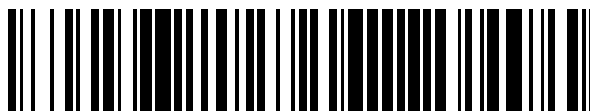


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 641 317**

51 Int. Cl.:

H04B 7/02 (2007.01)

H04L 5/00 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 7/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.08.2009** **E 15153392 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.06.2017** **EP 2894795**

54 Título: **Mejoras para la transmisión multipunto coordinada**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
08.11.2017

73 Titular/es:

HMD GLOBAL OY (100.0%)
Karaportti 2
02610 Espoo, FI

72 Inventor/es:

ZIRWAS, WOLFGANG;
CHMIEL, MIESZKO;
KIISKI, MATTI TAPANI y
SCHULZ, EGON

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 641 317 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

Mejoras para la transmisión multipunto coordinada

5 Campo de la invención

La presente invención se refiere a un aparato, método y producto programa informático que se refiere a mejoras relacionadas con una transmisión coordinada que implica una pluralidad de elementos y/o terminales de red, en particular la transmisión multipunto coordinada (MPCo).

10

Antecedentes de la técnica relacionada

Resultan de aplicación los significados siguientes de las abreviaturas utilizadas en la presente memoria:

15	A&F:	amplificación y transmisión («amplify and forward»)
	AP:	puerto de antena
	BER:	tasa de error de bits
	BS:	estación base
	CAS:	áreas de cooperación
20	CCE:	elemento de canal de control
	CDF:	función de distribución acumulativa
	C-MIMO:	cooperativo multientrada multisalida
	CoMP:	multipunto coordinado
	COOPA:	antena cooperativa
25	CQI:	indicador de calidad del canal
	CRS:	señal de referencia común
	CSI:	información de estado de canal
	D&F:	descodificación y transmisión («decode and forward»)
	DL:	enlace descendente
30	eNB:	nodo B evolucionado (eNodeB)
	FDD:	dúplex por división de frecuencias
	GI:	intervalo de guarda
	HARQ:	solicitud de repetición automática híbrida
	LOS:	línea de visión
35	MS:	estación móvil
	MCS:	esquema de modulación y codificación
	MIMO:	multientrada multisalida
	MU-MIMO:	MIMO multiusuario
	NB:	nodo B
40	OFDM:	multiplexación por división de frecuencias ortogonales
	OFDMA:	acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales
	PDCCH:	canal de control de enlace descendente físico
	pDRS:	señal de referencia dedicada precodificada
	PDSCH:	canal físico compartido de enlace descendente
45	PRB:	bloque de recurso físico
	R8:	versión 8
	RB:	bloque de recursos
	RE:	elemento de recurso
	RNTI:	identificadores temporales de red de radio
50	RS:	señal de referencia
	RRM:	gestión de recursos de radio
	RS:	señal de referencia
	SC:	subportadora
	SDM:	multiplexado por división espacial
55	SINR:	proporción de señal a ruido más interferencias
	TDM:	multiplexado por división de tiempo
	TDD:	dúplex por división temporal
	UE:	equipos del usuario
60	ZF:	forzado a cero

La presente solicitud se refiere, entre otros y sin limitación, a la estimación de canales. La estimación de canales para los sistemas de radio móvil de banda ancha generalmente supone un reto debido a la gran varianza temporal y selectividad de frecuencia de los canales de radio en los UE en rápido movimiento. En el caso de los sistemas de antena cooperativa (COOPA, por sus siglas en inglés), en los que se pretende una precodificación coherente de las señales de datos procedentes de diferentes sitios de transmisión, el reto es todavía mayor debido al elevado número

65

de canales de radio, así como la elevada precisión requerida con respecto a las estimaciones de información de estado del canal (CSI, por sus siglas en inglés).

Recientemente, 3GPP está investigando las denominadas técnicas de LTE-Advanced study item para incrementar de manera significativa el rendimiento y se ha identificado la denominada transmisión multipunto cooperativa o coordinada (CoMP) como una de las técnicas principales para incrementar la eficiencia espectral. Se han identificado diferentes técnicas de CoMP en las que las más potentes transmiten simultáneamente datos precodificados de diferentes eNB a varios UE en el mismo recurso de tiempo-frecuencia. La precodificación coherente, aunque añade complejidad y conduce a una sobrecarga considerable en la estimación del canal, retroalimentación y tráfico de retorno, promete ganancias de rendimiento significativas, ya que permite una cancelación óptima de las interferencias y posee una ganancia de diversidad inherente. En teoría, se han predicho ganancias elevadas, del orden de varios 100%.

Debido a que LTE Advanced se percibe como una evolución de LTE Rel. 8, generalmente se demanda una compatibilidad retroactiva completa.

Sin embargo, lo anterior plantea problemas en particular relacionados con CoMP, ya que las técnicas utilizadas para CoMP en parte contradicen las técnicas utilizadas actualmente, por ejemplo, en LTE Rel. 8.

Además, se produce el problema relacionado con los diferentes tipos de señal de referencia (tal como las señales de referencia de información de estado del canal (CSI), las señales de referencia dedicada predescodificada (pDRS, también conocida como señal de referencia de desmodulación, DM-RS) y las señales de referencia común (CRS)), de que puede producirse una sobrecarga elevada, que compromete las mejoras conseguidas por CoMP.

Además, los problemas anteriormente indicados también pueden producirse en otras técnicas de transmisión coordinada aparte de CoMP, por ejemplo, en MU-MIMO (multiusuario multientrada multisalida), etc.

[0009] HUAWEI: "Impacts of Downlink CoMP Transmission on Radio Interface, Transmitter and Receiver Behavior" 3GPP DRAFT; R1-090820 IMPACTS OF DOWNLINK COMP TRANSMISSION ON RADIO INTERFACE TRANSMITTER AND RECEIVER BEHAVIOR, 3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT (3GPP), MOBILE COMPETENCE CENTRE; 650, ROUTE DES LUCIOLES ; F-06921 SOPHIA-ANTIPOLIS CEDEX ; FRANCE, no. Athens, Grecia; 20090206, 6 de febrero de 2009 (2009-02-06), XP050318677 [recuperado el 2009-02-06] comenta cómo manejar la transmisión de datos y la recepción en CoMP en caso de colisión con CRS en el mismo RE en las celdas asistentes. En el lado transmisor, los datos PDSCH se tratan si los datos y CRS colisionan en el mismo RE en celdas asistentes. Es decir, no se transmite simultáneamente ningún dato con el CRS en el mismo RE. En el lado del receptor, el receptor ignora los datos correspondientes de posición de la CRS de las celdas asistentes y no los incorpora en el procedimiento de detección y descodificación. SAMSUNG: "Design Considerations for COMP Joint Transmission" 3GPP DRAFT; RI-091868 DESIGN CONSIDERATIONS FOR COMP JOINT TRANSMISSION, 3RD GENERATION PARTNERSHIP PROJECT (3GPP), MOBILE COMPETENCE CENTRE; 650, ROUTE DES LUCIOLES; F-06921 SOPHIA-ANTIPOLIS CEDEX; FRANCIA, no. San Francisco, USA; 20090428, 28 April 2009 (2009-04-28), XP050339364 [recuperado el 2009-04-28], se centra en consideraciones de diseño del procesamiento conjunto con CoMP, en el que los elementos de recurso se seleccionan para la cooperación total entre todas las radioceldas cooperantes mediante supresión de los elementos de recurso portadores de CRS en todas las radioceldas cooperantes. Los datos destinados a un UE particular se comparten entre diferentes puntos de transmisión y se procesan conjuntamente en estas celdas.

Descripción resumida de la invención

De esta manera, es un objetivo de la presente invención superar el problema anteriormente indicado de la técnica anterior.

Según un primer aspecto, se controla una transmisión coordinada entre elementos de la red de control y terminales en elementos de recurso. Se detecta si un elemento de recurso comprende un elemento específico y se selecciona un elemento de recurso para la transmisión coordinada, en el caso de que se detecte que el elemento de recurso no comprenda un elemento específico.

El elemento específico puede ser una señal de referencia (por ejemplo, una CRS (señal de referencia común)) o un símbolo de canal de control utilizado para un canal de control (por ejemplo, un símbolo PDCCH (canal de control de enlace descendente físico)).

Según un aspecto adicional, se controla la transmisión de señales de referencia en elementos de recurso de un bloque de recurso en una transmisión coordinada entre elementos de control de red y terminales. Para una secuencia de señales de referencia, se utiliza una única señal de referencia para todas las terminales y la señal de referencia única se precodifica espacialmente para cada terminal.

La señal de referencia puede ser una pDRS (señal de referencia dedicada precodificada).

Según un aspecto adicional, se envía una señal de referencia dedicada precodificada ortogonal de un elemento de red a una terminal. La terminal estima un resultado de estimación de canal utilizando la señal de referencia dedicada precodificada y el elemento de red recibe el resultado de estimación de canal del terminal. Basándose en el resultado recibido de estimación del canal, el elemento de red determina la información del canal.

La transmisión coordinada indicada anteriormente puede ser una transmisión coordinada multipunto (CoMP) o una transmisión multiusuario multientrada multisalida (MU-MIMO) o similar.

Breve descripción de los dibujos

Dichos objetivos y otros objetivos, características, detalles y ventajas resultarán más completamente evidentes a partir de la descripción detallada siguiente de realizaciones de la presente invención, que debe considerarse junto con los dibujos adjuntos, en los que:

la fig. 1 ilustra localizaciones de CRS de LTE Rel.8 en un caso con 3 cambios de frecuencia diferentes.

La fig. 2A muestra un método según una primera y una segunda realizaciones y la fig. 2B muestra un aparato según la primera y segunda realizaciones.

La fig. 3 ilustra un esquema de CoMP convencional con CRS coordinadas, permitiendo la cooperación con las demás RE.

La fig. 4 muestra áreas de cooperación de tamaño reducido en el caso de RE bloqueadas en la celda 3 debido a CRS según la primera realización.

La fig. 5 muestra la precompensación de la interferencia debida a la CRS de una celda no cooperante en un área de cooperación de tamaño reducido basado en el conocimiento de los datos, CRS (cifrado, semilla, etc.) y canales de radio estimados de todas las celdas según la primera realización.

La fig. 6 muestra el concepto básico de CoMP según la segunda realización.

La fig. 7 ilustra el desfase de PDCCH para una transmisión de CoMP de 3 celdas.

Las figs. 8A a 8C muestran diferentes tamaños de áreas de cooperación, según el número de celdas bloqueadas debido a la transmisión todavía en ejecución del PDCCH en otras celdas según la segunda realización.

Las figs. 9A a 9C muestra la desmodulación para un equipo de usuario (UE3) sólo para diferentes fases según la segunda realización.

La fig. 10 ilustra la interferencia y BER variables en un PRB debido al número variable de eNB cooperantes según la segunda realización.

La fig. 11A muestra un método según una tercera realización y la fig. 11B muestra un aparato según la tercera realización.

La fig. 12 ilustra un área de CoMP con 4 eNB, que presentan diferentes números de elementos de antena relacionado con la tercera y cuarta realizaciones.

Las figs. 13A y 13B muestran métodos según una cuarta realización.

Las figs. 14A y 14B muestran aparatos según la cuarta realización.

La fig. 15 ilustra un esquema de la RS integrada según la cuarta realización.

La fig. 16 ilustra las características típicas de la precisión de estimación de la CSI de las CRS, CSI-RS y pDRS, así como el resultado de posibles ganancias combinadas al aplicar el procedimiento según la cuarta realización.

La fig. 17 muestra la posible asignación de pDRS combinando dos subtramas siguientes según la cuarta realización.

Las figs. 18 a 20 muestran los resultados de simulación del procedimiento según la cuarta realización.

Descripción detallada de realizaciones

A continuación, se describen realizaciones de la presente invención haciendo referencia a ejemplos generales y específicos de las realizaciones. Sin embargo, debe entenderse que la descripción se proporciona a título de ejemplo únicamente y que las realizaciones indicadas en modo alguno deben entenderse como limitativas de la presente invención a las mismas.

Primera realización

Según una primera realización de la presente invención, se considera la transmisión de CoMP en combinación con cambios de frecuencia (tal como se define en Rel. 8, por ejemplo).

A continuación, se describe la técnica anterior relacionada con lo anterior.

Para LTE versión 8, se ha definido una matriz de denominadas señales de referencia común (CRS, por sus siglas en inglés). Por ejemplo, el puerto de antena AP1 presenta RS cada sexta subportadora en los símbolos de OFDM 1, 5, 9 y 12. Debido a que LTE es un sistema de radio celular con reutilización de frecuencias 1, todas las celdas transmiten CRS específicas de celda con secuencias específicas de codificación. Con el fin de reducir la interferencia intercelda entre CRS de diferentes celdas, se han definido 3 denominados cambios de frecuencia diferentes adicionales, referidos a que las CRS para la celda 1 se inician con, por ejemplo, la subportadora (SC) SC1 o la celda 2 con SC2 y la celda 3, con SC3, en los símbolos de OFDM correspondientes. Los cambios de frecuencia están estrechamente acoplados a los ID de celda y evitan que las CRS de celdas contiguas estén colisionando continuamente con las mismas señales RS de las otras celdas, mejorando de esta manera la precisión de la estimación del canal.

El operador de red móvil (MNO, por sus siglas en inglés) puede controlar los cambios de frecuencia mediante la asignación de los ID de celda correspondientes a los sitios.

En LTE Rel. 8, cada celda puede utilizarse todos sus elementos de recurso (RE) no utilizados para las CR para la transmisión de datos en el canal compartido de enlace descendente físico.

Tal como se ha indicado anteriormente, la denominada transmisión multipunto cooperativa o coordinada (CoMP, por sus siglas en inglés) se ha identificado como una de las técnicas principales para incrementar la eficiencia espectral.

Debido a que LTE Advanced se percibe como una evolución de LTE Rel. 8, generalmente se demanda una compatibilidad retroactiva completa. Lo anterior incluye que las CRS deberían transmitirse totalmente en concordancia con LTE Release 8. Con respecto a los cambios de frecuencia de Release 8, lo anterior conduce a un conflicto para la cooperación de eNB en el caso de que las RE que portan CRS presenten diferentes cambios de frecuencia en diferentes celdas cooperantes. Estos RE portan en una celda, bins de datos, y en el otro, CRS, evitando la transmisión simultánea a partir de todas las celdas.

En LTE Advanced como modo de avanzar se ha acordado la presencia de denominadas CSI-RS para la estimación de CSI escaso en tiempo y frecuencia y además pDRS en recursos utilizados para antenas CoMP o 8TX para la desmodulación. Además, habrá CRS de Release 8 con el fin de disponer de compatibilidad retroactiva completa con UE de Rel. 8

Tal como se ha indicado anteriormente, específicamente los cambios de frecuencia específicos de celda tales como los definidos para Rel. 8 constituyen un reto para los sistemas CoMP, en el que todos los eNB deben transmitir simultáneamente en los mismos RE las señales de datos correctamente precodificadas.

El reto se ilustra claramente en la fig. 1. La fig. 1 muestra localizaciones de CRS de LTE Rel. 8 en el caso de 3 cambios de frecuencia diferentes. En particular, en la fig. 1, se ilustra para tres celdas una parte pequeña de un denominado bloque de recurso físico (PRB, por sus siglas en inglés). Una pareja de PRB consiste en 12 símbolos de SC y 14 símbolos de OFDM, formando una denominada subtrama de duración 1 ms. Sólo se muestran 3 de cada 12 SC, ya que ello resulta suficiente en la presente memoria. Puede observarse claramente que a cada celda se proporciona un cambio de frecuencias diferente, lo que significa que las localizaciones de las CRS están desplazadas en un SC. La cooperación en RE que portan CRS en una de las celdas se encuentra bloqueada, ya que la transmisión simultánea común de todos los eNB no resulta posible para estos RE.

En la presente memoria únicamente un AP, es decir AP0, es analizado, pero la situación básica es bastante similar también para los otros AP, es decir, AP1 a 3.

Una cuestión adicional, que debe considerarse, es que existe una fuerte tendencia en las denominadas soluciones precodificantes transparentes de transmisiones CoMP, lo que implica que los UE no perciben el precodificador aplicado en los eNB. Con este fin, por ejemplo, en enlace directo, se ha acordado utilizar las denominadas RS

dedicadas precodificadas (pDRS) para la demodulación en el UE, permitiendo cualquier esquema precodificante sin notificación explícita del UE.

Tal como se ha indicado anteriormente, como solución para la cuestión de los cambios de frecuencia, se ha propuesto controlar las ID de control en la red de manera que puedan evitarse diferentes cambios de frecuencia.

Dicha solución presenta sus beneficios ya que no requiere ningún cambio a LTE o LTE Advanced ya que la planificación por red ya es posible mediante MNO actualmente. Sin embargo, existen algunas cuestiones críticas, tales como:

- la precisión de estimación del canal multicelda basada en CRS desplazadas podría resultar comprometida, de manera que por lo menos el rendimiento de los UE Rel.8 podría resultar degradado.
- Podría existir cierto impacto (por ejemplo, una asignación aleatoria reducida) en el PDCCH en los primeros 3 símbolos de OFDM debido a los cambios faltantes.
- Los MNO podría presentar redes de LTE Rel.8 en ejecución, en las que las ID de celda ya han recibido asignación de sus cambios de frecuencia correspondientes, de manera que la reorganización de los ID de celda podría conducir a algunas cuestiones difíciles de RRM (gestión de recursos radioeléctricos).
- Los ID de celda con sus correspondientes cambios de frecuencia definen además códigos para los denominados canales de sincronización primarios y secundarios (PSS/SSS). De manera que, sin cambios de frecuencia, el procedimiento global de sincronización podría sufrir ya que se utilizan menos códigos.
- En el caso de un efecto de pantalla fuerte con condiciones variables de LOS (línea de visión) y NLOS (sin línea de visión), puede haber eNB distantes como interferentes más fuertes. Por este motivo, la definición centrada en el usuario de las áreas de cooperación es en dichos escenarios mucho más potente, ya que define las áreas de coordinación basándose en los interferentes más fuertes observados por los UE. Lo anterior complica evitar los cambios de frecuencia mediante la planificación de redes. La única posibilidad para resolver lo anterior era aplicar en toda la red el mismo cambio de frecuencia.

Otra posibilidad para superar el problema sería utilizar RE supresores que portan CRS en radioceldas contiguas. Ésta es una solución limpia. Simultáneamente conduce a una sobrecarga extremadamente grande, del orden de 30% para el soporte de sólo 2 AP. Dicha sobrecarga se percibe como extremadamente grande.

De esta manera, es un objetivo de la presente realización proporcionar una solución compatible con LTE Release 8 para los esquemas de transmisión de CoMP para LTE Advanced que permita preceder coherentemente en el caso de CRS con diferentes cambios de frecuencia para las radioceldas cooperantes.

Según la presente realización, la coordinación se encuentra restringida a aquellos eNB y UE de un área de coordinación, que actualmente no están transmitiendo ninguna CRS.

Un ejemplo más general para la primera realización se describe a continuación haciendo referencia a las figs. 2A y 2B, en las que la fig. 2A muestra un método según una primera realización y la fig. 2B muestra una unidad de control (CU) como ejemplo de un aparato según la primera realización.

En la fig. 2A se muestra un ejemplo general de un método según la primera realización, en el que se controla una transmisión multipunto coordinada entre elementos y terminales de control de red en elementos de recurso. En la etapa S11, se detecta si un elemento de recurso comprende un elemento específico y en la etapa S12 se selecciona un elemento de recurso para la transmisión móvil coordinada al detectarse que el elemento de recurso no comprende un elemento específico.

La fig. 2B muestra un ejemplo de un aparato según la primera realización. En la presente memoria se supone que el aparato es, o es parte de, una unidad central (CU), aunque alternativamente el aparato puede ser, o puede ser parte de, otros elementos adecuados, por ejemplo, un NodeB o eNodeB. El aparato comprende un controlador de transmisión (medios para controlar la transmisión) 11 que controla una transmisión multipunto coordinada entre elementos de control de red y terminales en elementos de recurso. Además, el aparato comprende un detector (medios de detección) 12 que detecta si un elemento de recurso (RE) contiene un elemento específico. Además, el aparato comprende un selector 13 que selecciona un elemento de recurso para la transmisión móvil coordinada al detectarse que el elemento de recurso no contiene el elemento específico.

Se indica que el controlador de transmisión 11, el detector 12 y el selector 13 pueden proporcionarse en forma de una sola unidad. Es decir, por ejemplo, un procesador del CU o un eNode-B (no mostrado) pueden configurarse para realizar las funciones de dichos elementos.

De esta manera, según la primera realización, sólo se utilizan realmente aquellos elementos de recurso que no contiene ningún elemento específico para la transmisión móvil coordinada (CoMP).

Según un ejemplo más específico de la primera realización, entre los elementos específicos se incluyen señales de referencia, tales como la señal de referencia común (CRS) indicada anteriormente.

Para una mejor comprensión se hace referencia a las figs. 3 y 4 a continuación. La fig. 3 muestra un esquema de CoMP convencional con CRS coordinadas, permitiendo cooperar en otros RE. La fig. 4 muestra áreas de coordinación de tamaño reducido en el caso de RE bloqueados en la celda 3 debido a la CRS según la presente realización. La interferencia de la CRS de la celda 3 debido a sus CRS puede corregirse para canales de radio conocidos de eNB3 a UE₁ y UE₂, tal como se indica a continuación.

En la fig. 3 no se suponen cambios de frecuencia, que podrían garantizarse mediante, por ejemplo, planificación por red correspondiente, ignorando sus desventajas, tales como las explicadas anteriormente. En ese caso, desde la perspectiva de CoMP, la situación es sencilla y la totalidad de los 3 UE son servidos en todos los RE sin CRS. Los RE con CRS no son utilizados en absoluto para cooperar, sino sólo para la transmisión de CRS compatibles con Rel. 8.

En la fig. 4 se introducen cambios de frecuencia. Convencionalmente lo anterior significaría que no existiría coordinación en absoluto en dichos RE (ver, por ejemplo, RE2, en el que la celda 3 transmite su señal CRS).

En la presente memoria se propone restringir la coordinación a las celdas 1 y 2 para dicho RE, de esta manera puede conseguirse el máximo de ganancia de coordinación. Simultáneamente, en comparación con la solución convencional, existe la desventaja de una interferencia incrementada debido a la transmisión de señal CRS de la celda 3.

Sin embargo, en este caso debe considerarse que interferencia conocida es ninguna interferencia. Lo anterior abre dos opciones diferentes:

a) cancelación de las interferencias en el UE basándose en los canales de radio conocidos de la celda 3 a UE1 y UE2, así como CRS conocidas con sus secuencias de supresión específicas de celda, cambios de frecuencia, etc. Ello conduce a una solución no transparente, ya que los UE deben conocer todos los ID de celda que los sirven a fin de calcular las señales de transmisión CRS correspondientes y multiplicarlas con los canales de radio correspondientes h_{13} y h_{23} . Además, debe conocerse la precodificación. En este caso, el UE puede simplemente restar $h_{13} \cdot TX_{CRS, cell3}$ ($TX_{CRS, cell3}$ es la señal transmitida para la CRS de la celda 3) de su señal descodificada para obtener la versión libre de interferencias. Se indica que los ID de celda participantes en la coordinación probablemente son conocidos de todos modos en los UE, ya que la precodificación coherente correspondiente a la información de los canales de radio para dichas células debe estar organizada, aunque la precodificación podría cambiar bastante rápidamente.

b) Una solución totalmente transparente a UE resulta posible mediante la consideración de las interferencias debidas a la CRS de la celda 3 directamente en la unidad central (CU) mediante la precompensación correspondiente. En el CU de todos modos toda la información-canales de radio de todos los eNB a todos los UE cooperantes, cambios de frecuencia, los ID de celda, secuencias de aleatorización, celdas cooperantes para el PRB actual, etc., se encontrarán disponibles, por lo menos para las soluciones precodificantes coherentes investigadas en la presente memoria. Lo anterior permite ya restar en el CU, $h_{13} \cdot TX_{CRS, celda\ 3}$ para UE1 y $h_{23} \cdot TX_{CRS, cell3}$ para UE2.

La fig. 5 muestra un esquema de la precompensación propuesta e ilustra la precompensación de las interferencias debida a la CRS de celdas no cooperantes en el área de cooperación de tamaño reducido basado en el conocimiento de los datos, CRS (cifrado, semilla, etc.) y canales de radio estimados de todas las celdas. Tal como se muestra en la fig. 5, sólo las celdas 1 y 2 participan en la transmisión CoMP. La interferencia debida a la CRS de la celda 3 a UE1 y UE2 está indicada por las dobles flechas de puntos representada por h_{13} y h_{23} .

El esquema según la presente realización presenta varias ventajas:

- Permite una solución totalmente compatible retroactivamente con CRS Rel. 8 que muestra cambios de frecuencia específicos de celda.
- Evita cualesquiera complicaciones con PDCCH o la sincronización basada en PSS/SSS debido a cambios de frecuencia faltantes y degradación del rendimiento de la estimativa de canal multicelda.
- No hay necesidad de planificación específica de ID de celda.

- La solución es completamente transparente, constituyendo uno de los principales beneficios. Tal como se ha indicado anteriormente, también son posibles soluciones no transparentes con respecto a los UE. Los UE pueden no experimentar en absoluto el problema del cambio de frecuencia y no presentan ningún requisito de procesamiento adicional.
- No se produce degradación del rendimiento debido al tamaño limitado del área de cooperación, como sería el caso típicamente. Para entenderlo, debe considerarse que se aplica la precodificación coherente para superar la interferencia entre celdas, cancelando esta interferencia dentro de las áreas de cooperación de manera que sólo se mantiene la interferencia entre áreas de cooperación. En este sentido, la cancelación de la interferencia debido a la transmisión de CRS por la precompensación correspondiente produce el mismo efecto que la cooperación real con esta celda.
- Además, el número total de recursos utilizables con y sin cambio de frecuencia no cambia para el esquema propuesto, simplificando el acoplamiento de tasas. Para la cooperación convencional sin cambios de frecuencia uno de cada tres RE no será utilizado por ninguna de las celdas para PDSCH. Por lo que globalmente hay 2 RE que sirven a 3 UE, es decir, globalmente pueden utilizarse 6 de cada 9 grupos ('bins') de datos para la transmisión de datos. En el caso del cambio de frecuencias, se estarán sirviendo 3 veces 2 UE, que es nuevamente 6 de cada 9 bins de datos.
- En caso de precodificación coherente, no se requiere retroalimentación o estimación de canales adicional, sino que toda la información requerida ya se encuentra disponible, en el caso de que el esquema global se diseñe de acuerdo con lo anterior.

Segunda realización

Según la segunda realización, también se considera que un elemento de referencia que contiene un elemento específico no es utilizado para CoMP, de manera similar a la primera realización. Sin embargo, según la presente realización, un ejemplo de dicho elemento específico es un símbolo de canal de control, tal como un símbolo de PDCCH. Lo anterior se explica a continuación en mayor detalle.

Es decir, la segunda realización se refiere a una solución de CoMP en el caso de una no correspondencia de PDCCH, tal como se indica a continuación.

A continuación, se describe en primer lugar la técnica anterior en este campo.

Tal como se ha indicado anteriormente en la parte introductoria de la presente solicitud, para la LTE Advanced, se ha investigado la denominada transmisión multipunto coordinada (CoMP) y se ha llegado a un modo acordado de avance, en el que existen RS para la estimación de CSI, que deben ser escasos en tiempo y frecuencia, así como señales de referencia dedicadas precodificadas (pDRS) para la desmodulación. Las pDRS están destinadas a la desmodulación y se transmiten únicamente en aquellas pRB con transmisión de datos, ahorrando sobrecargas innecesarias. Las pDRS se precodifican con el mismo precodificador que las señales de datos correspondientes.

Los UE de ComP (es decir, los UE que participan en una transmisión CoMP) están controlados a partir de las denominadas celdas de anclaje en los canales de transporte de enlace descendente físicos (PDCCH). Cada UE está conectado a su celda de anclaje, en donde la celda de anclaje se selecciona basándose en la potencia recibida más fuerte.

Para la transmisión PDSCH de los datos coherentemente precodificados, todos los eNB cooperantes transmiten simultáneamente en los mismos recursos.

Lo anterior funciona perfectamente siempre que el número de símbolos de PDCCH, según LTE Rel. 8, PCFICH pueda modificar el número de símbolos de OFDM entre 1 y 3 en todas las celdas cooperantes es el mismo. Generalmente, cada celda podría presentar para cada subtrama un número diferente de símbolos de OFDM de PDCCH de manera que la coordinación en los primeros 3 símbolos de cada subtrama se vuelve dificultosa. En el caso de que la cooperación siempre se encuentre restringida a los 11 símbolos de OFDM tras los primeros 3 símbolos de OFDM, se induce una sobrecarga bastante significativa.

De esta manera, un objetivo de la presente realización (aunque sin limitación al mismo) es producir un soporte transparente y eficiente de soluciones de CoMP de precodificación coherente que permita un número diferente de símbolos de OFDM de PDCCH para cada celda de un área cooperante.

Es decir, el problema que debe resolverse es la precodificación coherente de PDSCH en las áreas de cooperación con un número variable y específicamente diferente de símbolos de OFDM por subtrama. Observar que las subtramas presentan una duración de 1 ms, consisten en 14 o 12 símbolos de OFDM y presentan 1 a 3 símbolos de OFDM para PDCCH, mientras que PCFICH indica la longitud del PDCCH de la subtrama actual.

En la fig. 6, se muestran los principios respecto al CoMP. En detalle, la fig. 6 muestra el concepto básico para el CoMP: cooperación en PDSCH y cada UE recibe PDCCH de su celda de anclaje únicamente, es decir, en el PDCCH no existe cooperación. El PDCCH está indicado mediante dobles flechas de línea continua, mientras que las transmisiones CoMP están indicadas mediante flechas simples (flecha continua para UE_A, flecha discontinua para UE_B y flecha de puntos para UE_C).

Tal como se ha indicado anteriormente, es un objetivo mantener el concepto de Rel. 8 en lo posible, es decir, mantener la compatibilidad retroactiva. Además, la capa física (PHY, por sus siglas en inglés) debería separarse de capas más elevadas.

De esta manera, se propone que cada UE escuche únicamente a su celda de anclaje (en ocasiones también denominada celda servidora, que se selecciona durante el traspaso (HO, por sus siglas en inglés) debido a la potencia de señal más fuerte. Además, el PDCCH es similar a Rel. 8 con algunos CCE (elementos de canal de control) adicionales para la selección semiestática del modo C-MIMO (cooperativo multientrada multisalida) y la definición de un modo de notificación de UE (ID de celda, marco temporal, etc.). Las ventajas conseguidas son: las ventajas son que el cambio rápido entre C-MIMO y Tx monocelda resulta posible, que las características de Rel. 8 puede reutilizarse al máximo, que resultan posibles soluciones de precodificación transparente de UE y que no puede producirse confusión con la aleatorización específica de celda y de UE.

Con respecto a la pDRS, se indica que son ortogonales para como mínimo 8 flujos, que resulta posible FDM/TDM/CDM por flujo y que resulta posible la señalización de capa más alta (RRC) del número de secuencia por flujo. Además, resulta posible una adaptación semiestáticamente junto con el modo C-MIMO. Alternativamente, resulta posible un mapeado de celda fija a flujo.

La fig. 6 ilustra el concepto de las celdas de anclaje, en el que cada celda de anclaje controla sus UE. En consecuencia, los PDCCH se transmiten sin cooperación, más o menos totalmente en línea con LTE Rel. 8. La premisa es que para LTE Advanced sólo se requieren unos cuantos mensajes nuevos de RRC, por ejemplo, para fijar los UE semiestáticamente en el modo CoMP y, por lo tanto, pueden reutilizarse los mismos mecanismos de control ya en funcionamiento. Lo anterior incluye suficiente cobertura para los mensajes de PDCCH, así como suficiente robustez de interferencia intercelda.

Para la transmisión de datos de señales de PDSCH, la celda de anclaje y las celdas de anclaje del área de cooperación transmiten simultáneamente para conseguir las ganancias de rendimiento se espera que grandes por la precodificación coherente. Para la precodificación coherente existe una separación fácil entre la capa PHY y las capas superiores. Lo anterior implica que la precodificación (PHY) se lleva a cabo cooperativamente en las diferentes celdas, mientras que los códigos de aleatorización y los entrelazadores específicos de celda y de UE, los RNTI (identificadores temporales de red de radio) de los UE, etc. se definen basándose en la celda de anclaje y será una tarea de la red coordinar la transmisión cooperativa de acuerdo con lo anterior.

Tal como ya se ha indicado, debería conseguirse la compatibilidad retroactiva completa de LTE Advanced con Release 8. Para Release 8, las denominadas señales de referencia común (CRS) han sido definidas y se entiende fácilmente que estas CRS deben transmitirse continuamente para una compatibilidad retroactiva completa. Las CRS pueden utilizarse para la desmodulación de las señales de PDCCH, ya que éstas han sido transmitidas desde la celda de anclaje únicamente. El primer símbolo de OFDM siempre será un símbolo de PDCCH, de manera que para dicho símbolo siempre pueden utilizarse CRS.

Tal como ya se ha indicado anteriormente, en LTE Advanced como modo de avanzar habrá CSI-RS para la estimación de CSI escaso en tiempo y frecuencia y además señales de referencia dedicada precodificada (pDRS) en recursos utilizados para antenas CoMP o 8TX para la desmodulación.

El pDRS y los datos se precodifican con el mismo precodificador de CoMP, de manera que la precodificación es transparente a los UE, lo que implica que no es necesario que conozcan el precodificador para la desmodulación. Estas pDRS pueden/deben utilizarse para la desmodulación de las señales coherentemente precodificadas en los últimos 11 símbolos de OFDM de la subtrama.

El área crítica son los símbolos de OFDM nº 2 y 3, ya que para estos símbolos algunas celdas podrían desear la transmisión de señales de PDCCH (una celda únicamente) y otras desean transmitir los datos de PDSCH cooperativamente.

En la técnica anterior, se han identificado diferentes opciones sobre cómo gestionar la cuestión anteriormente indicada, tales como la limitación de la transmisión de CoMP a los últimos 11 símbolos de OFDM (o 9 símbolos de OFDM para el prefijo cíclico extendido), señalización rápida de PFCICH por celda y adaptación correspondiente de la transmisión, utilizando una zona de control común para la transmisión de CoMP de la misma duración, etc.

Resulta interesante específicamente la propuesta de utilizar la transmisión no CoMP de señales de PDSCH en el caso de que una o más células todavía presenten algunas señales de PDCCH en dicho símbolo de OFDM.

5 La desventaja de dicha solución es que para los primeros símbolos de OFDM de PDSCH no CoMP, deben utilizarse las CRS, mientras que, para el resto de la subtrama, la pDRS puede utilizarse para la desmodulación. De esta manera, dicha propuesta incrementa la complejidad del UE, es no transparente, ya que los UE deben ser notificados de si el segundo o tercer OFDM deben ser desmodulados basándose en la CRS o en la pDRS, y genera mucha sobrecarga de control para señalar los símbolos de OFDM estando en el modo CoMP para cada subtrama.

10 Según la presente realización, se propone un procedimiento especial para los primeros 3 símbolos, en el que sólo participan aquellas celdas en CoMP en el que el símbolo no se utiliza para PDCCH. Por lo tanto, también pueden utilizarse los primeros 3 símbolos para CoMP. Lo anterior se describe en mayor detalle a continuación.

15 En particular, una forma más general según las presentes realizaciones es similar, tal como se ha indicado anteriormente en relación a la primera realización, a la mostrada en las figs. 2A y 2B. Es decir, básicamente sólo se utilizan aquellos elementos de recurso para CoMP que no contienen un elemento específico, que es en el caso de la segunda realización, un símbolo del canal de control utilizado para un canal de control, por ejemplo, un símbolo de PDCCH, tal como se ha indicado anteriormente.

20 De esta manera, la forma general según la segunda realización es similar a aquella según la primera realización, por lo tanto, una descripción detallada de la misma no se repite en la presente memoria. Se indica que, según la segunda realización, el detector puede estar configurado de manera que detecte si un elemento de recurso contiene un elemento específico haciendo referencia a un indicador de formato controlado, tal como el PCFICH (canal indicador de formato de control físico), que indica el número de símbolos de OFDM del canal de control (por ejemplo, PDCCH). De esta manera, puede detectarse claramente qué elementos de recurso o símbolos contienen símbolos del canal de control.

La realización se describe en mayor detalle haciendo referencia a la fig. 7.

30 En particular, en la fig. 7, se ilustra en mayor detalle el reto con respecto al desajuste de duraciones de PDCCH en diferentes celdas cooperantes. Para los últimos 11 símbolos de OFDM resulta fácilmente posible la cooperación, mientras que en los primeros 3 símbolos de OFDM de las celdas cooperantes todavía podrían encontrarse bloqueadas debido a la transmisión del PDCCH.

35 En la figura se supone que existe una celda con una, una celda con 2 y una tercera celda con 3 símbolos de OFDM del PDCCH.

40 En la presente memoria se propone aplicar el máximo de cooperación, es decir, iniciar la transmisión monocelda con la condición de que todas las demás celdas todavía se encuentren en el modo PDCCH (2º símbolo de OFDM, bloque de celdas 3 con trama vertical) y cooperan parcialmente entre las celdas 1 y 3 en el símbolo de OFDM, en donde más de una celda no transmite PDCCH (3º símbolo de OFDM, bloques con trama horizontal).

45 El concepto básico se ilustra en las figs. 8A a 8C, que ilustran el diferente tamaño de áreas de cooperación, dependiendo del número de celdas bloqueadas debido a una transmisión de PDCCH todavía en ejecución en otras celdas. La fig. 8A ilustra la fase 1, en la que las celdas 1 y 2 emiten sus PDCCH y la celda 3 transmite su PDSCH. La fig. 8B ilustra la fase 2, en la que las celdas 2 y 3 inician la cooperación, mientras que la celda 1 finaliza su transmisión de PDCCH, es decir, se produce una transmisión de CoMP de 2 celdas. La fig. 8C muestra la última fase, es decir, la fase 3, en la que todos los UE son servidos cooperativamente.

50 A primera vista, lo anterior aparentemente es todavía más complejo y aparentemente incrementa la sobrecarga para el control adicional. Además, requiere diferentes pDRS para el caso de dos eNB cooperantes y el de 3 eNB cooperantes, complicándolo todo. Un estudio más detallado del tema revela que el eNB puede encargarse fácilmente de la situación y permitir que los UE desmodulen todos sus datos de PDSCH basándose en la señal de pDRS, con independencia del número de celdas cooperantes. Con este fin, se analizan los canales de radio para el UE único, UE3, en las figs. 9A a 9C.

55 Las figs. 9A a 9C muestran un análisis de la desmodulación para UE3 únicamente para la fase 1 (transmisión monocelda) a la fase 3 (CoMP completa) tal como se ha indicado anteriormente en relación a las figs. 8A a 8C, en las que la fig. 9A muestra la fase 1. La fig. 9B muestra la fase 2 y la fig. 9C muestra la fase 3. Según la figura en la fase 1, la desmodulación debe llevarse a cabo para el canal de radio h_{33} (transmisión monocelda) para la fase 2 para los canales combinados h_{31} y h_{33} y en la última fase incluye todos los canales de radio, h_{31} , h_{32} y h_{33} .

60 La tercera fase es la transmisión de CoMP convencional y para la desmodulación se está utilizando el pDRS precodificado de acuerdo con lo anterior. Con los pesos precodificantes w_{31} , w_{32} y w_{33} el UE lleva a cabo su estimación según $w_{31}^*h_{31} + w_{32}^*h_{32} + w_{33}^*h_{33} = a^*e^{j\phi}$, siendo 'a' una amplitud global del canal de radio precodificado y

la fase correspondiente. Las señales de datos ven la misma precodificación, así como canales de radio, de manera que es fácilmente posible la desmodulación.

5 En el caso de la transmisión monocelda, la desmodulación basada en pDRS fracasará debido a la desigualdad de canales. Los datos de PDSCH serán enviados sin precodificación ($w_{33, \text{single celda}} = 1$) por el canal de radio h_{33} . Sin embargo, debe considerarse que para una precodificación coherente, el eNB debe conocer todos los canales de radio (virtuales) implicados basándose en retroalimentación cuantizada de todos los UE.

10 Con el conocimiento de todos los canales de radio, el eNB puede aplicar fácilmente una precompensación para el PDSCH durante la transmisión monocelda) según $w_{33, \text{monocelda, pDRS}} = h_{33} / a^* e^{j\phi}$ de manera que los UE pueden reutilizar directamente la pDRS para la desmodulación, con independencia de si el PDSCH se está transmitiendo a partir de una, dos o la totalidad de celdas. Nota, el peso de la precompensación para la transmisión de 2 celdas puede derivarse de manera similar a la transmisión monocelda.

15 Durante la transmisión monocelda existe de manera natural más interferencia intra-área de cooperación, respecto a la cooperación parcial o total. Como resultado, la BER (tasa de bits de error) por símbolo variará durante el tiempo. En la fig. 10, la BER resultante para el total de células cooperantes se indica esquemáticamente con respecto al número de símbolos. Es decir, la fig. 10 ilustra la interferencia variable (I) y la BER en una subtrama debido al número variable de eNB cooperantes. Por este motivo, según la presente realización se propone aplicar el
20 entrelazado correspondiente para evitar ráfagas de errores. Otra opción sería el uso de diferentes MCS (esquemas de modulación y codificación) para cada símbolo de OFDM, aunque lo anterior requerirá la señalización correspondiente y, por lo tanto, violarán la transparencia de la solución.

25 Como mejora adicional, podría incluso pensarse en una precompensación adicional de cancelación de la interferencia de PDCCH de las otras celdas, ya que éstas ya son conocidas del eNB o pueden estimarse basándose en las señales de PDCCH y los canales de radio implicados.

De esta manera, la presente realización proporciona las ventajas siguientes:

- 30 – se proporciona la flexibilidad total para la duración de los PDCCH para las diferentes celdas del área de cooperación.
- Pueden utilizarse todos los recursos disponibles para la transmisión de datos de PDSCH según la señalización de PDCCH de la celda de anclaje (tal como en R8).
- 35 – Solución totalmente transparente para el UE, evitando cualquier sobrecarga adicional de control o señalización.
- No resulta necesario ningún procesamiento complejo de UE.
- 40 – Toda la complejidad se desplaza al lado del eNB. Como solución adicional, el eNB podría informar los UE de si realiza precompensación basándose en el esquema propuesto o si realiza un esquema más simple, tal como transmisión de datos restringidos en los últimos 11 símbolos de OFDM para evitar la sobrecarga de procesamiento en el lado de eNB. Lo anterior podría resultar útil en el caso de que los límites de
45 capacidad sean menos exigentes.

Se indica que en la primera y segunda realizaciones anteriormente descritas, las señales de referencia (por ejemplo, CRS) y símbolos del canal de control (PDCCH) se mencionan como ejemplos del elemento específico que podría estar contenido en un elemento de recurso. Sin embargo, las realizaciones no se encuentran limitadas a dichos
50 ejemplos. Es decir, cualquier tipo de señal o símbolo puede ser dicho «elemento específico», con la condición de que presente un efecto negativo sobre la transmisión de CoMP.

Tercera realización

55 La tercera realización se refiere al multiplexado por división espacial (SDM) para el diseño de pDRS con sobrecarga mínima, pero no se limita al mismo. En detalle, según la tercera realización, puede conseguirse una asignación optimizada de las señales de referencia precodificadas (pDRS) para la transmisión de multipunto coordinado (CoMP).

60 Lo anterior se explica a continuación en mayor detalle, en donde en primer lugar se describe la técnica anterior.

Tal como ya se ha indicado, para LTE Advanced, se investiga la transmisión multipunto coordinada (CoMP) en un ítem de estudio (SI) y se ha alcanzado un acuerdo para avanzar, en el que existen RS para la estimación de CSI (CSI-RS), que deberían ser escasos en tiempo y frecuencia, así como señales de referencia dedicadas precodificada (pDRS) para la desmodulación. Las pDRS están destinadas a la desmodulación y se transmiten únicamente en
65

aquellas pRB con transmisión de datos, ahorrando sobrecargas innecesarias. Las pDRS se precodifican con el mismo precodificador que las señales de datos correspondientes. Debido a que las pDRS deberán soportar la desmodulación de los esquemas de máxima modulación y codificación (MCS), tales como 5/6QAM64, éstas deberán proporcionar una estimación del canal muy precisa, acompañada de una sobrecarga grande correspondiente para las RS para cada PRB.

Otra cuestión relevante es que LTE Advanced soportará hasta 8 antenas Tx por cada célula y en el caso de sistemas de CoMP, fácilmente podrían cooperar 5 o incluso más celdas. Desde una perspectiva de la estimación de los canales, lo anterior significa que, en el caso de una implementación directa sencilla, deberían estimarse $5 \times 8 = 40$ canales, lo que está más allá de las capacidades del UE y además conduce a una estimación de canales y sobrecarga de señal de referencia extremadamente elevadas, específicamente para la pDRS.

La pDRS y datos se precodifican con el mismo precodificador de CoMP de manera que la precodificación es transparente a los UE, implicando que no deben conocer el precodificador para la desmodulación. Actualmente, se favorece este tipo de transparencia.

La pDRS proporcionará una precisión de estimación muy buena, basada en suficientes recursos para las pDRS. Las pDRS, en caso de utilizarse para la precodificación coherente, se beneficiarán de las ganancias en la conformación del haz y requerirán RS precodificadas ortogonales por cada flujo o UE. La ortogonalización puede realizarse en el dominio temporal, de la frecuencia o del código (TDM, FDM o CDM). En el caso de, por ejemplo, un área de cooperación de 5 celdas que soportan 4 UE con un flujo cada uno, existirá un mínimo de 4 pDRS ortogonales. Cada pDRS puede estar soportada por aproximadamente 4 a 6 elementos de recurso. En el caso de 4 a 8 antenas Tx, la sobrecarga para las pDRS se incrementa fácilmente a 20-30% por cada PRB planificado. Debido a que CoMP está destinado a condiciones de sobrecarga, podría ser fácilmente que el 80% de los UE se encuentren en modo de CoMP, es decir, la sobrecarga global para la pDRS se reducirá únicamente de manera marginal, en aproximadamente 20%.

Las RS adicionales (aRS), también denominadas CSI-RS, están destinadas a la estimación de la CSI. Las estimaciones de CSI son alimentadas de vuelta por los UE a los eNB de manera que estos puedan aplicar la precodificación correcta.

La densidad de CSI-RS debe adaptarse al tiempo de coherencia y selectividad de frecuencias de los canales de radio, además de suprimir suficientemente la interferencia multicelda de la RS. El rendimiento requerido de la estimación del CSI debe ajustarse a la precisión de precodificación deseada y, por lo tanto, es dependiente del esquema de precodificación global. Las simulaciones de áreas de cooperación individuales muestran que se requerirán errores cuadrados medios, MSE, de entre 0,1 y 0,01 para esquemas de precodificación coherente avanzada, conduciendo fácilmente a una sobrecarga de CSI RS adicionales de aproximadamente 10%.

Para CRS tales como las CSI-RS, todos los UE pueden utilizar la misma CSI-RS para la estimación del canal, de manera que la sobrecarga global es independiente del número de UE. Simultáneamente para CoMP en combinación con 8 antenas Tx y, por ejemplo, 5 celdas, la sobrecarga de RS CSI fácilmente estalla.

Del enlace directo aparentemente existen dos posibles direcciones para minimizar la sobrecarga global de la RS: i) minimizar la sobrecarga para RS CSI, o ii) lo mismo para pDRS.

Se indica que, según la presente realización, se adopta la segunda dirección, es decir, según la realización, la sobrecarga de pDRS para minimizar significativamente la precodificación coherente de las soluciones de CoMP sin sacrificar rendimiento bajo la premisa de una estimación de canales precisa basada en las CSI-RS.

Para la provisión de pDRS ortogonales, actualmente se investigan muchas variaciones diferentes de TDM/FDM y asignaciones de CDM de las RS por cada PRB.

Más recientemente se ha propuesto permitir la estimación de canales basada en pDRS en varias subtramas o PRB, en el caso de que, de no hacerlo, la sobrecarga resulte excesiva. Lo anterior extendería la sobrecarga en varios PRB, permitiendo el adelgazamiento del número de RS por cada PRB.

El objetivo de la presente realización es, aunque sin limitación, reducir significativamente la sobrecarga de la pDRS para soluciones precodificantes coherentes, incluso en el caso de un gran número de nodos B evolucionados (eNB) cooperantes.

Un método según un ejemplo general de la presente realización se describe a continuación haciendo referencia a las figs. 11A y 11B. La fig. 11A ilustra un método según el ejemplo general de la presente realización. El método controla la transmisión de señales de referencia en elementos de recurso de un bloque de recursos en una transmisión multipunto coordinada entre elementos y terminales de control de red. En el paso S21 para una secuencia de señales de referencia, se utiliza una única señal de referencia (por ejemplo, pDRS) para todos los

terminales, en la que en el paso S22, dicha única señal de referencia se precodifica espacialmente para cada terminal.

La fig. 11B muestra un aparato según un ejemplo general de la presente realización. El aparato puede ser, o puede ser parte, de un elemento de control de red, tal como una unidad central (CU) o NodoB (o eNodoB). En el ejemplo de la fig. 6B, el aparato es parte de la unidad central. El aparato comprende un controlador 21 que está configurado para controlar la transmisión de señales de referencia (por ejemplo, pDRS) en elementos de recurso de un bloque de recursos en una transmisión multipunto coordinada entre elementos y terminales de control de red, y para utilizar, para una secuencia de señales de referencia, una única señal de referencia para todas las terminales. Además, el aparato comprende una unidad precodificadora 22 que está configurada para precodificar espacialmente la señal de referencia única para cada terminal.

De esta manera, se utiliza pDRS en una secuencia de señales de referencia en varios subtramas para la desmodulación únicamente con precodificación espacial.

Por lo tanto, la sobrecarga de pDRS puede reducirse significativamente.

Se indica que el controlador de transmisión 21 y la unidad precodificadora 22 pueden proporcionarse como una unidad. Es decir, por ejemplo, un procesador del CU o un eNode-B (no mostrado) pueden configurarse para realizar las funciones de dichos elementos.

Preferentemente, según la realización en una primera subtrama pueden utilizarse señales de referencia ortogonales (por ejemplo, pDRS), de manera que, en el caso de que no sea posible una precodificación perfecta, resulte posible una estimación de la interferencia.

De esta manera, según la presente realización, en lugar de pilotos ortogonales para cada UE, se utiliza la precodificación espacial para las pDRS (conformación del haz al UE). Es decir, las primeras pDRS de una secuencia pueden ser ortogonales para permitir la estimación de la interferencia, etc. y las pDRS siguientes en la secuencia se utilizan para la desmodulación únicamente (con precodificación espacial). Por lo tanto, la sobrecarga de la pDRS puede reducirse significativamente.

En mayor detalle, según la presente realización, se planifican UE coordinadas en varias subtramas en los mismos PBR. Es decir, según la realización, en lugar de adelgazar los RE para pDRS por cada PRB, se propone disponer en primer lugar de un PRB con pDRS para todas las capas espaciales disponibles. Lo anterior permite una estimación precisa del canal para la primera subtrama y proporciona elevadas ganancias de CoMP.

En las subtramas siguientes, se aprovechan las características específicas de la cooperación precodificada coherentemente, es decir, en el caso de ZF (forzado a cero) tal como la precodificación de toda la interferencia en la cooperación resultará cancelada o por lo menos reducida hasta un valor predefinido. Por ello, las señales de referencia de desmodulación no necesitan ser ortogonalizadas por TDM, FDM o CDM, pero un único juego de pDRS puede reutilizarse para todos los UE mediante la aplicación de multiplexado por división espacial (SDM, por sus siglas en inglés).

Lo anterior reduce la sobrecarga de las pDRS de, por ejemplo, 5 o más flujos, a la de un único flujo. En principio, la AP5 ya estandarizada de LTE Rel. 8 podría reutilizarse con este fin.

En el caso de precodificación perfecta, la primera subtrama que porta pDRS ortogonal por flujo o UE podría evitarse también y el SDM podría aplicarse sólo desde el principio, reduciendo adicionalmente la sobrecarga.

En la otra dirección podrían añadirse algunos PRB de pDRS de LTE Advanced adicionales de tiempo en tiempo para que el sistema sea más robusto o para cuidarse de variaciones fuertes de los canales para la estimación de la interferencia inter-flujo. Ello podría ser configurable mediante, por ejemplo, eNB y posiblemente mediante señalización de capas más altas. Podrían resultar posibles soluciones transparentes a UE en caso de que SDM se encuentre en ejecución continua y las pDRS añadidas se encuentren en otros RE.

También alternativamente, las pDRS podrían utilizarse exclusivamente en algunos elementos de recurso. Es decir, pueden transmitirse señales de referencia ortogonales únicamente para uno o dos flujos interfirientes. Dicho esquema permite el envío únicamente para unos cuantos flujos de RS ortogonales adicionales basándose en TDM, FDM o CDM, de manera que los UE pueden aprender en varias subtramas toda la interferencia inter-flujo. De esta manera, la sobrecarga todavía puede minimizarse, aunque por otra parte se mejora la robustez de la transmisión.

La fig. 12 muestra el concepto básico para el multiplexado SDM de las pDRS para los UE cooperantes según la presente realización mediante la ilustración de un área de CoMP con 4 eNB. Se ilustra esquemáticamente la transmisión de una capa espacial coherentemente precodificada x a UEx (indicado por el entramado diagonal) y su interferencia a UEk (indicado por el entramado de puntos).

En primer lugar, los símbolos utilizados en relación a la fig. 12 y en la presente realización se describen brevemente:

K: nº de flujos o UE para un flujo por cada UE
 k: Índice UE; $k \in 1...K$
 $V_{nc \times nt}$: precodificador para antenas virtuales
 $W_{ntv \times k}$: matriz de precodificación
 $H_{k \times ntv}$: matriz de canales
 P: matriz de corrección de precodificación
 RS_i : señales de referencia para la capa espacial i.

La fig. 12 muestra una unidad central (CU) (en la que la función de una unidad precodificadora se indica como W^*V), a la que se proporcionan varias señales de referencia ($RS_1, RS_2, \dots, RS_K$) y señales de datos ($d_1, d_2, \dots, d_K$). Del CU, se envían las diferentes señales a los diferentes NodeB, los cuales se indican como NB_1 a NB_4 , que comprenden diferentes números de elementos de antena (indicadas por flechas entramadas con líneas horizontales), respectivamente. Éstas sirven a varios UE en el área, que se indican como UE_2, UE_4, UE_k y UE_x .

Se indica que la flecha entramada con líneas verticales indica la interferencia de la capa x con la capa k, en donde la capa x indica las conexiones entre los NodeB y los UE_x , y la capa k indica la conexión entre los NodeB y los UE_k . A continuación, el procedimiento de estimación de CSI de las pDRS según la presente realización se resume haciendo referencia a la fig. 12:

- la interferencia con otros UE ($I_{pDRS,i}^k$) se supone que es cero o muy baja debido a la precodificación prácticamente perfecta con W^*V .
- En el caso de que exista algo de interferencia residual, el primer PRB de una secuencia de PRB se utiliza para estimar dichas interferencias y, por ejemplo, adaptar el receptor de error cuadrático medio mínimo (MMSE) para minimizar la interferencia inter-flujo.
- El receptor de MMSE se mantiene constante durante todo el tiempo de transmisión de este tren de PRB.
- Para los PRB siguientes, los UE se sirven con las mismas pDRS específicas de celda $R_1 = R_i = R_K$ para todos los flujos espaciales pero con diferente precodificación espacial. Con este fin las RS y los datos para cada UE utilizan el mismo precodificador W^*V .
- En el caso de precodificación perfecta, los UE reciben sus pDR de desmodulación sin interferencia de otros UE sin necesidad de varios RE, tal como en el caso de TDM, FDM o CDM.
- Según una solución intermedia, cada x-ésima subtrama existe una (o más) señales pDS ortogonales (TDM, FDM o CDM) adicionales para uno (o varios) flujos de datos. Mediante el cambio del flujo para el que se envían las pDRS ortogonales, los UE pueden aprender con el tiempo toda la interferencia de otros flujos de datos. Permite un compromiso entre robustez (formador de haces MMSE adaptativo de UE) y capacidad.

Se indica que la aplicación de SDM para la pDRS concuerda con el avance para LTE Advanced ya que la pDRS está destinada únicamente a la desmodulación. Las pDRS por flujo ortogonales permitirían estimar la interferencia en los UE y aprender más sobre las condiciones globales de los radiocanales, aunque debido a que esta información no se está utilizando, no tiene sentido dedicar ninguna tara para ello.

Por lo tanto, la tercera realización proporciona las ventajas siguientes:

- La solución propuesta reduce significativamente la sobrecarga de las pDRS para soluciones de CoMP precodificadoras coherentes, que se perciben como el candidato más prometedor para un rendimiento elevado.
- La sobrecarga de las pDRS se ha calculado que fácilmente se encuentra comprendida en el intervalo de 20% a 30%, que es una verdadera carga para soluciones de CoMP eficaces. Mediante la aplicación de la propuesta SDM, puede reducirse lo anterior a un porcentaje pequeño, similar a AP5 en LTE Rel. 8.
- La solución es muy fácil de implementar y podría ser totalmente transparente a los UE.
- En el caso de que se aplique el SDM durante todo el periodo, AP5 podría ser reutilizado para esta solución, evitando cualquier necesidad de estandarización adicional. Por lo tanto, la solución puede implementarse con facilidad.

- Para un diseño más robusto y flexible, podrían combinarse los PRB adaptables a interferencias con aquellos en los que se están usando SDM, permitiendo equilibrar sobrecarga y robustez, así como, tal vez, rendimiento.
- 5 – En el caso de que el primer PRB utilice pDRS ortogonales, la sobrecarga global se reduce con la duración de los trenes de PRB por UE. Se supone que los UE típicamente cooperantes deben transmitir grandes cantidades de datos y por lo tanto dichos trenes pueden generarse fácilmente.
- 10 – La interferencia inter-flujo debido a errores de precodificación reducirá el rendimiento de desmodulación. Estos errores se incrementarán con el tiempo y con la creciente velocidad móvil. Debe indicarse que lo anterior es análogo a las degradaciones de rendimiento conocidas para la interferencia inter-código de CDM. Además, los errores de precodificación para las pDRS serán exactamente los mismos que para la transmisión de datos. En este sentido, el concepto según la presente realización es el autoescalado, es decir, la precisión de precodificación, y la requerida para la estimación de canales con el fin de
- 15 desmodulación presentará el mismo nivel.

Cuarto realización

20 La cuarta realización se refiere a un diseño de señal de referencia (RS) integrada para LTE Advanced y CoMP. En particular, según la cuarta realización, se ha reducido la sobrecarga para las señales de referencia para la información de estado de canal (CSI-RS) para la transmisión multipunto coordinada (CoMP) en LTE-A.

Ello se explica a continuación en mayor detalle, partiendo de una descripción de técnica anterior relevante.

25 Tal como ya se ha indicado anteriormente, actualmente se está investigando la transmisión multipunto coordinada (CoMP) y se ha acordado un modo de avanzar en que existen RS para la estimación de CSI (CSI-RS) que serían escasos en tiempo y frecuencia, así como señales de referencia dedicada precodificada (pDRS) para la desmodulación. Las pDRS están destinadas a la desmodulación y se transmiten únicamente en aquellas PRB con transmisión de datos, ahorrando sobrecargas innecesarias. Las pDRS se precodifican con el mismo precodificador

30 que las señales de datos correspondientes, de manera que la precodificación es transparente a los UE, lo que implica que no deben identificar el precodificador para la desmodulación. Debido a que las pDRS deberán soportar la desmodulación de los esquemas de máxima modulación y codificación (MCS), tales como 5/6QAM64, éstas deberán proporcionar una estimación del canal muy precisa, acompañada de una sobrecarga grande correspondiente para las RS para cada PRB.

35 Además, tal como ya se ha indicado con respecto a la tercera realización, LTE Advanced soportará hasta 8 antenas Tx por celda y en el caso de sistemas CoMP, fácilmente 5 o incluso más celdas podrían cooperar, de manera que sería necesario estimar hasta $5 \times 8 = 40$ canales.

40 Otra cuestión que complica adicionalmente la situación es que en sistemas de radioceldas como LTE o LTE Advanced, la interferencia multicelda reduce el rendimiento de estimación de CSI significativamente, requiriendo una ortogonalización eficaz entre celdas, por ejemplo, mediante la aplicación de secuencias de CM específicas de celda. Lo anterior incrementa la sobrecarga de RS adicionalmente.

45 Tal como ya se ha indicado anteriormente haciendo referencia a las primera a tercera realizaciones, debe conseguirse la compatibilidad retroactiva de LTE Advance con Release 8. Para Release 8, han sido definidas las señales de referencia común (CRS), conduciendo a una sobrecarga de 10/15% para configuraciones de 2/4 antenas. Se entiende fácilmente que estas CRS, por lo menos para los puertos de antena AP0 y 1, deberán transmitirse continuamente para una compatibilidad retroactiva completa.

50 Las pDRS proporcionan una muy buena precisión de estimación basada en suficientes recursos para las pDRS. Las pDRS, en caso de utilizarse para la precodificación coherente, se benefician de ganancias en la conformación del haz y serán RS precodificadas ortogonales por flujo o UE. La ortogonalización puede realizarse en el dominio temporal, de la frecuencia o del código (TDM, FDM o CDM). En el caso de, por ejemplo, un área de cooperación de 5

55 celdas que soportan 4 UE con un flujo cada uno, existirá un mínimo de 4 pDRS ortogonales. Cada pDRS puede estar soportada por aproximadamente 4 a 6 elementos de recurso. Por lo tanto, la sobrecarga global se incrementa fácilmente a 20-30% por PRB planificado.

60 Las RS adicionales (aRS), también denominadas CSI-RS, están destinadas a la estimación de la CSI. Las estimaciones de CSI son alimentadas de vuelta por los UE a los eNB de manera que estos puedan aplicar la precodificación correcta. La densidad de CSI-RS debe adaptarse al tiempo de coherencia y selectividad de frecuencias de los canales de radio, además de suprimir suficientemente la interferencia multicelda de la RS. El rendimiento requerido de la estimación del CSI debe ajustarse a la precisión de precodificación deseada y, por lo tanto, es dependiente del esquema de precodificación global. Las simulaciones de áreas de cooperación individuales

muestran que se requerirán errores cuadrados medios, MSE, de entre 0,1 y 0,01 para esquemas de precodificación coherente avanzada, conduciendo fácilmente a una sobrecarga de CSI RS adicionales de aproximadamente 10%.

En general, la ventaja de CRS tales como las CSI-RS, es que todos los UE pueden utilizar las mismas CSI-RS para la estimación del canal, de manera que la sobrecarga global es independiente del número de UE. Simultáneamente, para CoMP en combinación con 8 antenas Tx y, por ejemplo, 5 celdas, la sobrecarga de CSI-RS estallarà.

En el enlace directo todavía no está claro cuál es el significado de escaso en tiempo y frecuencia, aunque las simulaciones iniciales con el simulador KORAK indican que las CSI-RS proporcionan un valor por cada bloque de recurso físico (PRB) y aparentemente resultan posibles aproximadamente 2 subtramas con CSI RS por trama a 10 ms. Observar que una trama consta de 10 subtramas a 1 ms.

Una técnica bien conocida adicional es aplicar antenas virtuales sobre varias antenas físicas, típicamente combinadas con diversidad de retraso cíclico (CDD, por sus siglas en inglés) como esquema de diversidad, evitando efectos de conformación de haz para señales de radiodifusión tales como las CRS. Aunque puede ganarse en diversidad, se perderà cierto grado de libertad espacial, específicamente en el caso de 8 antenas Tx, que podría utilizarse para incrementar el rendimiento global del sistema.

El objetivo de la presente realización es proporcionar una solución integrada con máximo rendimiento y simultáneamente la sobrecarga global de RS mínima para LTE Advanced.

De esta manera, según la presente realización, resulta deseable minimizar la sobrecarga global de RS para soluciones CoMP avanzadas, tales como precodificación coherente, y para encontrar una solución integrada que permita el máximo rendimiento simultáneamente. El óptimo sería una sobrecarga global para las CRS CSI-RS más pDRS del orden de 15-20%. Se espera que una sobrecarga más elevada resulte en dificultades significativas para proporcionar las ganancias elevadas del sistema que se desean, ya que las ganancias de CoMP deben superar la sobrecarga de RS adicional y además restringen las ganancias de CoMP a una parte menor del tiempo de transmisión total.

Más específicamente, deberían alcanzarse los objetivos siguientes:

- Compatibilidad retroactiva de Rel. 8
 - transmisión continua de CRS Rel. 8
- Considerar CRS dispersas de enlace directo + pDRS exactas
- La precodificación coherente requiere una FB exacta
 - CSI multicelda exacta
- Típicamente CoMP debería soportar 1 a 2 capas espaciales, incluso en el caso de 8 Tx
- Maximización de la ganancia del estimador de CSI
 - explotar todas las RS para la estimación de CSI
- Sistema CoMP para celdas con un número diferente de elementos de antena por cada eNB

Según un ejemplo general de la presente realización, un método, que puede llevarse a cabo mediante un elemento de control de red, tal como un eNodeB, se proporciona tal como se ilustra en la fig. 13A. En particular, en el paso S31, se envía una señal de referencia dedicada precodificada (por ejemplo, pDRS) ortogonal a una terminal. En el paso S32, se recibe un resultado de estimación de canal, que es establecido por el terminal que utiliza la señal de referencia dedicada precodificada ortogonal y en el paso S33 se determina la información de canal basándose en el resultado recibido de estimación de canal.

Según el ejemplo general de la presente realización, un método adicional, que puede llevarse a cabo en un terminal, tal como un equipo de usuario (UE), se muestra en la fig. 13B. En el paso S41, se recibe una señal de referencia dedicada precodificada ortogonal, en el paso S42, se lleva a cabo una estimación de canal utilizando la señal de referencia dedicada precodificada ortogonal, y en el paso S43, el resultado de estimación de canal se envía a un elemento de control de red.

La fig. 14A muestra un aparato, que puede ser un elemento de control de red, tal como un eNodeB, según el ejemplo general de la presente realización. El aparato comprende un emisor 31 que envía una señal de referencia dedicada precodificada ortogonal a un terminal. Además, un receptor 33 recibe un resultado de estimación de canal, que es estimado por el terminal utilizando la señal de referencia dedicada precodificada ortogonal.

Además, el aparato comprende un controlador 32 que determina la información del canal basándose en el resultado recibido de estimación del canal.

La fig. 14B muestra un aparato, que puede ser un terminal, tal como un equipo de usuario (UE), según el ejemplo general de la presente realización. El aparato comprende un receptor 43 que recibe una señal de referencia dedicada precodificada ortogonal, un controlador 42 que realiza una estimación de canal utilizando la señal de referencia dedicada precodificada ortogonal, y un emisor 41, que envía un resultado de estimación de canal a un elemento de control de red.

Se indica que ambos aparatos, el emisor 31 (o 41), el controlador 32 (o 42) y el receptor 33 (o 43) pueden proporcionarse como una unidad. Es decir, por ejemplo, un procesador de un UC o un eNode-B o de un UE pueden configurarse para llevar a cabo las funciones de dichos elementos o una parte de las mismas.

Es decir, el elemento de control de red transmite una señal de referencia dedicada precodificada (por ejemplo, pDRS) ortogonal, el terminal estima el canal (o las señales recibidas) basándose en esta señal de referencia dedicada precodificada ortogonal, envía el resultado de vuelta al elemento de control de red, que a su vez calcula el canal.

Por lo tanto, la estimación del canal se lleva a cabo basándose en la señal de referencia dedicada precodificada ortogonal, que está destinada, según el presente estándar, únicamente para la desmodulación. De esta manera, la estimación del canal puede llevarse a cabo con una señal de referencia que debe utilizarse para la desmodulación, de manera que las señales CRS, que se utilizan convencionalmente para la estimación del estado del canal, puede reducirse en gran medida. Por lo tanto, la sobrecarga puede reducirse significativamente.

De esta manera, según la presente realización, pueden combinarse todas las estimaciones de CSI disponibles de CRS, CSI-RS y pDRS al máximo posible y puede evitarse una doble sobrecarga por estimación del canal basada en las CSI-RS y para la desmodulación basada en pDRS.

a) Las CRS no pueden evitarse por completo debido a la compatibilidad retroactiva con Rel. 8. Para minimizar su sobrecarga se propone utilizar únicamente CRS para AP0 y 1 y aplicar la virtualización de antenas en el caso de más de dos AP. Lo anterior puede considerarse estado de la técnica, aunque minimiza la inevitable sobrecarga para CRS a aproximadamente 10%. En el caso de únicamente AP0, resultaría posible una minimización adicional a aproximadamente 5%, pero ello podría limitar el rendimiento de UE Rel. 8, en el que se supone como base un sistema 2x2.

b) Debido a que las pDRS proporcionarán una sobrecarga significativa en el caso de que deba conseguirse una buena precisión de la desmodulación, debe minimizarse la sobrecarga adicional para las CSI-RS. Por este motivo se propone proporcionar CSI-RS muy escasos en el tiempo y escasos en frecuencia. Muy escaso en tiempo se refiere a que existirá, por ejemplo, únicamente una única subtrama de LTE Advanced por trama, conduciendo ya a limitaciones de rendimiento significativas para la precodificación coherente debido a la varianza temporal del canal de radio. Escaso en frecuencia se refiere a, por ejemplo, una única localización de estimación en la dirección de frecuencia por cada PRB (un CSI-RS cada 12 SC). Lo anterior encaja con las limitaciones de realimentación esperadas con una realimentación por cada PRB. Debido a que las subtramas de LTE Advanced son muy escasas en el tiempo, resulta posible un número bastante elevado de CSI RS por cada subtrama de LTE-Advanced, proporcionando una buena precisión de estimación de CSI y ortogonalización multicelda por las secuencias de CDM específicas de celda correspondientes. Lo anterior proporciona una vez por trama una estimación de CSI muy precisa.

c) Se utilizan pDRS para la desmodulación tal como se describe en el enlace directo para el ítem de estudio de LTE Advanced. En el caso de la transmisión MIMO de 8 antenas Tx, deberán proporcionarse hasta 8 pDRS ortogonales por los TDM/FDM y/o CDM correspondientes. Desde el punto de vista de CoMP, el óptimo sería el escalado de los patrones de pDRS ortogonales al número de flujos en emisión, que típicamente será de sólo 3-5 flujos, tal como en el caso de CoMP la mayoría de UE son servidos por uno, o menos frecuentemente por dos flujos de datos y el tamaño típico de las áreas de cooperación es de aproximadamente 5, es decir, cooperan 5 celdas.

d) Para la adaptación del número (n^o) de elementos de antena física dentro del área de cooperación (pueden ser varias decenas a más largo plazo) y el número (n^o) de flujos de datos en emisión (aproximadamente 3 a 5, tal como se ha explicado anteriormente) se requiere un concepto de virtualización de antenas compatible con CoMP, aprovechando al máximo el grado de libertad espacial (SDF, por sus siglas en inglés). En el caso más simple, podría utilizarse CDD como técnica de virtualización, aunque ello podría presentar dos desventajas: i) el SDF se pierde debido a efectos de diversidad de CDD, e ii) CDD incrementará la selectividad de frecuencias. No se desea una selectividad de frecuencias más elevada para CoMP, ya que conducirá a un esfuerzo de estimación de CSI más alto, más realimentación y dificultará el aprovechamiento de las ganancias de planificación multiusuario (MU) selectivas de frecuencia.

d) En el caso de la transmisión CoMP, la conformación de haz coordinada se considera un medio valioso para reducir la interferencia inter-cooperación. La selección de haces apropiados requiere conocer los canales de radio individuales de cada UE a cada antena eNB. Simultáneamente, la selección de haces puede llevarse a cabo semiestáticamente. Por este motivo, cada n-ésima trama, debe proporcionarse una trama de LTE Advances con CSI-RS específicos de antena, permitiendo la selección de patrones de haz apropiados. En las subtramas de LTE Advanced intermedias (por ejemplo, cada trama), las CSI RS se restringirán a los haces seleccionados. En el caso de eNB con 8 antenas Tx, puede salvarse un factor de 8.

e) Debido a que cada área de cooperación requerirá su propio grupo de haces preseleccionados, típicamente los haces deberán cambiarse con el tiempo y la frecuencia y los eNB deben garantizar que los UE se planifican en sus recursos respectivos. De lo contrario, deben existir CSI-RS para cada haz de manera que cada UE pueda estimar sus canales de radio para los haces relevantes.

f) Tal como se ha visto anteriormente, la virtualización de antenas reduce SDF o la conformación de haces coordinada genera bastante sobrecarga de estimación de CSI. Además, típicamente para la precodificación coherente debe incluirse cierta diversidad de Tx, evitando la elevación de potencia para soluciones ZF. A título de ejemplo, un área de cooperación de tamaño 5 debería servir típicamente menos de 4 UE. En consecuencia, existe incluso en el caso de las antenas virtuales un desajuste entre el número de flujos espaciales en emisión (por ejemplo, 4) y el número de canales de radio virtuales (por ejemplo, 10). Además, la sobrecarga de CSI RS será independiente del número de UE realmente en modo CoMP.

Debido a que suponemos soluciones de precodificación transparentes, podría resultar posible que los UE no puedan estimar directamente todos los canales de radio basándose en las señales de pDRS. Sin embargo, nuevamente se hace referencia a la fig. 12 indicada anteriormente haciendo referencia a la tercera realización. Según la fig. 12, es derivable que los UE puedan estimar (para pDRS ortogonales por cada flujo), aparte de su propia señal, la interferencia inter-flujos debido a errores de precodificación. Tal como se explica en mayor detalle posteriormente, los eNB pueden utilizar dicha realimentación para actualizar su matriz de precodificación, cancelando de esta manera la interferencia residual. Además, los eNB de la cooperación pueden reconstruir los canales de radio basándose en su conocimiento de la matriz de precodificación original, tal como se ilustra en la fig. 15.

A continuación, se describe el procedimiento de estimación de CSI de las pDRS según la presente realización.

En primer lugar, se indica la definición de la variable (ver también la descripción de la fig. 12 en relación a la tercera realización).

K: nº de flujos o UE para un flujo por cada UE
 k: Índice UE; $k \in 1 \dots K$
 $U_{nc \times nt}$: precodificador para antenas virtuales
 $W_{ntv \times k}$: matriz de precodificación
 $H_{k \times ntv}$: matriz de canales
 P: matriz de corrección de precodificación
 RS_i: señales de referencia para la capa espacial i.

El procedimiento de estimación de CSI de pDRS según un ejemplo específico de la presente realización es el siguiente:

- Los eNB transmiten pDRS ortogonales R_i a cada UE activo con precodificador W^*V por la matriz de canal H : $H^*W^*V^*R_i$
- Cada UE k estima las señales recibidas de su propio canal (s_{pDRS}^k) y las interferencias de otros UE, UE_i ($I_{pDRS,i}^k$) basándose en R_i
- UE realimenta valores cuantizados de las estimaciones S_{pDRS}^k y $I_{pDRS,i}^k$ por $ePMI_{i,k}$
- eNB combina la realimentación de todos los UE $ePMI_{i,k}$ a la nueva matriz $(H^*W^*V)_{pDRS}$ y calcula la matriz de corrección de precodificación P: para ZF $P = \text{pinv}((H^*W^*V)_{pDRS})$.
- Los eNB utilizan para transmisiones adicionales $H^*W^*V^*P$ en lugar de H^*W^*V
- Alternativamente, eNB extrae H'_{pDRS} por $H'_{pDRS} = (H^*W^*V)_{pDRS} / W$. Lo anterior permite una combinación flexible con otros UE.

Ello se describe a continuación haciendo referencia a la fig. 15, que ilustra el esquema de RS integrado según la cuarta realización. En la parte superior de la figura, se muestran diez subtramas, de la subtrama 1 a la subtrama 10, en la que sólo en la subtrama 1, sólo se emiten aRS y CRS.

En la mitad inferior de la fig. 15, se muestra una secuencia de proceso entre los eNodeB (eNB1...L) y los UE (UE1...k). En el paso S1, se prepara la emisión de aRS y CRS, en la que se utiliza 1 secuencia de CDM por cada duración de PRB, que corresponde a 4 a 8 (MSE: -0,1) por antena. En el paso S152, se emiten aRS y CRS. En el paso S153, el UE estima la matriz de canales $H'_{0,k}$ basándose en aRS y CRS. Basándose en $H'_{0,k}$, ePMI₀, se genera k y se realimenta al eNodeB en el paso S154. En el paso S155, el eNodeB combina ePMI_{1,k} de todos los UE, de manera que se obtiene un $H'_{0,q}$ cuantizado. Además, se adopta una decisión de planificación con respecto a la agrupación de UE de CAS y de los PRB basándose en los resultados.

En el paso S156, el eNodeB transmite pDRS y datos precodificados: $W*V$ al UE. En el paso S157, el UE estima $H'_{1,k}$ $*W*V$ basándose en la pDRS, determina MRC con $H'_{0,k}$ y descodifica datos. El UE determina ePMI_{1,k} de $H'_{1,k}+W*V$ y lo transmite al eNodeB en el paso S158.

En el paso S159, el eNodeB combina ePMI_{1,k} de todos los UE, calcula la matriz de corrección P y mantiene la agrupación de UE de CAS y los PRB en la medida de lo posible. En el paso S160, el eNodeB transmite la pDRS y datos precodificados: $W*V*P$ al UE.

El UE estima $H'_{2,k} *W*V*P$ basándose en la pDRS y descodifica datos en el paso S161, y realimenta ePMI_{2,k} de $H'_{2,k}$ al eNodeB en el paso S162. Después, pueden repetirse los procedimientos de los pasos S159 a S162.

Como opción, en ocasiones también resulta posible enviar pDRS en elementos de recurso actualmente no planificados con el fin de permitir el sondeo de dichos canales de radio para decisiones de planificación futuras (también denominado «sondeo de banda ancha»).

Las pDRS enviadas de esta manera se indican en la figura con cajas sombreadas.

En consecuencia, los ítems principales siguientes del ejemplo específico de la presente realización indicada anteriormente pueden describirse de la manera siguiente:

- Utilizar una CSI-RS muy poco densa en lugar de poco densa en el tiempo, proporcionando sólo una estimación infrecuente pero exacta de CSI, que típicamente se volverá obsoleta muy pronto. Ésta se utiliza para permitir una primera decisión de planificación, así como una primera precodificación más o menos precisa, mientras que la contribución total a la sobrecarga de RS será de un porcentaje reducido.
- Utilizar pDRS únicamente, tal como se ha descrito para el enlace directo, para la desmodulación, aunque también para la realimentación específica, permitiendo que los eNB adapten sus precodificadores o incluso reconstruyan los canales de radio (virtuales) principales. En el primer caso, debe continuarse con la misma cooperación, mientras que, en el segundo caso, resulta posible un nuevo agrupamiento de usuarios.
- Debido a que la realimentación de pDRS será intermitente y no en todos los PRB, según las decisiones de planificación actuales, los eNB recogen toda la información disponible y siempre utilizan la información de CSI más exacta y más reciente para el cálculo de la matriz de precodificación. Como punto de partida, la precodificación se basa en las estimaciones de CSI RS y con cada realimentación de pDRS, se mejora consiguientemente la precodificación. Esta solución es simultáneamente robusta, y además aprovecha toda la energía de la señal RS emitida, maximizando estadísticamente el rendimiento.
- Además, pueden existir subtramas de LTE Advance semiestáticamente, permitiendo la estimación de CSI total para todos los elementos de antena físicos, lo que es relevante en el caso de que los eNB presenten 4 o más elementos de antena.

A continuación, se listan las características típicas de CRS, CSI-RS y pDRS.

CRS:

- Las CRS principalmente sirven para el soporte de los UE de Rel. 8.
- Para minimizar la sobrecarga global, la configuración diana para Rel. 8 debería ser para sistemas 2x2 (sobrecarga de aproximadamente 10%).
- Para aprovechar toda la potencia de RS, deberían considerarse MRC con estimaciones de aRS y pDRS.
- El cambio de frecuencia dentro de las posibles CAS debería evitarse mediante la selección correcta de los ID de celda.

aRS:

- las aRS permiten una CSI exacta por cada elemento de antena (requisito de 8Tx), por ejemplo, una vez por trama.

→ permite la selección del precodificador virtual más adecuado (semiestático)

– CDM sobre aRS minimizan la interferencia de canales multicelda -Para $MSE < 0,1 \dots 0,01$ la longitud de CDM debería ser del orden de 4 a 8

– Granularidad de realimentación $\geq 1PRB$

→ un valor por antena y PRB resulta suficiente

→ aRS de frecuencia menos densa que Rel. 8 CRS

– los UE calculan primeras estimaciones de canal para antenas virtuales y los PMI de realimentación por cada AE virtual

– los eNB utilizan PMI para planificar decisiones y el cálculo de la matriz de precodificación W

pDRS:

– Los UE utilizan pDRS para la desmodulación

– Las pDRS deben soportar el máximo MCS → MSE del orden de 0,01

– Las pDRS son ortogonales por flujo (UE) → cada UE puede estimar los propios, así como todos los flujos interferentes

– Max. N° de flujos del orden de 5 y más para un diseño con seguridad para el futuro.

→ actualizar PMI o enviar PMI adicionales basándose en las estimaciones de pDRS

– eNB combina realimentación de todos los UE para calcular la matriz de precodificación de corrección P

– pDRS aprovecha la ganancia de conformación del haz y la interpolación en el tiempo → ganancia de estimador de conformación de haz

– La interferencia entre CAS de pDRS debe ser ortogonal → secuencia de WH en x ranuras/subtramas

La fig. 16 ilustra características típicas de la precisión de estimación de CSI de las CR, CSI-RS y pDRS, así como el resultado de las posibles ganancias de combinación. En detalle, la fig. 16 compara las diferentes características en términos de MSE alcanzable para CRS, CSI-RS y pDRS. El mejor rendimiento debería ser posible basándose en pDRS debido a su baja MSE, de aproximadamente 0,01 (requerido para la desmodulación del MCS más alto). Simultáneamente, la pDRS se enviará únicamente en caso de existir datos para un UE específico. Además, existirán pDRS únicamente en aquellos PRB en los que han sido planificados UE.

A continuación, se resumen los objetivos principales indicados anteriormente en relación a la fig. 16:

▪ MSE de CRS: aproximadamente 0,1

▪ MSE de aRS: $< 0,1$ (idealmente 0,01, depende de la longitud del CDM)

▪ MSE de pDRS : 0,01... $< 0,1$

▪ debería soportarse un tamaño de CAS de ≥ 5 con ≥ 4 flujos (UE) por CAS

Una opción para superar el problema podría ser planificar los UE intencionadamente en un número más alto de PRB para recoger suficiente información de CSI.

El enfoque contrario sería planificar los UE mientras resulte posible/útil en los mismos PRB de manera que la realimentación disponible encaje en la decisión de planificación. Debido a que los PRB se seleccionarán típicamente en buenos canales de radio, estos presentan una tendencia inherente a mantenerse constantes durante un tiempo más largo, por lo que es bastante probable este tipo de planificación.

Una tercera solución sería en combinación con la predicción de canales utilizando una denominada realimentación basada en modelo. En este caso, los eNB pueden recoger realimentación de pDRS durante un periodo de tiempo más largo, aplicar la predicción de canales durante el tiempo Tx y combinar toda la realimentación disponible.

Se enfatiza que la transmisión CoMP está destinada a UE que presentan una gran cantidad de datos a enviar ya que de otro modo la sobrecarga global para la organización, estimación de canales y sobrecarga de alimentación probablemente no se verán compensados. Por este motivo es bastante probable que los UE se planifiquen en un elevado número de PRB, proporcionando una información de CSI global bastante buena.

La fig. 17 ilustra una posible asignación de pDRS ortogonales en dos subtramas posteriores basándose en FDM y CDM. Se indica que las cuatro flechas en la parte derecha de la figura indican una secuencia de CDM de duración 4. CDM presenta la ventaja de que no es necesario que los UE conozcan el número de flujos espaciales actuales en emisión de manera que los eNB presentan total libertad de planificación. En el caso de que un UE intente estimar flujos no transmitidos en el momento, simplemente no medirá ninguna interferencia. Simultáneamente, las secuencias de CDM libres podrían utilizarse para optimizaciones específicas, tales como:

UE puede decodificar todas las secuencias de CDM disponibles. Podrían existir secuencias de CDM sin transmisiones de datos asociadas (únicamente se transmiten pDRS). Estas secuencias de CDM podrían utilizarse para estimar un CQI y/o para optimizar ponderaciones de precodificación en planificación multiusuario y multiflujo:

- 5 – La pDRS es extendida por la secuencia de CDM que está precodificada por las ponderaciones que se pretenden utilizar para otro UE o para otro flujo con una asignación de PRB solapante. UE puede informar de un nivel de interferencia o CQI basado en la diferencia de potencias entre las secuencias de CDM. A continuación, eNB puede estimar la interferencia entre los UE o flujos para encontrar los parámetros del MCS óptimos y si la planificación multiusuario o multiflujo resulta viable.
- 10 – La pDRS es extendida por la secuencia de CDM que está precodificada por las ponderaciones que se pretenden utilizar para el mismo UE en el siguiente suceso de planificación. UE puede informar de un CSI o CQI basado en la diferencia de potencia/calidad, la secuencia de CDM existente y la secuencia de CDM candidata. A continuación, eNB puede decidir si las ponderaciones de precodificación deberían actualizarse o no. Si el canal de radio es suficientemente estático, pueden utilizarse algoritmos de búsqueda para encontrar las ponderaciones de precodificación óptimas.
- 15

A continuación, se describen las cuestiones principales respecto a la propuesta de extender una secuencia de CDM en 2 subtramas:

- 20 • Sobrecarga limitada
- 4 flujos ortogonales por cada CAS (área de cooperación) soportada
- Para 8Tx con transmisión de 8 flujos, utilizar FDM con menor resolución de frecuencia
- 25 • Buena asignación de frecuencia para la desmodulación
- Transmisión de flujo más alta transparente a los UE
- Premisa de baja movilidad → interferencia inter-código moderada

Se indica que en lugar de CDM, también puede aplicarse FDM (multiplexación de división de frecuencia) o TDM (multiplexado por división de tiempo).

A continuación, se muestran ventajas y problemas adicionales para el concepto propuesto según la presente realización.

La ventaja principal es la minimización de la sobrecarga de RS debido a la utilización simultánea de pDRS para la desmodulación, así como la estimación de CSI. Además, la sobrecarga de la estimación de CSI se limita a usuarios planificados y a los PRB utilizados. Ello limita además la sobrecarga de realimentación, ya que de lo contrario se requerirá realimentación por lo menos por cada sub-banda.

Debido a los muy poco densos en el tiempo CSI-RS, hay una sobrecarga pequeña para las CSI RS, aunque simultáneamente se dispone de información de CSI bastante precisa para una primera decisión de planificación y una primera precodificación. Por lo tanto, el diseño global es muy robusto y permite un rendimiento por lo menos moderado incluso sin realimentación de pDRS. Tan pronto como se planifiquen los UE, la CSI y precodificación mejorarán adicionalmente, maximizando el rendimiento alcanzable.

Desde el punto de vista de la estandarización, sólo se requiere un cambio pequeño: para permitir la realimentación basada en las estimaciones de pDRS en lugar de, o además de, la basada en las CSI-RS.

Basándose en los resultados de simulación para SINR de CoMP similares a las figs. 18, 19 y 20, se ha estimado la sobrecarga de RS global y se ha encontrado que aparentemente resulta posible conseguir 15% a 20% RS para CRS + CSI-RS + pDRS con un rendimiento simultáneamente bueno. Al mismo tiempo, la realimentación puede mantenerse próxima al límite superior esperado para los UE, aunque se requiere un análisis más cuidadoso y la optimización, por ejemplo, para algunos esquemas de compresión de realimentación optimizada. La limitada sobrecarga de RS podría conseguirse aunque se parta de que el 80% de los UE se encuentren en modo CoMP.

En detalle, la fig. 18 muestra una CDF (función de distribución acumulativa) de SINR de CoMP alcanzable (proporción de señal a ruido más interferencias) para diferentes errores de estimación de CSI (MSE). Las curvas de puntos son para un retardo de realimentación de 5 ms. Debido a que es derivable de la fig. 18, SIR a 50% es aproximadamente igual a la MSE. Existe cierta ganancia de estimador para MSE más elevadas y algunas limitaciones para MSE muy bajas debido a la cuantización de PMI.

La fig. 19 muestra la CDF de SINR de CoMP para una MSE de 0,1 en el caso de CRS (línea de puntos), pDRS (línea discontinua) y MRC de combinación de ambos (línea continua). Para mejorar la precisión de CSI, se ha calculado el promedio de 4 subtramas consecutivas. Tal como puede derivarse a partir de la fig. 19, en el caso de que resulte posible calcular promedios de subtramas, lo anterior proporciona buenas ganancias.

La fig. 20 muestra CDF de SINR de CoMP para una MSE de 0,1 en el caso de CRS (curvas en la parte izquierda de la figura) y MSE de 0,01 para pDRS y MRC de combinación de ambos. Tal como puede derivarse a partir de la fig. 20, el rendimiento de pDRS define la estimación del MSE global del CSI.

- 5 Se indica que las realizaciones y sus ejemplos generales o específicos indicados anteriormente pueden combinarse arbitrariamente.

Para el propósito de la presente invención tal como se describe en la presente memoria, debe indicarse que:

- 10 – Las etapas de método probablemente implementadas como partes de código de software y que se ejecutan utilizando un procesador en un elemento de control o terminal de red (a título de ejemplos de dispositivos, aparatos y/o módulos de los mismos, o a título de ejemplos de entidades, incluyendo aparatos y/o módulos de los mismos), son independientes del código de software y pueden especificarse utilizando cualquier lenguaje de programación conocido o desarrollado en el futuro con la condición de que se conserve la
- 15 – funcionalidad definida por las etapas del método,
- generalmente, cualquier etapa de método resulta adecuada para la implementación como software o por hardware sin modificar la idea de las realizaciones y su modificación en términos de la funcionalidad implementada,
- 20 – Etapas de método y/o dispositivos, unidades o medios probablemente implementados como componentes de hardware en los aparatos anteriormente definidos, o cualquier módulo o módulos de los mismos (por ejemplo, dispositivos que llevan a cabo las funciones de los aparatos según las realizaciones indicadas anteriormente, UE, eNode-B, etc., tal como se ha indicado anteriormente) son independientes del hardware y pueden implementarse utilizando cualquier tecnología de hardware conocida o desarrollada en el futuro o cualesquiera híbridos de los mismos, tales como MOS (semiconductor de óxido metálico), CMOS (MOS complementario), BiMOS (MOS bipolar), BiCMOS (CMOS bipolar), ECL (lógica acoplada a emisor), TTL (lógica transistor-transistor), etc., utilizando, por ejemplo, componentes de ASIC (IC (circuito integrado) específico de aplicación), componentes de FPGA (matriz de puertas programable *in situ*), componentes de CPLD (dispositivo lógico programable complejo) o componentes de DSP (procesador de señales digitales),
- 25 – los dispositivos, unidades o medios (por ejemplo, los aparatos anteriormente definidos, o cualquiera de sus medios respectivos) pueden implementarse como dispositivos, unidades o medios individuales, aunque ello no excluye que se implementen en un modo distribuido en todo el sistema, con la condición de que la funcionalidad del dispositivo, unidad o medio se conserve,
- 30 – Un aparato puede representarse mediante un chip semiconductor, o un módulo (de hardware) que comprende dicho chip o conjunto de chips; lo anterior, sin embargo, no excluye la posibilidad de que una funcionalidad de un aparato o módulo, en lugar de implementarse en hardware, se implemente como software en un módulo (de software), tal como un programa informático o un producto de programa informático que comprende partes de código de software ejecutables para la ejecución en un procesador,
- 35 – Un dispositivo puede considerarse un aparato o un conjunto constituido de más de un aparato, sea funcionalmente cooperantes entre sí, sea funcionalmente independientes pero dentro de una misma carcasa de dispositivo, por ejemplo.
- 40

Se indica que las realizaciones y ejemplos generales y específicos indicados anteriormente se proporcionan con fines meramente ilustrativos y en modo alguno pretenden ser limitativas de la presente invención a los mismos.

45

REIVINDICACIONES

1. Método para la comunicación en transmisiones multipunto coordinadas, que comprende aplicar un elemento de recurso para transmisiones coordinadas en un área de cooperación, entre un elemento de red y una terminal, en el que el área de cooperación está formada por una pluralidad de celdas y las transmisiones coordinadas en el elemento de recurso están restringidas únicamente a aquellas celdas que no transmiten un elemento específico en el elemento de recurso; detectar información que indica que otra celda en el área de cooperación transmite el elemento específico en el elemento de recurso, y cancelar la interferencia causada por la transmisión del elemento específico en el elemento de recurso, de la otra celda utilizando la información.
2. Método según la reivindicación 1, en el que el elemento específico es una señal de referencia.
3. Método según la reivindicación 1, en el que el elemento específico comprende un símbolo de canal de control.
4. Método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que el método se lleva a cabo mediante la aplicación de precompensación o precodificación.
5. Método según la reivindicación 1, en el que se planifica un número predeterminado de puntos de transmisión para las transmisiones coordinadas en el elemento de recurso en el área de cooperación, comprendiendo además el método la aplicación, en el caso de que el número de puntos de transmisión que se utilizan para las transmisiones coordinadas sea inferior al número predeterminado, una precompensación para las transmisiones y/o entrelazado de las transmisiones y/o aplicación de una modulación y esquema de codificación diferentes por cada símbolo en las transmisiones.
6. Método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que la transmisión coordinada es una transmisión multipunto coordinada (CoMP) o una transmisión multiusuario multientrada multisalida (MU-MIMO).
7. Aparato para la comunicación en transmisiones multipunto coordinadas, que comprende:
por lo menos un procesador, y
por lo menos una memoria que incluye código de programa informático, en el que por lo menos una memoria y el código de programa informático están configurados con por lo menos un procesador para provocar que el aparato por lo menos:
aplique un elemento de recurso para transmisiones coordinadas en un área de cooperación, entre un elemento de red y una terminal, en el que el área de cooperación está formada por una pluralidad de celdas y las transmisiones coordinadas en el elemento de recurso están restringidas únicamente a aquellas celdas que no transmiten un elemento específico en el elemento de recurso.
detecte información que indica que otra celda en el área de cooperación transmite el elemento específico en el elemento de recurso, y
cancele la interferencia causada por la transmisión del elemento específico en el elemento de recurso, de la otra celda utilizando la información.
8. Aparato según la reivindicación 7, en el que el elemento específico es una señal de referencia.
9. Aparato según la reivindicación 7, en el que el elemento específico comprende un símbolo de canal de control.
10. Aparato según la reivindicación 9, en el que el aparato está configurado para llevar a cabo la cancelación mediante la aplicación de precompensación o precodificación.
11. Aparato según la reivindicación 9, en el que el aparato está configurado para llevar a cabo la cancelación mediante la sustracción de las interferencias conocidas.
12. Aparato según la reivindicación 7, en el que se planifica un número predeterminado de puntos de transmisión para transmisiones coordinadas en el elemento de recurso en el área de cooperación, en el que el aparato está configurado para aplicar, en el caso de que el número de puntos de transmisión que se utilizan para las transmisiones coordinadas sea inferior al número predeterminado, una precompensación para las transmisiones y/o entrelazado de las transmisiones y/o aplicación de una modulación y esquema de codificación diferentes por símbolo en las transmisiones.

13. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 7 a 12, en el que la transmisión coordinada es una transmisión multipunto coordinada (CoMP) o una transmisión multiusuario multientrada multisalida (MU-MIMO).
- 5 14. Producto de software informático que incluye un programa para un dispositivo de procesamiento que comprende partes de código de software para llevar a cabo las etapas según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6 al ejecutar el programa en el dispositivo de procesamiento.
- 10 15. Producto de software informático según la reivindicación 14, en el que el producto de software informático comprende un medio legible por ordenador en el que se almacenan las partes de código de software.
16. Producto de software informático según la reivindicación 14, en el que el programa puede cargarse directamente en una memoria interna del dispositivo de procesamiento.

15

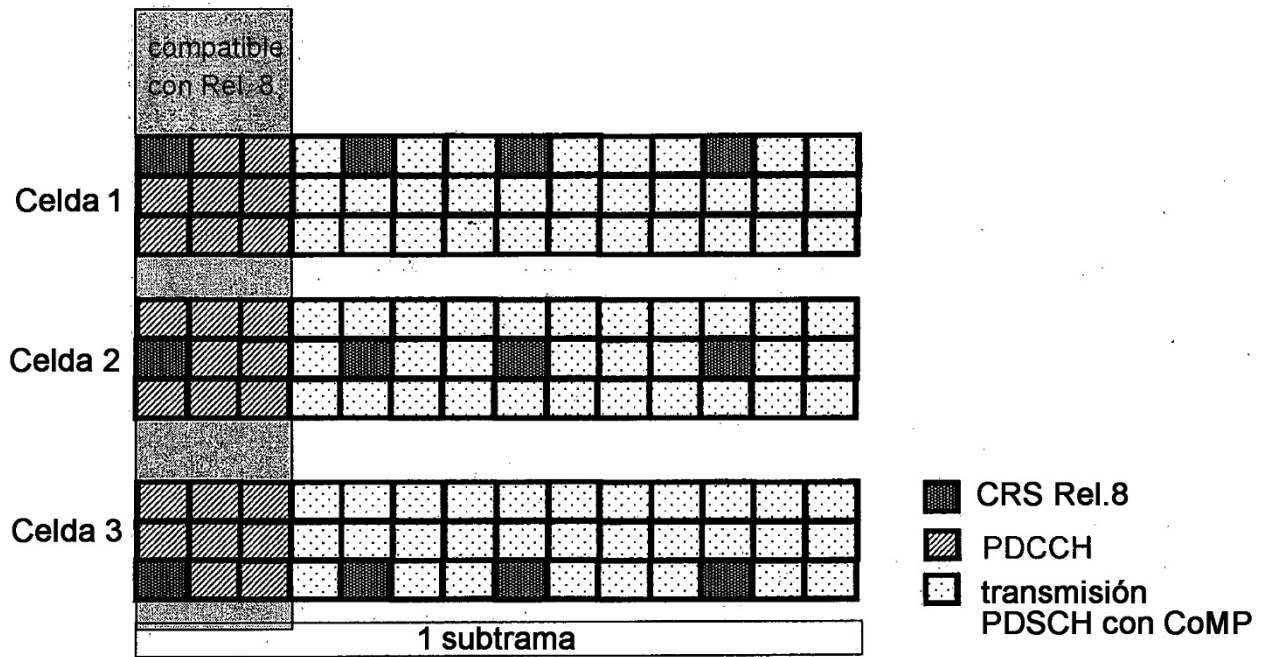


Fig. 1

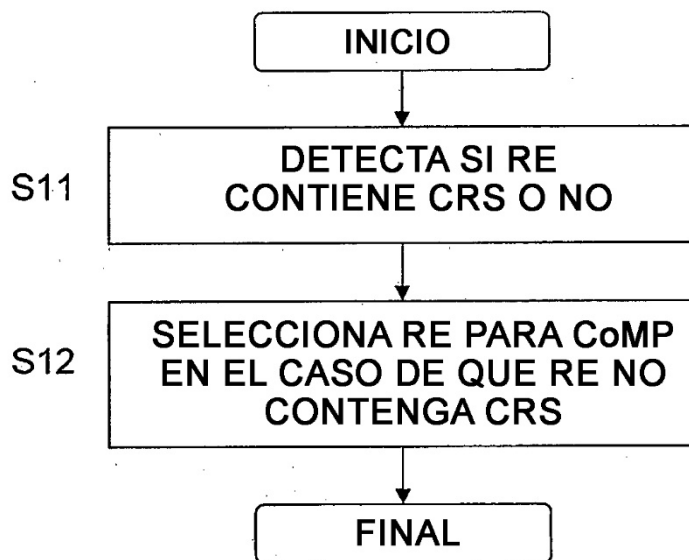


Fig. 2A

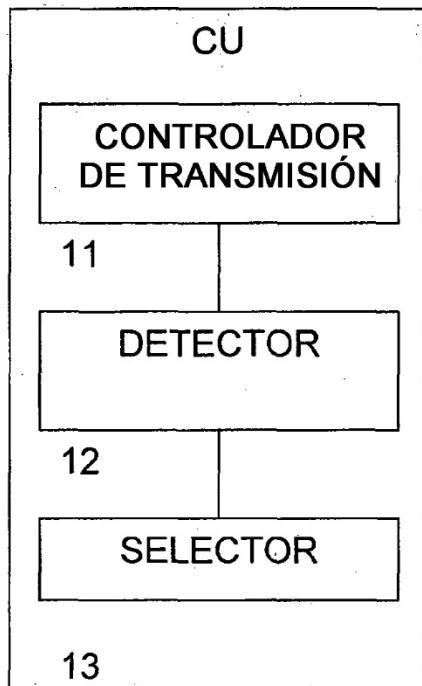


Fig. 2B

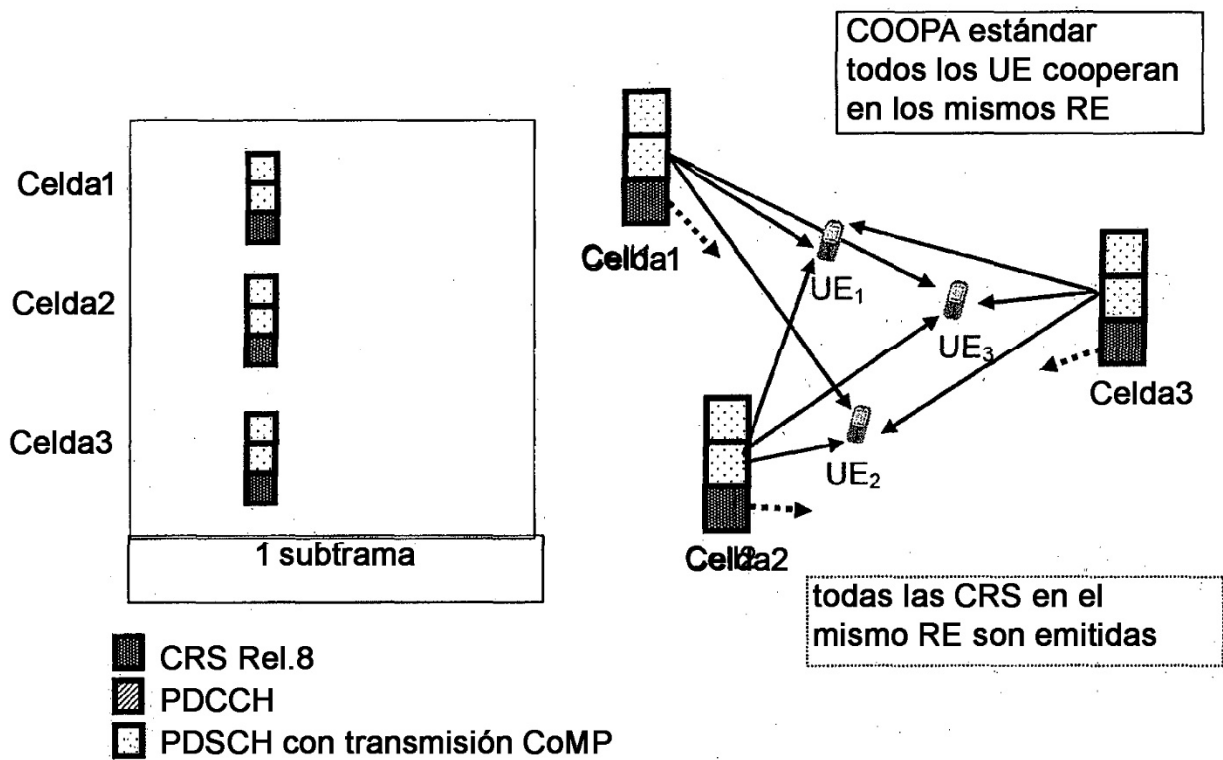


Fig. 3

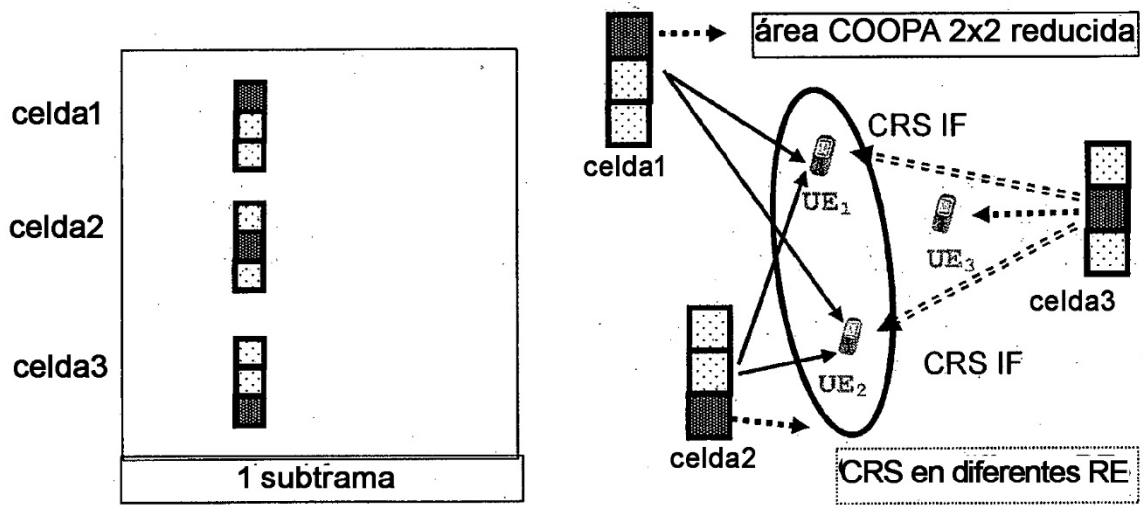


Fig. 4

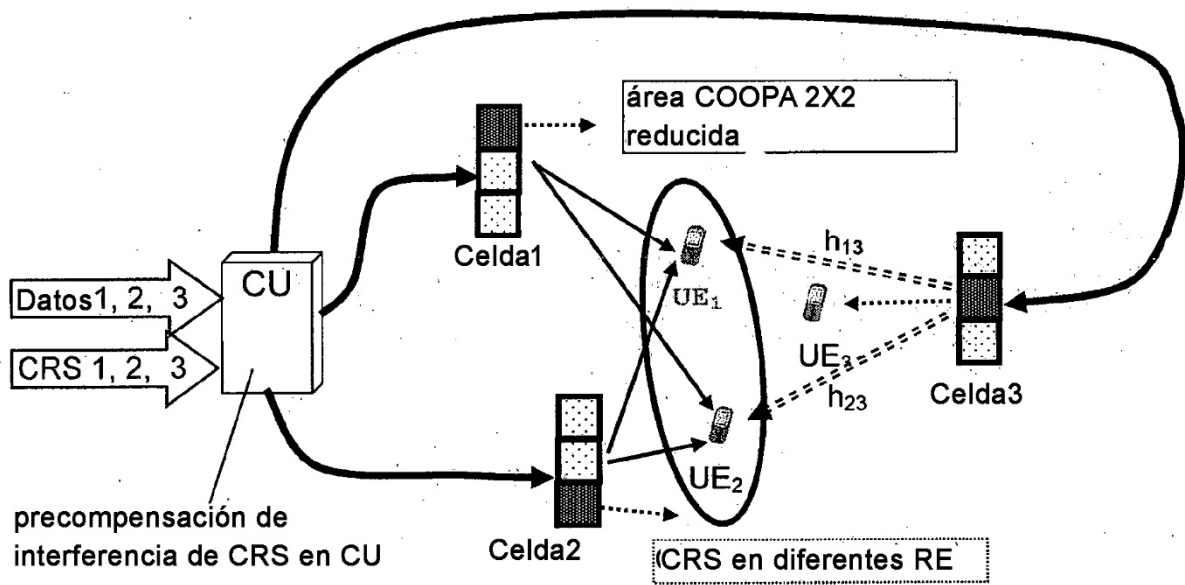


Fig. 5

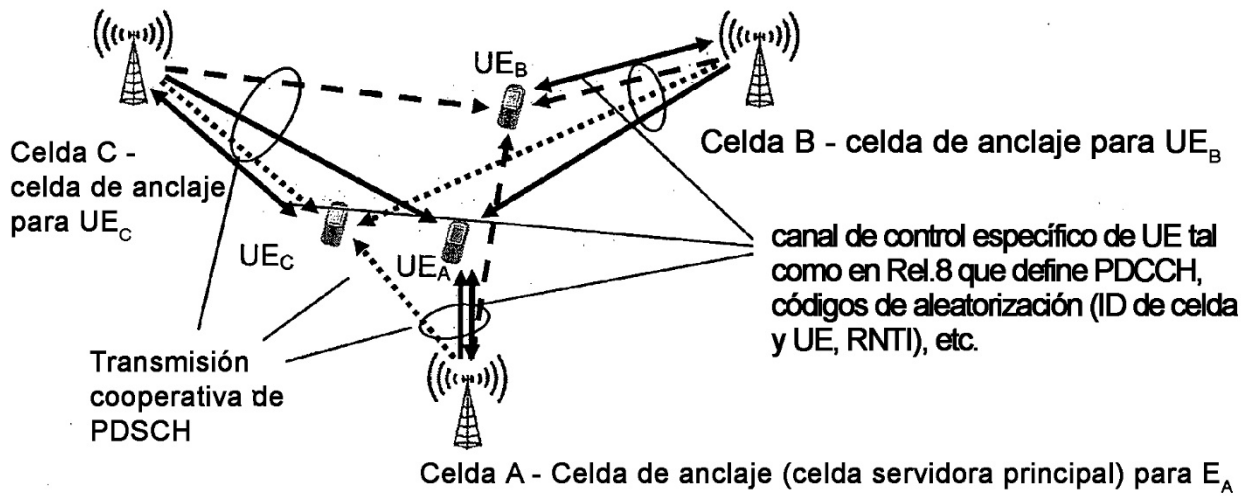


Fig. 6

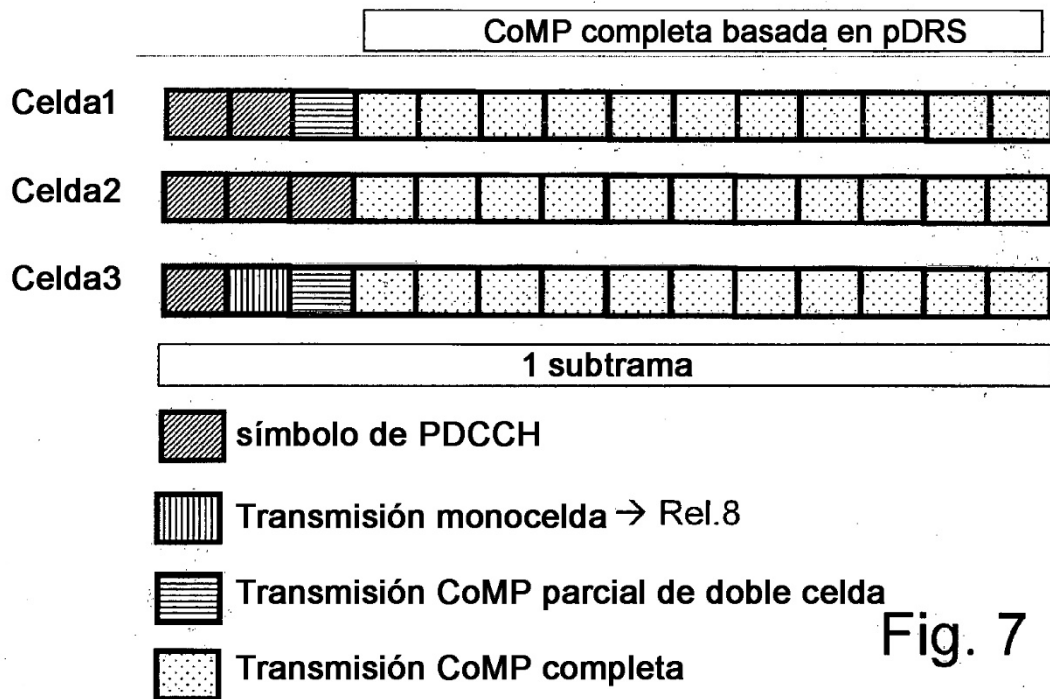


Fig. 7

Fig. 8A

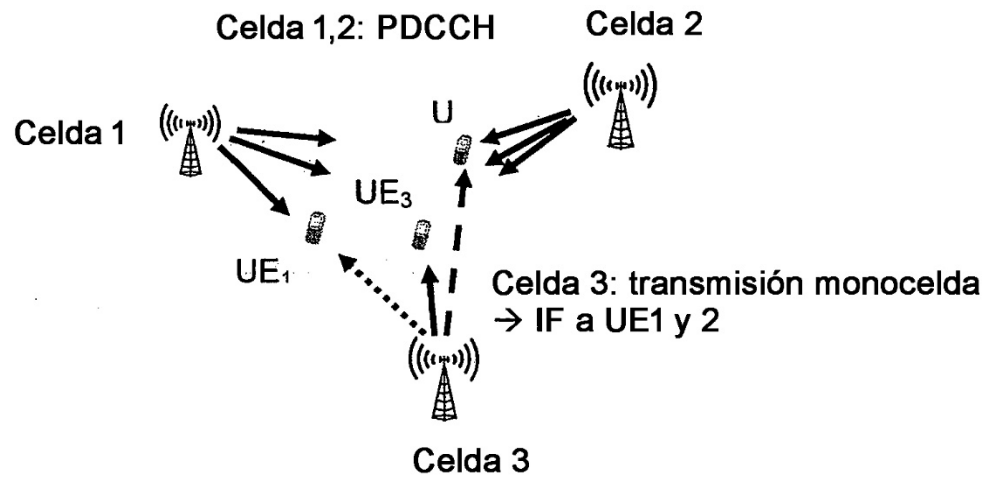


Fig. 8B

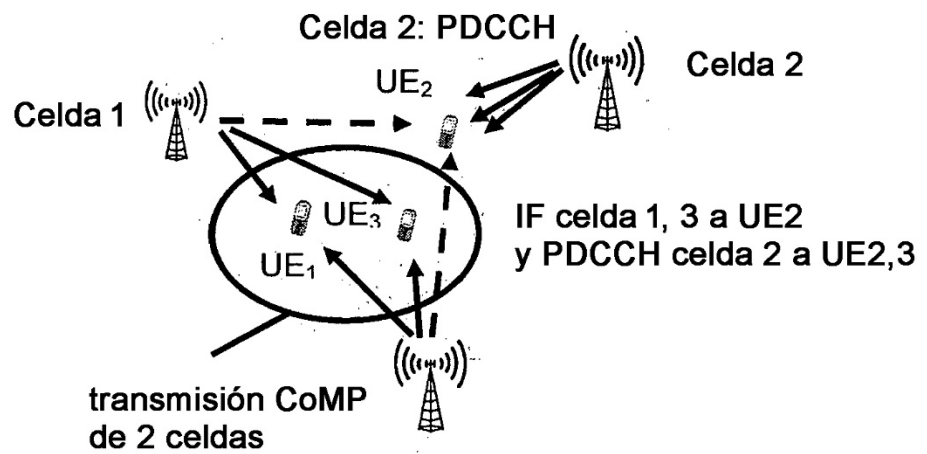


Fig. 8C

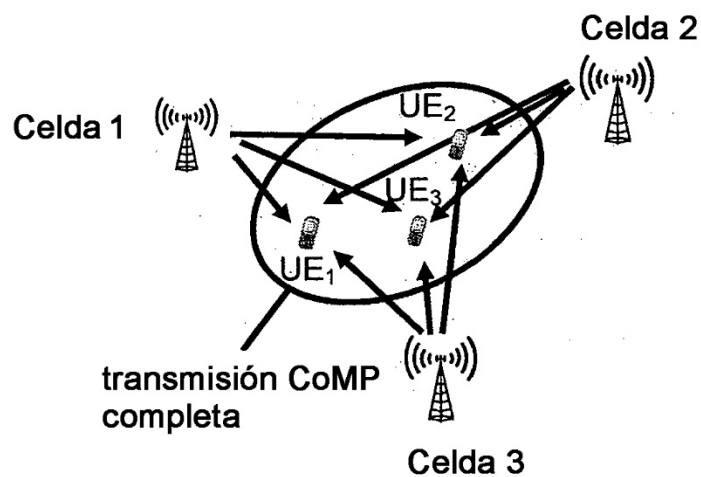


Fig. 9A

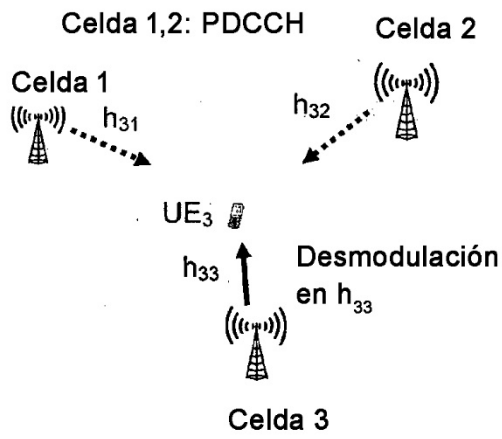


Fig. 9B

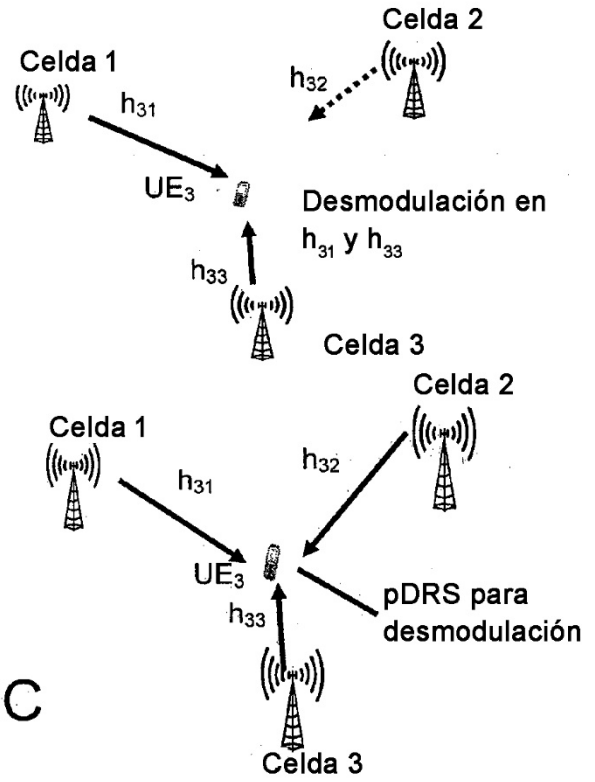


Fig. 9C

$$\text{pDRS: } w_{31} \cdot h_{31} + w_{32} \cdot h_{32} + w_{33} \cdot h_{33} = a \cdot e^{j\phi}$$

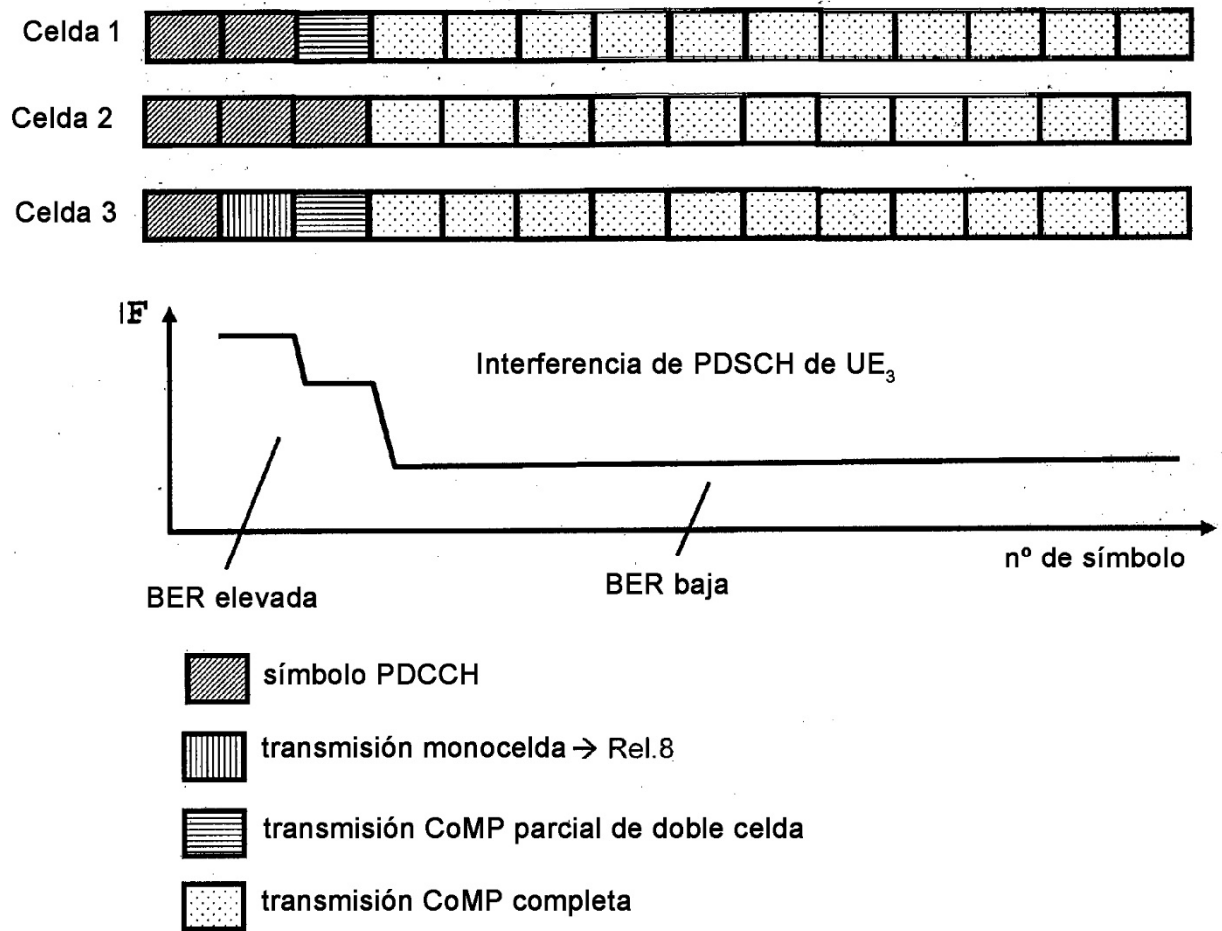


Fig. 10

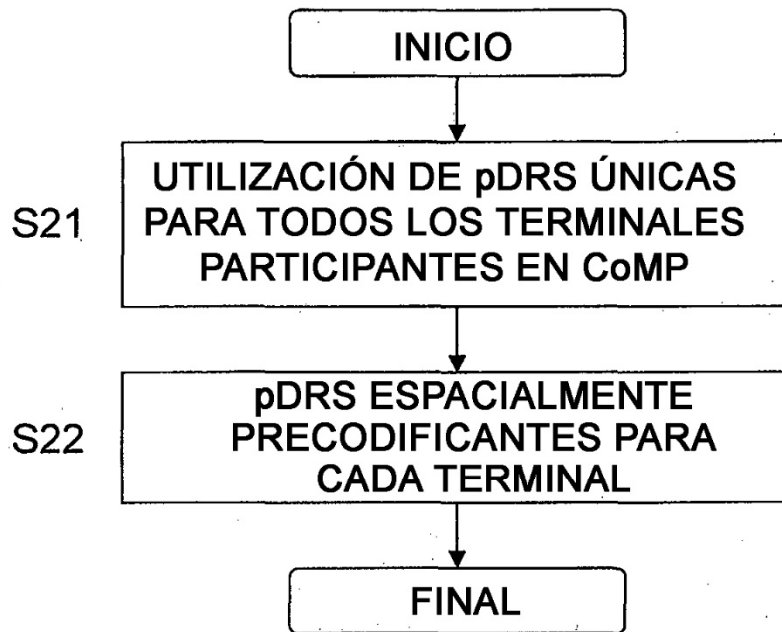


Fig. 11A

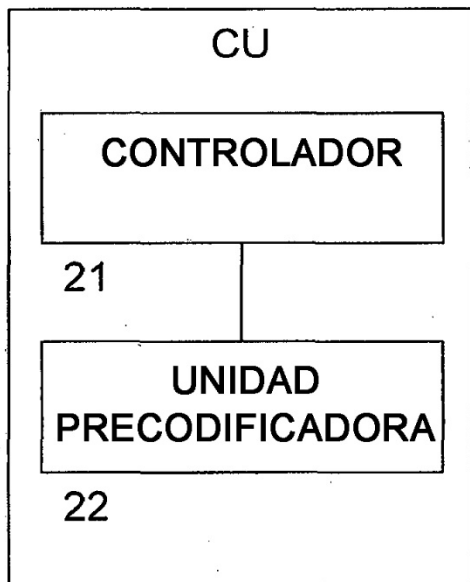


Fig. 11B

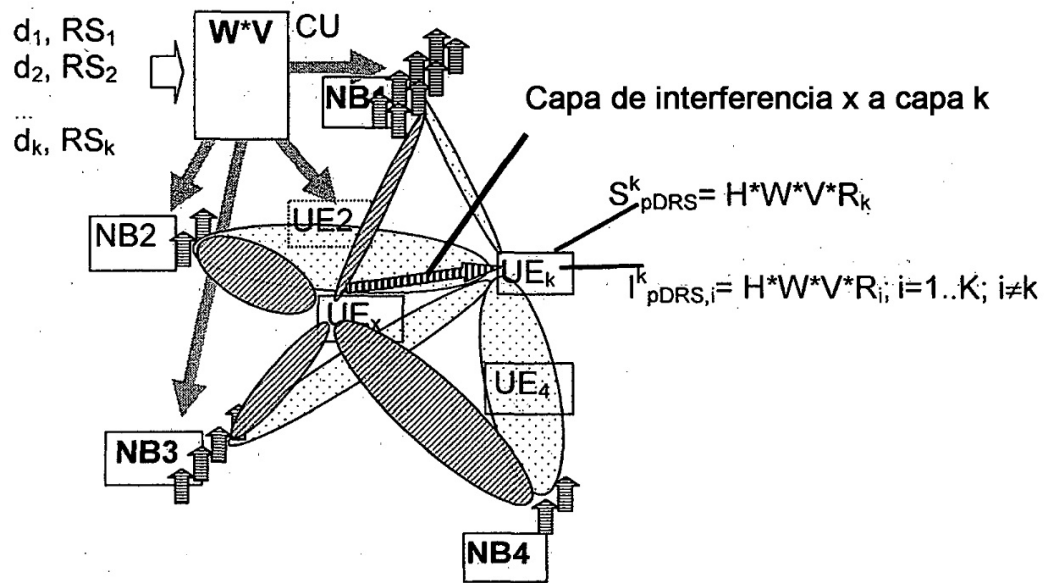


Fig. 12

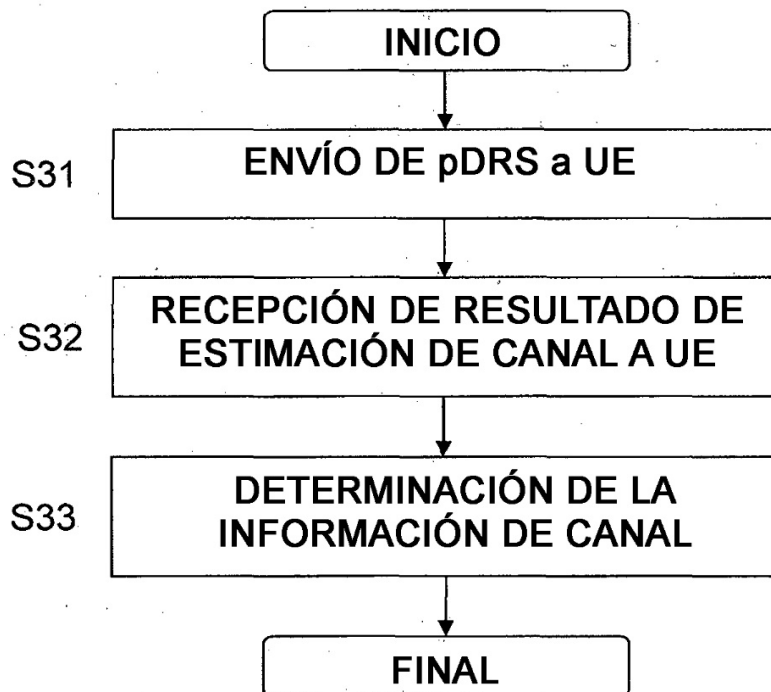


Fig. 13A

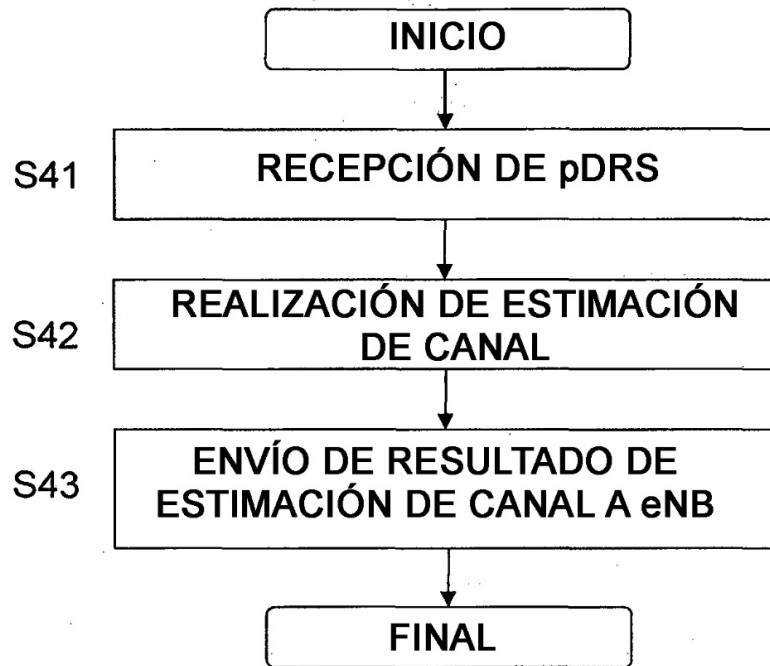


Fig. 13B

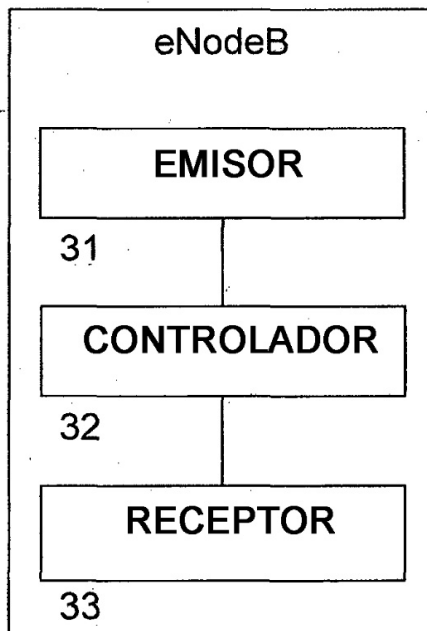


Fig. 14A

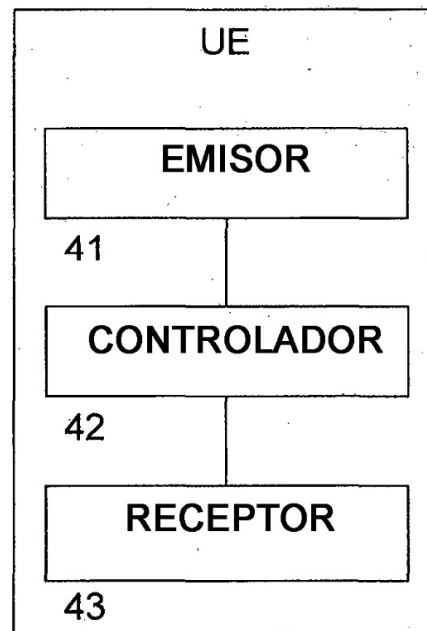


Fig. 14B

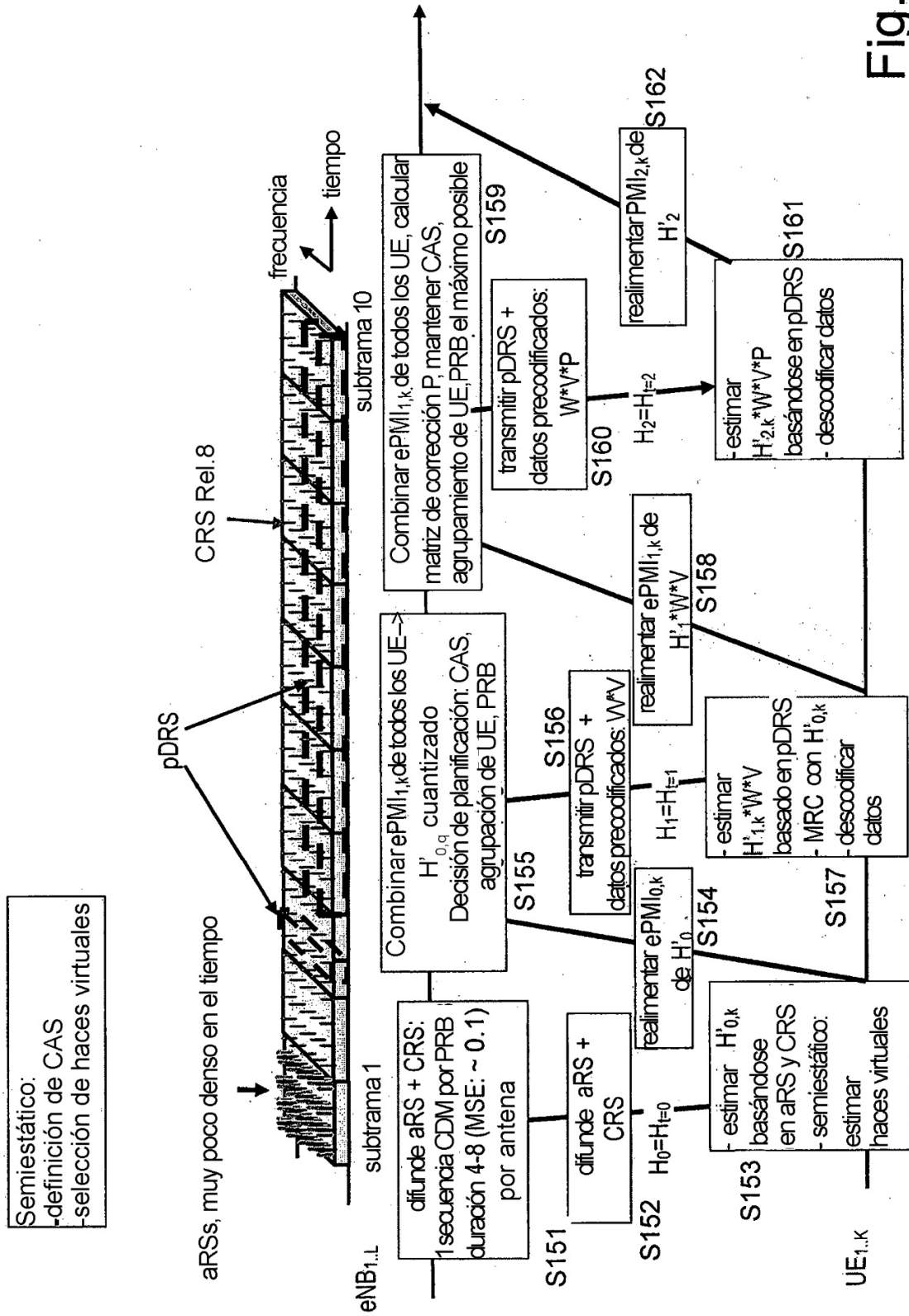


Fig. 15

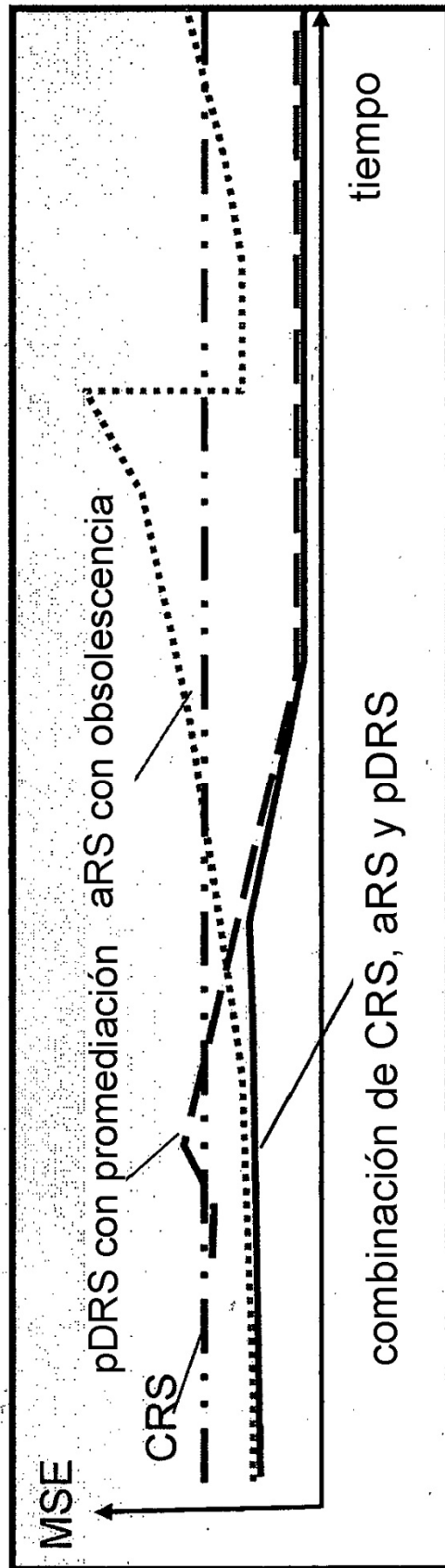


Fig. 16

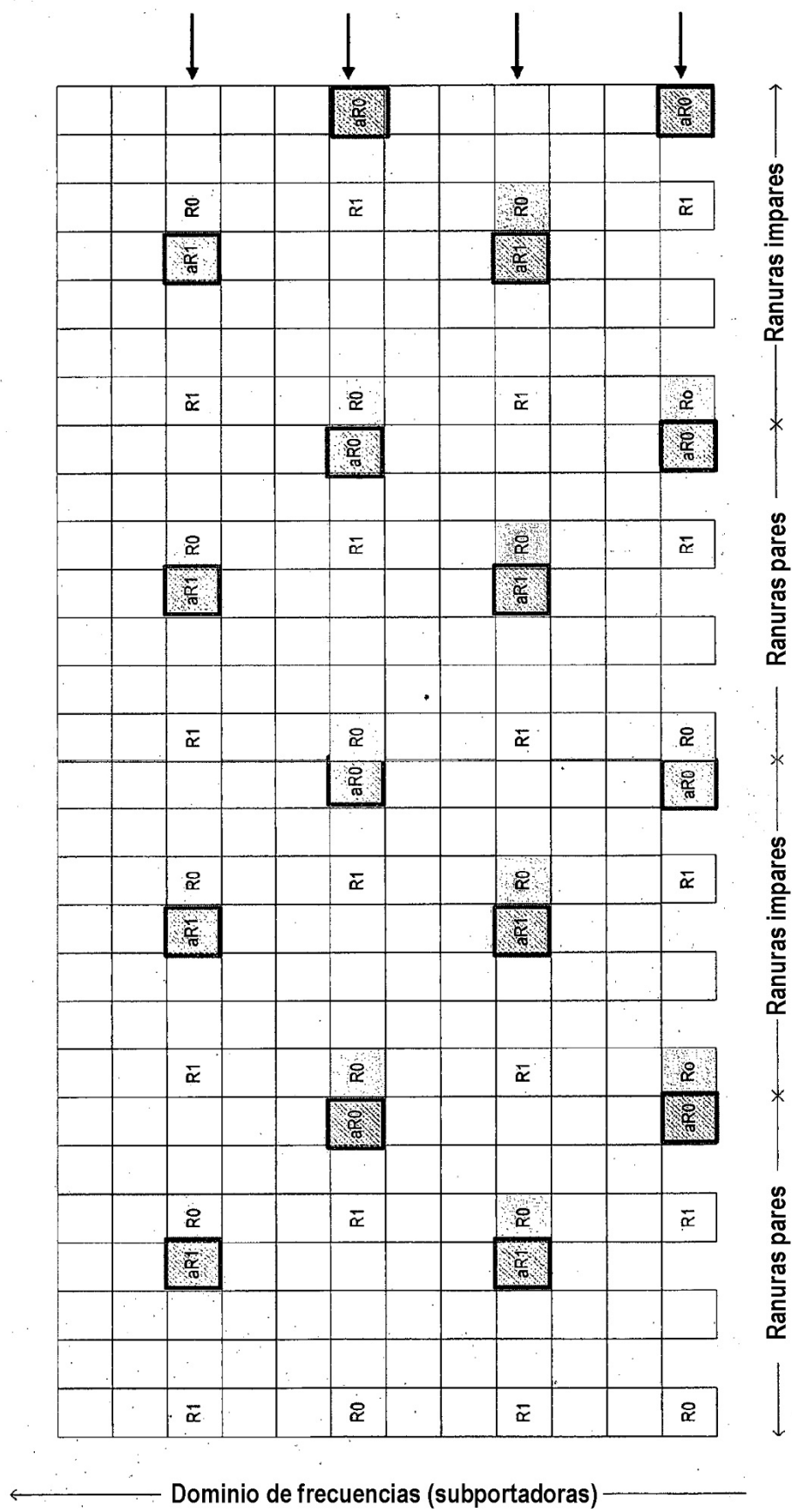


Fig. 17

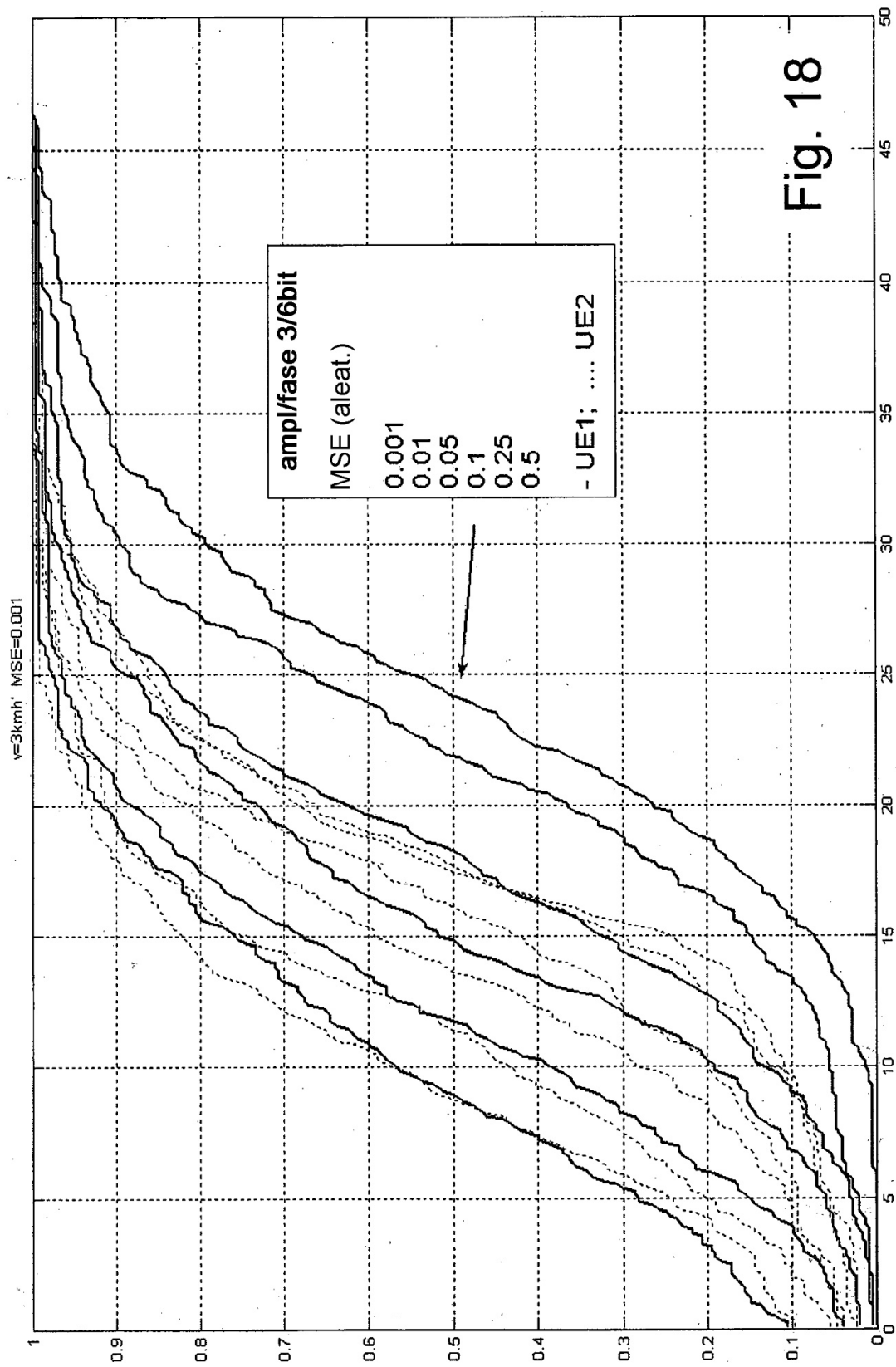
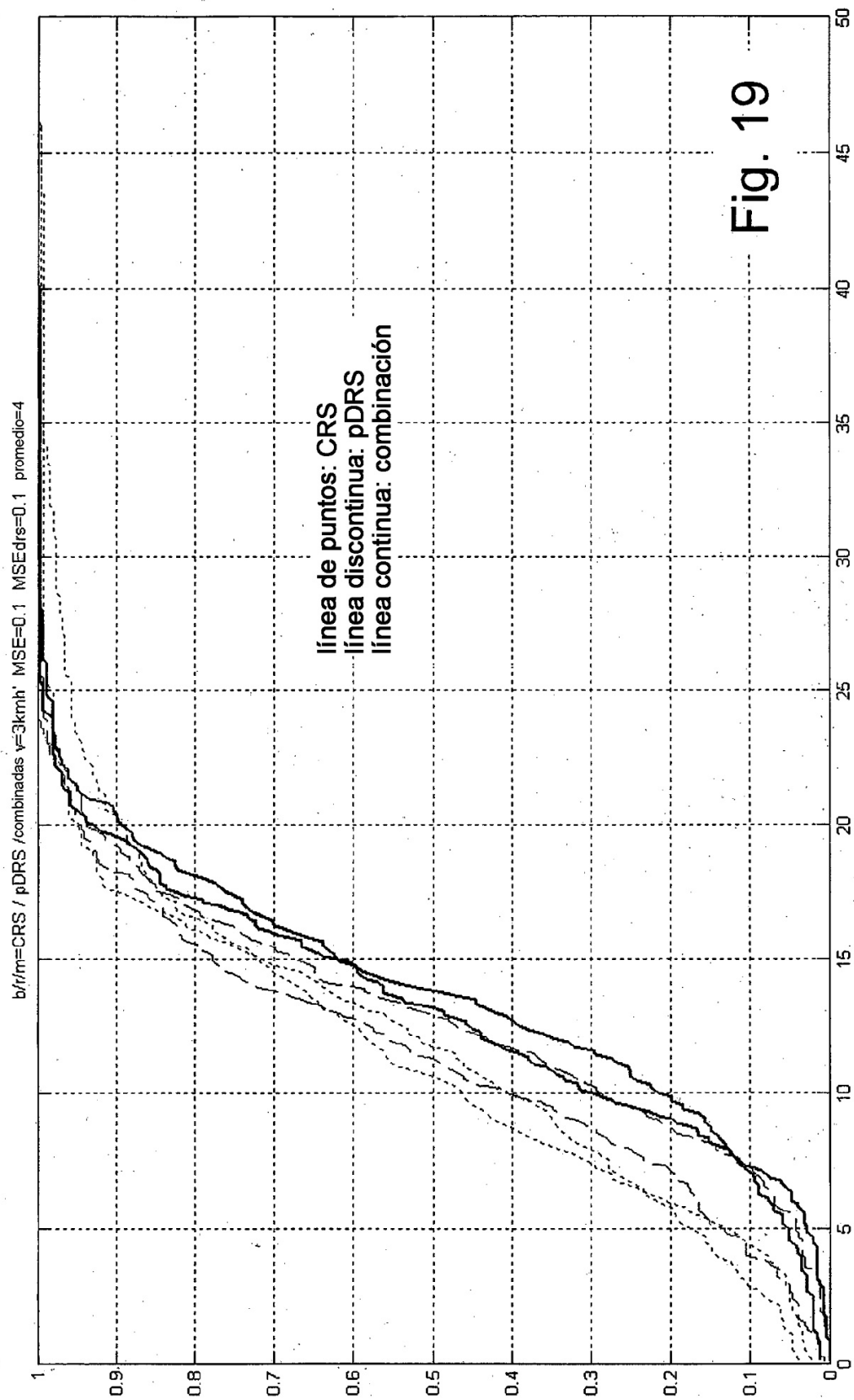


Fig. 18



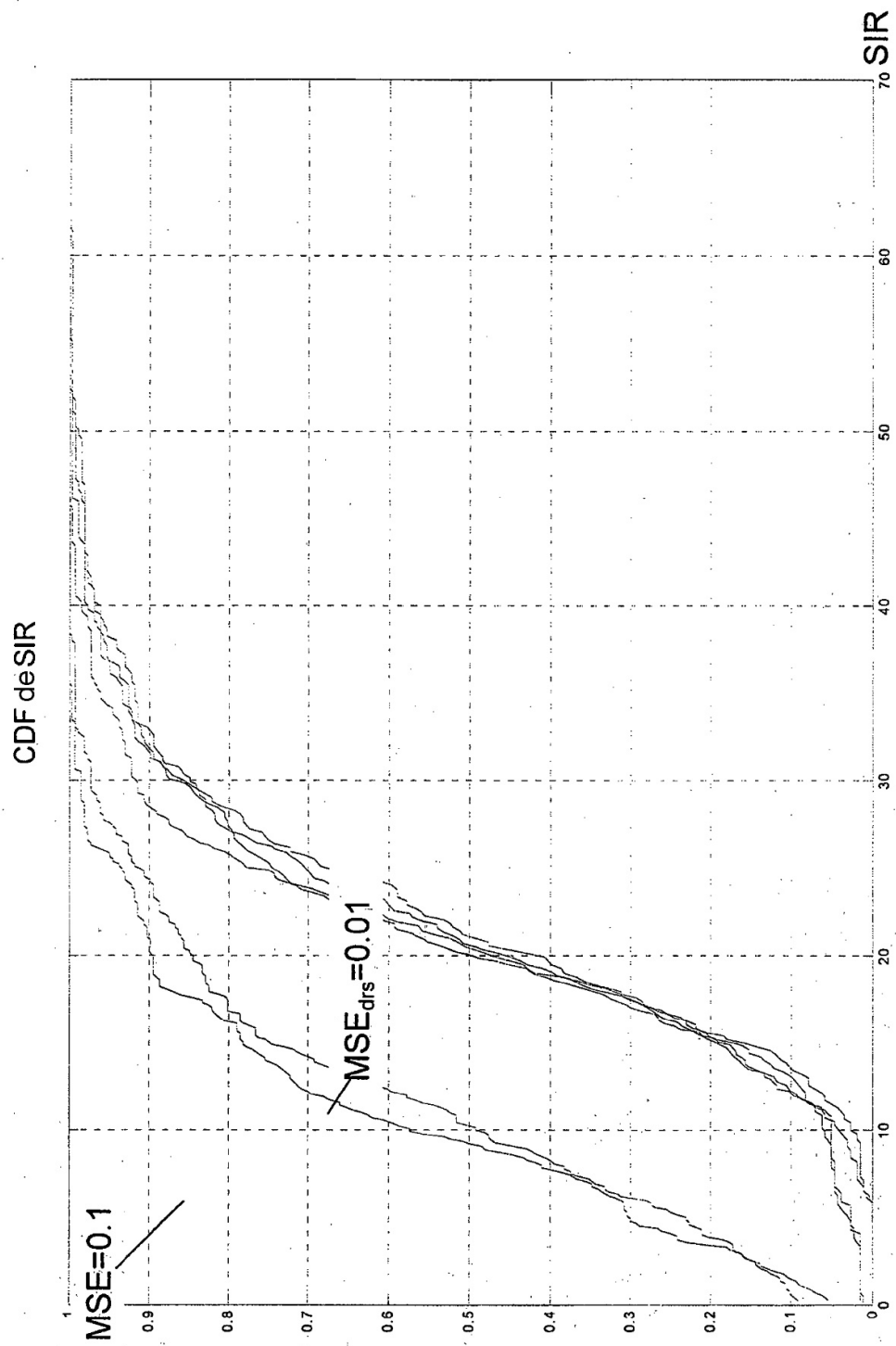


Fig. 20

■ MSE=0.1; MSE_{pDRS}=0.01; v=3kmh; Amplitude=3/6 bit