

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 652 644**

51 Int. Cl.:

H04B 7/0452 (2007.01)

H04B 7/06 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **18.06.2014 E 14172961 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.10.2017 EP 2958249**

54 Título: **Procesamiento conjunto de señales de transmisores en sistemas satelitales de múltiples haces**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
05.02.2018

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

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

74 Agente/Representante:

UNGRÍA LÓPEZ, Javier

ES 2 652 644 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 señales de transmisores en sistemas satelitales de múltiples haces

5 **Campo técnico de la invención**

La presente invención se refiere a un método y a un aparato para transmitir datos a una pluralidad de haces a través de una pluralidad de alimentadores de transmisión, y para mitigar la interferencia entre haces. La invención se refiere además a un método y a un aparato para la recepción de datos transmitidos a través de la transmisión
10 inalámbrica a una pluralidad de haces a través de una pluralidad de alimentadores de transmisión, y a la sincronización en la ubicación terminal. La invención es particularmente, aunque no exclusivamente, aplicable a sistemas de comunicación de banda ancha de múltiples haces, en particular, para proporcionar interactividad entre el lado del terminal y el lado del transmisor, y en particular a sistemas de comunicación por satélite de múltiples haces y alto rendimiento, por ejemplo, para proporcionar servicios de Internet.

15

Antecedentes de la invención

Los sistemas satelitales de telecomunicaciones que proporcionan cobertura de múltiples de haces puntuales (o simplemente un haz) pueden aumentar sustancialmente la capacidad del sistema mediante la reutilización del espectro de frecuencias disponible entre los haces. Si diferentes señales se transmiten a una multiplicidad de haces a fin de proporcionar servicios interactivos de punto a punto, el aumento de la reutilización de frecuencia conduce a un gran incremento en la interferencia intra-sistema entre los haces (interferencia entre haces), lo que hace que el uso del espectro adicional sea inútil. La interferencia intra-sistema se genera por los lóbulos laterales de los patrones de radiación de haces de co-canales.

25

Para abordar la cuestión de alta interferencia entre haces en una configuración de múltiples haces de reutilización de frecuencias agresiva, el procesamiento conjunto de las señales destinadas para su transmisión a los diferentes haces puede realizarse en el transmisor de enlace directo (por lo general, la puerta de enlace (GW) o concentrador). Este procesamiento, referido a continuación bajo el término genérico de "pre-codificación", tiene la intención de
30 'revertir' el impacto del canal del satélite y las interferencias. De esta manera el espectro adicional puede aprovecharse y una capacidad mucho mayor del sistema puede suministrarse. Una condición previa para que la pre-codificación trabaje es que los receptores de enlace directo (terminales de satélite, también conocidos como terminales de usuario (UT) o simplemente terminales) proporcionan informes precisos y oportunos de su canal (información de estado del canal representada por un vector de estado del canal, o simplemente vector de canal) de vuelta al transmisor, que el transmisor utiliza para formar la matriz de precodificación.

35

Varios sabores de precodificación son conocidos en la técnica anterior y se adoptan, por ejemplo, en estándares de radio celulares terrestres tales como la LTE (Evolución a Largo Plazo) y LTE-Advanced y caen bajo el amplio término de técnicas de múltiples usuarios, múltiples entradas, múltiples salidas (MU-MIMO). C. Lim *et al.*, "Recent trend of multiuser MIMO in LTE-Advanced", IEEE Commun. Mag., pág. 127-135, marzo de 2013 divulga un ejemplo de una técnica de precodificación de este tipo. En contraste con las técnicas MU-MIMO en LTE-Avanzada, la escala del problema tratado en sistemas de comunicación por satélite de múltiples haces de alto rendimiento es mucho mayor ya que la precodificación en el contexto satelital implica decenas o cientos alimentadores de antena de satélite (alimentadores de transmisión) con los correspondientes haces puntuales formados en tierra, sirviendo cada uno al menos un UT fijo en cada momento.

40

45

En lo que respecta de precodificación, la técnica anterior se ha preocupado en gran medida de la evaluación de diversas técnicas de precodificación lineales y no lineales sobre el canal de satélite de múltiples haces con el fin de evaluar cuál se aproxima al límite de codificación en papel sucio óptimo (DPC) descrito en M. Costa, "Writing on dirty paper", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 29, nº. 3, pág. 439-441, mayo de 1.983. En términos de elección de las técnicas de precodificación, se ha encontrado en D. Christopoulos, S. Chatzinotas, G. Zheng, J. Grotz y B. Ottersten, Linear and nonlinear techniques for multibeam 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 potenciales de múltiples usuarios con la complejidad manejable y ofrecen mejoras que al menos suplican el rendimiento de los sistemas existentes. El procesamiento conjunto en la puerta de enlace en forma de precodificación también es posible siempre que el sistema utilice múltiples haces para transmitir la información común en una forma de punto a multipunto, como en el caso de, por ejemplo, los servicios de radiodifusión o multidifusión. Para tales sistemas, la precodificación tiene como objetivo elevar el receptor del peor caso de señal a ruido dentro de cada haz y se puede aplicar siempre que haya retroalimentación de los receptores.

50

55

60

Sin embargo, un nuevo problema surge cuando no se está teniendo en cuenta las aplicaciones terrestres, sino los sistemas de comunicación por satélite de banda ancha. En estos, permitir un alto rendimiento mientras que al mismo tiempo se permite la interactividad entre la pluralidad de UT y la GW requiere que cada flujo de datos transmitidos desde un alimentador de antena (alimentador de transmisión) hacia un haz puntual en la tierra se dirija a múltiples UT y está actuando como un contenedor de sus datos para proporcionar un alto grado de multiplexación estadística dentro de la trama de capa física. En un entramado de este tipo, algoritmos de precodificación convencionales que

65

- tratan un solo UT por haz ya no son viables y se requieren algoritmos de precodificación que tratan múltiples terminales de satélite con una sola matriz de precodificación. Posibles entramados de este tipo incluyen la multiplexación de múltiples datos de usuarios dentro del marco de banda de base DVB-S2 (Digital Video Broadcasting - segunda generación de satélites) con el fin de lograr una alta eficacia de entramado, así como la
- 5 trama de banda base del estándar BGAN (Broadband Global Area Network) para los servicios móviles por satélite. Lo que así se necesita es un esquema de precodificación para un sistema de comunicación en el que cada uno de una pluralidad de flujos de datos transmitidos desde un alimentador de antena hacia un haz puntual respectivo en tierra se dirija a múltiples UT.
- 10 En el lado del UT, emplear un esquema de precodificación de este tipo requiere un esquema dedicado para la sincronización, para que el UT sea capaz de determinar su canal (vector de estado del canal), que se debe proporcionar a la GW para permitir la precodificación. Esto es particularmente difícil para configuraciones de sistema en las que hay presente un fondo de fuerte interferencia por las señales de otros haces a causa de un esquema agresivo de reutilización de frecuencias.
- 15 El documento US 2008/219194 A1 divulga un método y aparato para la programación de terminales multiusuario en un sistema de comunicación. Un receptor recibe la información de retroalimentación desde una pluralidad de terminales de usuario. Una unidad de agrupamiento de usuarios selecciona los terminales que tienen una relación de señal a interferencia más ruido (SINR) máxima entre los terminales que tienen el mismo índice de haz e índice de subconjunto de haz, de entre la pluralidad de terminales de usuario, y genera grupos de terminales utilizando los terminales seleccionados, incluyendo cada grupo de terminales, terminales que tienen el mismo índice de subconjunto de haz. Una unidad de programación de grupo calcula un rendimiento de cada uno de los grupos de terminales para determinar qué grupo de terminales tiene el rendimiento máximo. Una unidad de precodificación aleatoria genera vectores de haces aleatorios correspondientes a los terminales incluidos en el grupo de terminales
- 20 que se determina que tiene el rendimiento máximo, y transmite datos para los terminales de usuario, incluidos en el grupo de terminales que se determina que tiene el rendimiento máximo, sobre los vectores de haces aleatorios generados.
- 25 El documento EP 2 819 313 A1, publicado también como el documento KR 2013 0097117 A, divulga un método de comunicación MIMO en un sistema de antena a gran escala. El método de transmisión MIMO incluye: la obtención de la información del canal estadístico en al menos un terminal, dividir los terminales en una pluralidad de clases y una pluralidad de grupos basándose en la información del canal estadístico, en el que los grupos dependen de las clases; determinar una matriz de formación de haces por grupo para cada uno de los grupos divididos; realizar una transmisión de formación de haces por grupo por cada grupo basándose en la matriz de formación de haces por grupo para obtener información instantánea del canal; y programar los terminales basándose en la información del canal instantánea.
- 30 Se hace referencia además a Evaggelia Matskani *et al.*, "Efficient Batch and Adaptive Approximation Algorithms for Joint Multicast Beamforming and Admission Control", IEEE Transactions en Signal Processing, vol. 57, n°. 12, 1 de diciembre de 2009, pág. 4882 a 4.894, y Michael J. López, "Multiplexing, scheduling, and multicasting strategies for antenna arrays in wireless networks", Instituto de Tecnología de Massachusetts 30 de agosto de 2002.
- 35

Sumario de la invención

- 45 Por lo tanto, un objeto de la presente invención es superar las limitaciones descritas anteriormente de la técnica anterior. Otro objeto es proporcionar un método y un aparato para la precodificación en un sistema de comunicación por satélite MU-MIMO.
- 50 En vista de al menos algunos de estos objetos, la presente invención proporciona un método para transmitir datos y un aparato correspondiente para la transmisión de datos que tienen las características de las respectivas reivindicaciones independientes. Las realizaciones preferidas de la invención se describen en las reivindicaciones dependientes.
- 55 De acuerdo con un aspecto de la invención, un método para transmitir datos de forma inalámbrica a una pluralidad de terminales en cada uno de una pluralidad de haces de un satélite de telecomunicaciones a través de una pluralidad de alimentadores de transmisión, donde cada haz se proyecta en tierra sobre un área de cobertura respectiva, comprende: seleccionar, para cada haz, dos o más terminales entre la pluralidad de terminales (32) en el área de cobertura respectiva del haz como un subgrupo de terminales, basándose en la información de estado del canal de la pluralidad de terminales en el haz, donde para cada terminal la información del estado del canal se representa por un coeficiente de estado del canal complejo para cada uno de la pluralidad de canales de transmisión; determinar, para cada haz, una pieza de información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo basándose en la información de estado del canal de los terminales de al menos uno de la pluralidad de subgrupos de terminales; y determinar conjuntamente un conjunto de coeficientes de ponderación que relacionan la pluralidad de alimentadores de transmisión con una pluralidad de señales destinadas para su transmisión en la pluralidad de haces basándose en las piezas de información de estado del canal equivalentes que representan respectivamente la pluralidad de subgrupos de terminales. El conjunto determinado de
- 60
- 65

coeficientes de ponderación forma una matriz de precodificación y la matriz de precodificación se mantiene constante a través de los terminales en el subgrupo de terminales. Preferentemente, el método comprende además la transmisión de la pluralidad de señales a través de la pluralidad de alimentadores de transmisión de acuerdo con los respectivos coeficientes de ponderación entre el conjunto de coeficientes de ponderación. Además,
 5 preferentemente, en la etapa de transmitir, para cada señal de entre la pluralidad de señales y cada una de las alimentadores de transmisión entre la pluralidad de alimentadores de transmisión, la señal correspondiente se transmite a través de la alimentador de transmisión respectivo ponderada con un coeficiente de ponderación que relaciona la señal respectiva con la alimentador de transmisión respectivo. En otras palabras, el conjunto determinado de coeficientes de ponderación (es decir, una matriz de precodificación) se aplica a la pluralidad de
 10 señales. Aún más preferentemente, el método es un método para transmitir datos de forma inalámbrica a una pluralidad de terminales en cada uno de una pluralidad de haces a través de una pluralidad de alimentadores de transmisión en un sistema de comunicación por satélite.

Configurado como anteriormente, la presente invención implementa la precodificación de multidifusión, es decir de procesamiento de señal conjunta, en uno o más transmisores de un sistema de comunicación por satélite de
 15 múltiples haces frente a múltiples terminales de satélite en cada uno de múltiples haces con una matriz de precodificación individual. A diferencia de la técnica anterior descrita anteriormente, la invención es aplicable a un caso donde cada flujo de datos transmitido desde un alimentador de antena respectivo (alimentador de transmisión) hacia un haz (haz puntual) en tierra se dirige a múltiples UT y está actuando como un contenedor de sus datos para
 20 proporcionar un alto grado de multiplexación estadística dentro de la trama de capa física. Seleccionar el subgrupo de terminales basándose en la información de estado del canal de la pluralidad de terminales y determinar la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo basándose en la información de estado de canal de los terminales de al menos uno de la pluralidad de subgrupos de terminales permite construir una matriz de precodificación que puede mantenerse constante en el subgrupo de terminales.

En una realización preferida de la invención, cada terminal tiene un vector de estado del canal indicativo de la información de estado del canal del terminal respectivo, y seleccionar el subgrupo de terminales implica, para cada
 25 haz: seleccionar un primer terminal en el haz; y seleccionar, a partir de los terminales en el haz diferentes del primer terminal un número predeterminado de terminales de acuerdo con una distancia entre el vector de estado del canal del terminal respectivo y el vector de estado del canal del primer terminal. Preferentemente, la selección de los subgrupos de terminales implica además: determinar, para cada uno de los terminales en el haz diferentes del primer terminal, una distancia entre el vector de estado del canal del terminal respectivo y el vector de estado del canal del primer terminal. Preferentemente, la distancia entre el valor absoluto (módulo, o amplitud) del vector de estado del canal del terminal respectivo y el valor absoluto del vector de canal del primer terminal se determina en
 30 esta etapa. Como alternativa, la selección de los subgrupos de terminales puede implicar además: determinar, para cada uno de los terminales en el haz diferentes del primer terminal, una distancia del primer terminal. Preferentemente, determinar la distancia consiste en determinar una distancia euclidiana para cada uno de los terminales en el haz diferentes desde el primer terminal. Además, preferentemente, seleccionar el número predeterminado de terminales implica seleccionar terminales con la distancia más pequeña entre (el valor absoluto de) su vector de estado del canal y (el valor absoluto de) el vector de estado del canal del primer terminal. Aún más preferentemente, el primer terminal se selecciona al azar.

En lo anterior, es ventajoso si la determinación de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales implica, para cada haz: promediar la información de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz. Preferentemente, promediar la información de estado del canal incluye la determinación de una media aritmética de cantidades indicativas de la información de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz.
 45

El vector de canal (información de estado de canal) de cada terminal depende, entre otros, de una posición relativa del terminal con respecto al transmisor. La presente realización de la invención aprovecha ventajosamente este hecho. Configurado como anteriormente, el método de la invención logra la selección de un subgrupo de terminales (agrupamiento de usuarios) en cada haz que tiene vectores de estado del canal particularmente similares (información de estado del canal). Además, el método de la invención es muy eficaz con respecto a la utilización de la potencia de cálculo, que es de gran importancia especialmente para los terminales de usuario móviles. Promediar la información de estado del canal de los terminales de usuario del agrupamiento de usuarios con el fin de obtener información de estado del canal equivalente del agrupamiento de usuarios (es decir, información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales) permite determinar la información de estado del canal equivalente de una manera particularmente simple. Como los inventores han encontrado, este procedimiento bastante simple para determinar la información de estado del canal equivalente es particularmente adecuado en el caso de seleccionar los terminales de usuario en el agrupamiento de usuarios basándose en consideraciones geométricas.
 50
 55
 60

En otra realización preferida de la invención, cada terminal tiene un vector de estado del canal indicativo de la información de estado del canal del terminal respectivo, y seleccionar el subgrupo de terminales implica, para cada
 65 haz: determinar, para cada terminal en el haz, una norma del vector de estado del canal del terminal; seleccionar, como un primer terminal, un terminal en el haz para que la norma del vector de estado del canal sea la mayor

(máxima); y realizar iterativamente, hasta que un número predeterminado de terminales se hayan seleccionado: determinar, para cada uno de los terminales en el haz diferentes de los terminales que ya se han seleccionado, una proyección del vector de estado del canal del terminal en el sub-espacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que ya se han seleccionado; y seleccionar, de los terminales en el haz diferentes de los terminales que ya se han seleccionado, un terminal para el que el vector de estado del canal tenga la proyección más grande en el sub-espacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que ya se han seleccionado. Preferentemente, la selección del subgrupo de terminales implica, para cada haz, que siempre que un terminal se seleccione de los terminales en el haz diferentes de los terminales que ya se han seleccionado, la determinación de los terminales cuyo vector de estado del canal tiene una proyección en el vector de estado del canal del terminal actualmente seleccionado que después de la normalización es menor que un umbral predeterminado, e indica que dichos terminales no sean considerados para su selección en futuras iteraciones.

En lo anterior, es ventajoso si la determinación de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales implica, 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 equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz.

Mediante el método de acuerdo con esta realización, no solo las ganancias de canal de los terminales, sino también las fases de canal se tienen en cuenta. Esto permite mejorar la homogeneidad (similitud) de los vectores de los canales (información de estado del canal) de los terminales en el agrupamiento de usuarios mediante la selección apropiada del agrupamiento de usuarios. En consecuencia, la matriz de precodificación que se aplica sobre los terminales de los subgrupos se puede hacer para que coincida más estrechamente con las matrices de precodificación que resultarían de considerar los terminales individualmente, y por lo tanto, la relación de señal a ruido más interferencia (SNIR) para los terminales del subgrupo se mejora.

En aún otra realización preferida de la invención, cada terminal tiene un vector de estado del canal indicativo de la información de estado del canal del terminal respectivo, y la determinación de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz implica, para cada haz: determinar una primera matriz que comprende los vectores de estado del canal de los terminales de los subgrupos de terminales de la pluralidad de haces diferentes del haz respectivo; regularizar la primera matriz para obtener una segunda matriz regularizada; determinar una tercera matriz que corresponde al espacio nulo (kernel) de la segunda matriz; determinar la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo basándose en la tercera matriz y los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz respectivo. Aquí, una matriz se entiende como una representación de un mapa lineal y puede en general tener cualquier dimensión.

En lo anterior, es ventajoso que la determinación de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo implique: determinar una cuarta matriz que comprenda los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz respectivo; regularizar la cuarta matriz para obtener una quinta matriz regularizada; y determinar la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo basándose en la quinta matriz y la tercera matriz. Preferentemente, la determinación del conjunto de coeficientes de ponderación implica, para cada haz: determinar un vector propio que tiene el valor propio más grande de una sexta matriz que puede obtenerse multiplicando una séptima matriz indicativa de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo por su adjunto; y determinar un conjunto de coeficientes de ponderación que relacionan la pluralidad de alimentadores de transmisión con una señal de entre la pluralidad de señales destinadas para su transmisión en el haz respectivo basándose en el vector propio y la tercera matriz.

La determinación de la información de canal equivalente que representa el agrupamiento de usuarios y la matriz de precodificación mediante la determinación del espacio nulo (kernel) de la matriz de canal para cada haz permite casi completamente pre-cancelar la interferencia entre haces. Por consiguiente, la SNIR se mejora y se consigue un mayor rendimiento del sistema global.

De acuerdo con otro aspecto de la invención, un aparato para transmitir datos de forma inalámbrica a una pluralidad de terminales en cada uno de una pluralidad de haces de un satélite de telecomunicación a través de una pluralidad de alimentadores de transmisión, donde cada haz se proyecta sobre el suelo en un área de cobertura respectiva. comprende: una unidad de selección de terminales configurada para seleccionar, para cada haz, dos o más terminales entre la pluralidad de terminales en el área de cobertura respectiva del haz como un subgrupo de terminales, basándose en la información de estado del canal de la pluralidad de terminales, donde para cada terminal, la información de estado del canal se representa por un coeficiente de estado del canal complejo para cada uno de la pluralidad de alimentadores de transmisión; una unidad de determinación de la información de estado del canal equivalente configurada para determinar, para cada haz, una pieza de información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo basándose en la información de estado del canal de los terminales de al menos uno de los subgrupos de terminales; y una unidad de determinación del coeficiente de ponderación configurada para determinar conjuntamente un conjunto de coeficientes de ponderación que relacionan la pluralidad de alimentadores de transmisión con una pluralidad de señales destinadas para su

transmisión en la pluralidad de haces basándose en las informaciones de estado del canal que representan respectivamente una pluralidad de subgrupos de terminales. El conjunto determinado de coeficientes de ponderación forma una matriz de precodificación y la matriz de precodificación se mantiene constante sobre los terminales en el subgrupo de terminales. Preferentemente, el aparato comprende además una unidad de transmisión configurada para transmitir la pluralidad de señales a través de la pluralidad de alimentadores de transmisión de acuerdo con los coeficientes de ponderación respectivos entre el conjunto de coeficientes de ponderación. Más preferentemente, la unidad de transmisión se configura, para cada señal entre la pluralidad de señales y cada alimentador de transmisión entre la pluralidad de alimentadores de transmisión, para transmitir la señal respectiva a través del alimentador de transmisión respectivo ponderada con un coeficiente de ponderación que relaciona la señal respectiva con el alimentador de transmisión respectivo. En otras palabras, la unidad de transmisión se configura para aplicar el conjunto determinado de coeficientes de ponderación (es decir, una matriz de precodificación) a la pluralidad de señales.

En un ejemplo, cada terminal tiene un vector de estado del canal indicativo de la información de estado del canal del terminal respectivo, y la unidad de selección del terminal se configura para seleccionar un primer terminal en el haz; y seleccionar, a partir de los terminales en el haz diferentes desde el primer terminal un número predeterminado de terminales de acuerdo con una distancia entre el vector de estado del canal del terminal respectivo y el vector de estado del canal del primer terminal. Preferentemente, la unidad de selección de terminales se configura para determinar, para cada uno de los terminales en el haz diferentes del primer terminal, una distancia entre el vector de estado del canal del terminal respectivo y el vector de estado del canal del primer terminal.

Preferentemente, la unidad de selección de terminales determina la distancia entre el valor absoluto (módulo, o amplitud) del vector de estado del canal del terminal respectivo y el valor absoluto del vector de canal del primer terminal se determina. Como alternativa, la unidad de selección del terminal se puede configurar para determinar, para cada uno de los terminales en el haz diferentes del primer terminal, una distancia del primer terminal. Preferentemente, la unidad de selección de terminales se configura para determinar la distancia mediante la determinación de una distancia euclidiana para cada uno de los terminales en el haz diferentes desde el primer terminal. Además, preferentemente, la unidad de selección de terminales se configura para seleccionar el número predeterminado de terminales mediante la selección de los terminales con la distancia más pequeña entre (el valor absoluto de) su vector de estado del canal y (el valor absoluto de) el vector de estado del canal del primer terminal. Aún más preferentemente, la unidad de selección de terminales se configura para seleccionar al azar el primer terminal.

En lo anterior, es ventajoso si la unidad de determinación de la información de estado del canal equivalente se configura para, para cada haz: promediar la información de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz. Preferentemente, la unidad de determinación de la información de estado del canal equivalente se configura para determinar una media aritmética de cantidades indicativas de la información de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz.

En otro ejemplo, cada terminal tiene un vector de estado del canal indicativo de la información de estado del canal del terminal respectivo, y la unidad de selección de terminales se configura para, para cada haz: determinar, para cada terminal en el haz, una norma del vector de estado del canal del terminal; seleccionar, como un primer terminal, un terminal en el haz para que la norma del vector de estado del canal sea la mayor (máxima); y realizar iterativamente, hasta que un número predeterminado de terminales se hayan seleccionado: determinar, para cada uno de los terminales en el haz diferentes de los terminales que ya se han seleccionado, una proyección del vector de estado del canal del terminal en el sub-espacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que ya se han seleccionado; y seleccionar, desde los terminales en el haz diferentes de los terminales que ya se han seleccionado, un terminal para el que el vector de estado del canal tenga la proyección más grande en el sub-espacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que ya se han seleccionado. Preferentemente, la unidad de selección de terminales se configura para, siempre que un terminal se selecciona de los terminales en el haz diferentes de los terminales que ya se han seleccionado, determinar cualquier terminal cuyo vector de estado del canal tenga una proyección en el vector de estado del canal del terminal actualmente seleccionado que después de la normalización es menor que un umbral predeterminado, e indicar dichos terminales para no considerarles para su selección en futuras iteraciones.

En lo anterior, es ventajoso si la unidad de selección de terminales se configura para, 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 equivalente que representa el subgrupo de terminales del haz.

En otro ejemplo, cada terminal tiene un vector de estado del canal indicativo de la información de estado del canal del terminal respectivo, y la unidad de determinación de la información de estado del canal equivalente se configura para: determinar una primera matriz basándose en los vectores de estado del canal de los terminales de los subgrupos de terminales de la pluralidad de haces diferentes del haz respectivo; regularizar la primera matriz para obtener una segunda matriz regularizada; determinar una tercera matriz que corresponde al espacio nulo de la segunda matriz; y determinar la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo basándose en la tercera matriz y los vectores de estado del canal de los terminales

del subgrupo de terminales en el haz respectivo. Preferentemente, la primera matriz comprende los vectores de estado del canal de los terminales de los subgrupos de terminales en la pluralidad de haces diferentes del haz respectivo.

- 5 En lo anterior, es ventajoso si la unidad de determinación de la información de estado del canal equivalente se configura para: determinar una cuarta matriz basándose en los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz respectivo; regularizar la cuarta matriz para obtener una quinta matriz regularizada; y determinar la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo basándose en la quinta matriz y la tercera matriz. Preferentemente, la cuarta matriz comprende
 10 los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz respectivo. Además, preferentemente, la unidad de determinación del coeficiente de ponderación se configura para: determinar un vector propio que tiene el valor propio más grande de una sexta matriz que puede obtenerse multiplicando una séptima matriz indicativa de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo por su adjunto; y determinar un conjunto de coeficientes de ponderación que relacionan la pluralidad
 15 de alimentadores de transmisión con una señal de entre la pluralidad de señales destinadas para su transmisión en el haz respectivo basándose en el vector propio y la tercera matriz.

De acuerdo con un ejemplo, un método para la estimación de 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, estando cada componente de forma de onda subdividido en unidades de trama, donde cada unidad de trama tiene un primer campo que no está sometido a precodificación y que indica un inicio de la unidad de trama respectiva y uno o más segundos campos que no se someten a la precodificación y que comprenden cada uno 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 para el primer campo que indica el inicio de la unidad de trama; (C)
 25 determinar un desfase de tiempo del componente de forma de onda, haciendo referencia al primer campo en la unidad de trama y al uno o más segundos campos de la unidad de trama; (D) re-muestrear el componente de forma de onda basándose en el desfase de tiempo determinado para obtener un componente de forma de onda re-muestreado; (E) determinar un desfase de frecuencia y una desplazamiento de fase del componente de forma de onda re-muestreado con referencia al uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda re-muestreado; y (F) estimar un coeficiente del canal correspondiente al componente de forma de onda con referencia al uno o más segundos campos en la unidad de trama, basándose en el desfase de frecuencia y de fase determinados del componente de forma de onda re-muestreado, 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
 30 forma de onda.
 35

Preferentemente, el método comprende además las etapas de: (G) generar una unidad de trama replicada que comprende replicar el primer campo y el uno o más segundos campos de la unidad de trama del componente de forma de onda basándose en el desfase de tiempo, desfase de frecuencia, desplazamiento de fase y el coeficiente del canal determinados; y (H) sustraer la unidad de trama replicada de la señal recibida, donde las etapas (G) y (H) se realizan después de la etapa (F); y el método comprende además realizar las etapas (A) a (F) de nuevo para otro componente de forma de onda de la señal recibida después de realizar la etapa (H). Preferentemente, las etapas (B) a (H) se realizan para cada uno de la pluralidad de componentes de forma de onda. Además, preferentemente, el método comprende además las etapas de: (I) estimar una frecuencia de la señal recibida; (J) determinar un filtro adaptado basándose en la frecuencia estimada y filtrar la señal recibida utilizando el filtro adaptado determinado; y (K) de-multiplexar el componente de forma de onda para separar el primer campo y el uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda, 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).
 40
 45

Por medio de este método, la sincronización se consigue en el lado de terminal de usuario a pesar de los antecedentes de fuerte interferencia por las señales de otros haces que están presente debido a un esquema agresivo de reutilización de frecuencias. Esto permite a los terminales de usuario determinar sus vectores de canal, que necesitan proporcionarse a la GW con el fin de poder determinar la matriz de precodificación a pesar de los antecedentes de fuerte interferencia por las señales de otros haces. En particular al sustraer la réplica del primer y
 50 segundo campos, los coeficientes de canal se pueden estimar también para los componentes de forma de onda de no referencia de la señal recibida que son suprimidos por la precodificación.
 55

De acuerdo con otro ejemplo, un aparato para realizar la estimación de 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, estando cada componente de forma de onda subdividido en unidades de trama, donde cada unidad de trama tiene un primer campo que no está sometido a precodificación y que indica un inicio de la unidad de trama respectiva y uno o más segundos campos que no se someten a la precodificación y que comprenden cada uno una secuencia piloto; una unidad de sincronización de trama configurada para determinar un inicio de una 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 para el primer campo que indica el inicio de la unidad de trama; una unidad de determinación del desfase de tiempo configurada para
 60
 65

determinar un desfase de tiempo del componente de forma de onda, haciendo referencia al primer campo en la unidad de trama y el uno o más segundos campos de la unidad de trama; una unidad de re-muestreo configurada para re-muestrear el componente de forma de onda basándose en el desfase de tiempo para obtener un componente de forma de onda re-muestreado determinado; una unidad de determinación del desfase de frecuencia/fase configurada para determinar un desfase de frecuencia y de fase del componente de forma de onda re-muestreado con referencia al uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda re-muestreado; y una unidad de estimación del coeficiente del canal configurada para estimar el coeficiente del canal correspondiente al componente de forma de onda con referencia al uno o más segundos campos en la unidad de trama, basándose en el desfase de frecuencia y la desplazamiento de fase determinadas del componente de forma de onda re-muestreado.

Preferentemente, el aparato comprende además una unidad de replicación configurada para generar una unidad de trama replicada que comprende replicar el primer campo y el uno o más segundos campos de la unidad de trama del componente de forma de onda basándose en el desfase de tiempo, desfase de frecuencia, desplazamiento de fase y el coeficiente del canal determinados; y una unidad de sustracción configurada para sustraer la unidad de trama replicada de la señal recibida, donde la señal obtenida sustrayendo la unidad de trama replicada de la señal recibida se alimenta de nuevo a la unidad de sincronización de trama para su procesamiento adicional. Preferentemente, el aparato comprende además una unidad de estimación de frecuencia configurada para estimar una frecuencia de la señal recibida; una unidad de filtro correspondiente configurada para determinar un filtro correspondiente basándose en la frecuencia estimada y la filtración de la señal recibida utilizando el filtro correspondiente determinado; y una unidad de de-multiplexación configurada para de-multiplexar el componente de forma de onda para separar el primer campo y el uno o más segundos campos en la unidad de trama del componente de forma de onda.

Breve descripción de las figuras

La **Figura 1** ilustra esquemáticamente un ejemplo de un sistema de comunicación por satélite de múltiples haces al que pueden aplicarse las realizaciones de la invención, la **Figura 2** ilustra un ejemplo de un esquema de re-utilización de frecuencia mixto que se puede aplicar en el contexto de las realizaciones de la invención, la **Figura 3** es un ejemplo de precodificación de UT único convencional sobre un sistema con las dimensiones de canal 2x2 empleado en la técnica anterior, la **Figura 4** es un ejemplo de precodificación de multidifusión sobre un sistema con las dimensiones de canal 2x2 de acuerdo con realizaciones de la invención, la **Figura 5** es un diagrama de flujo que ilustra el procesamiento para determinar la matriz de precodificación de acuerdo con las realizaciones de la invención, la **Figura 6** es un diagrama de flujo que ilustra el procesamiento para la selección de UT de acuerdo con una realización de la invención, la **Figura 7** es un diagrama de flujo que ilustra el procesamiento para la selección de UT de acuerdo con otra realización de la invención, la **Figura 8** es un diagrama de flujo que ilustra el procesamiento para determinar la información de canal equivalente de un subgrupo de UT de acuerdo con otra realización de la invención, la **Figura 9** es un diagrama de flujo que ilustra el procesamiento para determinar la matriz de precodificación de acuerdo con la realización de la **Figura 8**, la **Figura 10** ilustra esquemáticamente un ejemplo de un procedimiento periódico para recoger las ganancias de canal complejas a partir de los UT y alimentar de nuevo a la GW que se puede aplicar en el contexto de las realizaciones de la invención, la **Figura 11** ilustra esquemáticamente un posicionamiento de la función de precodificación de acuerdo con las realizaciones de la invención en la secuencia de procesamiento de señales realizada en el lado del transmisor, la **Figura 12** ilustra un diagrama de bloques esquemático de un aparato configurado para realizar el procedimiento de sincronización en un UT, la **Figura 13** es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento de sincronización en un UT, la **Figura 14** es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento de sincronización en el UT, y la **Figura 15** ilustra esquemáticamente un ejemplo de las contribuciones de fase a la matriz de canal.

Descripción detallada de la invención

Las realizaciones preferidas de la presente invención se describirán a continuación con referencia a las Figuras adjuntas, donde en las figuras, los objetos idénticos se indican con números de referencia idénticos.

La **Figura 1** ilustra un sistema de comunicación por satélite a modo de ejemplo 100 donde se puede aplicar la presente invención. Aunque a continuación se hará referencia a modo de ejemplo a este sistema cuando se describe la presente invención, la invención no se limita a tal configuración. El sistema satelital de la **Figura 1** incluye un satélite 10, una o más puertas de enlace (GWS) 20 y un gran número de UT 32. El sistema de comunicación por satélite 100 está diseñado para proporcionar servicios interactivos de banda ancha a un área de cobertura específica. El satélite 10 se puede situar en la órbita geoestacionaria, aunque como alternativa cualquier órbita satelital apropiada se puede utilizar. Normalmente, la carga útil del satélite será transparente, es decir, solamente la frecuencia de carga útil traslada y amplifica las señales recibidas en el enlace ascendente antes de su enrutamiento hasta el haz de enlace descendente correspondiente. Como alternativa, la carga útil del satélite puede ser regenerativa, es decir, la carga útil desmodula y decodifica las señales recibidas en el enlace ascendente hacia la banda base y luego vuelve a codificar y vuelve a modular las señales antes de su amplificación y enrutamiento hasta el haz de enlace descendente correspondiente. Las técnicas de procesamiento de la señal del transmisor de acuerdo con la invención son aplicables independientemente de la arquitectura de la carga útil y con independencia de que el transmisor se encuentre situado en tierra o en el espacio.

El sistema de la **Figura 1** representa una red de múltiples haces configurado para comunicarse con una población de UT 32 distribuidos a través de un área de cobertura definida. Haciendo uso de la tecnología de antenas de múltiples alimentadores con N alimentadores de transmisión y uno o más reflectores parabólicos, el área de cobertura del satélite 10 se conforma para proyectarse en tierra en K haces 30. Ambas tecnologías de antena de alimentador simple por haz (SFPB) o de múltiples alimentadores por haz (MFPB) son compatibles con la invención. Por simplicidad, en el resto de la presente descripción se supondrá una tecnología SFPB, por lo tanto, $N = K$ se supondrá sin limitación prevista del alcance de la divulgación.

Cuando la carga útil de satélite es transparente, la estación GW 20 en tierra se comunica con el satélite 10 a través de un enlace de conexión 60 utilizando un subsistema de antena de GW apropiado. En el canal de entrega, es decir, el canal que comprende un enlace ascendente 60 de la GW 20 al satélite 10 y un enlace descendente 40 del satélite 10 a los UT 32, cada GW 20 en el sistema está transmitiendo datos a un subconjunto del número total de haces 30, donde cada haz 30 está destinado a recibir una señal de información diferente. Cabe señalar que la invención es aplicable a un sistema que comprende cualquier número de GW, en particular una GW o una pluralidad de GW. Dependiendo del esquema de frecuencia y de reutilización de polarización de la arquitectura del sistema satelital, cada uno de los K haces 30 puede utilizar las mismas o bandas de frecuencia ortogonales y las mismas o polarizaciones ortogonales (circulares o lineales). Se utilizan ganancias sustanciales debido a la precodificación aparecen cada vez que se reutilizan agresivamente la frecuencia y la polarización, por ejemplo, cuando todo el ancho de banda disponible se vuelve a utilizar en cada haz 30 en ambas polarizaciones (reutilización de frecuencias de 1) o cuando se alternan polarizaciones en haces sucesivos (reutilización de frecuencias de 2).

Sin embargo, si cientos de haces puntuales están disponibles en el sistema, un esquema de reutilización de frecuencias de este tipo hará hincapié en la carga útil de los recursos en términos de masa, energía y disipación térmica más allá de las capacidades de las plataformas incluso más grandes disponibles en la actualidad. Esto es principalmente porque una reutilización de frecuencias total no permite ninguna reutilización de los amplificadores de alta potencia (HPA) de a bordo en múltiples canales de carga útil. Los HPA (normalmente los amplificadores de tubo de ondas de desplazamiento, TWTA) son las unidades de carga útil más voluminosos y más consumidoras de potencia. Una posibilidad para solucionar este problema es restringir los haces puntuales en el sistema a un número que pueda ser manejado por la plataforma (aproximadamente entre 50 y 60 haces con capacidades de bus de satélite actuales) y proporcionar una cobertura regional en lugar de una cobertura continental amplia. A continuación, para lograr una cobertura más amplia, múltiples satélites tendrán que ser empleados, cada uno con plena reutilización de frecuencias y aplicación de pre-codificación por separado en cada sistema satelital. Cabe señalar que la invención es aplicable a un sistema que comprende cualquier número de satélites, en particular, un satélite o una pluralidad de satélites.

Convencionalmente, la precodificación es una técnica de pre-cancelación de interferencia que aprovecha los grados espaciales de libertad que ofrecen los múltiples, es decir, N alimentadores de antena de transmisión (alimentadores de transmisión, o alimentadores simples) para servir en cada instante a K UT de una única antena instalados dentro de cada uno de los K haces, es decir, un UT por haz. Un único UT por haz se asume en cada momento, como resultado de la multiplexación por división de tiempo (TDM) entre los UT que han hecho las solicitudes de tráfico en ese haz. La interferencia de co-canal de múltiples usuarios se mitiga pre-multiplicando las señales de transmisión por vectores de precodificación apropiados, puesto que el transmisor tiene conocimiento completo de los canales de UT (tanto con respecto a la amplitud como a fase) con el fin de poder realizar esta tarea. Esto implica que un mecanismo de retroalimentación entre los UT y la puerta de enlace GW que sirven los K haces está en su lugar. Esta realimentación puede ser o bien a través de una trayectoria terrestre (por ejemplo, a través de ADSL) o satelital (por ejemplo, DVB-RCS2).

Normalmente, un sistema de comunicación por satélite como se ilustra en la **Figura 1** comprende no uno sino múltiples GW. Este es el resultado de consideraciones puramente espectrales: en particular, para el esquema de reutilización de frecuencia total prevista para precodificación, el espectro empleado por el número total de haces requiere el soporte de muchas GW que re-utilizan el espectro alimentador. En un entorno de múltiples GW, la GW adquiere la información del canal en relación con los UT que transmiten en un subconjunto específico de haces puntuales a través de la retroalimentación, pero tiene poco o ningún conocimiento acerca de los canales de los UT pertenecientes al resto de los haces puntuales que no transmiten. Como consecuencia, cuando se forman los vectores de precodificación destinados a su propio subconjunto de haces, las señales del resto de las GW hacia su subconjunto de haces actuarán como interferencia de co-canal sin compensar deteriorando el rendimiento que se puede lograr mediante la precodificación. Esta observación conduce a la conclusión de que cuanto menor sea el número de GW en el sistema, mejor será el rendimiento de precodificación, donde, por supuesto, el caso de una GW en el sistema representa el caso óptimo con respecto al rendimiento de precodificación.

Para reducir el número de GW en el sistema, un enfoque consiste en migrar todos los enlaces de conexión 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 la de idear un plan de frecuencias, donde el ancho de banda disponible del sistema se mezcla entre un esquema de reutilización de frecuencia total vinculada al área central de cada haz y un esquema de colores menos agresivo relacionado con el resto del área del haz. La elección de repetir la misma banda en el centro de cada haz y bandas alternativas en la periferia del haz tiene una doble ventaja: por un lado la precodificación funciona

mejor para valores de SNIR más altos, y por otro lado permite crear separación espacial entre las partes de co-canal de los haces. Por ejemplo, en la **Figura 2** un esquema de reutilización de frecuencia mixta se ilustra para reducir el espectro requerido en el enlace de conexión. El ancho de banda de enlace de usuario disponible total B se divide en tres sub-bandas F1, F2 y F. Los UT situados en las áreas centrales del haz se asignarán a la sub-banda F que se repite en cada haz en el sistema (reutilización de frecuencia total). Los UT situados en la periferia del haz se alternarán entre las sub-bandas F1 y F2 en cada haz. El enlace de conexión para estos dos haces necesitará soportar un espectro de $2F + F1 + F2$ en lugar de $2(F + F1 + F2)$ en el caso de la reutilización de frecuencia total en todo el haz. El tipo de segregación de frecuencia que se ilustra en la **Figura 2** se debe optimizar en función de la arquitectura específica del sistema en términos de la cantidad de sub-bandas empleadas y/o la forma en que se dividen (por ejemplo, entre F, F1, y F2). Por supuesto, muchos otros tipos de asignación de las diferentes sub-bandas a las áreas geográficas dentro de cada haz se pueden diseñar también. Se debe entender que este esquema es compatible con la presente invención.

A continuación, un sistema de comunicación como se ilustra en la **Figura 1** con N alimentadores de antena y K haces en tierra se considerará para describir la presente invención, sin limitación prevista 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 determinado UT en el k -ésimo haz se lee

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

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

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

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

A continuación, se describirá de precodificación lineal que se puede aplicar en el contexto de la invención. La precodificación lineal es una técnica de precodificación de múltiples usuarios que separa los flujos de datos de usuario en dimensiones espaciales específicas. El término "lineal" se refiere al procesamiento de transmisión lineal, es decir, la matriz de precodificación. Aunque no se consigue la capacidad, las técnicas lineales pueden conseguir casi la capacidad óptima de canal de otra manera propuesta por la codificación en papel sucio no lineal (DPC) bajo algoritmos de optimización específicos como los propuestos por las realizaciones de la presente invención.

Digamos que s_k denota un símbolo de potencia unitaria (es decir, potencia normalizada) (una señal de entrada, es decir, una señal que se va a transmitir a la k -ésimo haz), \mathbf{w}_k denota un vector de precodificación normalizado $N \times 1$ (un vector de peso coeficientes), y p_k denota un factor de escala, que corresponden respectivamente al UT en el k -ésimo haz. El factor de escala se asocia con la k -ésima señal (es decir, con la información hacia el UT en el k -ésimo haz). Puesto que la salida de cada antena dependerá de todas las señales de entrada, la señal de transmisión total cuando se aplica la precodificación lineal se leerá

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

Por lo tanto, cuando se emplea la precodificación, la Ec. (1) se convertirá en

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

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 de los otros haces. El vector de columna unitario \mathbf{w}_k con dimensión $N \times 1$ es el *vector de precodificación* asociado al UT en el k -ésimo haz y es la k -ésima columna de una *matriz de precodificación* total $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K]$. La SNIR resultante en el UT en el k -ésimo haz viene dada por

$$SNIR_k = \frac{p_k |h_k^\dagger w_k|^2}{1 + \sum_{j \neq k} p_j |h_k^\dagger w_j|^2} \quad (5)$$

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

Basándose en la teoría de la dualidad de enlace ascendente/enlace descendente descrita por N. Jindal, S. Vishwanath, y A. Goldsmith, "On the duality of Gaussian multiple-access and broadcast channels," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 50 pág. 768-783, mayo de 2004, el precodificador se puede diseñar como un filtro de error cuadrático medio mínimo lineal (MMSE).

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

donde la asignación de potencia óptima P (matriz diagonal $K \times K$) bajo las restricciones por antena viene dada por la solución del problema de doble enlace ascendente. Para el modelo del sistema actualmente asumido, y suponiendo además una arquitectura de carga útil de un solo alimentador por haz (es decir, $N = K$), una potencia siempre igual se asignará a los múltiples alimentadores de antena satelitales.

A continuación, se describirá la precodificación de multidifusión. La presente invención introduce nuevos diseños de precodificación lineal (es decir, selección de terminales y derivaciones de la matriz de precodificación) basados en los algoritmos descritos a continuación. Estos algoritmos se diferencian de los algoritmos conocidos en la técnica anterior en que satisfacen la necesidad de proporcionar mejor capacidad a pesar del precodificador que se requiere para acomodar múltiples UT por haz que se encuentran agrupados dentro de una sola trama. La necesidad de un enfoque de este tipo podría surgir del entramado de la capa física. Un enfoque de este tipo hacia la precodificación lineal, que se puede denominar como *Precodificación de multidifusión*, no se ha investigado para sistemas terrestres o satelitales hasta el momento, ya sea debido a que estos sistemas no tienen restricción comparable en su especificación de la capa física o porque se ha supuesto implícitamente que la restricción se trata en una capa superior.

Por ejemplo, el estándar DVB-S2 logra una gran parte de su eficacia en los sistemas interactivos de banda ancha de punto a punto por multiplexando estadísticamente múltiples UT que pertenecen al mismo haz en cada trama. Específicamente, fuera del conjunto de UT que han solicitado la capacidad, el programador asociado con cada haz agrupa los UT con características de SNIR similares en la misma trama de banda de base (o palabra código) para que los modos de transmisión de capa física idénticos (ModCods) se apliquen a la misma. Este concepto originalmente fue diseñado para maximizar la eficacia de encapsulación de las largas tramas de capa física (16k o 64k) debido a la codificación de canal LDPC (comprobación de paridad de baja densidad).

Sin embargo, desde el punto de vista de precodificación, este enfoque hacia el entramado dentro de DVB-S2 es la adición de una importante limitación práctica ya que implica que el precodificador no se pueda diseñar en una base de canal por canal (precodificación basada en canal convencional). Más bien, un precodificador basado multidifusión se tiene que diseñar con base en los múltiples canales de UT que están encapsulados en la misma trama. La diferencia entre una precodificación basada en un único UT convencional y un enfoque de precodificación de multidifusión puede entenderse contrastando la **Figura 3** con la **Figura 4**. Ambas Figuras representan un sistema satelital de múltiples haces simplificado con $N = 2$ alimentadores de antena que forman $K = 2$ haces puntuales en tierra. En la **Figura 3**, una matriz de precodificación que abarca un UT en cada haz se calcula y se aplica sobre el mismo recurso de tiempo (trama), que es la forma óptima de aplicación de precodificación ya que corresponde a un único instante de la matriz de canal. Por otro lado, para la pre-codificación de multidifusión en la **Figura 4** la misma matriz de precodificación se mantiene a través de múltiples UT (a, b, c) durante el periodo de trama X_a y sobre múltiples otros durante el periodo de trama X_b , $X = 1, 2$, es decir a través de diferentes instancias de la matriz de canal. Todos los UT que pertenecen a la misma trama (a, b, c) son servidos por la misma matriz de precodificación.

En comparación con el caso de instante único, el esquema de precodificación de multidifusión anterior, tomado por sí mismo es claramente subóptimo en lo que respecta a por ejemplo SNIR. Los algoritmos de acuerdo con diferentes realizaciones de la invención que sirven para mitigar estas desventajas se describen a continuación. En particular, la invención proporciona métodos (algoritmos) para transmitir datos de forma inalámbrica a una pluralidad de terminales (usuarios) en cada uno de una pluralidad de haces a través de una pluralidad de canales de transmisión, y en particular para calcular la matriz de precodificación de multidifusión. Un esbozo de estos métodos que son particularmente aplicables a sistemas interactivos de comunicación por satélite de banda ancha se proporciona en el diagrama de flujo de la **Figura 5**. Las etapas del método ilustradas en la **Figura 5** se realizan para cada trama (es decir, para cada recurso de tiempo) y son comunes a cada una de las diferentes realizaciones descritas a continuación. Mientras que ciertas etapas ilustradas en la **Figura 5** se concretan por estas realizaciones, se entiende que las etapas que no se mencionan explícitamente en la descripción de estas realizaciones se realizan sin

embargo.

En la etapa S501, para cada uno de los K haces, dos o más terminales de entre los terminales en el haz se seleccionan 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. Aquí, la información de estado del canal de un terminal dado es información indicativa de una alteración de una señal a través de transmisión entre un alimentador de transmisión respectivo y el terminal respectivo en términos de amplitud y fase, para cada uno de los N alimentadores 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 uno de la pluralidad de canales de transmisión. Estos coeficientes de estado del canal forman un vector de estado del canal $N \times 1$ complejo (a veces también referido como vector de ganancia de canal, o simplemente vector de canal o canal). El vector de estado del canal para un i -ésimo terminal en el k -ésimo haz en una posición $\mathbf{q}_{k,i}$ se denota por $\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i})$. Se entiende que el número total de terminales del haz del que se selecciona el subgrupo de terminales puede particularmente referirse a aquellos terminales en el haz que se programan 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, que representa) 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 determinados 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 propio subgrupo, es decir, si N_u terminales están compuestos por cada subgrupo, la información de estado del canal equivalente $\bar{\mathbf{h}}_k$ para el subgrupo en el k -ésimo haz viene dada por una función $\bar{\mathbf{h}}_k = f(\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,1}), \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,2}), \dots, \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,N_u}))$. La información de canal equivalente que representa el subgrupo en el k -ésimo haz se puede determinar, por ejemplo, tomando una media aritmética del estado de canal de información $\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i})$, $i = 1, \dots, N_u$. De los terminales del subgrupo o mediante la selección de información de estado del canal de un terminal individual dentro del subgrupo como la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo. Las K piezas de información de estado del canal equivalentes (una para cada subgrupo) están representados por vectores de estado del canal equivalentes $\bar{\mathbf{h}}_1, \bar{\mathbf{h}}_2, \dots, \bar{\mathbf{h}}_K$, o en forma más compacta por equivalente matriz de canal $\bar{\mathbf{H}}$, donde $\bar{\mathbf{H}} = [\bar{\mathbf{h}}_1, \bar{\mathbf{h}}_2, \dots, \bar{\mathbf{h}}_K]^T$. 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 subgrupos en todas las 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 $\bar{\mathbf{h}}_k = f(\mathbf{h}_1(\mathbf{q}_{1,1}), \dots, \mathbf{h}_1(\mathbf{q}_{1,N_u}), \dots, \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,1}), \dots, \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,N_u}), \dots, \mathbf{h}_K(\mathbf{q}_{K,1}), \dots, \mathbf{h}_K(\mathbf{q}_{K,N_u}))$.

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

En la etapa S504, se aplica el conjunto de coeficientes de ponderación para la pluralidad de señales s_k , $k = 1, \dots, K$ destinadas para su transmisión en la pluralidad de haces, tal como se indica en la ecuación. (3). De este modo, una pluralidad de señales (ponderadas) x_n , $n = 1, \dots, N$ destinadas para su transmisión a través de la pluralidad de alimentadores de transmisión se obtienen. Cabe señalar que los factores de escala p_k en la ecuación. (3) se puede configurar para la unidad en esta etapa, si se desea. En la etapa S505, las señales ponderadas x_n se transmiten a través de sus alimentadores de transmisión correspondientes. Las etapas S504 y S505 se podrían resumir como la transmisión de la pluralidad de señales s_k , $k = 1, \dots, K$ destinadas para su transmisión en la pluralidad de haces a través de la pluralidad de alimentadores de transmisión de acuerdo con los respectivos coeficientes de ponderación entre el conjunto de coeficientes de ponderación. Es decir, para cada señal de entre la pluralidad de señales s_k , $k =$

1, ..., K destinadas para su transmisión en la pluralidad de haces, y para cada alimentador de transmisión entre la pluralidad de alimentadores de transmisión, la señal respectiva se transmite a través del alimentador de transmisión respectivo ponderada con un coeficiente de ponderación que relaciona la señal respectiva con el alimentador de transmisión respectivo. 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 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ de señales ponderadas, es decir, $\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{s}$. Si se desea, los factores de escala

p_k se podría aplicar mediante la inserción de una matriz $\text{diag}(\sqrt{p_1}, \sqrt{p_2}, \dots, \sqrt{p_K})$ en la multiplicación de matriz 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).

Al seleccionar los UT basándose en ciertos criterios, estos esquemas de precodificación lineal aplicados sobre todos los canales de los terminales de un subgrupo dado durante un periodo de trama consiguen ganancias sustanciales de precodificación comparación con los sistemas de múltiples haces de cuatro colores convencionales. A continuación, se describen tres nuevos esquemas, combinación del diseño del precodificador y la selección de usuario algoritmos. Cabe señalar que estos esquemas (métodos) se refieren a concretizaciones de algunas o todas las etapas S501 a S505 descritas anteriormente. Aquí, se entiende que las implementaciones específicas de estas etapas descritas en relación con estos sistemas se pueden combinar con otras, por ejemplo la implementación específica de la etapa S501 de uno de los esquemas se puede combinar con la implementación específica de la etapa S502 de otro de los esquemas, y así sucesivamente.

En las realizaciones específicas descritas a continuación, se supondrá que cada trama de la capa física (por ejemplo, en la normas DVB-S2 o DVB-S2X) contiene datos que abarcan N_u UT que pertenecen al mismo haz que forman un denominado agrupamiento de usuarios (subgrupo de terminales). Si un UT de recepción se sitúa 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 $\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i})$, tal como se ha indicado anteriormente, y los vectores de estado del canal para los i-ésimos UT respectivos en los K haces se pueden recoger en la matriz de canal denotada por $\mathbf{H}_{[i]}$, $i = 1, \dots, N_u$. Esta notación ligeramente diferente destaca que ahora se considera una tercera dimensión, en concreto, la indexación de los N_u UT dentro de cada haz cuyos datos se colocan en el mismo contenedor de trama. El canal de comunicación por satélite general se puede representar por un conjunto de N_u ecuaciones

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

Cabe destacar que puede no ser posible distinguir los símbolos transmitidos de los N_u UT en N_u periodos distintos dentro de la trama, puesto que los bits correspondientes se intercalarán muy probablemente dentro de una sola palabra código. Por lo tanto, la aplicación de precodificación requiere una única matriz de precodificación \mathbf{W} que sea independiente del índice de usuario i a ser utilizado en el transmisor de GW.

Un algoritmo específico (método) de acuerdo con una realización de la invención se describirá a continuación. Este algoritmo se conoce por los inventores como el Agrupamiento geográfico de usuarios. De acuerdo con esta realización, en la etapa S502 de la **Figura 5**, la información de estado del canal equivalente del subgrupo de terminales en el k-ésimo haz (información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales) se determina 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. Es decir, 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 la media de los vectores de estado del canal de los terminales del

subgrupo en el k-ésimo haz, es decir, $\bar{\mathbf{h}}_k = \frac{1}{N_u} \sum_{i=1}^{N_u} \mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i})$. En otras palabras, la matriz de canal equivalente que representa los agrupamientos de usuarios que se introduce en el precodificador es la media de las matrices de canal individuales,

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

Por supuesto, la presente realización no se limita a tomar la media aritmética, y también otros métodos de promediación son concebibles.

A continuación, en la etapa S503 en la **Figura 5**, la matriz de canal equivalente $\bar{\mathbf{H}}$ reemplaza la matriz de canal \mathbf{H} en la ecuación. (6) cuando se determina la matriz de precodificación \mathbf{W} . Por supuesto, esquemas alternativos para la precodificación lineal además de MMSE para determinar la matriz de precodificación \mathbf{W} basándose en la matriz de canal equivalente (o, más en general, basándose en la información de estado del canal equivalente que representa

la pluralidad de subgrupos) también son factibles.

Evidentemente, el rendimiento del algoritmo de precodificación anteriormente depende de las diferencias entre la matriz de canal equivalente \mathbf{H} se define en la ecuación. (8) y las matrices de canal individuales $\mathbf{H}_{[i]}$, para $i = 1, \dots, N_u$.
 5 Cuanto mayor sean las diferencias, peor es el rendimiento del sistema. Una forma de limitar tales diferencias es diseñar específicamente los agrupamientos de usuarios para matrices de canal $\mathbf{H}_{[i]}$ suficientemente similares. El criterio de similitud adoptado en esta realización es geográfico, es decir, basado en dividir geográficamente los haces en sub-regiones a las que los UT que se tienen que fusionar en el mismo agrupamiento de usuarios tienen que pertenecer.

10 La **Figura 6** ilustra un diagrama de flujo de la implementación específica de la etapa S501 de acuerdo con esta realización. Las etapas descritas a continuación se realizan para cada uno de los K haces, a menos que se indique lo contrario.

15 En la etapa S601, un primer terminal se selecciona entre la pluralidad de terminales en el haz, por ejemplo, para el k -ésimo haz de un terminal en una posición $\mathbf{q}_{k,l}$ se selecciona como el primer terminal. El primer terminal se puede seleccionar al azar. Como alternativa, el primer terminal se puede seleccionar como el terminal cuyo vector de estado del canal maximiza una norma dada (matriz), tales como la norma de Frobenius $\|\cdot\|_F$, donde la norma de

$$\|A\|_F := \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |a_{ij}|^2}.$$

20 Frobenius de una matriz A $m \times n$ se define como Se entiende que una pluralidad de otros métodos para seleccionar el primer terminal son factibles y que la invención no se limita a los ejemplos dados anteriormente. En la etapa S602, para cada uno de los terminales en el haz diferentes del primer terminal, una distancia entre (un valor absoluto, o módulo, de) el vector de estado del canal del terminal respectivo y el (valor absoluto de) vector de estado del canal del primer terminal se determina. En otras palabras, para el k -ésimo haz las ubicaciones de UT disponibles $\mathbf{q}_{k,i}$, $i \neq l$, en el haz están en bucle y las respectivas distancias entre $|\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,i})|$ y $|\mathbf{h}_k(\mathbf{q}_{k,l})|$ se calculan. Preferentemente, la distancia euclidiana $\|\cdot\|_E$ se determina en esta etapa. Por consiguiente, la disposición de las ubicaciones de UT $\mathbf{q}_{k,i}$, $i \neq l$, están en bucle y las distancias euclidianas

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

30 se calculan. Sin embargo, también otras medidas de distancia se pueden emplear, tal como la distancia p -norma para p arbitraria o la distancia de norma infinita. Cabe señalar que para el bucle anterior sobre las ubicaciones de UT disponibles, los valores reales de las ubicaciones $\mathbf{q}_{k,i}$, $i \neq l$ no tienen que conocerse. Por cierto, una gran contribución a los vectores de estado del canal se deriva 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 lo tanto se puede decir que las distancias determinadas en esta etapa corresponden a las distancias entre (posiciones de) los terminales y (la posición de) el primer terminal. De hecho, si se conocen numéricamente las posiciones de los terminales en el haz, una distancia del primer terminal podría determinarse para cada uno de los terminales en el haz diferentes del primer terminal. En este caso, para el k -ésimo haz las ubicaciones de UT disponibles $\mathbf{q}_{k,i}$, $i \neq l$, en el haz podría enlazarse y las respectivas distancias a la posición $\mathbf{q}_{k,l}$ se calcularían, por ejemplo distancias euclidianas $\|\cdot\|_E$. En consecuencia, las distancias euclidianas $d_{i,\ell} = \|\mathbf{q}_{k,\ell} - \mathbf{q}_{k,i}\|_E$ se calcularían en esta etapa.

40 En la etapa S603, un número predeterminado de terminales diferentes del primer terminal se seleccionan de acuerdo con sus respectivas distancias al primer terminal (es decir, distancias entre vectores de canal o valores absolutos de los vectores de canal). Aquí, el grupo de usuario es para comprender Un terminales en total, de manera que $(N_u - 1)$ terminales permanecen para su selección en esta etapa. Preferentemente, esta selección del número predeterminado de terminales implica la selección de terminales con la distancia más pequeña con respecto al primer terminal (es decir, distancias más pequeñas entre los vectores de canal o los valores absolutos de los vectores de canal). En otras palabras, el grupo se completa mediante la adición de $(Un - 1)$ terminales que tienen ubicaciones de usuarios $\mathbf{q}_{k,i}$ que corresponden a los $(N_u - 1)$ valores más bajos en el conjunto $\{d_{i,\ell}\}$, donde i pasa a través de los índices de ubicación disponibles de terminales aún no incluidos en el agrupamiento de usuarios.

45 Si más de un grupo de usuario es que se determina en la etapa S501 en la **Figura 5**, el método de acuerdo con esta realización puede comprender además el ahorro del agrupamiento de usuarios con las ubicaciones de los usuarios seleccionados y la eliminación de las ubicaciones de los usuarios seleccionados de entre el conjunto de ubicaciones disponibles de los usuarios, y repetir las etapas anteriores S601 a S603 hasta que todas ubicaciones de los terminales que han solicitado el tráfico en el haz se hayan procesado. Como se ha indicado anteriormente, se supone aquí que solo se selecciona un agrupamiento de usuarios por haz.

60 La aplicación de un criterio de distancia como el criterio de la distancia euclídea, a las filas de la matriz de la matriz de canal (es decir, a los vectores de estado de canal) produce agrupamientos de usuarios que contienen terminales en ubicaciones de usuarios geográficamente cercanas que tienen vectores de estado del canal suficientemente

similares (es decir, información de estado del canal suficientemente similar).

Un algoritmo específico (método) de acuerdo con otra realización de la invención se describirá a continuación. Este algoritmo se denomina Selección Paralela de Usuarios por los inventores. Este algoritmo de programación de usuarios heurístico contabiliza no solo las ganancias de canal, sino también para las fases de canal cuando se seleccionan los terminales del agrupamiento de usuarios. El criterio de programación subyacente se basa en el nivel de correlación de usuario. Utilizando la terminología de las comunicaciones multiusuario MIMO, esta correlación se puede medir en términos de la ortogonalidad de los canales de vectores complejos (vectores de estado de canal). Normalmente, con el fin de maximizar la similitud de dos vectores, uno necesita maximizar su producto interior. Además, el proceso de selección de usuario necesita tener en cuenta el nivel de correlación entre conjuntos de usuarios. Por lo tanto, la etapa clave en el algoritmo de selección de usuario propuesto reside en la medición del nivel de ortogonalidad entre un usuario y un conjunto de usuarios. Puesto que uno no puede buscar el espacio vectorial prohibitivamente grande compuesto de los vectores de estado del canal de todos los usuarios a servir (es decir, usuarios programados para transmisión de datos), el algoritmo iterativo de acuerdo con esta realización consiste en el cálculo de los sub-espacios vectoriales abarcados por el (vectores de estado del canal del) conjunto de usuarios seleccionados en las iteraciones anteriores del algoritmo. La **Figura 7** ilustra un diagrama de flujo de la implementación específica de la etapa S501 en la **Figura 5** de acuerdo con esta realización. Las etapas descritas a continuación se realizan para cada uno de los K haces, a menos que se indique lo contrario.

En la etapa S701, una norma (norma de matriz) del vector de estado del canal (es decir, el vector de estado del canal indicativo de la información de estado de canal) para cada terminal en el haz se calcula. En una realización preferida, la norma de Frobenius $\| \cdot \|_F$ se calcula para cada terminal en esta etapa. En la etapa S702, el terminal en el haz para que la norma del vector de estado del canal es más grande entre los terminales en el haz se selecciona como un primer terminal. En otras palabras, el terminal en la posición $q_{k,1}$ se selecciona como el primer terminal, donde

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

Si es necesario, los elementos de la matriz de precodificación se actualizan con el canal seleccionado y el terminal correspondiente se retira de la piscina de terminales a considerarles para la selección en el resto del proceso de selección.

Las etapas S701 y S702 representan el punto de partida (es decir, primera iteración) de un proceso iterativo que comprende las etapas S703 a S707 y que se repite hasta que se ha seleccionado un (es decir, predeterminado) un número deseado de terminales. En el presente caso, N_u terminales se tienen que seleccionar en total, de modo que el proceso iterativo se tiene que ejecutar $(N_u - 1)$ veces adicionalmente.

En la etapa S703, para cada uno de los terminales en el haz diferentes de aquellos terminales que ya (es decir, anteriormente) se han seleccionado, una proyección del vector de estado del canal del terminal en el sub-espacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que se han seleccionado previamente se determina. En la etapa S704, un terminal para el que el vector de estado del canal tiene la proyección más grande en el sub-espacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que ya se han seleccionado se selecciona de los terminales en el haz que permanecen disponibles para la selección, es decir, de 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 entrelaza con las ubicaciones de UT disponibles $q_{k,i}$ en el haz y el terminal (usuario) con la proyección de canal máxima sobre el sub-espacio abarcado por los usuarios ya se determina y selecciona, o más precisamente, el terminal cuyo vector de estado del canal tiene la proyección máxima de canal sobre el sub-espacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que ya se han seleccionado en iteraciones anteriores se determina y selecciona. Denotando el canal (vector de estado del canal) del terminal que se tiene que seleccionar en la iteración actual por \mathbf{g}_i , este canal viene formalmente dado por

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

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 sub-espacio abarcado por los canales de terminales seleccionados en iteraciones anteriores, \mathbf{g}_i es el argumento, es decir, el canal con la máxima proyección a este sub-espacio entre todos los canales actualmente disponibles $\mathbf{h}_k(q_{k,\ell})$, y $\| \cdot \|_2$ es la segunda norma (p-norma con $p = 2$), que coincide con la norma de Frobenius de un vector. Si es necesario, los elementos de la matriz de precodificación se actualizan con el canal seleccionado y el terminal correspondiente se retira de la piscina de terminales a considerarse para la selección en el resto del proceso de selección.

Las etapas S705 y S706 son etapas opcionales que se pueden realizar para aumentar el rendimiento del proceso de selección general al reducir el número de terminales que han de considerar para la 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 en el vector de estado del canal del terminal seleccionada en la etapa S704 que después de la normalización es menor que un umbral predeterminados α . En la etapa S706, los terminales identificados en la etapa S705 se indican como no debiendo de considerarse para la selección en futuras versiones, es decir, estos terminales se retiran de la piscina de terminales en la que se aplican las etapas S703 y S704 de iteraciones posteriores. En otras palabras, en las etapas S705 y S706 los terminales que son ortogonales (o más bien suficientemente ortogonales) con respecto al seleccionado, y por lo tanto ortogonales al sub-espacio abarcado por los terminales seleccionados anteriormente, se descartan de los terminales candidatos. En forma analítica, esto se puede expresar como

$$S_{i+1} = \left\{ \ell \in S_i \mid \frac{h_k(q_{k,\ell})g_i^H(q_{k,i})}{\|h_k(q_{k,\ell})\| \cdot \|g_i(q_{k,i})\|} > \alpha \right\} \quad (12)$$

donde S_i denota el conjunto de usuarios disponibles para la selección en la iteración actual, y α es un parámetro que controla el rendimiento en función del tiempo del algoritmo de funcionamiento. En más detalle, esta etapa define el conjunto de usuarios elegibles para la 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 en el canal

actualmente seleccionado $g_i^H(q_{k,i})$ es mayor que α . Por lo tanto, los terminales cuya proyección en el canal seleccionado en la iteración actual es menor que α se descartan y el espacio de búsqueda de la siguiente iteración se reduce. Estas etapas opcionales son particularmente relevantes para números muy altos de terminales por haz, para los que un alto valor de α reducirá considerablemente el tiempo de ejecución del algoritmo, al limitar el amplio espacio de búsqueda a los posibles canales que son más relevantes.

En la etapa S707, se comprueba si N_U terminales ya se han seleccionado. Si N_U terminales ya se han seleccionado (etapa S707 resulta Sí), el proceso (es decir, la etapa S501 en la **Figura 5**) termina. Si otros terminales se tienen que seleccionar (etapa S707 resulta en No), el proceso vuelve a la etapa S703 para una iteración adicional. No hace falta decir que, aunque no se ilustra en la **Figura 7**, el proceso también termina si no hay terminales disponibles para la selección en el haz.

El algoritmo de selección anterior es aplicable a cualquier método de precodificación. El más simple es la precodificación de baja complejidad equivalente MMSE 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 se puede determinar basándose en la información de estado del canal de los terminales individuales del subgrupo de terminales en el k-ésimo haz, en particular, mediante la adopción de la 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 relación con el algoritmo de Grupos De Usuario Geográficos, véase Ec. (8). Para proporcionar una investigación heurística consolidada del problema, en lugar de utilizar la Ec. (8) para calcular la matriz de canales que se utiliza para determinar la matriz de precodificación, se puede considerar el siguiente diseño de precodificación,

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

donde $H_{[eq]}$ incluye solo un usuario representante (terminal) 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, la selección de 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. Aquí, el terminal representativo se puede seleccionar al azar entre los terminales del grupo de usuario (subgrupo de terminales). Este enfoque es beneficioso cuando la falta de proximidad geográfica entra en juego. Esta matriz de canal equivalente se puede emplear para el cálculo de la matriz de precodificación MMSE como se describe en la Ec. (6). Se señala explícitamente que esta elección de información de estado del canal (equivalente) del subgrupo de terminales en el haz también se puede aplicar al algoritmo de agrupamiento geográfico de usuarios descrito anteriormente, especialmente cuando los vectores de canal de los terminales en el subgrupo de terminales son suficientemente similares.

Además de la solución de baja complejidad MMSE acuerdo con la Ec. (6), la precodificación de multidifusión teóricamente óptima (desde el punto de vista de procesamiento de señales, independientemente de la complejidad de la implementación) puede también considerarse. La multidifusión se ha considerado para la cancelación de interferencia en sistemas terrestres, por ejemplo en N. Sidiropoulos, T. Davidson, y Z.-Q. Luo, de "Transmit beamforming for physical-layer multicasting," IEEE Trans. Signal Process., vol. 54, n°. 6, pág. 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°. 3, pág. 1268-1279, 2008. Por otro lado, su

aplicación en la pre-codificación sin cambiar la estructura de trama de normas de telecomunicaciones dadas no se ha considerado. Sin embargo, una consideración de este tipo se deriva por la naturaleza inherente de las comunicaciones por satélite, donde se optimizan los estándares de comunicación para hacer frente a retrasos de propagación largos y garantizar la eficacia de programación mediante la formulación de varios usuarios en cada transmisión. Para modelar el problema de precodificación basada en tramas en la terminología de multidifusión de múltiples grupos, siendo un total de $1 \leq G \leq N$ grupos de multidifusión, uno correspondiente a cada haz, siendo

$\mathfrak{S} = \{\mathcal{G}_1, \mathcal{G}_2, \dots, \mathcal{G}_G\}$ la colección de conjuntos de índice y \mathcal{G}_k el conjunto de UT que pertenece al k -ésimo grupo de multidifusión, con $k = 1, \dots, G$. Cada UT pertenece a un solo grupo, por lo tanto $\mathcal{G}_i \cap \mathcal{G}_j = \emptyset, \forall i, j = 1 \dots G$. Después, la matriz de precodificación óptima puede calcularse

resolviendo el siguiente problema de optimización donde la potencia emitida por cada alimentador antena satelital se fija en P_n

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

Los vectores de precodificación lineales óptimos en por limitaciones de potencia de antena vienen dados por la solución del problema de optimización \mathcal{F} . A pesar de que por lo general este problema no determina el cálculo del tiempo polinómico duro (NP-duro), soluciones precisas se pueden obtener utilizando los métodos de optimización convexa bien establecidos de relajación semi-definida, aleatorización de Gauss y bisección.

Un algoritmo específico (método) de acuerdo con todavía otra realización de la invención se describirá a continuación. Este algoritmo se conoce por los inventores como Precodificación de Espacio Nulo y se refiere a las etapas S502 y S503 de la **Figura 5**.

Para la etapa S501, es decir, la etapa de selección del terminal, cualquiera de los algoritmos de selección descritos anteriormente se pueden emplear en esta realización, por ejemplo el algoritmo de selección que se ilustra en la **Figura 6**, o el algoritmo de selección que se ilustra en la **Figura 7**. Sin embargo, el algoritmo de acuerdo con la presente realización no depende de un algoritmo de selección particular. De hecho, los U_n terminales del subgrupo de terminales podrían también seleccionarse arbitrariamente (al azar). Con el fin de aumentar el rendimiento alcanzable del sistema general es deseable que la interferencia recibida de señales destinadas a los terminales en diferentes haces se rechace de modo que SINR es lo suficientemente grande como para soportar velocidades de datos de gran tamaño. Por lo tanto, en el escenario de multidifusión de múltiples haces, es conveniente que el diseño de pre-codificación pretenda de alguna manera pre-cancelar la interferencia transmitida. En contraste con los métodos mencionados anteriormente, el método de precodificación de acuerdo con esta realización tiene como objetivo pre-anular completamente la interferencia. Esto se realiza mediante el cálculo de la matriz de canal espacio nulo para cada haz, y después, el cálculo del vector de precodificación. La **Figura 8** ilustra un diagrama de flujo de la implementación específica de la etapa S502, y la **Figura 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 realizan para cada uno de los K haces, a menos que se indique lo contrario.

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

matriz

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

se construye como la primera matriz, donde $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_u \times N}$ es una matriz que colapsa los vectores de canal desde el agrupamiento de usuarios (subgrupo) situado 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, $\mathbf{H}_k = [\mathbf{g}_{k,1}, \mathbf{g}_{k,2}, \dots, \mathbf{g}_{k,N_u}]^T$, donde $\mathbf{g}_{k,l}, l = 1, \dots, N_u$ (de dimensiones $1 \times N$) denotan los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo en el k-ésimo haz. Después,

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

es una matriz que contiene los vectores de canal a partir de todos los haces excepto para el k-ésimo haz k (es decir, la matriz de canal del k-ésimo haz se ha extraído y eliminado). La idea ahora es construir el vector de precodificación del k-ésimo haz bloqueando primero la dimensión espacial generada por $\widetilde{\mathbf{H}}_k$. De este modo, el símbolo transmitido a el k-ésimo haz no será recibido por los otros haces. La obtención de la matriz de proyección nula de $\widetilde{\mathbf{H}}_k$ se puede hacer de varias maneras, aunque se reconoce que la manera más rápida es la que se basa en la descomposición QR (factorización QR). Esta descomposición arroja dos matrices diferentes $\mathbf{Q}_{k,1}, \mathbf{Q}_{k,2}$

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

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 dimensiones apropiadas y $\mathbf{Q}_{k,2}$ (de dimensiones $N_u(K-1) \times (N_u(K-1) - N)$) se corresponde con el lapso del espacio nulo (kernel) de $\widetilde{\mathbf{H}}_k$. Desafortunadamente, como se ha encontrado por los inventores, $\widetilde{\mathbf{H}}_k$ es de rango completo y, por tanto, la dimensión de su espacio nulo es cero. Por consiguiente, el objetivo inicial de pre-cancelar completamente la interferencia tiene que relajarse.

Por consiguiente, en la etapa S802, la primera matriz se regulariza para obtener una (matriz de canal) segunda matriz regularizada. Por lo general, una versión regularizada de la matriz de canal puede construirse por

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

donde P es la potencia de transmisión de los alimentadores de transmisión, que se supone que es igual para todos de alimentadores de transmisión en la presente descripción. Esta regularización, que se conoce comúnmente como regularización Tikhonov, es ampliamente utilizada y se puede generalizar proporcionando un factor de multiplicación arbitrario a la matriz de identidad. El esquema de regularización puede generalizarse adicionalmente añadiendo una matriz arbitraria en lugar de la matriz identidad multiplicada por un factor de multiplicación. Sorprendentemente, esta versión regularizada del canal no tiene ningún significado físico sino matemático. De ahora en adelante, $\mathbf{H}^{(R)}$ en lugar de \mathbf{H} se considerará. 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 por

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

Por supuesto, también aquí las generalizaciones de la regularización Tikhonov como se ha descrito anteriormente pueden considerarse.

En la etapa S803 una (matriz de canal) tercera matriz correspondiente al espacio nulo de la segunda matriz se

determina, es decir, la matriz de proyección nula para $\widetilde{\mathbf{H}}_k^{(R)}$ se determina. Con el fin de encontrar el espacio nulo de

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

la descomposición QR de esta matriz tiene que calcularse. En la notación definida anteriormente, la descomposición QR se lee

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

5 La matriz

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

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

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

10 se denota como $Q_{k,2}^{(R)}$ (tercera matriz) y se obtiene mediante la realización de la descomposición QR de la matriz $\overline{H}_k^{(R)}$ como se indica en la ecuación. (17). Esta matriz pre-procesamiento $Q_{k,2}^{(R)}$ no rechazará por completo la interferencia pero la reducirá significativamente, lo que conlleva a un rendimiento muy alto, como se describirá más adelante.

15 Después, en la etapa S804, 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 se determina basándose en 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 correspondiente. En más detalle, esto implica la determinación de una cuarta matriz (matriz de 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, la regularización de la cuarta matriz para obtener una quinta matriz regularizada (matriz de canal), y la determinación de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo basándose en la quinta matriz y la tercera matriz. Es decir, una vez que la matriz de bloqueo regularizada $Q_{k,2}^{(R)}$ (tercera matriz) se calcula, la siguiente etapa

25 consiste en calcular el k-ésimo vector de precodificación w_k . Puesto que el rango de la matriz $Q_{k,2}^{(R)}$ siempre es N_u , esta matriz puede interpretarse como un canal equivalente del k-ésimo haz de modo que ahora se dirige solo la atención a tratar la siguiente matriz de canal del haz (séptima matriz)

$$H_k^{(eq)} = H_k^{(R)} Q_{k,2}^{(R)} \quad (18)$$

30 Donde matriz de canal $H_k^{(R)}$ (quinta matriz) es la versión regularizada de la matriz de canal H_k (cuarta matriz) que corresponde a el k-ésimo haz que viene dada por $H_k = [g_{k,1}, g_{k,2}, \dots, g_{k,N_u}]^T$, Donde $g_{k,l}$, $l = 1, \dots, N_u$ denotan los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo en el k-ésimo haz. Cabe señalar que

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

35 es decir, $Q_{k,2}^{(R)}$ se proyecta hacia el espacio nulo de

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

En este caso, ya no hay noción espacial del canal, sino una geométrica. De hecho, el canal equivalente $H_k^{(eq)}$ (que es indicativo de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el k-ésimo haz) es el que se ve por primera una matriz de bloqueo $Q_{k,2}^{(R)}$ y una proyección posterior a la matriz de canal regularizada.

La **Figura 9** ilustra una implementación de la etapa de determinar un conjunto de coeficientes de ponderación que relacionan la pluralidad de alimentadores de transmisión con una pluralidad de señales destinadas para su

transmisión en la pluralidad de haces basándose en la información de estado del canal equivalente que representa la pluralidad de subgrupos de terminales. En la **Figura 9**, en la etapa S901, se determina la sexta matriz (una matriz de canal) multiplicando la séptima matriz (una matriz de canal) indicativa de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo por su adjunto. En la etapa S902, un vector propio de la sexta matriz se determina que tiene el valor propio más grande. Por tanto, el enfoque seleccionado por el método de Precodificación de Espacio Nulo para la obtención de un vector de precodificación eficaz en relación con la matriz de canal aislado en la Ec. (18) consiste en calcular el vector propio asociado con el valor propio más grande de la sexta matriz que viene dada 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 , obtenido por medio de una descomposición propia de la sexta matriz $R_k^{(eq)}$.

A continuación, en la etapa S903 se determina un conjunto de coeficientes de ponderación que relacionan la pluralidad de alimentadores de transmisión con una señal de entre la pluralidad de señales destinadas para su

transmisión en el haz respectivo basándose en el vector propio 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

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

Con el fin de obtener la matriz de precodificación, este proceso tiene que repetirse para $k = 1, \dots, K$, es decir, para cada haz. En otras palabras, para el cálculo de la matriz de precodificación, este procedimiento tiene que ser realizado K veces (de acuerdo con el número de haces). Es importante remarcar que este proceso se puede realizar en paralelo, lo que lleva a una alta reducción del tiempo de cálculo. La matriz de precodificación W viene entonces dada por $W = [w_1, w_2, \dots, w_k]$.

A continuación, se describirán los aspectos de implementación de precodificación de multidifusión de acuerdo con la presente invención. Los detalles de implementación de pre-codificación de multidifusión en un sistema satelital de múltiples haces de banda ancha dependen del grado en que la técnica se soporta en las normas pertinentes. En términos de la evolución de normalización, el estándar DVB o la extensión DVB-S2X recientemente publicada del mismo se proporcionan con una especificación opcional que proporciona el entramado necesario y soporte de señalización para las técnicas de gestión de la interferencia, como se describe en el anexo E de 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 este modo, todos los elementos necesarios para soportar la precodificación de acuerdo con las realizaciones anteriores en términos de la capa física se han puesto en posición en estos estándares.

La implementación de técnicas de precodificación en los sistemas interactivos satelitales de banda ancha requiere una interfaz de aire, que soporta una serie de características especiales, incluyendo una estructura de entramado de canal regular canal, pilotos específicos y palabras únicas para la ayuda de sincronización, así como un mensaje de señalización de retroalimentación de los UT a la GW. Todas estas características se han incluido en el estándar DVB-S2X. La estructura de súper-trama de la norma DVB-S2X soporta Start ortogonal de súper-trama (SoSF) y los campos piloto mediante el uso de secuencias de Walsh-Hadamard. Un conjunto de secuencias ortogonales se pueden asignar a portadores de co-canales dentro de una red de múltiples haces puntuales (una secuencia única por haz). Estas características permiten al UT estimar las respuestas del canal desde los alimentadores de antena hasta su receptor a un valor de SNIR muy bajo. La secuencia ortogonal específica del haz permite que el terminal asocie de manera exclusiva la estimación del canal con índice del haz.

Las especificaciones de formato 2 y 3 de la súper-trama (las que se utilizarán para precodificación), prevén también un campo piloto precodificado adicional para ayudar a la recuperación de fase de amplitud y portador en apoyo a la detección de datos precodificada. Una secuencia de múltiples niveles adaptada específicamente con el mismo formato de modulación como el uno de los siguientes datos de carga útil se utiliza en estos pilotos con el fin de 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 PLFRAME constante y alineado (es decir, alineado sobre portadores de co-canales), utilizando el concepto Bundled PLFRAME con el que las palabras código DVB-S2 con el mismo ModCod se agrupan convenientemente para recurrir a una estructura de entramado de longitud regular. Los usuarios (terminales) que utilizan los mismos coeficientes de precodificación se programan de forma oportunista dentro de un Bundled PL-FRAME. La alineación de tales tramas sobre diferentes portadores de co-canales ayuda a la GW para

reducir su carga de cálculo.

La **Figura 10** y la **Figura 11** describen cómo la implementación real de la técnica de precodificación puede realizarse para una red de múltiples haces basada en DVB-S2X. La **Figura 10** es una representación esquemática de las principales tareas funcionales que se realizan en apoyo de la precodificación. En primer lugar (véase (1) en la Figura 10), los UT estiman la respuesta de frecuencia de canal de extremo a extremo para C, I1 y I2, es decir Hi1, Hi2 y Hi3 para un máximo de 10 a 15 respuestas de canal de interferencia para los sistema de reutilización de frecuencia total. En segundo lugar (véase (2) en la **Figura 10**), la respuesta de frecuencia de canal de extremo a extremo, por ejemplo Hi1, Hi2,..., HiN (los números N complejos) se reportan a la GW en los canales de retorno cuando se detectan cambios significativos, en el peor de los casos aproximadamente una vez cada segundo en condiciones de desvanecimiento profundo de manera similar una señalización de Codificación y Modulación Adaptativas (ACM). En tercer lugar (véase (3) en la **Figura 10**), la GW calcula la matriz de precodificación de canal basándose en las respuestas de canal reportadas que se reportan por cada terminal en la cobertura. Por tanto, cada UT estima un número de coeficientes de canal complejos correspondientes a los haces de interferencia más significativos (asumiendo de 10 a 15 como se ha indicado anteriormente). Estos números complejos se señalizan de vuelta a la GW utilizando el mensaje de señalización descrito en el Anexo E.4 de ETSI EN 302307-2 con una tasa máxima de un mensaje cada 500 ms. Los efectos del sistema de extremo a extremo (por ejemplo, carga útil, propagación de Radio Frecuencia (RF), terminales) que influyen en la calidad de este proceso de estimación durante cada período de estimación se describirán más adelante.

En la **Figura 11**, se ilustra un diagrama de bloques funcional esquemático de un modulador DVB-S2X GW que soporta la precodificación. En la misma, el número de referencia 1110 indica un bloque de adaptación de flujo, 1120 indica un bloque de codificación de corrección de errores hacia delante (FEC), 1130 indica un bloque de mapeo, 1140 indica un bloque de entramado de capa física (PL), 1150 indica un bloque de modulación, 1160 indica un bloque sumador, y 1170 indica un bloque de extremo frontal RF. El bloque de adaptación de flujo 1110 comprende un condensador de ajuste 1111 y un distorsionador de banda de base (BB) 1112, el bloque de codificación de FEC 1120 comprende un codificador de Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH), un codificador de LDPC 1122, y un intercalador de bits 1123, el bloque de mapeo 1130 comprende un asignador de constelación 1131 para los bits de asignación en constelaciones, el bloque de entramado PL 1141 comprende un bloque de inserción de trama modelo 1141, un bloque de inserción de piloto y señalización PL 1142, y un distorsionador PL 1143, y el bloque de modulación 1150 comprende un bloque de filtro BB y de modulación en cuadratura 1151. Para más detalles se hace referencia a ETSI EN 302307-2. La matriz de bloque de precodificación se aplica justo después de que el asignador de constelación 1131 del banco de moduladores y se activa en todos los campos de la súper-trama DVB-S2X (que incorporan a modo de ejemplo una unidad de trama) a excepción de los pilotos ortogonales dispersos y el inicio de la súper-trama. El módulo acepta como entrada los coeficientes de la matriz de precodificación que se calculan repetidamente por el procesador de GW basándose en las evaluaciones que los UT transmiten a la GW a través del enlace de retorno (ya sea por satélite o terrestre).

A continuación, el procedimiento de sincronización de acuerdo con un ejemplo que se realiza en el (lado receptor) lado del terminal y que es un requisito previo necesario para poder determinar la información de estado del canal se describirá. En primer lugar, se define la notación correspondiente. La señal recibida en el k-ésimo UT (o más bien, un UT en el k-ésimo haz) se modela como

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

donde

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

es el componente de forma de onda recibida de la n-ésimo alimentador de antena, Δf_{kn} y $\Delta\tau_{kn}$ cuenta para la frecuencia desconocida y desalineación de tiempo entre la señal transmitida por el n-ésimo alimentador de antena y la frecuencia y tiempo de referencia del k-ésimo UT, respectivamente.

Vamos a considerar una función de indexación $i(n)$ tomando 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 n-ésimo componente de forma de onda no se considera en el procesamiento. Cada UT procederá con las siguientes operaciones de sincronización/estimación generales:

- identificar el límite de trama, es decir, sincronización de trama, para el $i(n)$ -ésimo componente de forma de onda, $n = 1,\dots, N$;
- sincronizar la frecuencia, fase y tiempo para el $i(n)$ -ésimo componente de forma de onda, $n = 1,\dots, N$; y
- realizar la estimación de canal para el $i(n)$ -ésimo componente de forma de onda, $n = 1,\dots, N$ para enviarse de nuevo a la puerta de enlace.

Para alcanzar este objetivo, el k-ésimo UT (UT en el k-ésimo haz) deberá:

- 5 i) realizar y aplicar una estimación de frecuencia gruesa por medio de un estimador sin ayuda de datos en $y_k(t)$, 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, pág. 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 los 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 en Communications, vol.58, n.º.4, pág. 1235 - 1246, Abril 2010 (Pedone *et al.*), si los campos piloto o palabras únicas están presentes en el formato de trama, para identificar los límites de trama. La integración de detección posterior no coherente se puede aplicar para hacer frente a la incertidumbre de frecuencia residual y al deterioro de fase variable en el tiempo. Para aquellos componentes de forma de onda para los que no se logra con éxito la sincronización de trama, $i(n)$ se pone a cero con el fin de excluirlos de la transformación subsiguiente; y
- 15 iii) para cada forma de onda $i(n)$, $n = 1, 2, \dots, N$ para los que se logra con éxito la sincronización de trama, realizar el tiempo de seguimiento finito, seguimiento de fase y frecuencia, y la estimación de canal.

20 Para la estructura de súper-trama que se describe en el anexo E de ETSI EN 302307-2, el presente ejemplo proporciona dos posibles realizaciones de la sincronización UT para un sistema que emplea precodificación que se describe de aquí en adelante con referencia a la **Figura 12**, **Figura 13**, y **Figura 14**. Aunque se proporciona la siguiente descripción para el caso ejemplar de un sistema de comunicación que emplea el estándar DVB-S2 (DVB-S2X o), el presente ejemplo no se limita a tales sistemas de comunicación.

25 La **Figura 12** ilustra un diagrama de bloques esquemático de un aparato para realizar el procedimiento de sincronización en un UT de acuerdo con los ejemplos. El aparato ilustrado en la **Figura 12** comprende una unidad de adquisición de frecuencia 1201 (una unidad de estimación de frecuencia), un filtro adaptado 1202 (una unidad de filtro adaptada), una o más unidades de sincronización de trama 1203, una o más unidades de re-muestreo de símbolos 1204 (unidades de re-muestreo), uno o más demultiplexores 1205 (unidades demultiplexoras), una o más unidades de recuperación de tiempo 1206 (unidades de determinación de desfase de tiempo), un tampón 1207, una

30 primera unidad de estimación de SNR 1208, una primera unidad de seguimiento de frecuencia/fase 1209 (una primera unidad de determinación de desfase de frecuencia/fase), una o más segundas unidades de estimación de SNR 1210, una o más segundas unidades de seguimiento de frecuencia/fase 1211 (segundas unidades de determinación de desfase de frecuencia/fase), y una unidad de integración de estimación de canal 1212 (una unidad de estimación del coeficiente de canal). Cabe señalar que, además de la unidad de adquisición de frecuencia 1201 y del filtro adaptado 1202, que comúnmente procesa todos los componentes de forma de onda, N ramificaciones de los bloques, como se ilustra en la **Figura 12**. Como alternativa, si los N componentes de forma de onda son procesados secuencialmente, una sola ramificación sería suficiente.

40 La **Figura 13** es un diagrama de flujo que ilustra un (método de sincronización) procedimiento de sincronización en un UT ejemplar situado en el k-ésimo haz de acuerdo con un ejemplo. Este método se refiere a la estimación de un canal (vector de estado de canal, canal de vector) entre un transmisor y un receptor, transmitiendo el transmisor de forma inalámbrica una pluralidad de primeras señales en una pluralidad de haces a través de una pluralidad de alimentadores de transmisión de acuerdo con un procedimiento de ponderación (precodificación), donde cada una de la pluralidad de primeras señales se subdivide en unidades de trama (por ejemplo, súper-tramas) teniendo cada

45 una un primer campo que no está sometido a la ponderación (precodificación) y que indica un inicio de la respectiva unidad de trama (es decir, que comprende un (símbolo) de secuencia que indica el inicio de la unidad de trama respectiva, por ejemplo el campo SoSF de la súper-trama) y uno o segundo campos adicionales que no se someten 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

50 alimentadores de transmisión de acuerdo con el procedimiento de ponderación y la interferencia posterior en el lugar receptor, donde la segunda señal comprende un componente de forma de onda para cada uno de la pluralidad de canales de transmisión. En otras palabras, este método se refiere a la estimación de un vector de canal (vector de estado de canal) en un sistema de comunicación inalámbrica MU-MIMO (satélite) que emplea la precodificación, donde un receptor recibe una señal que comprende una pluralidad de componentes de forma de onda, subdividiéndose cada componente de forma de onda en unidades de trama, donde cada unidad de trama tiene un primer campo que no se somete a la precodificación y que indica un inicio de la unidad de trama respectiva y uno o más segundos campos que no se someten a la precodificación y que comprenden cada uno una secuencia piloto predeterminada. En un ejemplo, la unidad de trama comprende dos o más campos por segundo, y las etapas

60 descritas a continuación se aplican a dichos dos o más segundos campos.

Después de la recepción de la señal, la señal se muestrea en una unidad de muestreo (no mostrada en la Figura 12) para obtener una secuencia de muestras correspondientes a la señal recibida. En la etapa S1301, una primera estimación de frecuencia (estimación de frecuencia gruesa) de la frecuencia portadora de la señal recibida se realiza. La estimación de frecuencia gruesa se puede realizar, por ejemplo, por el algoritmo propuesto en Kim *et al.*, Pero por supuesto, también otros algoritmos para realizar la estimación de frecuencia gruesa son factibles, tal como por un correlacionador cuadrático como se propone en D'Andrea, A.N.; Mengali, U., "Design of quadricorrelators for

65

automatic frequency control systems", IEEE Transactions en Communications, vo1.41, nº.6, pág. 988-997, Junio de 1993. Esta etapa se realiza en la unidad de adquisición de frecuencia 1201. En la etapa S1302, el filtrado adaptado se realiza con el fin de aumentar la SNIR de la señal recibida. Aquí, el filtrado adaptado se determina basándose en la frecuencia estimada en la etapa S1301. Los métodos para realizar el filtrado adaptado se conocen en la técnica.

5 Esta etapa se realiza en el filtro adaptado 1202 de la **Figura 12**.

En la etapa S1303, la sincronización de trama se realiza mediante la búsqueda en la señal recibida para las secuencias conocidas de símbolos (palabras código) que indica el inicio de las súper-tramas (unidades de trama) en los haces respectivos (es decir, los respectivos componentes de forma de onda). En otras palabras, el comienzo de una unidad de trama de un componente de forma de onda, por ejemplo, m forma de onda componente, se determina mediante la búsqueda (utilizando un correlacionador), en la señal recibida, para un primer campo que indica el inicio de la unidad de trama respectiva. La señal recibida contiene, en cada componente de forma de onda, primeros campos que indican los inicios de unidades de trama respectivas, donde los primeros campos en diferentes componentes de forma de onda son mutuamente ortogonales. En consecuencia, el inicio de una unidad de trama en un componente de forma de onda dado se puede determinar mediante la correlación de la señal recibida con una palabra código conocida correspondiente al contenido del primer campo de las unidades de trama del componente de forma de onda dado. En más detalle, la sincronización de trama se puede realizar utilizando la integración posterior a la detección, que es bastante insensible a los errores de frecuencia. La integración posterior a la detección permite recuperar (determinar) el inicio de la (unidad de trama) SF haciendo referencia a la SoSF (primer campo) a valores de relación señal a ruido (SNR) muy bajos. Los algoritmos de sincronización de trama que se basan en la integración posterior a la detección que pueden por ejemplo utilizarse en esta etapa se describen 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 la sincronización de trama ha tenido éxito, es decir, si hay un bloqueo en el componente de forma de onda m de la señal recibida $y_k(t)$, o en otras palabras, si el inicio de la unidad de trama para el componente de forma de onda m se ha determinado en la etapa S1303. En la primera iteración del procedimiento de sincronización, se puede esperar que haya un bloqueo en el componente de forma de onda más fuerte, por lo general el componente de forma de onda (componente de forma de onda de referencia) con respecto a la señal destinada para su transmisión en el k -ésimo haz. Si hay un bloqueo en un componente de forma de onda, por ejemplo, forma de onda componente m (etapa S1304 resulta en Sí), el procedimiento avanza a la etapa S1305. De lo contrario (etapa S1304 resulta en No), si el bloqueo en cualquiera de los componentes de forma de onda que aún no se han procesados falla, el método finaliza. En la etapa S1305, se realiza la de-multiplexación (de-entramado) para el componente de forma de onda m con el fin de separar el inicio de la súper-trama (SoSF, es decir, un primer campo que indica un inicio de la unidad de trama), los pilotos (es decir, uno o más segundos campos que indica cada uno (que comprenden) secuencias piloto no precodificadas), los pilotos precodificados (PLH y P2, es decir, uno o más terceros campos que indican cada uno (que comprenden) secuencias piloto precodificadas), y los 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 ubicaciones del segundo, tercer y cuarto campos con respecto al inicio de la unidad de trama, y teniendo, además, el conocimiento de la posición del inicio de la unidad de trama, el primer, segundo y tercer campos, así como los datos reales (cuarto campo) pueden separarse y extraerse. Es decir, el primer campo y el uno o más segundos campos (y opcionalmente también el uno o más terceros campos y además, opcionalmente, también el cuarto campo) se separan (extraen) de la señal recibida basándose en los valores determinados de inicio 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, el seguimiento del tiempo y re-muestreo con ayuda de datos se realizan basándose en la SoSF y pilotos precodificados (para el componente de forma de onda de referencia solamente, es decir, si el componente de forma de onda m es el componente de forma de onda de referencia) y sin precodificar (para cada componente de forma de onda). En otras palabras, un desfase de tiempo $\Delta\tau_{km}$ del componente de forma de onda (entre el m -ésimo alimentador de transmisión y el receptor en el k -ésimo haz) se determina haciendo referencia al primer de campo y al uno o más segundos campos (y opcionalmente, también haciendo referencia al uno o más terceros campos). En otras palabras, esta etapa se refiere a (con la ayuda de datos) la determinación de un desfase de tiempo del componente de forma de onda, haciendo referencia al primer campo en la unidad de trama y al uno o más segundos campos de la unidad de trama. En más detalle, esto se logra mediante la correlación del componente de forma de onda demultiplexado con una palabra código conocida correspondiente al contenido del primer campo y palabras código conocidas correspondientes a los contenidos del uno o más segundos campos, respectivamente, por ejemplo, utilizando una compuerta temprana/tardía (asistido por piloto). Por lo tanto, un cálculo refinado del desfase de tiempo se puede determinar. Cabe señalar que la sincronización de trama como se ha realizado en la etapa S1306 es un requisito previo para esta etapa. Además, en la etapa S1306, el componente de forma de onda m se vuelve a muestrear basándose en el desfase de tiempo determinado, con lo que el desfase de tiempo se elimina del componente de forma de onda re-muestreado, es decir, las unidades de trama en el componente de forma de onda m se alinean con un reloj local del receptor (UT). Esta etapa se realiza en las unidades re-muestreo de símbolos y de recuperación de tiempo 1204, 1206.

En la etapa S1307, el seguimiento de frecuencia y fase en los pilotos precodificados (para el componente de forma de onda de referencia solamente, es decir, si el componente de forma de onda m es el componente de forma de

onda de referencia) y sin precodificar (para cada componente de forma de onda) se realiza. En otras palabras, un desfase de frecuencia Δf_{km} y un desplazamiento de fase (entre el m-ésimo alimentador de transmisión y el receptor en el k-ésimo haz) del componente de forma de onda de m se determina haciendo referencia al uno o más segundos campos de la unidad de trama del componente de forma de onda m (y opcionalmente, también haciendo referencia al uno o más terceros campos). En otras palabras, esta etapa se refiere a (con ayuda de datos) determinar un desfase de frecuencia y un desplazamiento de fase del componente de forma de onda re-muestreado con referencia al uno o más segundos campos en la unidad de trama. En más detalle, las palabras código conocidas correspondientes a los contenidos del uno o más segundos campos se comparan con el uno o más segundos campos en la unidad de trama (el mismo para el uno o más terceros campos, si es aplicable), y el desfase de frecuencia y el desplazamiento de fase se determinan 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 en*, vol.43, n°.2/3/4, pp.1169,1178, Feb./Marzo/Abril de 1995 se puede emplear para este fin. La etapa S1307 se realiza en la primera y segunda unidades de seguimiento de frecuencia/fase 1209, 1211.

En la etapa S1308, la estimación de canal se realiza basándose en los pilotos sin precodificar (es decir, el uno o más segundos campos) para cada componente de forma de onda, donde el canal estimado se tiene que enviar de nuevo a la puerta de enlace. En otras palabras, un coeficiente del canal correspondiente a la forma de onda componente m se determina haciendo referencia al uno o más segundos campos en la unidad de trama, basándose en el desfase de frecuencia y desplazamiento de fase determinados del componente de forma de onda re-muestreado. Aquí, la fase del coeficiente del canal se determina basándose en la desviación de fase determinada en la etapa S1307 (más precisamente, la fase del coeficiente del canal se corresponde con el desplazamiento de fase determinado en la etapa S1307). Además, la estimación de canal implica una etapa de compensación del componente de forma de onda (o más bien de los campos extraídos en la etapa S1305 y re-muestreados en la etapa S1306) para que el desfase de frecuencia detectado obtenga un componente (o en su lugar, campos compensados) de forma de onda compensado (es decir, compensados en frecuencia). A continuación, actuando sobre el componente de forma de onda compensado (o mejor dicho, los campos compensados), en referencia al uno o más segundos campos, la amplitud (ganancia) del coeficiente del canal se determina utilizando un estimador de SNR. Esta sub-etapa de la etapa S1308 se realiza en la primera y segunda unidades de estimación de SNR 1208, 1210 de la **Figura 12**. Se puede decir que esta sub-etapa de la etapa S1308 se refiere a una determinación (con ayuda de datos) de la amplitud del coeficiente del canal con referencia al uno o más segundos campos después de la compensación del desfase de frecuencia, utilizando un estimador de SNR. Aquí, la estimación de SNR implica la correlación de los campos respectivos con las correspondientes palabras código conocidas (símbolos). Algoritmos para la estimación de SNR que pueden por ejemplo utilizarse aquí se han propuesto en Pauluzzi, D.R.; Beaulieu, N.C., "A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel," *Communications, IEEE Transactions en*, vol.48, n°.10, pág.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, pág. 479-486, Junio 1968. La etapa S1308 se realiza en la unidad de integración de estimación de canal 1212. En la etapa S1309, se determina si el procesamiento de todos los componentes de forma de onda se ha intentado. Si el procesamiento de todos los componentes de forma de onda se ha intentado (etapa S1309 resulta en Si), el procedimiento termina. De lo contrario (etapa S1309 resulta en No), el método vuelve a la etapa S1303, donde 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 ha sido procesada) se intenta. En cuanto a la etapa S1306 y la etapa S1307, dado que la operación de precodificación tiene por objeto reducir la interferencia en la señal de referencia causada por las señales restantes, los pilotos precodificados (es decir, el uno o más terceros campos) no se pueden utilizar de forma fiable para fines de sincronización y estimación que no sean para el usuario de referencia. Las etapas S1303 a S1308 se pueden realizar para cada componente de forma de onda, $i(n)$, $n = 1, 2, \dots, N$, secuencialmente o en paralelo. Cabe señalar que la **Figura 13** ilustra el caso donde las etapas S1303 a S1308 se realizan secuencialmente para todos los componentes de forma de onda. Si las etapas S1303 a S1308 se realizan en paralelo, la etapa S1309 se omite, y una ramificación paralela que comprende las etapas S1303 a S1308 se proporciona para cada uno de los N componentes de forma de onda.

La **Figura 14** es un diagrama de flujo que ilustra un procedimiento de sincronización en un UT de acuerdo con otro ejemplo, que se basa en el procedimiento de sincronización descrito anteriormente con referencia a la **Figura 13**. Puesto 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 grandes, se prevé que en algunos escenarios el procedimiento de sincronización propuesto descrito con referencia a la **Figura 13** pueda limitarse en interferencia para varias de las señales recibidas. El procedimiento de sincronización descrito con referencia a la **Figura 13** puede, por tanto, modificarse mediante la introducción de una etapa de cancelación de interferencia de la siguiente manera. Puesto que las etapas S1401 a S1408 son idénticas a las etapas S1301 a S1308, respectivamente, en la **Figura 13**, descripción de la misma en el contexto del presente ejemplo se abrevia por razones de concisión y se hace referencia a la descripción anterior más detallada. En la etapa S1401 de la **Figura 14**, una primera estimación de frecuencia (estimación de frecuencia gruesa) de la señal recibida $y_k(t)$ se realiza. En la etapa S1402, el filtrado adaptado de la señal recibida $y_k(t)$ se realiza. En la etapa S1403, la sincronización de trama se realiza para sincronizar uno de los componentes de forma de onda recibidos, por ejemplo, componente de forma de onda m . En la etapa S1404, se comprueba si hay un bloqueo en el componente de forma de onda m . Si hay un bloqueo en el

componente de forma de onda m (etapa S1404 resulta en Sí), el método pasa a la etapa S1405. De lo contrario (etapa S1404 resulta en No), el procedimiento termina. En la etapa S1405, el m -ésimo componente de forma de onda se de-multiplexa para separar el inicio de la súper-trama (SoSF), los pilotos, pilotos precodificados (PLH y P2), y los datos. En la etapa S1406, el seguimiento de tiempo y re-muestreo con ayuda de datos se realiza basándose en el SoSF y pilotos precodificados (para el componente de forma de onda de referencia, solamente) y sin codificar (para cada componente de forma de onda). En la etapa S1407, el seguimiento de frecuencia y fase en los pilotos precodificados (para el componente de forma de onda de referencia, solamente) y sin precodificar (para cada componente de forma de onda) se realiza. En la etapa S1408, la estimación de canal se realiza basándose en los pilotos sin precodificar para cada componente de forma de onda, donde la estimación de canal se tiene que enviar de nuevo a la puerta de enlace.

En la etapa S1409, una réplica local, $r_{km}(t)$, de $r_{km}(t)$ se reconstruye basándose en las estimaciones obtenidas en las etapas S1406, S1407 y S1408. La réplica local $r_{km}(t)$ contiene valores distintos de cero solo en el SoSF, SFFI, Símbolos Modelos al final de SF, PLH, P2, y los campos pilotos, mientras que los campos de datos se establecen en cero. En otras palabras, una réplica que comprende unidad de trama replicada del primer campo y del uno o más segundos campos (y, opcionalmente, también del uno o más terceros campos) de la unidad de trama del componente de forma de onda m se genera basándose en el desfase de tiempo, desfase de frecuencia, desplazamiento de fase y coeficiente del canal determinados. Es decir, las palabras código conocidas correspondientes al contenido del primer y uno o más segundos campos (y, opcionalmente, también al 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 tiempo, amplitud, frecuencia y fase de acuerdo con el desfase de tiempo, desfase de frecuencia, desplazamiento de fase y coeficiente del canal determinados.

En la etapa S1410, la réplica local $r_{km}(t)$ se sustrae de la señal recibida $y_k(t)$. De este modo, la interferencia por el primer y segundo campos (y opcionalmente también por el uno o más terceros campos) en las unidades de trama del componente de forma de onda m en los componentes de forma de onda restante se elimina, o al menos se mejora. En la etapa S1411, se comprueba si todos los componentes de forma de onda se han procesados. Si todos los componentes de forma de onda se han procesado (etapa S1411 resulta en Sí), el procedimiento termina. De lo contrario (etapa S1411 resulta en No), el método vuelve a la etapa S1403 para una iteración adicional. Cabe señalar que la iteración adicional se aplica a la señal recibida después de filtrado adaptado y después de la sustracción de la réplica $r_{km}(t)$ del componente de forma de onda m .

A continuación, se describirán los deterioros de un canal del sistema satelital de múltiples haces y su formulación. Esta parte de la presente descripción proporciona detalles sobre las imperfecciones del canal que influirán en el rendimiento de precodificación en un sistema real y, por lo tanto, deben incluirse en la matriz de canal completa de un sistema satelital de múltiples haces. Puesto que la matriz de canal comprende elementos complejos, se da particular importancia a los efectos de fase que deben tenerse en cuenta en la matriz de canal, ya que afectan críticamente el rendimiento resultante de cualquier esquema de precodificación.

Por lo general, toda la trayectoria desde la transmisión hasta la recepción (incluyendo todos los circuitos analógicos y de RF, antenas y propagación) deben ser parte de la definición de canal, ya que afecta tanto a su amplitud como a su fase. Para un sistema transparente convencional, la transmisión comienza en la GW, la señal se hace pasar a través de la carga útil del satélite transparente y termina en el UT receptor. Por lo tanto, el canal de UT de extremo a extremo se divide en tres segmentos, a), b), c), en concreto, a) enlace de conexión, b) canal satélite, c) enlace de usuario.

El canal complejo entre el UT residente en haz $k = 1, \dots, K$ y el alimentador de antena $n = 1, \dots, N$ se denota por $h_{kN}(t) = |h_{kN}(t)|e^{j\theta_{kN}(t)}$, donde $|h_{kN}(t)|$ es la amplitud y $\theta_{kN}(t)$ es la fase de cualquier subcanal de la totalidad de matriz de canales $\mathbf{H} = [h_{kn}]$. Todos los demás parámetros de enlace de radio siendo fijos, la amplitud del canal $|h_{kn}|$ depende de la ganancia de la antena de satélite y de los efectos de propagación, predominantemente atenuación por la lluvia, que está variando lentamente y también lo hace $|h_{kn}|$. Este tipo de variabilidad ya es capturada en los sistemas existentes basados en DVB-S2 que aplican ACM, que necesitan reportar información de la amplitud de los UT de nuevo a la GW. Las señales recibidas en el UT en el k haz-ésimo, $k = 1, \dots, K$, de todos los alimentadores de antena de a bordo se representan por el vector de canal

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

Finalmente, la matriz de canal completa de los K UT que reciben señales desde los N alimentadores de antena de a bordo (cadenas de carga útil) se representa por

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

Existen diversas contribuciones que hacen girar la fase de canal $\theta_{kN}(t)$ de manera variable con el tiempo: en el enlace de conexión, el oscilador local de GW (LO) junto con sus inestabilidades de frecuencia/fase, así como la geometría del enlace de conexión, en el transpondedor de satélite/canal, y los LO de los convertidores de frecuencia junto con sus inestabilidades de frecuencia/fase. Además, el movimiento del satélite dentro de su caja de custodia de estación modifica tanto las geometrías de los enlaces de usuario como de los de conexión haciendo la variante del tiempo de fase. Además, en el enlace de usuario, la geometría del enlace de usuario y el LO del bloque receptor de bajo ruido del UT (LNB) tienen un impacto en la fase de canal $\theta_{kN}(t)$. Por supuesto, aparte de estos principales contribuciones, todos los demás elementos activos y pasivos introducen un giro de fase a la onda electromagnética que se propaga, que será lentamente variable en el tiempo en función de las variaciones de temperatura y el desgaste de los componentes.

La **Figura 15** proporciona una visión general de las distintas contribuciones de fase para un escenario simplificado que implica dos cadenas de carga útil (alimentadores de transmisión) y dos haces de UT en tierra. Las fuentes y las características de estas contribuciones de fase se detallan a continuación. Como se ilustra en la **Figura 15**, la fase total de variación de tiempo de cualquier sub-canal único que llega al UT, $\theta_{tot}(t)$, comprende principalmente tres componentes:

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

donde $\theta_{PL}(t)$ es la contribución de la cadena de carga útil, $\theta_{RF}(t)$ es la contribución de la geometría de la trayectoria oblicua, y $\theta_{LNB}(t)$ es la contribución del receptor LNB. Puesto que los alimentadores de antena de a bordo que sirven el enlace de usuario solo están separadas entre sí por decenas de cm, todos los elementos en el vector de canal \mathbf{h}_k de UT en el k-ésimo haz tienen la misma contribución de fase geométrica (trayectoria oblicua común). Por lo tanto, las contribuciones de fase procedentes de la trayectoria de RF geométrica $[\theta_{kN}]_{RF}$ son iguales para todos $n = 1, \dots, N$ (véase **Figura 15**). Lo mismo aplica también a la contribución de fase de la **Figura 15** procedente del LNB local de cada UT, $[\theta_{kN}]_{LNB}$. Por el contrario, cada UT ve una contribución fase diferente $[\theta_{kN}]_{PL}$ procedentes de diferentes cadenas de carga útil. Puesto que cada una de las cadenas de carga útil se convierte hacia abajo por un LO diferente, las fases relativas que llegan al UT en el k-ésimo haz desde los N canales son completamente aleatorias. Como se ha encontrado por los inventores, las desviaciones de fase en medio de las cadenas de carga útil (PL) $[\theta_{kN}]_{PL}$ se pueden representar por una distribución gaussiana de media cero con una desviación estándar de aproximadamente $\sigma = 20^\circ$. $[\theta_{kN}]_{PL}$ captura también los desplazamientos de fase potenciales entre LO en el lado de GW, donde sin embargo la sincronización de los LO es más sencilla que en la carga útil. Basándose en estas consideraciones, la suposición más apropiada para las fases de los elementos de la matriz de canal correspondiente a diferentes UT (a través de las filas de la matriz de canal) es la distribución aleatoria uniforme $[0, 2\pi)$. Después, para modelar las desviaciones de fase entre los alimentadores de transmisión, una distribución gaussiana $N(0, \sigma^2)$ puede adoptarse con $\sigma = 20^\circ$. Además, para técnicas avanzadas de reducción de interferencias, una estimación precisa de la matriz de canal conjunta, incluyendo la fase de cada UT debe estar disponible en el lado de transmisión de GW para pre-compensar la interferencia. Aunque los sistemas de DVB-S2 convencionales para habilitar la codificación adaptativa y la adaptación de modulación (ACM) ya ofrecen un mecanismo de amplitud (es decir SNIR) que reporta desde el terminal de vuelta a la GW, alimentar de nuevo la fase de la UT dará lugar a una estimación de fase anticuada. Como se ha mencionado anteriormente, la estructura de súper-trama incluida en la reciente publicación de la norma DVB-S2X proporciona un mecanismo de retroalimentación completo tanto de amplitud como fase de un número limitado de sub-canales.

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

- 1) La UT hace una estimación con ayuda de datos de la señal entrante

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

Puesto que esto se hace utilizando un LNB comercial, un error de estimación $e(t)$ se introduce, que sin embargo se espera que tenga normalmente una pequeña desviación estándar (menos de aproximadamente 1 grado).

- 2) El UT proporciona periódicamente informes de fase $\theta_{tot}(t + \Delta T)$ en cada período de tiempo ΔT para la GW. Por ejemplo, si 16 bits están dedicados a realimentar la fase de cada $\Delta T = 100$ ms, la sobrecarga para realimentar la fase ascenderá a 160 bits/s. La estimación de $\theta_{tot}(t)$ llegará a la GW después de 350 ms, es decir, 100 ms (de periodicidad de retroalimentación) + 250 ms (dos saltos del retraso de propagación de la órbita GEO).

- 3) La GW aplicará esta estimación de fase (así como la estimación de la amplitud) para calcular los pesos de pre-compensación de interferencia y transmitirá la señal de enlace directo hacia el UT (suponiendo que no hay retraso de puesta en cola y de procesamiento). La señal se recibirá en el UT después de un retraso de

propagación de dos saltos adicionales de 250 ms.

En total, la estimación de fase de UT $\theta_{tot}(t)$ estará desfasada en al menos 500 a 600 ms. Con el fin de entender cuánto habrá cambiado durante este período, el proceso de ruido de fase de UT se modelará a continuación. Tenga en cuenta que debido a la naturaleza de bajo coste de los UT comerciales, el rendimiento de ruido de fase LNB es relativamente pobre. La Tabla 1 muestra una máscara de ruido de fase convencional de un UT (máscara P1 de Informe de Modelo de Canal DVB-S2 Grupo de Modelo de Canal DVB-TM-S2, "Modelos de Canal DVB-SX", disponible en: <http://www.dvb.org>, Grupo de Trabajo TM-S2, cargado en 18/01/2013, ID de documento: TM-S20125). Suponiendo una velocidad de transmisión convencional de 200 Msym/s y periodicidad piloto de DVB-S2 de 1476 símbolos con una duración de 7,3 μ s, el ancho de banda del PLL, que será un límite de integración inferior de la máscara en la Tabla 1, se encuentra que es 137 kHz. Esto produce un RMS de ruido de fase de 0,24 grados.

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

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

Para finalizar esta descripción, un resumen de las contribuciones de fase descritas anteriormente se proporcionará. La fase total entre el alimentador de antena de a bordo del satélite = 1,..., N y 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 debido 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 carga útil tiene una distribución correspondiente a un desfase Gaussiano $N(0, \sigma^2)$, $\Sigma = 20^\circ$ entre los alimentadores. La contribución de fase debido al intervalo de trayectoria oblicua, 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 determinísticamente del movimiento del satélite. Por último, la contribución de fase debido a receptor LNB, que es diferente entre los $k = 1, \dots, N$ UT viene dada por $[\theta_{kN}]_{LNB}(t) = [\theta_k]_{LNB}(t)$, donde varía el error de fase de acuerdo con un desfase Gaussiano $N(0, \sigma^2)$, donde $\sigma = 0,24^\circ$ (máscara de ruido de fase P1).

A continuación, como una forma de proporcionar un ejemplo de aplicación convencional de la invención, el algoritmo de agrupamientos geográficos de usuario para la precodificación se aplicará a los canales de $N_u = 2$ usuarios (terminales) por trama en un sistema de múltiples haces que ofrece servicios interactivos de banda ancha. Los supuestos del sistema que se utilizan en este ejemplo se enumeran en la Tabla 2.

Tabla 2. Parámetros asumidos del sistema ejemplar

Parámetro	Valor
Haces en el sistema	245 Alimentador individual por haz ($K = N = 245$)
Esquema de colores para la pre-codificación	Reutilización de frecuencia y polarización total
Esquema de color de referencia	4 colores (2 - frec. 2 polar.)
Frecuencia de operación	20 GHz
Ancho de banda de usuario	500 MHz
Potencia RF saturada de cada alimentador	55 W
OBO	5 dB
Potencia de salida para 4 colores de referencia	17,3 W
Potencia de salida de pre-codificación	8,7 W
Roll-off	0,2
G/T de Antena Terminal	16,9 dB/K

En lugar de presentar los resultados para todos los 245 haces en el sistema, se presentarán los resultados para $N_u = 2$ UT ubicados en un haz específico (haz 6) y la limitación de las contribuciones de los canales más importantes que se originan a partir de la 15 haces más cercanos en las proximidades del haz de interés. Bajo estos supuestos, el vector de canal complejo estacionario entre los 5 alimentadores de antena del satélite y el Usuario 1 en el Haz 6 viene dada por

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

donde i representa la unidad imaginaria. Del mismo modo, el vector de canal compleja entre los 5 alimentadores de antena del satélite y el Usuario 2 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 agrupamiento geográfico de usuarios, el vector de precodificación que se aplica para ambos Canales de Usuarios 1 y 2 en el Haz 6 se expresa como

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

5 Para el sistema de reutilización de frecuencia total, la SNIR para el Usuario 1 en el Haz 6 sin precodificación es igual a 5,1 dB, mientras que la introducción de precodificación produce 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.

10 Estos resultados deben compararse con un sistema de cuatro colores de referencia, en cuyo caso la SNIR para el Usuario 1 en el Haz 6 da como resultado 15,4 dB. Aunque este valor de SNIR es sustancialmente mejor que el precodificado, una vez que estos valores se traducen en capacidad, los resultados son mejores en el caso del sistema de reutilización de frecuencia total que emplea la precodificación debido al ancho de banda mucho más amplio que se utiliza. Por ejemplo, si la eficacia espectral de los ModCods de DVB-S2 se utiliza para determinar la capacidad, entonces el rendimiento para los Usuarios 1 y 2 en el Haz 6 en caso de precodificación viene dada por $2 * BW_{\text{usuario}} / (1 + \text{roll_off}) * \text{formalog}(\text{SNIR}_F) = 1,6 \text{ Gbps}$, donde $\text{formalog}(\cdot)$ es una función que relaciona la SNIR del esquema de reutilización de frecuencia total (SNIR_f) con la eficacia espectral de los ModCods de DVB-S2. Por otra parte, el rendimiento para los Usuarios 1 y 2 en el Haz 6 en el caso del sistema de cuatro colores de referencia viene dado por $BW_{\text{usuario}} / (2 * (1 + \text{roll_off})) * \text{formalog}(\text{SNIR}_{4c}) = 0,8 \text{ Gbps}$, donde $\text{formalog}(\cdot)$ es una función que relaciona la SNIR de la referencia del esquema de reutilización de frecuencia de cuatro colores (SNIR_{4c}) con la eficacia espectral de los ModCods de DVB-S2. Esto corresponde a una ganancia de rendimiento del 100 %.

25 El ejemplo de aplicación anterior es bastante específico en términos de número y posición de los UT, selección de haz y el algoritmo de precodificación. Con el fin de complementar este ejemplo más bien específico, se proporcionará resultados actuales a través de simulaciones por ordenador en el mismo sistema descrito en la Tabla 2, pero reportando la capacidad media de todo el sistema (totalidad de los UT y haces puntuales) y para los tres algoritmos de precodificación de acuerdo con la invención. Vale la pena señalar que la capacidad del sistema se ha promediado en relación con los UT que residen en una rejilla uniforme sobre el área de cobertura. Es decir, ninguna no uniformidad de los UT se ha tenido en cuenta en las simulaciones. Aunque esta uniformidad de UT no es totalmente representativa de un sistema real, se cree que esto corresponde al peor de los escenarios con respecto al posicionamiento de los UT, ya que cualquier colocación no uniforme de los UT mejorará su similitud de canal y proporcionará un mayor rendimiento de la técnica de precodificación de la invención.

35 La Tabla 3 proporciona un resumen de los resultados de simulación por ordenador que emplean los tres algoritmos de la invención y suponiendo que la GW es perfectamente consciente de los canales complejos de los UT.

Tabla 3. Promedio de ganancias de capacidad del sistema de un sistema de múltiples haces que emplea precodificación en comparación con un sistema de cuatro colores de referencia sin precodificación

#Usuarios en la trama	Ganancia de capacidad del sistema a través del sistema de cuatro colores de referencia
Algoritmo 1: Agrupamiento Geográfico de Usuarios	
2	108,0 %
5	85,6 %
10	58,5 %
Algoritmo 2: Selección Paralela de Usuarios	
2	102 %
5	66 %
10	-14,8 %
Algoritmo 3: Descomposición de Valores Singulares en Bloques	
2	152 %
5	92 %
10	38 %

40 Los resultados de simulación que se presentan en la Tabla 3 se refieren a un caso donde la estimación de canal ideal es disponible tanto en el UT como en la GW. Los resultados de la simulación para el mismo modelo de sistema de la Tabla 3, pero esta vez incluyendo los deterioros de canal descritos anteriormente con referencia a la **Figura 15** se presentan a continuación. Todos los resultados incluyen la contribución de fase debido a las cadenas de carga útil $\theta_{PL}(t)$, que resulta que influye en los resultados de capacidad.

45 Hay impacto significativo por la información de estado del canal no perfecta (CSI) o bien en el receptor (CSIR) o en el transmisor (CSIT). En una manera similar a la Tabla 3, la Tabla 4 presenta los beneficios de un sistema que emplea precodificación con respecto al sistema de referencia cuando el CSIR es imperfecto (debido a imprecisiones de estimación de canal) y el CSIT que llega a la GW es perfecto. Por supuesto, puesto que la estimación se realiza en el lado de UT, esta no es una situación realista, y se considera principalmente como parte de un análisis de sensibilidad.

Tabla 4. Promedio de ganancias de capacidad del sistema de un sistema de múltiples haces que emplea precodificación en comparación con un sistema de cuatro colores de referencia sin precodificación suponiendo CSIT perfecto y CSIR imperfecto

#Usuarios en la trama	Ganancia de capacidad del sistema a través del sistema de cuatro colores de referencia
Algoritmo 1: Agrupamiento Geográfico de Usuarios	
2	83 %
5	77 %
10	55,9 %
Algoritmo 2: Selección Paralela de Usuarios	
2	22,24 %
5	7,7 %
10	-18 %
Algoritmo 3: Descomposición de Valores Singulares en Bloques	
2	N/A
5	N/A
10	N/A

5 La Tabla 5 y la Tabla 6 presentan los beneficios de un sistema que emplea precodificación con respecto al sistema de referencia suponiendo un CSIR perfecto y un CSIT imperfecto (debido a la CSI que llega obsoleta) para $\sigma_{RF} = 10$ grados y $\sigma_{RF} = 30$ grados, respectivamente.

10 Tabla 5. Promedio de ganancias de capacidad del sistema de un sistema de múltiples haces que emplea precodificación en comparación con un sistema de cuatro colores de referencia sin precodificación suponiendo CSIT imperfecto ($\sigma_{RF} = 10$ grados) y CSIR perfecto

#Usuarios en la trama	Ganancia de capacidad del sistema a través del sistema de cuatro colores de referencia
Algoritmo 1: Agrupamiento Geográfico de Usuarios	
2	91 %
5	80,0 %
10	55,0 %
Algoritmo 2: Selección Paralela de Usuarios	
2	30 %
5	11,7 %
10	-14 %
Algoritmo 3: Descomposición de Valores Singulares en Bloques	
2	-7 %
5	12 %
10	4 %

15 Tabla 6. Promedio de ganancias de capacidad del sistema de un sistema de múltiples haces que emplea precodificación en comparación con un sistema de cuatro colores de referencia sin precodificación suponiendo CSIT imperfecto ($\sigma_{RF} = 30$ grados) y CSIR perfecto

#Usuarios en la trama	Ganancia de capacidad del sistema a través del sistema de cuatro colores de referencia
Algoritmo 1: Agrupamiento Geográfico de Usuarios	
2	31,6 %
5	49,6 %
10	42,6 %
Algoritmo 2: Selección Paralela de Usuarios	
2	N/A
5	N/A
10	N/A
Algoritmo 3: Descomposición de Valores Singulares en Bloques	
2	N/A
5	N/A
10	N/A

20 Aunque en la referencia anterior se hace para 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 descritas anteriormente se pueden realizar con hardware o software, o combinaciones de hardware y software. Por consiguiente, las unidades respectivas para realizar las etapas del método pueden implementarse como hardware o pueden implementarse por ordenador. Es decir, las respectivas unidades que ejecutan estas etapas del método se pueden realizar según se desee mediante la cooperación de hardware y software, y no sugieren una configuración

de hardware específica. Se entiende todavía además que para cada una de las etapas del método descritas anteriormente un aparato correspondiente comprende las respectivas unidades y sub-unidades configuradas para la ejecución de estas etapas del método. Por razones de consistencia, no todas de tales unidades se mencionan explícitamente en la descripción anterior.

5

REIVINDICACIONES

1. Un método para transmitir datos de forma inalámbrica a una pluralidad de terminales (32) en cada uno de una pluralidad de haces (30) de un satélite de telecomunicaciones (10) a través de una pluralidad de alimentadores de transmisión, proyectándose cada haz (30) en tierra en un área de cobertura respectiva, comprendiendo el método:
- 5 seleccionar, para cada haz (30), dos o más terminales de entre la pluralidad de terminales (32) en el área de cobertura respectiva del haz (30) como un subgrupo de terminales, basándose en la información de estado del canal de la pluralidad de terminales (32) en el haz (30), donde para cada terminal la información del estado del canal se representa por un coeficiente de estado del canal complejo para cada uno de la pluralidad de canales de transmisión;
- 10 determinar, para cada haz (30), una pieza de información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo (30) basándose en la información de estado del canal de los terminales de al menos uno de la pluralidad de subgrupos de terminales; y determinar conjuntamente un conjunto de coeficientes de ponderación que relacionan la pluralidad de alimentadores de transmisión con una pluralidad de señales destinadas para su transmisión en la pluralidad de haces (30) basándose en las piezas de información de estado del canal equivalentes que representan respectivamente la pluralidad de subgrupos de terminales,
- 15 donde el conjunto determinado de coeficientes de ponderación forma una matriz de precodificación, y la matriz de precodificación se mantiene constante a través de los terminales en el subgrupo de terminales.
- 20
2. El método de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende además:
- 25 para cada subgrupo de terminales, transmitir por multidifusión datos a los dos o más terminales en el subgrupo respectivo de terminales de tal manera que cada flujo de datos transmitido desde un alimentador de transmisión respectivo se dirige al dos o más terminales en un subgrupo respectivo de terminales y actúa como un contenedor para los datos destinados a los dos o más terminales en el subgrupo respectivo de los terminales para proporcionar para la multiplexación estadística, para los dos o más terminales en el subgrupo respectivo, dentro de una trama de capa física de transmisión de datos.
- 30
3. El método de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, donde cada terminal tiene un vector de estado del canal indicativo de la información de estado del canal del terminal respectivo, y la selección del subgrupo de terminales implica, para cada haz (30):
- 35 seleccionar un primer terminal en el haz (30); y seleccionar, a partir de los terminales del haz (30) diferente del primer terminal, un número predeterminado de terminales de acuerdo con una distancia entre el vector de estado del canal del terminal respectivo y el vector de estado del canal del primer terminal.
- 40
4. El método de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, donde la determinación de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales implica, para cada haz (30):
- Promediar la información de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz (30).
- 45
5. El método de acuerdo con la reivindicación 1, donde cada terminal tiene un vector de estado del canal indicativo de la información de estado del canal del terminal respectivo, y la selección del subgrupo de terminales implica, para cada haz (30):
- 50 determinar, para cada terminal en el haz (30), una norma del vector de estado del canal del terminal; seleccionar, como un primer terminal, un terminal en el haz (30) para el que la norma del vector de estado del canal es más grande; y realizar iterativamente, hasta que se haya seleccionado un número predeterminado de terminales:
- 55 la determinación, para cada uno de los terminales en el haz (30) diferentes de los terminales que ya se han seleccionado, de una proyección del vector de estado del canal del terminal en el sub-espacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que ya se han seleccionado; y la selección, a partir de los terminales en el haz (30) diferentes de los terminales que ya se han seleccionado, de un terminal para el que el vector de estado del canal tiene la proyección más grande en el sub-espacio abarcado por los vectores de estado del canal de los terminales que ya se han seleccionado.
- 60
6. El método de acuerdo con la reivindicación 1 o 5, donde la determinación de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales implica, para cada haz (30):
- 65 seleccionar la información de estado del canal de un terminal del subgrupo de terminales en el haz (30) como la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz (30).

7. El método de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3 o 5, donde cada terminal tiene un vector de estado del canal indicativo de la información de estado del canal del terminal respectivo, y la determinación de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz (30) implica, para cada haz (30):

5 determinar una primera matriz basándose en los vectores de estado del canal de los terminales de los subgrupos de terminales en la pluralidad de haces (30) diferentes del haz respectivo (30);
 regularizar la primera matriz para obtener una segunda matriz regularizada;
 determinar una tercera matriz que corresponde al espacio nulo de la segunda matriz;
 10 determinar la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo (30) basándose en la tercera matriz y los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz respectivo (30).

8. El método de acuerdo con la reivindicación 7, donde la determinación de la información de estado del canal del subgrupo de terminales en el haz respectivo (30) implica:

15 determinar cuarta matriz basándose en los vectores de estado del canal de los terminales del subgrupo de terminales en el haz respectivo (30);
 regularizar la cuarta matriz para obtener una quinta matriz regularizada; y
 20 determinar la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo (30) basándose en la quinta matriz y en la tercera matriz.

9. El método de acuerdo con la reivindicación 7 u 8, donde determinar el conjunto de coeficientes de ponderación implica, para cada haz (30):

25 determinar un vector propio que tiene el valor propio más grande de una sexta matriz que puede obtenerse multiplicando la séptima matriz indicativa de la información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo (30), por su adjunto; y
 30 determinar un conjunto de coeficientes de ponderación que relacionan la pluralidad de alimentadores de transmisión con una señal de entre la pluralidad de señales destinadas para su transmisión en el haz respectivo (30) basándose en el vector propio y en la tercera matriz.

10. Un aparato para transmitir datos de forma inalámbrica a una pluralidad de terminales (32) en cada uno de una pluralidad de haces (30) de un satélite de telecomunicación (10) a través de una pluralidad alimentadores de transmisión, proyectándose cada haz (30) en tierra sobre un área de cobertura respectiva, comprendiendo el aparato:

40 una unidad de selección de terminales configurada para seleccionar, para cada haz (30), dos o más terminales de entre la pluralidad de terminales (32) en el área de cobertura respectiva del haz (30) como un subgrupo de terminales, basándose en la información de estado del canal de la pluralidad de terminales (32) en el haz (30), donde para cada terminal la información del estado del canal se representa por un coeficiente de estado del canal complejo para cada uno de la pluralidad de canales de transmisión;
 una unidad de determinación de la información de estado del canal equivalente configurado para determinar, para cada haz (30), una pieza de información de estado del canal equivalente que representa el subgrupo de terminales en el haz respectivo (30) basándose en la información de estado del canal de los terminales de al menos uno de la pluralidad de subgrupos de terminales; y
 45 una unidad de determinación del coeficiente de ponderación configurada para determinar conjuntamente un conjunto de coeficientes de ponderación que relacionan la pluralidad de alimentadores de transmisión con una pluralidad de señales destinadas para su transmisión en la pluralidad de haces (30) basándose en las piezas de información de estado del canal que representan respectivamente la pluralidad de subgrupos de terminales,
 50 donde el conjunto determinado de coeficientes de ponderación forma una matriz de precodificación, y la matriz de precodificación se mantiene constante a través de los terminales en el subgrupo de terminales.

11. El aparato de acuerdo con la reivindicación 10, configurado además para, para cada subgrupo de terminales, transmitir por multidifusión datos a los dos o más terminales en el subgrupo respectivo de terminales de tal manera que dirige cada flujo de datos transmitido desde una fuente de transmisión respectiva a los dos o más terminales en un subgrupo correspondiente de terminales y actúa como un contenedor para los datos destinados a los dos o más terminales en el subgrupo respectivo de terminales para proporcionar la multiplexación estadística, para los dos o más terminales en el subgrupo respectivo, dentro de una trama de capa física de transmisión de datos.

60

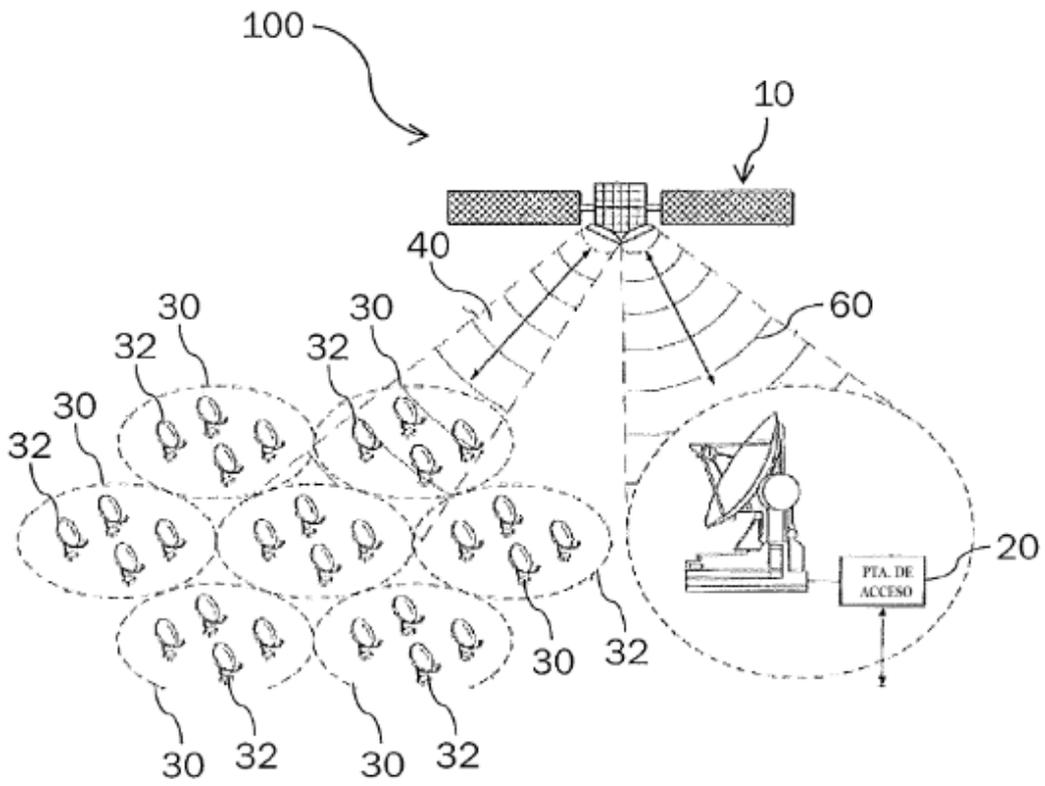


FIG. 1

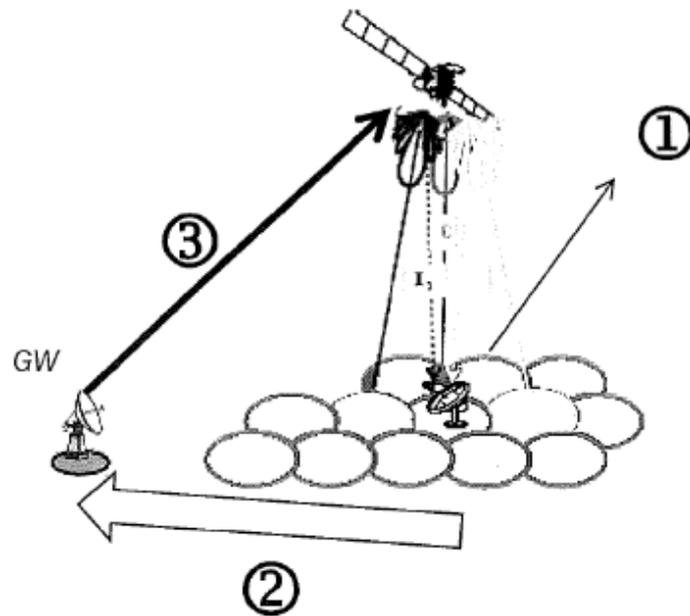


FIG. 10

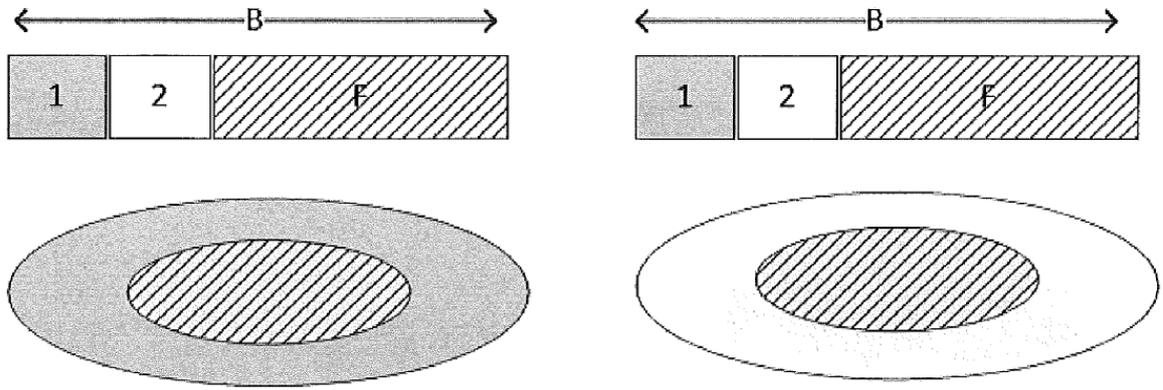


FIG. 2

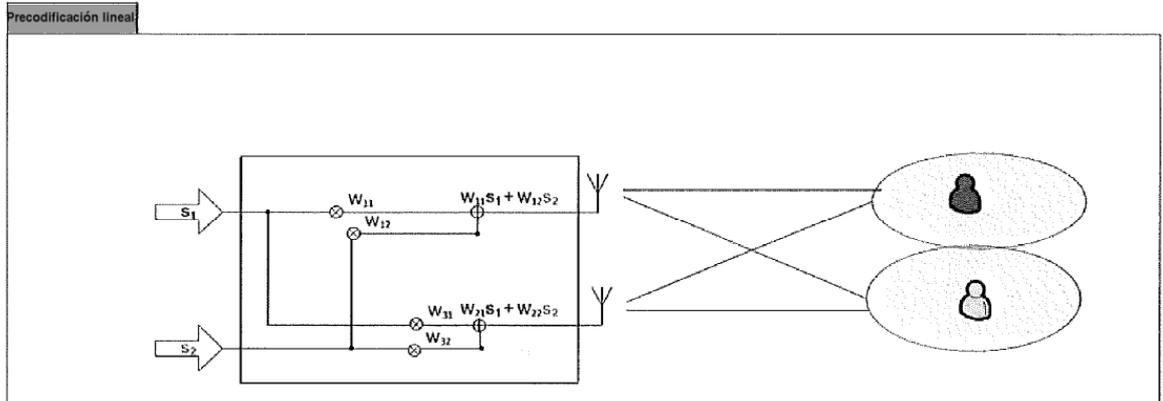


FIG. 3

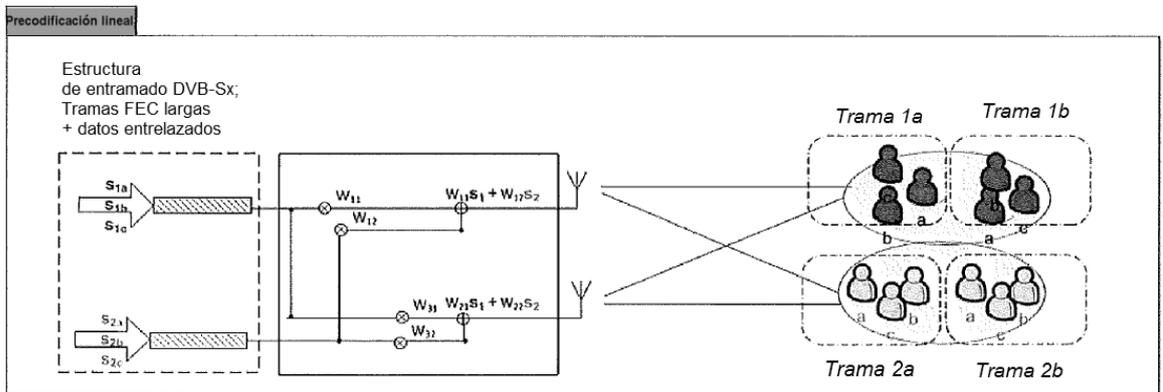


FIG. 4

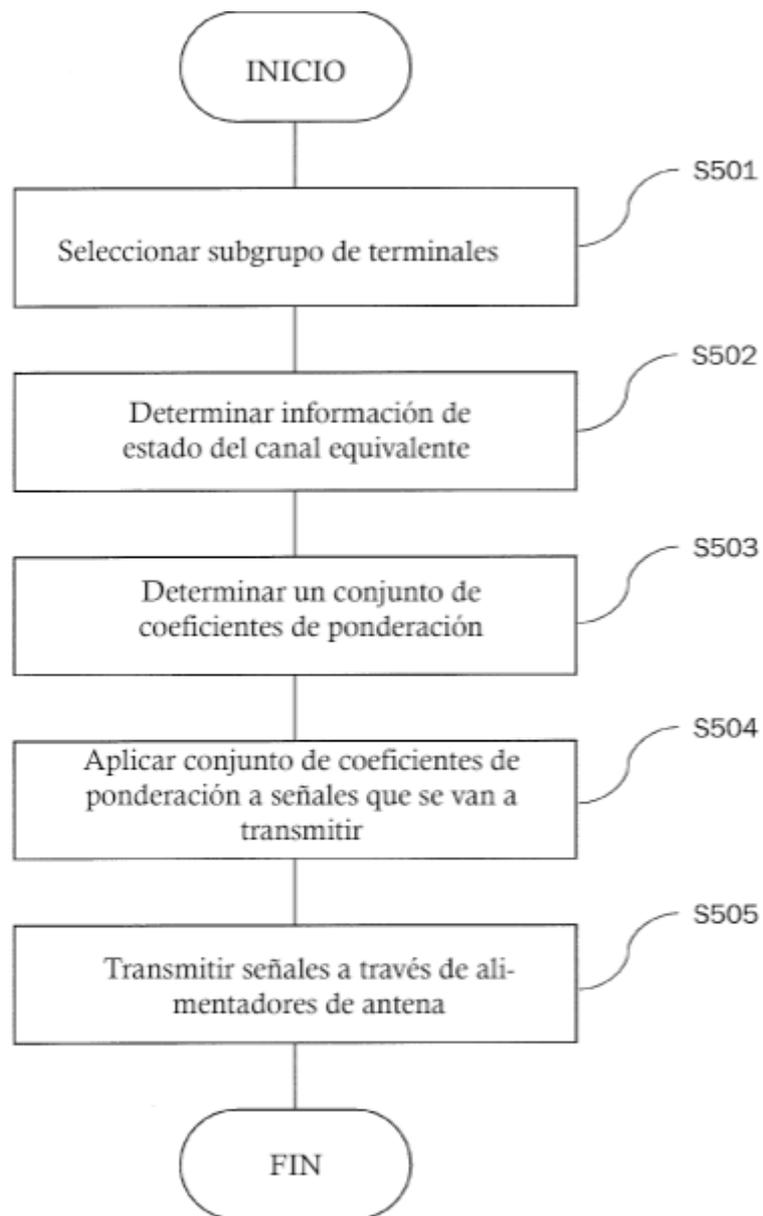


FIG. 5

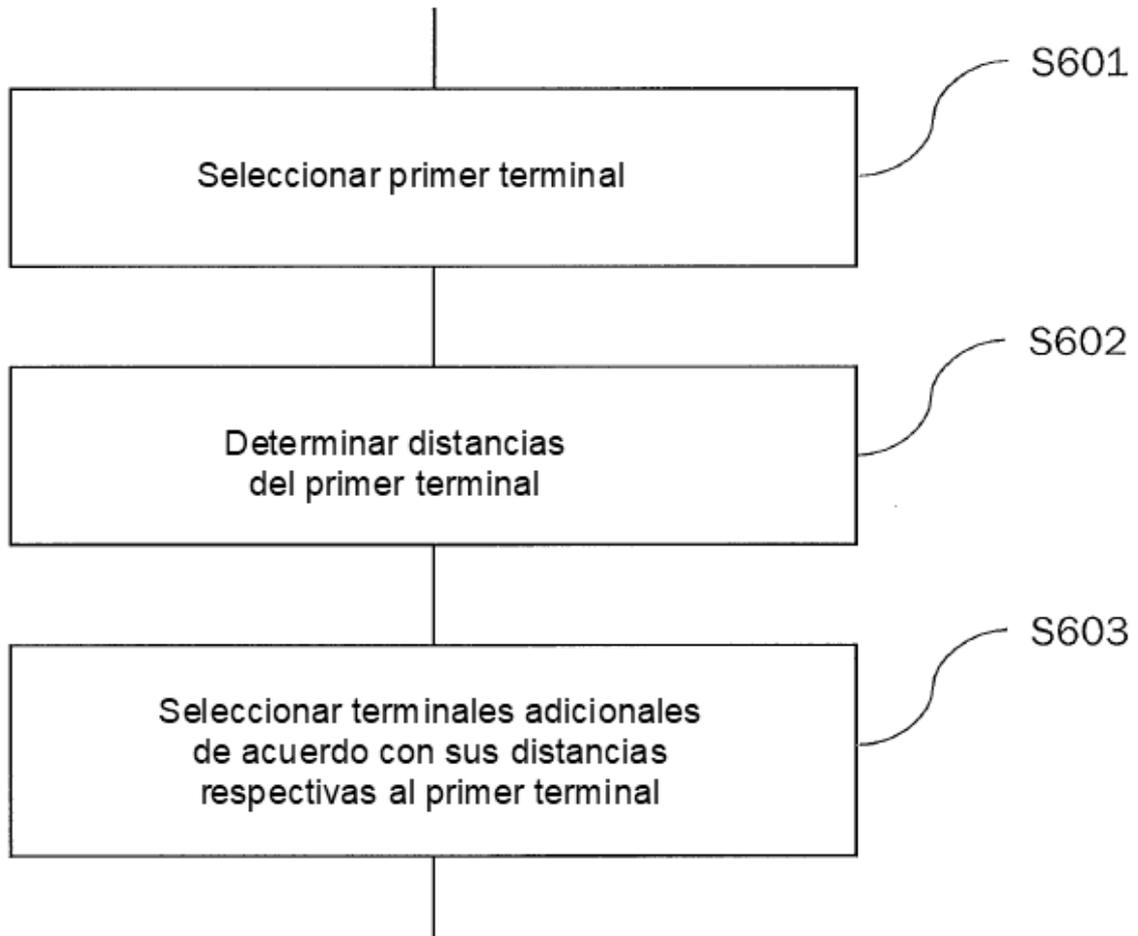


FIG. 6

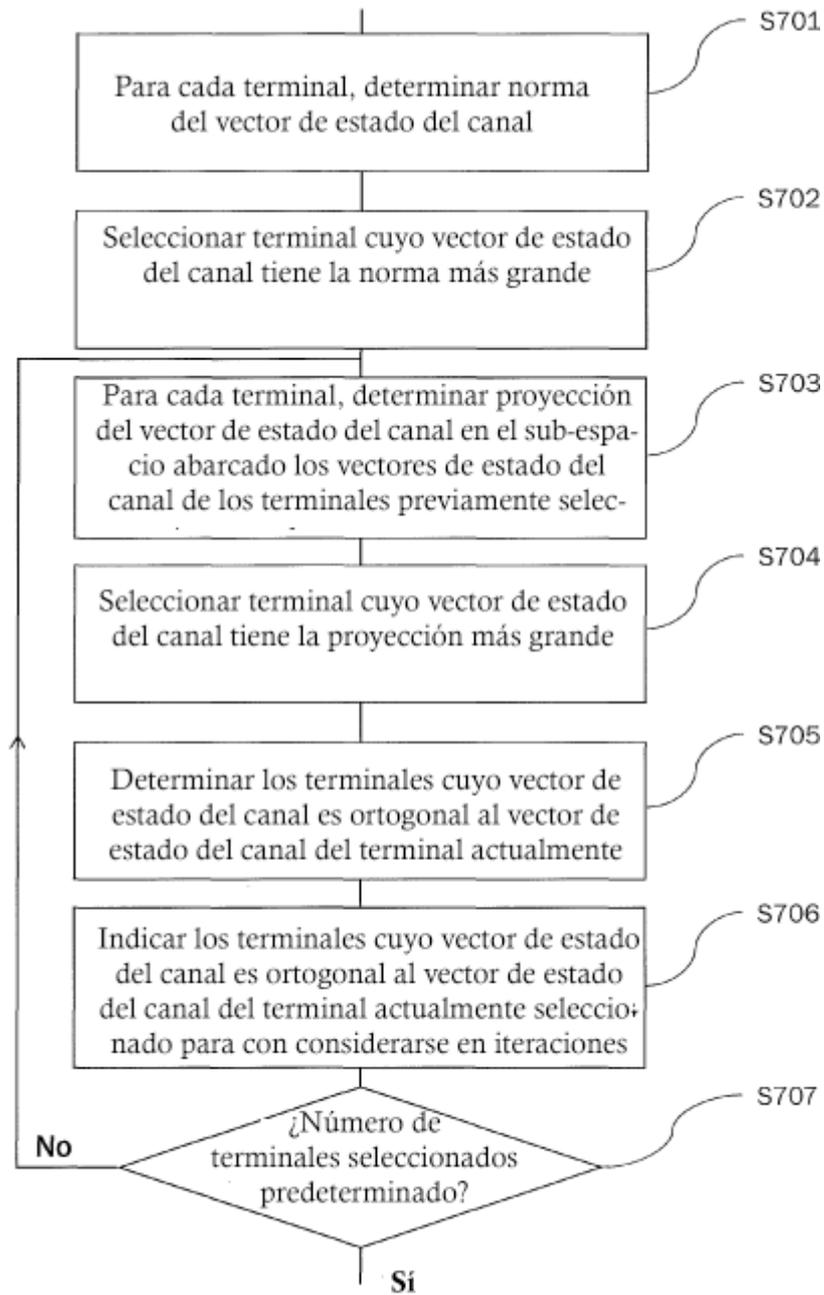


FIG. 7

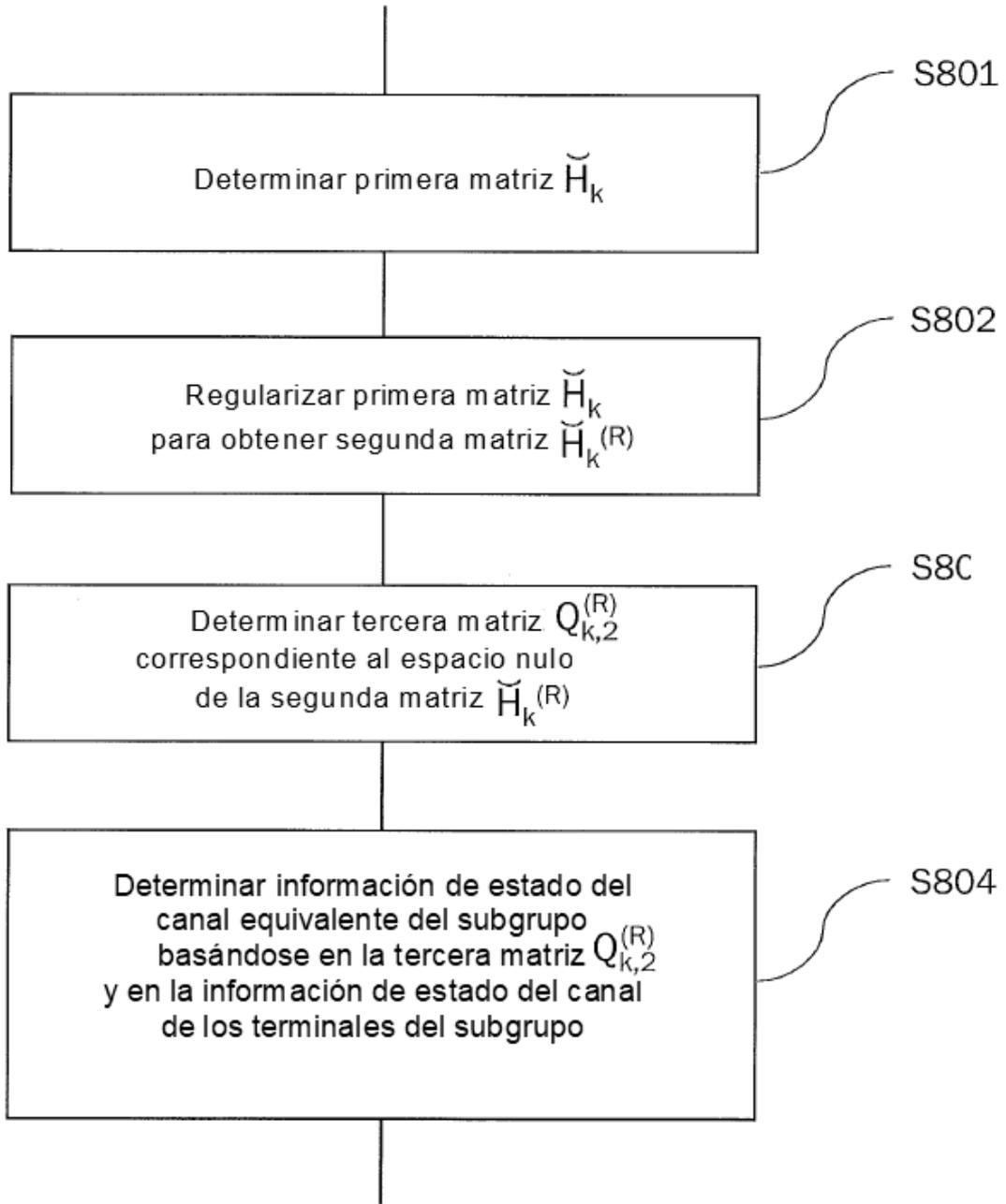


FIG. 8

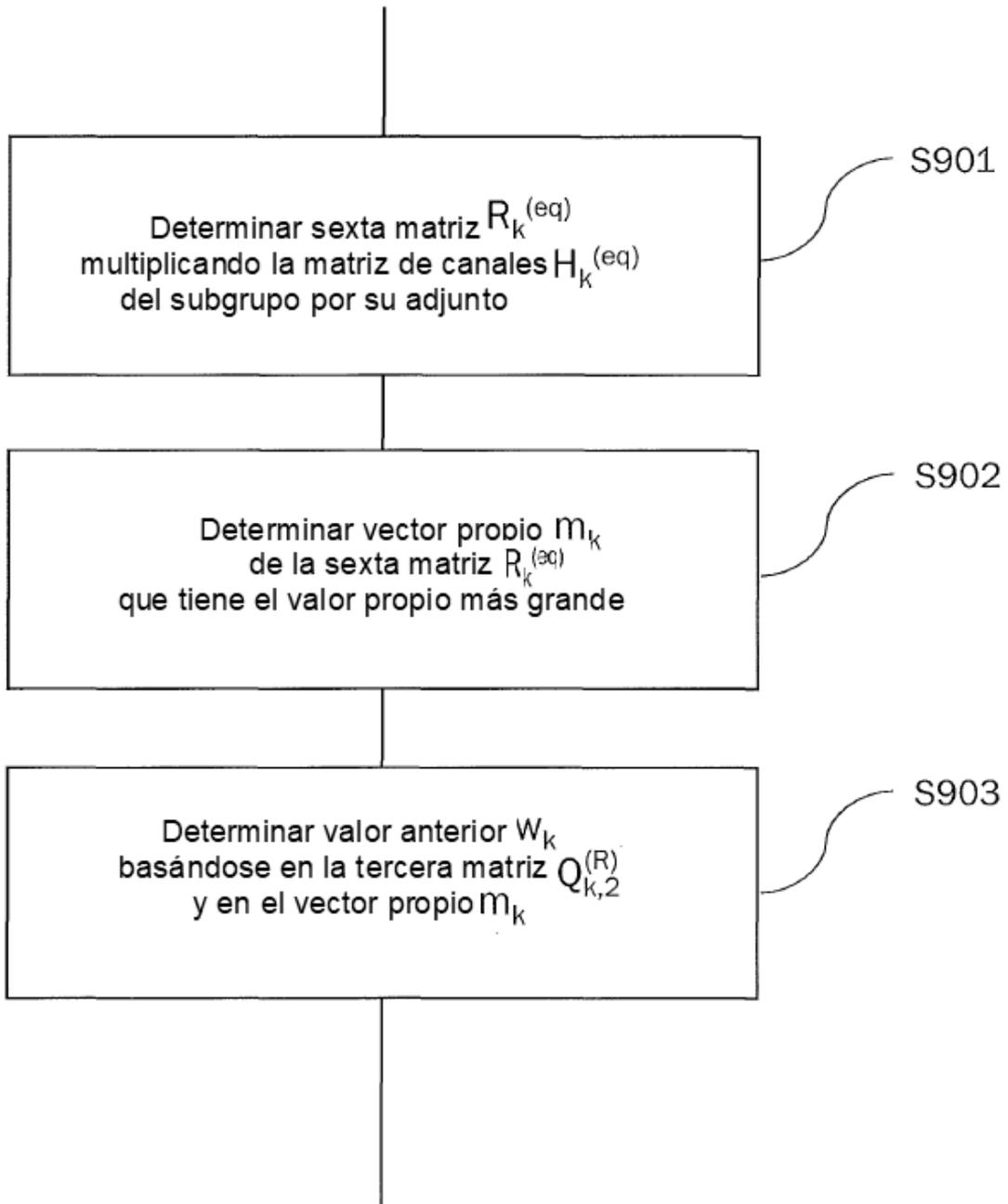


FIG. 9

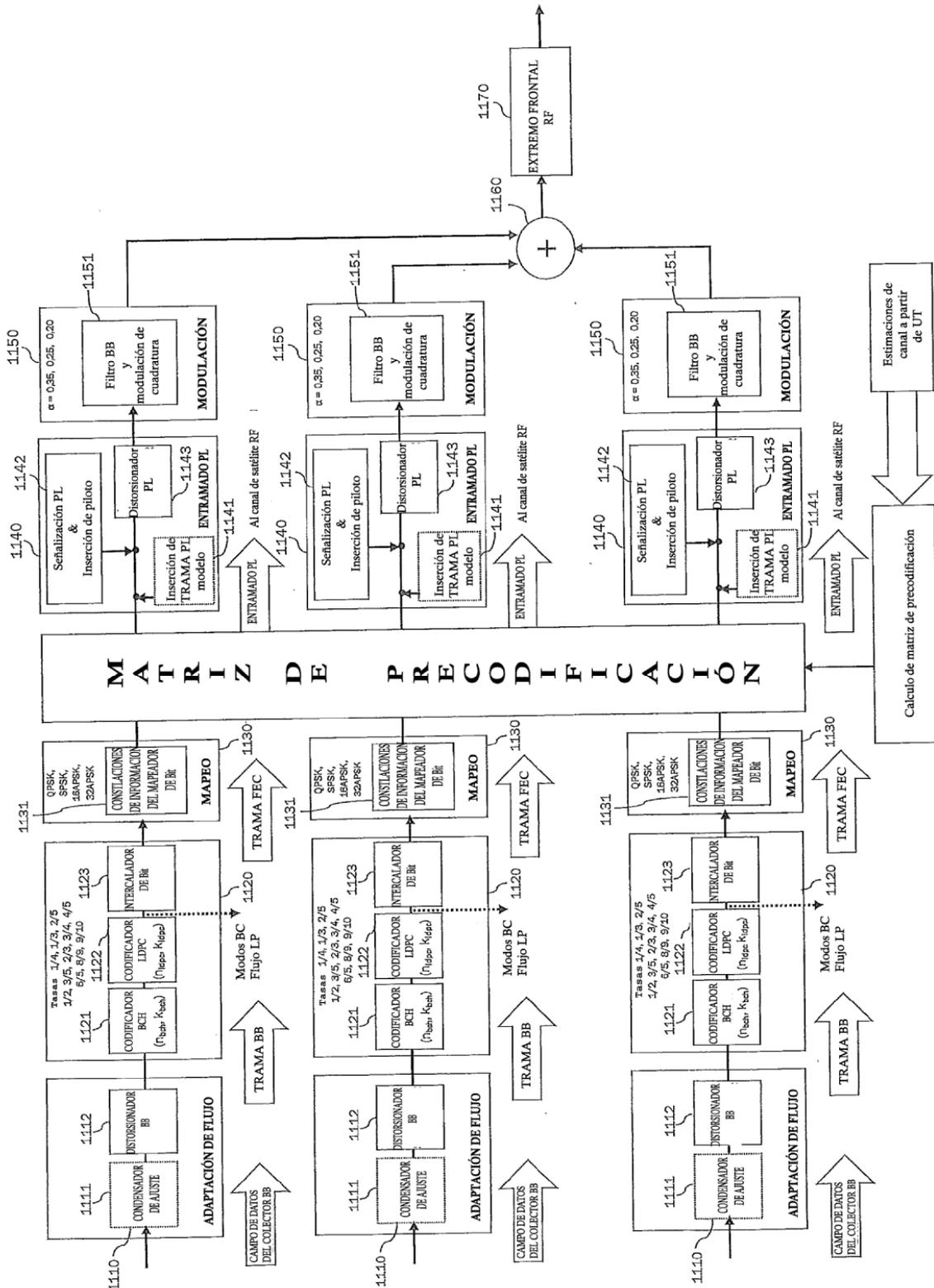


FIG. 11

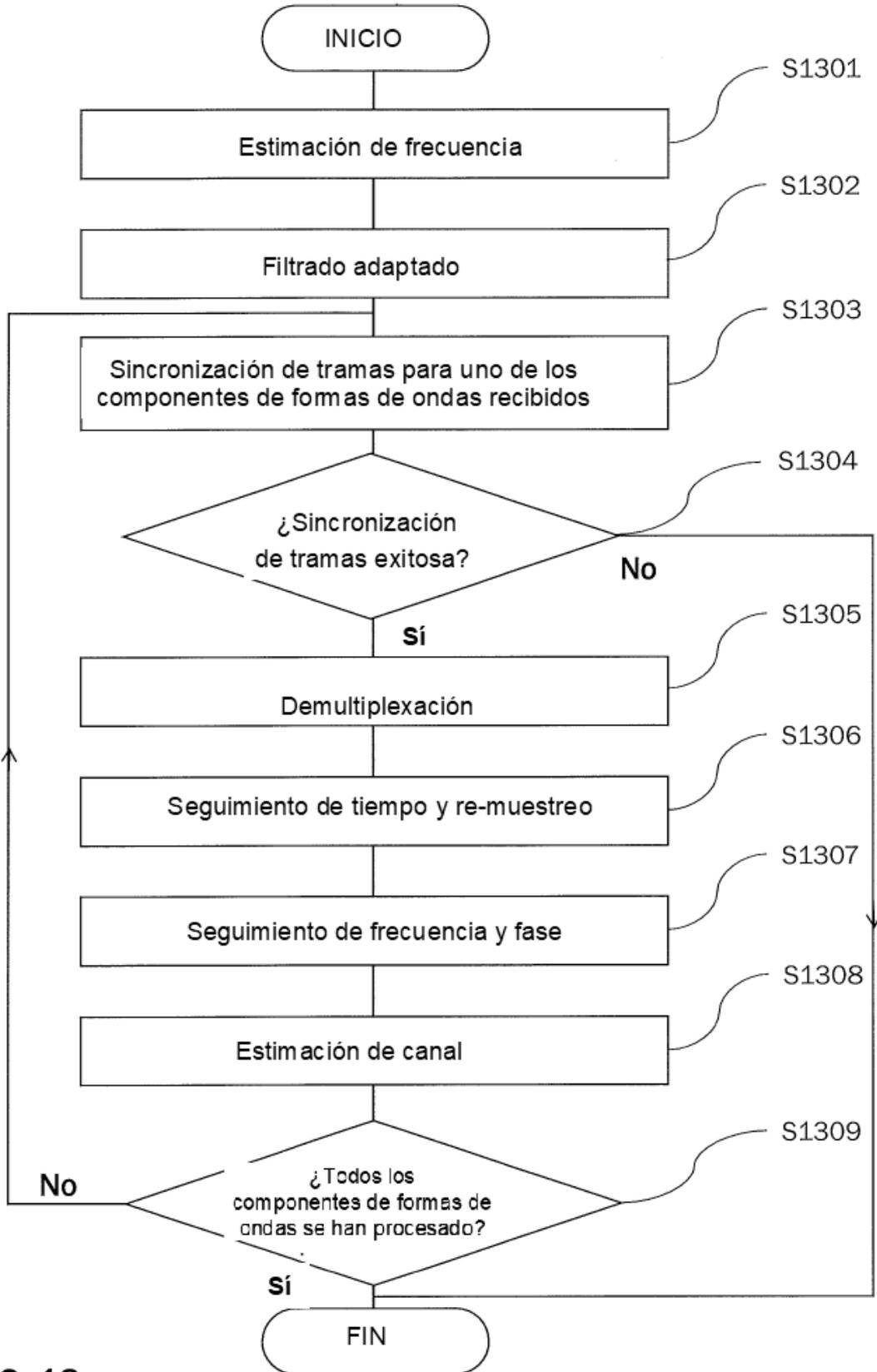


FIG. 13

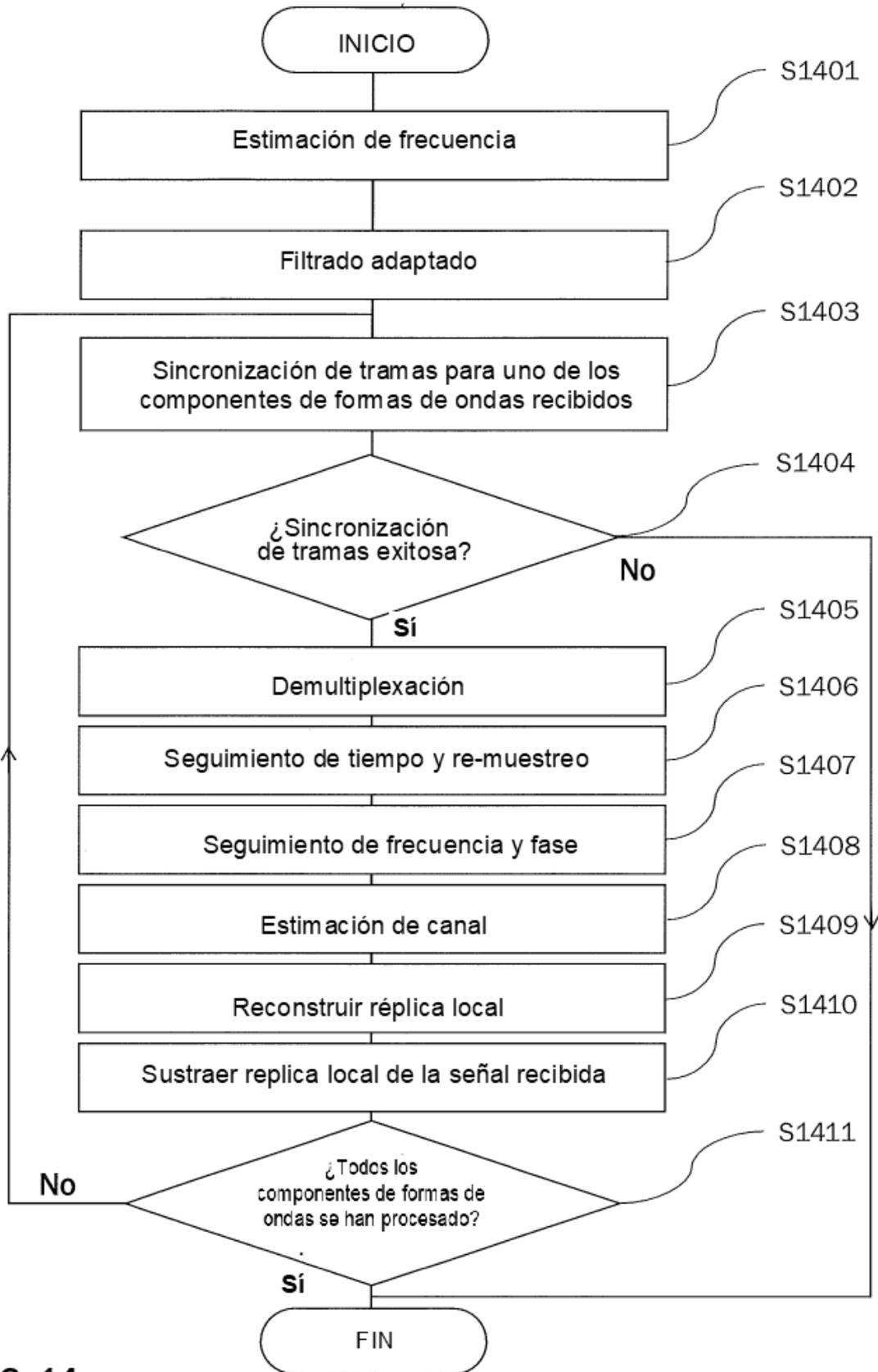


FIG. 14

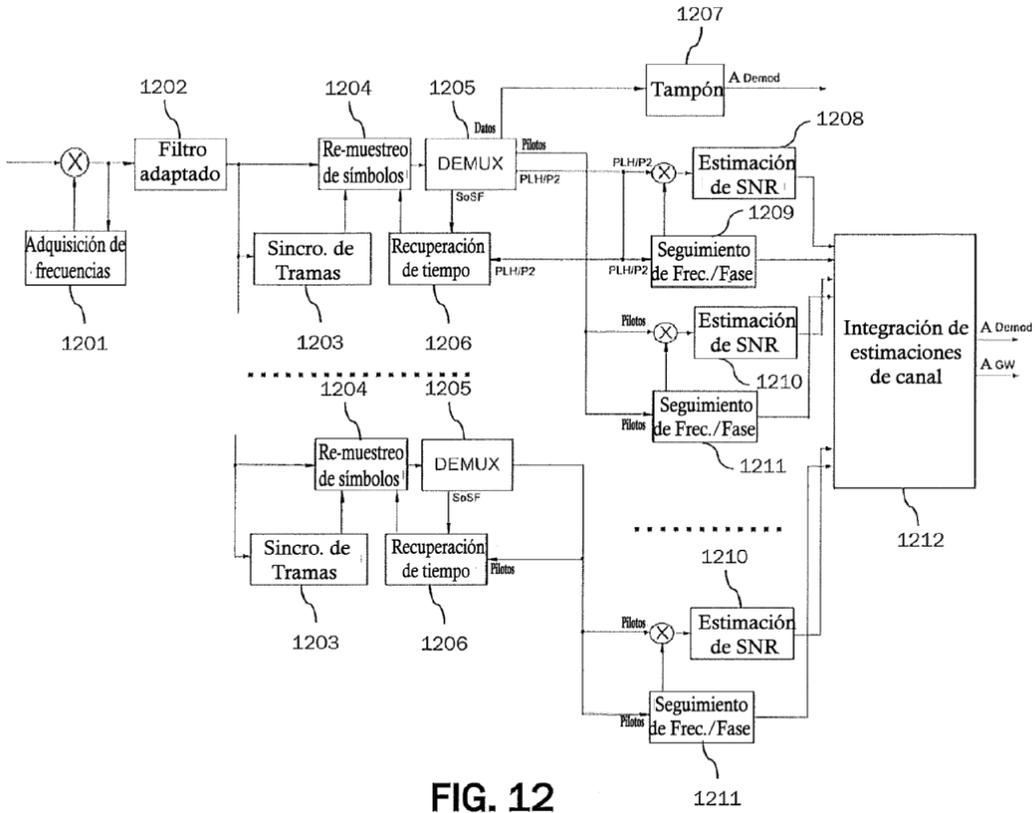


FIG. 12

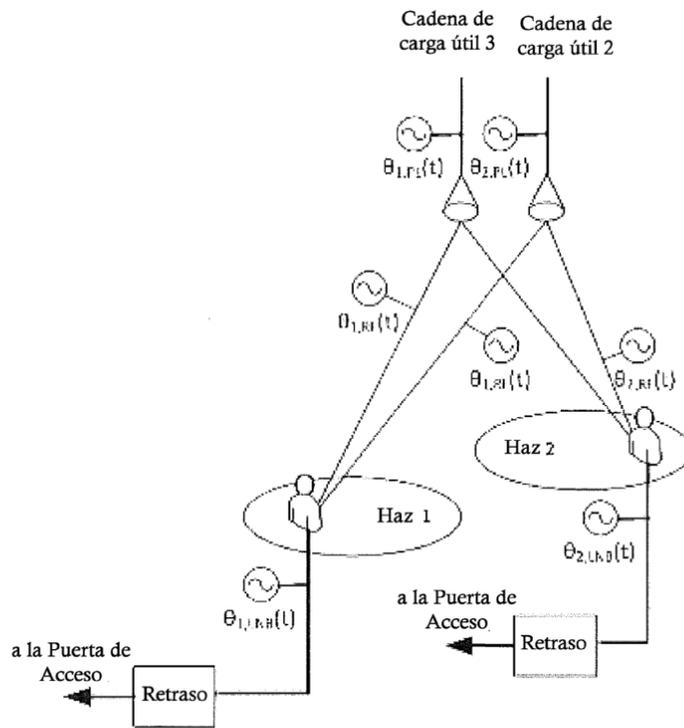


FIG. 15