, formulamos el problema de optimización dado por (6).

$$\max_{\substack{\{\mathcal{X}_{\underline{A}, n} \in \{0,1\}\}: \\ \underline{A} \subseteq \underline{\Omega}, n \in \mathcal{N}}} \sum_{u \in \{1, \dots, K\}} \min \left\{ \sum_{\underline{e} \in \underline{\Omega}, u_{\underline{e}} = u} \sum_{\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}, \underline{e} \in \underline{A}} \sum_{n \in \mathcal{N}} r_{\underline{e}}(\underline{A}, n) \mathcal{X}_{\underline{A}, n} \vartheta_u Q_u \right\} \quad (6)$$

$$\sum_{\underline{A} \subseteq \underline{\Omega}} \mathcal{X}_{\underline{A}, n} \leq 1, \forall n; \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{A}, n} \right) \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{B}, n} \right) = 0, \forall \underline{A}, \underline{B} \subseteq \underline{\Omega} : \exists \underline{e} \in \underline{A}, \underline{e}' \in \underline{B} \text{ y } u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, f_{\underline{e}} \neq f_{\underline{e}'};$$

25 Obsérvese que en (6) la función objetivo incorpora los límites de la memoria tampón finita, mientras que la primera restricción garantiza que, como mucho, se seleccione una hipótesis de transmisión en cada RB. La segunda restricción garantiza que cada usuario objeto de planificación se le asigne únicamente un formato. Para un número dado de usuarios (K), TP (B), RB (N) y formatos (J), una instancia de (6) es un conjunto de coeficientes de ponderación de usuarios y de tamaños de la memoria tampón $\{\vartheta_u, Q_u\}_{u=1}^K$ junto con el conjunto de todos los valores de utilidad de la tasa de la suma ponderada para todas las hipótesis posibles en todos los RB. Antes de pasar a diseñar un algoritmo de aproximación para (6), consideramos un ejemplo específico de un formato junto con la regla para calcular la tasa de la suma ponderada. Puede definirse un formato, por ejemplo, como el número de flujos de símbolos asignados, en cuyo caso, en cualquier RB y para una hipótesis de transmisión dada, tenemos un canal de interferencia en el que ahora se da el número de flujos para cada enlace transceptor. La regla para evaluar la tasa de la suma ponderada puede ser, entonces, la que asume un alfabeto de entrada gaussiana para cada enlace transceptor y un método de precodificación de transmisión, tal como el basado en el alineamiento de interferencias. Obsérvese que la restricción de, como mucho, un formato por usuario planificado captura entonces la restricción principal en el estándar LTE, que es que a cada usuario objeto de planificación se le asigne el mismo número de flujos en todos sus RB asignados. Nuestro primer resultado es que es improbable que (6) sea resuelto de manera óptima por un algoritmo de complejidad baja (polinómica). Se colige de reducir (6) a dos casos especiales y de aprovechar su dificultad conocida.

³Sin pérdida de optimalidad, podemos dar por sentado que los coeficientes de ponderación de usuario están normalizados para que se encuentren en $[0, 1]$.

45 **Teorema 1.** *El problema de optimización de (6) es NP-difícil. Específicamente, para cualesquiera $N \geq 1$ y $J \geq 2$ fijos, (6) es muy NP-difícil. Para cualesquiera $B \geq 1$ y $J \geq 1$ fijos, (6) es APX-difícil.*

El Teorema 1 implica que no solo es sumamente improbable la existencia de un algoritmo óptimo eficiente para (6), sino que una complejidad exponencial con respecto a B es el precio probable que hay que pagar para obtener un factor de aproximación independiente de B . Aquí adoptamos un marco iterativo para diseñar un algoritmo de aproximación que haga la complejidad polinómica incluso en B pero introduzca una penalización de $1/B$ en la garantía de aproximación. En consecuencia, introducimos otro problema más simple dado por (7). La relación entre las tasas suma ponderada obtenidas usando las soluciones óptimas a (6) y (7) está dada por el resultado siguiente:

$$\begin{aligned} & \max_{\substack{\{\mathcal{X}_{\underline{e},n} \in \{0,1\}\} \\ \underline{e} \in \underline{\Omega}, n \in \mathcal{N}}} \sum_{u \in \{1, \dots, K\}} \min \left\{ \sum_{\underline{e} \in \underline{\Omega}, n \in \mathcal{N}} r(\underline{e}, n) \mathcal{X}_{\underline{e},n}, \vartheta_u Q_u \right\} \\ & \sum_{\underline{e} \in \underline{\Omega}} \mathcal{X}_{\underline{e},n} \leq 1, \forall n; \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{e},n} \right) \left(\sum_{n \in \mathcal{N}} \mathcal{X}_{\underline{e}',n} \right) = 0, \forall \underline{e}, \underline{e}' \subseteq \underline{\Omega} : u_{\underline{e}} = u_{\underline{e}'}, f_{\underline{e}} \neq f_{\underline{e}'}; \end{aligned} \quad (7)$$

Proposición 1. La solución óptima a (7) es viable para (6) y produce un valor que no es inferior a un factor $\frac{1}{B}$ veces el producido por la solución óptima a (6).

Demostración: Asumimos en primer lugar que el esquema CoMP asociado con todos los usuarios es CS/CB.

- 10 Consideremos entonces una solución óptima a (6), digamos $\{\hat{\mathcal{A}}^{(n)}\}_{n \in \mathcal{N}}$, y para esa solución denote \mathcal{G}'_b el conjunto de usuarios servidos por el TP b , siendo $b = 1, \dots, B$. Dado que se usa CS/CB para todos los usuarios, podemos deducir que estos conjuntos no están solapados, es decir, $\mathcal{G}'_k \cap \mathcal{G}'_j = \emptyset, \forall k \neq j$. Además, la utilidad global puede expresarse como $\sum_{b=1}^B R_b$, siendo R_b la suma ponderada de las tasas de todos los usuarios de \mathcal{G}'_b , estando incluidas todas las restricciones de memoria tampón finita por usuario. A continuación, consideremos un TP b y supongamos
- 15 que en cada RB $n \in \mathcal{N}$ un genio elimina la interferencia causada al usuario que es servido por el TP b , la cual procede de transmisiones coplanificadas por otros TP. Invocando la propiedad de (5), podemos ver que la tasa de la suma ponderada resultante \hat{R}_b será, al menos, tan grande como R_b . Sin embargo, puede lograrse \hat{R}_b por medio de una solución particular a (7) derivada de $\{\hat{\mathcal{A}}^{(n)}\}_{n \in \mathcal{N}}$, en la que solo se retiene el elemento que contiene a un usuario en \mathcal{G}'_b en cada $\hat{\mathcal{A}}^{(n)}$ (obsérvese que solo puede haber un elemento tal en cada $\hat{\mathcal{A}}^{(n)}$) y que los otros son
- 20 expurgados. Esto implica que la solución óptima a (7) produce un valor que es una cota superior para cada \hat{R}_b , $b = 1, \dots, B$, lo que, a su vez, nos permite concluir que el teorema es verdadero. Consideremos ahora el caso general en el que se adopta DPS como el esquema CoMP para algunos usuarios mientras se adopta CS/CB para los restantes. En este caso, dividamos a cada usuario DPS u en B usuarios $u^{(i)}, i = 1, \dots, B$ con coeficientes de ponderación, canales y tamaños de cola idénticos y con el entendimiento de que el i -ésimo usuario tal es un usuario de CS/CB cuya ancla es el TP i para que solo el TP i le pueda servir datos. Juntemos esta cantera ampliada de
- 25 $\hat{K} > K$ usuarios y planteemos el problema de (6) en esta cantera mayor, en la que todos los usuarios son usuarios de CS/CB y la restricción de la memoria tampón es impuesta por separado en cada usuario. Claramente, el valor óptimo de este problema es una cota superior a la del original con K usuarios. Además, tras observar que cada TP puede ser el ancla de no más de K usuarios de la cantera ampliada e invocando los argumentos presentados anteriormente, podemos afirmar que el valor óptimo de (7) no es inferior a $1/B$ veces del de este problema, que es el resultado deseado.

Para cualquier conjunto dado $\mathcal{A} \subseteq \underline{\Omega}$, cualquier elemento $\underline{e} \in \underline{\Omega}$, cualquier RB $n \in \mathcal{N}$ y cualquier escalar no negativo Δ junto con los escalares $\psi_u \in [0, 1] \forall u \in \{1, \dots, K\}$, definimos

$$\begin{aligned} & \max_{\substack{\mathcal{X}_{\underline{e},n}, \mathcal{X}_{\underline{e}',n} \in \{0,1\} \\ n \in \mathcal{R}_u, \underline{e} \in \mathcal{B}_{u,f}}} \left\{ \sum_{\underline{e} \in \mathcal{B}_{u,f}} \sum_{n \in \mathcal{R}_u} \left(r_{\underline{e}}(\mathcal{A}^{(n)} \cup \underline{e}, n) - \sum_{\underline{e}' \in \mathcal{A}^{(n)}} \left(r_{\underline{e}'}(\mathcal{A}^{(n)}, n) - r_{\underline{e}'}(\mathcal{A}^{(n)} \cup \underline{e}, n) \right) \psi_{u_{\underline{e}'}} \right) \mathcal{X}_{\underline{e},n} \right\} \\ & \text{s.t. } \sum_{\underline{e} \in \mathcal{B}_{u,f}} \sum_{n \in \mathcal{R}_u} r_{\underline{e}}(\mathcal{A}^{(n)} \cup \underline{e}, n) \mathcal{X}_{\underline{e},n} \leq \Delta_u; \sum_{\underline{e} \in \mathcal{B}_{u,f}} \mathcal{X}_{\underline{e},n} \leq 1 \quad \forall n \in \mathcal{R}_u \\ & \tilde{g}(\underline{e}, \mathcal{A}, n, \Delta) = \min \left\{ \Delta, r_{\underline{e}}(\mathcal{A} \cup \underline{e}, n) \right\} - \sum_{\underline{e}' \in \mathcal{A}} \left(r_{\underline{e}'}(\mathcal{A}, n) - r_{\underline{e}'}(\mathcal{A} \cup \underline{e}, n) \right) \psi_{u_{\underline{e}'}}. \end{aligned} \quad (8)$$

- Hacemos notar aquí que $\tilde{g}(\underline{e}, \mathcal{A}, n, \Delta)$ representa la ganancia (o la pérdida) incremental global de la tasa ponderada que se obtiene planificando el elemento \underline{e} en el RB n , dado que los elementos en \mathcal{A} ya están planificados en ese RB. Además, al definir esta tasa incremental, usamos Δ como un margen de tasa ponderada; es decir, la ganancia de la tasa ponderada obtenida para el usuario $u_{\underline{e}}$ no puede superar Δ . El propósito de este margen es imponer la

restricción de la memoria tampón en el usuario $u_{\underline{e}}$ con el entendimiento de que el usuario $u_{\underline{e}}$ ya ha obtenido una tasa ponderada de $\vartheta_u Q_u - \Delta$ como consecuencia de estar planificado en otros RB. Además, los escalares $\psi_u \in [0,1] \forall u$ son *factores de descuento* que se usan de nuevo para incorporar restricciones de memoria tampón. Por ejemplo, el término $r_{\underline{e}}(\underline{A}, n) - r_{\underline{e}}(\underline{A} \cup \underline{e}, n)$ representa la pérdida en la tasa ponderada del usuario $u_{\underline{e}}$ debida a la mayor interferencia que surge de la planificación de un elemento adicional \underline{e} . Sin embargo, esta pérdida es la máxima pérdida posible que ocurre solo cuando la restricción de la memoria tampón para $u_{\underline{e}}$ está inactiva. Si la restricción de la memoria tampón para ese usuario está activa (como consecuencia de todos los RB que han sido asignados a $u_{\underline{e}}$), descontamos la pérdida mediante un factor $\psi_{u_{\underline{e}}}$. Pasamos ahora a ofrecer el Algoritmo I para resolver (6) de manera aproximada. Obsérvese que este Algoritmo adopta un marco iterativo. Obsérvese que en cada iteración exterior del algoritmo (que comprende todas las etapas dentro del bucle exterior Repeat-Until), las decisiones adoptadas en las iteraciones anteriores se mantienen fijas. Las nuevas asignaciones de los RB, los TP servidores y los formatos para usuarios son efectuadas usando en primer lugar un planteamiento voraz simple (que comprende todas las etapas dentro del bucle interior While-Do) mientras se ignora la restricción de, como mucho, un formato por usuario. A continuación, se realiza una etapa de equilibrado con respecto a los formatos de un usuario para garantizar que el usuario es objeto de planificación con solo un formato. El resultado obtenido garantiza una mejora en la utilidad del sistema mientras mantiene la viabilidad. La rutina de equilibrado de formatos en la Etapa 16 del Algoritmo I para un usuario $u: \mathcal{R}_u \neq \emptyset$ se implementa como sigue. Para un subconjunto dado $\underline{\mathcal{B}} \subseteq \underline{\Omega}$, y $\{\hat{\underline{A}}^{(n)}\}$, consideramos cada formato $f \in \mathcal{F}$ y resolvemos el problema de (8), en el que $\underline{\mathcal{B}}_{u,f} = \{e \in \underline{\mathcal{B}} : u_e = u \ \& \ f_e = f\}$. Obsérvese que (8) es un problema de mochila de elección múltiples y, por ende, puede ser resuelto, por ejemplo, mediante programación dinámica o usando algoritmos de aproximación eficientes. A continuación, denote \hat{f} el formato cuya solución asociada resulte en el mayor valor de la función objetivo para (8). Denote $\mathcal{S}_u \subseteq \mathcal{R}_u$ al conjunto de los RB que están asignados en la solución asociada con \hat{f} y sean $\hat{\underline{e}}^{(n)}, n \in \mathcal{S}_u$ los correspondientes elementos. Entonces, comprobamos adicionalmente si existe un $\hat{n} \in \mathcal{R}_u \setminus \mathcal{S}_u$ y un elemento $\hat{\underline{e}} \in \underline{\mathcal{B}}_{u,\hat{f}}$ tal que $r_{\underline{e}}(\underline{A}^{(n)} \cup \hat{\underline{e}}, \hat{n}) \geq \Delta_u - \sum_{n \in \mathcal{S}_u} r_{\underline{e}^{(n)}}(\underline{A}^{(n)} \cup \hat{\underline{e}}^{(n)}, n)$ y $\Delta_u - \sum_{n \in \mathcal{S}_u} r_{\underline{e}^{(n)}}(\underline{A}^{(n)} \cup \hat{\underline{e}}, \hat{n}) > \sum_{e' \in \underline{\mathcal{A}}^{(n)}} (r_{\underline{e}'}(\underline{A}^{(n)}, \hat{n}) - r_{\underline{e}'}(\underline{A}^{(n)} \cup \hat{\underline{e}}, \hat{n})) \cup_{u_{\underline{e}'}}$. En caso de que no se satisfagan estas dos condiciones, devolvemos $\{\hat{\underline{e}}^{(n)}\}_{n \in \mathcal{S}_u}$ como la solución de equilibrado de formatos. Si no, sumamos \hat{n} a \mathcal{S}_u y hacemos $\hat{\underline{e}}^{(n)} = \hat{\underline{e}}$ antes de devolver $\{\hat{\underline{e}}^{(n)}\}_{n \in \mathcal{S}_u}$ como la solución de equilibrado de formatos. Por último, la etapa de poda, dado un subconjunto seleccionado $\underline{\mathcal{S}}$, se realiza como sigue.

$$\underline{\mathcal{B}} = \begin{cases} \underline{\mathcal{B}} \setminus \{e \in \underline{\Omega} : \exists e' \in \underline{\mathcal{S}}, u_e = u_{e'}\}, & \text{si es agresivo} \\ \underline{\mathcal{B}} \setminus \{e \in \underline{\Omega} : \exists e' \in \underline{\mathcal{S}}, u_e = u_{e'} \ \& \ f_e = f_{e'}\}, & \text{en los demás casos} \end{cases}$$

Obsérvese que la opción de poda agresiva subsume a otra opción. La garantía de rendimiento derivada a continuación es válida para ambas opciones de poda. Hacemos notar que la complejidad por iteración del Algoritmo I es $O(KJBN^2)$.

Pasamos ahora a deducir la garantía de aproximación para el Algoritmo I. Con este fin, especializando la utilidad al caso del usuario único, asumimos que se cumplen las siguientes inecuaciones moderadas:

$$r(\underline{e}', n) \geq G_{f_{\underline{e}'}, f_{\underline{e}}} r(\underline{e}, n), \quad \forall \underline{e}, \underline{e}' \in \underline{\Omega} : u_{\underline{e}'} = u_{\underline{e}} \ \& \ b_{\underline{e}'} = b_{\underline{e}}, \quad (9)$$

para algunas constantes $G_{i,j} \in [0,1], 1 \leq i, j \leq J$ con $G_{i,i} = 1, \forall i$. Definimos entonces la matriz $\mathbf{G} = [G_{i,j}] \in \mathbb{R}^{J \times J}$. Obsérvese que, dado que siempre podemos hacer $G_{i,j} = 0$, la propia (9) no resulta en ninguna pérdida de generalidad. Sin embargo, $G_{i,j} > 0$ significaría que cambiar el formato de j a i garantiza una tasa ponderada mayor que una fracción $G_{i,j}$ veces la tasa ponderada original para todos los usuarios, en todos los RB y en todos los casos. Hacemos notar que, para el ejemplo de formato presentado antes, $G_{i,j} = \frac{\min\{i,j\}}{\max\{i,j\}}, \forall i, j$.

Teorema 2. *El algoritmo I ofrece una solución a (6) que tiene una garantía de caso más desfavorable de al menos $\frac{\Gamma}{2B}$, es decir, el valor de la tasa de la suma ponderada obtenido usando la solución proporcionada por él no es*

inferior a $\frac{\Gamma}{2B}$ veces el obtenido usando la solución óptima de (6). Además, Γ satisface $\Gamma \geq \frac{1}{J}$ y puede determinarse mediante el siguiente LP para cualquier $S > 0$ fijada de forma arbitraria

$$\begin{aligned} \Gamma = \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}, \theta \in \mathbb{R}} \{ \theta \} \\ \text{s.t. } \mathbf{1}^T \mathbf{x} = S, \sum_{j=1}^J G_{i,j} x_j \leq \theta S, \forall i. \end{aligned} \quad (10)$$

Además, cuando $\mathbf{G}^{-1} \mathbf{1} \succeq 0$ tenemos $\Gamma = \frac{1}{\mathbf{1}^T \mathbf{G}^{-1} \mathbf{1}}$.

5 Demostración: Denotemos el valor óptimo de (7) mediante v^{opt} . Consideraremos la primera iteración exterior del Algoritmo I (inicializada con $\underline{A}^{(n)} = \emptyset \forall n$ y $\underline{B} = \underline{\Omega}$) y mostraremos que el valor de la suma ponderada del sistema obtenido después de la propia primera iteración es al menos un factor $\Gamma/2$ veces v^{opt} . Esto, junto con el hecho de que cada iteración del Algoritmo I resulta en una mejora en la utilidad del sistema, junto con la Proposición 1, demuestra el teorema.

A continuación, definamos una función $h' : \{1, \dots, K\} \times 2^{\mathcal{N}} \rightarrow \mathbb{R}_+$ como

$$h'(u, \mathcal{R}) = \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{n \in \mathcal{R}} \max_{\underline{e} \in \underline{\Omega}_u, \underline{e} = u} r(\underline{e}, n) \right\}, \quad (11)$$

10 siendo $u \in \{1, \dots, K\}$ y $\mathcal{R} \subseteq \mathcal{N}$. Nuestra primera observación es que para cualquier usuario u , la función de conjuntos $h'(u, \cdot)$ es una función monótona de conjuntos submodulares, es decir, para cualquier $\mathcal{R} \subseteq \mathcal{S} \subseteq \mathcal{N}$ y cualquier $n \in \mathcal{N}$, tenemos que $0 \leq h'(u, \mathcal{R}) \leq h'(u, \mathcal{S})$ y

$$h'(u, \mathcal{R} \cup \{n\}) - h'(u, \mathcal{R}) \geq h'(u, \mathcal{S} \cup \{n\}) - h'(u, \mathcal{S}).$$

A continuación, consideremos el siguiente problema:

$$\begin{aligned} \max_{\substack{\{\tilde{x}_{u,\mathcal{R}} \in [0,1]\}: \\ u \in \{1, \dots, K\}, \mathcal{R} \subseteq \mathcal{N}}} \sum_{u \in \{1, \dots, K\}} \sum_{\mathcal{R} \subseteq \mathcal{N}} h'(u, \mathcal{R}) \tilde{x}_{u,\mathcal{R}} \\ \sum_{\mathcal{R} \subseteq \mathcal{N}} \sum_u \tilde{x}_{u,\mathcal{R}} \leq 1, \quad \forall n \in \mathcal{N} \\ \sum_{\mathcal{R}} \tilde{x}_{u,\mathcal{R}} \leq 1, \quad \forall u \in \{1, \dots, K\}. \end{aligned} \quad (12)$$

15 El problema de (12) es un problema de subasta combinatoria (también denominado problema de maximización del bienestar) con utilidades o valoraciones sumodulares monótonas por usuario. Obsérvese que, dado que en (12) se suprime la restricción de formato por usuario, su valor óptimo es una cota superior de v^{opt} . De mayor importancia es que cualquier problema de subasta combinatoria con valoraciones submodulares monótonas puede ser resuelto aproximadamente (con una aproximación de 1/2) mediante un algoritmo voraz. De hecho, el bucle interno While-Do implementa tal rutina voraz, como consecuencia de la cual, tras la Etapa 14, tenemos que $\mathcal{R}_u \cap \mathcal{R}_{u'} = \emptyset \forall u \neq u'$ y

$$\sum_{u=1}^K h'(u, \mathcal{R}_u) \geq v^{opt}/2. \quad (13)$$

20 Consideremos ahora la rutina de equilibrado de formatos para un usuario $u : \mathcal{R}_u \neq \emptyset$. Para tal usuario u y para cada formato f definamos

$$\tilde{R}(u, f) = \sum_{n \in \mathcal{R}_u : \exists \underline{e}^{(n)} = \underline{a}^{(n)} \text{ y } f_{\underline{e}} = f} r(\underline{e}^{(n)}, n), \quad (14)$$

con el entendimiento de que $\tilde{R}(u, f) = 0$ si tal elemento no puede ser encontrado en ningún RB $n \in \mathcal{R}_u$. Obsérvese que la tasa ponderada obtenida para el usuario u (después de la etapa 14 del Algoritmo I) es igual a $\min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{f=1}^J \tilde{R}(u, f) \right\}$ y, ciertamente, es igual a $h'(u, \mathcal{R}_u)$. Entonces, tras seleccionar \hat{f} mediante el método de

equilibrado de formatos descrito anteriormente e invocando la inecuación de (9), podemos garantizar que el usuario u obtenga una tasa de al menos

$$\max_{f \leq f \leq J} \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{f'=1}^J G_{f,f'} \tilde{R}(u, f') \right\}. \quad (15)$$

Además, dado que a los usuarios se les asignan RB no solapadas, podemos concluir que la garantía de aproximación del caso más desfavorable de la rutina de equilibrado de formatos para el caso dado es de al menos

$$\min_u \frac{\max_{f \leq f \leq J} \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{f'=1}^J G_{f,f'} \tilde{R}(u, f') \right\}}{\min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{f=1}^J \tilde{R}(u, f) \right\}},$$

- 5 siendo la minimización exterior sobre todos los usuarios $u : \mathcal{R} \neq \emptyset$. Entonces, la garantía de aproximación del caso más desfavorable sobre todos los casos puede estar acotada por debajo porque es la solución al problema

$$\min_{x \in \mathcal{R}_c} \frac{\max_{f \leq f \leq J} \min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{f'=1}^J G_{f,f'} x_{f'} \right\}}{\min \left\{ \vartheta_u Q_u, \sum_{f=1}^J x_f \right\}}, \quad (16)$$

Claramente, dado que $\mathbf{G} \in [0,1]^{J \times J}$ y $G_{f,f} = 1, \forall f$, vemos que el valor mínimo de (16) no puede ser inferior a $\frac{1}{J}$. Las partes restantes del teorema se coligen tras invocar a la Proposición 2, demostrada en el Apéndice A.

- 10 En las Tablas I y II proporcionamos resultados de evaluación para el Algoritmo I, habiéndose realizado las evaluaciones en un simulador de sistemas plenamente calibrado que emula una HetNet (escenario 4b). En particular, se emula una HetNet con 19 células-sitios (con reordenación) y 3 sectores por célula-sitio, representando cada sector un grupo que comprende 5 TP —una macroestación base 4 cabezales de radio de baja potencia—, cada uno con 4 antenas transmisoras. Cada sector sirve a un promedio de 10 usuarios (cada uno con 2 antenas receptoras) y se asume un modelo de memoria tampón llena. En la Tabla I damos por sentado que cada usuario emplea un receptor simple sin prestaciones de rechazo de la interferencia intercelular (ICI), mientras que en la Tabla II se emplea un receptor MMSE-IRC más robusto. En cada caso suponemos que todos los usuarios son usuarios DPS o que todos los usuarios son usuarios CS/CB. Además, la retroalimentación obtenida de cada usuario fue refinada ulteriormente usando la retroalimentación de ACK/NACK y nos apresuramos a añadir que solo se ha empleado la retroalimentación aprovisionada. Por las tablas, en las que las ganancias porcentuales son con respecto a la planificación centralizada de referencia, vemos que pueden obtenerse ganancias significativas en la eficiencia espectral (SE) del 5% mediante la planificación conjunta. Esto, a su vez, garantizaría una mejor experiencia del usuario, con independencia de su ubicación, mientras retiene la mayoría de las ganancias SE promedio de la división de células que han sido capturadas por la referencia. Además, las ganancias son mejores cuando se usan receptores más simples, dado que entonces la transmisión coordinada ayudada por la red es más necesaria para gestionar la ICI.
- 15
- 20
- 25

Tabla I EFICIENCIA ESPECTRAL (BPS/Hz) CON RECEPTOR SIMPLE.

Esquema de planificación	DPS	CS/CB	Referencia
Promedio de célula	2,4006 (-1,20%)	2,4617 (1,32%)	2,4297
Borde de célula del 5%	0,0962 (19,35%)	0,0856 (6,20%)	0,0806

Tabla II EFICIENCIA ESPECTRAL (BPS/Hz) CON RECEPTOR MMSE-IRC.

Esquema de planificación	DPS	CS/CB	Referencia
Promedio de célula	2,7168 (-3,01%)	2,7656 (-1,27%)	2,8811
Borde de célula del 5%	0,1289 (21,83%)	0,1087 (2,74%)	0,1058

[Algoritmo I: Algoritmo iterativo para CS/CB o DPS: Memorias tampón finitas]

1) Inicializar $\underline{B} = \underline{\Omega}, \{A^{(n)} = \phi\}_{n \in \mathcal{N}}, \{\psi_u = 1, \Delta_u = Q_u\} \forall u$ e Iter = 0.

2) REPEAT

3) Hacer $S = \mathcal{N}$, Iter = Iter + 1, terminado = falso y $\mathcal{R}_u = \phi, \Theta_u = \Delta_u \forall u$.

5 4) WHILE (terminado = falso) DO

5) Determinar

$$\max_{\underline{e} \in \underline{B}, n \in S} \left\{ \tilde{g}(\underline{e}, A^{(n)}, n, \Theta_{u_{\underline{e}}}) \right\} \quad (17)$$

y denoten \hat{v}, \hat{n} y \hat{e} el valor óptimo y el RB y el elemento correspondientes, respectivamente.

6) IF $\hat{v} > 0$ THEN

7) Actualizar $\mathcal{R}_{u_{\hat{e}}} \rightarrow \mathcal{R}_{u_{\hat{e}}} \cup \hat{n}, S \rightarrow S \setminus \hat{n}$ y $\Theta_{u_{\hat{e}}} = (\Theta_{u_{\hat{e}}} - r_{\hat{e}}(A^{(n)} \cup \hat{e}, \hat{n}))^+$

10 8) ELSE

9) terminado = verdadero

10) END IF

11) IF $S = \phi$ THEN

12) terminado = verdadero

15 13) END IF

14) END WHILE

15) FOR cada usuario $u : \mathcal{R}_u \neq \phi$ DO

16) Determinar el conjunto S_u de RB asignados y los correspondientes elementos $\hat{e}^{(n)}, n \in S_u$ usando la rutina de equilibrado de formatos

20 17) Actualizar $A^{(n)} \rightarrow A^{(n)} \cup \hat{e}^{(n)}, \forall n \in S_u$

18) END FOR

19) FOR cada usuario u DO

20) Actualizar $\Delta_u = (\vartheta_u Q_u - \sum_{n \in \mathcal{N}} \sum_{\underline{e} \in A^{(n)}_{u_{\underline{e}}=u}} r_{\underline{e}}(A^{(n)}, n))^+$ y $\psi_u = \frac{\min\{\vartheta_u Q_u, \sum_{n \in \mathcal{N}} \sum_{\underline{e} \in A^{(n)}_{u_{\underline{e}}=u}} r_{\underline{e}}(A^{(n)}, n)\}}{\sum_{n \in \mathcal{N}} \sum_{\underline{e} \in A^{(n)}_{u_{\underline{e}}=u}} r_{\underline{e}}(A^{(n)}, n)}$

21) END FOR

25 22) Podar \underline{B} usando el conjunto $\bigcup_{n \in \mathcal{N}} A^{(n)}$

23) UNTIL $S = \mathcal{N}$ o Iter = IterMax

24) Producir $\{A^{(n)}\}, n \in \mathcal{N}$

III. Conclusiones

30 Consideramos la asignación de recursos en HetNets. Nuestro detallado análisis y nuestras evaluaciones del sistema muestran que, aprovechando de cierta manera toda la retroalimentación disponible y usando un algoritmo bien diseñado, puede ciertamente lograrse ganancias significativas en HetNets realistas.

Apéndice

A. Apéndice: Proposición 2 y demostración

Proposición 2. Para cualquier matriz $\mathbf{G} \in [0,1]^{J \times J}$, siendo $J \geq 1$ un entero positivo fijado, y cualquier $\Delta > 0$, puede encontrarse la solución a

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}_c^J} \frac{\min \left\{ \Delta, \max_{f:1 \leq f \leq J} \sum_{j=1}^J G_{f,j} x_j \right\}}{\min \left\{ \Delta, \sum_{j=1}^J x_j \right\}} \quad (18)$$

5 resolviendo el programa lineal siguiente para cualquier constante $S > 0$:

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}_c^J, \theta \in \mathcal{R}_c} \{ \theta \} \\ & \text{s.t. } \mathbf{1}^T \mathbf{x} = S \\ & \sum_{j=1}^J G_{i,j} x_j \leq \theta S, \forall i. \end{aligned} \quad (19)$$

Además, en el caso especial de $\mathbf{G}^{-1} \mathbf{1} \geq 0$, la solución a (18) puede ser obtenida de forma cerrada como $\frac{1}{\mathbf{1}^T \mathbf{G}^{-1} \mathbf{1}}$.

Demostración: Denotemos el valor óptimo de (18) mediante \hat{A} . Entonces, usando cualquier constante $0 < S \leq \Delta$, puede ser acotado por arriba como

$$\hat{A} \leq \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}_c^J, \theta \in \mathcal{R}_c, \mathbf{1}^T \mathbf{x} = S} \left\{ \frac{1}{S} \max_{f:1 \leq f \leq J} \sum_{j=1}^J G_{f,j} x_j \right\}. \quad (20)$$

Además, vemos que

$$\hat{A} \geq \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{R}_c^J} \frac{\max_{f:1 \leq f \leq J} \sum_{j=1}^J G_{f,j} x_j}{\sum_{j=1}^J x_j}. \quad (21)$$

- 10 Supongamos ahora que $\hat{\mathbf{x}}$ es una solución óptima al RHS de (21) con $\max_{f:1 \leq f \leq J} \sum_{j=1}^J G_{f,j} \hat{x}_j = \hat{\alpha}$ y $\mathbf{1}^T \hat{\mathbf{x}} = \hat{S}$ para que $\frac{\hat{\alpha}}{\hat{S}}$ sea el valor óptimo para el RHS de (21). A continuación, considérese el problema de minimización convexa en el RHS de (20) para cualquier constante $S > 0$. Claramente, $\tilde{\mathbf{x}} = \gamma \hat{\mathbf{x}}$, siendo $\gamma = \frac{S}{\hat{S}}$, es viable para el RHS de (20) y produce un valor $\frac{\hat{\alpha}}{S}$. Esto implica que el valor óptimo del RHS de (20) no es mayor que $\frac{\hat{\alpha}}{S}$. Sin embargo, un valor óptimo del RHS de (20) que sea estrictamente menor que $\frac{\hat{\alpha}}{S}$ resultaría en una contradicción, dado que implicaría
- 15 que el valor óptimo del RHS de (21) también es estrictamente menor que $\frac{\hat{\alpha}}{\hat{S}}$. En consecuencia, para una $S > 0$ fijada arbitrariamente, el valor óptimo del RHS de (20) es idéntico al del RHS de (21), lo que implica que este valor es idéntico a \hat{A} . Entonces, (20) puede ser reformulado como en (19). Claramente, dado que las restricciones y el objetivo en (19) son afines, es un problema de optimización convexa, lo cual implica que cualquier solución a las condiciones K.K.T. también es globalmente óptima. A continuación, las condiciones K.K.T. para (19) están dadas por

$$\mathbf{1}^T \mathbf{x} = S; \mathbf{x} \in \mathbb{R}_+^J; \theta S \geq \sum_{j=1}^J G_{i,j} x_j \forall i$$

$$\beta^T \mathbf{1} = \frac{1}{S}; \beta^T \mathbf{G} = \lambda^T + \delta \mathbf{1}^T; \beta \in \mathbb{R}_+^J; \lambda \in \mathbb{R}_+^J \quad (22)$$

$$\lambda \odot \mathbf{x} = \mathbf{0}; \beta \odot (\mathbf{G}\mathbf{x} - \theta S \mathbf{1}) = \mathbf{0}; \delta \in \mathbb{R},$$

denotando \odot el producto de Hadamard. A continuación, supongamos que $\mathbf{G}^{-1} \mathbf{1} \succeq \mathbf{0}$. Consideremos, entonces, una elección particular

$$\mathbf{x} = (\theta S) \mathbf{G}^{-1} \mathbf{1}; \theta = \frac{1}{\mathbf{1}^T \mathbf{G}^{-1} \mathbf{1}} \quad (23)$$

$$\delta = \frac{1}{S \mathbf{1}^T \mathbf{G}^{-1} \mathbf{1}}; \lambda = \mathbf{0}; \beta^T = \delta \mathbf{1}^T \mathbf{G}^{-1}.$$

Puede verificarse que la elección en (23) satisface todas las condiciones K.K.T. de (22) y que, por ende, debe producir óptimos globales para (19) y, así, el valor óptimo para (18). Se puede verificar que este valor óptimo es

5 $\frac{1}{\mathbf{1}^T \mathbf{G}^{-1} \mathbf{1}}.$

Detalles adicionales del sistema C

1 Introducción

Se ha acordado que en la versión 11 se soportarán tres esquemas CoMP, concretamente la transmisión conjunta (JT) la planificación y formación de haces coordinadas (CS/CB) y la selección dinámica de puntos (DPS) [6]. En CS/CB CoMP, los datos se transmitirán a través del punto de transmisión (TP) de la célula servidora, igual que en el caso de los sistemas convencionales monocelulares (sin CoMP). Por lo tanto, no hay ningún problema en la correlación del PDSCH para CS/CB CoMP. Sin embargo, en JT y DPS CoMP, podrían estar implicados en la transmisión de datos uno o varios TP distintos de la célula servidora. En este caso surgen algunos problemas, debido a diferentes estructuras de señalización en la correlación del elemento de recursos (RE) del canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH); por ejemplo, la colisión CRS/PDSCH debida a diferentes desplazamientos de la frecuencia para las posiciones de RE CRS correspondientes a diferentes TP, y al punto de inicio del PDSCH, debido a diferentes tamaños de las regiones del PDCCH para diferentes TP. Estos problemas han sido reconocidos y analizados en la propia fase del elemento de estudio CoMP, y han sido incluidos en el CoMP WI [6][7].

20 En el RAN1 n° 69 se analizó la manera de resolver los problemas de correlación del RE del PDSCH en CoMP y se vio que podría ser necesaria señalización de control adicional de enlace descendente para resolver estos problemas. En el encuentro RAN1 n° 69 se acordó lo siguiente:

- *Proporcionar señalización para indicar la posición CRS de al menos una célula desde la que puede producirse una transmisión PDSCH*

25 ○ *La señalización identifica al menos el desplazamiento de la frecuencia*

- *FFS para el número de puertos de antena CRS*

- *FFS para las subtramas MBSFN*

- *Si se transmite la señalización, el PDSCH sigue la igualación de tasas de la versión 10 en torno a la CRS indicada de una sola célula; si no, el UE asume las posiciones de CRS de la célula servidora*

30 ○ *FFS hasta el RAN1 n° 70 si la señalización también puede indicar hasta 3 células en torno a cuyos patrones CRS combinados el PDSCH es objeto de igualación de tasas.*

En [8] se han introducido varias alternativas sobre la señal de control de DL para la correlación del PDSCH CoMP, ya sea semiestática o dinámicamente. Proporcionamos algunos diseños detallados de señales para diferentes alternativas y exposiciones sobre estos esquemas.

35 2 Operaciones de correlación del PDSCH en CoMP

2.1 Problemas de la correlación del PDSCH en CoMP

En transmisiones JT y DPS CoMP, dado que hay implicados puntos de transmisión distintos de la célula servidora en las transmisiones de datos propiamente dichas, el UE no tiene conocimiento de la correlación exacta del RE del PDSCH, a no ser que se especifiquen cierta suposición o una señal adicional de control de DL. La correlación del PDSCH para JT y DPS CoMP tiene los siguientes problemas.

- 5 • La colisión CRS/PDSCH o las posiciones de CRS de los puntos de transmisión para transmisiones PDSCH.
- El punto de inicio (símbolo OFDM) del PDSCH debido a los diferentes tamaños de las regiones del PDCCH.
- La información de subtramas MBSFN.

Los detalles de estos problemas han sido analizados y se han aportado varias soluciones alternativas en [8]. Exponemos adicionalmente las soluciones de correlación del RE del PDSCH y su necesaria señalización de control de DL.

2.2 Soluciones de correlación del RE PDSCH en CoMP

El planteamiento por defecto de la correlación del PDSCH para JT y DPS CoMP es que la correlación del PDSCH siempre se alinee con la correlación de la célula servidora, incluyendo el punto de inicio del PDSCH, y la suposición sobre las posiciones del RE CRS. No es preciso que este planteamiento por defecto introduzca señalización adicional de DL, y, así, tiene un impacto estándar mínimo. Sin embargo, debido a las regiones discrepantes del PDCCH y a las colisiones CRS/PDSCH, algunos recursos RE pueden desperdiciarse o experimentar una intensa degradación del rendimiento CoMP en la eficiencia espectral.

Algunas soluciones potenciales para resolver el problema de las colisiones CRS/PDSCH en CoMP aparecen resumidas en [4]; por ejemplo, no usar ningún símbolo OFDM que contenga los RE CRS o que use solo la subtrama MBSFN para transmisiones JT o DPS CoMP cuando no hay ninguna CRS, según se sugiere también en [9]. Sin embargo, estos planteamientos no son espectralmente eficientes o están restringidos a algunas configuraciones específicas. En [9] se argumenta que el planteamiento de usar la MBSFN sigue siendo eficiente espectralmente, en el sentido de que la CoMP es útil fundamentalmente en caso de una carga elevada. Sin embargo, es sabido que la JT CoMP proporciona mayores ganancias en el borde de la célula cuando la carga del sistema es baja. Algunas empresas también sugirieron que el eNB alinee las posiciones de CRS para los TP en el conjunto de coordenadas CoMP configurando el mismo desplazamiento de la frecuencia de CRS. Sin embargo, este planteamiento, si es implementable en el eNB, aumenta significativamente la complejidad del eNB. Por otro lado, no resuelve el problema si los dos TP tienen un número diferente de puertos CRS.

En [8] se han proporcionado varias alternativas para resolver los problemas de correlación del PDSCH. El primer planteamiento para abordar el problema de las colisiones CRS/PDSCH está basado en el enmudecimiento del PDSCH, es decir, en no transmitir el símbolo de datos en los RE que colisionan con los RE CRS procedentes de otros TP. La información de correlación del PDSCH con enmudecimiento RE PDSCH puede entonces ser señalizada al UE CoMP. Si enviamos dinámicamente la correlación exacta del PDSCH al UE CoMP, el enmudecimiento RE PDSCH puede no ser necesario para la DPS CoMP. Sin embargo, transmitir dinámicamente la correlación exacta del PDSCH requiere una gran tara de señalización. Por lo tanto, el enmudecimiento del PDSCH basado en el conjunto de mediciones CoMP parece una solución alternativa prometedora si no se puede acomodar la señalización dinámica. Aquí, todos los RE PDSCH que colisionan con los RE CRS procedentes de cualquier otro TP con el correspondiente recurso de CSI-RS en el conjunto de mediciones CoMP se enmudecen para la transmisión de datos. Dado que el conjunto de mediciones está configurado semiestáticamente, la correlación del PDSCH con enmudecimiento puede ser señalizada semiestáticamente al UE. También se ha acordado que el tamaño máximo del tamaño de la medición CoMP sea 3. Así, el enmudecimiento del PDSCH basado en el conjunto de mediciones no degradará mucho el rendimiento de la eficiencia espectral.

Alternativa 1: Para JT CoMP o DPS, la red informa semiestáticamente al UE CoMP la unión de los patrones de RE CRS para los TP o los recursos de CSI-RS en el conjunto de mediciones CoMP del UE, que son excluidas de las transmisiones de datos en el PDSCH a ese UE.

Para señalar al UE CoMP la unión de los patrones de RE CRS, podemos señalar semiestáticamente el desplazamiento de la frecuencia, v , y el número del puerto de la CRS, p , para M TP en el conjunto de mediciones, es decir, $(v_m, p_m), m=1, \dots, M$. También puede ser señalada semiestáticamente al UE CoMP la información de subtramas MBSFN procedentes de cada TP en el conjunto de mediciones.

Entonces, para acomodar también las transmisiones CS/CB CoMP para las que la correlación del PDSCH está configurada según la de la célula servidora, usamos un bit adicional junto con las señales de los patrones de RE CRS al UE para indicar que la correlación del RE del PDSCH es según la célula servidora o en torno a todas las posiciones de CRS en el conjunto de mediciones, según se muestra en la Tabla 1. Obsérvese que la unión de los RE CRS es la unión de los RE CRS existentes en esa subtrama. Si las configuraciones de las subtramas MBSFN le

son señaladas el UE CoMP, la unión de los RE CRS no incluye el patrón RE CRS para el TP si está en su subtrama MBSFN.

Tabla 1. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH para la Alternativa 1.

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
0	Alinear con la célula servidora (TP 1)
1	Correlación de RE en una subtrama que excluye a la unión de los RE CRS de los TP en el conjunto de mediciones en esa subtrama.

5 Podría suscitarse la pregunta de si este planteamiento semiestático es mejor que el planteamiento por defecto. En el planteamiento por defecto, el eNB configura la correlación del RE del PDSCH para cualquier TP transmisor como la de la célula servidora. En DPS, cuando un TP distinto del TP servidor en el conjunto de mediciones está transmitiendo, el PDSCH en las posiciones de CRS para este TP no será usado para la transmisión de datos. Dado que el UE asume la correlación del PDSCH de la célula servidora, seguiría intentando decodificar los datos en estas posiciones de CRS que, en realidad, no tienen ninguna información de datos, denominados datos/bits sucios. Se lleva a cabo una simple simulación para evaluar el rendimiento de estos escenarios. Se codifica una información de 10 576 bits de longitud usando el turbocódigo LTE de tasa 1/2. Asumimos que hay un total del 5% de bits codificados afectados por colisiones CRS/PDSCH. Comparamos el rendimiento de este código de tasa 1/2 en el canal AWGN con eliminación del 5% de los bits codificados (enmudecimiento PDSCH), 5% de datos sucios recibidos (puramente ruido), y 2,5% de eliminación más 2,5% de datos sucios. Los resultados se muestran en la Fig. 9. Podemos ver que 15 con el 5% de bits sucios, hay una significativa degradación del rendimiento. Incluso con la mitad de bits sucios en las posiciones RE objeto de colisión, sigue habiendo una pérdida observable del rendimiento en comparación con el enmudecimiento RE.

Para mejorar la ganancia de rendimiento con respecto al planteamiento por defecto, podemos considerar el siguiente planteamiento semiestático.

20 **Alternativa 2:** Para JT o DPS CoMP, la red informa semiestáticamente al UE CoMP la información CRS para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP de ese UE, y la correlación del PDSCH que la red seguirá para servir a ese UE.

En este planteamiento, podemos señalar en primer lugar semiestáticamente al UE el desplazamiento de la frecuencia de la CRS y el número de puertos CRS para cada TP en el conjunto de mediciones como el de la Alternativa 1. De nuevo, la información de CRS está marcada con el índice de TP. A continuación señalamos al UE un indicador para el índice de TP según el cual el eNB configurará la correlación del PDSCH. Dado que hay, como mucho, 3 recursos de CRS-RS en un conjunto de mediciones CoMP, un indicador de dos bits es suficiente para transportar la información. También podemos incluir la opción de la correlación del PDSCH en torno a todos los RE CRS en una subtrama, según se muestra la Tabla 2. Este planteamiento es particularmente útil cuando se aplica la expansión del alcance de las células a algunos UE en el escenario de HetNet, en el que la red puede configurar siempre la macrocélula eNB para la transmisión de datos de DL.

Tabla 2. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH para la Alternativa 2.

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Alineamiento de correlación del PDSCH con la célula servidora (TP 1 en el conjunto de mediciones)
01	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 2 en el conjunto de mediciones
10	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 3 en el conjunto de mediciones
11	Correlación del RE excluyendo la unión de los RE CRS en el conjunto de mediciones en una subtrama.

35 Obsérvese que en lugar del desplazamiento de la frecuencia CRS y el número de puertos CRS, podemos señalar al UE la lista de los ID de célula del TP en el conjunto de mediciones y el número asociado de puertos CRS. Si se señalan al UE CoMP los ID de las células en el conjunto de mediciones, puede implementarse la cancelación de la interferencia, dado que el UE es capaz de decodificar todas las señales CRS en su conjunto de mediciones CoMP. Obsérvese también que con las conversaciones para FeICIC, se ha acordado que la lista de la interferencia intensa de CRS sea señalada al UE para que el UE pueda llevar a cabo la cancelación de interferencias. Dado que lo más

probable es que en esta lista estén incluidos TP distintos del TP servidor en el conjunto de mediciones, es entonces posible reutilizar esta lista para la correlación del PDSCH CoMP para reducir la tara de señales.

La red también puede informar semiestáticamente al UE el punto de inicio del PDSCH. Sin embargo, para DPS, si hay una discrepancia entre los puntos de inicio del PDSCH para los TP en el conjunto de mediciones CoMP, ello causará pérdida de eficiencia espectral. Consideramos ahora el siguiente planteamiento híbrido para transmitir dinámicamente la información de la correlación del PDSCH.

Alternativa 3: Para JT o DPS CoMP, la red informa semiestáticamente a un UE CoMP la información CRS y el punto de inicio del PDSCH para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP de ese UE en algún orden. La red informa entonces dinámicamente al UE el punto de inicio del PDSCH y el patrón CRS que seguirá la correlación del PDSCH, transmitiendo los índices correspondientes a ellos.

Con este planteamiento, la red señala en primer lugar semiestáticamente al UE la información de CRS para cada TP en el conjunto de mediciones como en la Alternativa 1 o la Alternativa 2, así como el punto de inicio del PDSCH para cada TP si la región del PDCCH cambia semiestáticamente. A continuación, la red señala dinámicamente el índice del TP que sigue la correlación del PDSCH, incluyendo el punto de inicio. Tal señal dinámica puede ser especificada en la DCI introduciendo un campo adicional de señal. La señal es similar a la de la Tabla 2, salvo en que no es necesario el índice para el enmudecimiento en la unión de los RE CRS, si los puntos de inicio del PDSCH están configurados dinámicamente en cada TP en el conjunto de mediciones. Puede ser mejor señalar también dinámicamente el punto de inicio del PDSCH.

Para la JT CoMP, más de un TP estará implicado en la transmisión. Para este caso, en el planteamiento híbrido con señalización dinámica disponible, en lugar de que la correlación evite las posiciones de CRS para todos los TP en la célula, proponemos que la correlación del RE del PDSCH ocupe secuencialmente todos los RE CRS, precisamente para que en los RE CRS colisionados, pueda asignarse un solo TP o el subconjunto de los TP (para una JT de 3 TP) para las transmisiones de señales si no están planificados todos en la subtrama MBSFN. Tenemos entonces el siguiente esquema alternativo.

Alternativa 4: Para JT o DPS CoMP, la red informa semiestáticamente a un UE CoMP la información CRS para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP de ese UE en algún orden. La red informa dinámicamente entonces al UE el patrón de CRS que seguirá la correlación del PDSCH transmitiendo los índices correspondientes a ellos o indicando al UE que la correlación del PDSCH ocupa todas las posiciones de RE CRS (suponiendo que no hay CRS).

La señal dinámica para el indicador de correlación está dada, entonces, en la Tabla 3. Cuando el indicador de correlación del PDSCH está puesto para que sea 11, el punto de inicio del PDSCH puede fijarse suponiendo el tamaño mínimo o máximo de las regiones del PDCCH (o símbolos OFDM PDCCH) de los TP en el conjunto de mediciones, que son informadas semiestáticamente al UE.

Tabla 3. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH para las Alternativas 3, 4.

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Alineamiento de correlación del PDSCH con la célula servidora (TP 1 en el conjunto de mediciones)
01	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 2 en el conjunto de mediciones
10	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 3 en el conjunto de mediciones
11 (Alt-4)	Alineamiento de correlación del RE del PDSCH ocupando todos los RE CRS en el conjunto de mediciones (suponiendo que no hay CRS).

Obsérvese que los tres primeros casos (00, 01, 10) de la Tabla 3 también pueden aplicarse a la JT con el correspondiente TP indicado en la subtrama no MBSFN y otros TP en su subtrama MBSFN, que también puede ser indicado con 11. No se realiza ninguna CRS JT en caso de MBSFN o podría ser posible realizarla a veces usando la compensación del eNB para una JT parcial. Para el último caso (11) de la Tabla 3, es decir, suponiendo que no hay ninguna CRS, puede realizarse la JT en el caso MBSFN. Pero podría ser posible realizarla a veces usando la compensación del eNB para una JT parcial, es decir, la transmisión por un solo TP o el subconjunto de los TP (para una JT de 3 TP). También puede incluirse como patrón, siendo 0 el número de puerto de CRS, la correlación del RE del PDSCH asumiendo que no hay CRS alguna.

El UE puede estimar el canal con la señal de referencia de demodulación precodificada (DMRS), luego usar tal canal estimado para desmodular/detectar del símbolo de datos para todos los símbolos de datos en el bloque de recursos

o el grupo de recursos. Si transmitimos el símbolo de datos en un subconjunto de varios TP, con las mismas precodificaciones que la de la JT normal usando todos los TP configurados de la JT, habría una discrepancia de canales que puede degradar el rendimiento de la demodulación. Para llevar a cabo una JT parcial en algunos RE con el UE y hacer que el UE vea el canal combinado similar para demodulación como la JT normal en otros RE, podemos considerar usar una precodificación diferente en el subconjunto de los TP en la JT parcial. Consideramos ahora un caso de la JT parcial para una JT configurada de 2 TP. La precodificación para la transmisión en el TP única en el RE objeto de colisión puede obtenerse como sigue. Supóngase que U_1 y U_2 son dos matrices de precodificación empleadas en 2 TP en la JT. La señal recibida vista en el UE puede ser escrita como

$$y = H_1 U_1 x + H_2 U_2 x + n.$$

Para una JT parcial con datos que se transmiten por el TP 1, sin pérdida de generalidad, asumiendo TP 2, tenemos

$$\tilde{y} = H_2 U x + n.$$

10 Para garantizar que el UE ve el mismo canal combinado, dejamos entonces que

$$U = H_2^{-1} H_1 U_1 + U_2,$$

denotando H_2^{-1} la matriz inversa por la derecha de H_2 ; es decir, $H_2^{-1} = H_2^H (H_2 H_2^H)^{-1}$. Denote la $D_i^{\frac{1}{2}} = \text{diag}(\sqrt{\gamma_{i1}}, \dots, \sqrt{\gamma_{ir}})$, siendo γ_{ij} la retroalimentación de la SINR (por ejemplo, en un CQI de forma cuantificada) para el i -ésimo TP (recurso de CSI-RS) y la j -ésima capa, acompañada con la precodificación preferida G_i del rango r . Asumimos un rango común en 2 TP para la JT. La red puede aproximar el canal como $\tilde{H}_i = D_i^{\frac{1}{2}} G_i^H$. Entonces

15 tenemos $(H_2 H_2^H)^{-1} \approx D_2^{-1}$, y luego

$$U = U_2 + G_2 D_2^{\frac{1}{2}} D_1^{\frac{1}{2}} G_1^H U_1. \tag{1}$$

El anterior esquema de precodificación puede ser extendido fácilmente al caso general, es decir, a la JT parcial que usa un subconjunto de TP, digamos m TP para la JT normal con M_{JT} TP, $m < M_{JT}$.

Entonces se puede emplear la U normalizada como la matriz de precodificación para el TP 2. Dado que U está normalizada/grauada, el eNB puede decidir si esta graduación resulta o no en un rendimiento aceptable.

20 Para señalar semiestáticamente el patrón CRS para cada TP en el conjunto de mediciones del UE usando el número de puertos CRS y su desplazamiento de la frecuencia (en lugar del ID de la célula), los índices de 4 bits para los patrones CRS se resumen en la Tabla 4. Con esta configuración, el MSB, b_3 , del índice de patrones CRS define si el número del puerto CRS es $M = 1$ ($b_3=0$) o $M > 1$ ($b_3=1$). Si $b_3=0$, los tres bits restantes ($b_2 b_1 b_0$) indican el desplazamiento de la frecuencia. Si $b_3=1$, el 2º MSB, b_2 es usado para diferenciar $M=2$ ($b_2=0$) o $M=4$ ($b_2=1$), luego los dos bits restantes ($b_1 b_0$) indican el desplazamiento de la frecuencia (representación binaria). Podemos ver que con la indexación de la Tabla 4, siempre tenemos varios bits en el índice (3 bits para 1 puerto CRS, 2 bits para 2 o 4 puertos CRS) explícitamente correlacionados con el desplazamiento de la frecuencia de CRS. Si también se necesita que el caso sin ninguna CRS (número de puerto CRS=0) sea señalado semiestáticamente como uno de los patrones CRS, podemos usar uno de los índices reservados, por ejemplo $b_3 b_2 b_1 b_0 = 1111$, para transmitir esta información.

Tabla 4. Índices de patrones CRS.

Índice de patrones CRS ($b_3 b_2 b_1 b_0$)	Número de puertos CRS	Desplazamiento de frecuencia de CRS
0000	1	0
0001	1	1
0010	1	2
0011	1	3
0100	1	4
0101	1	5
0110	Reservado	Reservado
0111	Reservado	Reservado

Índice de patrones CRS ($b_3b_2b_1b_0$)	Número de puertos CRS	Desplazamiento de frecuencia de CRS
1000	2	0
1001	2	1
1010	2	2
1011	Reservado	Reservado
1100	4	0
1101	4	1
1110	4	2
1111	Reservado	Reservado

En función de las exposiciones anteriores, para los planteamientos semiestáticos, la Alternativa 2 parece mejor, ya que una tara de señal de un bit adicional no es crítica para la señalización semiestática. Por lo tanto, para el planteamiento semiestático proponemos:

5 **Propuesta 1:** Para la correlación del PDSCH en CoMP, la red informa semiestáticamente a un UE CoMP la información de CRS de cada TP en su conjunto de mediciones CoMP, y bien un indicador de la correlación del PDSCH del TP del conjunto de mediciones CoMP que seguirá la red para servir a ese UE, o bien la correlación del PDSCH que excluye la unión de los RE CRS de todos los TP en el conjunto de mediciones CoMP.

10 Si puede introducirse alguna señalización dinámica (por ejemplo, 2 bits en la DCI) para gestionar problemas de correlación del PDSCH, es preferible la Alternativa 4. Por lo tanto, proponemos lo que sigue para el planteamiento híbrido con señalización dinámica dada en la Tabla 3.

Propuesta 2: Para la correlación del PDSCH en CoMP, la red informa semiestáticamente a un UE CoMP la información de CRS de cada TP en su conjunto de mediciones CoMP. La red informa entonces dinámicamente al UE el patrón CRS que la correlación del PDSCH seguirá, transmitiendo un índice que lo identifique o indicando al UE que la correlación del PDSCH ocupará todas las posiciones de RE CRS.

15 El esquema de precodificación presentado en (1) puede ser una implementación eficiente para la JT parcial si transmitimos algunos símbolos de datos de un subconjunto de varios TP de JT en algunos RE en una transmisión JT CoMP.

3 Conclusión

20 En este documento se han expuesto los problemas de correlación del PDSCH para JT y DPS CoMP. Consideramos las dos alternativas siguientes (una con señalización semiestática únicamente y una con señalización dinámica) para la correlación del PDSCH en CoMP:

25 **Propuesta 1:** Para la correlación del PDSCH en CoMP, la red informa semiestáticamente a un UE CoMP la información de CRS de cada TP en su conjunto de mediciones CoMP, y bien un indicador de la correlación del PDSCH del TP del conjunto de mediciones CoMP que seguirá la red para servir a ese UE, o bien la correlación del PDSCH que excluye la unión de los RE CRS de todos los TP en el conjunto de mediciones CoMP.

Propuesta 2: Para la correlación del PDSCH en CoMP, la red informa semiestáticamente a un UE CoMP la información de CRS de cada TP en su conjunto de mediciones CoMP. La red informa entonces dinámicamente al UE el patrón CRS que la correlación del PDSCH seguirá, transmitiendo un índice que lo identifique o indicando al UE que la correlación del PDSCH ocupará todas las posiciones de RE CRS.

30 El esquema de precodificación presentado en (1) puede ser una implementación eficiente para la JT parcial si transmitimos algunos símbolos de datos de un subconjunto de varios TP de JT en algunos RE en una transmisión JT CoMP. Y, además, la indexación de patrones CRS de la Tabla 4 tiene la ventaja de que tenemos varios bits en el índice (3 bits para 1 puerto CRS, 2 bits para 2 o 4 puertos CRS) explícitamente correlacionados con el desplazamiento de la frecuencia de CRS.

35 Detalles adicionales del sistema D

1 Introducción

40 Se ha acordado que en la versión 11 se soportarán tres esquemas CoMP, concretamente la transmisión conjunta (JT) la planificación y formación de haces coordinadas (CS/CB) y la selección dinámica de puntos (DPS) [6]. En CS/CB CoMP, los datos se transmitirán a través del punto de transmisión (TP) de la célula servidora, igual que en el caso de los sistemas convencionales monocelulares (sin CoMP). Por lo tanto, no hay ningún problema en la correlación del PDSCH para CS/CB CoMP. Sin embargo, en JT y DPS CoMP, podrían estar implicados en la

transmisión de datos uno o varios TP distintos de la célula servidora. En este caso surgen algunos problemas, debido a diferentes estructuras de señalización en la correlación del RE del PDSCH; por ejemplo, la colisión CRS/PDSCH debida a diferentes desplazamientos de la frecuencia para las posiciones de RE CRS correspondientes a diferentes TP, y al punto de inicio del PDSCH, debido a diferentes tamaños de las regiones del PDCCH para diferentes TP. Estos problemas han sido reconocidos y analizados en la propia fase del elemento de estudio CoMP, y han sido incluidos en el CoMP WI [6][7].

En el RAN1 n° 69 se analizó la manera de resolver los problemas de correlación del RE del PDSCH en CoMP y se vio que podría ser necesaria señalización de control adicional de enlace descendente para resolver estos problemas. En el encuentro RAN1 n° 69 se acordó lo siguiente:

- 10 • *Proporcionar señalización para indicar la posición CRS de al menos una célula desde la que puede producirse una transmisión PDSCH*
 - *La señalización identifica al menos el desplazamiento de la frecuencia*
 - *FFS para el número de puertos de antena CRS*
 - *FFS para las subtramas MBSFN*
- 15 • *Si se transmite la señalización, el PDSCH sigue la igualación de tasas de la versión 10 en torno a la CRS indicada de una sola célula; si no, el UE asume las posiciones de CRS de la célula servidora*
 - *FFS hasta el RAN1 n° 70 si la señalización también puede indicar hasta 3 células en torno a cuyos patrones CRS combinados el PDSCH es objeto de igualación de tasas.*

También analizamos los planteamientos candidatos y proporcionamos algunos diseños detallados de señales.

20 2 Exposiciones

2.1 Problemas de correlación del PDSCH in CoMP

En transmisiones JT y DPS CoMP, dado que hay implicados puntos de transmisión distintos de la célula servidora en las transmisiones de datos propiamente dichas, el UE no tiene conocimiento de la correlación exacta del RE del PDSCH, a no ser que se especifiquen cierta suposición o una señal adicional de control de DL. La correlación del PDSCH para JT y DPS CoMP tiene los siguientes problemas.

- La colisión CRS/PDSCH o las posiciones de CRS de los puntos de transmisión para transmisiones PDSCH.
- El punto de inicio (símbolo OFDM) del PDSCH debido a los diferentes tamaños de las regiones del PDCCH.
- La información de subtramas MBSFN.

2.2 Soluciones de correlación del RE PDSCH en CoMP

30 Antes de exponer las alternativas de señalización dinámica anteriores, recapitulamos en primer lugar los posibles planteamientos semiestáticos. Si los planteamientos dinámicos no proporcionan una ganancia de rendimiento significativa con una tara adicional de señales, los planteamientos semiestáticos pueden ser una solución de compromiso. Para el planteamiento semiestático, consideramos el enmudecimiento del PDSCH en los RE CRS objeto de colisión, es decir, todos los RE PDSCH que colisionan con los RE CRS de cualquier otro TP con el correspondiente recurso de CSI-RS en el conjunto de mediciones CoMP son enmudecidos para la transmisión de datos. Dado que el conjunto de mediciones está semiestáticamente configurado, la correlación del PDSCH con enmudecimiento puede ser señalizada semiestáticamente al UE. También se ha acordado que el tamaño máximo del tamaño de la medición CoMP sea 3. Así, el enmudecimiento del PDSCH basado en el conjunto de mediciones no degradará mucho el rendimiento de la eficiencia espectral.

40 **Alternativa 1:** *Para JT CoMP o DPS, la red informa semiestáticamente al UE CoMP la unión de los patrones de RE CRS para los TP o los recursos de CSI-RS en el conjunto de mediciones CoMP del UE, que son excluidas de las transmisiones de datos en el PDSCH a ese UE.*

Para señalar al UE CoMP la unión de los patrones de RE CRS, podemos señalar semiestáticamente el desplazamiento de la frecuencia, v , y el número del puerto de la CRS, p , para M TP en el conjunto de mediciones, es decir, $(v_m, p_m), m=1, \dots, M$. También puede ser señalada semiestáticamente al UE CoMP la información de subtramas MBSFN procedentes de cada TP en el conjunto de mediciones.

Entonces, para acomodar también las transmisiones CS/CB CoMP para las que la correlación del PDSCH está configurada según la de la célula servidora, usamos un bit adicional junto con las señales de los patrones de RE CRS al UE para indicar que la correlación del RE del PDSCH es según la célula servidora o en torno a todas las posiciones de CRS en el conjunto de mediciones, según se muestra en la Tabla 1. Obsérvese que la unión de los

RE CRS es la unión de los RE CRS existentes en esa subtrama. Si las configuraciones de las subtramas MBSFN le son señaladas el UE CoMP, la unión de los RE CRS no incluye el patrón RE CRS para el TP si está en su subtrama MBSFN.

Tabla 1. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH para la Alternativa 1.

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
0	Alinear con la célula servidora (TP 1)
1	Correlación de RE en una subtrama que excluye a la unión de los RE CRS de los TP en el conjunto de mediciones en esa subtrama.

5 Para mejorar la ganancia de rendimiento con respecto al planteamiento por defecto, podemos considerar el siguiente planteamiento semiestático.

Alternativa 2: Para JT o DPS CoMP, la red informa semiestáticamente al UE CoMP la información CRS para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP de ese UE, y la correlación del PDSCH que la red seguirá para servir a ese UE.

10 En este planteamiento, podemos señalar en primer lugar semiestáticamente al UE el desplazamiento de la frecuencia de la CRS y el número de puertos CRS para cada TP en el conjunto de mediciones como el de la Alternativa 1. De nuevo, la información de CRS está marcada con el índice de TP. A continuación señalamos al UE un indicador para el índice de TP según el cual el eNB configurará la correlación del PDSCH. Dado que hay, como mucho, 3 recursos de CRS-RS en un conjunto de mediciones CoMP, un indicador de dos bits es suficiente para transportar la información. También podemos incluir la opción de la correlación del PDSCH en torno a todos los RE
15 CRS en una subtrama, según se muestra la Tabla 2. Este planteamiento es particularmente útil cuando se aplica la expansión del alcance de las células a algunos UE en el escenario de HetNet, en el que la red puede configurar siempre la macrocélula eNB para la transmisión de datos de DL.

Tabla 2. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH para la Alternativa 2.

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Alineamiento de correlación del PDSCH con la célula servidora (TP 1 en el conjunto de mediciones)
01	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 2 en el conjunto de mediciones
10	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 3 en el conjunto de mediciones
11	Correlación del RE excluyendo la unión de los RE CRS en el conjunto de mediciones en una subtrama.

20 Obsérvese que en lugar del desplazamiento de la frecuencia CRS y el número de puertos CRS, podemos señalar al UE la lista de los ID de célula del TP en el conjunto de mediciones y el número asociado de puertos CRS. Si se señalan al UE CoMP los ID de las células en el conjunto de mediciones, puede implementarse la cancelación de la interferencia, dado que el UE es capaz de decodificar todas las señales CRS en su conjunto de mediciones CoMP. Obsérvese también que con las conversaciones para FeICIC, se ha acordado que la lista de la interferencia intensa
25 de CRS sea señalada al UE para que el UE pueda llevar a cabo la cancelación de interferencias. Dado que lo más probable es que en esta lista estén incluidos TP distintos del TP servidor en el conjunto de mediciones, es entonces posible reutilizar esta lista para la correlación del PDSCH CoMP para reducir la tara de señales.

La red también puede informar semiestáticamente al UE el punto de inicio del PDSCH. Sin embargo, para DPS, si hay una discrepancia entre los puntos de inicio del PDSCH para los TP en el conjunto de mediciones CoMP, ello
30 causará pérdida de eficiencia espectral.

En el anterior planteamiento semiestático, para el cuarto estado, no se transmite datos por la unión de los RE CRS en el conjunto de mediciones. Si pueden asignarse más bits de indicación, podemos incluir más combinaciones de términos de unión de los RE CRS en el conjunto de mediciones CoMP. Por ejemplo, con la indicación de 3 bits, es decir, 8 estados, se puede acomodar la unión de los RE CRS para cualquier combinación de varios TP en el
35 conjunto de mediciones (con tamaño máximo de 3). La correlación del RE del PDSCH es seguida entonces por la exclusión de la unión del patrón de RE CRS, que es transmitida el UE por el indicador de 3 bits.

Este planteamiento semiestático puede ser extendido, además, al caso general en el que la información de una CRS interferente intensa ajena al grupo CoMP está disponible al UE como una característica de FeICIC. Sabemos que algunos UE están situados en el límite del grupo CoMP. Así, la intensa interferencia a esos UE puede provenir de algunos TP ajenos al grupo CoMP, mientras que los TP en un conjunto de mediciones CoMP del UE pueden no tener una intensidad de interferencia comparable. Aunque basándose en la lista de CRS interferentes, el UE pueda llevar a cabo la cancelación de la interferencia para eliminar la interferencia CRS para mejorar el rendimiento de decodificación, se incurre en complejidad adicional para el UE al incluir tal característica. Para reducir la complejidad del UE, una solución es no transmitir los datos por el RE que es objeto de interferencia por el TP incluso fuera de las CoMP. Entonces no es preciso que el UE realice la cancelación de la interferencia ni que tenga tal característica. Así, la correlación del PDSCH puede evitar que la unión de los RE CRS incluya los TP ajenos a las CoMP. Así, la unión de los RE CRS puede ser cualquier combinación de patrones de RE CRS de la lista que incluya tanto los TP en el conjunto de mediciones CoMP o ajenos al conjunto de mediciones CoMP y/o al grupo CoMP.

Presentamos ahora los planteamientos híbridos con señalización dinámica de la información de la correlación del PDSCH.

La Alt-2 mencionada anteriormente usa una información de 1 bit para indicar 2 estados de correlación del PDSCH que solo puede acomodar dos patrones de CRS. Como el tamaño máximo del conjunto de mediciones CoMP para un UE es 3, 1 bit no es suficiente para transmitir la información del patrón de CRS y la subtrama MBSFN. Aunque con mucha probabilidad, el tamaño del conjunto de mediciones CoMP sea 3, no pueden descuidar los casos en que el tamaño del conjunto de mediciones CoMP sea uno. Por lo tanto, preferimos la señalización dinámica de 2 bits.

Presentamos en primer lugar el planteamiento siguiente:

Alternativa 3: Para JT o DPS CoMP, la red informa semiestáticamente a un UE CoMP la información CRS y el punto de inicio del PDSCH para cada TP en el conjunto de mediciones CoMP de ese UE en algún orden. La red informa entonces dinámicamente al UE el punto de inicio del PDSCH y el patrón CRS que seguirá la correlación del PDSCH, transmitiendo los índices correspondientes a ellos.

Con este planteamiento, la red señala en primer lugar semiestáticamente al UE la información de CRS para cada TP en el conjunto de mediciones como en la Alternativa 1 o la Alternativa 2, así como el punto de inicio del PDSCH para cada TP si la región del PDCCH cambia semiestáticamente. A continuación, la red señala dinámicamente el índice del TP que sigue la correlación del PDSCH, incluyendo posiblemente el punto de inicio. Tal señal dinámica puede ser especificada en la DCI introduciendo un campo adicional de señal. La señal dinámica de 2 bits es similar a la de la Tabla 2, salvo en que no es necesario el estado para el enmudecimiento en la unión de los RE CRS, si los puntos de inicio del PDSCH están configurados dinámicamente en cada TP en el conjunto de mediciones. Para este planteamiento, las configuraciones de las subtramas MBSFN también son objeto de información semiestática al UE y están asociadas a un TP o a recursos de una CSI-RS. Además, la DCI de 2 bits también puede indicar la suposición de la cuasi colocalización, que es a lo largo del TP o del recurso CSI-RS indicados.

Tabla 3. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH para la Alternativa 3.

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Alineamiento de correlación del PDSCH con la célula servidora (TP 1 en el conjunto de mediciones)
01	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 2 en el conjunto de mediciones
10	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 3 en el conjunto de mediciones
11	Reservado.

Obsérvese que los tres primeros estados (00, 01, 10) de la Tabla 3 también pueden aplicarse a la JT con el correspondiente TP indicado en la subtrama no MBSFN y otros TP en su subtrama MBSFN. Podemos usar el 4º estado para representar ausencia de CRS (o, equivalentemente, puerto de antena CRS 0) para indicar la JT CoMP sobre MBSFN para todos los TP. Con este planteamiento, puede no ser necesaria la señalización semiestática de la configuración de subtramas MBSFN, porque, para cualquier transmisión por MBSFN, podemos usar el estado 11 para tal indicación. Sin embargo, un problema para el uso del estado 11 para señalar la correlación del PDSCH en una subtrama MBSFN sin información semiestática de la configuración MBSFN es que no soporta la indicación de cuasi colocalización con la DCI de 2 bits.

Si la configuración de subtramas MBSFN es transmitida semiestáticamente, la cuestión ahora es si es o no necesario que el estado 11 indique la correlación del PDSCH, suponiendo que no hay ninguna CRS. Creemos que sigue siendo útil. Por ejemplo, si se planifica que JT en dos o tres TP y todos en la subtrama MBSFN, sin el estado

11, tiene que señalarse el UE un estado de los tres primeros estados, lo que significa que el UE tiene que asumir la cuasi colocalización con algún TP. De modo similar para la DPS selectiva de la frecuencia, en la que la señal puede ser transmitida con diferentes TP en la misma subtrama, pero en bloques de recursos de frecuencia diferente. Sin embargo, para la JT CoMP o la DPS selectiva de la frecuencia, es posible que tal indicación parcial de cuasi colocalización con un TP pueda degradar el rendimiento del sistema. Por lo tanto, proponemos usar un estado, por ejemplo el estado 11, en la DCI de 2 bits para indicar la correlación del RE del PDSCH, suponiendo que no hay ninguna CRS y dando por buena la suposición de falta de cuasi colocalización.

Alternativa 4: Para la correlación del PDSCH en CoMP, la red informa semiestáticamente a un UE CoMP los atributos, incluyendo la información de CRS y posiblemente información de cuasi colocalización de cada TP en su conjunto de mediciones CoMP. A continuación, la red informa dinámicamente al UE el patrón de CRS y otros atributos, transmitiendo un índice que los identifica, o indica al UE que la correlación del PDSCH ocupará todas las posiciones de RE CRS (suponiendo que no hay ninguna CRS; por ejemplo, la subtrama MBSFN) y que no debe hacerse ninguna suposición de cuasi colocalización.

En la Tabla 4 se da, entonces, la señal dinámica para el indicador de correlación. El punto de inicio del PDSCH y otros atributos, tales como la información de CRS y la cuasi colocalización, etc., pueden ser asociadas semiestáticamente con las entradas de la tabla.

Tabla 4. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH para la Alternativa 4.

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Alineamiento de correlación del PDSCH con la célula servidora (TP 1 en el conjunto de mediciones)
01	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 2 en el conjunto de mediciones
10	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 3 en el conjunto de mediciones
11	Alineamiento de correlación del RE del PDSCH suponiendo que no hay ninguna CRS (por ejemplo, MBSFN) y dando por buena la suposición de la falta de cuasi colocalización.

Para señalar semiestáticamente el patrón CRS para cada TP en el conjunto de mediciones del UE usando el número de puertos CRS y su desplazamiento de la frecuencia (en lugar del ID de la célula), los índices de 4 bits para los patrones CRS se resumen en la Tabla 5. Con esta configuración, el MSB, b_3 , del índice de patrones CRS define si el número del puerto CRS es $M = 1$ ($b_3=0$) o $M>1$ ($b_3=1$). Si $b_3=0$, los tres bits restantes ($b_2b_1b_0$) indican el desplazamiento de la frecuencia. Si $b_3=1$, el 2º MSB, b_2 es usado para diferenciar $M=2$ ($b_2=0$) o $M=4$ ($b_2=1$), luego los dos bits restantes (b_1b_0) indican el desplazamiento de la frecuencia. Si también se necesita que el caso sin ninguna CRS (número de puerto CRS=0) sea señalado, podemos usar uno de los índices reservados, por ejemplo $b_3b_2b_1b_0 = 1111$, para transmitir esta información.

Tabla 5. Patrones de CRS.

índice de patrones CRS ($b_3b_2b_1b_0$)	Número de puertos CRS	Desplazamiento de frecuencia de CRS
0000	1	0
0001	1	1
0010	1	2
0011	1	3
0100	1	4
0101	1	5
0110	Reservado	Reservado
0111	Reservado	Reservado
1000	2	0
1001	2	1
1010	2	2

índice de patrones CRS ($b_3b_2b_1b_0$)	Número de puertos CRS	Desplazamiento de frecuencia de CRS
1011	Reservado	Reservado
1100	4	0
1101	4	1
1110	4	2
1111	Reservado	Reservado

Una observación importante es que usar una tabla común, como en la Tabla 4, para todos los usuarios CoMP, aunque simplifica el diseño del sistema, no es el mejor uso de los recursos de señalización.

Por ejemplo, considérese a un usuario con un conjunto de mediciones CoMP de tamaño 2. Entonces, para tal usuario, usar la Tabla 4 no sería la elección óptima, ya que jamás se usaría la entrada correspondiente a 10.

5 Por lo tanto, una alternativa es diseñar una tabla diferente que use 1 bit que cubra a todos los usuarios con conjunto de mediciones CoMP de tamaño 2. Dado que el conjunto de mediciones CoMP de un usuario solo cambia semiestáticamente, es preciso que la elección de la tabla que se use sea configurada junto con el conjunto de mediciones CoMP, de forma semiestática únicamente.

10 La otra alternativa es tener un tamaño común de 2 bits, pero hacer que la interpretación de la indicación de correlación (es decir, las entradas de la tabla) sea dependiente del tamaño del conjunto de mediciones CoMP. Así puede transmitirse más información para un usuario con un conjunto de mediciones CoMP de tamaño 2 de lo que es posible con la Tabla 4.

15 Un ejemplo de este planteamiento es la siguiente Tabla 4b. Aquí, la entrada 10 transmite al usuario (con un conjunto de mediciones CoMP de tamaño 2) que la correlación del PDSCH para él se realiza suponiendo que no hay ninguna CRS y también que el usuario debería asumir la cuasi colocación del TP 1. Esto es beneficioso si la información MBSFN del TP 1 no ha sido configurada semiestáticamente para el usuario. Entonces, cuando se planifica que el TP 1 sirva datos al usuario en su subtrama MBSFN, puede informarse al usuario usando la entrada 10 para que el usuario conozca esa correlación del PDSCH, porque se realiza asumiendo que no hay ninguna CRS y puede usar los parámetros estimados durante la estimación de CSI-RS para que el TP 1 inicialice su estimador basado en la DMRS y, por ende, logre un rendimiento mejorado. Un hecho similar es válido para la entrada 11 con respecto al TP 2.

Tabla 4b. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Alineamiento de correlación del PDSCH con la célula servidora (TP 1 en el conjunto de mediciones)
01	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 2 en el conjunto de mediciones
10	Correlación del PDSCH ocupando todos los RE CRS en el conjunto de mediciones y la cuasi colocación del TP 1
11	Correlación del PDSCH ocupando todos los RE CRS en el conjunto de mediciones y la cuasi colocación del TP 2

Extendiendo esta idea, supongamos que la información MBSFN del TP 1 ha sido configurada semiestáticamente para el usuario, pero no la del TP 2. Entonces la red podría emplear la siguiente Tabla 4c.

25 Tabla 4c. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Alineamiento de correlación del PDSCH con la célula servidora (TP 1 en el conjunto de mediciones)
01	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 2 en el conjunto de mediciones

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
10	Correlación del PDSCH ocupando todos los RE CRS en el conjunto de mediciones y no usando ninguna cuasi colocalización
11	Correlación del PDSCH ocupando todos los RE CRS en el conjunto de mediciones y la cuasi colocalización del TP 2

Aquí, siempre que se indica 00 el usuario sabe que la correlación del PDSCH para él se realiza asumiendo la CRS del TP 1, salvo en la MBSFN del TP 1 cuando se supone que no hay ninguna CRS. Ahora el usuario ya tiene la capacidad de determinar si una trama para el TP 1 es MBSFN o no. En consecuencia, el uso de la entrada 10, como en la Tabla 4b, resulta redundante. Así, en la Tabla 4c usamos la entrada 10 para informar al usuario que la correlación del PDSCH para él se realiza asumiendo que no hay ninguna CRS y también que no se use ninguna información de cuasi colocalización. Esto cubre algunos casos en los que el usuario es servido por dos TP (tales como en el caso de transmisión conjunta (JT) o la DPS selectiva de la frecuencia), que tienen parámetros dispares relacionados con la cuasi colocalización y en los que no es adecuado indicar la información parcial de cuasi colocalización de un TP a un usuario.

- 5
- 10 A continuación, supongamos que la información MBSFN tanto del TP 1 como del TP 2 ha sido configurada semiestáticamente. Aquí, un ejemplo del diseño de la tabla podría ser la Tabla 4d.

Tabla 4d. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Alineamiento de correlación del PDSCH con la célula servidora (TP 1 en el conjunto de mediciones)
01	Alineamiento de correlación del PDSCH con el TP 2 en el conjunto de mediciones
10	Correlación del PDSCH ocupando todos los RE CRS en el conjunto de mediciones y no usando ninguna cuasi colocalización
11	Alineamiento de correlación del PDSCH con la célula servidora (TP 1 en el conjunto de mediciones) y no usando ninguna cuasi colocalización

Aquí usamos la entrada 11 para cubrir el caso en el que las posiciones de CRS de ambos TP son idénticas (como en el escenario con el mismo ID de célula y con idéntico número de puertos para ambos TP) y el usuario es servido por ambos TP, que tienen parámetros dispares relacionados con la cuasi colocalización y no es adecuado indicar la información parcial de cuasi colocalización al usuario.

- 15
- 20 En una tónica similar, un usuario con un conjunto CoMP de tamaño 1 puede ser servido usando el formato preexistente. Alternativamente, puede ser servido usando la DCI con un campo de indicación dinámica de 2 o 1 bits, pero en el que las entradas en las tablas correspondientes son reinterpretadas según las reglas para el conjunto de mediciones CoMP de tamaño 1.

Por ejemplo, en este caso, dado que el TP servidor de datos siempre es fijo, con sus posiciones de CRS y su información MBSFN ya conocidas para el usuario, las entradas podrían ser usadas para indicar la correlación del PDSCH asumiendo la exclusión de la unión de la CRS del TP servidor y de la CRS de un interferente intenso.

- 25 La suposición aquí es que una lista de interferentes y algunos de sus atributos (tales como las posiciones de CRS, etc.) son conocidos mediante algún mecanismo de configuración semiestática entre la red y el usuario. Considérese la tabla siguiente.

Tabla 4e. Indicación de la correlación de RE CoMP PDSCH

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
00	Alineamiento de correlación del PDSCH con la célula servidora (TP 1 en el conjunto de mediciones)
01	Correlación del PDSCH asumiendo la exclusión de la unión del TP 1 y del 1 ^{er} interferente de mayor intensidad

Indicador de la correlación CoMP PDSCH	Correlación de RE CoMP PDSCH
10	Correlación del PDSCH asumiendo la exclusión de la unión del TP 1 y de los interferentes 1º y 2º de mayor intensidad
11	Correlación del PDSCH asumiendo la exclusión de la unión del TP 1 y de los interferentes 1º, 2º y 3º de mayor intensidad

5 En la Tabla 4e, la entrada 01, por ejemplo, transmite al usuario que asuma la correlación del PDSCH excluyendo las posiciones RE cubiertas por la unión de posiciones de CRS del TP 1 y el 1º interferente de mayor intensidad. Así, el usuario que no pueda llevar a cabo la cancelación de la interferencia de CRS debido a la complejidad o debido a la incapacidad de estimar con precisión los parámetros necesarios para tal cancelación, podría beneficiarse, dado que no intentará decodificar datos en posiciones con fuerte interferencia.

Obsérvese que el indicador de la Tabla 4e puede ser reducido para que transmita únicamente los dos primeros estados si se adopta un indicador de 1 bit.

10 Por último, para cada tamaño del conjunto de mediciones CoMP, puede definirse un libro de códigos de tablas. Entonces, la elección de tabla de ese libro de códigos de tablas que la red usará puede ser configurada de manera semiestática y específica al usuario.

REIVINDICACIONES

- 1.** Un método de comunicaciones implementado en un punto de transmisión, TP (TP1; TP2; TP3), usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas, CoMP, comprendiendo el método de comunicaciones:
- 5 **2.** transmitir a un equipo (214) de usuario, UE, atributos para hasta cuatro indicadores que indican al menos la correlación del elemento de recursos, RE, del canal físico compartido de enlace descendente, PDSCH; y
- transmitir al UE uno de los cuatro indicadores, cada uno de los cuales es expresado en 2 bits,
- comprendiendo los cuatro indicadores '00', '01', '10' y '11', correspondientes a un primer conjunto, un segundo conjunto, un tercer conjunto y un cuarto conjunto de parámetros de los atributos, respectivamente, e
- 10 **3.** incluyendo los atributos información de señales de referencia específicas a la célula, CRS, información de cuasi colocalización, y un punto de inicio del PDSCH, siendo todos ellos para un solo TP.
- 2.** El método de comunicaciones según la reivindicación 1
- en el que los indicadores '00', '01' y '10' son según la correlación del RE del PDSCH de un primer punto de transmisión (TP-1), un segundo punto de transmisión (TP-2) y un tercer punto de transmisión (TP-3) en un conjunto
- 15 de mediciones.
- 3.** El método de comunicaciones según la reivindicación 2 en el que una célula servidora incluye el primer punto de transmisión.
- 4.** El método de comunicaciones según la reivindicación 1 en el que los atributos son transmitidos semiestáticamente y la indicación es transmitida dinámicamente.
- 20 **5.** El método de comunicaciones según la reivindicación 1 en el que el indicador es expresado en un formato de información de control de enlace descendente, DCI.
- 6.** El método de comunicaciones según la reivindicación 1 en el que el punto de transmisión comprende una estación base macrocelular, BS, o un cabezal de radio remoto, RRH, de baja potencia.
- 25 **7.** Un método de comunicaciones implementado en un equipo (214) de usuario, UE, usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas, CoMP, comprendiendo el método de comunicaciones:
- recibir de un punto de transmisión, TP (TP1; TP2; TP3), atributos para hasta cuatro indicadores que indican al menos la correlación del elemento de recursos, RE, del canal físico compartido de enlace descendente, PDSCH; y
- recibir del TP uno de los cuatro indicadores, cada uno de los cuales es expresado en 2 bits,
- comprendiendo los cuatro indicadores '00', '01', '10' y '11', correspondientes a un primer conjunto, un segundo conjunto, un tercer conjunto y un cuarto conjunto de parámetros de los atributos, respectivamente, e
- 30 **8.** incluyendo los atributos información de señales de referencia específicas a la célula, CRS, información de cuasi colocalización, y un punto de inicio del PDSCH, siendo todos ellos para un solo TP.
- 8.** El método de comunicaciones según la reivindicación 7
- en el que los indicadores '00', '01' y '10' son según la correlación del RE del PDSCH de un primer punto de transmisión (TP-1), un segundo punto de transmisión (TP-2) y un tercer punto de transmisión (TP-3) en un conjunto
- 35 de mediciones.
- 9.** El método de comunicaciones según la reivindicación 8 en el que una célula servidora incluye el primer punto de transmisión.
- 10.** El método de comunicaciones según la reivindicación 7 en el que los atributos son transmitidos semiestáticamente y la indicación es transmitida dinámicamente.
- 40 **11.** El método de comunicaciones según la reivindicación 7 en el que el indicador es expresado en un formato de información de control de enlace descendente, DCI.
- 12.** El método de comunicaciones según la reivindicación 7 en el que el punto de transmisión comprende una estación base macrocelular, BS, o un cabezal de radio remoto, RRH, de baja potencia.
- 45 **13.** Un punto de transmisión, TP (TP1; TP2; TP3), usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas, CoMP, comprendiendo el punto de transmisión:

- un primer transmisor para transmitir a un equipo (214) de usuario, UE, atributos para hasta cuatro indicadores que indican al menos la correlación del elemento de recursos (RE) del canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH); y
- 5 un segundo transmisor para transmitir al UE uno de los cuatro indicadores, cada uno de los cuales es expresado en 2 bits,
- comprendiendo los cuatro indicadores '00', '01', '10' y '11', correspondientes a un primer conjunto, un segundo conjunto, un tercer conjunto y un cuarto conjunto de parámetros de los atributos, respectivamente, e
- incluyendo los atributos información de señales de referencia específicas a la célula (CRS), información de cuasi colocalización, y un punto de inicio del PDSCH, siendo todos ellos para un solo TP.
- 10 **14.** Un equipo (214) de usuario, UE, usado en un sistema de transmisión y recepción multipunto coordinadas, CoMP, comprendiendo el equipo de usuario:
- un primer receptor para recibir de un punto de transmisión, TP (TP1; TP2; TP3), atributos para hasta cuatro indicadores que indican al menos la correlación del elemento de recursos, RE, del canal físico compartido de enlace descendente, PDSCH; y
- 15 un segundo receptor para recibir del TP uno de los cuatro indicadores, cada uno de los cuales es expresado en 2 bits,
- comprendiendo los cuatro indicadores '00', '01', '10' y '11', correspondientes a un primer conjunto, un segundo conjunto, un tercer conjunto y un cuarto conjunto de parámetros de los atributos, respectivamente, e
- 20 incluyendo los atributos información de señales de referencia específicas a la célula, CRS, información de cuasi colocalización, y un punto de inicio del PDSCH, siendo todos ellos para un solo TP.

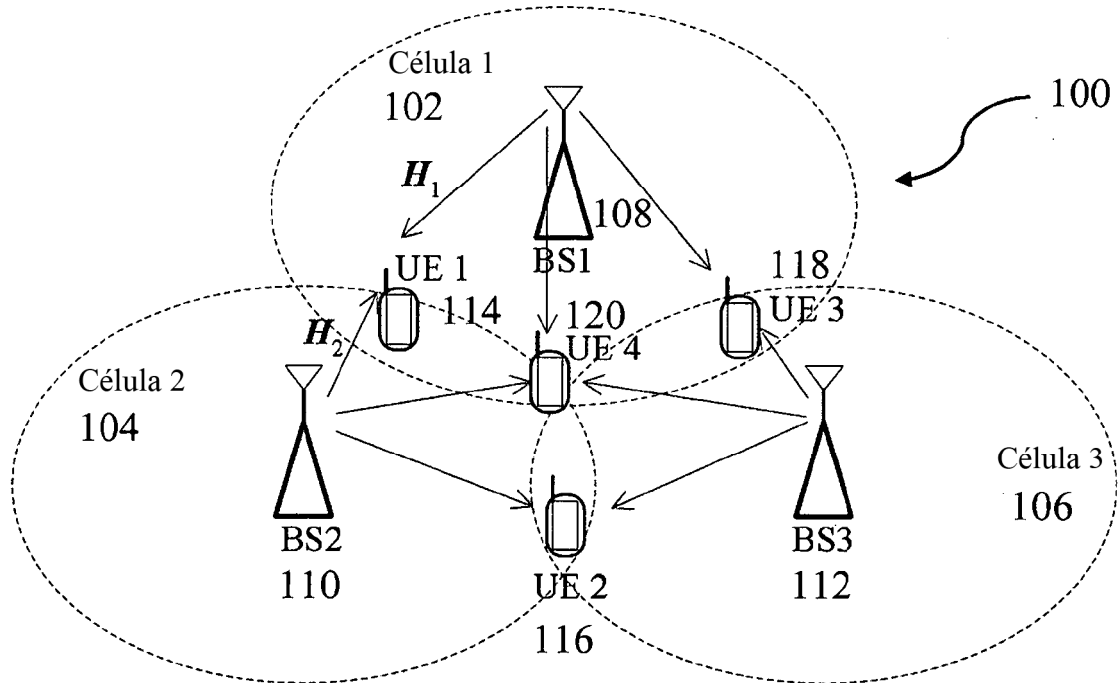


FIG. 1

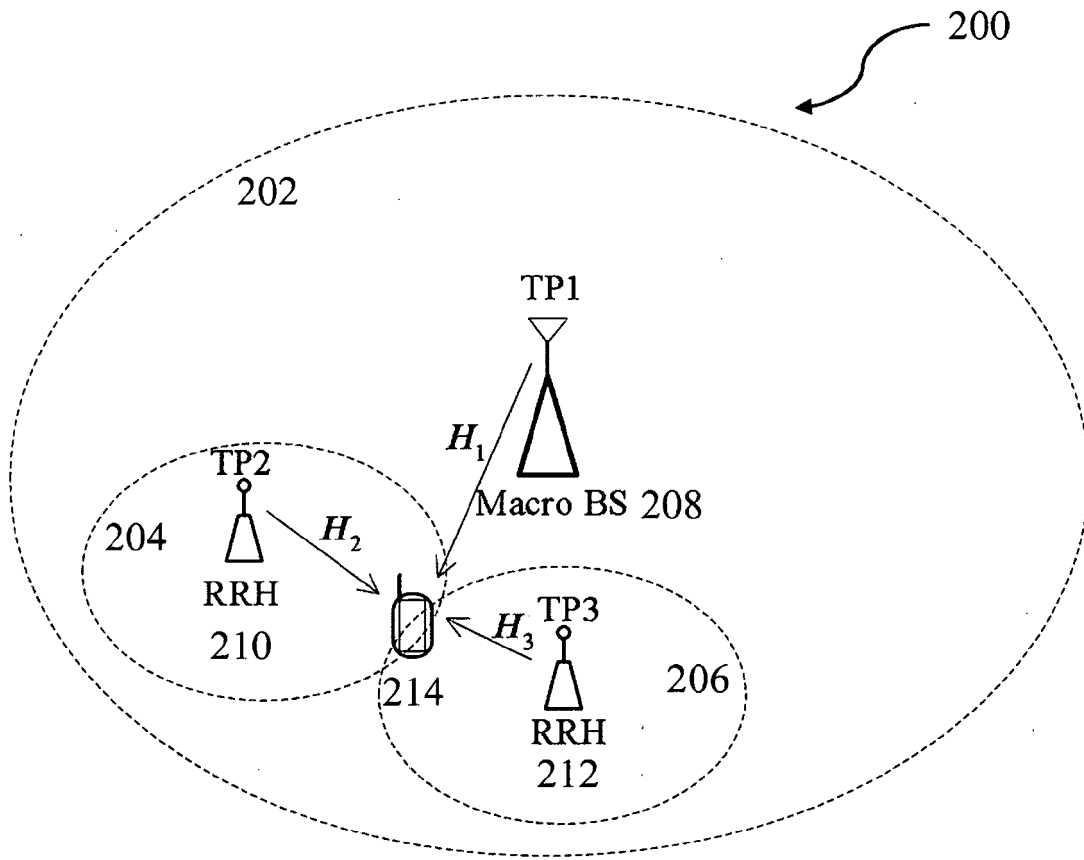


FIG. 2

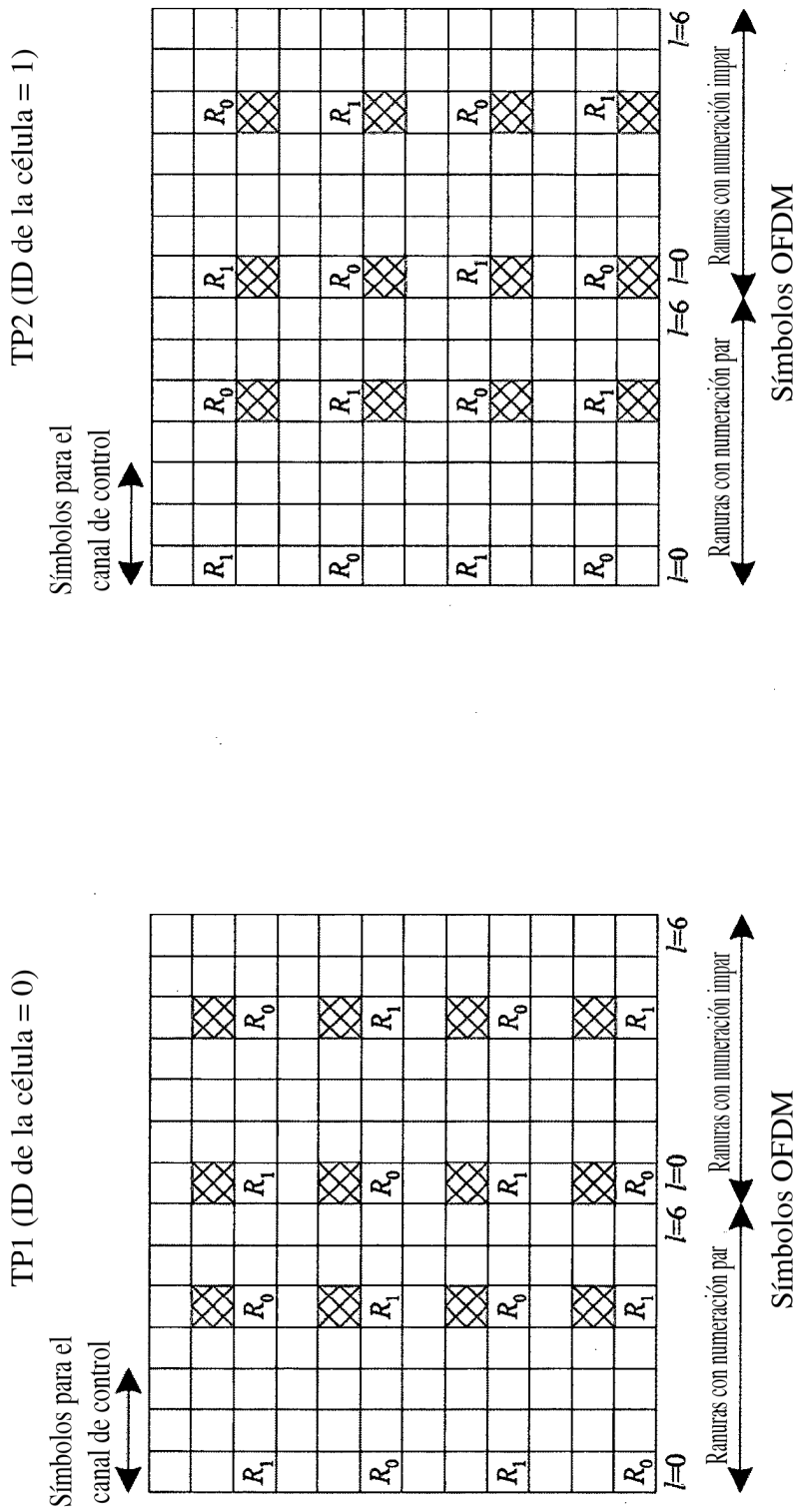


FIG. 3

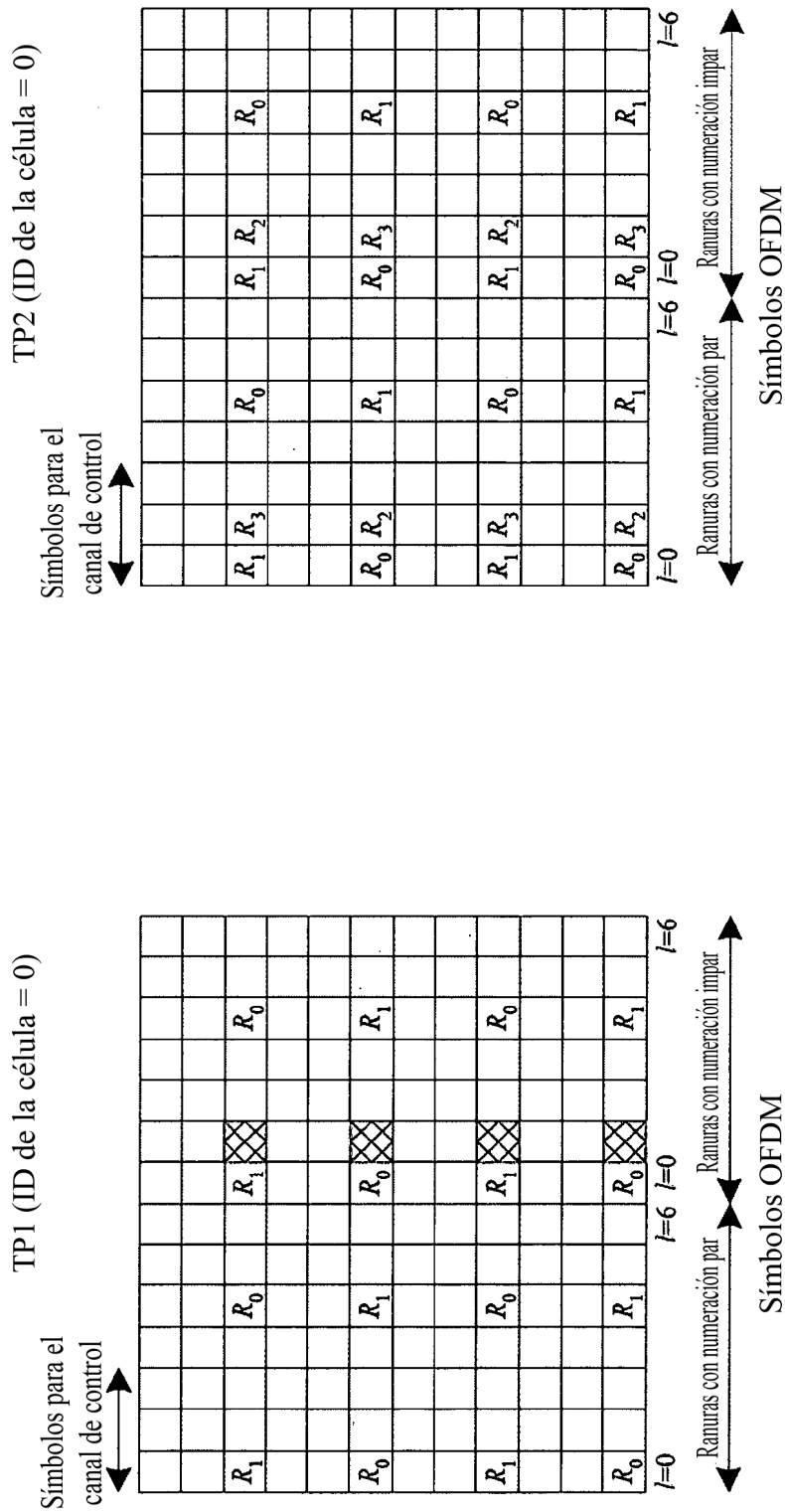


FIG. 4

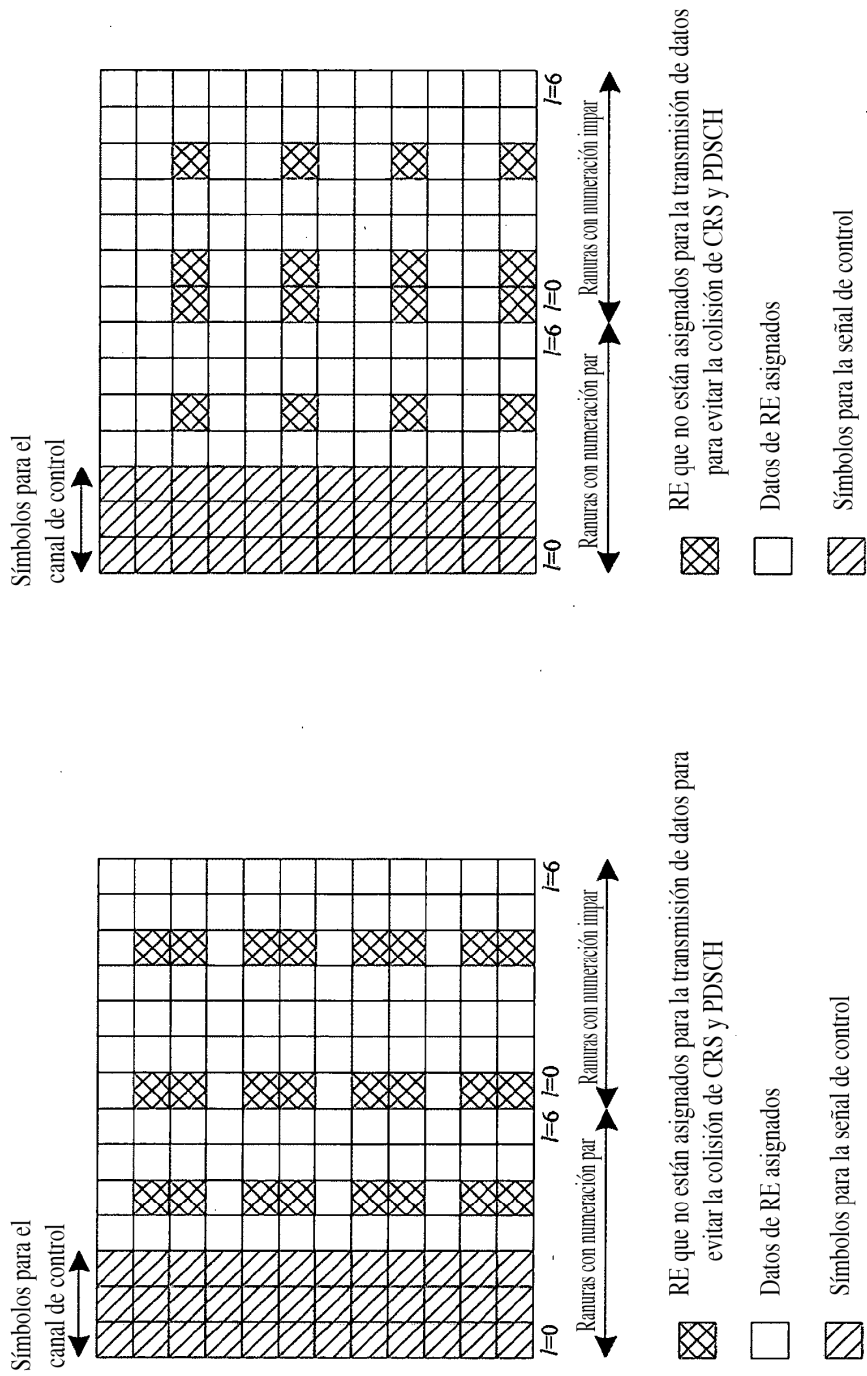


FIG. 6

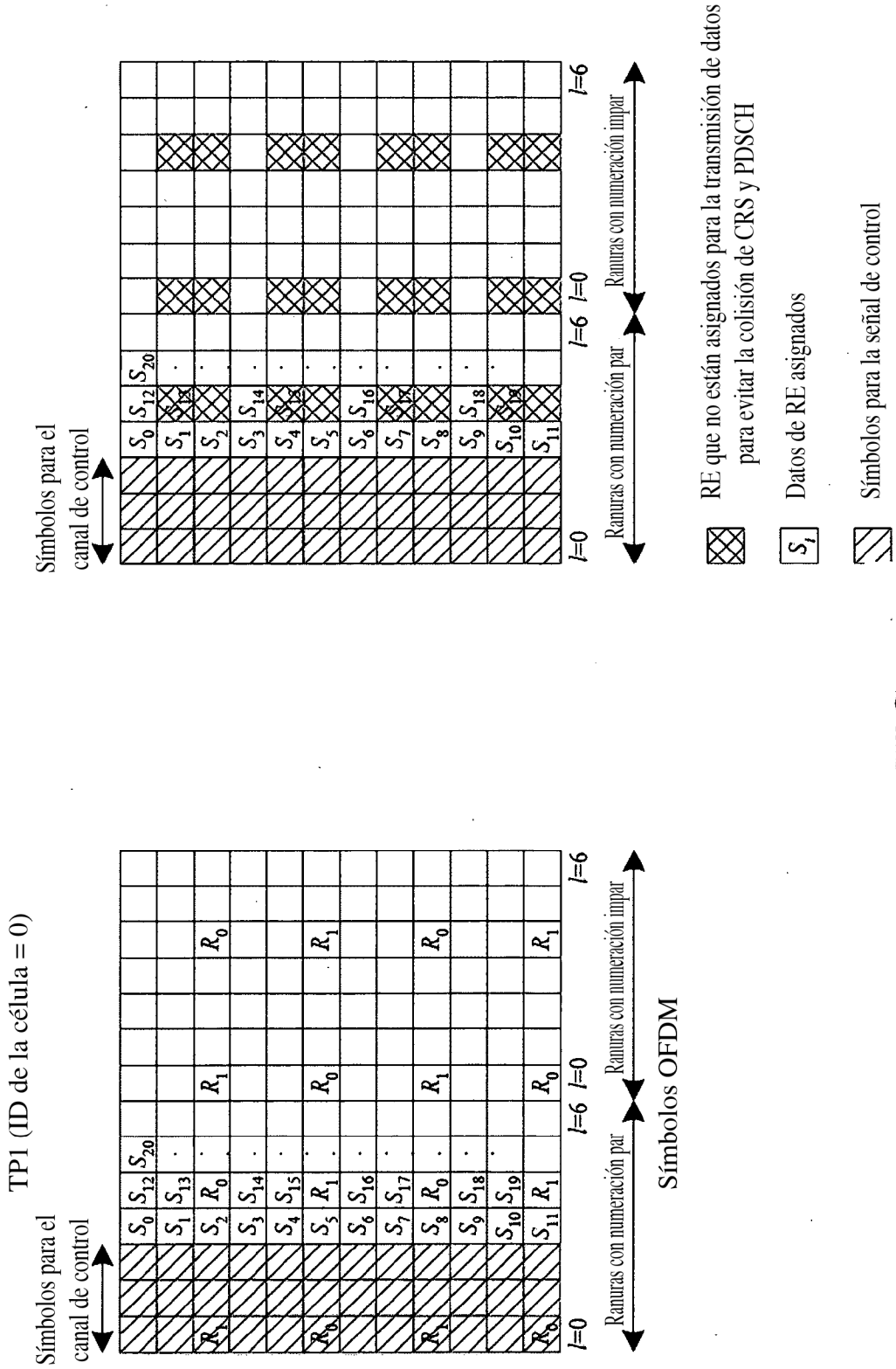


FIG. 7

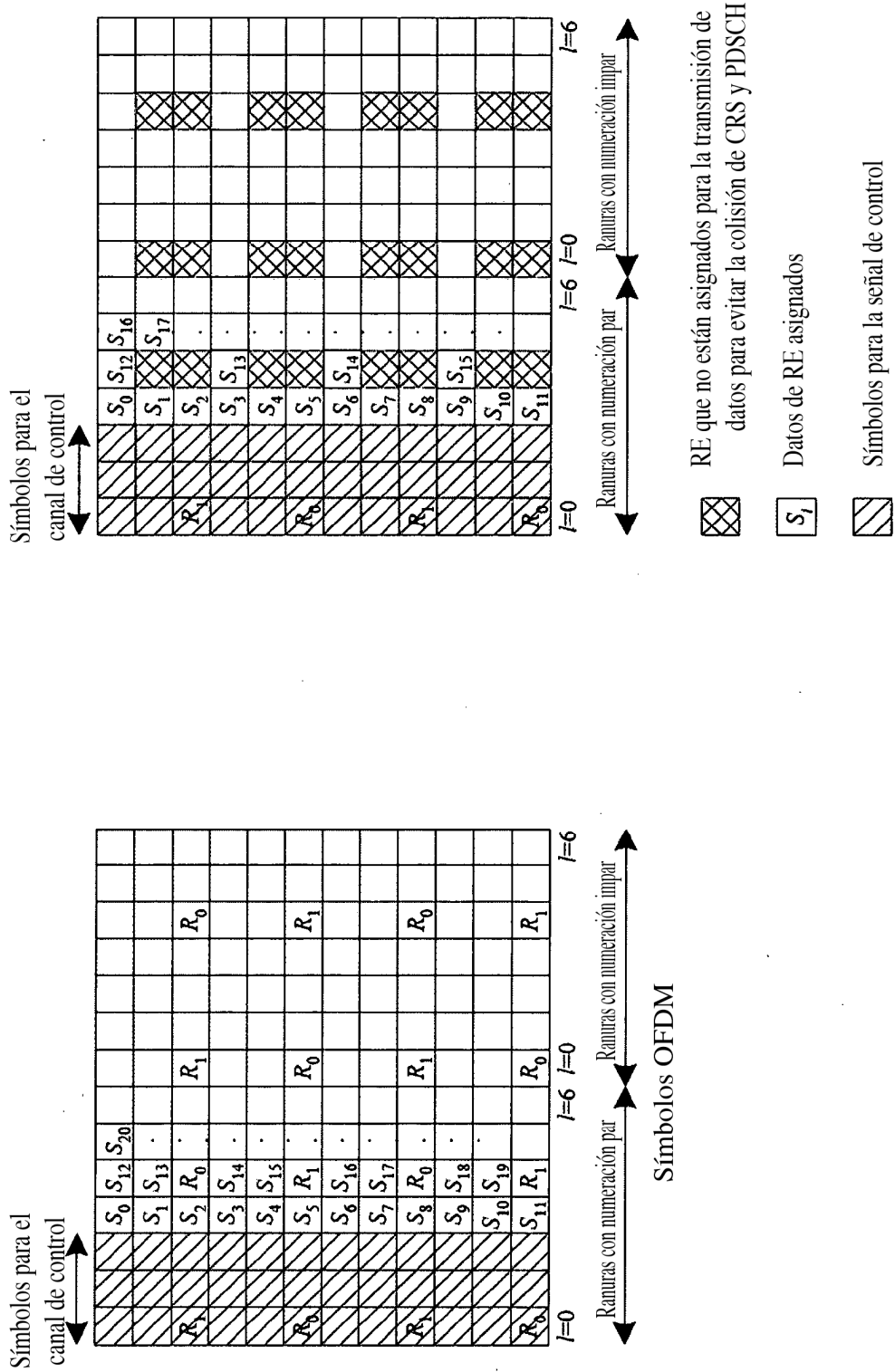


FIG. 8

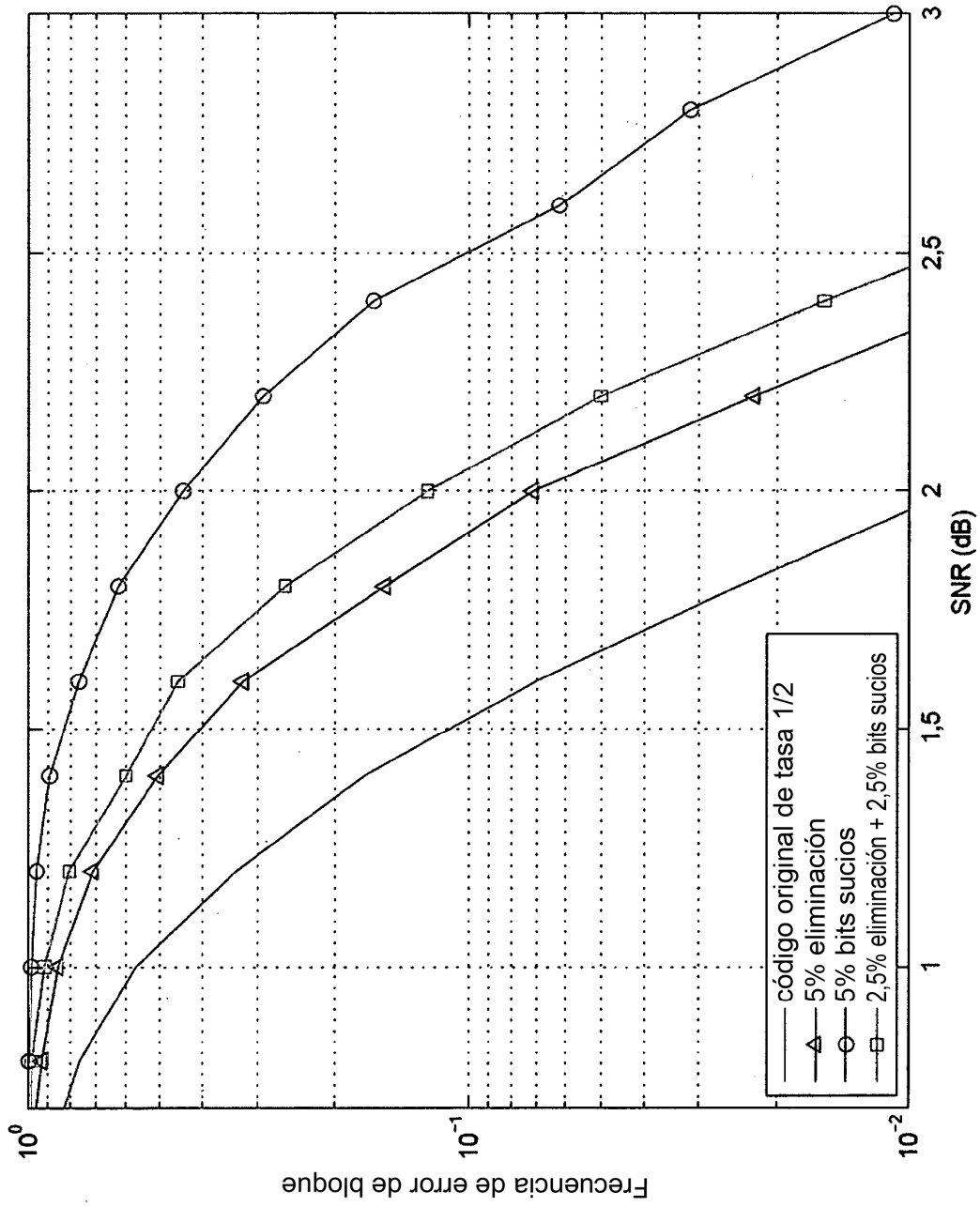


FIG. 9

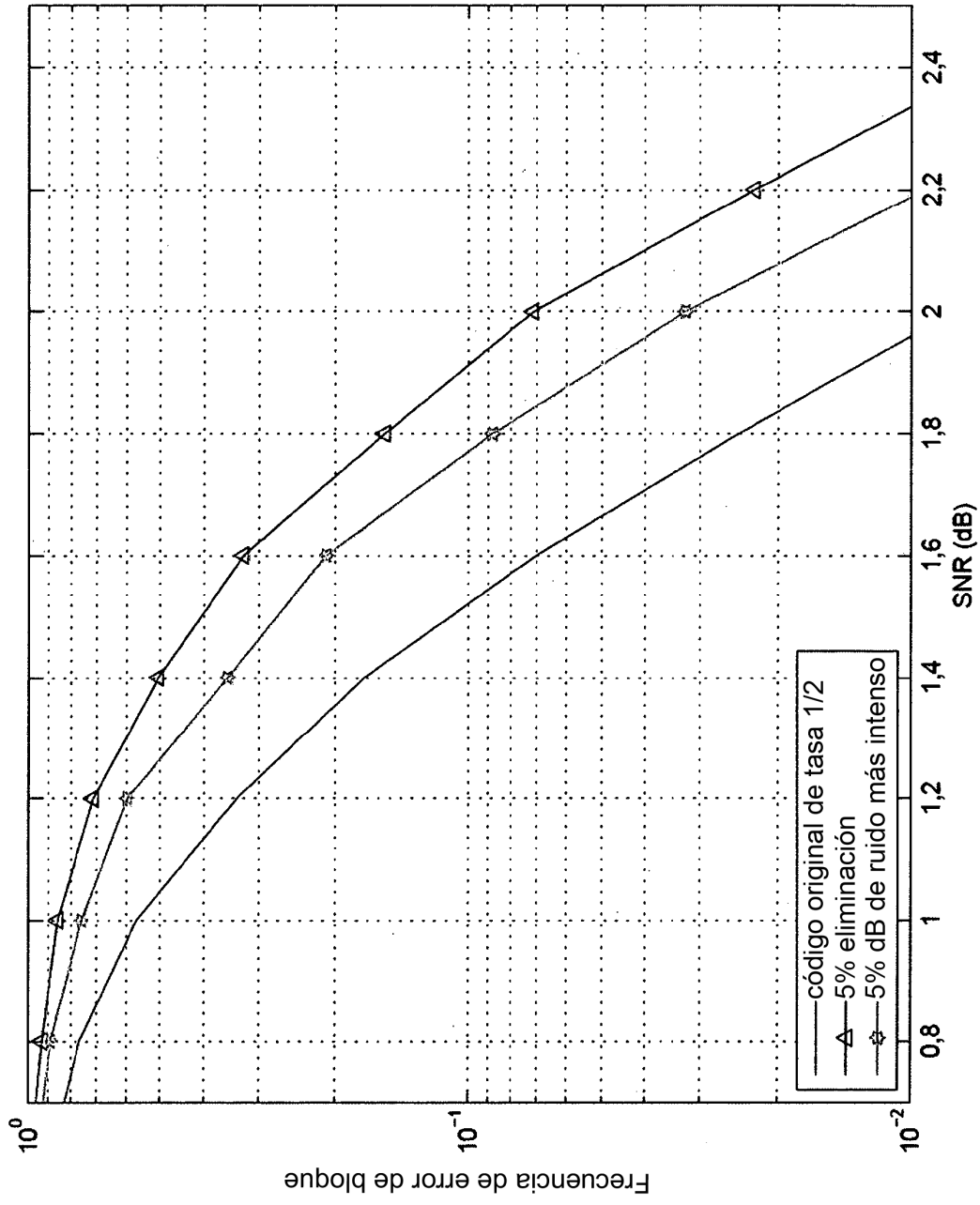


FIG. 10