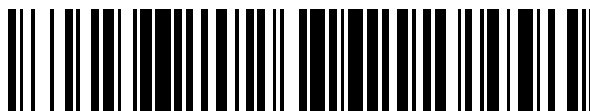


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 676 906**

51 Int. Cl.:

H04B 7/0452 (2007.01)

H04B 7/06 (2006.01)

H04B 7/185 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **14.04.2015 PCT/EP2015/058023**

87 Fecha y número de publicación internacional: **23.12.2015 WO15192995**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.04.2015 E 15715286 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **27.06.2018 EP 3158658**

54 Título: **Procesamiento conjunto de la señal de un transmisor en sistemas de satélite multi-haz**

30 Prioridad:

18.06.2014 EP 14172961

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

26.07.2018

73 Titular/es:

**EUROPEAN SPACE AGENCY (ESA) (100.0%)
Headquarters - Siege, 8-10 rue Mario-Nikis
75738 Paris Cedex 15, FR**

72 Inventor/es:

**ARAPOGLOU, PANTELIS-DANIEL;
GINESI, ALBERTO;
TARICCO, GIORGIO;
CHRISTOPOULOS, DIMITRIOS;
CHATZINOTAS, SYMEON;
OTTERSTEN, BJÖRN;
VÁZQUEZ, MIGUEL ÁNGEL;
PÉREZ-NEIRA, ANA ISABEL;
ANDRENACCI, STEFANO y
VANELLI CORALLI, ALESSANDRO**

74 Agente/Representante:

UNGRÍA LÓPEZ, Javier

ES 2 676 906 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

Procesamiento conjunto de la señal de un transmisor en sistemas de satélite multi-haz

5 **Campo técnico de la invención**

La presente invención se refiere a un método y un aparato para transmitir datos a una pluralidad de haces a través de una pluralidad de alimentaciones de transmisión, y para mitigar la interferencia inter-haces. La invención se refiere adicionalmente a un método y un aparato para recibir datos transmitidos a través de una transmisión
10 inalámbrica a una pluralidad de haces a través de una pluralidad de alimentaciones de transmisión, y para la sincronización en la localización del terminal. La invención es aplicable particularmente aunque no exclusivamente a sistemas de comunicación de banda ancha multi-haz, en particular para proporcionar interactividad entre el lado del terminal y el lado del transmisor, y en particular para sistemas de comunicación por satélite de alto rendimiento, de haz múltiple, por ejemplo, para proporcionar servicios de Internet.

15

Antecedentes de la invención

Los sistemas de telecomunicación por satélite que proporcionan cobertura por haz puntual (o simplemente haz) múltiple pueden incrementar sustancialmente la capacidad del sistema mediante la reutilización del espectro de frecuencia disponible entre los haces. Si se transmiten diferentes señales a una multiplicidad de haces para proporcionar servicios interactivos punto a punto, el incremento de la reutilización de la frecuencia conduce a un gran incremento en la interferencia intra-sistema entre los haces (interferencia intra-haces), lo que convierte en inútil el uso de un espectro adicional. La interferencia intra-sistema se genera por los lóbulos laterales de los patrones de radiación del haz del canal conjunto.

25

Para acometer este problema de una alta interferencia inter-haz en una configuración multi-haz de reutilización agresiva de la frecuencia, el procesamiento conjunto de las señales dirigidas a la transmisión a los diferentes haces puede llevarse a cabo en el transmisor de enlace directo (normalmente la pasarela (GW) o núcleo). Este procesamiento, denominado en lo que sigue bajo el término genérico "precodificación", se dirige a "invertir" el
30 impacto del canal de satélite y las interferencias. Esta forma de espectro adicional puede aprovecharse y puede proporcionarse una capacidad del sistema mucho más alta. Una condición previa para que funcione la precodificación es que los receptores del enlace directo (terminales de satélite, también denominados como terminales de usuario (UT) o simplemente terminales) proporcionen informes precisos y a tiempo de su canal (información de estado del canal representada por un vector de estado del canal, o simplemente vector del canal) de vuelta al transmisor, que el transmisor usa para formar la matriz de precodificación apropiada.

35

Son conocidos diversos gustos de precodificación en la técnica anterior y se adopta, por ejemplo, en las normas de radio celular terrestre tales como la LTE (evolución a largo término) y LTE-avanzada y caen bajo el amplio término de técnicas multiusuario de múltiple entrada - múltiple salida (MU-MIMO). C. Lim et al., "Recent trend of multiuser MIMO in LTE-Advanced", IEEE Commun. Mag., págs. 127-135, marzo de 2013 divulga un ejemplo de dicha técnica de precodificación. A diferencia de las técnicas MU-MIMO en LTE-avanzada, la escala del problema a manejar en sistemas de comunicación por satélite multi-haz de alto rendimiento es mucho mayor dado que la precodificación en el contexto de satélite implica decenas o centenares de alimentaciones de antena de satélite (alimentaciones de transmisión) con los haces puntuales correspondientes formados sobre el terreno, sirviendo cada uno al menos a un
40 UT fijo en cada momento.

45

Con relación a la precodificación, la técnica anterior ha estado preocupada en gran medida con la evaluación de diversas técnicas de precodificación lineales y no lineales sobre el canal de satélite multi-haz para evaluar cuál se aproxima a los límites de la óptima codificación en papel sucio (DPC) descritos en "Writing on dirty paper", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 29, n.º 3, págs. 439-441, mayo de 1983. En términos de elección de las técnicas de precodificación, se ha descubierto en D. Christopoulos, S. Chatzinotas, G. Zheng, J. Grotz y B. Ottersten, "Linear and nonlinear techniques for multi-beam joint processing in satellite communications", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2012 que las técnicas lineales simples ya captan la mayor parte de las ganancias multiusuario potenciales con complejidad manejable y mejoras de entrega que al menos duplican el rendimiento de los sistemas existentes. Es posible también el procesamiento conjunto en la pasarela en la forma de precodificación siempre que el sistema use haces múltiples para transmitir información común en una forma punto a multipunto, como en el caso por ejemplo de los servicios de emisión o multidifusión. Para dichos sistemas, la decodificación se dirige a elevar al receptor con peor caso de señal a ruido dentro de cada haz y puede aplicarse siempre que se realimenta desde los receptores. El documento EP1681821 divulga la estimación del canal en un sistema de comunicación MIMO-OFDM. Sin embargo, surge un nuevo problema cuando no se consideran las aplicaciones terrestres, sino sistemas de comunicación por satélite de banda ancha. En estos, habilitar un alto rendimiento mientras al mismo tiempo se habilita la interactividad entre los UT plurales y la GW requiere que cada flujo de datos transmitido desde una alimentación de antena (alimentación de transmisor) hacia un haz de punto sobre el terreno se dirija a múltiples UT y se actúa como un recipiente de sus datos para proporcionar un alto grado de multiplexado estadístico dentro de la trama de la capa física. En dicha infraestructura convencional no son factibles los algoritmos de precodificación que se dirigen a un único UT por haz y se requieren algoritmos de precodificación que se dirijan a
50
55
60
65

múltiples terminales de satélite con una única matriz de precodificación. Las posibles infraestructuras de esta clase incluyen el multiplexado de datos de usuario múltiples dentro del marco de banda base DVB-S2 (difusión digital por satélite - segunda generación) para conseguir una alta eficiencia de cuadro, así como un cuadro en banda base de la norma BGAN (Red de área global de banda ancha) para servicios móviles de satélite. Lo que se necesita así es un esquema de precodificación para un sistema de comunicación en el que cada uno de la pluralidad de flujos de datos transmitidos desde una alimentación de antena hacia un haz puntual respectivo sobre el terreno se dirija a múltiples UT.

En el lado del UT, el empleo de dicho esquema de precodificación necesita un esquema dedicado para sincronización, para que el UT sea capaz de determinar su canal (vector de estado del canal), lo que se necesita proporcionar a la GW para habilitar la precodificación. Esto es particularmente exigente para configuraciones de sistemas en los que está presente una base de fuerte interferencia por las señales de otros haces debido a un esquema agresivo de reutilización de la frecuencia.

15 Sumario de la invención

Es por lo tanto un objeto de la presente invención superar las limitaciones anteriormente descritas de la técnica anterior. Es aún otro objetivo proporcionar un método y aparato para la sincronización en el lado del terminal de usuario en la infraestructura de un sistema de comunicación por satélite MU-MIMO. La invención se define por un método de acuerdo con la reivindicación 1 y por un aparato de acuerdo con la reivindicación 6. Se describen realizaciones preferidas de la invención en las reivindicaciones dependientes. Aunque se han divulgado diversas realizaciones y/o ejemplos en la presente descripción, la materia objeto para la que se busca protección está estrictamente y únicamente limitada por aquellas realizaciones y/o ejemplos englobados por el alcance de las reivindicaciones adjuntas. Las realizaciones y/o los ejemplos mencionados en la descripción que no caigan dentro del alcance de las reivindicaciones son útiles para la comprensión de la invención. De acuerdo con un aspecto de la invención, un método para la estimación del canal en un sistema de comunicación MU-MIMO inalámbrico que emplea precodificación comprende las etapas de: (A) recibir una señal que comprende una pluralidad de componentes de forma de onda, siendo subdividido cada componente de forma de onda en unidades de trama, en donde cada unidad de trama tiene un primer campo que no está sometido a precodificación y que indica un comienzo de la unidad de trama respectiva y uno o más segundos campos que no están sometidos a la precodificación y en los que cada uno comprende una secuencia piloto; (B) para un componente de forma de onda de la pluralidad de componentes de forma de onda, determinar un inicio de una unidad de trama del componente de forma de onda mediante la búsqueda en la señal recibida del primer campo que indique el comienzo de la unidad de trama; (C) determinar un desplazamiento de tiempo del componente de forma de onda mediante referencia al primer campo en la unidad de trama y a los uno o más segundos campos en la unidad de trama; (D) remuestrear el componente de forma de onda sobre la base del desplazamiento de tiempo determinado para obtener un componente de forma de onda remuestreado; (E) determinar un desplazamiento de frecuencia y un desplazamiento de fase del componente de forma de onda remuestreado mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda remuestreado; y (F) estimar un coeficiente del canal correspondiente al componente de forma de onda mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama, sobre la base del desplazamiento de frecuencia y desplazamiento de fase determinados del componente de forma de onda remuestreado, en donde las etapas anteriores se realizan en el orden (A) a (F). Preferentemente, las etapas (B) a (F) se realizan para cada uno de la pluralidad de componentes de forma de onda.

En una realización preferida de la invención, el método comprende además las etapas de: (G) generar una unidad de trama replicada que comprende la réplica del primer campo y de los uno o más segundos campos de la unidad de trama del componente de forma de onda sobre la base del desplazamiento de tiempo, desplazamiento de frecuencia, desplazamiento de fase y coeficiente del canal determinados; y (H) restar la unidad de trama replicada de la señal recibida, en donde las etapas (G) y (H) se realizan después de la etapa (F); y el método comprende adicionalmente realizar las etapas (A) a (F) de nuevo para otro componente de forma de onda de la señal recibida después de la realización de la etapa (H). Preferentemente, las etapas (B) a (H) se realizan para cada uno de la pluralidad de componentes de forma de onda. Preferentemente además, el método comprende adicionalmente las etapas de: (I) estimar la frecuencia de la señal recibida; (J) determinar un filtro adaptado sobre la base de la frecuencia estimada y filtrar la señal recibida usando el filtro adaptado determinado; y (K) desmultiplexar el componente de forma de onda para separar el primer campo y los uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda, en donde las etapas (G) y (H) se realizan después de la etapa (A) y antes de la etapa (B), y la etapa (K) se realiza después de la etapa (B) y antes de la etapa (C).

Por medio de este método, se consigue la sincronización en el lado del terminal de usuario a pesar del fondo de fuerte interferencia por las señales de otros haces que está presente debido a un esquema agresivo de reutilización de la frecuencia. Esto habilita a los terminales de usuario para determinar sus vectores de canal, que se necesita proporcionar a la GW para que sea capaz de determinar la matriz de precodificación a pesar del fondo de fuerte interferencia por las señales de otros haces. En particular mediante la resta de la réplica del primer y segundo campos, pueden estimarse los coeficientes del canal también para componentes de forma de onda no de referencia de la señal recibida que se suprimen por la precodificación.

De acuerdo con otro aspecto de la invención, un aparato para realizar una estimación del canal en un sistema de comunicación MU-MIMO inalámbrico que emplea precodificación comprende: una unidad de recepción configurada para recibir una señal que comprende una pluralidad de componentes de forma de onda, siendo subdividido cada componente de forma de onda en unidades de trama, en donde cada unidad de trama tiene un primer campo que no está sometido a precodificación y que indica un comienzo de la unidad de trama respectiva y uno o más segundos campos que no están sometidos a la precodificación y que cada uno comprende una secuencia piloto; una unidad de sincronización de trama configurada para determinar un comienzo de la unidad de trama de un componente de forma de onda de la pluralidad de componentes de forma de onda mediante la búsqueda en la señal recibida del primer campo que indique el comienzo de la unidad de trama; una unidad de determinación de desplazamiento de tiempo configurada para determinar un desplazamiento de tiempo del componente de forma de onda mediante referencia al primer campo en la unidad de trama y a los uno o más segundos campos en la unidad de trama; una unidad de remuestreo configurada para remuestrear el componente de forma de onda sobre la base del desplazamiento de tiempo determinado para obtener un componente de forma de onda remuestreado; una unidad de determinación del desplazamiento de frecuencia/fase configurada para determinar un desplazamiento de frecuencia y un desplazamiento de fase del componente de forma de onda remuestreado mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda remuestreado; y una unidad de estimación del coeficiente del canal configurada para estimar el coeficiente del canal correspondiente al componente de forma de onda mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama, sobre la base del desplazamiento de frecuencia y desplazamiento de fase determinados del componente de forma de onda remuestreado.

En una realización preferida de la invención, el aparato comprende adicionalmente una unidad de replicación configurada para generar una unidad de trama replicada que comprende la réplica del primer campo y de los uno o más segundos campos de la unidad de trama del componente de forma de onda sobre la base del desplazamiento de tiempo, desplazamiento de frecuencia, desplazamiento de fase y coeficiente de canal determinados; y una unidad de sustracción configurada para sustraer la unidad de trama replicada de la señal recibida, en donde la señal obtenida mediante sustracción de la unidad de trama replicada de la señal recibida se realimenta a la unidad de sincronización de trama para procesamiento adicional. Preferentemente, el aparato comprende adicionalmente una unidad de estimación de frecuencia configurada para estimar una frecuencia de la señal recibida; una unidad de filtro adaptado configurada para determinar un filtro adaptado sobre la base de la frecuencia estimada y el filtrado de la señal recibida usando el filtro adaptado determinado; y una unidad de desmultiplexado configurada para desmultiplexar el componente de forma de onda para separar el primer campo y los uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda.

35 Breve descripción de las figuras

La **Fig. 1** ilustra esquemáticamente un ejemplo de un sistema de comunicación por satélite multi-haz al que pueden aplicarse realizaciones de la presente invención, la **Fig. 2** ilustra un ejemplo de un esquema mezclado de reutilización de frecuencia que puede aplicarse en el contexto de las realizaciones de la invención, la **Fig. 3** es un ejemplo de precodificación del UT simple convencional sobre un sistema con dimensiones de canal 2x2 empleado en la técnica anterior, la **Fig. 4** es un ejemplo de precodificación multidifusión a través de un sistema con dimensiones de canal 2x2 de acuerdo con realizaciones de la invención, la **Fig. 5** es un diagrama de flujo que ilustra el procesamiento para determinar la matriz de precodificación de acuerdo con realizaciones de la invención, la **Fig. 6** es un diagrama de flujo que ilustra el procesamiento para la selección de UT de acuerdo con una realización de la invención, la **Fig. 7** es un diagrama de flujo que ilustra el procesamiento para selección de UT de acuerdo con otra realización de la invención, la **Fig. 8** es un diagrama de flujo que ilustra el procesamiento para determinación de la información de canal equivalente de un subgrupo de UT de acuerdo con otra realización de la invención, la **Fig. 9** es un diagrama de flujo que ilustra el procesamiento para determinar la matriz de precodificación de acuerdo con la realización de la **Fig. 8**, la **Fig. 10** ilustra esquemáticamente un ejemplo de un procedimiento periódico para recogida de ganancias de canal complejas de los UT y realimentarlas a la GW que puede aplicarse en el contexto de las realizaciones de la invención, la **Fig. 11** ilustra esquemáticamente un posicionamiento de la función de precodificación de acuerdo con las realizaciones de la invención en la secuencia de procesamiento de señal llevada a cabo en el lado del transmisor, la **Fig. 12** ilustra un diagrama de bloques esquemático de un aparato configurado para realizar el procedimiento de sincronización en un UT de acuerdo con realizaciones de la invención, la **Fig. 13** es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento de sincronización en un UT de acuerdo con una realización de la invención, la **Fig. 14** es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento de sincronización en el UT de acuerdo con otra realización de la invención, y la **Fig. 15** ilustra esquemáticamente un ejemplo de contribuciones de fase a la matriz del canal.

60 Descripción detallada de la invención

Se describirán en lo que sigue realizaciones preferidas de la invención con referencia a las figuras adjuntas, en donde en las figuras, se indican objetos idénticos por números de referencia idénticos. Se entiende que la presente invención no debe limitarse a las realizaciones descritas, y que las características y aspectos de las realizaciones descritos pueden modificarse o combinarse para formar realizaciones adicionales de la presente invención.

La **Fig. 1** ilustra un sistema de comunicación por satélite 100 de ejemplo al que puede aplicarse la presente invención. Aunque en lo que sigue se hará referencia como ejemplo a este sistema cuando se describe la presente invención, la invención no está limitada a dicha configuración. El sistema de satélite de la **Fig. 1** incluye un satélite 10, una o más pasarelas (GW) 20 y un gran número de UT 32. El sistema de comunicación por satélite 100 se diseña para proporcionar servicios interactivos de banda ancha a un área de cobertura específica. El satélite 10 puede localizarse en la órbita geoestacionaria, aunque alternativamente puede usarse cualquier órbita de satélite apropiada. Típicamente, la carga útil de satélite será transparente, es decir la carga útil solo traduce la frecuencia y amplifica las señales recibidas en el enlace ascendente antes de encaminarlas al haz del enlace descendente apropiado. Alternativamente, la carga útil del satélite puede ser regenerativa, es decir la carga útil demodula y decodifica las señales recibidas en el enlace ascendente hasta la banda base y a continuación recodifica y remodula las señales antes de amplificarlas y encaminarlas al haz de enlace descendente apropiado. Las técnicas de procesamiento de señal del transmisor de acuerdo con la invención son aplicables independientemente de la arquitectura de la carga útil e independientemente de si el transmisor se localiza en tierra o en el espacio.

El sistema de la **Fig. 1** representa una red multi-haz configurada para comunicar con una población de UT 32 distribuida a través de un área de cobertura definida. Haciendo uso de la tecnología de multi-alimentación de antena con N alimentaciones de transmisión y uno o más reflectores parabólicos, se conforma el área de cobertura del satélite 10 para proyectarse sobre tierra sobre K haces 30. Ambas tecnologías de antena de alimentación simple por haz (SFPB) o multi-alimentación por haz (MFPB) son compatibles con la invención. Por simplicidad, en el resto de la presente descripción se supondrá una tecnología SFPB, por ello se supondrá $N = K$ sin pretendida limitación del alcance de la divulgación.

Cuando la carga útil del satélite es transparente, la estación de GW 20 sobre tierra comunica con el satélite 10 a través de un enlace 60 usando el subsistema de antena de GW apropiado. Sobre el canal directo, es decir el canal que comprende un enlace ascendente 60 desde la GW 20 al satélite 10 y un enlace descendente 40 desde satélite 10 a los UT 32, cada GW 20 en el sistema está transmitiendo datos a un subconjunto del número total de haces 30, en el que cada haz 30 está dirigido a recibir una señal de información diferente. Ha de observarse que la invención es aplicable a un sistema que comprenda cualquier número de GW, en particular una GW o una pluralidad de GW. Dependiendo del esquema de reutilización de frecuencia y de polarización de la arquitectura del sistema de satélite, cada uno de los K haces 30 puede usar las mismas bandas de frecuencia u ortogonales y las mismas polarizaciones u ortogonales (circular o lineal). Aparecen ganancias sustanciales debido a la precodificación siempre que se reutilizan agresivamente la frecuencia y la polarización, por ejemplo cuando se reutiliza todo el ancho de banda disponible en cada haz 30 en ambas polarizaciones (reutilización de frecuencia de 1) o cuando se usan polarizaciones alternas en haces sucesivos (reutilización de frecuencia de 2).

Sin embargo, si están disponibles en el sistema centenares de haces puntuales, dicho esquema de reutilización de frecuencia tensará los recursos de la carga útil en términos de masa, potencia, y disipación térmica más allá incluso de las capacidades de las plataformas más grandes hoy en día disponibles. Esto es principalmente debido a que la reutilización de frecuencia completa no permite ninguna reutilización de amplificadores de alta potencia a bordo (HPA) en múltiples canales de carga útil. Los HPA (típicamente amplificadores de tubo de onda progresiva, TWTA) son las unidades de la carga útil más voluminosas y más hambrientas de potencia. Una posibilidad para acometer este problema es restringir los haces puntuales en el sistema hasta un número que pueda manejarse por la plataforma (aproximadamente 50 a 60 haces con las capacidades del bus de satélite actuales) y proporcionar cobertura regional en lugar de la cobertura continental amplia. A continuación, para conseguir una cobertura más amplia, se necesitará el empleo de múltiples satélites, cada uno con reutilización de frecuencia completa y precodificación aplicada por separado en cada sistema de satélite. Se ha de observar que la invención es aplicable a un sistema que comprenda cualquier número de satélites, en particular un satélite o una pluralidad de satélites.

Convencionalmente, la precodificación es una técnica de precancelación de interferencia que aprovecha los grados de libertad espaciales ofrecidos por los múltiples, es decir N alimentaciones de antena (alimentaciones de transmisión, o simplemente alimentaciones) para dar servicio en cada instante a K UT de antena simple instalados dentro de cada uno de los K haces, es decir un UT por haz. Se supone un único UT por haz en cada momento como resultado del multiplexado por división de tiempo (TDM) entre los UT que han realizado solicitudes de tráfico en ese haz. La interferencia de canal conjunto multiusuario se mitigará mediante la multiplicación previa de las señales de transmisión por los vectores de precodificación apropiados, dado que el transmisor tiene disponible un conocimiento completo de los canales del UT (tanto con relación a la amplitud como a la fase) para ser capaz de llevar a cabo esta tarea. Esto implica que está implementado un mecanismo de realimentación entre los UT y la GW que da servicio a los K haces. Esta realimentación puede ser a través de una trayectoria terrestre (por ejemplo vía ADSL) o a través de un satélite (por ejemplo vía DVB-RCS2).

Típicamente, un sistema de comunicación por satélite tal como se ilustra en la **Fig. 1** comprende no una sino múltiples GW. Este es el resultado de consideraciones puramente de espectro: en particular para el esquema de reutilización de frecuencia completo concebido para precodificación, el espectro ampliado por el número total de haces requiere el soporte de muchas GW que reutilizan el espectro del alimentador. En una configuración multi-GW, la GW adquiere la información de canal con relación a los UT a los que transmite en un subconjunto específico de haces puntuales a través de la realimentación, pero tiene poco o ningún conocimiento acerca de los canales de los

UT que pertenecen al resto de los haces puntuales a los que no transmite. Como consecuencia, cuando forma los vectores de precodificación dirigidos a su propio subconjunto de haces, las señales del resto de las GW hacia su subconjunto de haces actuarán como una interferencia de canal conjunto no compensado deteriorando el rendimiento que puede conseguirse por la precodificación. Esta observación conduce a la conclusión de que cuanto menor es el número de las GW en el sistema, mejor es el rendimiento de la precodificación, en donde naturalmente el caso de una GW en el sistema representa el caso óptimo con respecto al rendimiento de la precodificación.

Para disminuir el número de las GW en el sistema, un planteamiento es migrar todos los enlaces a bandas de frecuencia extremadamente altas (EHF), tales como la banda Q/V (50/40 GHz) o incluso la banda W (80/70 GHz) otra alternativa sería concebir un plan de frecuencias, en el que el ancho de banda del sistema disponible se mezcla entre un esquema de reutilización de frecuencia completo vinculado al área central de cada haz y un esquema de coloración menos agresivo vinculado al resto del área del haz. La elección de la repetición de la misma banda en el centro de cada haz y bandas alternas en la periferia del haz tiene una doble ventaja: por un lado la precodificación se comporta mejor para valores de SNIR más elevados, y por otro lado permite crear separación espacial entre partes de canales conjuntos de los haces. Por ejemplo, en la **Fig. 2** se ilustran esquemas de reutilización de frecuencia mezclados para reducir el espectro requerido en el enlace. El ancho de banda B del enlace de usuario disponible total se divide en tres sub-bandas F1, F2 y F. Los UT localizados en las áreas centrales del haz tendrán asignada la sub-banda F que se repite en cada haz del sistema (reutilización de frecuencia completo). Los UT localizados en la periferia del haz alternarán entre las sub-bandas F1 y F2 de cada haz. El enlace para estos dos haces necesitará soportar un espectro de $2F+F1+F2$ en lugar de $2(F+F1+F2)$ en caso de reutilización de frecuencia completo a lo largo de todo el haz. Necesita optimizarse el tipo de segregación de frecuencia ilustrado en la **Fig. 2** dependiendo de la arquitectura específica del sistema en términos de cuántas sub-bandas se emplean y/o cómo se reparten (por ejemplo entre F, F1, y F2). Naturalmente, pueden concebirse muchos otros tipos de asignaciones de las diferentes sub-bandas a áreas geográficas dentro de cada haz. Ha de entenderse que este esquema es compatible con la presente invención.

En lo que sigue, se considerará un sistema de comunicación tal como se ilustra en la **Fig. 1** con N alimentaciones de antena y K haces sobre el terreno para describir la presente invención, sin limitación pretendida del alcance de la divulgación. En este sistema de comunicación por satélite, la expresión analítica de entrada-salida general para la señal recibida en un UT dado en el k-ésimo haz se lee

$$y_k = \mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{x} + n_k \quad (1)$$

en donde \mathbf{A}^\dagger (o \mathbf{A}^H) indica la traspuesta conjugada de la matriz (o vector) \mathbf{A} , \mathbf{h}_k^\dagger es un vector $1 \times N$ compuesto por coeficientes de canal complejo (indicativo de ganancias de antena, pérdidas de propagación y desplazamientos de fase) entre el UT y las N alimentaciones de antena de transmisión del satélite, \mathbf{x} es un vector $N \times 1$ de los símbolos transmitidos y n_k es la media cero aditiva distribuida idénticamente independiente (d.i.i.) de ruido blanco gaussiano (AWGN) medida en la antena de recepción del UT en el haz k-ésimo. El modelo de desvanecimiento en bloque de banda base puede describirse en forma de matriz compacta como

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2)$$

en donde la matriz de estado del canal total (matriz del canal) es la agrupación de cada uno de los canales de vector por haz, es decir $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_k]^\dagger$. Ha de observarse que en caso de una arquitectura de carga útil transparente en donde los vectores de precodificación se aplican en tierra en la GW, el muy alto rendimiento (gran HPA y antena) de la GW conduce a un enlace entre la GW y el satélite casi ideal. Esto permite considerar principalmente al enlace de usuario desde satélite a los UT y descartar el enlace al menos para las amplitudes en la matriz del canal.

A continuación, se describirá la precodificación lineal que puede aplicarse en el contexto de la invención. La precodificación lineal es una técnica de precodificación multiusuario que separa los flujos de datos del usuario en dimensiones espaciales específicas. El término "lineal" se refiere al procesamiento de transmisión lineal, es decir la matriz de precodificación. Aunque no se consiga capacidad, las técnicas lineales pueden comportarse próximas a la capacidad de canal óptima dada por otro lado por la codificación en papel sucio (DPC) no lineal bajo algoritmos de optimización específicos como los propuestos en las realizaciones de la presente invención.

Sea que s_k indica un símbolo de potencia unidad (es decir potencia normalizada) (una señal de entrada, es decir una señal a ser transmitida al k-ésimo haz), \mathbf{w}_k indica un vector de precodificación normalizado de $N \times 1$ (un vector de coeficientes de ponderación), y p_k indica un factor de escalado, que corresponden respectivamente al UT en el haz k-ésimo. El factor de escalado se asocia a la k-ésima señal (es decir a la información hacia el UT en el k-ésimo haz). Dado que la salida de cada antena dependerá de todas las señales de entrada, la señal de transmisión total cuando se aplica precodificación lineal se leerá

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} \mathbf{w}_k s_k \quad (3)$$

De ese modo, cuando se emplea precodificación, la Ec. 1 se convertirá en

$$y_k = \mathbf{h}_k^\dagger \sqrt{p_k} \mathbf{w}_k s_k + \mathbf{h}_k^\dagger \sum_{j \neq k} \sqrt{p_j} \mathbf{w}_j s_j + n_k \quad (4)$$

5 En donde el primer término de la suma se refiere a la señal útil en el UT en el k-ésimo haz y el segundo término se refiere a las interferencias experimentadas por el UT en el k-ésimo haz respecto a los otros haces. El vector columna de norma unidad \mathbf{w}_k con dimensión $N \times 1$ es el vector de precodificación asociado al UT en el k-ésimo haz y la k-ésima columna de una matriz de precodificación total $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_k]$. El SNIR resultante en el UT en el k-ésimo haz viene dado por

10

$$SNIR_k = \frac{p_k |\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_k|^2}{1 + \sum_{j \neq k} p_j |\mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{w}_j|^2} \quad (5)$$

15

Cuando se emplea precodificación, la determinación de los vectores de precodificación óptimos es tediosa. Se describe a continuación un planteamiento muy común que también se emplea en el contexto de la presente invención.

20

Basándose en la teoría de la dualidad del enlace ascendente/descendente explicada en N. Jindal, S. Vishwanath, y A. Goldsmith, "On the duality of Gaussian multiple-access and broadcast channels", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 50, n.º 5, págs. 768-783, mayo de 2004, el decodificador puede diseñarse como un filtro de error cuadrático medio mínimo (MMSE) lineal

$$\mathbf{W} = [\mathbf{I}_N + \mathbf{H}^\dagger \mathbf{P} \mathbf{H}]^{-1} \mathbf{H}^\dagger \quad (6)$$

25

en donde la asignación de potencia óptima P (matriz diagonal KxK) bajo restricciones por-antena viene dada por la resolución del problema del enlace ascendente dual. Para el modelo del sistema actualmente supuesto, y suponiendo adicionalmente una única alimentación por arquitectura de carga útil de haz (es decir $N = K$), siempre se asignará igual potencia a las múltiples alimentaciones de antena de satélite.

30

A continuación se describirá la precodificación multidifusión. La presente invención introduce diseños de precodificación lineal novedosos (es decir selección de terminales y derivaciones de la matriz de precodificación) basándose en los algoritmos descritos a continuación. Estos algoritmos difieren de los algoritmos conocidos en la técnica anterior en que satisfacen la necesidad de proporcionar una capacidad mejorada no obstante el precodificador que se requiere para acoger los múltiples UT por haz que se agrupan dentro de una única trama. La necesidad de dicho planteamiento podría surgir del tramado de la capa física. Dicho planteamiento hacia la precodificación lineal, al que puede referirse como *Precodificación Multidifusión*, no se ha investigado hasta el momento para sistemas terrestres o por satélite, o bien porque estos sistemas no tienen restricciones comparables en su especificación de la capa física o bien debido a que se ha supuesto implícitamente que la restricción se maneja por una capa a nivel más alto.

40

Por ejemplo, la norma DVB-S2 consigue una gran parte de su eficiencia en sistemas punto a punto de banda ancha interactivos mediante el multiplexado estadísticamente de múltiples UT que pertenecen al mismo haz en cada trama. Específicamente, fuera del conjunto de UT que han solicitado capacidad, el planificador asociado con cada haz agrupa los UT con características de SNIR similares dentro de la misma trama de banda base (o palabra de código) de modo que se apliquen a ellos modos idénticos de transmisión (Mod-Cods) de la capa física. Este concepto se diseñó originalmente para maximizar la eficiencia del encapsulado de las largas tramas de la capa física (16k o 64k) debido a la codificación de canal LDPC (low-density parity check, o comprobación de paridad de baja densidad).

45

50

Sin embargo, desde el punto de vista de la precodificación, este planteamiento hacia el tramado dentro de DVB-S2 está añadiendo una restricción práctica importante dado que implica que el precodificador no puede diseñarse en base a cada canal (precodificación convencional basada en el canal). Por el contrario, un precodificador basado en multidifusión necesita diseñarse basándose en los múltiples canales de UT que se encapsulan en la misma trama. La diferencia entre una precodificación basada en UT único convencional y un planteamiento de precodificación multidifusión puede entenderse mediante el contraste de la Fig. 3 con la Fig. 4. Ambas figuras representan un sistema de satélite multi-haz simplificado con $N = 2$ alimentaciones de antena que forman $K = 2$ haces puntuales en el terreno. En la Fig. 3, se calcula una matriz de precodificación que se dirige a un UT en cada haz y se aplica sobre el mismo recurso de tiempo (trama), que es la forma óptima de aplicar la precodificación dado que corresponde a un único instante de la matriz del canal. Por otro lado, para precodificación multidifusión en la Fig. 4 se mantiene la misma matriz de precodificación sobre múltiples UT (a, b, c) durante el periodo de trama Xa y sobre múltiples otros durante el mismo periodo Xb, X=1,2, esto es sobre diferentes instancias de la matriz del canal. Todos los UT que pertenecen a la misma trama (a, b, c) son servidos por la misma matriz de precodificación.

55

60

Comparado con el caso de un instante único, el esquema de precodificación multidifusión anterior tomado por sí

mismo es claramente subóptimo con relación por ejemplo, al SNIR. Se describen a continuación algoritmos de acuerdo con diferentes realizaciones de la invención que sirven para mitigar estas desventajas. En particular, la invención proporciona métodos (algoritmos) para transmitir datos inalámbricamente a una pluralidad de terminales (usuarios) en cada uno de una pluralidad de haces a través de una pluralidad de alimentaciones de transmisión, y en particular para calcular la matriz de precodificación multidifusión. La descripción de estos métodos que son particularmente aplicables a sistemas de comunicación por satélite interactivos de banda ancha se da en el diagrama de flujo de la Fig. 5. Las etapas del método ilustrado en la Fig. 5 se llevan a cabo para cada trama (es decir para cada recurso de tiempo) y son comunes a cada una de las diferente realizaciones descritas a continuación. Aunque ciertas etapas ilustradas en la Fig. 5 se concretizan mediante estas realizaciones, se entiende que las etapas que no se mencionan explícitamente en la descripción de estas realizaciones son realizadas en cualquier caso.

En la etapa S501, para cada uno de los K haces, se seleccionan dos o más terminales de entre los terminales en el haz como un subgrupo de terminales. Esta selección procede basándose en la información de estado del canal de la pluralidad de terminales en el haz respectivo. En él, la información de estado del canal de un terminal dado es información indicativa de una alteración de una señal a través de la transmisión entre una alimentación de transmisor respectiva y el terminal respectivo en términos de amplitud y fase, para cada una de las N alimentaciones de transmisión. En consecuencia, la información de estado del canal de un terminal se representa por un coeficiente de estado del canal complejo para cada una de la pluralidad de alimentaciones de transmisión. Estos coeficientes de estado del canal forman un vector de estado del canal $N \times 1$ complejo (a veces también denominado como un vector de ganancias de canal, o simplemente vector del canal o canal). El vector de estado del canal para un terminal i-ésimo en el haz k-ésimo en una posición $\mathbf{q}_{k,i}$ se indicará por $\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i})$. Se entiende que el número global de terminales en el haz a partir del que se selecciona el subgrupo de terminales puede relacionarse particularmente con aquellos terminales en el haz que están planificados para recibir datos en la trama presente.

En la etapa S502, para cada subgrupo que se ha determinado en la etapa S501 (uno para cada haz, es decir K subgrupos en total), la información de estado del canal para (es decir representando) el subgrupo (información de estado del canal equivalente, o información de estado del canal conjunta) se determina basándose en la información de estado del canal de los terminales individuales de al menos uno de la pluralidad de subgrupos (uno para cada haz) que se han determinado en la etapa S501. En el caso más simple, la información de estado del canal equivalente para un subgrupo se determina basándose en la información de estado del canal de los terminales individuales de este preciso subgrupo, esto es, si están comprendidos por cada subgrupo N_u terminales, la información de estado del canal equivalente $\bar{\mathbf{h}}_k$ para el subgrupo en el k-ésimo haz viene dada por una función $\bar{\mathbf{h}}_k = \mathbf{f}(\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,1}), \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,2}), \dots, \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,N_u}))$. La información de canal equivalente que representa el subgrupo en el k-ésimo haz puede determinarse por ejemplo tomando una media aritmética de la información de estado del canal $\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i})$, $i = 1, \dots, N_u$, de los terminales del subgrupo mediante la selección de la información de estado del canal de un terminal individual dentro del subgrupo como la información de estado del canal equivalente que representa al subgrupo. Las K piezas de información de estado del canal equivalente (una para cada subgrupo) se representan por vectores de estado del canal equivalente $\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_k$, o en forma más compacta por la matriz del canal equivalente $\bar{\mathbf{H}}$, en la que $\bar{\mathbf{H}} = [\bar{\mathbf{h}}_1, \bar{\mathbf{h}}_2, \dots, \bar{\mathbf{h}}_k]^T$. En un caso alternativo, la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el k-ésimo haz puede determinarse basándose en la información de estado del canal de los terminales de los grupos en todos los haces, es decir la información de estado del canal equivalente $\bar{\mathbf{h}}_k$ para el subgrupo en el k-ésimo haz puede venir dada por una función $\bar{\mathbf{h}}_k = \mathbf{f}(\mathbf{h}_1(\mathbf{q}_{1,1}), \dots, \mathbf{h}_1(\mathbf{q}_{1,N_u}), \dots, \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,1}), \dots, \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,N_u}), \dots, \mathbf{h}_K(\mathbf{q}_{K,1}), \dots, \mathbf{h}_K(\mathbf{q}_{K,N_u}))$.

A continuación, en la etapa S503 se determina un conjunto de coeficientes de ponderación w_{ij} , $i = 1, \dots, N$; $j = 1, \dots, K$, que se refieren a la pluralidad de señales s_k dirigidas a la transmisión en la pluralidad de haces a la pluralidad de alimentaciones de transmisión, basándose en la información de estado del canal equivalente de la pluralidad de subgrupos que se ha determinado en la etapa S502. Esto es, la determinación del conjunto de coeficientes de ponderación se basa en una pieza de la información de estado del canal equivalente para cada haz, o en otras palabras, K piezas de información de estado del canal equivalente en total. Para K haces y N alimentaciones de transmisión, se determinan $N \cdot K$ coeficientes de ponderación complejos en esta etapa. Estos $N \cdot K$ coeficientes de ponderación forman una matriz de ponderación compleja que es a la que se hace referencia comúnmente como la matriz de precodificación \mathbf{W} . En el primer caso en la etapa S502 en el que la información de estado del canal equivalente de un subgrupo de terminales se determina basándose en la información de estado del canal de los terminales en este preciso subgrupo, la matriz de precodificación se determina conjuntamente, teniendo en cuenta simultáneamente las K piezas de información de estado del canal equivalente, por ejemplo, mediante el cálculo de la matriz de precodificación \mathbf{W} como se indica en la Ec. (6). En el caso alternativo de la etapa S502 en el que la información de estado del canal equivalente que representa a un subgrupo dado de terminales se determina basándose en la información de estado del canal de los terminales de la pluralidad del subgrupo, puede determinarse primero un vector de precodificación \mathbf{w}_k para un haz dado basándose en la información de estado del canal equivalente que representa al subgrupo de terminales en el haz dado.

En la etapa S504 el conjunto de coeficientes de ponderación se aplica a la pluralidad de señales s_k , $k = 1, \dots, K$ que están dirigidas a la transmisión en la pluralidad de haces, como se indica en la Ec. (3). De ese modo, se obtiene una

pluralidad de señales (ponderadas) x_n , $n = 1, \dots, N$ dirigidas a la transmisión a través de la pluralidad de alimentaciones de transmisión. Se ha de observar que los factores de escala p_k en la Ec. (3) podrían fijarse a la unidad en esta etapa, si se desea. En la etapa S505, las señales ponderadas x_n se transmiten a través de sus alimentaciones de transmisión correspondientes. Las etapas S504 y S505 podrían resumirse como la transmisión de la pluralidad de señales s_k , $k = 1, \dots, K$ que están dirigidas a la transmisión en la pluralidad de haces a través de la pluralidad de alimentaciones de transmisión de acuerdo con coeficientes de ponderación respectivos de entre el conjunto de coeficientes de ponderación. Esto es, para cada señal de entre la pluralidad de señales s_k , $k = 1, \dots, K$ que están dirigidas a la transmisión en la pluralidad de haces, y para cada alimentación de transmisión entre la pluralidad de alimentaciones de transmisión, la señal respectiva se transmite a través de la alimentación de transmisión respectiva ponderada con un coeficiente de ponderación que se refiere la señal respectiva a la alimentación de transmisión respectiva. En otras palabras, la matriz de precodificación \mathbf{W} se aplica al vector $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_K]^T$ para obtener el vector de $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T$ de señales ponderadas, es decir $\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{s}$. Si se desea, los factores de escala p_k podrían aplicarse mediante la inserción de una matriz $\text{diag}(\sqrt{p_1}, \sqrt{p_2}, \dots, \sqrt{p_K})$ en la multiplicación de matrices anterior, $\mathbf{x} = \mathbf{W} \text{diag}(\sqrt{p_1}, \sqrt{p_2}, \dots, \sqrt{p_K})\mathbf{s}$, de acuerdo con la Ec. (3).

Mediante la selección de los UT basándose en ciertos criterios, estos esquemas de precodificación lineal aplicados a través de todos los canales de los terminales de un subgrupo dado durante un periodo de trama consiguen ganancias de precodificación sustanciales comparados con los sistemas multi-haz de cuatro colores convencionales. En lo que sigue, se describen tres esquemas novedosos, combinando diseño del decodificador y algoritmos de selección de usuario. Se ha de observar que estos esquemas (métodos) se refieren a concretizaciones de algunas o todas las etapas S501 a S505 descritas anteriormente. En ellos, se entiende que pueden combinarse entre sí implementaciones específicas de estas etapas divulgadas en conexión con estos esquemas, por ejemplo, la implementación específica de la etapa S501 de uno de los esquemas puede combinarse con la implementación específica de la etapa S502 de otro de los esquemas, y así sucesivamente.

En las realizaciones específicas descritas a continuación, se supone que cada trama de la capa física (por ejemplo, en las normas DVB-S2 o DVB-S2X) contiene datos que se dirigen a N_u UT que pertenecen al mismo haz que forman una denominada agrupación de usuarios (subgrupo de terminales). Si una UT de recepción se localiza en la posición $\mathbf{q}_{k,i}$ del k -ésimo haz, $k = 1, \dots, K$; $i = 1, \dots, N_u$, el vector de estado del canal para este UT puede expresarse como $\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i})$, como se ha indicado anteriormente, y los vectores de estado del canal para la i -ésima UT respectiva en los K haces puede recogerse en la matriz del canal indicada por $\mathbf{H}_{[i]}$, $i = 1, \dots, N_u$. Esta notación ligeramente diferente destaca que ahora se considera una tercera dimensión, concretamente el indexado de los N_u UT dentro de cada haz cuyos datos se ponen en el mismo contenedor de trama. El canal de comunicación global del satélite puede representarse con un conjunto de N_u ecuaciones

$$\mathbf{y}_{[i]} = \mathbf{H}_{[i]}\mathbf{x} + \mathbf{n}_{[i]}, \quad i = 1, \dots, N_u \quad (7)$$

Debería remarcarse que puede no ser posible distinguir los símbolos transmitidos de los N_u UT en N_u periodos distintos dentro de la trama, dado que los bits correspondientes estarán probablemente intercalados dentro de una única palabra de código. Por lo tanto, la implementación de la precodificación requiere una única matriz de precodificación \mathbf{W} que es independiente del índice de usuario i a ser usado en el transmisor de la GW.

Se describirá a continuación un algoritmo (método) específico de acuerdo con una realización de la invención. Se hace referencia a este algoritmo por los inventores como una Agrupación Geográfica de Usuarios. De acuerdo con esta realización, en la etapa S502 de la Fig. 5, se determina la información de estado del canal equivalente del subgrupo de terminales en el k -ésimo haz (información de estado del canal equivalente que representa al subgrupo de terminales) basándose en la información de estado del canal de los terminales individuales del subgrupo de terminales en el k -ésimo haz, en particular tomando el promedio (media aritmética) de la información de estado del canal de los terminales individuales del subgrupo de terminales en el k -ésimo haz. Esto es, el vector de estado del canal equivalente (una cantidad indicativa de la información de estado del canal equivalente) del subgrupo en el k -ésimo haz viene dada por el promedio de los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo en el k -ésimo haz, es decir por $\bar{\mathbf{h}}_k = \frac{1}{N_u} \sum_{i=1}^{N_u} \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i})$. En otras palabras, la matriz del canal equivalente que representa las agrupaciones de usuario a ser introducida al decodificador es el promedio de las matrices de canal individuales,

$$\bar{\mathbf{H}} = \frac{1}{N_u} \sum_{i=1}^{N_u} \mathbf{H}_{[i]} \quad (8)$$

Naturalmente, la presente realización no está limitada a tomar la media aritmética, y pueden concebirse otros métodos de promediado.

A continuación, en la etapa S503 en la Fig. 5, la matriz del canal equivalente $\bar{\mathbf{H}}$ reemplaza la matriz del canal \mathbf{H} de la Ec. (6) cuando se determina la matriz de precodificación \mathbf{W} . Naturalmente, son factibles también esquemas

alternativos para la precodificación lineal aparte del MMSE para determinación de la matriz de precodificación \mathbf{W} basándose en la matriz del canal equivalente (o, más en general, basándose en la información de estado del canal equivalente que representa la pluralidad de subgrupos).

5 Claramente, el rendimiento del algoritmo de precodificación anterior depende de las diferencias entre la matriz del canal equivalente \mathbf{H} definida en la Ec. (8) y las matrices de canal individuales $\mathbf{H}_{[i]}$, para $i = 1, \dots, N_u$. Cuanto mayores sean las diferencias, peor será el rendimiento del sistema. Una forma de limitar dichas diferencias es diseñar específicamente las agrupaciones de usuario para hacer a las matrices de canal $\mathbf{H}_{[i]}$ suficientemente similares. El criterio de similitud adoptado en esta realización es el geográfico, es decir basado en dividir geográficamente los
10 haces en subregiones a las que necesitan pertenecer los UT que han de mezclarse en la misma agrupación de usuarios.

La **Fig. 6** ilustra un diagrama de flujo de la implementación específica de la etapa S501 de acuerdo con la presente realización. Las etapas descritas a continuación se llevan a cabo para cada uno de los K haces, a menos que se
15 indique lo contrario.

En la etapa S601, se selecciona un primer terminal de entre la pluralidad de terminales en el haz, por ejemplo, para el k -ésimo haz se selecciona el terminal en una posición $\mathbf{q}_{k,l}$ como el primer terminal. El primer terminal puede seleccionarse aleatoriamente. Alternativamente, el primer terminal puede seleccionarse como el terminal cuyo vector
20 de estado del canal maximiza una norma dada (matriz), tal como la norma de Frobenius $\|\cdot\|_F$, en el que la norma de

Frobenius de una matriz \mathbf{A} de $m \times n$ se define como $\|\mathbf{A}\|_F := \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |a_{ij}|^2}$. Se entiende que son factibles una pluralidad de métodos adicionales para seleccionar el primer terminal y que la invención no debe limitarse a los
ejemplos dados anteriormente.

25 En la etapa S602, para cada uno de los terminales en el haz diferente del primer terminal, se determina una distancia entre (un valor absoluto, o módulo, D) el vector de estado del canal del terminal respectivo y el (valor absoluto del) vector de estado del canal del primer terminal. En otras palabras, para el k -ésimo haz las localizaciones de UT disponibles $\mathbf{q}_{k,i}$, $i \neq l$, en el haz se repite en bucle y se calculan las distancias respectivas entre $|\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i})|$ y $|\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,l})|$. Preferentemente, se determina la distancia euclidiana $\|\cdot\|_E$ en esta etapa. En consecuencia, las
30 localizaciones de UT disponibles $\mathbf{q}_{k,i}$, $i \neq l$, se repiten en bucle y se calculan las distancias euclidianas

$$d_{i,\ell} = \left\| \left| \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,l}) \right| - \left| \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i}) \right| \right\|_E \quad (9)$$

Sin embargo, también pueden emplearse otras medidas de distancia, tales como la distancia de norma p para una
35 distancia de norma p arbitraria o infinita. Se ha de observar que para la repetición en bucle de las localizaciones UT disponibles, no se necesita conocer valores reales de las localizaciones $\mathbf{q}_{k,i}$, $i \neq l$. Por casualidad, una gran contribución a los vectores de estado del canal procede de la propagación entre el transmisor y el terminal respectivo, y al menos el valor absoluto de los vectores de estado del canal depende fuertemente de la posición relativa del transmisor y el terminal. Por ello podría decirse que las distancias determinadas en esta etapa
40 corresponden a las distancias entre (posiciones de) los terminales y (la posición de) el primer terminal. De hecho, si las posiciones de los terminales en el haz se conocen numéricamente, podría determinarse una distancia desde el primer terminal para cada uno de los terminales en el haz diferentes al primer terminal. En este caso, para el k -ésimo haz las localizaciones de UT disponibles $\mathbf{q}_{k,i}$, $i \neq l$, en el haz se repetirían en bucle y se calcularían las distancias respectivas a la posición $\mathbf{q}_{k,i}$, $i \neq l$, por ejemplo las distancias euclidianas $\|\cdot\|_E$. En consecuencia, se calcularían en
45 esta etapa las distancias euclidianas $d_{i,\ell} = \|\mathbf{q}_{k,\ell} - \mathbf{q}_{k,i}\|_E$.

En la etapa S603, se selecciona un número predeterminado de terminales diferentes del primer terminal de acuerdo con sus distancias respectivas al primer terminal (es decir distancias entre vectores del canal o valores absolutos de los vectores del canal). En este caso, la agrupación de usuarios ha de comprender N_u terminales en total, de modo
50 que $(N_u - 1)$ terminales continúan teniendo que seleccionarse en esta etapa. Preferentemente, esta selección del número predeterminado de terminales implica la selección de terminales con la distancia más pequeña al primer terminal (es decir distancias más pequeñas entre vectores del canal o valores absolutos de los vectores del canal). En otras palabras, la agrupación se completa añadiendo los $(N_u - 1)$ terminales que tienen localizaciones de usuario $\mathbf{q}_{k,i}$ que corresponden a los $(N_u - 1)$ valores más bajos en el conjunto $\{d_{i,\ell}\}$, en donde i transcurre a través de los
55 índices de localización disponibles de terminales no incluidos aún en la agrupación de usuarios.

Si ha de determinarse más de una agrupación de usuarios en la etapa S501 en la **Fig. 5**, el método de acuerdo con la presente realización puede comprender además guardar la agrupación de usuarios con las localizaciones de usuario seleccionadas y eliminar las localizaciones de usuario seleccionadas de entre el conjunto de localizaciones
60 de usuario disponibles, y repetir las etapas anteriores S601 a S603 hasta que hayan sido procesadas todas las localizaciones de terminales que hayan solicitado tráfico en el haz. Como se ha indicado anteriormente, se supondrá aquí que solo se selecciona una agrupación de usuarios por haz.

La aplicación de un criterio de distancia tal como el criterio de distancia euclidiana, a las filas de la matriz en la matriz del canal (es decir a los vectores de estado del canal) produce agrupaciones de usuarios que contienen terminales en localizaciones de usuario geográficamente próximas que tienen vectores de estado del canal suficientemente similares (es decir información de estado del canal suficientemente similar).

5 Se describirá a continuación un algoritmo (método) específico de acuerdo con otra realización de la invención. Se hace referencia a este algoritmo por los inventores como Selección de Usuario en Paralelo. Este algoritmo de planificación heurística de usuarios tiene en cuenta no solamente las ganancias de canal, sino también las fases del canal cuando se seleccionan los terminales de la agrupación de usuarios. El criterio de planificación subyacente se basa en el nivel de correlación de usuarios. Usando la terminología de comunicaciones MIMO multiusuario, esta correlación puede medirse en términos de ortogonalidad de los canales del vector complejo (vectores de estado del canal). Típicamente, para maximizar la similitud de dos vectores, uno necesita maximizar su producto interior. Adicionalmente, el proceso de selección de usuarios necesita tener en cuenta el nivel de correlación entre conjuntos de usuarios. Por lo tanto, la etapa clave en el algoritmo de selección de usuarios propuesto se basa en la medición del nivel de ortogonalidad entre un usuario y un conjunto de usuarios. Dado que no se puede buscar en el espacio de vectores prohibitivamente grande compuesto por los vectores de estado del canal de todos los usuarios a ser servidos (es decir usuarios planificados para transmisión de datos), el algoritmo iterativo de acuerdo con la presente realización implica el cálculo de subespacios de vectores (vectores de estado del canal) abarcados por el conjunto de usuarios seleccionados en las interacciones previas del algoritmo. La **Fig. 7** ilustra un diagrama de flujo de la implementación específica de la etapa S501 de la **Fig. 5** de acuerdo con la presente realización. Estas etapas descritas a continuación se llevan a cabo para cada uno de los K haces, a menos que se indique lo contrario.

En la etapa S701, se calcula una norma (matriz norma) del vector de estado del canal (es decir, el vector de estado del canal indicativo de la información de estado del canal) para cada terminal en el haz. En una realización preferida, se calcula la norma de Frobenius $\|\cdot\|_F$ para cada terminal en esta etapa. En la etapa S702, el terminal en el haz para el que la norma del vector de estado del canal es mayor de entre los terminales en el haz se selecciona como un primer terminal. En otras palabras, el terminal en la posición $\mathbf{q}_{k,\ell}$ se selecciona como el primer terminal, en el que

$$\mathbf{q}_{k,1} = \underset{\ell}{\operatorname{argmax}} \left\| \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,\ell}) \right\|_F \quad (10)$$

30 Si es necesario, los elementos de la matriz de precodificación se actualizan a continuación con el canal seleccionado y el terminal correspondiente se elimina del grupo de terminales a ser considerado para selección en el resto del proceso de selección.

35 Las etapas S701 y S702 representan el punto de arranque (es decir la primera iteración) de un proceso iterativo que comprende las etapas S703 a S707 y que se repite hasta que se haya seleccionado un número deseado (es decir predeterminado) de terminales. En el caso actual, han de seleccionarse en total N_u terminales, de modo que el proceso iterativo necesita ejecutarse durante $(N_u - 1)$ veces adicionales.

40 En la etapa S703, para cada uno de los terminales en el haz diferente de aquellos terminales que se han seleccionado ya (es decir previamente), se determina una proyección del vector de estado del canal del terminal en el subespacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que se han seleccionado previamente. En la etapa S704, se selecciona un terminal para el que el vector de estado del canal tiene la proyección mayor sobre el subespacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que ya se han seleccionado de entre los terminales en el haz que permanecen disponibles para selección, es decir de entre los terminales en el haz diferentes de los terminales que ya se han seleccionado. En otras palabras, en cada iteración $i = 2 \dots N_u$, se vuelve en bucle sobre las localizaciones de UT disponibles $\mathbf{q}_{k,\ell}$ en el haz y el terminal (usuario) con la máxima proyección del canal sobre el subespacio abarcado por los usuarios ya determinados y seleccionados, o más precisamente, se determina y selecciona el terminal cuyo vector de estado del canal tiene la máxima proyección del canal sobre el subespacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que ya se han seleccionado en interacciones previas. Indicando el canal (vector de estado del canal) del terminal que ha de seleccionarse en la iteración actual por \mathbf{g}_i , este canal viene dado formalmente por

$$\mathbf{g}_i(\mathbf{q}_{k,i}) = \underset{\ell}{\operatorname{argmax}} \left(\left\| \mathbf{h}_k^H(\mathbf{q}_{k,\ell}) \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H}{\|\mathbf{g}_j\|^2} \right\|_2 \right) \quad (11)$$

55 En la Ec. (11), el término $\sum_{j=1}^{i-1} \frac{\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H}{\|\mathbf{g}_j\|^2}$ representa el subespacio abarcado por los canales de los terminales seleccionados en interacciones previas, \mathbf{g}_i es el argumento, es decir el canal con la proyección máxima a este subespacio de entre todos los canales actualmente disponibles $\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,\ell})$, y $\|\cdot\|_2$ es la segunda norma (norma p con $p=2$), que coincide con la norma de Frobenius de un vector. Si es necesario, se actualizan a continuación los elementos de la matriz de precodificación con el canal seleccionado y el terminal correspondiente se elimina del grupo de terminales a ser considerados para selección en el resto del proceso de selección.

Las etapas S705 y S706 son etapas opcionales que pueden realizarse para incrementar el rendimiento del proceso de selección global reduciendo el número de terminales que han de considerarse para selección en cada iteración de las etapas S703 y S704. Para acelerar el algoritmo, en la etapa S705, se determinan aquellos terminales en el haz cuyo vector de estado del canal tiene una proyección sobre el vector de estado del canal del terminal seleccionado en la etapa S704 que tras la normalización es más pequeño que un umbral α predeterminado. En la etapa S706, cualesquiera terminales identificados en la etapa S705 se indican como a no ser considerados para selección en futuras iteraciones, es decir estos terminales se eliminan del grupo de terminales a los que se aplican las etapas S703 y S704 de iteraciones posteriores. En otras palabras, en las etapas S705 y S706 se descartan los terminales que son ortogonales (o bastante suficientemente ortogonales) al seleccionado, y por lo tanto ortogonales al subespacio abarcado por los terminales previamente seleccionados, de entre los candidatos del grupo de terminales. En forma analítica, esto puede expresarse como

$$\mathbf{S}_{i+1} = \left\{ \ell \in \mathbf{S}_i \mid \frac{\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,\ell}) \mathbf{g}_i^H(\mathbf{q}_{k,i})}{\|\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,\ell})\| \|\mathbf{g}_i(\mathbf{q}_{k,i})\|} > \alpha \right\} \quad (12)$$

en donde \mathbf{S}_i indica el conjunto de usuarios disponible para selección en la iteración actual, y α es un parámetro que controla el rendimiento respecto al tiempo de ejecución del algoritmo. Con más detalle, esta etapa define el conjunto de usuarios elegible para selección durante la siguiente iteración. Como es evidente a partir de la Ec. (12) este conjunto es la intersección del conjunto actual con el conjunto de usuarios cuya proyección sobre el canal elegido actualmente $\mathbf{g}_i^H(\mathbf{q}_{k,i})$ es mayor que α . Por lo tanto, se descartan los terminales cuya proyección sobre el canal seleccionado en la iteración actual es más pequeña que α y se reduce el espacio de búsqueda de la siguiente iteración. Estas etapas opcionales son particularmente relevantes para números muy altos de terminales por haz, para los que un valor alto de α reduce grandemente el tiempo de ejecución del algoritmo mediante la restricción del gran espacio de búsqueda a los canales potenciales que son más relevantes.

En la etapa S707, se comprueba si ya se han seleccionado N_U terminales. Si ya se han seleccionado N_U terminales (la etapa S707 devuelve Sí), el proceso (es decir la etapa S501 en la Fig. 5) finaliza. Si se necesita seleccionar terminales adicionales (la etapa S707 devuelve No), el proceso vuelve a la etapa S703 para una iteración adicional. Es innecesario decir que, aunque no se ilustra en la Fig. 7, el proceso también se finaliza si no restan en el haz terminales disponibles para selección.

El algoritmo de selección anterior es aplicable a cualquier método de precodificación. El más simple es la precodificación MMSE equivalente de baja complejidad introducida anteriormente en la descripción. En consecuencia, la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el k-ésimo haz puede determinarse basándose en la información de estado del canal de los terminales individuales del subgrupo de terminales en el k-ésimo haz, en particular tomando el promedio (media aritmética) de la información de estado del canal de los terminales individuales del subgrupo de terminales en el k-ésimo haz, como se ha descrito anteriormente en conexión con el algoritmo de Agrupación Geográfica de Usuarios, véase la Ec. (8). Para proporcionar una investigación heurística consolidada del problema, en lugar de usar la Ec. (8) para calcular la matriz del canal que se usa para determinar la matriz de precodificación, puede considerarse en su lugar el siguiente diseño de precodificación,

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H}_{[eq]} \quad (13)$$

donde $\mathbf{H}_{[eq]}$ incluye un usuario (terminal) representativo en cada haz. En otras palabras, en la presente realización, la determinación de la información de estado del canal (equivalente) del subgrupo de terminales puede implicar, para cada haz, seleccionar la información de estado del canal de un terminal del subgrupo de terminales en el haz como la información de estado del canal del subgrupo de terminales en el haz. En él, el terminal representativo puede seleccionarse aleatoriamente de entre los terminales de la agrupación de usuarios (subgrupo de terminales). Este planteamiento es beneficioso cuando entra en juego la carencia de proximidad geográfica. Esta matriz de canal equivalente puede emplearse para el cálculo de la matriz de precodificación MMSE como se describe en la Ec. (6). Se indica explícitamente que esta elección de la información de estado del canal (equivalente) del subgrupo de terminales en el haz puede aplicarse también al algoritmo de agrupación de usuarios geográfica descrito anteriormente, especialmente cuando los vectores del canal de los terminales en el subgrupo de terminales son suficientemente similares.

Además de la solución MMSE de baja complejidad de acuerdo con la Ec. (6), puede considerarse también la precodificación multidifusión teóricamente óptima (desde un punto de vista del procesamiento de la señal, independientemente de la complejidad de la implementación). La multidifusión se ha considerado para cancelación de interferencia en sistemas terrestres, por ejemplo en N. Sidiropoulos, T. Davidson, y Z.-Q. Luo, "Transmit beamforming for physical-layer multicasting", IEEE Trans. Signal Process., vol. 54, n.º 6, págs. 2239-2251, 2006, y en E. Karipidis, N. Sidiropoulos, y Z.-Q. Luo, "Quality of service and max-min fair transmit beamforming to multiple co-channel multicast groups", IEEE Trans. Signal Process., vol. 56, n.º 3, págs. 1268-1279, 2008. Por otro lado, no se ha considerado esta aplicación sobre precodificación sin cambiar la estructura de tramado de las normas de

telecomunicación dadas. Sin embargo, dicha consideración emana por la naturaleza inherente de las comunicaciones de satélite, en donde las normas de comunicación se utilizan para tratar los largos retardos de propagación y garantizar la eficiencia de la planificación mediante tramado de múltiples usuarios por transmisión. Para modelizar el problema de precodificación basado en la trama en la terminología de multidifusión multi-grupo, haya un total de $1 \leq G \leq N$ grupos multidifusión, uno correspondiente a cada haz, siendo $\mathfrak{S} = \{\mathcal{G}_1, \mathcal{G}_2, \dots, \mathcal{G}_G\}$ la colección de conjuntos de índices y \mathcal{G}_k el conjunto de los UT que pertenece al k-ésimo grupo de multidifusión, siendo $k=1, G$. Cada UT pertenece solamente a un grupo, por ello $\mathcal{G}_i \cap \mathcal{G}_j = \emptyset, \forall i, j = 1 \dots G$. A continuación, puede calcularse la matriz de precodificación óptima mediante la resolución del siguiente problema de optimización en el que la potencia emitida por cada alimentación de antena de satélite se fija en P_n

10

$$\mathcal{F} : \begin{array}{l} \text{máx} \quad t \\ t, \{\mathbf{w}_k\}_{k=1}^G \\ \text{sujeto a} \quad \frac{1}{\gamma_i} \frac{|\mathbf{w}_k^\dagger \mathbf{h}_i|^2}{\sum_{l \neq k}^G |\mathbf{w}_l^\dagger \mathbf{h}_i|^2 + \sigma_i^2} \geq t, \\ \forall i \in \mathcal{G}_k, k, l \in \{1 \dots G\}, \\ \text{y a} \quad \left[\sum_{k=1}^G \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^\dagger \right]_{nn} \leq P_n, \\ \forall n \in \{1 \dots N_t\}, \end{array}$$

15

Los vectores de precodificación lineal óptima bajo las restricciones de potencia por antena vienen dados por la resolución del problema de optimización \mathcal{F} . A pesar del hecho de que en general este problema es de tiempo polinomial no determinista difícil (NP-difícil) de calcular, son obtenibles soluciones precisas usando los bien establecidos métodos de optimización convexa de relajación semidefinida, aleatorización gaussiana y bisección.

20

Se describirá a continuación un algoritmo (método) específico de acuerdo con otra realización más de la invención. Se hace referencia a este algoritmo por los inventores como Precodificación de Espacio Nulo y se refiere a las etapas S502 y S503 de la **Fig. 5**.

25

Para la etapa S501, es decir la etapa de selección del terminal, puede emplearse cualquiera de los algoritmos de selección descritos anteriormente en esta realización, por ejemplo el algoritmo de selección ilustrado en la **Fig. 6**, o el algoritmo de selección ilustrado en la **Fig. 7**. Sin embargo, el algoritmo de acuerdo con la presente realización no depende de un algoritmo de selección particular. De hecho, los N_u terminales del subgrupo de terminales podrían seleccionarse también arbitrariamente (aleatoriamente). Para incrementar el rendimiento obtenible del sistema global es deseable que se rechace la interferencia recibida de señales dirigidas por los terminales en diferentes haces de modo que el SINR sea suficientemente grande para soportar grandes tasas de datos. Así, en el escenario de multidifusión multi-haz, es conveniente que el diseño de la precodificación se dirija de algún modo a pre-cancelar la interferencia transmitida. A diferencia de los métodos anteriormente mencionados, el método de precodificación de acuerdo con esta realización se dirige a anular previamente completamente la interferencia. Esto se realiza mediante el cálculo de la matriz del canal de espacio nulo para cada haz y, posteriormente, calcular el vector de precodificación. La **Fig. 8** ilustra un diagrama de flujo de la implementación específica de la etapa S502, y la **Fig. 9** ilustra un diagrama de flujo de la implementación específica de la etapa S503, de acuerdo con esta realización. Estas etapas descritas a continuación se llevan a cabo para cada uno de los K haces, a menos que se indique lo contrario.

35

40

La **Fig. 8** ilustra una implementación de la etapa de determinación, para cada haz, de la información de estado del canal (equivalente) del subgrupo de terminales en el haz sobre la base de la información de estado del canal de los terminales de al menos uno de la pluralidad de subgrupos de terminales. En la etapa S801, se determina una primera matriz (matriz del canal) que comprende vectores de estado del canal de los terminales de los subgrupos de terminales en cada uno de la pluralidad de diferentes haces a partir del haz respectivo. Para el k-ésimo haz se construye la siguiente matriz

45

$$\widetilde{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_1^T, \dots, \mathbf{H}_{k-1}^T, \mathbf{H}_{k+1}^T, \dots, \mathbf{H}_K^T]^T \quad (14)$$

como la primera matriz, en donde $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_u \times N}$ es una matriz que colapsa los vectores de canal desde la agrupación de usuarios (subgrupo) localizada en el k-ésimo haz, es decir que comprende, como sus filas, los adjuntos de los vectores de canal de los terminales del subgrupo del k-ésimo haz, es decir $\mathbf{H}_k = [\mathbf{g}_{k,1}, \mathbf{g}_{k,2}, \dots, \mathbf{g}_{k,N_u}]^\dagger$,

en donde $\mathbf{g}_{k,l}$, $l = 1, \dots, N_u$ (de dimensiones $1 \times N$) indica los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo en el k-ésimo haz. Entonces,

$$\widetilde{\mathbf{H}}_k \in \mathbb{C}^{N_u(K-1) \times N}$$

5 es una matriz que contiene vectores del canal desde todos los haces excepto para el k-ésimo haz k (es decir se ha extraído y eliminado la matriz del canal del k-ésimo haz). La idea ahora es construir el vector de precodificación del k-ésimo haz por medio del primer bloque de la dimensión de espacio generada por $\widetilde{\mathbf{H}}_k$. En esta forma, el símbolo transmitido por el k-ésimo haz no se recibirá por los otros haces. La obtención de la matriz de proyección nula $\widetilde{\mathbf{H}}_k$ puede realizarse de varias maneras, aunque se reconoce que la forma más rápida es la que se basa en la descomposición QR (factorización QR). Esta descomposición conduce a dos matrices diferentes $\mathbf{Q}_{k,1}$, $\mathbf{Q}_{k,2}$

$$\widetilde{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{Q}_{k,1}, \mathbf{Q}_{k,2}] \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

15 en donde $\mathbf{Q}_{k,1}$ (de dimensiones $N_u(K-1) \times N$) es una matriz unitaria, \mathbf{R}_k (de dimensiones $N \times N$) es una matriz triangular superior, $\mathbf{0}$ es una matriz nula de las dimensiones apropiadas y $\mathbf{Q}_{k,2}$ (de dimensiones $N_u(K-1) \times (N_u(K-1) - N)$) corresponde a la amplitud del espacio nulo (kernel) de $\widetilde{\mathbf{H}}_k$. Desafortunadamente, como se ha descubierto por los inventores, $\widetilde{\mathbf{H}}_k$ es de rango completo y por ello, la dimensión de su espacio nulo es cero. En consecuencia, necesita relajarse el objetivo inicial de pre-cancelar completamente la interferencia.

20 En consecuencia, en la etapa S802, se regulariza la primera matriz para obtener una segunda matriz regularizada (matriz del canal). En general, una versión regularizada de la matriz del canal puede construirse mediante

$$\mathbf{H}^{(R)} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \frac{1}{P}\mathbf{I} \quad (16)$$

25 en donde P es la potencia de transmisión de las alimentaciones de transmisión, que se supone es igual para todas las alimentaciones de transmisión en la descripción presente. Esta regularización, a la que se hace referencia comúnmente como la regularización de Tikhonov, se usa ampliamente y puede generalizarse dando un factor de multiplicación arbitrario a la matriz identidad. El esquema de regularización puede generalizarse adicionalmente añadiendo una matriz arbitraria en lugar de la matriz identidad multiplicada por un factor de multiplicación. Notablemente, esta versión regularizada del canal no tiene ningún significado físico sino uno matemático.

A partir de ahora, se considerará $\mathbf{H}^{(R)}$ en lugar de \mathbf{H} . En otras palabras, la segunda matriz viene dada por

$$\widetilde{\mathbf{H}}_k^{(R)},$$

que es la versión regularizada de la primera matriz $\widetilde{\mathbf{H}}_k$ y que puede obtenerse mediante

$$\widetilde{\mathbf{H}}_k^{(R)} = \widetilde{\mathbf{H}}_k^H \widetilde{\mathbf{H}}_k + \frac{1}{P}\mathbf{I}.$$

40 Naturalmente, pueden considerarse también las generalizaciones de la regularización de Tikhonov como se ha descrito anteriormente.

45 En la etapa S803 se determina una tercera matriz (matriz del canal) correspondiente al espacio nulo de la segunda matriz, es decir se determina la matriz de proyección nula para

$$\widetilde{\mathbf{H}}_k^{(R)}.$$

Para hallar el espacio nulo de

$$\widetilde{\mathbf{H}}_k^{(R)},$$

Ha de calcularse la descomposición QR de esta matriz. En la notación definida anteriormente, la descomposición QR se lee como

$$\overline{\mathbf{H}}_k^{(R)} = [\mathbf{Q}_{k,1}^{(R)}, \mathbf{Q}_{k,2}^{(R)}] \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k^{(R)} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (17)$$

5 La matriz

$$\overline{\mathbf{H}}_k^{(R)},$$

10 debido a la regularización, nunca será de rango completo. Por lo tanto, existirá en este planteamiento un espacio de matriz de proyección nula. La matriz de proyección nula para

$$\overline{\mathbf{H}}_k^{(R)}$$

15 se indica como $\mathbf{Q}_{k,2}^{(R)}$ (tercera matriz) y se obtiene mediante la realización de la descomposición QR de la matriz

$$\overline{\mathbf{H}}_k^{(R)}$$

20 como se indica en la Ec. (17). Esta matriz de pre-procesamiento $\mathbf{Q}_{k,2}^{(R)}$ no rechazará completamente la interferencia pero la reducirá significativamente, conduciendo a un rendimiento muy alto, como se explicará a continuación.

A continuación, en la etapa S804, se determina la información de estado del canal del subgrupo de terminales (información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales) en el haz respectivo sobre la base de la tercera matriz y los vectores de estado del canal indicativos de la información de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz respectivo. Con más detalle, esto implica la determinación de una cuarta matriz (matriz del canal) que comprende vectores de estado del canal indicativos de la información de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz respectivo, regularizando la cuarta matriz para obtener una quinta matriz regularizada (matriz del canal), y determinando la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo sobre la base de la quinta matriz y de la tercera matriz. Esto es, una vez se calcula la matriz de bloqueo regularizada $\mathbf{Q}_{k,2}^{(R)}$ (tercera matriz), la siguiente etapa es calcular el k-ésimo vector de precodificación \mathbf{w}_k . Como el rango de la matriz $\mathbf{Q}_{k,2}^{(R)}$ es siempre N_u , esta matriz puede interpretarse como un canal equivalente del k-ésimo haz de modo que ahora debe dirigirse solamente a tratar la siguiente matriz del canal del haz (séptima matriz)

$$35 \quad \mathbf{H}_k^{(eq)} = \mathbf{H}_k^{(R)} \mathbf{Q}_{k,2}^{(R)} \quad (18)$$

40 En donde la matriz del canal $\mathbf{H}_k^{(R)}$ (quinta matriz) es la versión regularizada de la matriz del canal \mathbf{H}_k (cuarta matriz) correspondiente al k-ésimo haz que viene dado por $\mathbf{H}_k = [\mathbf{g}_{k,1}, \mathbf{g}_{k,2}, \dots, \mathbf{g}_{k,N_u}]^\dagger$, en donde $\mathbf{g}_{k,l}$, $l = 1, \dots, N_u$ denotan los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo en el k-ésimo haz. Ha de observarse que

$$\overline{\mathbf{H}}_k^{(R)} \mathbf{Q}_{k,2}^{(R)} = \mathbf{0},$$

esto es, $\mathbf{Q}_{k,2}^{(R)}$ proyecta el espacio nulo de

$$\overline{\mathbf{H}}_k^{(R)}.$$

45 En este caso, ya no hay notación espacial del canal sino una geométrica. En realidad, el canal equivalente $\mathbf{H}_k^{(eq)}$ (que es indicativo de la información de estado del canal equivalente que representa al grupo de terminales en el

k-ésimo haz) es la vista por la primera matriz de bloqueo $Q_{k,2}^{(R)}$ y una proyección posterior de la matriz del canal regularizada.

La **Fig. 9** ilustra una implementación de la etapa de determinación de un conjunto de coeficientes de ponderación que se refieren a la pluralidad de alimentaciones de transmisión hacia una pluralidad de señales que se dirigen para la transmisión a la pluralidad de haces sobre la base de la información de estado del canal equivalente que representa la pluralidad de subgrupos de terminales. En la **Fig. 9**, en la etapa S901, se determina una sexta matriz (una matriz del canal) mediante la multiplicación de la séptima matriz (una matriz del canal) indicativa de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo con su adjunta. En la etapa S902, se determina un vector eigen de la sexta matriz que tiene el mayor valor de eigen. Así, el planteamiento seleccionado por el método de precodificación de espacio nulo para la obtención de un vector de precodificación eficiente que se refiere a la matriz del canal aislado en la Ec. (18) ha de calcular el vector eigen asociado con el mayor valor eigen de la sexta matriz que viene dado por

$$R_k^{(eq)} = H_k^{(eq),H} H_k^{(eq)} \quad (19)$$

para el k-ésimo haz. Este vector se expresa como m_k , contenido por medio de una descomposición eigen de la sexta matriz $R_k^{(eq)}$.

A continuación, en la etapa S903 se determina un conjunto de coeficientes de ponderación que se refieren a la pluralidad de alimentaciones de transmisión hacia una señal de entre la pluralidad de señales que se dirige para la transmisión en el haz respectivo sobre la base del vector eigen m_k y la tercera matriz $Q_{k,2}^{(R)}$. Este conjunto de coeficientes de ponderación corresponde a un vector de ponderación (vector de precodificación) w_k y viene dado por

$$w_k = \frac{Q_{k,2}^{(R)} m_k}{\|Q_{k,2}^{(R)} m_k\|_2} \quad (20)$$

Para obtener la matriz de precodificación, este proceso ha de repetirse para $k = 1, \dots, K$, es decir para cada haz. En otras palabras, para calcular la matriz de precodificación, este procedimiento ha de realizarse K veces (de acuerdo con el número de haces). Es importante remarcar que este proceso puede realizarse en paralelo, conduciendo a una elevada reducción del tiempo de computación. La matriz de precodificación W viene dada entonces por $W = [w_1, w_2, \dots, w_k]$.

A continuación, se describirán aspectos de implementación de la precodificación multidifusión de acuerdo con la presente invención. Los detalles de implementación de la precodificación multidifusión en un sistema de satélite de banda ancha multi-haz dependen del grado en el que la técnica está soportada por las normas relevantes. En términos de desarrollos de normalización, la norma DVB o la extensión recientemente editada DVB-S2X de la misma se proporciona con una especificación opcional que proporciona el marco necesario y soporte de señalización para las técnicas de gestión de interferencia, tal como se describe en el anexo E de la ETSI EN 302307-2, Digital Video Broadcasting (DVB), "Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part II: S2-Extensions (S2-X)", 2014. De ese modo, todos los elementos necesarios para dar soporte a la precodificación de acuerdo con las realizaciones anteriores en términos de la capa física se han establecido en estas normas.

La implementación de las técnicas de precodificación en sistemas de satélite interactivos de banda ancha requiere una interfaz por aire, que da soporte a un número de características especiales que incluyen una estructura de entramado de canal regular, pilotos específicos y palabras únicas para ayudar a la sincronización así como un mensaje de señalización de realimentación desde los UT a la GW. Todas estas características se han incluido en la norma DVB-S2X. La estructura de súper-trama de la norma DVB-S2X soporta comienzo de súper-trama (SOSF) ortogonal y campos pilotos mediante el uso de las secuencias Walsh-Hadamard. Puede asignarse una serie de secuencias ortogonales a portadoras de canal conjunto dentro de una red de acceso multi-haz (una única secuencia por haz). Estas características permiten al UT estimar las respuestas del canal a partir de las alimentaciones de antena hacia su receptor con un valor de SNIR muy bajo. La secuencia ortogonal específica del haz permite al terminal asociar únicamente la estimación del canal al índice del haz. Las especificaciones 2 y 3 de formato de la súper-trama (la que se usa para precodificación), también prevén un campo piloto precodificado adicional para ayudar a la recuperación de la amplitud y fase de portadora en el soporte de la detección de datos precodificados. Se usa una secuencia multinivel específicamente adaptada con el mismo formato de modulación que el que se usa con los datos de carga útil siguientes en estos pilotos para facilitar la tarea de sincronización del receptor. Otra característica importante de los formatos 2 y 3 de la súper-trama es la posibilidad de mantener un tamaño PL-FRAME constante y alineado (es decir alineado sobre las portadoras del canal conjunto), usando el concepto Bundled PL-FRAME mediante el que las palabras de código DVB-S2 con el mismo ModCod se agrupan

convenientemente para recurrir a una estructura de entramado de longitud regular. Los usuarios (terminales) que usan los mismos coeficientes de precodificación son planificados de modo oportunista dentro del Bundled PL-FRAME. La alineación de dichas tramas sobre diferentes portadoras del canal conjunto ayuda a la GW a reducir su carga computacional.

5 La **Fig. 10** y la **Fig. 11** describen ahora una implementación real de la técnica de precodificación que puede llevarse a cabo para una red multi-haz basada en DVB-S2X. La **Fig. 10** es una representación esquemática de las tareas funcionales principales a ser realizadas para el soporte de la precodificación. Primero (véase (1) en la **Fig. 10**), los UT estiman la respuesta de frecuencia del canal de extremo a extremo para C, I1 y I2, es decir Hi1, Hi2 y Hi3 para hasta 10 a 15 respuestas del canal de interferencia para sistemas de reutilización de frecuencia completa. Segundo (véase (2) en la **Fig. 10**), se notifica a la GW la respuesta de frecuencia del canal de extremo a extremo, por ejemplo, Hi1, Hi2, ..., HiN (N números complejos) sobre los canales de retorno cuando se detectan cambios significativos, en el peor de los casos alrededor de una vez por segundo en condiciones de profundo desvanecimiento de modo similar a la señalización de codificación y modulación adaptativa (ACM). Tercero (véase (3) en la **Fig. 10**), la GW calcula la matriz de precodificación del canal sobre la base de las respuestas del canal notificadas por cada terminal en la cobertura. Así, cada UT estima un número de coeficientes de canal complejo correspondientes a los haces en interferencia más significativos (supuestamente 10 a 15 como se ha indicado anteriormente). Estos números complejos se señalizan de vuelta a la GW usando el mensaje de señalización descrito en el anexo E.4 de la ETSI EN 302307-2 con una tasa máxima de un mensaje cada 500 ms. Se describirán a continuación los efectos del sistema de extremo a extremo (por ejemplo, carga útil, propagación de radiofrecuencia (RF), terminal) que influyen en la calidad de este proceso de estimación durante cada periodo de estimación.

En la **Fig. 11**, se ilustra un diagrama de bloques funcional esquemático de un ondulator de GW DVB-S2X que soporta precodificación. En él, el número de referencia 1110 indica un bloque de adaptación de flujo, 1120 indica un bloque de codificación del Corrector Directo de Errores (FEC), 1130 indica un bloque de mapeado, 1140 indica un bloque de entramado de la capa física (PL), 1150 indica un bloque de modulación, 1160 indica un bloque sumador, y 1170 indica un bloque de frontal de RF. El bloque de adaptación del flujo 1110 comprende un compensador 1111 y un aleatorizador de banda base (BB) 1112, el bloque de codificación FEC 1120 comprende un codificador 1121 Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH), un codificador LDPC 1122 y un intercalador de bits 1123. El bloque de mapeado 1130 comprende un mapeador de constelación 1131 para mapeado de bits a constelaciones, el bloque de entramado de la PL 1141 comprende un bloque de inserción de trama ficticia 1141, un bloque de señalización de la PL e inserción de piloto 1142, y un aleatorizador de la PL 1143, y el bloque de modulación 1150 comprende un filtro BB y un bloque de modulación en cuadratura 1151. Para detalles adicionales se hace referencia a la norma ETSI EN 302307-2. La matriz de precodificación del bloque se aplica directamente después del mapeado de constelaciones 1131 del banco de moduladores y se activa sobre todos los campos de la súper-trama DVB-S2X (realización ejemplar de una unidad de trama) excepto para los pilotos ortogonales dispersos y el comienzo de la súper-trama. El módulo acepta como entrada los coeficientes de la matriz de precodificación que se calcula repetidamente por el procesador de la GW basándose en las realimentaciones que transmiten los UT a la GW en el enlace de retorno (tanto basado en satélite como terrestre).

40 A continuación, se describirá el procedimiento de sincronización de acuerdo con la invención que se realiza en el lado del terminal (lado del receptor) y que es un prerrequisito necesario para ser capaz de determinar la información de estado del canal. Primero, se definirá la notación relevante. La señal recibida en el k-ésimo UT (o más bien, un UT en el k-ésimo haz) se modeliza como

$$45 \quad y_k(t) = \sum_{n=1}^N r_{kn}(t) + n_k \quad (21)$$

en donde

$$50 \quad r_{kn}(t) = h_{kn}(t) e^{j2\pi\Delta f_{kn}t} x_n(t - \Delta\tau_{kn}) \quad (22)$$

es el componente de forma de onda recibido desde la enésima alimentación de antena, Δf_{kn} y $\Delta\tau_{kn}$ tienen en cuenta la frecuencia desconocida y la desalineación entre la señal transmitida por la enésima alimentación de antena y frecuencia y referencia de tiempo del k-ésimo UT, respectivamente.

55 Considérese una función de indexado $i(n)$ que toma los valores en el conjunto $S = \{0,1,2,\dots, N\}$, es decir $i(n) \in S = \{0,1,2,\dots, N\}$, $n = 1,2,\dots, N$, donde $i(n) = 0$ significa que el enésimo componente de forma de onda no se considera en el procesamiento. Cada UT deberá proceder con las siguientes operaciones de sincronización/estimación general:

- 60
- a) identificar los límites de trama, es decir la sincronización de la trama, para el $i(n)$ -ésimo componente de forma de onda, $n = 1, \dots, N$;
 - b) sincronizar la frecuencia, fase y tiempo para el $i(n)$ -ésimo componente de forma de onda, $n = 1, \dots, N$; y
 - c) realizar la estimación del canal para el $i(n)$ -ésimo componente de forma de onda, $n = 1, \dots, N$ a ser enviado de vuelta a la pasarela.
- 65

Para conseguir este propósito, el k-ésimo UT (el UT en el k-ésimo haz) deberá:

- 5 i) realizar y aplicar una estimación de frecuencia grosera por medio de un estimador sin ayuda de datos sobre $y_k(t)$, por ejemplo a través del algoritmo propuesto en P. Kim, R. Pedone, M. Villanti, A. Vanelli-Coralli, G.E. Corazza, D.-I. Chang, D.-G. Oh, "Robust frame synchronization for the DVB-S2 system with large frequency offsets", Int. J. Satell. Commun. Network., vol. 27, n.º 1, págs. 35-52, 2009 (Kim et al.),
- 10 ii) para cada forma de onda $i(n)$, $n = 1, 2, \dots, N$, realizar la sincronización de trama, por ejemplo a través de algoritmos descritos en la referencia anteriormente mencionada o en R. Pedone, M. Villanti, A. Vanelli-Coralli, G.E. Corazza, P.T. Mathiopoulos, "Frame synchronization in frequency uncertainty", IEEE Transactions on Communications, vol.58, n.º 4, págs.1235 - 1246, abril de 2010 (Pedone et al.), si están presentes en el formato de trama los campos piloto o palabras únicas, para identificar los límites de la trama. Puede aplicarse una integración de pos-detección no coherente para manejar la incertidumbre de frecuencia residual y la deficiencia de fase variable en el tiempo. Para aquellos componentes de la forma de onda para los que no se consigue con éxito la sincronización de la trama, $i(n)$ se fija a cero de modo que se los excluya del procesamiento posterior; y
- 15 iii) para cada forma de onda $i(n)$, $n = 1, 2, \dots, N$, para la que se consigue con éxito la sincronización de la trama, realizar un seguimiento de tiempo, seguimiento de fase y frecuencia, y estimación del canal afinados.

20 Para la estructura de súper-trama descrita en el anexo E de ETSI EN 302307-2, la presente invención proporciona dos posibles realizaciones de la sincronización del UT para un sistema que emplee precodificación que se describe posteriormente con referencia a la **Fig. 12**, **Fig. 13**, y **Fig. 14**. Aunque la descripción a continuación se proporciona para el caso de ejemplo de un sistema de comunicación que emplee la norma DVB-S2 (o DVB-S2X), la presente invención no está limitada a dichos sistemas de comunicación.

25 La **Fig. 12** ilustra un diagrama de bloques esquemático de un aparato para la realización del procedimiento de sincronización en un UT de acuerdo con realizaciones de la invención. El aparato ilustrado en la **Fig. 12** comprende una unidad de adquisición de frecuencia 1201 (una unidad de estimación de la frecuencia), un filtro adaptado 1202 (una unidad de filtro adaptado), una o más unidades de sincronización de trama 1203, una o más unidades de remuestreo de símbolos 1204 (unidades de remuestreo), uno o más desmultiplexores 1205 (unidades desmultiplexoras), una o más unidades de recuperación de tiempo 1206 (unidades de determinación del desplazamiento de tiempo), una memoria intermedia 1207, una primera unidad de estimación de la SNR 1208, una primera unidad de seguimiento de frecuencia/fase 1209 (una primera unidad de determinación del desplazamiento de frecuencia/fase), una o más segundas unidades de determinación de la SNR 1210, una o más segundas unidades de seguimiento de frecuencia/fase 1211 (segundas unidades de determinación del desplazamiento de frecuencia/fase), y una unidad de integración de estimación del canal 1212 (una unidad de estimación del coeficiente del canal). Ha de observarse que aparte de la unidad de adquisición de frecuencia 1201 y del filtro adaptado 1202, que procesan en común todos los componentes de forma de onda, se proporcionan N ramificaciones de los bloques, como se ilustra en la **Fig. 12**. Alternativamente, si se procesan secuencialmente los N componentes de la forma de onda, sería suficiente una única rama.

40 La **Fig. 13** es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento de sincronización (método de sincronización) en un UT situado como ejemplo en el k-ésimo haz de acuerdo con una realización de la invención. El método se refiere a la estimación de un canal (vector de estado del canal, vector del canal) entre un transmisor y un receptor, transmitiendo el transmisor de modo inalámbrico una pluralidad de primeras señales en una pluralidad de haces a través de una pluralidad de alimentaciones de transmisión de acuerdo con un procedimiento de ponderación (precodificación), en el que cada una de la pluralidad de primeras señales se subdivide en unidades de trama (por ejemplo súper-tramas) teniendo cada una un primer campo que no está sometido a la ponderación (precodificación) y que indica un comienzo de la unidad de trama respectiva (es decir que comprende una secuencia (símbolo) que indica el comienzo de la unidad de trama respectiva, por ejemplo el campo SoSF de la súper-trama) y uno o más segundos campos que no están sometidos a la ponderación y que cada uno comprende una secuencia piloto predeterminada, recibiendo el receptor una segunda señal resultante de la transmisión de la pluralidad de primeras señales a través de la pluralidad de alimentaciones de transmisión de acuerdo con el procedimiento de ponderación e interferencia posterior en la localización del receptor, en el que la segunda señal comprende un componente de forma de onda para cada una de las alimentaciones de transmisión. En otras palabras, este método se refiere a la estimación de un vector del canal (vector de estado del canal) en un sistema de comunicación inalámbrico MU-MIMO (satélite) que emplea precodificación, en el que el receptor recibe una señal que comprende una pluralidad de componentes de forma de onda, siendo subdividido cada componente de la forma de onda en unidades de trama, en el que cada unidad de trama tiene un primer campo que no está sometido a la precodificación y que indica un comienzo de la unidad de trama respectiva y uno o más segundos campos que no están sometidos a la precodificación y en el que cada uno comprende una secuencia piloto predeterminada. En una realización preferida, la unidad de trama comprende dos o más segundos campos, y las etapas descritas a continuación se aplican a dichos dos o más segundos campos.

65 Tras la recepción de la señal, la señal se muestra en una unidad de muestreo (no mostrada en la **Fig. 12**) para obtener una secuencia de muestras correspondientes a la señal recibida. En la etapa S1301, se realiza una primera estimación de frecuencia (estimación de frecuencia grosera) de la frecuencia portadora de la señal recibida. La estimación de frecuencia grosera puede realizarse por ejemplo mediante el algoritmo propuesto en Kim et al., pero

naturalmente, son factibles también otros algoritmos para la realización de la estimación de frecuencia grosera, tales como mediante un tetra-correlador como se propone en D'Andrea, A.N.; Mengali, U., "Design of quadricorrelators for automatic frequency control systems", IEEE Transactions on Communications, vol.41, n.º 6, págs. 988-997, junio de 1993. Esta etapa se realiza en la unidad de adquisición de frecuencia 1201. En la etapa S1302, se realiza un filtrado adaptado para incrementar la SNIR de la señal recibida. En él, el filtro adaptado se determina basándose en la frecuencia estimada en la etapa S1301. Los métodos para la realización del filtrado adaptado son conocidos en la técnica. Esta etapa se realiza en el filtro adaptado 1202 de la Fig. 12.

En la etapa S1303, se realiza la sincronización de trama mediante la búsqueda de la señal recibida para las secuencias o símbolos (palabras de código) conocidos que indican el comienzo de las súper-tramas (unidades de trama) en los haces respectivos (es decir componentes de forma de onda respectivos). En otras palabras, un comienzo de una unidad de trama de un componente de forma de onda, por ejemplo el componente de forma de onda m , se determina mediante la búsqueda (usando un correlador), en la señal recibida, de un primer campo que indique el comienzo de la unidad de trama respectiva. La señal recibida contiene, en cada componente de forma de onda, primeros campos que indican los comienzos de las unidades de trama respectivas, en el que los primeros campos en diferentes componentes de forma de onda son mutuamente ortogonales. En consecuencia, puede determinarse el comienzo de la unidad de trama en un componente de forma de onda dado mediante la correlación de la señal recibida con una palabra de código conocida correspondiente al contenido del primer campo de las unidades de trama del componente de forma de onda dado. Con más detalle, la sincronización de la trama puede realizarse usando integración de pos-detección, que es bastante insensible a errores de frecuencia. La integración de pos-detección permite la recuperación (determinación) del comienzo de la SF (unidad de trama) mediante referencia al SoSF (primer campo) con muy bajos valores de relación de señal a ruido (SNR). Algoritmos de sincronización de trama basados en integración de pos-detección que pueden usarse por ejemplo en esta etapa se divulgan en Kim et al. y en Pedone et al. La etapa S1303 se realiza en la unidad de sincronización de trama 1203.

En la etapa S1304, se comprueba si ha tenido éxito la sincronización de trama. Esto es, si hay un enclavamiento sobre el componente de forma de onda m de la señal recibida $y_k(t)$, o en otras palabras, si se ha determinado en la etapa S1303 el comienzo de la unidad de trama para el componente de forma de onda m . En la primera iteración del procedimiento de sincronización, puede esperarse que haya un enclavamiento sobre el componente de forma de onda más fuerte, típicamente el componente de forma de onda (componente de forma de onda de referencia) que se refiere a la señal dirigida a la transmisión en el k -ésimo haz. Se hay un enclavamiento sobre el componente de forma de onda, por ejemplo componente de forma de onda m (la etapa S1304 devuelve Sí), el método proseguirá a la etapa S1305. En caso contrario (la etapa S1304 devuelve No), si el enclavamiento sobre cualquiera de los componentes de forma de onda que no se han procesado aún falla, el método finaliza. En la etapa S1305, se realiza desmultiplexado (destramado) para el componente de forma de onda m para separar el comienzo de la supervisión de trama (SoSF, es decir el primer campo que indica un comienzo de la unidad de trama), los pilotos (es decir uno o más segundos campos indicando (comprendiendo) cada uno secuencias piloto no precodificadas), los pilotos precodificados (PLH y P2, es decir uno o más terceros campos indicando (comprendiendo) cada uno secuencias piloto precodificadas), y datos (de acuerdo con la estructura SF contenida en el campo SFFI, es decir un cuarto campo que contiene datos). Teniendo conocimiento de la estructura de la unidad de trama, es decir las localizaciones del segundo, tercer y cuarto campos con respecto al comienzo de la unidad de trama, y teniendo más aún conocimiento de la posición del comienzo de la unidad de trama, pueden separarse y extraerse el primer, segundo y tercer campos así como los datos reales (cuarto campo). Esto es, el primer campo y los uno o más segundos campos (y opcionalmente también los uno o más terceros campos y opcionalmente además también el cuarto campo) se separan (extraen) de la señal recibida basándose en el comienzo determinado de la unidad de trama y una estructura conocida (predeterminada) de la unidad de trama. Esta etapa se realiza en el desmultiplexor 1205.

En la etapa S1306, se realiza con seguimiento de tiempo y remuestreo ayudados por datos sobre la base del SoSF y precodificado (solamente para el componente de forma de onda de referencia, es decir si el componente de forma de onda m es el componente de forma de onda de referencia) y pilotos no precodificados (para cada componente de forma de onda). En otras palabras, se determina un desplazamiento de tiempo ΔT_{km} del componente de forma de onda (entre la m -ésima alimentación de transmisión y el receptor en el k -ésimo haz) mediante referencia al primer campo y a los uno o más segundos campos (y opcionalmente mediante referencia también a los uno o más terceros campos). En otras palabras, esta etapa se refiere a la determinación (ayudada por datos) de un desplazamiento de tiempo de un componente de forma de onda mediante referencia al primer campo en la unidad de trama y a los uno o más segundos campos en la unidad de trama. Con más detalle, esto se consigue mediante la correlación del componente de forma de onda desmultiplexado con una palabra de código conocida correspondiente al contenido del primer campo y palabras de código conocidas correspondientes a los contenidos de los uno o más segundos campos, respectivamente, por ejemplo usando una compuerta temprana/última (ayudada por piloto). De ese modo, puede determinarse una estimación refinada del desplazamiento de tiempo. Ha de observarse que la sincronización de la trama se realiza en la etapa S1306 como un prerrequisito para esta etapa. Adicionalmente en la etapa S1306, el componente de forma de onda m se remuestrea sobre la base del desplazamiento de tiempo determinado, mediante lo que se elimina al desplazamiento de tiempo del componente de forma de onda remuestreado. Es decir las unidades de trama del componente de forma de onda m están alineadas con un reloj local del receptor (UT). Esta etapa se realiza en las unidades de remuestreo de símbolo y recuperación de tiempo 1204, 1206.

En la etapa S1307, se realiza un seguimiento de frecuencia y fase sobre pilotos precodificados (solamente para el componente de forma de onda de referencia, es decir si el componente de forma de onda m es el componente de forma de onda de referencia) y no precodificados (para cada componente de forma de onda). En otras palabras, se determina un desplazamiento de frecuencia Δf_{km} y un desplazamiento de fase (entre la m -ésima alimentación de transmisión y el receptor en el k -ésimo haz) del componente de forma de onda m mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda m (y opcionalmente también mediante referencia a los uno o más terceros campos). En otras palabras, esta etapa se refiere a la determinación (ayudada por datos) de un desplazamiento de frecuencia y un desplazamiento de fase del componente de forma de onda remuestreado mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama. Con más detalle, las palabras de código conocidas correspondientes a los contenidos de los uno o más segundos campos se comparan con los uno o más segundos campos en la unidad de trama (lo mismo para los uno o más terceros campos, si es aplicable), y se determinan el desplazamiento de frecuencia y el desplazamiento de fase basándose en la comparación. Por ejemplo, el algoritmo propuesto en Luise, M.; Reggiannini, R., "Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions", Communications, IEEE Transactions on, vol. 43, n.º 2/3/4, págs. 1169,1178, febrero/marzo/abril de 1995, puede emplearse para esta finalidad. La etapa S1307 se realiza en la primera y segunda unidades de seguimiento de frecuencia/fase 1209, 1211.

En la etapa S1308, se realiza la estimación del canal sobre la base de los pilotos no precodificados (es decir, los uno o más segundos campos) para cada componente de forma de onda, en el que el canal estimado se ha de enviar de vuelta a la pasarela. En otras palabras, el coeficiente de canal correspondiente al componente de forma de onda m se determina mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama, sobre la base del desplazamiento de frecuencia y desplazamiento de fase determinados del componente de forma de onda remuestreado. En él, se determina la fase del coeficiente del canal sobre la base del desplazamiento de fase determinado en la etapa S1307 (más precisamente, la fase del coeficiente de canal corresponde al desplazamiento de fase determinado en la etapa S1307). Adicionalmente, la estimación del canal implica una etapa de compensación del componente de forma de onda (o más bien los campos extraídos en la etapa S1305 y remuestreados en la etapa S1306) para el desplazamiento de frecuencia detectado para tener un componente de forma de onda compensado (es decir compensado en frecuencia) (o más bien, campos compensados). A continuación, actuando sobre el componente de forma de onda compensado (o más bien, los campos compensados), con referencia a los uno o más segundos campos, se determina la amplitud (ganancia) del coeficiente del canal usando un estimador de la SNR. Esta subetapa de la etapa S1308 se realiza en la primera y segunda unidades de estimación de la SNR 1208, 1210 en la **Fig. 12**. Puede decirse que esta subetapa de la etapa S1308 se refiere a una determinación (ayudada por datos) de la amplitud del coeficiente del canal mediante referencia a los uno o más segundos campos después de la compensación por desplazamiento de frecuencia, usando un estimador de la SNR. En este caso, la estimación de la SNR implica la correlación de los campos respectivos con las palabras de código (símbolos) conocidos correspondientes. Algoritmos para la estimación de la SNR que por ejemplo pueden usarse aquí se han propuesto en Pauluzzi, D.R.; Beaulieu, N.C., "A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel", Communications, IEEE Transactions on, vol. 48, n.º 10, págs. 1681,1691, octubre de 2000, y en R. M. Gagliardi y C. M. Thomas, "PCM data reliability monitoring through estimation of signal-to-noise ratio", IEEE Trans. Commun., vol. COM-16, págs. 479-486, junio de 1968. La etapa S1308 se realiza en la unidad de integración de estimación del canal 1212. En la etapa S1309 se determina si se ha intentado el procesamiento de todos los componentes de forma de onda. Si ya se ha intentado el procesamiento de todos los componentes de forma de onda (la etapa S1309 devuelve Sí), el método finaliza. En caso contrario (la etapa S1309 devuelve No), el método vuelve a la etapa S1303, en la que se intenta la sincronización de trama para un componente de forma de onda diferente del componente de forma de onda m (y diferente de cualquier otro componente de forma de onda que ya se haya procesado). Con relación a la etapa S1306 y la etapa S1307, dado que la operación de precodificación se dirige a la reducción de la interferencia sobre la señal de referencia producida por las señales restantes, los pilotos precodificados (es decir los uno o más terceros campos) no pueden usarse fiablemente para finalidades de sincronización y estimación distintas que para el usuario de referencia. Las etapas S1303 a S1308 pueden realizarse para cada componente de forma de onda, $i(n)$, $n = 1, 2, \dots, N$, secuencialmente o en paralelo. Ha de observarse que la **Fig. 13** ilustra el caso en el que se realizan secuencialmente las etapas S1303 a S1308 en todos los componentes de forma de onda. Si las etapas S1303 a S1308 se realizan en paralelo, se omite la etapa S1309, y podría proporcionarse una rama en paralelo que comprenda las etapas S1303 a S1308 para cada uno de los componentes de la forma de onda N .

La **Fig. 14** es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento de sincronización en un UT de acuerdo con otra realización de la invención, que se basa en el procedimiento de sincronización descrito anteriormente con referencia a la **Fig. 13**. Dado que la intensidad de las señales de interferencia en el k -ésimo UT puede ser muy pequeña, o el número de señales de interferencia puede ser muy grande, se prevé que en algunos escenarios el procedimiento de sincronización propuesto descrito con referencia a la **Fig. 13** puede estar limitado en interferencia para varias de las señales recibidas. El procedimiento de sincronización descrito con referencia a la **Fig. 13** puede modificarse por lo tanto mediante la introducción de una etapa de cancelación de interferencia como sigue. Dado que las etapas S1401 a S1408 son idénticas a las etapas S1301 a S1308, respectivamente, en la **Fig. 13**, se abrevia la descripción de la misma en el contexto de la presente realización por razones de concisión y se hace referencia a la descripción anterior más detallada. En la etapa S1401 de la **Fig. 14**, se realiza una primera estimación de frecuencia (estimación de frecuencia grosera) de la señal $y_k(t)$ recibida. En la etapa S1402, se realiza el filtrado adaptado de la señal

recibida $y_k(t)$. En la etapa S1403, se realiza la sincronización de trama para sincronizar uno de los componentes de forma de onda recibidos, por ejemplo el componente de forma de onda m . En la etapa S1404, se comprueba si hay un enclavamiento sobre el componente de forma de onda m . Si hay un enclavamiento sobre el componente de forma de onda m (la etapa S1404 devuelve Sí), el método prosigue a la etapa S1405. En caso contrario (la etapa S1404 devuelve No), el método finaliza. En la etapa S1405, el m -ésimo componente de forma de onda se desmultiplexada para separar el comienzo de la súper-trama (SoSF), los pilotos, los pilotos precodificados (PLH y P2), y los datos. En la etapa S1406, se realiza seguimiento de tiempo y remuestreo ayudado por datos sobre la base del SoSF y los pilotos precodificados (para el componente de forma de onda de referencia, solamente) y no precodificados (para cada componente de forma de onda). En la etapa S1407, se realiza seguimiento de frecuencia y fase sobre los pilotos precodificados (parar el componente de forma de onda de referencia, solamente) y no precodificados (para cada componente de forma de onda). En la etapa S1408, se realiza la estimación del canal sobre la base de los pilotos no precodificados para cada componente de forma de onda, en el que la estimación del canal se debe enviar de vuelta a la pasarela.

En la etapa S1409, se reconstruye una réplica local, $\hat{r}_{km}(t)$, de $r_{km}(t)$ sobre la base de las estimaciones obtenidas en las etapas S1406, S1407 y S1408. La réplica local $\hat{r}_{km}(t)$ contiene valores no-cero solamente en los campos SoSF, SFFI, símbolos vacíos en el extremo de SF, PLH, P2 y pilotos, mientras que los campos de datos se fijan a cero. En otras palabras, se genera una unidad de trama replicada que comprende la réplica del primer campo y los uno o más segundos campos (y opcionalmente también de los uno o más terceros campos) de la unidad de trama del componente de forma de onda m sobre la base del desplazamiento de tiempo, desplazamiento de frecuencia, desplazamiento de fase y coeficiente del canal determinados. Esto es, las palabras de código conocidas correspondientes al contenido del primer y uno o más segundos campos (y opcionalmente también de los uno o más terceros campos) se disponen de acuerdo con sus posiciones conocidas en la unidad de trama, las partes restantes de la unidad de trama resultante se rellenan con ceros, y la unidad de trama resultante se ajusta apropiadamente en tiempos, amplitud, frecuencia y fase de acuerdo con el desplazamiento de tiempo, desplazamiento de frecuencia, desplazamiento de fase y coeficiente del canal determinados.

En la etapa S1410, se resta la réplica local $\hat{r}_{km}(t)$ de la señal recibida $y_k(t)$. De ese modo, se elimina la interferencia por el primer y segundo campos (y opcionalmente también por los uno o más terceros campos) en las unidades de trama del componente de forma de onda m a los componentes de forma de onda restantes, o al menos se mejora. En la etapa S1411, se comprueba si se han procesado todos los componentes de forma de onda. Si se han procesado todos los componentes de forma de onda (la etapa S1411 devuelve Sí), el método finaliza. En caso contrario (la etapa S1411 devuelve No), el método vuelve a la etapa S1403 para iteración adicional. Se ha de observar que la iteración adicional se aplica a la señal recibida después del filtrado adaptado y después de la resta de la réplica $\hat{r}_{km}(t)$ del componente de forma de onda m .

A continuación, se describirán las deficiencias de un canal del sistema de satélite multi-haz y su formulación. Esta parte de la presente descripción proporciona detalles sobre las imperfecciones del canal que influyen en el rendimiento de la precodificación en un sistema real y, por ello, deberían incluirse en la matriz del canal completa de un sistema por satélite multi-haz. Dado que la matriz del canal comprende elementos complejos, se pone énfasis particular en los efectos de fase que es preciso tener en cuenta en la matriz del canal, dado que impactan críticamente en el rendimiento resultante de cualquier esquema de precodificación.

En general, toda la ruta desde la transmisión a la recepción (incluyendo todos los circuitos analógicos y de RF, antenas y propagación) debería ser parte de la definición del canal, dado que afecta tanto a su amplitud como a su fase. Para un sistema transparente típico, la transmisión comienza en la GW, la señal pasa entonces a través de la carga útil del satélite transparente y se finaliza en el UT de recepción. Por lo tanto, el canal del UT de extremo a extremo se divide en tres segmentos, a), b), c) concretamente a) enlace, b) canal de satélite, c) enlace de usuario.

El canal complejo entre el UT que reside en el haz $k = 1, \dots, K$ y la alimentación de antena $n = 1, \dots, N$ se indica por $h_{kn}(t) = |h_{kn}(t)|e^{j\theta_{kn}(t)}$, en donde $|h_{kn}(t)|$ es la amplitud y $\theta_{kn}(t)$ es la fase de cualquiera su canal de la matriz del canal completa $\mathbf{H} = [h_{kn}]$. Siendo fijos todos los otros parámetros de planteamiento del enlace, la amplitud del canal $|h_{kn}|$ depende de la ganancia de antena de satélite y los efectos de propagación, predominantemente atenuación por lluvia, que es lentamente variable y así lo es $|h_{kn}|$. Este tipo de variabilidad ya se ha capturado en los sistemas basados en DVB-S2 que aplican ACM, que necesitan notificar la información de amplitud desde los UT de vuelta a la GW. Las señales recibidas en el UT en el k -ésimo haz, $k = 1, \dots, K$, desde todos las alimentaciones de antena de abordó se representa por el vector del canal

$$\mathbf{h}_k = [h_{k1} \quad \dots \quad h_{kN}]^{\dagger} \quad (23)$$

Finalmente, la matriz del canal completa de los K UT que recibe señales desde las N alimentaciones de antena integradas (cadenas de carga útil) se representa por

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{K1} & \cdots & h_{KN} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Hay varios contribuidores que rotan la fase del canal $\theta_{kn}(t)$ de forma variable en el tiempo: en el enlace, en el oscilador local (LO) de la GW junto con sus inestabilidades de frecuencia/fase, así como en la geometría del enlace, en el transpondedor/canal de satélite, y en los LO de los convertidores de frecuencia junto con sus inestabilidades de frecuencia/fase. También, el movimiento del satélite dentro de su caja de mantenimiento de estación modifica tanto las geometrías del usuario como del enlace haciendo variable en el tiempo la fase. Adicionalmente, en el enlace de usuario, la geometría del enlace de usuario y el LO del bloque de bajo ruido del receptor del UT (LNB) tienen un impacto sobre la fase del canal $\theta_{kn}(t)$. Naturalmente, aparte de estas contribuidores principales, todos los otros elementos activos y pasivos introducen una rotación de fase a la onda electromagnética en propagación, que será lentamente variable en el tiempo dependiendo de las variaciones de temperatura y envejecimiento de los componentes.

La **Fig. 15** proporciona una visión general de las diversas contribuciones de fase para un escenario simplificado que implique dos cadenas de carga útil (alimentaciones de transmisión) y dos haces de UT sobre el terreno. Se detallan a continuación los orígenes y características de estos contribuidores de fase. Como se ilustra en la **Fig. 15**, la fase total variable en el tiempo de cualquier subcanal simple que llegue al UT $\theta_{tot}(t)$, comprende principalmente tres componentes:

$$\theta_{tot}(t) = \theta_{PL}(t) + \theta_{RF}(t) + \theta_{LNB}(t) \quad (25)$$

En la que $\theta_{PL}(t)$ es la contribución de la cadena de carga útil, $\theta_{RF}(t)$ es la contribución de la geometría de trayectoria en inclinación, y $\theta_{LNB}(t)$ es la contribución del receptor LNB. Dado que las alimentaciones de antena integradas que sirven al enlace de usuario solo están separadas entre sí por decenas de centímetros, todos los elementos del vector del canal \mathbf{h}_k del UT en el k-ésimo haz tienen la misma contribución de fase geométrica (trayectoria en inclinación común). Por lo tanto, las contribuciones de fase que proceden de este la ruta de RF geométrica $[\theta_{kn}]_{RF}$ son iguales para todos los $n = 1, \dots, N$ (véase la **Fig. 15**). Lo mismo aplica también a la contribución de fase en la **Fig. 15** procedente de la LNB local de cada UT, $[\theta_{kn}]_{LNB}$. Por el contrario, cada UT ve una contribución de fase $[\theta_{kn}]_{PL}$ diferente procedente de diferentes cadenas de carga útil. Dado que cada cadena de carga útil ve reducida su frecuencia por un LO diferente, las fases relativas que llegan al UT en el k-ésimo haz desde las N alimentaciones son completamente aleatorias. Como se ha descubierto por los inventores, las desviaciones de fase de entre las cadenas de carga útil (PL) $[\theta_{kn}]_{PL}$ puede representarse por una distribución gaussiana de media cero con una desviación estándar de aproximadamente $\sigma = 20^\circ$. $[\theta_{kn}]_{PL}$ también captura desplazamientos de fase potenciales entre LO en el lado de la GW, en el que sin embargo la sincronización de LO es más directa que en la carga útil. Basándose en estas consideraciones, la suposición más apropiada para las fases de los elementos en la matriz del canal correspondiente a los diferentes UT (a través de las filas de la matriz del canal) es la distribución aleatoria uniforme $[0, 2\pi)$. A continuación, para modelizar las desviaciones de fase entre las alimentaciones de transmisión, puede adoptarse una distribución gaussiana $N(0, \sigma^2)$ con $\sigma = 20^\circ$. Más aún, para técnicas avanzadas de mitigación de interferencia, debe estar disponible una estimación precisa de toda la matriz del canal incluyendo la fase de cada UT en el lado de la GW de transmisión para pre-compensar la interferencia. Aunque los sistemas DVB-S2 típicos para permitir la codificación adaptativa y adaptación de la modulación (ACM) ya ofrecen un mecanismo para la notificación de la amplitud (es decir de la SNIR) desde el terminal de vuelta a la GW, la realimentación de la fase del UT conducirá a una estimación de fase desactualizada. Como se ha dicho anteriormente, la estructura de súper-trama incluida en la reciente edición de la norma DVB-S2X proporciona un mecanismo de realimentación completo tanto de la amplitud como de la fase de un número limitado de subcanales.

La estimación de fase de cualquier sub canal complejo por un UT procede como sigue:

- 1) El UT realiza una estimación ayudada por datos de la señal entrante

$$\hat{\theta}_{tot}(t) = \theta_{tot}(t) + e(t) \quad (26)$$

Dado que esto se realiza usando un LNB comercial, se introduce un error de estimación $e(t)$, que se espera sin embargo que tenga típicamente una desviación estándar pequeña (menor de aproximadamente 1 grado).

- 2) El UT proporciona periódicamente informes de fase $\hat{\theta}_{tot}(t + \Delta t)$ cada período de tiempo Δt a la GW. Por ejemplo, si se dedican 16 bits para realimentar la fase cada $\Delta t = 100$ ms, la sobrecarga para realimentar la fase se acumulará hasta 160 bits por segundo. La estimación $\hat{\theta}_{tot}(t)$ llegará a la GW después de 350 ms, es decir 100 ms (periodicidad de realimentación) + 250 ms (dos saltos de retardo de propagación desde la órbita GEO).

- 3) La GW aplicará esta estimación de fase (así como la estimación de amplitud) para calcular las ponderaciones de pre-compensación de interferencia y transmitirá la señal de enlace directo hacia el UT (suponiendo que no hay retardos de colas y procesamiento). La señal se recibirá en el UT después de un retardo de propagación de

dos saltos adicionales de 250 ms.

En total, la estimación de fase del UT $\hat{\theta}_{tot}(t)$ se actualizará al menos cada 500 a 600 ms. Para entender cuánto habrá cambiado durante este periodo, se modeliza en lo que sigue el proceso de ruido de fase del UT. Obsérvese que debido a la naturaleza de bajo coste de los UT comerciales, el rendimiento de ruido de fase del LNB es relativamente pobre. La Tabla 1 lista una máscara de ruido de fase típica de un UT comercial (máscara P1 del DVB-S2 Channel Model Report DVB-TM-S2 Channel Model Group, "DVB-Sx Channel Models", disponible en: <http://www.dvb.org>, TM-S2 Working Group, subida el 18/01/2013, Document ID: TM-S20125). Suponiendo una tasa de baudios típica de 200 Msimb/s y la periodicidad piloto del DVB-S2 de 1476 símbolos con duración de 7,3 μ s, el ancho de banda PLL, que será un límite de integración inferior de la máscara en la Tabla 1, se halla ser 137 kHz. Esto conduce a un ruido de fase RMS de 0,24 grados.

Tabla 1. Máscara de ruido de fase P1 para terminales comerciales.

Máscara P1	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	≥ 50 MHz
SSB (dBc/Hz)	-25	-50	-73	-92,25	-102,49	-113,23	-115,89

Para concluir esta explicación, se proporciona un resumen de las contribuciones de fase explicadas anteriormente. La fase total entre la alimentación de antena integrada en el satélite $n=1, \dots, N$ y sobre el UT en tierra en el haz $k=1, \dots, K$ de acuerdo con la Ec. (25) viene dada por $[\theta_{kn}]_{tot}(t) = [\theta_{kn}]_{PL}(t) + [\theta_{kn}]_{RF}(t) + [\theta_{kn}]_{LNB}(t)$. La contribución de fase debida a las $n=1, \dots, N$ cadenas de carga útil viene dada por $[\theta_{kn}]_{PL}(t) = [\theta_n]_{PL}(t)$ y sin calibración de la carga útil tiene una distribución correspondiente a un desplazamiento gaussiano $N(0, \sigma^2)$, $\sigma=20^\circ$ entre las alimentaciones. La contribución de fase debido a la variación de la trayectoria en inclinación, que es diferente entre los $k=1, \dots, K$ UT viene dada por $[\theta_{kn}]_{RF}(t) = [\theta_k]_{RF}(t)$ y tiene una distribución que depende deterministamente del movimiento del satélite. Finalmente, la contribución de fase debida al LNB el receptor, que es diferente entre los $k=1, \dots, N$ UT viene dada por $[\theta_{kn}]_{LNB}(t) = [\theta_k]_{LNB}(t)$, en la que el error de fase varía de acuerdo con una gaussiana $N(0, \sigma^2)$, en donde $\sigma=0,24^\circ$ (máscara de ruido de fase P1).

A continuación, como una forma de proporcionar un ejemplo de aplicación típico de la invención, se aplicará el algoritmo de Agrupación Geográfica de Usuarios a los canales de $N_u = 2$ usuarios (terminales); en un sistema multi-haz que ofrece servicios interactivos de banda ancha. Las suposiciones del sistema que se usan en este ejemplo se listan en la Tabla 2

Tabla 2. Parámetros supuestos del sistema de ejemplo.

Parámetro	Valor
Haces el sistema	245 alimentaciones simples por haz ($K = N = 245$)
Esquema de color para precodificación	Reutilización de frecuencia y polarización completas
Esquema de color para referencia	4 colores (2 frecuencia - 2 polarización)
Frecuencia de operación	20 GHz
Ancho de banda de usuario	500 MHz
Potencia de RF saturada desde cada alimentación	55 W
OBO	5 dB
Potencia de salida para 4 colores de referencia	17,3 W
Potencia de salida para precodificación	8,7 W
Filtro de coseno alzado	0,2
Ante la terminal G/T	16,9 dB/K

En lugar de presentar los resultados para todos los 245 haces en el sistema, los resultados se presentaran para $N_u = 2$ UT localizados en un haz específico (haz 6) y limitadas a las contribuciones de canal más importantes que se originan desde los 15 haces más próximos en la vecindad del haz de interés. Bajo estas suposiciones, el vector de canal complejo fijo entre 15 alimentaciones de antena de satélite y 1 usuario en el haz 6 viene dada por

$[-0,0554 - 0,0970i, -0,0586 - 0,1054i, -0,0240 - 0,0506i, -0,0073 - 0,0113i, -0,0119 - 0,0141i, -0,0085 - 0,0258i, -0,0135 - 0,0370i, -0,0475 - 0,0286i, -0,0661 - 0,0384i, -0,1410 - 0,1292i, -0,6655 - 1,0882i, -0,2614 - 0,3312i, -0,0291 - 0,0138i, -0,0074 - 0,0071i, -0,0193 + 0,0035i]$,

en el que i indica la unidad imaginaria. De modo similar, el vector de canal complejo entre 15 alimentaciones de antena de satélite y 2 usuarios en el haz 6 viene dada por

$[-0,0946 + 0,0594i, -0,1028 + 0,0630i, -0,0495 + 0,0262i, -0,0110 + 0,0077i, -0,0136 + 0,0125i, -0,0254 + 0,0096i, -0,0364 + 0,0151i, -0,0266 + 0,0487i, -0,0355 + 0,0677i, -0,1230 + 0,1464i, -1,0589 + 0,7112i, -0,3198 + 0,2753i, -0,0126 + 0,0296i, -0,0068 + 0,0077i, 0,0043 + 0,0192i]$.

Siguiendo el algoritmo de Agrupación Geográfica de Usuarios, el vector de precodificación aplicado para ambos canales de 1 y 2 usuarios en el haz 6 se expresa como

$[-0,0645 + 0,0061i, 0,0252 - 0,0024i, -0,0411 + 0,0039i, 0,0018 - 0,0002i, -0,0026 + 0,0003i, -0,0044 + 0,0004i, 0,0042 - 0,0004i, -0,0142 + 0,0013i, -0,0043 + 0,0004i, -0,0000 + 0,0000i, 0,8103 - 0,0823i, -0,2250 + 0,0209i, 0,0829 - 0,0080i, 0,0356 - 0,0034i, -0,0113 + 0,0012i]$.

Para el sistema de reutilización de frecuencia completo, la SNIR para el usuario 1 en el haz 6 sin precodificación es igual a 5,1 dB, mientras que la introducción de la precodificación conduce a una SNIR mejorada de 7,5 dB. Debido a la proximidad entre los dos usuarios que se consideran actualmente, los resultados de SNIR para el usuario 2 en el haz 6 serán casi idénticos.

5 Estos resultados deberían compararse con un sistema de cuatro colores de referencia, en cuyo caso la SNIR para el usuario 1 en el haz 6 pasa a ser 15,4 dB. Aunque este valor de SNIR es sustancialmente mejor que el precodificado, una vez se traducen estos valores en capacidad, los resultados son mejores en el caso de un sistema de reutilización de frecuencia completa que emplee precodificación debido al ancho de banda mucho más ancho que se usa. Por ejemplo, si se usa la eficiencia espectral del ModCods DVB-S2 para determinar la capacidad, entonces el rendimiento para los usuarios 1 y 2 en el haz 6 en caso de precodificación viene dada por $2 \cdot BW_{user} / (1 + roll_off) \cdot \loglike(SNIR_f) = 1,6$ Gbps, en donde $\loglike(.)$ es una función que relaciona la SNIR del esquema de reutilización de frecuencia completo (SNIR_f) a la eficiencia espectral de los ModCods de DVB-S2. Por otro lado, el rendimiento para los usuarios 1 y 2 en el haz 6 en el caso del sistema de referencia de cuatro colores viene dado por $BW_{user} / (2 \cdot (1 + roll_off)) \cdot \loglike(SNIR_4c) = 0,8$ Gbps, donde $\loglike(.)$ es una función que relaciona la SNIR del esquema de reutilización de frecuencia de cuatro colores de referencia (SNIR_4c) con la eficiencia espectral de los ModCods de DVB-S2. Esto corresponde a una ganancia de rendimiento del 100 %.

20 El anterior ejemplo de aplicación es bastante específico en términos de número y posición de los UT, selección del haz y algoritmo de precodificación. Para complementar este ejemplo bastante específico, se proporcionarán ahora resultados obtenidos a través de simulaciones por ordenador sobre un mismo sistema descrito en la Tabla 2, pero notificando la capacidad promedio de todo el sistema (totalidad de los UT y haces puntuales) y para los tres algoritmos de precodificación de acuerdo con la invención. Merece la pena observar que la capacidad del sistema ha sido promediada a lo largo de los UT que residen en una rejilla uniforme sobre el área de cobertura. Esto es, no se ha tenido en cuenta en las simulaciones ninguna no uniformidad de los UT. Aunque esta uniformidad de los UT no es totalmente representativa de un sistema real, se cree que esta corresponde a un escenario del peor caso con relación al posicionamiento de los UT, dado que cualquier no uniformidad de posicionamiento de los UT mejorará su similitud de canal y conducirá a un rendimiento mayor de la técnica de precodificación inventiva.

30 La Tabla 3 proporciona un resumen de los resultados de simulación por ordenador empleando los tres algoritmos inventivos y suponiendo que la GW es perfectamente consciente de los canales complejos del UT.

Tabla 3. Ganancias de capacidad del sistema promedio de un sistema multi-haz que emplea precodificación comparado con un sistema de cuatro colores de referencia sin precodificación.

Número de usuarios en la trama	Ganancia de capacidad del sistema sobre el sistema de cuatro colores de referencia
Algoritmo 1: Agrupación geográfica de usuarios	
2	108,0 %
5	85,6 %
10	58,5 %
Algoritmo 2: Selección de usuarios en paralelo	
2	102 %
5	66 %
10	-14,8 %
Algoritmo 3: Descomposición del valor en bloque singular	
2	152 %
5	92 %
10	38 %

35 Los resultados de la simulación presentados en la Tabla 3 se refieren a un caso en el que está disponible la estimación del canal ideal tanto en el UT como en la GW. Se presentan a continuación los resultados de simulación para el mismo modelo del sistema que en la Tabla 3 pero esta vez incluyendo las deficiencias del canal descritas anteriormente con referencia a la Fig. 15. Todos los resultados incluyen la contribución de fase debido a las cadenas de carga útil $\theta_{PL}(t)$, lo que se convierte en no influir en los resultados de la capacidad.

40 Hay un impacto significativo por la información de estado del canal (CSI) perfecto tanto en el receptor (CSIR) como en el transmisor (CSIT). En una forma similar a la de la Tabla 3, la Tabla 4 presenta las ganancias de un sistema que emplea precodificación sobre el sistema de referencia cuando el CSIR es imperfecto (debido a las imprecisiones de estimación del canal) y el CSIT que llega a la GW es perfecto. Naturalmente, dado que la estimación se lleva a cabo en el lado del UT, esta no es una situación realista, y se considera principalmente como una parte de un análisis de sensibilidad.

Tabla 4. Ganancias de capacidad del sistema promedio de un sistema multi-haz que emplea precodificación comparado con un sistema de cuatro colores de referencia sin precodificación suponiendo un CSIT perfecto y un CSIR imperfecto.

Número de usuarios en la trama	Ganancia de capacidad del sistema sobre el sistema de cuatro colores de referencia
Algoritmo 1: Agrupación geográfica de usuarios	
2	83 %
5	77 %
10	55,9 %
Algoritmo 2: Selección de usuarios en paralelo	
2	22,24 %
5	7,7 %
10	-18 %
Algoritmo 3: Descomposición del valor en bloque singular	
2	N/D
5	N/D
10	N/D

5 La Tabla 5 y la Tabla 6 presentan las ganancias de un sistema que emplea precodificación sobre el sistema de referencia suponiendo CSIR perfecto y CSIT imperfecto (debido a la llegada del CSI desactualizado) para $\sigma_{RF} = 10$ grados y $\sigma_{RF} = 30$ grados, respectivamente.

10 Tabla 5. Ganancias de capacidad del sistema promedio de un sistema multi-haz que emplea precodificación comparado con un sistema de cuatro colores de referencia sin precodificación suponiendo CSIT imperfecto ($\sigma_{RF} = 10$ grados) y un CSIR perfecto.

Número de usuarios en la trama	Ganancia de capacidad del sistema sobre el sistema de cuatro colores de referencia
Algoritmo 1: Agrupación geográfica de usuarios	
2	91 %
5	90,0 %
10	55,0 %
Algoritmo 2: Selección de usuarios en paralelo	
2	30 %
5	11,7 %
10	-14 %
Algoritmo 3: Descomposición del valor en bloque singular	
2	-7 %
5	12 %
10	4 %

15 Tabla 6. Ganancias de capacidad del sistema promedio de un sistema multi-haz que emplea precodificación comparado con un sistema de cuatro colores de referencia sin precodificación suponiendo CSIT imperfecto ($\sigma_{RF} = 30$ grados) y un CSIR perfecto.

Número de usuarios en la trama	Ganancia de capacidad del sistema sobre el sistema de cuatro colores de referencia
Algoritmo 1: Agrupación geográfica de usuarios	
2	31,6 %
5	49,6 %
10	42,6 %
Algoritmo 2: Selección de usuarios en paralelo	
2	N/D
5	N/D
10	N/D
Algoritmo 3: Descomposición del valor en bloque singular	

Número de usuarios en la trama	Ganancia de capacidad del sistema sobre el sistema de cuatro colores de referencia
2	N/D
5	N/D
10	N/D

5 Aunque en lo anterior se hace referencia a las normas DVB-S2 y DVB-S2X, se entiende que la presente invención es independiente de estas normas. Se entiende además que las etapas del método descrito anteriormente pueden realizarse mediante hardware o software, o combinaciones de hardware y software. En consecuencia, las unidades respectivas para la realización de las etapas del método pueden implementarse como hardware o pueden implementarse en ordenador. Esto es, las unidades respectivas que ejecutan estas etapas del método pueden conseguirse según se desee por la cooperación de hardware y software, y no sugiere una configuración de hardware específica. Se entiende adicionalmente además que para cada una de las etapas del método descritas anteriormente un aparato correspondiente comprende las unidades y subunidades respectivas configuradas para la ejecución de estas etapas del método. Por razones de concisión, no todas las dichas unidades se mencionan explícitamente en la descripción anterior.

10

REIVINDICACIONES

1. Un método para la estimación del canal en un sistema de comunicación MU-MIMO inalámbrico que emplea precodificación, comprendiendo el método las etapas de:

- 5 (A) recibir una señal que comprende una pluralidad de componentes de forma de onda, siendo subdividido cada componente de forma de onda en unidades de trama, en donde cada unidad de trama tiene un primer campo que no está sometido a precodificación y que indica un comienzo de la unidad de trama respectiva y uno o más segundos campos que no están sometidos a la precodificación y en los que cada uno comprende una secuencia piloto;
- 10 (B) para un componente de forma de onda de la pluralidad de componentes de forma de onda, determinar un comienzo de una unidad de trama del componente de forma de onda mediante la búsqueda en la señal recibida del primer campo que indique el comienzo de la unidad de trama;
- 15 (C) determinar un desplazamiento de tiempo del componente de forma de onda mediante referencia al primer campo en la unidad de trama y a los uno o más segundos campos en la unidad de trama;
- (D) remuestrear el componente de forma de onda sobre la base del desplazamiento de tiempo determinado para obtener un componente de forma de onda remuestreado;
- (E) determinar un desplazamiento de frecuencia y un desplazamiento de fase del componente de forma de onda remuestreado mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda remuestreado; y
- 20 (F) estimar un coeficiente del canal correspondiente al componente de forma de onda mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama, sobre la base del desplazamiento de frecuencia y desplazamiento de fase determinados del componente de forma de onda remuestreado,

25 en donde las etapas anteriores se realizan en el orden (A) a (F).

2. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en donde

las etapas (B) a (F) se realizan para cada uno de la pluralidad de componentes de forma de onda.

3. El método de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, que comprende adicionalmente las etapas de:

- 35 (G) generar una unidad de trama replicada que comprende la réplica del primer campo y de los uno o más segundos campos de la unidad de trama del componente de forma de onda sobre la base del desplazamiento de tiempo, desplazamiento de frecuencia, desplazamiento de fase y coeficiente del canal determinados; y
- (H) restar la unidad de trama replicada de la señal recibida,

en donde las etapas (G) y (H) se realizan después de la etapa (F); y el método comprende adicionalmente realizar las etapas (A) a (F) de nuevo para otro componente de forma de onda de la señal recibida después de la realización de la etapa (H).

4. El método de acuerdo con la reivindicación 3, en donde

las etapas (B) a (H) se realizan para cada uno de la pluralidad de componentes de forma de onda.

5. El método de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, que comprende adicionalmente las etapas de:

- 50 (I) estimar la frecuencia de la señal recibida;
- (J) determinar un filtro adaptado sobre la base de la frecuencia estimada y filtrar la señal recibida usando el filtro adaptado determinado; y
- (K) desmultiplexar el componente de forma de onda para separar el primer campo y los uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda,

en donde las etapas (G) y (H) se realizan después de la etapa (A) y antes de la etapa (B), y la etapa (K) se realiza después de la etapa (B) y antes de la etapa (C).

6. Un aparato para estimación de un canal en un sistema de comunicación MU-MIMO inalámbrico que emplea precodificación, comprendiendo el aparato:

una unidad de recepción configurada para recibir una señal que comprende una pluralidad de componentes de forma de onda, siendo subdividido cada componente de forma de onda en unidades de trama, en donde cada unidad de trama tiene un primer campo que no está sometido a precodificación y que indica un comienzo de la unidad de trama respectiva y uno o más segundos campos que no están sometidos a la precodificación y que cada uno comprende una secuencia piloto;

una unidad de sincronización de trama configurada para determinar un comienzo de la unidad de trama de un componente de forma de onda de la pluralidad de componentes de forma de onda mediante la búsqueda en la

señal recibida del primer campo que indique el comienzo de la unidad de trama;
una unidad de determinación de desplazamiento de tiempo configurada para determinar un desplazamiento de tiempo del componente de forma de onda mediante referencia al primer campo en la unidad de trama y a los uno o más segundos campos en la unidad de trama;

- 5 una unidad de remuestreo configurada para remuestrear el componente de forma de onda sobre la base del desplazamiento de tiempo determinado para obtener un componente de forma de onda remuestreado;
una unidad de determinación del desplazamiento de frecuencia/fase configurada para determinar un desplazamiento de frecuencia y un desplazamiento de fase del componente de forma de onda remuestreado mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda remuestreado; y
10 una unidad de estimación del coeficiente del canal configurada para estimar el coeficiente del canal correspondiente al componente de forma de onda mediante referencia a los uno o más segundos campos en la unidad de trama, sobre la base del desplazamiento de frecuencia y desplazamiento de fase determinados del componente de forma de onda remuestreado.

- 15 7. El aparato de acuerdo con la reivindicación 6, que comprende adicionalmente:
una unidad de replicación configurada para generar una unidad de trama replicada que comprende la réplica del primer campo y de los uno o más segundos campos de la unidad de trama del componente de forma de onda sobre la base del desplazamiento de tiempo, desplazamiento de frecuencia, desplazamiento de fase y coeficiente de canal determinados; y
20 una unidad de sustracción configurada para sustraer la unidad de trama replicada de la señal recibida, en donde la señal obtenida mediante sustracción de la unidad de trama replicada de la señal recibida se realimenta a la unidad de sincronización de trama para procesamiento adicional.

- 25 8. El aparato de acuerdo con la reivindicación 6 o 7, que comprende adicionalmente:
una unidad de estimación de frecuencia configurada para estimar una frecuencia de la señal recibida;
una unidad de filtro adaptado configurada para determinar un filtro adaptado sobre la base de la frecuencia estimada y el filtrado de la señal recibida usando el filtro adaptado determinado; y
30 una unidad de desmultiplexado configurada para desmultiplexar el componente de forma de onda para separar el primer campo y los uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda.

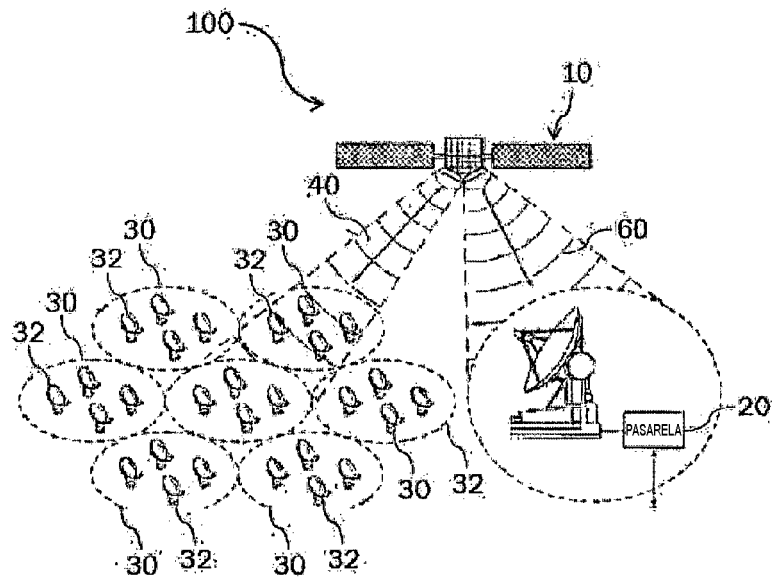


FIG. 1

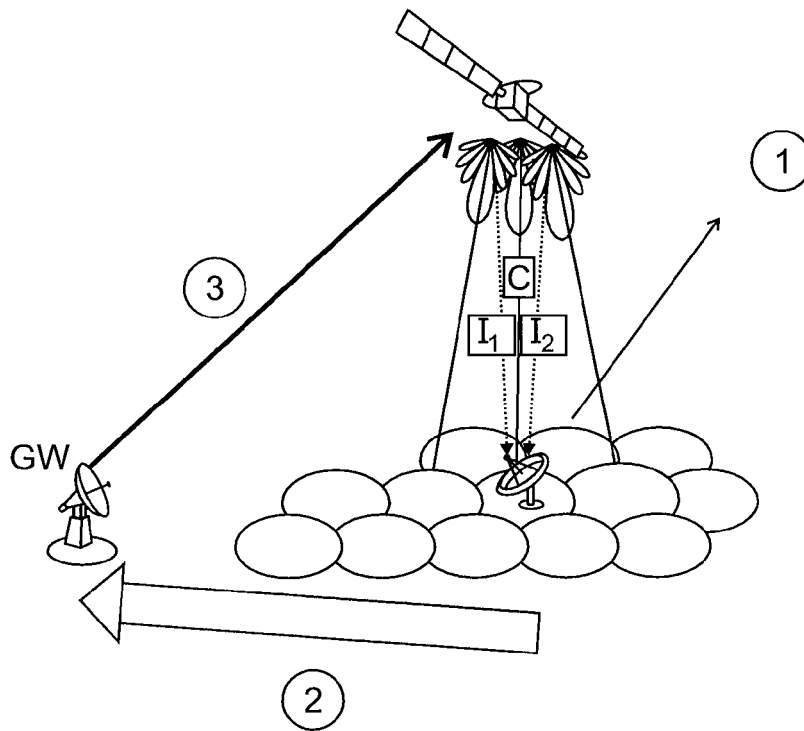


Fig. 10

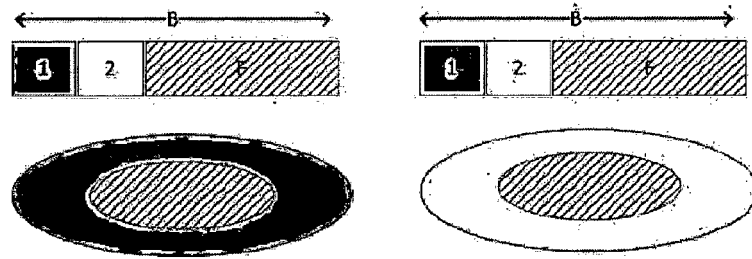


FIG. 2

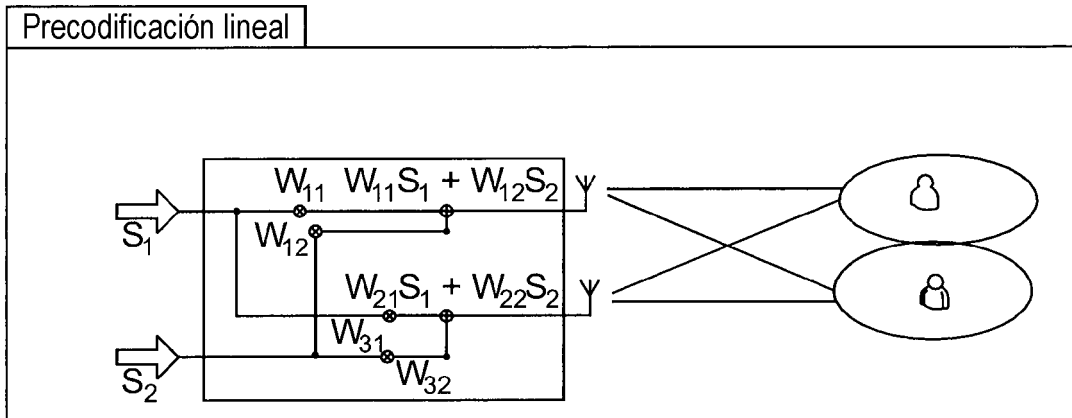


Fig. 3

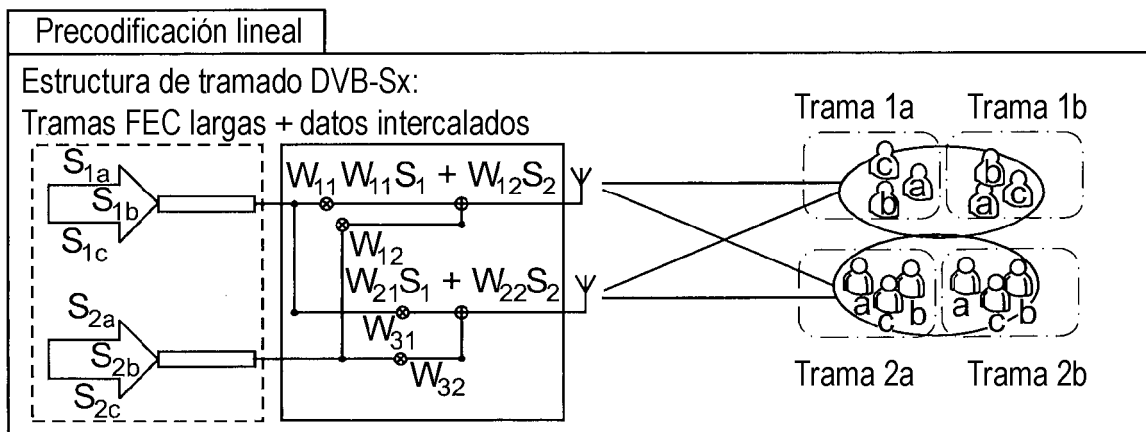


Fig. 4

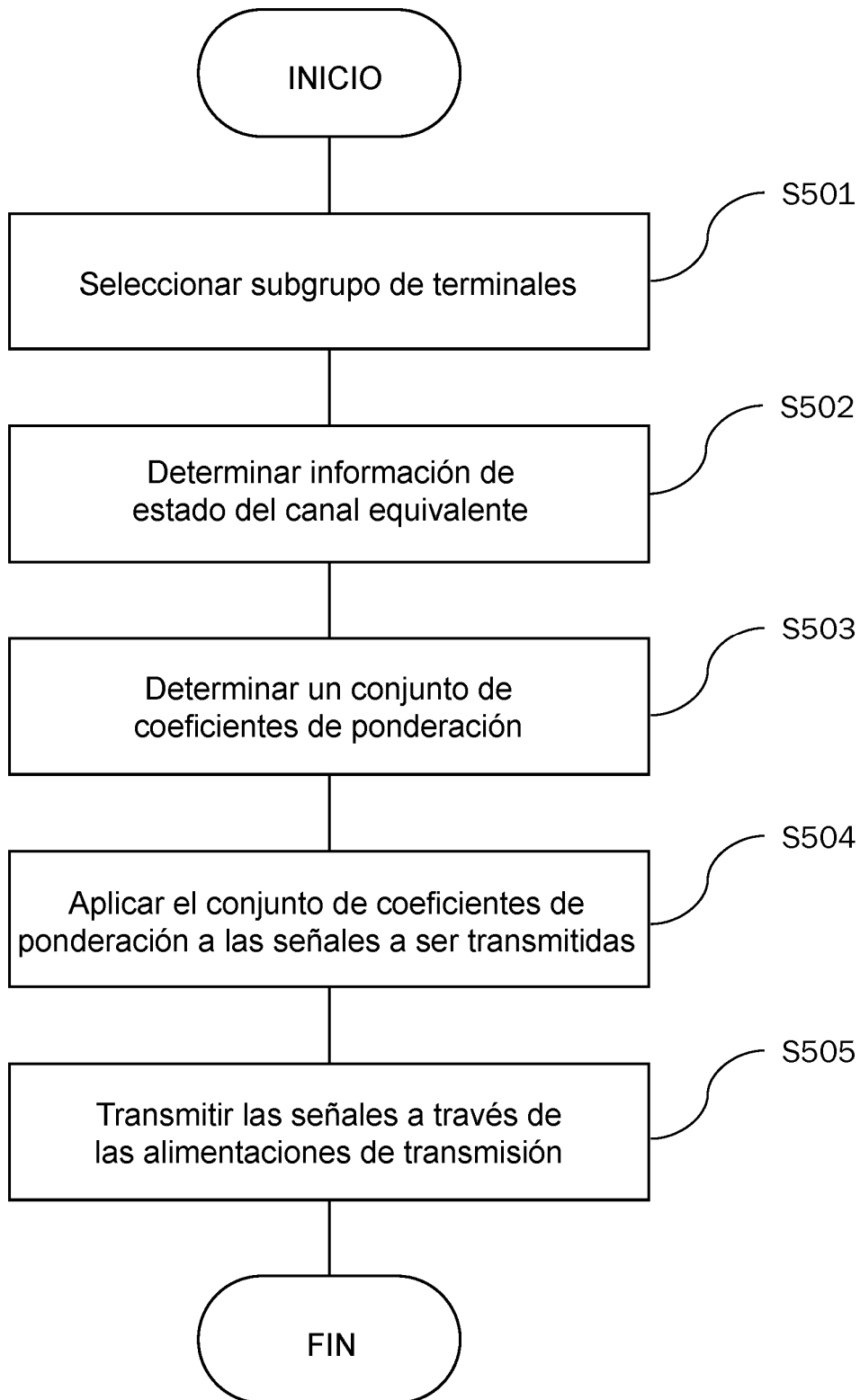


FIG. 5

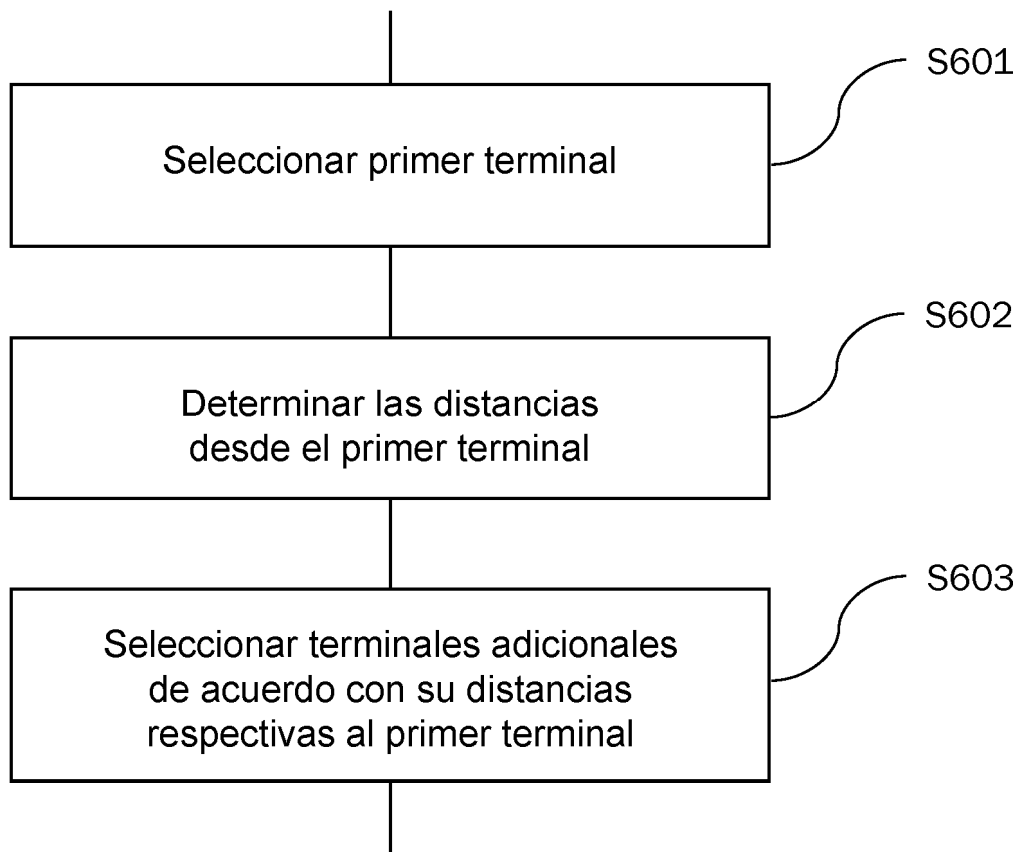


FIG. 6

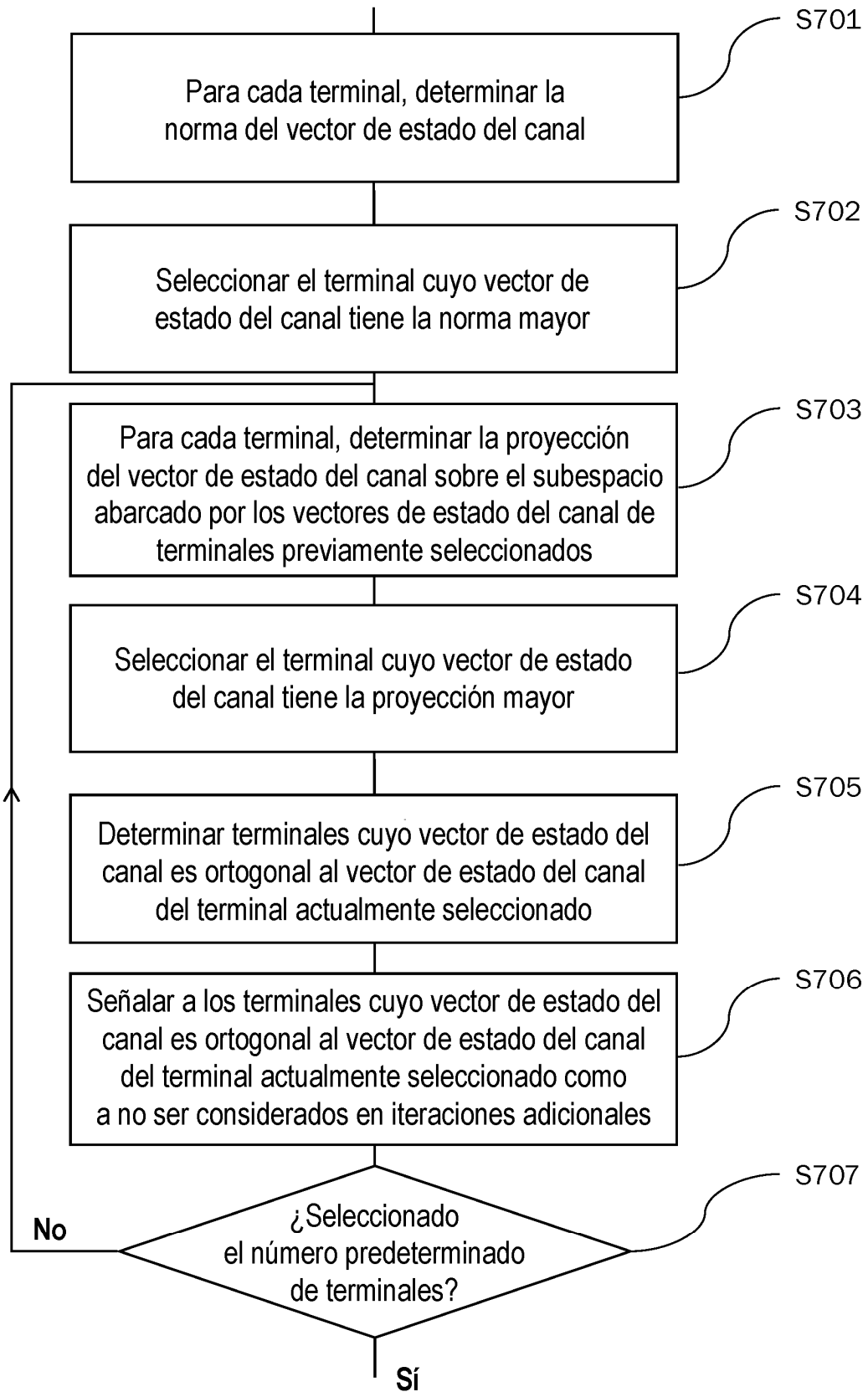


FIG. 7

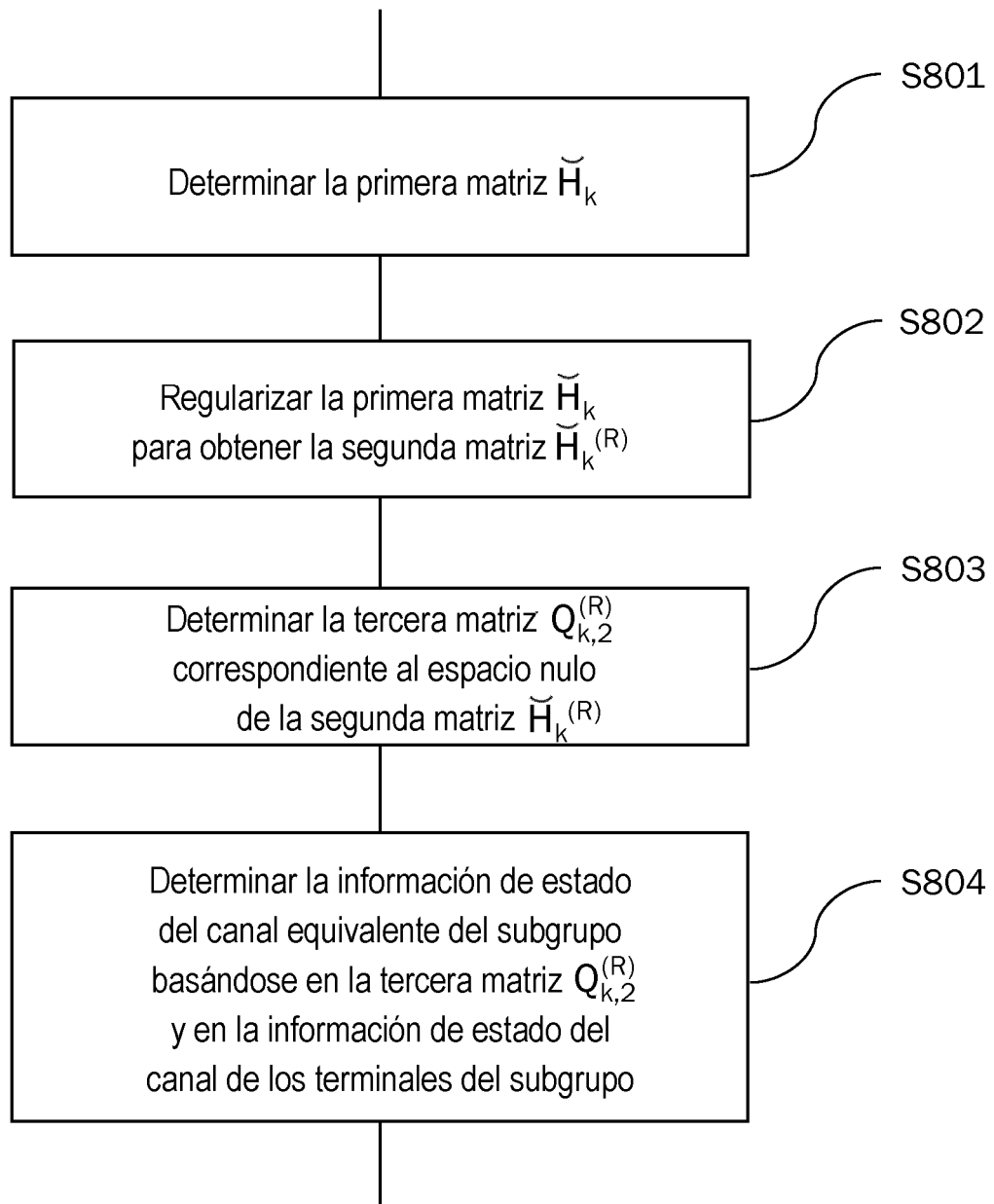


FIG. 8

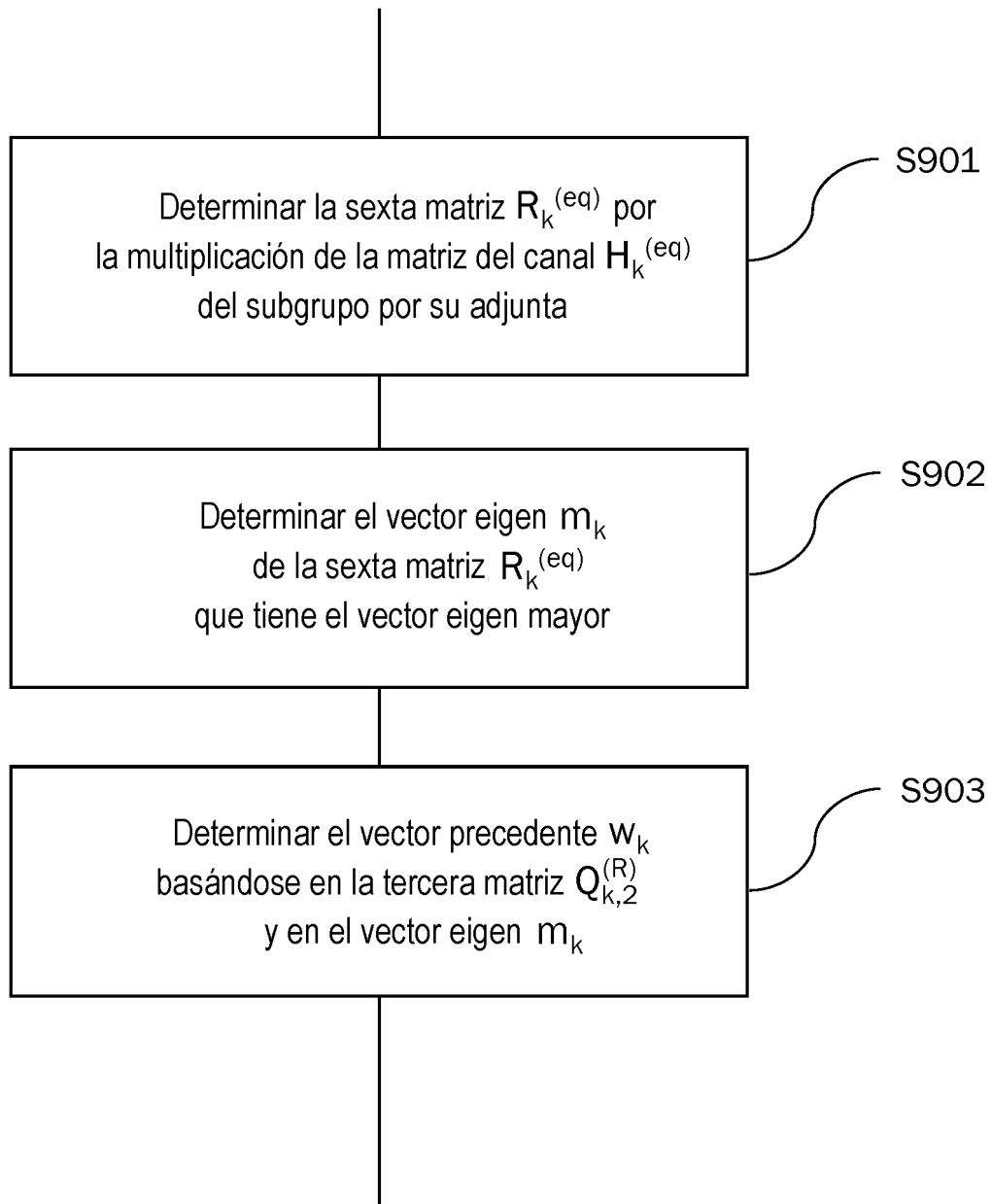


FIG. 9

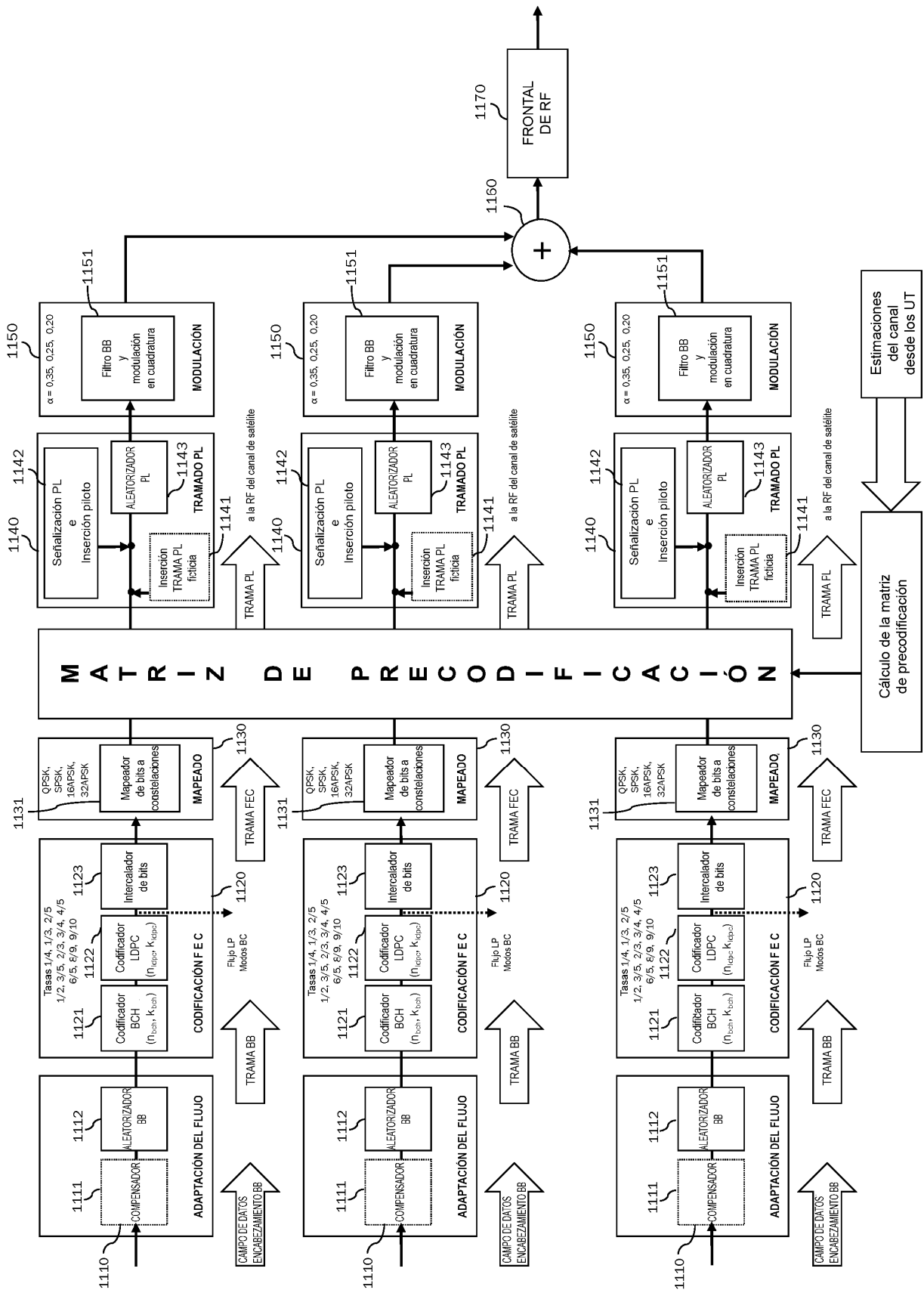


FIG. 11

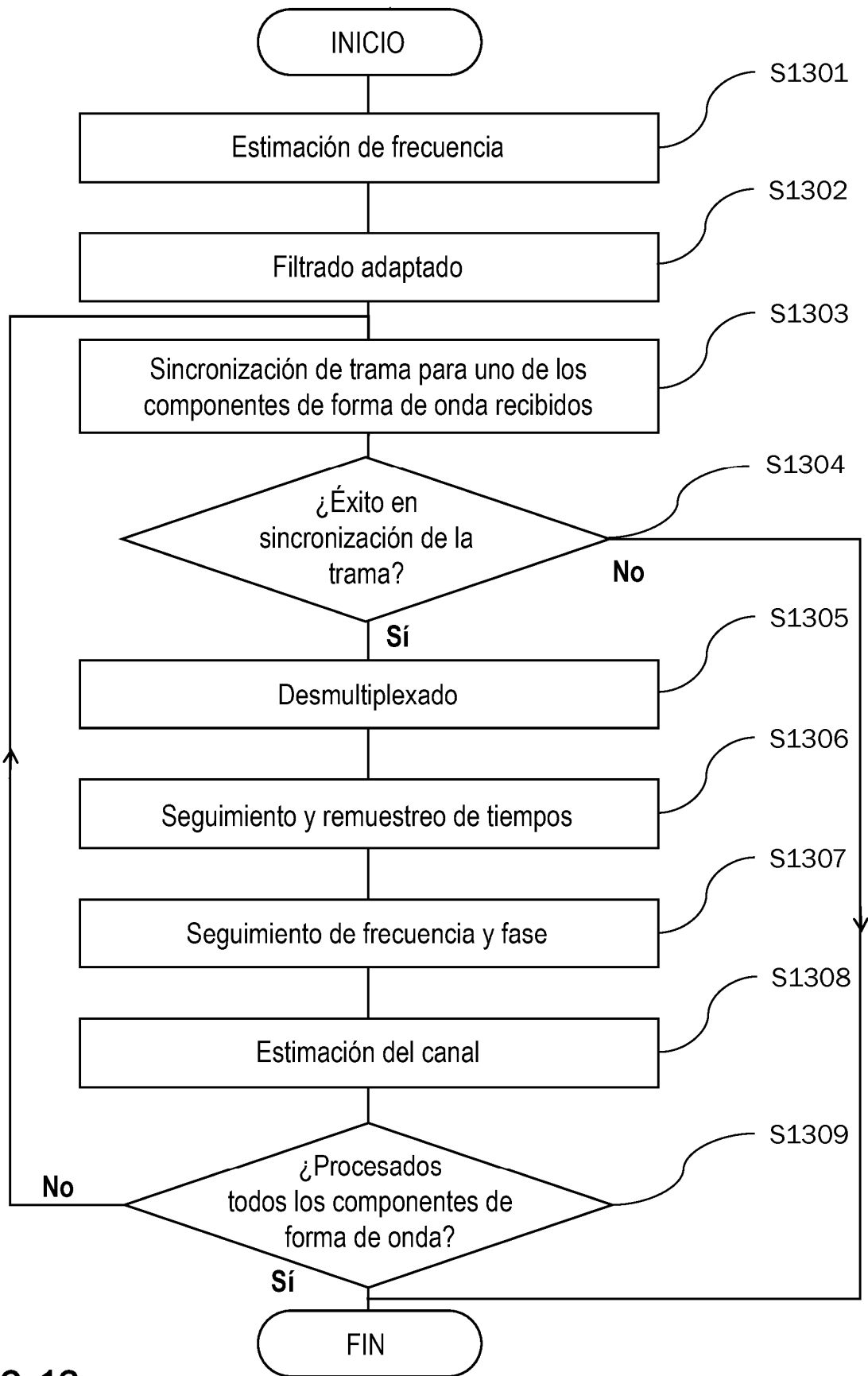


FIG. 13

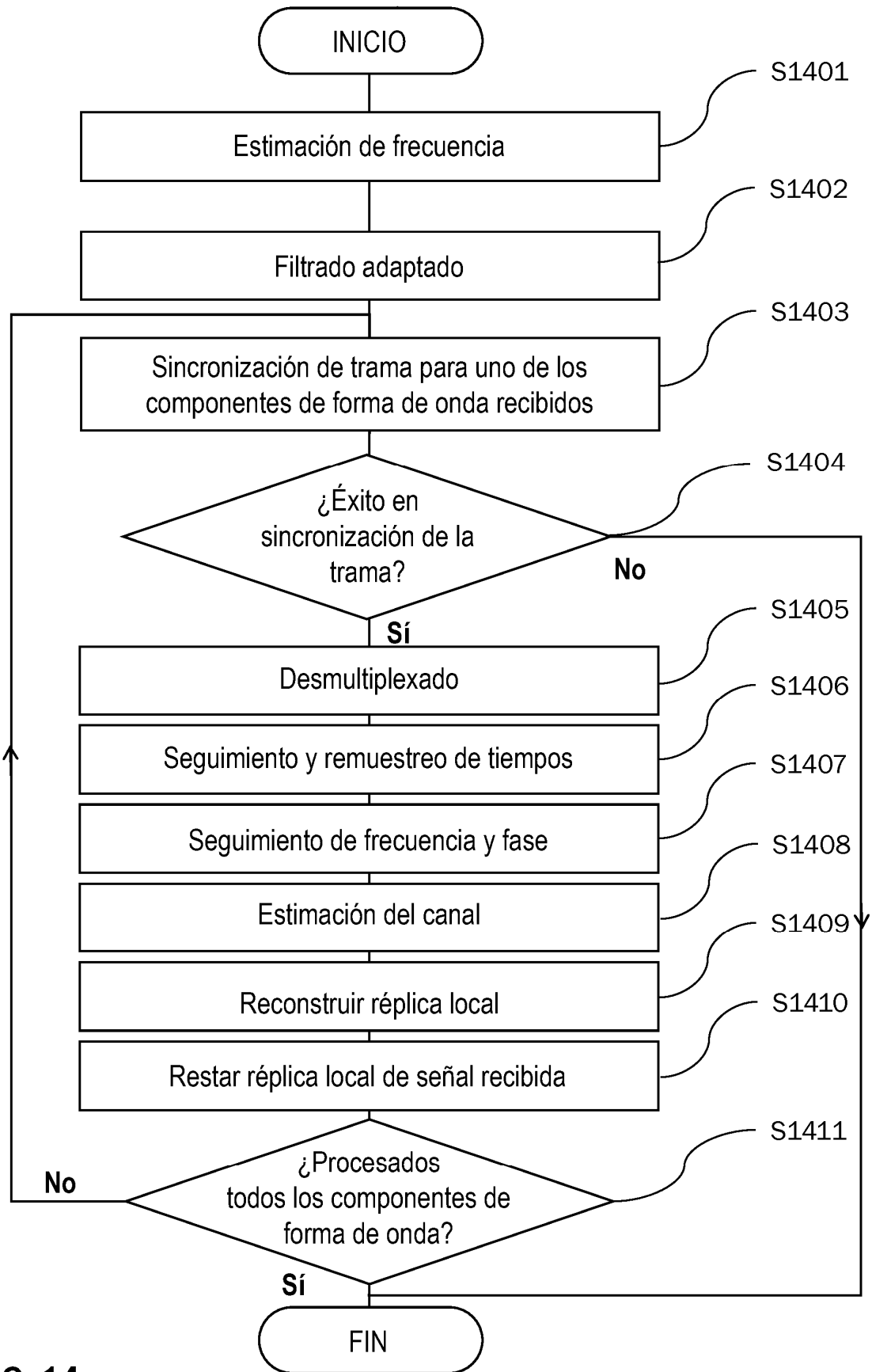


FIG. 14

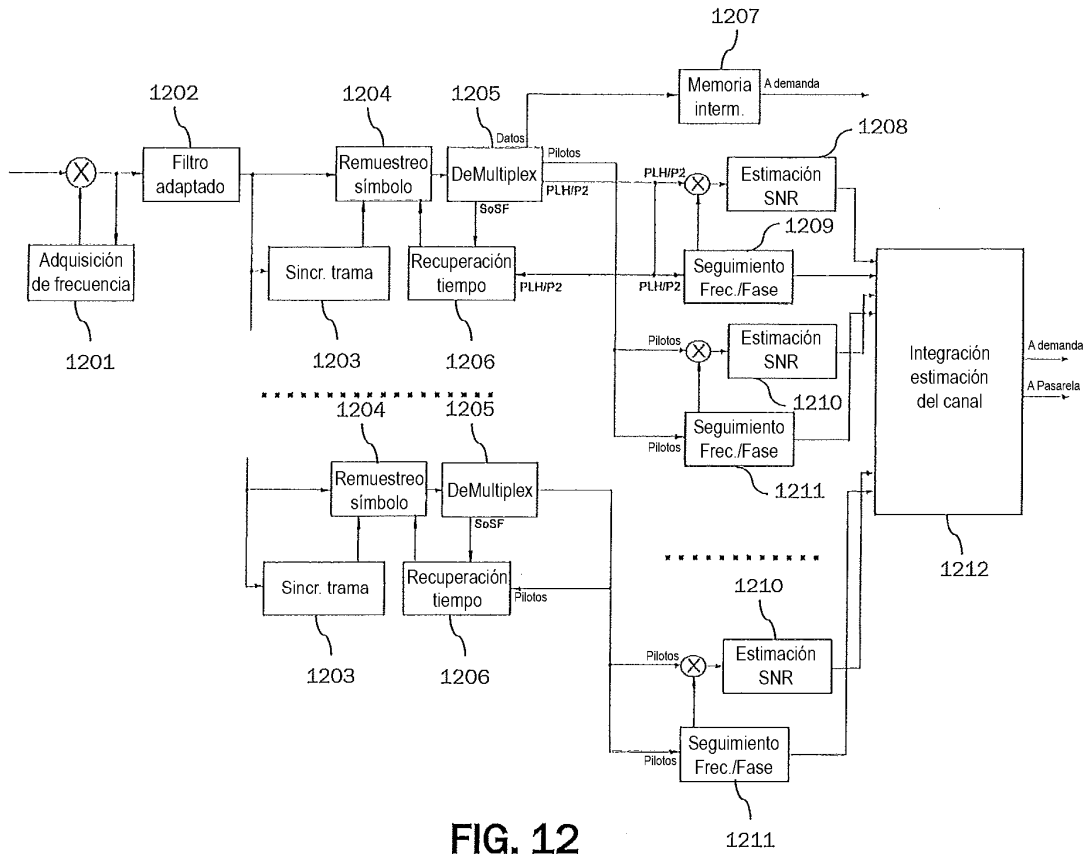


FIG. 12

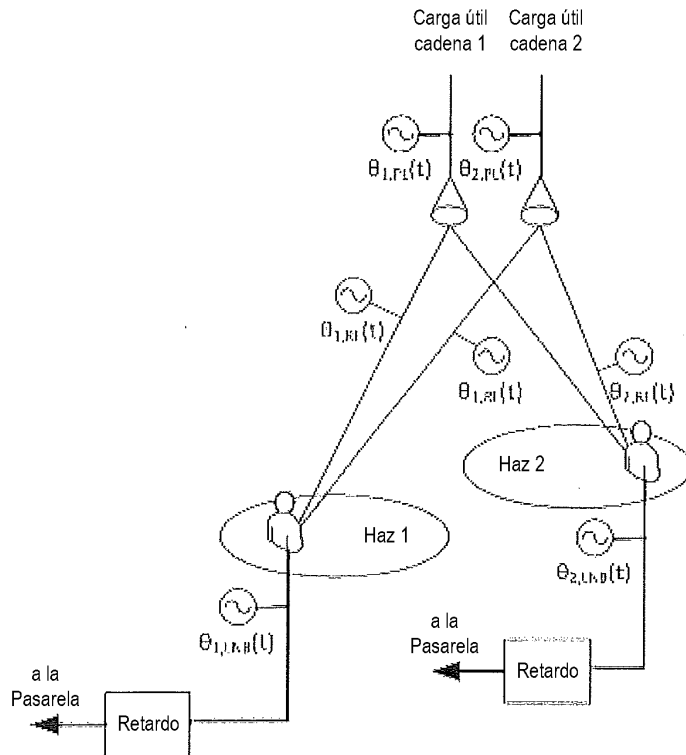


FIG. 15