(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 340 108**

(51) Int. Cl.:
H04L 27/26 (2006.01)
H04L 5/00 (2006.01)
H04B 7/26 (2006.01)
H04L 5/26 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Número de solicitud europea: **08171404 .0**
(96) Fecha de presentación : **11.12.2008**
(97) Número de publicación de la solicitud: **2071793**
(97) Fecha de publicación de la solicitud: **17.06.2009**

(54) Título: **Aparato para transmitir y recibir una señal y procedimiento para transmitir y recibir una señal.**

(30) Prioridad: **12.12.2007 US 13298 P**
14.12.2007 US 13643 P
19.12.2007 US 15194 P
08.12.2008 KR 10-2008-0124330

(45) Fecha de publicación de la mención BOPI:
28.05.2010

(45) Fecha de la publicación del folleto de la patente:
28.05.2010

(73) Titular/es: **LG Electronics Inc.**
20, Yeouido-dong, Yeongdeungpo-gu
Seoul 150-721, KR

(72) Inventor/es: **Ko, Woo Suk y**
Moon, Sang Chul

(74) Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 340 108 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

Aparato para transmitir y recibir una señal y procedimiento para transmitir y recibir una señal.

La presente invención se refiere a un procedimiento para transmitir y recibir una señal y a un aparato para transmitir y recibir una señal, y más particularmente, a un procedimiento para transmitir y recibir una señal y a un aparato para transmitir y recibir una señal, que pueden mejorar la eficacia de transmisión de datos.

Debido al desarrollo de una tecnología de difusión digital, los usuarios han recibido una imagen en movimiento de alta definición (HD). Con el desarrollo continuo de un algoritmo de compresión y un alto rendimiento de hardware, se proporcionará un mejor entorno a los usuarios en el futuro. Un sistema de televisión digital (DTV) puede recibir una señal de difusión digital y proporcionar una diversidad de servicios complementarios a los usuarios así como una señal de vídeo y una señal de audio.

Con el desarrollo de la tecnología de difusión digital, se aumenta la necesidad de un servicio tal como una señal de vídeo y una señal de audio y la cantidad de datos deseada por un usuario o el número de canales de difusión se aumenta gradualmente.

Un objetivo de la presente invención es proporcionar un procedimiento para transmitir y recibir una señal y un aparato para transmitir y recibir una señal, que puedan mejorar la eficacia de transmisión de datos.

Otro objetivo de la presente invención es proporcionar un procedimiento para transmitir y recibir una señal y un aparato para transmitir y recibir una señal, que puedan mejorar capacidad de corrección de errores de bits que configuran un servicio.

Otro objetivo de la presente invención es proporcionar un procedimiento para transmitir y recibir una señal y un aparato para transmitir y recibir una señal, que puedan recibir fácilmente un servicio transmitido a través de una capa física.

Por consiguiente, la presente invención se refiere a un procedimiento para transmitir y recibir una señal y a un aparato para transmitir y recibir una señal que sustancialmente obvian uno o más problemas debidos a limitaciones y desventajas de la técnica relacionada.

Para conseguir estos objetivos y otras ventajas y según el propósito de la invención, como se implementa y describe ampliamente en el presente documento, se da a conocer un procedimiento para transmitir una señal.

El procedimiento incluye convertir un flujo de servicio para suministrar un servicio a una tubería de capa física (PLP), disponer la PLP en al menos una trama de señal de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS) e insertar información de capa 1 en un preámbulo de la trama de señal de TFS, modular la trama de señal de TFS mediante un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) para emitir una señal modulada y transmitir la señal modulada a través de al menos una señal de banda de radiofrecuencia (RF). En el presente documento, dicha información de capa 1 insertada en el preámbulo de la trama de señal incluye un identificador de un canal de RF inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS.

En otro aspecto de la presente invención, se proporciona un procedimiento para recibir una señal. El procedimiento incluye recibir la señal de una primera banda de frecuencia, obtener información de capa 1 a partir de un preámbulo de la primera trama de señal de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS) de la señal recibida, incluyendo dicha información de capa 1 un identificador de un canal de radiofrecuencia (RF) inicial que puede recibir una tubería de capa física (PLP) en una trama de señal de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS), analizar sintácticamente la trama de señal de TFS usando la información de capa 1 y obtener la PLP de la trama de señal de TFS, y convertir la PLP en un flujo de servicio.

En otro aspecto de la presente invención, se da a conocer un aparato para transmitir una señal. El aparato incluye una unidad de codificación y modulación configurada para codificar un flujo de servicio para suministrar un servicio mediante un esquema de codificación de corrección de errores y entrelazar el flujo de servicio codificado, un formador de tramas configurado para correlacionar bits del flujo de servicio entrelazado con símbolos de una tubería de capa física (PLP), dividir los símbolos de la PLP en una pluralidad de sub-PLP, disponer las sub-PLP en una trama de señal de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS) e insertar información de capa 1 en un preámbulo de la trama de señal de TFS, incluyendo dicha información de capa 1 un identificador de un canal de radiofrecuencia (RF) inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS en un preámbulo de la trama de señal de TFS, un modulador configurado para modular la trama de señal de TFS mediante un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) para emitir una señal modulada, y un transmisor configurado para transmitir la señal modulada a través de al menos una señal de radiofrecuencia (RF).

En otro aspecto de la presente invención, se da a conocer un aparato para recibir una señal. El aparato incluye un receptor configurado para recibir la señal de una primera banda de frecuencia, un demodulador configurado para obtener información de capa 1 a partir de un preámbulo de una trama de señal de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS) de la señal recibida, incluyendo dicha información de capa 1 un identificador de un canal de radiofrecuencia

(RF) inicial que puede recibir una tubería de capa física (PLP) en una trama de señal de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS), un analizador sintáctico de tramas configurado para obtener la PLP de la trama de señal de TFS y realizar la decorrelación de símbolo entre los símbolos de la PLP y los bits de un flujo de servicio, y un demodulador de decodificación configurado para desentrelazar los bits del flujo de servicio y decodificar los bits desentrelazados del flujo de servicio mediante un esquema de decodificación de corrección de errores.

La información de capa 1 puede incluir al menos uno de un identificador de la PLP, una tasa de código de codificación de corrección de errores de la PLP, un procedimiento de correlación de símbolos de la PLP, el número de bloques con codificación de corrección de errores de la PLP y una ubicación de símbolo inicial en la trama de señal de TFS de la PLP.

El identificador del canal de RF inicial puede fijarse en un parámetro dinámico de la información de capa 1. La información de capa 1 incluye una dirección en la que se inicia la PLP en la trama de señal de TFS.

El demodulador de decodificación puede estar configurado además para obtener, a partir de la información de capa 1, una dirección en la que se inicia la PLP en la trama de señal de TFS y un número de células que deberán estar desplazadas de un canal de RF actual al canal de RF vecino para obtener la PLP.

La trama de señal puede incluir información de identificación de trama de señal que incluya un prefijo cíclico y un sufijo cíclico respecto a los que están desplazadas en frecuencia partes útiles de una primera señal piloto en el preámbulo.

Con más precisión, la invención se refiere a un procedimiento para transmitir una señal según la reivindicación 1 y a un aparato correspondiente según la reivindicación 11. La invención también se refiere a un procedimiento para recibir una señal según la reivindicación 6 y a un aparato correspondiente según la reivindicación 13.

Los dibujos adjuntos, que se incluyen para proporcionar una comprensión adicional de la invención y se incorporan en, y forman parte de, esta solicitud, ilustran (una) realización/realizaciones de la invención y junto con la descripción, sirven para explicar el principio de la invención. En los dibujos:

la figura 1 es una vista que muestra una trama de señal para transmitir un servicio;

la figura 2 es una vista que muestra la estructura de una primera señal piloto P1 de la trama de señal;

la figura 3 es una vista que muestra una ventana de señalización;

la figura 4 es una vista esquemática que muestra una realización de un aparato para transmitir una señal;

la figura 5 es una vista que muestra un ejemplo de un procesador 110 de entrada;

la figura 6 es una vista que muestra una realización de una unidad de codificación y modulación;

la figura 7 es una vista que muestra una realización de un formador de tramas;

la figura 8 es una vista que muestra un primer ejemplo de una proporción de símbolos cuando los correlacionadores 131a y 131b realizan una correlación de símbolos híbrida;

la figura 9 es una vista que muestra un segundo ejemplo de una proporción de símbolos cuando los correlacionadores 131a y 131b realizan una correlación de símbolos híbrida;

la figura 10 es una vista que muestra el número de símbolos y el número de bits por palabra de célula según un esquema de correlación de símbolos en un modo normal de LDPC;

la figura 11 es una vista que muestra otro ejemplo del número de símbolos según un esquema de correlación de símbolos en un modo normal de LDPC;

la figura 12 es una vista que muestra otro ejemplo del número de símbolos según un esquema de correlación de símbolos en un modo normal de LDPC;

la figura 13 es una vista que muestra el número de símbolos según un esquema de correlación de símbolos en un modo corto de LDPC;

la figura 14 es una vista que muestra un ejemplo del número de símbolos según un esquema de correlación de símbolos en un modo corto de LDPC;

la figura 15 es una vista que muestra otro ejemplo del número de símbolos según un esquema de correlación de símbolos en un modo corto de LDPC;

la figura 16 es una vista que muestra una realización de cada uno de los correlacionadores 131a y 131b de símbolos de mostrados en la figura 7;

la figura 17 es una vista que muestra otra realización de cada uno de los correlacionadores 131a y 131b de símbolos;

la figura 18 es una vista que muestra otra realización del correlacionador de símbolos;

la figura 19 es una vista que muestra otra realización de cada uno de los correlacionadores 131a y 131b de símbolos;

la figura 20 es una vista que muestra el concepto de entrelazar bits mediante los entrelazadores 1312a y 1312b de bits;

la figura 21 es una vista que muestra un primer ejemplo del número de filas y columnas de memorias de los entrelazadores 1312a y 1312b de bits según los tipos de correlacionadores 1315a y 1315b de símbolos;

la figura 22 es una vista que muestra un segundo ejemplo del número de filas y columnas de las memorias de los entrelazadores 1312a y 1312b de bits según los tipos de correlacionadores 1315a y 1315b de símbolos;

la figura 23 es un diagrama que muestra el concepto de otra realización de entrelazado de un entrelazador de bits;

la figura 24 es una vista que muestra otra realización de entrelazado de bits;

la figura 25 es una vista que muestra otra realización de entrelazado de bits;

la figura 26 es una vista que muestra el concepto de demultiplexar bits de entrada de los demux 1313a y 1313b;

la figura 27 es una vista que muestra una realización para demultiplexar un flujo de entrada mediante el demux;

la figura 28 es una vista que muestra un ejemplo de un tipo de demultiplexación según un procedimiento de correlación de símbolos;

la figura 29 es una vista que muestra una realización para demultiplexar un flujo de bits de entrada según un tipo de demultiplexación;

la figura 30 es una vista que muestra un tipo de demultiplexación que se determina según una tasa de código de una codificación de corrección de errores y un procedimiento de correlación de símbolos;

la figura 31 es una vista que muestra un ejemplo para expresar el procedimiento de demultiplexación mediante una ecuación;

la figura 32 es una vista que muestra un ejemplo para correlacionar un símbolo mediante un correlacionador de símbolos;

la figura 33 es una vista que muestra un ejemplo de un codificador de señal multitrayectoria;

la figura 34 es una vista que muestra una realización de un modulador;

la figura 35 es una vista que muestra una realización de un procesador 160 analógico;

la figura 36 es una vista que muestra una realización de un aparato de recepción de señales que puede recibir una trama de señal;

la figura 37 es una vista que muestra una realización de un receptor de señales;

la figura 38 es una vista que muestra una realización de un demodulador;

la figura 39 es una vista que muestra un decodificador de señal multitrayectoria;

la figura 40 es una vista que muestra una realización de un analizador sintáctico de tramas;

la figura 41 es una vista que muestra una realización de cada uno de los decorrelacionadores 247a y 247p de símbolos;

la figura 42 es una vista que muestra otra realización de cada uno de los decorrelacionadores 247a y 247p de símbolos;

la figura 43 es una vista que muestra otra realización de cada uno de los decorrelacionadores 247a y 247p de símbolos;

la figura 44 es una vista que muestra otra realización de cada uno de los decorrelacionadores 247a y 247p de símbolos;

la figura 45 es una vista que muestra una realización para multiplexar un subflujo demultiplexado;

la figura 46 es una vista que muestra un ejemplo de una unidad de decodificación y demodulación;

la figura 47 es una vista que muestra una realización de un procesador de salida;

la figura 48 es una vista que muestra otra realización de un aparato de transmisión de señales para transmitir una trama de señal;

la figura 49 es una vista que muestra otra realización de un aparato de recepción de señales para recibir una trama de señal;

la figura 50 es una vista que muestra una realización de la estructura de una primera señal piloto;

la figura 51 es una vista que muestra una realización para detectar una señal de preámbulo mostrada en la figura 50 y estimar un desfase de sincronismo y un desfase de frecuencia;

la figura 52 es una vista que muestra otra realización de la estructura de la primera señal piloto;

la figura 53 es una vista que muestra una realización para detectar la primera señal piloto mostrada en la figura 52 y medir un desfase de sincronismo y un desfase de frecuencia;

la figura 54 es una vista que muestra una realización para detectar la primera señal piloto y medir un desfase de sincronismo y un desfase de frecuencia usando el resultado detectado;

la figura 55 es una vista que muestra otra realización de la estructura de la primera señal piloto;

la figura 56 es una vista que muestra otra realización para detectar la primera señal piloto;

la figura 57 es una vista que muestra otra realización de la estructura de la primera señal piloto;

la figura 58 es una vista que muestra una realización de un procedimiento para transmitir una señal;

la figura 59 es una vista que muestra una realización de un procedimiento para recibir una señal; y

la figura 60 es un diagrama de flujo que ilustra una realización para identificar una primera señal piloto y estimar un desfase en un proceso de demodulación.

la figura 61 es una vista que muestra la estructura de una trama de señal;

la figura 62 es una vista que muestra dos modos de una trama de señal;

la figura 63 es una vista que muestra un ejemplo para planificar PLP en la unidad de tramas de señal;

la figura 64 es una vista que muestra la estructura de una trama de señal que usa información de planificación;

la figura 65 es una vista que muestra información de planificación incluida en una información de capa 1;

la figura 66 es una vista que muestra una supertrama que incluye una pluralidad de PLP que usan la información de planificación mostrada en la figura 65;

la figura 67 es una vista que muestra información de planificación incluida en una capa 1;

la figura 68 es una vista que muestra una supertrama que incluye una pluralidad de PLP que usan la información de planificación mostrada en la figura 67;

la figura 69 es una vista que muestra un ejemplo para obtener PLP según el procedimiento de planificación;

la figura 70 es una vista que muestra otro ejemplo para obtener PLP según el procedimiento de planificación;

la figura 71 es una vista que muestra otro ejemplo para obtener PLP según el procedimiento de planificación;

la figura 72 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir una señal;

la figura 73 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para recibir una señal;

la figura 74 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir una señal;

la figura 75 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para recibir una señal;

la figura 76 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir una señal;

la figura 77 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para recibir una señal;

la figura 78 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir y recibir una señal;

la figura 79 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir y recibir una señal;

la figura 80 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir y recibir una señal; y

la figura 81 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir y recibir una señal.

A continuación se hará referencia con detalle a las realizaciones preferidas de la presente invención, ejemplos de las cuales se ilustran en los dibujos adjuntos. Siempre que sea posible, se usarán los mismos números de referencia en todos los dibujos para referirse a partes idénticas o similares.

En la siguiente descripción, el término "servicio" es indicativo o bien de contenido de difusión que puede transmitirse/recibirse por un aparato de transmisión/recepción de señales, o bien del hecho de proporcionar contenido.

Antes de la descripción de un aparato para transmitir y recibir una señal según una realización de la presente invención, se describirá una trama de señal que se transmite y recibe por el aparato para transmitir y recibir la señal según la realización de la presente invención.

La figura 1 muestra una trama de señal para transmitir un servicio según la presente invención.

La trama de señal mostrada en la figura 1 muestra una trama de señal ejemplar para transmitir un servicio de difusión incluyendo flujos de audio/vídeo (A/V). En este caso, un único servicio se multiplexa en canales de tiempo y frecuencia, y se transmite el servicio multiplexado. El esquema de transmisión de señales mencionado anteriormente se denomina esquema de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS). Un ejemplo de la técnica anterior de un esquema de este tipo puede encontrarse en el artículo "Performance Advantages of Time-Frecuency-Sliced Systems" de Mark J. Karol, *et al*. En comparación con el caso en el que se transmite un único servicio a sólo una banda de radiofrecuencia (RF), el aparato de transmisión de señales según la presente invención transmite el servicio de señal a través de al menos una banda de RF (posiblemente varias bandas de RF), de modo que puede adquirir una ganancia de multiplexación estadística que puede transmitir muchos más servicios. El aparato de transmisión/recepción de señales transmite/recibe un único servicio sobre varios canales de RF, de modo que puede adquirir una ganancia de diversidad de frecuencia.

Los servicios primero a tercero (servicios 1~3) se transmiten a cuatro bandas de RF (RF1~RF4). Sin embargo, este número de bandas de RF y este número de servicios se han dado a conocer sólo por motivos ilustrativos, de modo que en caso necesario también pueden usarse otros números. Dos señales de referencia (es decir, un primera señal piloto (P1) y una segunda señal piloto (P2)) están ubicadas en la parte de comienzo de la trama de señal. Por ejemplo, en el caso de la banda de RF1, la primera señal piloto (P1) y la segunda señal piloto (P2) están ubicadas en la parte de comienzo de la trama de señal. La banda de RF1 incluye tres ranuras asociadas con el servicio 1, dos ranuras asociadas con el servicio 2 y una única ranura asociada con el servicio 3. Las ranuras asociadas con otros servicios también pueden estar ubicadas en otras ranuras (ranuras 4~17) ubicadas tras la única ranura asociada con el servicio 3.

La banda de RF2 incluye una primera señal piloto (P1), una segunda señal piloto (P2) y otras ranuras 13-17. Además, la banda de RF2 incluye tres ranuras asociadas con el servicio 1, dos ranuras asociadas con el servicio 2 y una única ranura asociada con el servicio 3.

Los servicios 1-3 se multiplexan, y a continuación se transmiten a las bandas de RF3 y RF4 según el esquema de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS). El esquema de modulación para la transmisión de señales puede basarse en un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM).

En la trama de señal, los servicios individuales se desplazan hacia las bandas de RF (en el caso de que haya una pluralidad de bandas de RF en la trama de señal) y un eje de tiempo.

Si hay tramas de señal iguales a la trama de señal anterior dispuestas sucesivamente en el tiempo, puede componerse una supertrama de varias tramas de señal. Una trama de extensión futura también puede estar ubicada entre las diversas tramas de señal. Si la trama de extensión futura está ubicada entre las diversas tramas de señal, la supertrama puede terminarse en la trama de extensión futura.

La figura 2 muestra una primera señal piloto (P1) contenida en la trama de señal de la figura 1 según la presente invención.

La primera señal piloto P1 y la segunda señal piloto P2 están ubicadas en la parte de comienzo de la trama de señal. La primera señal piloto P1 se modula mediante un modo de FFT de 2K y puede transmitirse simultáneamente mientras incluye un intervalo de seguridad de 1/4. En la figura 2, una banda de 7,61 MHz de la primera señal piloto P1 incluye una banda de 6,82992 MHz. La primera señal piloto usa 256 portadoras de entre 1705 portadoras activas. Se usa una única portadora activa para cada 6 portadoras como promedio. Los intervalos portadores de datos pueden disponerse de manera irregular en el orden de 3, 6 y 9. En la figura 2, una línea continua indica la ubicación de una portadora usada, una línea discontinua delgada indica la ubicación de una portadora no usada y una línea encadenada indica una ubicación central de la portadora no usada. En la primera señal piloto, puede realizarse una correlación de símbolo de la portadora usada mediante una modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK), y puede modularse una secuencia de bits pseudoaleatoria (PRBS). El tamaño de una FFT usada para la segunda señal piloto puede indicarse mediante varias PRBS.

El aparato de recepción de señales detecta una estructura de una señal piloto, y reconoce una segmentación de tiempo-frecuencia (TFS) usando la estructura detectada. El aparato de recepción de señales adquiere el tamaño de FFT de la segunda señal piloto, compensa un desfase de frecuencia aproximado de una señal de recepción, y adquiere sincronización de tiempo.

En la primera señal piloto, pueden fijarse un tipo de transmisión de señal y un parámetro de transmisión.

La segunda señal piloto P2 puede transmitirse con un tamaño de FFT y un intervalo de seguridad iguales a los del símbolo de datos. En la segunda señal piloto, se usa una única portadora como portadora piloto a intervalos de tres portadoras. El aparato de recepción de señales compensa un desfase de sincronización de frecuencia fina usando la segunda señal piloto, y realiza una sincronización de tiempo fina. La segunda señal piloto transmite información de una primera capa (L1) de entre capas de interconexión de sistemas abiertos (OSI). Por ejemplo, la segunda señal piloto puede incluir un parámetro físico e información de construcción de trama. La segunda señal piloto transmite un valor de parámetro mediante el que un receptor puede acceder a un flujo de servicio de tubería de capa física (PLP).

La información de L1 (capa 1) contenida en la segunda señal piloto P2 es la siguiente.

La información de capa 1 (L1) incluye un indicador de longitud que indica la longitud de datos que incluyen la información de L1, de modo que puede usar fácilmente los canales de señalización de las capas 1 y 2 (L1 y L2). La información de capa 1 (L1) incluye un indicador de frecuencia, una longitud de intervalo de seguridad, un número máximo de bloques de FEC (corrección de errores en recepción) para cada trama en asociación con canales físicos individuales, y el número de bloques de FEC reales que van a contenerse en la memoria intermedia de bloques de FEC asociada con una trama actual/previa en cada canal físico. En este caso, el indicador de frecuencia indica información de frecuencia que corresponde al canal de RF.

La información de capa 1 (L1) puede incluir una diversidad de información en asociación con ranuras individuales. Por ejemplo, la información de capa 1 (L1) incluye el número de tramas asociadas con un servicio, una dirección inicial de una ranura que tiene la precisión de una portadora de OFDM contenida en un símbolo de OFDM, una longitud de la ranura, ranuras correspondientes a la portadora de OFDM, el número de bits rellenados en la última portadora de OFDM, información de modulación de servicio, información de tasa de modo de servicio e información de esquema de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO).

La información de capa 1 (L1) puede incluir un ID de célula, una bandera para servicio de mensaje de notificación de tipo de servicio (por ejemplo, un mensaje de emergencia), el número de tramas actuales y el número de bits adicionales para su uso futuro. En este caso, el ID de célula indica un área de difusión transmitida por un transmisor de difusión.

La segunda señal piloto P2 está adaptada para realizar una estimación de canal para decodificar un símbolo contenido en la señal P2. La segunda señal piloto P2 puede usarse como un valor inicial para la estimación de canal para el siguiente símbolo de datos. La segunda señal piloto P2 también puede transmitir información de capa 2 (L2). Por ejemplo, la segunda señal piloto puede describir información asociada con el servicio de transmisión en la información de capa 2 (L2). El aparato de transmisión de señales decodifica la segunda señal piloto, de modo que puede adquirir información de servicio contenida en la trama de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS) y puede realizar de manera eficaz la exploración de canal. Mientras tanto, esta información de capa 2 (L2) puede incluirse en una PLP específica de la trama de TFS. Según otro caso, puede incluirse información de L2 en una PLP específica, y la información de descripción de servicio también puede transmitirse en la PLP específica.

Por ejemplo, la segunda señal piloto puede incluir dos símbolos de OFDM del modo de FFT de 8k. En general, la segunda señal piloto puede ser una cualquiera de un símbolo de OFDM único del modo de FFT de 32K, un símbolo de OFDM único del modo de FFT de16k, dos símbolos de OFDM del modo de FFT de 8k, cuatro símbolos de OFDM del modo de FFT de 4k y ocho símbolos de OFDM del modo de FFT de 2k.

Dicho de otro modo, un símbolo de OFDM único que tiene el tamaño de una FFT grande o varios símbolos de OFDM, cada uno de los cuales tiene el tamaño de una FFT pequeña, pueden estar contenidos en la segunda señal piloto P2, de modo que puede mantenerse la capacidad que puede transmitirse al piloto.

Si la información que va a transmitirse a la segunda señal piloto supera la capacidad del símbolo de OFDM de la segunda señal piloto, pueden usarse además los símbolos de OFDM tras la segunda señal piloto. Se realiza una codificación de corrección de errores sobre la información de L1 (capa 1) y L2 (capa 2) contenida en la segunda señal piloto y a continuación se entrelaza, de modo que se lleva a cabo la recuperación de datos aunque se produzca un ruido impulsivo.

Como se describió anteriormente, también puede incluirse información de L2 en una PLP específica que transporte la información de descripción de servicio.

La figura 3 muestra una ventana de señalización según la presente invención. La trama de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS) muestra un concepto de desfase de la información de señalización. La información de capa 1 (L1) contenida en la segunda señal piloto incluye información de construcción de trama e información de capa física requerida por el aparato de recepción de señales que decodifica el símbolo de datos. Por tanto, si está contenida información de los siguientes símbolos de datos ubicados tras la segunda señal piloto, en la segunda señal piloto, y se transmite la segunda señal piloto resultante, puede ser que el aparato de recepción de señales no pueda decodificar inmediatamente los siguientes símbolos de datos anteriores debido a un tiempo de decodificación de la segunda señal piloto.

Por tanto, como se muestra en la figura 3, la información de L1 contenida en la segunda señal piloto (P2) incluye información de un tamaño de trama de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS) única, e incluye información contenida en la ventana de señalización en una ubicación separada de la segunda señal piloto el desfase de ventana de señalización.

Mientras tanto, para realizar una estimación de canal de un símbolo de datos que construye el servicio, el símbolo de datos puede incluir un piloto dispersado y un piloto continuo.

A continuación en el presente documento se describirá el sistema de transmisión/recepción de señales que puede transmitir/recibir las tramas de señal mostradas en las figuras 1-3. Pueden transmitirse y recibirse servicios individuales sobre varios canales de RF. Una trayectoria para transmitir cada uno de los servicios o un flujo transmitido a través de esta trayectoria se denomina PLP. La PLP puede distribuirse entre las ranuras divididas en el tiempo en varios canales de RF o una banda de RF única. Esta trama de señal puede transportar la PLP dividida en el tiempo en al menos un canal de RF. Dicho de otro modo, una única PLP puede transferirse a través de al menos un canal de RF con regiones divididas en el tiempo. A continuación en el presente documento, se darán a conocer los sistemas de transmisión/recepción de señales que transmiten/reciben una trama única a través de al menos una banda de RF.

La figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato para transmitir una señal según una realización de la presente invención. Con referencia a la figura 4, el aparato de transmisión de señales incluye un procesador 110 de entrada, una unidad 120 de codificación y modulación, un formador 130 de tramas, un codificador 140 MIMO/MISO, una pluralidad de moduladores (150a, ..., 150r) del codificador 140 MIMO/MISO, y una pluralidad de procesadores (160a, ..., 160r) analógicos.

El procesador 110 de entrada recibe flujos equipados con varios servicios, genera un número P de tramas de banda base (P es un número natural) que incluye información de modulación y codificación correspondiente a trayectorias de transmisión de los servicios individuales, y emite el número P de tramas de banda base.

La unidad 120 de codificación y modulación recibe tramas de banda base desde el procesador 110 de entrada, realiza la codificación y el entrelazado de canal en cada una de las tramas de banda base, y emite el resultado de codificación y el entrelazado de canal.

El formador 130 de tramas forma tramas que transmiten tramas de banda base contenidas en el número P de PLP a un número R de canales de RF (donde R es un número natural), divide las tramas formadas y emite las tramas divididas a trayectorias correspondientes al número R de canales de RF. Pueden multiplexarse varios servicios en un único canal de RF en el tiempo. Las tramas de señal generadas a partir del formador 140 de tramas pueden incluir una estructura de a segmentación de tiempo-frecuencia (TFS) en la que se multiplexa el servicio en dominio de tiempo y frecuencia.

El codificador 140 MIMO/MISO codifica señales que van a transmitirse al número R de canales de RF, y emite las señales codificadas a trayectorias que corresponden a un número A de antenas (donde A es un número natural). El codificador 140 MIMO/MISO emite la señal codificada en la que un único que va a transmitirse a un canal de RF único se codifica respecto al número A de antenas, de modo que una señal se transmite/recibe a/desde una estructura MIMO (múltiples entradas múltiples salidas) o MISO (múltiples entradas única salida).

Los moduladores (150a, ..., 150r) modulan señales de dominio de frecuencia introducidas a través de la trayectoria correspondiente a cada canal de RF para dar señales de dominio de tiempo. Los moduladores (150a, ..., 150r) modulan

las señales de entrada según un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), y emiten las señales moduladas.

Los procesadores (160a, ..., 160r) analógicos convierten las señales de entrada en señales de RF, de modo que las señales de RF pueden emitirse a los canales de RF.

El aparato de transmisión de señales según esta realización puede incluir un número predeterminado de moduladores (150a, ..., 150r) que corresponde al número de canales de RF y un número predeterminado de procesadores (160a, ..., 160r) analógicos que corresponde al número de canales de RF. Sin embargo, en el caso de usar el esquema MIMO, el número de procesadores analógicos debe ser igual al producto de R (es decir, el número de canales de RF) y A (es decir, el número de antenas).

La figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra un procesador 110 de entrada según la presente invención. Con referencia a la figura 5, el procesador 110 de entrada incluye el primer multiplexor 111a de flujo, el primer divisor 113a de servicios y una pluralidad de primeros formadores (115a, ..., 115m) de tramas de banda base (BB). El procesador 110 de entrada incluye un segundo multiplexor 111b de flujo, un segundo divisor 113b de servicios y una pluralidad de segundos formadores (115n, ..., 115p) de tramas de banda base (BB).

Por ejemplo, el primer multiplexor 111a de flujo recibe varios flujos de transporte (TS) de MPEG-2, multiplexa los flujos TS de MPEG-2 recibidos y emite los flujos TS de MPEG-2 multiplexados. El primer divisor 113a de servicios recibe los flujos multiplexados, divide los flujos de entrada de servicios individuales y emite los flujos divididos. Como se describió anteriormente, siempre que el servicio transmitido a través de una trayectoria de canal físico se denomine PLP, el primer divisor 113a de servicios divide el servicio que va a transmitirse a cada PLP y emite el servicio dividido.

Los primeros formadores (115a, ..., 115m) de tramas de BB forman datos contenidos en un servicio que va a transmitirse a cada PLP en forma de una trama específica, y emiten los datos formateados de trama específica. Los primeros formadores (115a, ..., 115m) de tramas de BB forman una trama que incluye una cabecera y carga útil equipada con datos de servicio. La cabecera de cada trama puede incluir información de modo basada en la modulación y codificación de los datos de servicio, y un valor de contador basado en una velocidad de reloj del modulador para sincronizar flujos de entrada.

El segundo multiplexor 111b de flujo recibe varios flujos, multiplexa flujos de entrada y emite los flujos multiplexados. Por ejemplo, el segundo multiplexor 111b de flujo puede multiplexar flujos de protocolo de Internet (IP) en lugar de los flujos TS de MPEG-2. Estos flujos pueden encapsularse mediante un esquema de encapsulación de flujo genérico (GSE). Los flujos multiplexados por el segundo multiplexor 111b de flujo pueden ser uno cualquiera de los flujos. Por tanto, los flujos mencionados anteriormente diferentes de los flujos TS de MPEG-2 se denominan flujos genéricos (flujos GS).

El segundo divisor 113b de servicios recibe los flujos genéricos multiplexados, divide los flujos genéricos recibidos según servicios individuales (es decir, tipos de PLP) y emite los flujos GS divididos.

Los segundos formadores (115n, ..., 115p) de tramas de BB forman datos de servicio que van a transmitirse a PLP individuales en forma de una trama específica usada como una unidad de procesamiento de señales, y emiten los datos de servicio resultantes. El formato de trama formado por los segundos formadores (115n, ..., 115p) de tramas de BB puede ser igual al de los primeros formadores (115a, ..., 115m) de tramas de BB según sea necesario. En caso necesario, también puede proponerse otra realización. En otra realización, el formato de trama formado por los segundos formadores (115n, ..., 115p) de tramas de BB puede ser diferente del de los primeros formadores (115a, ..., 115m) de tramas de BB. La cabecera de TS de MPEG-2 incluye además una palabra de sincronización de paquete que no está contenida en el flujo GS, dando como resultado la aparición de diferentes cabeceras.

La figura 6 es un diagrama de bloques que ilustra una unidad de codificación y modulación según la presente invención. La unidad de codificación y modulación incluye un primer entrelazador 123, un segundo codificador 125 y un segundo entrelazador 127.

El primer codificador 121 actúa como codificador externo de la trama de banda base de entrada y puede realizar la codificación de corrección de errores. El primer codificador 121 realiza la codificación de corrección de errores de la trama de banda base de entrada usando un esquema de Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH). El primer entrelazador 123 realiza un entrelazado de los datos codificados, de modo que evita la generación de un error de ráfaga en una señal de transmisión. Puede ser que el primer entrelazador 123 no esté contenido en la realización mencionada anteriormente.

El segundo codificador 125 actúa como codificador interno o bien de los datos de salida del primer codificador 121 o bien de los datos de salida del primer entrelazador 123, y puede realizar la codificación de corrección de errores. Puede usarse un esquema de bits de paridad de baja densidad (LDPC) como esquema de codificación de corrección de errores. El segundo entrelazador 127 mezcla los datos con codificación de corrección de errores generados a partir del segundo codificador 125 y emite los datos mezclados. El primer entrelazador 123 y el segundo entrelazador 127 pueden realizar un entrelazado de datos en unidades de un bit.

La unidad 120 de codificación y modulación se refiere un flujo de PLP única. El flujo de PLP se somete a codificación de corrección de errores y se modula mediante la unidad 120 de codificación y modulación, y a continuación se transmite al formador 130 de tramas.

La figura 7 es un diagrama de bloques que ilustra un formador de tramas según la presente invención. Con referencia a la figura 7, el formador 130 de tramas recibe flujos de varias trayectorias desde la unidad 120 de codificación y modulación, y dispone los flujos recibidos en una trama de señal única. Por ejemplo, el formador de tramas puede incluir un primer correlacionador 131a y un primer entrelazador 132a en tiempo en una primera trayectoria, y puede incluir un segundo correlacionador 131b y un segundo entrelazador 132b en tiempo en una segunda trayectoria. El número de trayectorias de entrada es igual al número de PLP para transmisión de servicio o el número de flujos transmitidos a través de cada PLP.

El primer correlacionador 131a realiza una correlación de datos contenidos en el flujo de entrada según el primer esquema de correlación de símbolos. Por ejemplo, el primer correlacionador 131a puede realizar una correlación de los datos de entrada usando un esquema de QAM (por ejemplo, 16 QAM, 64 QAM y 256 QAM).

Si el primer correlacionador 131a realiza una correlación del símbolo, los datos de entrada pueden correlacionarse con varios tipos de símbolos según varios esquemas de correlación de símbolos. Por ejemplo, el primer correlacionador 131a clasifica los datos de entrada en una unidad de trama de banda base y una subunidad de trama de banda base. Puede realizarse una correlación de símbolos híbrida de datos clasificados individuales mediante al menos dos esquemas de QAM (por ejemplo, 16 QAM y 64 QAM). Por tanto, los datos contenidos en un único servicio pueden correlacionarse con símbolos basándose en diferentes esquemas de correlación de símbolos en intervalos individuales.

El primer entrelazador 132a en tiempo recibe una secuencia de símbolos correlacionada mediante el primer correlacionador 131a, y puede realizar el entrelazado en un dominio de tiempo. El primer correlacionador 131a correlaciona datos, que están contenidos en la unidad de trama con corrección de errores recibida desde la unidad 120 de codificación y modulación, para dar símbolos. El primer entrelazador 132a en tiempo recibe la secuencia de símbolos correlacionada mediante el primer correlacionador 131a y entrelaza la secuencia de símbolos recibida para dar unidades de la trama con corrección de errores.

De este modo, el correlacionador 131p de orden p o el entrelazador 132p en tiempo de orden p recibe datos de servicio que van a transmitirse a la PLP de orden p, correlaciona los datos de servicio para dar símbolos según el esquema de correlación de símbolos de orden p. Los símbolos correlacionados pueden entrelazarse en un dominio de tiempo. Debe observarse que este esquema de correlación de símbolos y este esquema de entrelazado son iguales a los del primer entrelazador 132a en tiempo y el primer correlacionador 131a.

El esquema de correlación de símbolos del primer correlacionador 131a puede ser igual al o diferente del del correlacionador 131p de orden p. El primer correlacionador 131a y el correlacionador 131p de orden p pueden correlacionar datos de entrada con símbolos individuales usando los mismos o diferentes esquemas de correlación de símbolos híbrida.

Los datos de los entrelazadores en tiempo ubicados en trayectorias individuales (es decir, los datos de servicio entrelazados por el primer entrelazador 132a en tiempo y los datos de servicio que van a transmitirse al número R de canales de RF por el entrelazador 132p en tiempo de orden p) se entrelazan, de modo que el canal físico permite entrelazar los datos anteriores sobre varios canales de RF.

En asociación con flujos recibidos en tantas trayectorias como el número de PLP, el formador 133 de tramas de TFS forma la trama de señal de TFS tal como la señal de trama mencionada anteriormente, de modo que el servicio se desplaza en tiempo según los canales de RF. El formador 133 de tramas de TFS divide los datos de servicio recibidos en una cualquiera de las trayectorias y emite los datos de servicio divididos en datos del número R de bandas de RF según un esquema de planificación de señal.

El formador 133 de tramas de TFS recibe la primera señal piloto y la segunda señal piloto desde la unidad 135 de información de señalización (designada por la señal Ref/PL), dispone las señales piloto primera y segunda en la trama de señal, e inserta la señal de señalización (L1 y L2) de la capa física mencionada anteriormente en la segunda señal piloto. En este caso, las señales piloto primera y segunda se usan como las señales de comienzo de la trama de señal contenida en cada canal de RF de entre la trama de señal de TFS recibida desde la unidad 135 de información de señalización (señal de Ref/PL). Como se muestra en la figura 2, la primera señal piloto puede incluir un tipo de transmisión y parámetros de transmisión básicos, y la segunda señal piloto puede incluir un parámetro físico e información de construcción de trama. Además, la segunda señal piloto incluye una señal de señalización de L1 (capa 1) y una señal de señalización de L2 (capa 2).

El número R de entrelazadores (137a, ..., 137r) en frecuencia entrelazan datos de servicio, que van a transmitirse a canales de RF correspondientes de la trama de señal de TFS, en un dominio de frecuencia. Los entrelazadores (137a, ..., 137r) en frecuencia pueden entrelazar los datos de servicio a un nivel de células de datos contenidas en un símbolo de OFDM.

Por tanto, se realiza un procesamiento con desvanecimiento selectivo en frecuencia de los datos de servicio que van a transmitirse a cada canal de RF en la trama de señal de TFS, de modo que no se pierden en un dominio de frecuencia específico.

La figura 8 es una vista que muestra un primer ejemplo de una proporción de símbolos cuando los correlacionadores 131a y 131b realizan una correlación de símbolos híbrida. Esta figura muestra el número de bits transmitidos por una subportadora (célula) si se realiza codificación de corrección de errores por la unidad de codificación y modulación en un modo normal (la longitud del código con codificación de corrección de errores es de 64800 bits) del modo de codificación de corrección de errores de LDPC.

Por ejemplo, si los correlacionadores 131a y 131b realizan una correlación de símbolos usando 256QAM, se correlacionan 64800 bits con 8100 símbolos. Si los correlacionadores 131a y 131b realizan una correlación de símbolos híbrida (Hyb 128-QAM) usando 256QAM y 64QAM con una proporción de 3:2, el número de símbolos correlacionados por 256QAM es de 4860 y el número de símbolos correlacionados por 64QAM es de 4320. El número de bits transmitidos por cada subportadora (célula) es de 7,0588.

Si se usa un procedimiento de correlación de símbolos de 64QAM, los datos de entrada pueden correlacionarse con 10800 símbolos y pueden transmitirse seis bits por célula. Si los datos se correlacionan con los símbolos mediante un procedimiento de correlación de símbolos híbrida de 64QAM y 16QAM (64QAM:16QAM=3:2, Hyb32-QAM), pueden transmitirse cinco bits mediante una subportadora (célula).

Si se correlacionan datos con símbolos mediante el procedimiento 16QAM, los datos se correlacionan con 16200 símbolos, cada uno de los cuales se usa para transmitir cuatro bits.

De manera similar, si se correlacionan datos con símbolos mediante un procedimiento de correlación de símbolos híbrida de 16QAM y QPSK (16QAM:QPSK=2:3, Hyb8-QAM), pueden transmitirse tres bits mediante una subportadora (célula).

Si se correlacionan datos con símbolos mediante un procedimiento QPSK, los datos pueden correlacionarse con 32400 símbolos, cada uno de los cuales se usa para transmitir dos bits.

La figura 9 muestra procedimientos de correlación de símbolos de datos con corrección de errores mediante un procedimiento de codificación de corrección de errores de LDPC de un modo corto (la longitud del código con codificación de corrección de errores es de 16200 bits), que son iguales a los procedimientos de correlación de símbolos de la figura ε, y los números de bits por subportadora según los procedimientos de correlación de símbolos.

Los números de bits transmitidos por la subportadora son iguales a los del modo normal (64800 bits) según los procedimientos de correlación de símbolos tales como 256QAM, Hyb 128-QAM, 64-QAM, Hyb 32-QAM, 16QAM, Hyb8-QAM y QPSK, pero los números totales de símbolos transmitidos son diferentes de los del modo normal. Por ejemplo, se transmiten 16200 bits por 2025 símbolos en 256QAM, se transmiten 16200 bits por 1215 símbolos según 256QAM y 1080 símbolos según 64QAM (2295 símbolos totales) en Hyb 128-QAM.

Por consiguiente, puede ajustarse una tasa de transmisión de datos por subportadora (célula) para cada PLP según un procedimiento de correlación de símbolos híbrida o un procedimiento de correlación de símbolos única.

La figura 10 es una vista que muestra el número de símbolos y el número de bits por palabra de célula según un procedimiento de correlación de símbolos en un modo normal de LDPC. Si una trama de señal de TFS incluye al menos un canal de RF, pueden asignarse de manera uniforme símbolos que configuran una PLP específica a canales de RF. Las ubicaciones de los símbolos de PLP asignados a los canales de RF pueden direccionarse más eficazmente. Por consiguiente, cuando el aparato de recepción de señales selecciona los canales de RF, los bits usados para direccionar la PLP específica pueden reducirse.

En este dibujo, un procedimiento de correlación de símbolos representado por 256-QAM indica un procedimiento de correlación de bits que configuran un único bloque con codificación de corrección de errores con símbolos con una proporción de 256QAM:64QAM=8:1. Según este procedimiento de correlación de símbolos, el número de bits en un único bloque con codificación de corrección de errores mediante el procedimiento 256-QAM es de 57600, el número de bits en un único bloque con codificación de corrección de errores mediante el procedimiento 256-QAM es de 1200, el número de símbolos totales en el bloque es de 8400, y el número de bits por palabra de célula es de 7,714285714.

Un procedimiento de correlación de símbolos representado por Hyb 128-QAM indica un procedimiento de correlación de bits que configuran un único bloque con codificación de corrección de errores con símbolos con una proporción de 256QAM:64QAM=8:7. Según el procedimiento de correlación de símbolos Hyb 128-QAM, el número de símbolos totales en un único bloque con codificación de corrección de errores es de 9600, y el número de bits por palabra de célula es de 6,75.

Según un procedimiento de correlación de símbolos representado por 64 QAM, el número de símbolos totales en un único bloque con codificación de corrección de errores es de 10800 y el número de bits por palabra de célula es de 6.

Un procedimiento de correlación de símbolos representado por Hyb 32-QAM indica un procedimiento de correlación de bits que configuran un único bloque con codificación de corrección de errores con símbolos con una proporción de 64QAM:32QAM=5:4. Según el procedimiento de correlación de símbolos Hyb 32-QAM, el número de símbolos totales en el bloque con codificación de corrección de errores es de 13200, y el número de bits por palabra de célula es de 4,9090909.

Un procedimiento de correlación de símbolos representado por 16 QAM indica un procedimiento de correlación de bits que configuran un único bloque con codificación de corrección de errores con símbolos con una proporción de 16QAM:QPSK=1:8. Según el procedimiento de correlación de símbolos 16 QAM, el número de símbolos totales en un bloque con codificación de corrección de errores es de 15600, y el número de bits por palabra de célula es de 4,153846154.

Un procedimiento de correlación de símbolos representado por Hyb 8-QAM indica un procedimiento de correlación de bits que configuran un único bloque con codificación de corrección de errores con símbolos con una proporción de 16QAM:QPSK=2:1. Según el procedimiento de correlación de símbolos Hyb 8-QAM, el número de símbolos totales en un bloque con codificación de corrección de errores es de 21600, y el número de bits por palabra de célula es de 3.

Según un procedimiento de correlación de símbolos representado por QPSK, el número de símbolos totales en un bloque con codificación de corrección de errores es de 32400 y el número de bits por palabra de célula es de 2.

Cuando los símbolos que configuran la PLP se asignan a los canales de RF, la ganancia de diversidad del dominio de frecuencia puede maximizarse cuando los números de los símbolos asignados a los respectivos canales de RF son iguales. Si se considera un máximo de seis canales de RF, el mínimo común múltiplo de 1 a 6 es 60 y el máximo común divisor de los números de símbolos correlacionados con un bloque con codificación de corrección de errores es de 1200. Por consiguiente, si se asigna el múltiplo integral de 1200/60=20 símbolos a cada uno de los canales de RF, los símbolos pueden asignarse de manera uniforme a todos los canales de RF. En este momento, si se consideran 20 símbolos como un grupo y se direcciona el grupo, puede reducirse la sobrecarga de direccionamiento de log2 (20)=4,32 bits en comparación con el caso en el que se direccionan los símbolos uno a uno.

La figura 11 es una vista que muestra otro ejemplo del número de símbolos según un procedimiento de correlación de símbolos en un modo normal de LDPC. En el ejemplo de este dibujo, se usaron como procedimiento de correlación de símbolos un procedimiento 256-QAM que usa símbolos 256QAM y 64QAM (256QAM:64QAM=4:1), un procedimiento Hyb 128-QAM que usa símbolos 256QAM y 64QAM (256QAM:64QAM=8:7), un procedimiento 64QAM, un procedimiento Hyb 32-QAM que usa símbolos 64QAM y 8QAM (64QAM:8QAM=3:2), un procedimiento 16 QAM que usa símbolos 16QAM y QPSK (16QAM:QPSK=1:14), un procedimiento Hyb 8-QAM que usa 16QAM:QPSK=2:1 y un procedimiento QPSK. El máximo común divisor (MCD) de los números de símbolos totales de un bloque con codificación de corrección de errores (modo normal) según los procedimientos de correlación de símbolos es 720. Por consiguiente, si se asigna el múltiplo integral de 12(=720/60) símbolos a cada uno de los canales de RF, los símbolos pueden asignarse de manera uniforme a todos los canales de RF. En este momento, si se consideran 12 símbolos como un grupo y se direcciona el grupo, puede reducirse la sobrecarga de direccionamiento de log2 (12)≈3,58 bits en comparación con el caso en el que se direccionan los símbolos uno a uno. El aparato de recepción de señales puede recoger los símbolos de PLP asignados mediante el esquema de direccionamiento y obtener un flujo de servicio de PLP.

La figura 12 es una vista que muestra otro ejemplo del número de símbolos según un procedimiento de correlación de símbolos en un modo normal de LDPC. En el ejemplo de este dibujo, se usaron como procedimiento de correlación de símbolos un esquema 256-QAM, un esquema Hyb 128-QAM, un esquema 64QAM, un esquema Hyb 32-QAM, un esquema 16 QAM, un esquema Hyb 8-QAM y un esquema QPSK. El procedimiento de correlación de símbolos 256QAM usa símbolos 256QAM y 64QAM (256QAM: 64QAM=44:1) y el procedimiento de correlación de símbolos Hyb 128-QAM usa símbolos 256QAM y 64QAM (256QAM: 64QAM=28:17). El procedimiento Hyb 32-QAM usa símbolos 64QAM y 8QAM (64QAM:8QAM=3:2), el procedimiento de correlación de símbolos 16QAM usa símbolos 16QAM y QPSK (16QAM: QPSK=1:14) y el procedimiento de correlación de símbolos Hyb 8-QAM usa símbolos 16QAM y QPSK (16QAM:QPSK=2:1). El MCD de los números de símbolos totales de un bloque con codificación de corrección de errores (modo normal) según los procedimientos de correlación de símbolos es 240. Por consiguiente, si se asigna el múltiplo integral de 240/60=4 símbolos a cada uno de los canales de RF, los símbolos pueden asignarse de manera uniforme a todos los canales de RF. En este momento, si se consideran cuatro símbolos como un grupo y se direcciona el grupo, puede reducirse la sobrecarga de direccionamiento de log2 (4)^2 bits en comparación con el caso en el que se direccionan los símbolos uno a uno. Por consiguiente, incluso cuando el número de canales de RF es uno cualquiera de 1 a 6 en la trama de señal, los símbolos de PLP pueden asignarse de manera uniforme a los canales de RF.

La figura 13 es una vista que muestra el número de símbolos según un procedimiento de correlación de símbolos en un modo corto de LDPC. Como se describió anteriormente, si se realiza una correlación de símbolos según este ejemplo, los símbolos de PLP pueden asignarse de manera uniforme a los canales de RF y puede reducirse la sobrecarga del direccionamiento de símbolos de PLP. Los procedimientos de correlación de símbolos mostrados en este dibujo son iguales a los mostrados en la figura 10. Sin embargo, dado que el número de bits del modo corto de LDPC es diferente del del modo normal, el MCD de los números de símbolos totales de un bloque con codificación

de corrección de errores (modo corto) según los procedimientos de correlación de símbolos es 300, al contrario que en la figura 10. Por consiguiente, si se asigna el múltiplo integral de 300/60=5 símbolos a cada uno de los canales de RF, los símbolos pueden asignarse de manera uniforme a todos los canales de RF. En este momento, si se consideran cinco símbolos como un grupo y se direcciona el grupo, puede reducirse la sobrecarga de direccionamiento de log2(5) bits en comparación con el caso en el que se direccionan los símbolos uno a uno. Por consiguiente, en esta realización, quedan sin utilizar log2(5) bits de los bits de direccionamiento cuando se direccionan los símbolos de PLP divididos.

La figura 14 es una vista que muestra un ejemplo del número de símbolos según un procedimiento de correlación de símbolos en un modo corto de LDPC. Los procedimientos de correlación de símbolos de este dibujo son iguales a los mostrados en la figura 11. En este ejemplo, el MCD de los números de símbolos totales de un bloque con codificación de corrección de errores (modo corto) según los procedimientos de correlación de símbolos es 180, que puede usarse para la asignación de símbolos de PLP de un canal de RF y el direccionamiento de los símbolos asignados. En esta realización, quedan sin utilizar log2(3) bits de los bits de direccionamiento.

La figura 15 es una vista que muestra otro ejemplo del número de símbolos según un procedimiento de correlación de símbolos en un modo corto de LDPC. Los procedimientos de correlación de símbolos de este dibujo son iguales a los mostrados en la figura 12. En este ejemplo, el MCD de los números de símbolos totales de un bloque con codificación de corrección de errores (modo corto) según los procedimientos de correlación de símbolos es 60. En esta realización, quedan sin utilizar log2(1) bits de los bits de direccionamiento (es decir, no queda sin utilizar el bit de direccionamiento).

La figura 16 es una vista que muestra un ejemplo de cada uno de los correlacionadores 131a y 131b de símbolos mostrados en la figura 7. Cada uno de los correlacionadores 131a y 131b de símbolos incluye un correlacionador 1315a de primer orden, un correlacionador 131b de segundo orden, un fusionador 1317 de símbolos y un fusionador 1318 de bloque de corrección de errores.

El analizador 1311 sintáctico de flujo de bits recibe el flujo de servicio de PLP desde la unidad de codificación y modulación y divide el flujo de servicio recibido.

El correlacionador 1315a de símbolos de primer orden correlaciona los bits del flujo de servicio dividido mediante un procedimiento de correlación de símbolos de orden superior con símbolos. El correlacionador 1315b de símbolos de segundo orden correlaciona los bits del flujo de servicio dividido mediante un procedimiento de correlación de símbolos de orden inferior con símbolos. Por ejemplo, en el ejemplo anterior, el correlacionador 1315a de símbolos de primer orden puede correlacionar el flujo de bits con símbolos según 256QAM y el correlacionador 1315b de símbolos de segundo orden puede correlacionar el flujo de bits con símbolos según 64QAM.

El fusionador 1317 de símbolos fusiona los símbolos emitidos desde los correlacionadores 1315a y 1315b de símbolos con un flujo de símbolos y emite el flujo de símbolos. El fusionador 1317 de símbolos puede emitir el flujo de símbolos incluido en una PLP.

El fusionador 1318 de bloque de corrección de errores puede emitir un flujo de símbolos fusionado por el fusionador 1317 de símbolos en la unidad de bloque de código con codificación de corrección de errores. El fusionador 1318 de bloque de corrección de errores puede emitir un bloque de símbolos de modo que los bloques de código con codificación de corrección de errores se asignan de manera uniforme al menos a una banda de RF de la trama de señal de TFS. El fusionador 1318 de bloque de corrección de errores puede emitir el bloque de símbolos de modo que la longitud del bloque de símbolos del bloque con codificación de corrección de errores de un modo normal es igual a la del bloque de símbolos del bloque con codificación de corrección de errores de un modo corto. Por ejemplo, pueden fusionarse cuatro bloques de símbolos del bloque con codificación de corrección de errores del modo corto con un bloque de símbolos.

El fusionador 1318 de bloque de corrección de errores puede dividir el flujo de símbolos según un múltiplo común del número de bandas de RF de modo que el formador de tramas de señal dispone de manera uniforme los símbolos en las bandas de RF. Si el número máximo de bandas de RF en la trama de señal es 6, el fusionador 1318 de bloque de corrección de errores emite el bloque de símbolos de modo que el número total de símbolos puede dividirse entre 60 que es un múltiplo común de 1, 2, 3, 4, 5 y 6.

Los símbolos incluidos en el bloque de símbolos de salida pueden disponerse para asignarse de manera uniforme a las seis bandas de RF. Por consiguiente, aunque se combinan un modo de corrección de errores según una tasa de código y un procedimiento de correlación de símbolos, los símbolos que configuran la PLP se asignan de manera uniforme a las bandas de RF.

La figura 17 es una vista que muestra otra realización de cada uno de los correlacionadores 131a y 131b de símbolos. La realización de este dibujo es similar a la realización de la figura 16 excepto porque se incluyen además una unidad 1316a de calibración de potencia de primer orden y una unidad 1316b de calibración de potencia de segundo orden.

La unidad 1316a de calibración de potencia de primer orden calibra la potencia de los símbolos correlacionados mediante el correlacionador 1315a de símbolos de primer orden según el tamaño de la constelación y emite los sím-

bolos calibrados. La unidad 1316b de calibración de potencia de segundo orden calibra la potencia de los símbolos correlacionados mediante el correlacionador 1315b de símbolos de segundo orden según el tamaño de la constelación y emite los símbolos calibrados. Por consiguiente, aunque el procedimiento de correlación de símbolos se cambia en una PLP o se cambia en una pluralidad de PLP, si la potencia del símbolo mediante el procedimiento de correlación de símbolos se ajusta según el tamaño de la constelación, puede mejorarse el rendimiento de recepción de señales de un receptor.

El fusionador 1317 de símbolos fusiona los símbolos calibrados por las unidades 1316a y 1316b de calibración de potencia y emite un flujo de símbolos.

La figura 18 es una vista que muestra otra realización del correlacionador de símbolos. En la realización de esta figura, el correlacionador de símbolos incluye el segundo codificador 125 y el segundo entrelazador 127 incluidos en la unidad de codificación y modulación. Es decir, si se usa esta realización, la unidad de codificación y modulación puede incluir sólo el primer codificador 121, el primer entrelazador 123 y el segundo codificador 125.

La realización del correlacionador de símbolos incluye un analizador 1311 sintáctico de flujo de bits, un entrelazador 1312a de bits de primer orden, un entrelazador 1312b de bits de segundo orden, un demux 1313a de primer orden, un demux 1313b de segundo orden, un correlacionador 1315a de símbolos de primer orden, un correlacionador 1315b de símbolos de segundo orden y un fusionador 1317 de símbolos.

Cuando el segundo codificador 125 realiza una codificación de corrección de errores de LDPC, la longitud del bloque con codificación de corrección de errores (por ejemplo, la longitud de 64800 bits y la longitud de 16200 bits) puede variar según un modo de LDPC. Si los bits incluidos en el bloque con codificación de corrección de errores se correlacionan con los símbolos, las capacidades de corrección de errores de los bits incluidos en una palabra de célula que configura el símbolo pueden variar según las ubicaciones de los bits. Por ejemplo, la palabra de célula que es el símbolo puede determinarse según la tasa de código de la codificación de corrección de errores y el procedimiento de correlación de símbolos (ya sea el procedimiento de correlación de símbolos es el procedimiento de correlación de símbolos de orden superior o el procedimiento de correlación de símbolos de orden inferior). Si el código de corrección de errores es el LDPC, las capacidades de corrección de errores de los bits varían según las ubicaciones de los bits en el bloque con codificación de corrección de errores. Por ejemplo, las fiabilidades de los bits codificados según las características de la matriz H usada en el procedimiento de codificación de corrección de errores de LDPC irregular pueden variar según las ubicaciones de los bits. Por consiguiente, el orden de los bits que configuran la palabra de célula correlacionada con el símbolo se cambia de modo que se ajustan las capacidades de corrección de errores de los bits que son inferiores frente a la corrección de errores en el bloque con codificación de corrección de errores y puede ajustarse la robustez frente al error en el nivel de bits.

En primer lugar, el segundo codificador 125, por ejemplo, realiza la codificación de corrección de errores con respecto al flujo incluido en una PLP mediante el procedimiento de codificación de corrección de errores de LDPC.

El analizador 1311 sintáctico de flujo de bits recibe el flujo de servicio según la PLP y divide el flujo de servicio recibido.

El entrelazador 1312a de bits de primer orden entrelaza los bits incluidos en un primer flujo de bits de los flujos de servicio divididos. De manera similar, el entrelazador 1312b de bits de segundo orden entrelaza los bits incluidos en un segundo flujo de bits de los flujos de servicio divididos.

El entrelazador 1312a de bits de primer orden y el entrelazador 1312b de bits de segundo orden pueden corresponder al segundo entrelazador 127 usado como entrelazador interno. El procedimiento de entrelazado del entrelazador 1312a de bits de primer orden y el entrelazador 1312b de bits de segundo orden se describirán posteriormente.

El demux 1313a de primer orden y el demux 1313b de segundo orden demultiplexan los bits de los flujos de bits entrelazados por el entrelazador 1312a de bits de primer orden y el entrelazador 1312b de bits de segundo orden. Los demux 1313a y 1313b dividen el flujo de bits de entrada en subflujos de bits que se correlacionarán con un eje real y un eje imaginario de una constelación y emiten los subflujos de bits. Los correlacionadores 1315a y 1315b de símbolos correlacionan los subflujos de bits demultiplexados mediante los demux 1313a y 1313b con los símbolos correspondientes.

Los entrelazadores 1312a y 1312b de bits y los demux 1313a y 1313b pueden combinar las características de la palabra de código de LDPC y las características de la fiabilidad de constelación de la correlación de símbolos según la constelación. La realización detallada de los demux 1313a y 1313b de primer orden se describirá posteriormente.

El correlacionador 1315a de símbolos de primer orden realiza una correlación de símbolos de primer orden, por ejemplo, correlación de símbolos de orden superior, y el correlacionador 1315b de símbolos de segundo orden realiza una correlación de símbolos de segundo orden, por ejemplo, correlación de símbolos de orden inferior. El correlacionador 1315a de símbolos de primer orden correlaciona los subflujos de bits emitidos desde el demux 1313 de primer orden con los símbolos y el correlacionador 1315b de símbolos de segundo orden correlaciona los subflujos de bits emitidos desde el demux 1313b de segundo orden con los símbolos.

El fusionador 1317 de símbolos fusiona los símbolos correlacionados por el correlacionador 1315a de símbolos de primer orden y el correlacionador 1315b de símbolos de segundo orden con el flujo de símbolos y emite el flujo de símbolos.

Como se describió anteriormente, en el LDPC, las capacidades de corrección de errores de los bits pueden cambiarse según las ubicaciones de los bits en el bloque con codificación de corrección de errores. Por consiguiente, si el entrelazador de bits y el demux se controlan según las características del codificador 125 de LDPC de modo que se cambia el orden de los bits que configuran la palabra de célula, la capacidad de corrección de errores en el nivel de bits puede maximizarse.

La figura 19 es una vista que muestra otra realización de cada uno de los correlacionadores 131a y 131b de símbolos. La realización de este dibujo es similar a la realización de la figura 18 excepto porque se incluyen además una unidad 1316a de calibración de potencia de primer orden y una unidad 1316b de calibración de potencia de segundo orden.

La unidad 1316a de calibración de potencia de primer orden calibra la potencia de los símbolos correlacionados por el correlacionador 1315a de símbolos de primer orden según el tamaño de la constelación y emite los símbolos calibrados. La unidad 1316b de calibración de potencia de segundo orden calibra la potencia de los símbolos correlacionados por el correlacionador 1315b de símbolos de segundo orden según el tamaño de la constelación y emite los símbolos calibrados. Por consiguiente, aunque el esquema de correlación de símbolos se cambia en una PLP o se cambia en una pluralidad de PLP, si la potencia del símbolo se ajusta según el tamaño de la constelación, puede mejorarse el rendimiento de recepción de señales.

El fusionador 1317 de símbolos fusiona los símbolos calibrados por las unidades 1316a y 1316b de calibración de potencia y emite un flujo de símbolos.

La figura 20 es una vista que muestra el concepto del entrelazado de bits por los entrelazadores 1312a y 1312b de bits de las figuras 18 y 19.

Por ejemplo, se almacenan bits de entrada en, y se leen de, una memoria en forma de matriz que tiene un número predeterminado de filas y columnas. Cuando se almacenan los bits de entrada, en primer lugar, se almacenan los bits en una primera columna en dirección de filas, y, si se llena la primera columna, se almacenan los bits en otra columna en dirección de filas. Cuando se leen los bits almacenados, los bits se leen en dirección de columnas y, si se leen todos los bits almacenados en una primera fila, se leen los bits en otra fila en dirección de columnas. En otras palabras, cuando se almacenan los bits, se almacenan los bits en filas de modo que las columnas se llenan en serie. Y cuando se leen los bits almacenados, se leen los bits almacenados en columnas desde la primera fila hasta la última fila en serie. En esta figura, MSB significa el bit más significativo y LSB significa el bit menos significativo.

Con el fin de correlacionar los bits con codificación de corrección de errores de LDPC con los símbolos en la misma longitud de unidad de bloque de corrección de errores a diversas tasas de código, los entrelazadores 1312a y 1312b de bits pueden cambiar el número de filas y columnas de la memoria según los tipos de los correlacionadores 1315a y 1315b de símbolos.

La figura 21 es una vista que muestra un ejemplo del número de filas y columnas de memorias de los entrelazadores 1312a y 1312b de bits según los tipos de correlacionadores 1315a y 1315b de símbolos, si el modo de LDPC es el modo normal.

Por ejemplo, si el correlacionador 1315a de símbolos correlaciona los bits con símbolos 256QAM, el entrelazador 1312a de primer orden entrelaza los bits mediante una memoria que tiene 8100 filas y 8 columnas. Si los símbolos se correlacionan mediante 64QAM, el entrelazador 1312a de primer orden entrelaza los bits mediante una memoria que tiene 10800 filas y 6 columnas. Si los símbolos se correlacionan mediante 16QAM, el entrelazador 1312a de primer orden entrelaza los bits mediante una memoria que tiene 16200 filas y 4 columnas.

Por ejemplo, si los correlacionadores 1315a y 1315b de símbolos correlacionan los bits con símbolos Hyb128-QAM, el entrelazador 1312a de primer orden entrelaza los bits usando una memoria que tiene 4860 filas y 8 columnas, y el entrelazador 1312b de segundo orden entrelaza los bits usando una memoria que tiene 4320 filas y 6 columnas.

De manera similar, si los correlacionadores 1315a y 1315b de símbolos correlacionan los símbolos mediante Hyb32-QAM, el entrelazador 1312a de primer orden entrelaza los bits usando una memoria que tiene 6480 filas y 6 columnas, y el entrelazador 1312b de segundo orden entrelaza los bits usando una memoria que tiene 6480 filas y 4 columnas.

La figura 22 es una vista que muestra un ejemplo del número de filas y columnas de las memorias de los entrelazadores 1312a y 1312b de bits según los tipos de los correlacionadores 1315a y 1315b de símbolos, si el modo de LDPC es el modo corto.

Por ejemplo, si el correlacionador 1315a de símbolos correlaciona los bits con símbolos 256QAM, el entrelazador 1312a de primer orden entrelaza los bits mediante una memoria que tiene 2025 filas y 8 columnas. Si los correlacio-

nadores 1315a y 1315b de símbolos correlacionan los símbolos mediante Hyb128-QAM, el entrelazador 1312a de primer orden entrelaza los bits usando una memoria que tiene 1215 filas y 8 columnas, y el entrelazador 1312b de segundo orden entrelaza los bits usando una memoria que tiene 1080 filas y 6 columnas.

Si el entrelazado de bits se realiza con respecto al bloque con codificación de corrección de errores, las ubicaciones de los bits en el bloque con codificación de corrección de errores pueden cambiarse.

La figura 23 es un diagrama que muestra el concepto de otra realización para el entrelazado de un entrelazador de bits. En la realización mostrada en este dibujo, cuando se escriben bits en una memoria, los bits se escriben en una dirección de columnas. Cuando se leen los bits escritos, los bits de las ubicaciones desplazadas de manera circular se leen en una dirección de filas. En cada fila, los bits escritos en cada fila se desplazan de manera circular. Si los bits se escriben o se leen mediante un procedimiento de desplazamiento circular con respecto a la fila o la columna de la memoria, esto se denomina entrelazado de bits por desplazamiento. Esta realización se refiere al procedimiento de entrelazado de bits por desplazamiento usando un procedimiento de lectura de los bits tras haber desplazado los bits una columna en la dirección de filas. En vez de desplazar los bits escritos en la memoria, puede desplazarse el punto para leer bits en la memoria o el punto para escribir bits en la memoria.

En esta realización, N designa la longitud del bloque con codificación de corrección de errores y C designa la longitud de la columna. Cuando se escriben los bits, los bits se escriben en una primera columna (representada mediante una sombra) en el orden de 1, 2, 3, 4, ..., y C y los bits se escriben en una segunda columna en el orden de C+1, C+2, C+3, ...

Los bits escritos se desplazan en la dirección de filas columna por columna.

Si se leen los bits escritos, los bits desplazados se leen en la dirección de filas. Por ejemplo, en esta realización, los bits se leen en una primera fila en el orden de 1, C+1, ... y los bits se leen en una segunda fila en el orden de X1, 2, C+2, ... (X1 es un bit en la primera columna de la segunda fila). Los bits se leen fila por fila y se leen los bits desplazados de manera circular. Evidentemente, en vez de desplazar los bits escritos en la memoria, el punto para leer bits escritos en la memoria puede desplazarse.

La figura 24 es una vista que muestra otra realización de entrelazado de bits. En esta realización, N designa la longitud del bloque con codificación de corrección de errores y C designa la longitud de la columna. Cuando se escriben los bits, los bits se escriben en una primera columna en el orden de 1, 2, 3, 4, ..., C-1, y C y los bits se escriben en una segunda columna en el orden de C+1, C+2, C+3, ...

Los bits escritos se desplazan dos veces en la dirección de filas de dos columnas en dos columnas. Si se leen los bits escritos, los bits desplazados de manera circular dos columnas se leen en la dirección de columna en cada fila. Este procedimiento puede denominarse un procedimiento de entrelazado de bits por desplazamiento doble.

La figura 25 es una vista que muestra otra realización de entrelazado de bits. En esta realización, N designa la longitud del bloque con codificación de corrección de errores y C designa la longitud de la columna. Los bits se escriben en una primera columna en el orden de 1, 2, 3, 4, ..., C-1, y C y los bits se escriben en una segunda columna en el orden de C+1, C+2, C+3, ...

Cuando se leen los bits escritos, en una primera región de las filas, los bits pueden leerse mediante el procedimiento de entrelazado de bits por desplazamiento.

En una segunda región de las filas, los bits pueden leerse mediante el procedimiento de entrelazado de por desplazamiento doble.

En una tercera región de las filas, los bits pueden leerse mediante el procedimiento de entrelazado de bits por desplazamiento.

Si los bits se entrelazan mediante al menos uno del procedimiento de entrelazado de bits por desplazamiento y el procedimiento de entrelazado por desplazamiento doble, los bits en el bloque con codificación de corrección de errores pueden mezclarse de manera más aleatoria.

La figura 26 es una vista que muestra el concepto de multiplexado de los bits de entrada de los demux 1313a y 1313b.

Los entrelazadores 1312a y 1312b de bits entrelazan los bits de entrada x0, x1, ..., y xn-1 y emiten los bits entrelazados. El procedimiento de entrelazado ya se describió anteriormente.

Los demux 1313a y 1313b demultiplexan los flujos de bits entrelazados. El procedimiento de demultiplexación puede variar según la tasa de código del procedimiento de codificación de corrección de errores y el procedimiento de correlación de símbolos del correlacionador de símbolos. Si el procedimiento de símbolos del correlacionador de símbolos es QPSK, los bits de entrada, por ejemplo, se entrelazan a dos subflujos y el correlacionador de símbolos correlaciona los dos subflujos con los símbolos para que correspondan al eje real y el eje imaginario de la constelación.

Por ejemplo, un primer bit y0 del primer subflujo demultiplexado corresponde al eje real y un primer bit y1 del segundo subflujo demultiplexado corresponde al eje imaginario.

Si el procedimiento de símbolos del correlacionador de símbolos es 16QAM, los bits de entrada, por ejemplo, se demultiplexan a cuatro subtramas. El correlacionador de símbolos selecciona los bits incluidos en los cuatro subflujos y correlaciona los bits seleccionados con los símbolos para que correspondan al eje real y el eje imaginario de la constelación.

Por ejemplo, los bits y0 e y2 de los subflujos demultiplexados primero y tercero corresponden al eje real y los bits y1 e y3 de los subflujos demultiplexados segundo y cuarto corresponden al eje imaginario.

De manera similar, si el procedimiento de símbolos del correlacionador de símbolos es 64QAM, los bits de entrada pueden demultiplexarse a seis flujos de bits. El correlacionador de símbolos correlaciona los seis subflujos con los símbolos para que correspondan al eje real y el eje imaginario de la constelación. Por ejemplo, los bits y0, y2 e y4 de los subflujos demultiplexados primero, tercero y quinto corresponden al eje real y los bits y1, y3 e y6 de los subflujos demultiplexados segundo, cuarto y sexto corresponden al eje imaginario.

De manera similar, si el procedimiento de símbolos del correlacionador de símbolos es 256QAM, los bits de entrada pueden demultiplexarse a ocho flujos de bits. El correlacionador de símbolos correlaciona los ocho subflujos con los símbolos para que correspondan al eje real y el eje imaginario de la constelación. Por ejemplo, en primer lugar, los bits y0, y2, y4 e y6 de los subflujos demultiplexados primero, tercero, quinto y séptimo corresponden al eje real y los bits y1, y3, y6 e y7 de los subflujos demultiplexados segundo, cuarto, sexto y octavo corresponden al eje imaginario.

Si el correlacionador de símbolos correlaciona los símbolos, los subflujos demultiplexados mediante el demux pueden correlacionarse con los flujos de bits del eje real y el eje imaginario de la constelación.

El procedimiento de entrelazado de bits descrito anteriormente, el procedimiento de demultiplexación y el procedimiento de correlación de símbolos son a modo de ejemplo y pueden usarse diversos procedimientos como el procedimiento para seleccionar los bits en los subflujos de modo que los subflujos demultiplexados mediante el demux pueden corresponder al eje real y el eje imaginario de la constelación.

La palabra de célula correlacionada con los símbolos puede variar según uno cualquiera de los flujos de bits con corrección de errores según la tasa de código, el procedimiento de entrelazado de flujos de bits, el procedimiento de demultiplexación y el procedimiento de correlación de símbolos. El MSB de la palabra de célula es superior al LSB de la palabra de célula en la fiabilidad de la decodificación de corrección de errores. Aunque la fiabilidad del bit de una ubicación específica del bloque con codificación de corrección de errores es baja, la fiabilidad del bit puede mejorarse mediante el proceso de decorrelación de símbolos si el bit de la palabra de célula se dispone en el MSB o cerca del MSB.

Por consiguiente, aunque se cambia la fiabilidad del bit codificado según las características de la matriz H usada en el procedimiento de codificación de corrección de errores de LDPC irregular, el bit puede transmitirse/recibirse de forma robusta mediante el proceso de correlación y decorrelación de símbolos y puede ajustarse el rendimiento del sistema.

La figura 27 es una vista que muestra una realización para demultiplexar un flujo de entrada mediante el demux.

Si el procedimiento de correlación de símbolos es QPSK, dos bits se correlacionan con un símbolo y los dos bits de una unidad de símbolo se demultiplexan en el orden de los índices de bit (índices 0 y 1 de b).

Si el procedimiento de correlación de símbolos es 16QAM, 4 bits se correlacionan con un símbolo y los cuatro bits de una unidad de símbolo se demultiplexan según el resultado de cálculo del módulo-4 de los índices de bit (índices 0, 1, 2 y 3 de b).

Si el procedimiento de correlación de símbolos es 64QAM, 6 bits se correlacionan con un símbolo y los seis bits de una unidad de símbolo se demultiplexan según el resultado de cálculo del módulo-6 de los índices de bit (índices 0, 1, 2, 3, 4 y 5 de b).

Si el procedimiento de correlación de símbolos es 256QAM, 8 bits se correlacionan con un símbolo y los ocho bits de una unidad de símbolo se demultiplexan según el resultado de cálculo del módulo-8 de los índices de bit (índices 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 y 7 de b).

El orden de demultiplexación de los subflujos es a modo de ejemplo y puede modificarse.

La figura 28 es una vista que muestra un ejemplo de un tipo de demultiplexación según un procedimiento de correlación de símbolos. El procedimiento de correlación de símbolos incluye QPSK, 16QAM, 64QAM y 256QAM, y el tipo de demultiplexación incluye un primer tipo a un sexto tipo.

El primer tipo es un ejemplo en el que los bits de entrada corresponden secuencialmente a índices de número par (0, 2, 4, 8, ...) (o el eje real de la constelación) y corresponden secuencialmente a índices de número impar (1, 3, 5, 7, ...) (o el eje imaginario de la constelación). A continuación en el presente documento, la demultiplexación de bits del primer tipo puede representarse mediante un identificador 10 de demultiplexación (un número binario de 1010; la ubicación de 1 es la ubicación del MSB que corresponde al eje real y el eje imaginario de la constelación).

El segundo tipo es un ejemplo en el que la demultiplexación se realiza en un orden inverso del primer tipo, es decir, los LSB de los bits de entrada corresponden secuencialmente a índices de número par (6, 4, 2, 0) (o el eje real de la constelación) e índices de número impar (1, 3, 5, 7, ...) (o el eje imaginario de la constelación). A continuación en el presente documento, la demultiplexación de bits del segundo tipo puede representarse mediante un identificador 5 de demultiplexación (un número binario de 0101).

El tercer tipo es un ejemplo en el que los bits de entrada se disponen de modo que los bits de ambos extremos de la palabra de código pasan a ser los MSB. Los bits de entrada vuelven a disponerse para llenar la palabra de código desde ambos extremos de la palabra de código. A continuación en el presente documento, la demultiplexación de bits del tercer tipo puede representarse mediante un identificador 9 de demultiplexación (un número binario de 1001).

El cuarto tipo es un ejemplo en el que los bits de entrada se disponen de modo que un bit central de la palabra de código pasa a ser el MSB. Un bit de los bits de entrada se llena en primer lugar en la ubicación central de la palabra de código y los bits restantes vuelven a disponerse entonces hacia ambos extremos de la palabra de código en el orden de los bits de entrada. A continuación en el presente documento, la demultiplexación de bits del cuarto tipo puede representarse mediante un identificador 6 de demultiplexación (un número binario de 0110).

El quinto tipo es un ejemplo en el que los bits se demultiplexan de modo que un último bit de la palabra de código pasa a ser el MSB y un primer bit de la misma pasa a ser el LSB, y el sexto tipo es un ejemplo en el que los bits vuelven a disponerse de modo que el primer bit de la palabra de código pasa a ser el MSB y el último bit de la misma pasa a ser el LSB. A continuación en el presente documento, la demultiplexación de bits del quinto tipo puede representarse mediante un identificador 3 de demultiplexación (un número binario de 0011), y la demultiplexación de bits del sexto tipo puede representarse mediante un identificador 12 de demultiplexación (un número binario de 1100).

Como se describió anteriormente, el tipo de demultiplexación puede variar según el procedimiento de correlación de símbolos o la tasa de código del procedimiento de codificación de corrección de errores. Es decir, puede usarse un tipo de demultiplexación diferente si se cambia el procedimiento de correlación de símbolos o la tasa de código.

La figura 29 es una vista que muestra una realización para demultiplexar un flujo de bits de entrada según un tipo de demultiplexación. Esta realización puede incluir los entrelazadores 1312a y 1312b de bits, los demux 1313a y 1313b y los correlacionadores 1315a y 1315b.

Los entrelazadores 1312a y 1312b de bits entrelazan los flujos de servicio de PLP con codificación de corrección de errores. Por ejemplo, los entrelazadores 1312a y 1312b de bits pueden realizar el entrelazado de bits en las unidades de codificación de corrección de errores según el modo de codificación de corrección de errores. El procedimiento de entrelazado de bits ya se describió anteriormente.

Los demux 1313a y 1313b pueden incluir unos demux 1313a1 y 1313b1 de primer tipo, ..., y unos demux 1313a2 y 1313b2 de tipo de orden n. En este caso, n es un número entero. Los procedimientos de demultiplexar los bits mediante los n tipos de demux siguen a los tipos mostrados en la figura 17. Por ejemplo, los demux de primer tipo pueden corresponder a la demultiplexación de bits de primer tipo (1100) y los demux de segundo tipo (no mostrados) pueden corresponder a la demultiplexación de bits de segundo tipo (0011). El demux 1313b de tipo de orden n demultiplexa el flujo de bits de entrada según la multiplexación de bits de tipo de orden n (por ejemplo, el identificador 1100 de demultiplexación) y emite el flujo de bits demultiplexado. Los selectores 1313a3 y 1313b3 reciben una señal de selección de demux del tipo de demultiplexación adecuado para los bits de entrada y emiten el flujo de bits demultiplexado según uno cualquiera del primer tipo al tipo de orden n y la señal de selección de demux. La señal de selección de demux puede variar según la tasa de código de la codificación de corrección de errores y el procedimiento de correlación de símbolos de la constelación. Por consiguiente, el tipo de demultiplexación puede determinarse según la tasa de código del procedimiento de codificación de corrección de errores y/o el procedimiento de correlación de símbolos de la constelación. El ejemplo detallado según los símbolos correlacionados con la constelación y/o la tasa de código de la codificación de corrección de errores según la señal de selección de demux se describirán posteriormente.

Los correlacionadores 1315a y 1315b pueden correlacionar los subflujos de bits demultiplexados con los símbolos según la señal de selección de demux y emitir los símbolos correlacionados.

La figura 30 es una vista que muestra un tipo de demultiplexación que se determina según una tasa de código de la codificación de corrección de errores y el procedimiento de correlación de símbolos.

En el procedimiento de correlación de símbolos 4QAM, incluso cuando la tasa de código cr del procedimiento de codificación de corrección de errores de LDPC es una cualquiera de, 1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9 y 9/10, el flujo de bits puede demultiplexarse según todos los tipos de demultiplexaciones (designado por todos).

En el procedimiento de correlación de símbolos 16QAM, si la tasa de código del procedimiento de codificación de corrección de errores de LDPC es 1/4, 1/3, 2/5 y 1/2, los símbolos pueden correlacionarse sin realizar el entrelazado de bits y la demultiplexación de bits (designado por No-Int y No-Demux). Si la tasa de código de la codificación de corrección de errores es 3/5, el bit puede demultiplexarse según uno cualquiera de los identificadores 9, 10 y 12 de demultiplexación. Si la tasa de código de la codificación con corrección de errores es 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9 y 9/10, el flujo de bits de entrada puede demultiplexarse según el identificador 6 de demultiplexación.

En el procedimiento de correlación de símbolos 64QAM, si la tasa de código de la codificación de corrección de errores de LDPC es 1/4, 1/3, 2/5 y 1/2, los símbolos pueden correlacionarse sin realizar el entrelazado de bits y la demultiplexación de bits. Si la tasa de código es 3/5, los bits pueden demultiplexarse según uno cualquiera de los identificadores 9 y 10 de demultiplexación. Si la tasa de código es 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9 y 9/10, los bits pueden demultiplexarse según el identificador 6 de demultiplexación.

En el procedimiento de correlación de símbolos 256QAM, si la tasa de código de la codificación de corrección de errores de LDPC es 1/4, 1/3, 2/5 y 1/2, los símbolos pueden correlacionarse sin realizar el entrelazado de bits y la demultiplexación de bits. Si la tasa de código es 3/5, los bits pueden demultiplexarse según el identificador 9 de demultiplexación. Si la tasa de código es 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9 y 9/10, los bits pueden demultiplexarse según el identificador 6 de demultiplexación.

Como se describió anteriormente, el tipo de demultiplexación de bits puede variar según la tasa de código usada para la codificación de corrección de errores y el procedimiento de correlación de símbolos. Por consiguiente, la capacidad de corrección de errores de un bit ubicado en una ubicación específica del bloque con codificación de corrección de errores puede ajustarse correlacionando los subflujos demultiplexados con los símbolos. Por consiguiente es posible optimizar la robustez en el nivel de bit.

La figura 31 es una vista que muestra un ejemplo para expresar el procedimiento de demultiplexación mediante una ecuación. Por ejemplo, si el procedimiento de correlación de símbolos es QPSK, los bits de entrada (x_i $x_{N/2+i}$ corresponden a los bits demultiplexados y0 e y1. Si el procedimiento de correlación de símbolos es 16QAM, los bits de entrada $\left(x_{\frac{2N}{4}+i}, x_{\frac{3N}{4}+i}, x_i, x_{\frac{n}{4}+i} \right)$ corresponden a los bits demultiplexados y0, 4 4 4 y1, y2 e y3.

Si el procedimiento de correlación de símbolos es 64QAM, los bits de entrada

$$\left(x_{\frac{4N}{6}+i}, x_{\frac{5N}{6}+i}, x_{\frac{2N}{6}+i}, x_{\frac{3N}{6}+i}, x_i, x_{\frac{N}{6}+i} \right)$$

corresponden a los bits demultiplexados y0, y1, y2, y3, y4 e y5. Si el procedimiento de correlación de símbolos es 256QAM, los bits de entrada

$$\left(x_{\frac{6N}{8}+i}, x_{\frac{7N}{8}+i}, x_{\frac{4N}{8}+i}, x_{\frac{5N}{8}+i}, x_{\frac{2N}{8}+i}, x_{\frac{3N}{8}+i}, x_i, x_{\frac{N}{8}+i} \right)$$

corresponden a los bits demultiplexados y0, y1, y2, y3, y4, y5, y6 e y7.

En este caso, N designa el número de bits correlacionados con los símbolos con respecto a la entrada del entrelazador de bits.

La figura 32 es una vista que muestra un ejemplo para correlacionar un símbolo mediante un correlacionador de símbolos. Por ejemplo, en el procedimiento de correlación de símbolos QPSK, los símbolos en la constelación corresponden al valor del bit y0 del primer subflujo demultiplexado y el valor del bit y1 del segundo subflujo demultiplexado.

En la 16QAM, el eje real de los símbolos en la constelación corresponde a los bits de los subflujos demultiplexados primero y tercero (bits separados de la ubicación del MSB por 0 y 2) y el eje imaginario de los mismos corresponde a los bits de los subflujos demultiplexados segundo y cuarto (bits separados de la ubicación del MSB por 1 y 3).

En la 64QAM, el eje real de los símbolos en la constelación corresponde a los bits de los subflujos demultiplexados primero, tercero y quinto (bits separados de la ubicación del MSB por 0, 2 y 4) y el eje imaginario de los mismos corresponde a los bits de los subflujos demultiplexados segundo, cuarto y sexto (bits separados de la ubicación del MSB por 1, 3 y 5).

Por consiguiente, los bits que configuran el símbolo pueden correlacionarse con la palabra de célula en el orden de demultiplexación. Si se demultiplexan los bits que configuran la palabra de célula, se cambian el MSB y el LSB de la palabra de célula y puede ajustarse la robustez de los bits aunque las fiabilidades de los bits con codificación de corrección de errores de LDPC varíen según las ubicaciones.

La figura 33 es un diagrama de bloques que ilustra un codificador MIMO/MISO según la presente invención. El codificador de MIMO/MISO codifica los datos de entrada usando el esquema de codificación MIMO/MISO, y emite los datos codificados a varias trayectorias. Si un extremo de recepción de señales recibe la señal transmitida a las diversas trayectorias desde una o más trayectorias, puede adquirir una ganancia (también denominada ganancia de diversidad, una ganancia de carga útil o una ganancia de multiplexación).

El codificador 140 MIMO/MISO codifica datos de servicio de cada trayectoria generada a partir del formador 130 de tramas, y emite los datos codificados al número A de trayectorias que corresponde al número de antenas de salida.

La figura 34 es un diagrama de bloques que ilustra un modulador según la presente invención. El modulador incluye un primer controlador 151 de potencia (PAPR Reduce1), una unidad 153 de transformación de dominio de tiempo (IFFT), un segundo controlador 157 de potencia (PAPR Reduce2) y un insertador 159 de intervalo de seguridad.

El primer controlador 151 de potencia reduce una PAPR (proporción potencia pico a potencia promedio) de datos transmitidos al número R de trayectorias de señal en el dominio de frecuencia.

La unidad 153 de transformación de dominio de tiempo (IFFT) convierte las señales de dominio de frecuencia recibidas en señales de dominio de tiempo. Por ejemplo, las señales de dominio de frecuencia pueden convertirse en las señales de dominio de tiempo según el algoritmo de IFFT. Por tanto, los datos de dominio de frecuencia pueden modularse según el esquema de OFDM.

El segundo controlador 157 de potencia (PAPR Reduce2) reduce una PAPR (proporción potencia pico a potencia promedio) de datos de canal transmitidos al número R de trayectorias de señal en el dominio de tiempo. En este caso, puede usarse un esquema de reserva de tono, y un esquema de extensión de constelación activa (ACE) para extender una constelación de símbolos.

El insertador 159 de intervalo de seguridad inserta el intervalo de seguridad en el símbolo de OFDM de salida, y emite el resultado insertado. Como se describió anteriormente, la realización mencionada anteriormente puede llevarse a cabo en cada señal del número R de trayectorias.

La figura 35 es un diagrama de bloques que ilustra un procesador 160 analógico según la presente invención. El procesador 160 analógico incluye un convertidor 161 digital a analógico (DAC), una unidad 163 de conversión ascendente y un filtro 165 analógico.

El DAC 161 convierte los datos de entrada en una señal analógica, y emite la señal analógica. La unidad 163 de conversión ascendente convierte un dominio de frecuencia de la señal analógica en un área de RF. El filtro 165 analógico filtra la señal de área de RF y emite la señal de RF filtrada.

La figura 36 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato para recibir una señal según la presente invención. El aparato de recepción de señales incluye un primer receptor 210a de señales, un receptor 210n de señales de orden n, un primer demodulador 220a, un demodulador 220n de orden n, un codificador 230 MIMO/MISO, un analizador 240 sintáctico de tramas, y un demodulador 250 de decodificación, y un procesador 260 de salida.

En el caso de una señal de recepción según la estructura de trama de señal de TFS, varios servicios se multiplexan a R canales, y entonces se desplazan en tiempo, de modo que se transmite el resultado desplazado en tiempo.

El receptor puede incluir al menos un receptor de señales para recibir un servicio transmitido sobre al menos un canal de RF. La trama de señal de TFS transmitida al número R (donde R es un número natural) de canales de RF puede transmitirse a una multitrayectoria a través del número A de antenas. Las A antenas se han usado para los R canales de RF, de modo que un número total de antenas es R x A.

El primer receptor 210a de señales puede recibir datos de servicio transmitidos a través de al menos una trayectoria de entre datos de servicio globales transmitidos a través de varios canales de RF. Por ejemplo, el primer receptor 210a de señales puede recibir la señal de transmisión procesada mediante el esquema MIMO/MISO a través de varias trayectorias.

El primer receptor 210a de señales y el receptor 210n de señales de orden n pueden recibir varias unidades de datos de servicio transmitidas a través de un número n de canales de RF de entre varios canales de RF, como una única PLP. Concretamente, esta realización muestra el aparato de recepción de señales que puede recibir simultáneamente datos del número R de canales de RF. Por tanto, si esta realización recibe un único canal de RF, sólo es necesario el primer receptor 210a.

El primer demodulador 220a y el demodulador 220n de orden n demodulan señales recibidas en los receptores 210a y 210n de señales primero y de orden n según el esquema de OFDM, y emiten las señales demoduladas.

El decodificador 230 MIMO/MISO decodifica datos de servicio recibidos a través de varias trayectorias de transmisión según el esquema de decodificación MIMO/MISO, y emite los datos de servicio decodificados a una única trayectoria de transmisión. Si se recibe el número R de servicios transmitidos a través de varias trayectorias de trans-

misión, el decodificador 230 MIMO/MISO puede emitir datos de servicio de una única PLP contenidos en cada uno de los R servicios que corresponden al número de R canales. Si se transmite el número P de servicios a través del número R de canales de RF, y se reciben señales de canales de RF individuales a través del número A de antenas, el receptor decodifica el número P de servicios usando un total de (R x A) antenas de recepción.

El analizador 240 sintáctico de tramas analiza sintácticamente la trama de señal de TFS que incluye varios servicios, y emite los datos de servicio analizados sintácticamente.

El demodulador 250 de decodificación realiza la decodificación de corrección de errores en los datos de servicio contenidos en la trama analizada sintácticamente, decorrelaciona los datos de símbolos decodificados para dar datos de bits, y emite el resultado procesado mediante decorrelación.

El procesador 260 de salida decodifica un flujo que incluye los datos de bits decorrelacionados, y emite el flujo decodificado.

En la descripción mencionada anteriormente, cada uno del analizador 240 sintáctico de tramas, y el demodulador 250 de decodificación, y el procesador 260 de salida recibe varias unidades de datos de servicio hasta el número de las PLP, y realiza un procesamiento de señales en los datos de servicio recibidos.

La figura 37 es un diagrama de bloques que ilustra un receptor de señales según la presente invención. El receptor de señales puede incluir un sintonizador 211, un convertidor 213 descendente y un convertidor 215 analógico a digital (ADC).

El sintonizador 211 realiza saltos de algunos canales de RF que pueden transmitir servicios seleccionados por el usuario en todos los canales de RF cuando la PLP se incluye en varios canales de RF, y emite el resultado de los saltos. El sintonizador 211 realiza saltos de canales de RF contenidos en la trama de señal de TFS según las frecuencias centrales de RF de entrada, y al mismo tiempo sintoniza señales de frecuencia correspondientes, de modo que emite las señales sintonizadas. Si una señal se transmite a un número A de múltiples trayectorias, el sintonizador 211 realiza la sintonización a un canal de RF correspondiente, y recibe señales de recepción a través del número A de antenas.

El convertidor 213 descendente realiza una conversión descendente de la frecuencia de RF de la señal sintonizada por el sintonizador 211, y emite el resultado de conversión descendente. El ADC 215 convierte una señal analógica en una señal digital.

La figura 38 es un diagrama de bloques que ilustra un demodulador según la presente invención. El demodulador incluye un detector 221 de tramas, una unidad 222 de sincronización de tramas, un elemento 223 de eliminación de intervalo de seguridad, una unidad 224 de transformación de dominio de frecuencia (FFT), un estimador 225 de canal, un ecualizador 226 de canales y un extractor 227 de información de señalización.

Si el demodulador adquiere datos de servicio transmitidos a un único flujo de PLP, se llevará a cabo la siguiente demodulación de señal. Una descripción detallada de ello se describirá a continuación en el presente documento.

El detector 221 de tramas identifica un sistema de suministro de una señal de recepción. Por ejemplo, el detector 221 de tramas determina si la señal de recepción es una señal DVB-TS o no. Además, el detector 221 de tramas puede determinar también si una señal de recepción es una trama de señal de TFS o no. La unidad 222 de sincronización de tramas adquiere una sincronización de dominio de tiempo y frecuencia de la trama de señal de TFS.

El controlador 223 de intervalo de guía elimina un intervalo de seguridad ubicado entre símbolos de OFDM del dominio de tiempo. El conversor 224 de dominio de frecuencia (FFT) convierte una señal de recepción en una señal de dominio de frecuencia usando el algoritmo de FFT, de modo que adquiere datos de símbolo de dominio de frecuencia.

El estimador 225 de canal realiza una estimación de canal de un canal de recepción usando un símbolo piloto contenido en datos de símbolo del dominio de frecuencia. El ecualizador 226 de canales realiza una ecualización de canales de datos de recepción usando información de canal estimada por el estimador 225 de canal.

El extractor 227 de información de señalización puede extraer la información de señalización de una capa física establecida en las señales piloto primera y segunda contenidas en datos de recepción de canales ecualizados.

La figura 39 es un diagrama de bloques que ilustra un decodificador MIMO/MISO según la presente invención. El receptor de señales y el demodulador se diseñan para procesar una señal recibida en una única trayectoria. Si el receptor de señales y el demodulador reciben datos de servicio de PLP proporcionando un único servicio a través de varias trayectorias de varias antenas, y demodulan los datos de servicio de PLP, el decodificador 230 MIMO/MIMO emite la señal recibida en varias trayectorias como datos de servicio transmitidos a una única PLP. Por tanto, el decodificador 230 MIMO/MISO puede adquirir una ganancia de diversidad y una ganancia de multiplexación a partir de datos de servicio recibidos en una PLP correspondiente.

El decodificador 230 MIMO/MISO recibe una señal de transmisión multitrayectoria desde varias antenas, y puede decodificar una señal usando un esquema de MIMO que puede recuperar cada señal de recepción en forma de una

única señal. De otro modo, el decodificador 230 MIMO/MISO puede recuperar una señal usando un esquema de MIMO que recibe la señal de transmisión multitrayectoria desde una única antena y recupera la señal de transmisión multitrayectoria recibida.

Por tanto, si la señal se transmite a través del número R de canales de RF (donde R es un número natural), el decodificador 230 MIMO/MISO puede decodificar señales recibidas a través del número A de antenas de canales de RF individuales. Si el valor A es igual a "1", las señales pueden decodificarse mediante el esquema de MISO. Si el valor A es superior a "1", las señales pueden decodificarse mediante el esquema de MIMO.

La figura 40 es un diagrama de bloques que ilustra un analizador sintáctico de tramas según la presente invención. El analizador sintáctico de tramas incluye un primer desentrelazador 241a de frecuencia, un desentrelazador 241 r de frecuencia de orden r, un analizador 243 sintáctico de tramas, un primer desentrelazador 245a de tiempo, un desentrelazador 245p de tiempo de orden p, un primer decorrelacionador 247a de símbolos, y un decorrelacionador de símbolos de orden p. El valor de "r" puede decidirse por el número de canales de RF, y el valor de "p" puede decidirse por el número de flujos que transmiten datos de servicio de PLP generados a partir del analizador 243 sintáctico de tramas.

Por tanto, si se transmite un número p de servicios a un número p de flujos de PLP sobre un número R de canales de RF, el analizador sintáctico de tramas incluye el número r desentrelazadores de frecuencia, el número p de desentrelazadores de tiempo, y el número p de decorrelacionadores de símbolos.

En asociación con un primer canal de RF, el primer entrelazador 241a de frecuencia realiza un desentrelazado de datos de entrada de dominio de frecuencia, y emite el resultado de desentrelazado.

El analizador 243 sintáctico de tramas analiza sintácticamente la trama de señal de TFS transmitida a varios canales de RF usando información de planificación de la trama de señal de TFS, y analiza sintácticamente los datos de servicio de PLP contenidos en la ranura de un canal de RF específico que incluye un servicio deseado. El analizador 243 sintáctico de tramas analiza sintácticamente la trama de señal de TFS para recibir datos de servicio específicos distribuidos a varios canales de RF según la estructura de trama de señal de TFS, y emite datos de servicio de PLP de primera trayectoria.

El primer desentrelazador 245a de tiempo realiza el desentrelazado de los datos de servicio de PLP de primera trayectoria analizados sintácticamente en el dominio de tiempo. El primer decorrelacionador 247a de símbolos determina datos de servicio correlacionados con el símbolo para que sean datos de bits, de modo que puede emitir un flujo de PLP asociado con los datos de servicio de PLP de primera trayectoria.

Siempre que los datos de símbolos se convierten en datos de bits, y cada datos de símbolos incluya símbolos basados en el esquema de correlación de símbolos híbrido, el número p de decorrelacionadores de símbolos, cada uno de los cuales incluye el primer decorrelacionador de símbolos, puede determinar que los datos de símbolos sean datos de bits usando diferentes esquemas de decorrelación de símbolos en intervalos individuales de los datos de símbolos de entrada.

La figura 41 es una vista que muestra una realización de cada uno de los decorrelacionadores 247a y 247p de símbolos. Los decorrelacionadores de símbolos reciben los flujos que corresponden a las PLP desde los entrelazadores 245a y 245p de tiempo que corresponden respectivamente a los decorrelacionadores de símbolos.

Cada uno de los decorrelacionadores 247a y 247p de símbolos puede incluir un divisor 2471 de bloques de corrección de errores, un divisor 2473 de símbolos, un decorrelacionador 2475a de primer orden, un decorrelacionador 2475b de segundo orden y un fusionador 2478 de flujos de bits.

El divisor 2471 de bloques de corrección de errores puede dividir el flujo de PLP recibido desde el correspondiente de los entrelazadotes 245a y 245p de tiempo en las unidades de bloque de corrección de errores. El divisor 2471 de bloques de corrección de errores puede dividir el flujo de servicio en la unidad de bloque de LDPC de modo normal. En este caso, el flujo de servicio puede dividirse en un estado en el que cuatro bloques según el modo corto (en el que el bloque tiene la longitud de 16200 bits) se tratan como el bloque de corrección de errores de un bloque según el modo normal (en el que el bloque tiene la longitud de 64800 bits).

El divisor 2473 de símbolos puede dividir el flujo de símbolos en el bloque de corrección de errores dividido según el procedimiento de correlación de símbolos del flujo de símbolos.

Por ejemplo, el decorrelacionador 2475a de primer orden convierte los símbolos según el procedimiento de correlación de símbolos de orden superior en los bits. El decorrelacionador 2475b de segundo orden convierte los símbolos según el procedimiento de correlación de símbolos de orden inferior en los bits.

El fusionador 2478 de flujo de bits puede recibir los bits convertidos y emitir un flujo de bits.

La figura 42 es una vista que muestra otra realización de cada uno de los decorrelacionadores 247a y 247p de símbolos. La realización de este dibujo es similar a la realización de la figura 41 excepto porque se incluyen además

una unidad 2474a de calibración de potencia de primer orden y una unidad 2474b de calibración de potencia de segundo orden.

La unidad 2474a de calibración de potencia de primer orden recibe los símbolos divididos por el divisor 2473 de símbolos, calibra la potencia de los símbolos recibidos según los esquemas de correlación de símbolos, y emite los símbolos calibrados. La potencia de los símbolos recibidos puede tener la potencia calibrada según el tamaño de la constelación basándose en los procedimientos de correlación de símbolos. La unidad 2474a de calibración de potencia de primer orden convierte la potencia calibrada según en la potencia de símbolos original de la constelación. El decorrelacionador 2475a de primer orden puede realizar la decorrelación entre los símbolos, de los que se calibra la potencia por la unidad de calibración de potencia de primer orden, y los bits.

De manera similar, la unidad 2474b de calibración de potencia de segundo orden recibe los símbolos divididos por el divisor 2473 de símbolos, modifica la potencia calibrada de los símbolos recibidos a la potencia original según el tamaño de la constelación, y emite los símbolos modificados.

La figura 43 es una vista que muestra otra realización de cada uno de los decorrelacionadores 247a y 247p de símbolos. Cada uno de los decorrelacionadores 247a y 247p de símbolos puede incluir un divisor 2473 de símbolos, un decorrelacionador 2474a de primer orden, un decorrelacionador 2474b de segundo orden, un mux 2475a de primer orden, un mux 2475b de segundo orden, un desentrelazador 2476a de bits de primer orden, un desentrelazador 2476b de bits de segundo orden y un fusionador 2478 de flujo de bits.

Mediante esta realización, la realización de la unidad de decodificación y demodulación de la figura 33 incluye un primer decodificador 253, un primer desentrelazador 255 y un segundo decodificador 257.

El divisor 2473 de símbolos puede dividir el flujo de símbolos de la PLP según el procedimiento que corresponde al procedimiento de correlación de símbolos.

El decorrelacionador 2474a de primer orden y el decorrelacionador 2474b de segundo orden convierten los flujos de símbolos divididos en bits. Por ejemplo, el decorrelacionador 2474a de primer orden realiza la decorrelación de símbolos del QAM de orden superior y el decorrelacionador 2474b de segundo orden realiza la decorrelación de símbolos del QAM de orden inferior. Por ejemplo, el decorrelacionador 2474a de primer orden puede realizar la decorrelación de símbolos de 256QAM y el decorrelacionador 2474b de segundo orden puede realizar la decorrelación de símbolos de 64QAM.

El mux 2475a de primer orden y el mux 2475b de segundo orden multiplexan los bits correlacionados con símbolos. Los procedimientos de multiplexado pueden corresponder a los procedimientos de demultiplexación descritos con referencia a las figuras 15 a 18. Por consiguiente, los subflujos demultiplexados pueden convertirse en un flujo de bits.

El desentrelazador 2476a de bits de primer orden desentrelaza los flujos de bits multiplexados por el mux 2475a de primer orden. El desentrelazador 2476b de bits de segundo orden desentrelaza los bits multiplexados por el mux 2475a de primer orden. El procedimiento de desentrelazado corresponde al procedimiento de entrelazado de bits. El procedimiento de entrelazado de bits se muestra en la figura 12.

El fusionador 2478 de flujo de bits puede fusionar los flujos de bits desentrelazados por los entrelazadores 2476a y 2476b de bits para dar un flujo de bits.

El primer decodificador 253 de la unidad de decodificación y demodulación puede realizar la decodificación de corrección de errores del flujo de bits de salida según el modo normal o el modo corto y la tasa de código según los modos.

La figura 44 es una vista que muestra otra realización de cada uno de los decorrelacionadores 247a y 247p de símbolos. La realización de este dibujo es similar a la realización de la figura 43 excepto porque se incluyen además una unidad 2474a de calibración de potencia de primer orden y una unidad 2474b de calibración de potencia de segundo orden. La unidad 2474a de calibración de potencia de primer orden y la unidad 2474b de calibración de potencia de segundo orden modifican las potencias calibradas de los símbolos según los procedimientos de correlación de símbolos y emiten los símbolos modificados a los decorrelacionadores 2475a y 2475b de símbolos.

La figura 45 es una vista que muestra una realización para multiplexar el subflujo demultiplexado. En esta realización, los decorrelacionadores 2474a y 2474b deciden las palabras de célula que incluyen los bits. Los mux 2475a y 2475b multiplexan las palabras de célula decididas según la señal de selección de mux. Las palabras de célula demultiplexadas se introducen en uno cualquiera de los primeros mux 2475a2 y 2475b2 a los mux 2475a3 y 2475b3 de orden n.

Los primeros mux 2475a2 y 2475b2 a los mux 2475a3 y 2475b3 de orden n cambian el orden de los bits en las palabras de célula introducidas según la señal de selección de mux. La señal de selección de mux puede cambiarse según la tasa de código de la codificación de corrección de errores o el procedimiento de correlación de símbolos. Con el fin de generar un flujo y los flujos de bits suministrados a los mux, el orden de seleccionar el subflujo puede cambiarse según la señal de selección de mux.

Los primeros demux 2475a1 y 2475b1 emiten los flujos de bits decorrelacionados con símbolos a uno cualquiera de los primeros mux 2475a2 y 2475b2 a los mux 2475a3 y 2475b3 de orden n según la señal de selección de mux. Los primeros submux 2475a1 y 2475b1 pueden recibir los subflujos multiplexados mediante los primeros mux 2475a2 y 2475b2 a los mux 2475a3 y 2475b3 de orden n y emitir un flujo, según la señal de selección de mux.

Las palabras de célula que incluyen los bits cambiados se introducen en los entrelazadores 2476a y 2476b de bits, y los desentrelazadores 2476a y 2476b de bits desentrelazan los bits de entrada y emiten los bits desentrelazados.

La figura 46 es un diagrama de bloques que ilustra un demodulador de decodificación según la presente invención. El demodulador de decodificación puede incluir varios bloques de función que corresponden a la unidad de codificación y modulación. En esta realización, el demodulador de decodificación de la figura 16 puede incluir un primer desentrelazador 251, un primer decodificador 253, un segundo desentrelazador 255 y un segundo decodificador 257. El segundo desentrelazador 255 puede estar contenido selectivamente en el demodulador de decodificación.

El primer desentrelazador 251 actúa como desentrelazador interno, y puede realizar un desentrelazado del flujo de PLP de orden p generado a partir del analizador sintáctico de tramas.

El primer decodificador 253 actúa como decodificador interno, puede realizar una corrección de errores de los datos desentrelazados, y puede usar un algoritmo de decodificación con corrección de errores basándose en el esquema de LDPC.

El segundo desentrelazador 255 actúa como entrelazador externo, y puede realizar un desentrelazado de los datos con decodificación de corrección de errores.

El segundo decodificador 257 actúa como decodificador externo. Los datos desentrelazados por el segundo desentrelazador 255 o corregidos respecto a errores por el primer decodificador 253 se corrigen de nuevo respecto a errores, de modo que el segundo decodificador 257 emite los datos que se han vuelto a corregir respecto a errores. El segundo decodificador 257 decodifica datos usando el algoritmo de decodificación de corrección de errores basándose en el esquema BCH, de modo que emite los datos decodificados.

El primer desentrelazador 251 y el segundo desentrelazador 255 pueden convertir el error de ráfaga generado en los datos contenidos en el flujo de PLP en un error aleatorio. El primer decodificador 253 y el segundo decodificador 257 pueden corregir los errores contenidos en los datos.

El demodulador de decodificación muestra procesos de operación asociados con un único flujo de PLP. Si existe el número p de flujos, es necesario el número p de demoduladores de decodificación, o el demodulador de decodificación puede decodificar repetidamente datos de entrada p veces.

La figura 47 es un diagrama de bloques que ilustra un procesador de salida según la presente invención. El procesador de salida puede incluir el número p de analizadores (251a, ... 261p) sintácticos de tramas de banda base (BB), un primer fusionador 263a de servicio, un segundo fusionador 263b de servicio, un primer demultiplexador 265a y un segundo demultiplexador 265b.

Los analizadores (261a, ..., 261p) sintácticos de tramas de BB eliminan cabeceras de trama de BB de los flujos de PLP primero a de orden p según las trayectorias de PLP recibidas, y emiten el resultado eliminado. Esta realización muestra que se transmiten datos de servicio a al menos dos flujos. Un primer flujo es un flujo MPEG-2 TS, y un segundo flujo es un flujo GS.

El primer fusionador 263a de servicio calcula la suma de datos de servicio contenidos en la carga útil de al menos una trama de BB, de modo que emite la suma de datos de servicio como un único flujo de servicio. El primer demultiplexador 255a puede demultiplexar el flujo de servicio, y emitir el resultado demultiplexado.

De este modo, el segundo fusionador 263b de servicio calcula la suma de los datos de servicio contenidos en la carga útil de al menos una trama de BB, de modo que puede emitir otro flujo de servicio. El segundo demultiplexador 255b puede demultiplexar el flujo de servicio de formato GS, y emitir el flujo de servicio demultiplexado.

La figura 48 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato para transmitir una señal según otra realización de la presente invención. El aparato de transmisión de señales incluye un compositor 310 de servicio, un divisor 320 de frecuencia y un transmisor 400. El transmisor 400 codifica o modula una señal que incluye un flujo de servicio que va a transmitirse a cada banda de RF.

El compositor 310 de servicio recibe varios flujos de servicio, multiplexa varios flujos de servicio que van a transmitirse a canales de RF individuales, y emite los flujos de servicio multiplexados. El compositor 310 de servicio emite información de planificación, de modo que controla el transmisor 400 usando la información de planificación, cuando el transmisor 400 transmite la PLP a través de varios canales de RF. Mediante esta información de planificación, el compositor 310 de servicio modula varias tramas de servicio que van a transmitirse a los diversos canales de RF mediante el transmisor 400, y transmite las tramas de servicio moduladas.

El divisor 320 de frecuencia recibe un flujo de servicio que va a transmitirse a cada banda de RF, y divide cada flujo de servicio en varios subflujos, de modo que las bandas de frecuencia RF individuales pueden asignarse a los subflujos.

El transmisor 400 procesa los flujos de servicio que van a transmitirse a bandas de frecuencia individuales, y emite los flujos resultantes procesados. Por ejemplo, en asociación con un flujo de servicio específico que va a transmitirse al primer canal de RF, el primer correlacionador 410 correlaciona los datos de flujo de servicio de entrada para dar símbolos. El primer entrelazador 420 entrelaza los símbolos correlacionados para evitar el error de ráfaga.

El primer insertador 430 de símbolos puede insertar una trama de señal equipada con una señal piloto (por ejemplo, una señal piloto de dispersión o una señal piloto continua) en la señal modulada.

El primer modulador 440 modula los datos entrelazados mediante el esquema de modulación de señal. Por ejemplo, el primer modulador 440 puede modular señales usando el esquema de OFDM.

El primer insertador 450 de símbolos piloto inserta la primera señal piloto y la segunda señal piloto en la trama de señal, y puede transmitir la trama de señal de TFS.

Los datos de flujo de servicio transmitidos al segundo canal de RF se transmiten a la trama de señal de TFS a través de varios bloques 415, 425, 435, 445 y 455 de diferentes trayectorias mostradas en el transmisor de la figura 18.

El número de trayectorias de procesamiento de señales transmitidas desde el transmisor 400 puede ser igual al número de canales de RF contenidos en la trama de señal de TFS.

El primer correlacionador 410 y el segundo correlacionador pueden incluir respectivamente los demultiplexadores 1313a y 1313b, y permitir cambiar las ubicaciones del MSB y el LSB en la palabra de célula correlacionada con símbolos.

La figura 49 es un diagrama de bloques que ilustra un aparato para recibir una señal según otra realización de la presente invención. El aparato de recepción de señales puede incluir una unidad 510 de recepción, una unidad 520 de sincronización, un detector 530 de modos, un ecualizador 540, un detector 550 de parámetros, un desentrelazador 560, un decorrelacionador 570 y un decodificador 580 de servicio.

La unidad 500 de recepción puede recibir señales de un primer canal de RF seleccionado por un usuario entre la trama de señal. Si la trama de señal incluye varios canales de RF, la unidad 500 de recepción realiza saltos de los diversos canales de RF, y al mismo tiempo puede recibir una señal que incluye la trama de servicio seleccionada.

La unidad 510 de sincronización adquiere la sincronización de una señal de recepción, y emite la señal de recepción sincronizada. El demodulador 520 puede demodular la señal adquirida mediante sincronización. El detector 530 de modos puede adquirir un modo de FFT (por ejemplo, longitud de operación de FFT de 2k, 4k, 8k) de la segunda señal piloto usando la primera señal piloto de la trama de señal.

El demodulador 520 demodula la señal de recepción en el modo de FFT de la segunda señal piloto. El ecualizador 540 realiza una estimación de canal de la señal de recepción, y emite la señal resultante de la estimación de canal. El desentrelazador 560 desentrelaza la señal de recepción de canales ecualizados. El decorrelacionador 570 decorrelaciona el símbolo entrelazado usando el esquema de decorrelación de símbolos que corresponde al esquema de correlación de símbolos de señal de transmisión (por ejemplo, QAM).

El detector 550 de parámetros adquiere información de parámetros físicos (por ejemplo, información de capa 1 (L1)) contenida en la segunda señal piloto a partir de la señal de salida del ecualizador 540, y transmite la información de parámetros físicos adquirida a la unidad 500 de recepción y la unidad 510 de sincronización. La unidad 500 de recepción puede cambiar el canal de RF a otro canal usando información de red detectada por el detector 550 de parámetros.

El detector 550 de parámetros emite información asociada con servicio, el decodificador 580 de servicio decodifica datos de servicio de la señal de recepción según la información asociada con servicio desde el detector 550 de parámetros, y emite los datos de servicio decodificados.

El decorrelacionador 570 puede incluir los mux 2475a y 2475b y emitir el flujo de bits obtenido restaurando el orden de los bits de los que se cambian las ubicaciones del MSB y el LSB según la tasa de código de la codificación de corrección de errores y el procedimiento de correlación de símbolos.

A continuación en el presente documento, se describirá un procedimiento para modular una primera señal piloto de una trama de señal que tiene al menos una banda de RF y un procedimiento y un aparato para recibir la primera señal piloto modulada.

Los símbolos de PLP entrelazados en tiempo se transmiten a través de regiones, que se dividen temporalmente en la trama de señal. Los símbolos de PLP entrelazados en tiempo pueden transmitirse a través de regiones, que se

dividen en el dominio de frecuencia, si existe una pluralidad de bandas de RF. Por consiguiente, si la PLP se transmite o se recibe, puede obtenerse una ganancia de diversidad. Un modo de corrección de errores y un procedimiento de correlación de símbolos pueden cambiarse según servicios que corresponden a flujos de transporte o pueden cambiarse en el servicio.

Una primera señal piloto y una segunda señal piloto se disponen en la ubicación inicial de la trama de señal que tiene características de este tipo, como señal de preámbulo.

Como se describió anteriormente, la primera señal piloto incluida en la trama de señal puede incluir un identificador para identificar la trama de señal que tiene la estructura descrita anteriormente. La primera señal piloto puede incluir información acerca de la estructura de transmisión que indica si la trama de señal se transmite o no a través de múltiples trayectorias e información acerca de un modo de FFT de una señal que sigue a la primera señal piloto. El receptor puede detectar la trama de señal a partir de la primera señal piloto y obtener la información acerca de la estimación de desfase de frecuencia de portadora integral e información acerca del modo de FFT del símbolo de datos.

La figura 50 es una vista que muestra una realización de la estructura de una primera señal piloto. Una parte designada mediante A es una parte útil de la primera señal piloto. B designa el mismo prefijo cíclico que una primera parte de la parte A en el dominio de tiempo y C designa el mismo sufijo cíclico que una segunda parte de la parte A en la región de tiempo. La primera parte puede duplicarse a partir de la segunda mitad de la parte A y la segunda parte puede duplicarse a partir de la primera mitad de la parte A.

B y C pueden obtenerse respectivamente duplicando la primera parte y la segunda parte y realizando un desplazamiento en frecuencia de las partes duplicadas. Una relación entre B o C y A es como sigue.

Ecuación 1

$$B = \text{unaparte}(A) \cdot e^{j2\pi f_{SH} t}$$

$$C = \text{otraparte}(A) \cdot e^{j2\pi f_{SH} t}$$

En la ecuación anterior, SH designa una unidad de desplazamiento del desplazamiento en frecuencia. Por consiguiente; los valores de desplazamiento en frecuencia de las partes B y C pueden ser inversamente proporcionales a las longitudes de las partes B y C.

Si la primera señal piloto se configura mediante desplazamiento en frecuencia del prefijo cíclico (B) y el sufijo cíclico (C), la probabilidad de que el símbolo de datos se detecte de manera errónea respecto al preámbulo es baja y la probabilidad de que el preámbulo se detecte de manera errónea se reduce, aunque los símbolos de datos que configuran la PLP y los símbolos que configuran el preámbulo se modulan en el mismo modo de FFT.

Si se incluye una interferencia de onda continua (CW) tal como una señal de TV analógica, se reduce la probabilidad de que el preámbulo se detecte de manera errónea debido a una componente de DC de ruido generada en un proceso de correlación. Además, si el tamaño de la FFT aplicada a los símbolos de datos que configuran la PLP es mayor que el de la FFT aplicada al preámbulo, puede mejorarse el rendimiento de detección de preámbulo incluso en un canal de dispersión de retardo que tiene una longitud igual a o mayor que la de la parte A de símbolo útil del preámbulo. Puesto que tanto el prefijo cíclico (B) como el sufijo cíclico (C) se usan en el preámbulo, el desfase de frecuencia de portadora fraccional puede estimarse mediante el proceso de correlación.

La figura 51 es una vista que muestra una realización para detectar una señal de preámbulo mostrada en la figura 50 y que estima un desfase de sincronismo y un desfase de frecuencia. Esta realización puede incluirse en el detector 221 de tramas o la unidad 222 de sincronización de tramas.

Esta realización puede incluir una primera unidad 601 de retardo, una unidad 603 de cálculo de conjugada compleja, un primer multiplicador 605, un segundo multiplicador 607, un primer filtro 611, una segunda unidad 615 de retardo, un tercer multiplicador 609, un segundo filtro 613, un cuarto multiplicador 617, una unidad 619 de búsqueda de picos y una unidad 621 de medición de fase.

La primera unidad 601 de retardo puede retardar una señal recibida. Por ejemplo, la primera unidad 601 de retardo puede retardar la señal recibida por la longitud de la parte (A) de símbolo útil de la primera señal piloto.

La unidad 603 de cálculo de conjugada compleja puede calcular la conjugada compleja de la primera señal piloto retardada y emitir la señal calculada.

El primer multiplicador 605 puede multiplicar la señal emitida desde la unidad 603 de cálculo de conjugada compleja por la señal recibida y emitir la señal multiplicada.

Puesto que la primera señal piloto incluye las partes B y C obtenidas mediante desplazamiento en frecuencia de la parte A útil, los respectivos valores de correlación se obtienen mediante el desplazamiento de las señales recibidas por las respectivas cantidades de desplazamiento en frecuencia. En la primera señal piloto, la parte B es una parte que se desplaza en frecuencia de manera ascendente o se desplaza en frecuencia de manera descendente desde la parte A, y C es una parte que se desplaza en frecuencia de manera ascendente o se desplaza en frecuencia de manera descendente desde la parte A.

Por ejemplo, si se usa la salida de la unidad 603 de cálculo de conjugada compleja, la salida del primer multiplicador 605 puede incluir el resultado de correlación de B (o la conjugada compleja de B) y A (o la conjugada compleja de A).

El segundo multiplicador 607 puede multiplicar la señal emitida desde el primer multiplicador 605 por la cantidad de desplazamiento en frecuencia (designada por $ej\pi f_{SH}t$) aplicada a la parte B y emitir la señal multiplicada.

El primer filtro 611 realiza un promedio en movimiento durante un periodo predeterminado con respecto a la señal emitida desde el segundo multiplicador 607. La parte de promedio en movimiento puede pasar a ser la longitud del prefijo cíclico (B) o la longitud del sufijo cíclico (C). En esta realización, el primer filtro 611 puede calcular un promedio de la señal incluida en la longitud de la parte B. Después, en el resultado emitido desde el primer filtro 611, el valor de correlación de las partes A y C incluidas en la parte, de la que se calcula el promedio, pasa a ser sustancialmente cero y el resultado de correlación de las partes B y A se mantiene. Puesto que la señal de la parte B se multiplica por el valor de desplazamiento en frecuencia mediante el segundo multiplicador 607, es igual a la señal obtenida duplicando la segunda mitad de la parte A.

El tercer multiplicador 609 puede multiplicar la señal emitida desde el primer multiplicador 605 por la cantidad de desplazamiento en frecuencia (designada por $-ej\pi f_{SH}t$) aplicada a la parte C y emitir la señal multiplicada.

El segundo filtro 613 realiza un promedio en movimiento durante un periodo predeterminado con respecto a la señal emitida desde el tercer multiplicador 609. La parte de promedio en movimiento puede pasar a ser la longitud del prefijo cíclico (B) o la longitud del sufijo cíclico (C). En esta realización, el segundo filtro 613 puede calcular el promedio de la señal incluida en la longitud de la parte C. Después, en el resultado emitido desde el segundo filtro 613, el valor de correlación de las partes A y B incluidas en la parte, de la que se calcula el promedio, pasa a ser sustancialmente cero y el resultado de correlación de las partes C y A se mantiene. Puesto que la señal de la parte C se multiplica por el valor de desplazamiento en frecuencia mediante el tercer multiplicador 609, es igual a la señal obtenida duplicando la primera mitad de la parte A.

La longitud T_B de la parte respecto a la que se realiza el promedio en movimiento mediante el primer filtro 611 y el segundo filtro 613 se exprime como sigue.

Ecuación 2

$$T_B = k / f_{SH} ,$$

donde, k designa un número entero. En otras palabras, la unidad f_{SH} del desplazamiento en frecuencia usado en las partes B y C puede decidirse por k/TB.

La segunda unidad 615 de retardo puede retardar la señal emitida desde el primer filtro 611. Por ejemplo, la segunda unidad 615 de retardo retarda la señal filtrada mediante el primer filtro 611 por la longitud de la parte B y emite la señal retardada.

El cuarto multiplicador 617 multiplica la señal retardada mediante la segunda unidad 615 de retardo por la señal filtrada mediante el segundo filtro 613 y emite la señal multiplicada.

La unidad 619 de búsqueda de picos busca la ubicación en la que se genera un valor pico a partir de la señal multiplicada emitida desde el cuarto multiplicador 617 y emite la ubicación buscada a la unidad 621 de medición de fase. El valor pico y la ubicación pueden usarse para la estimación de desfase de sincronismo.

La unidad 621 de medición de fase puede medir la fase cambiada usando el valor pico y la ubicación emitida desde la unidad 619 de búsqueda de picos y emitir la fase medida. El valor de fase puede usarse para la estimación de desfase de frecuencia de portadora fraccional.

Mientras tanto, un oscilador para generar la frecuencia usada para realizar el desplazamiento en frecuencia mediante el segundo multiplicador 607 y el tercer multiplicador 609 puede generar cualquier error de fase.

Incluso en este caso, el cuarto multiplicador 617 puede eliminar el error de fase del oscilador. Los resultados emitidos desde el primer filtro 611 y el segundo filtro 613 y el resultado emitido desde el cuarto multiplicador 617 pueden expresarse mediante la siguiente ecuación.

Ecuación 3

$$y_{MAF1} = \|a_1(n)\|^2 \cdot e^{j2\pi\Delta_f + \theta}$$

$$y_{MAF2} = \|a_2(n)\|^2 \cdot e^{j2\pi\Delta_f - \theta}$$

$$y_{prod} = \|a_1(n)\|^2 \cdot \|a_2(n)\|^2 \cdot e^{j2\pi \cdot 2\Delta_f}$$

donde, y_{XAF1} e y_{MAF2} designan respectivamente las salidas del primer filtro 611 y del segundo filtro 613, e y_{Prod} designa la salida del cuarto multiplicador 617. Además, a1 y a2 designan respectivamente los niveles de los resultados de correlación y Δf y θ designan respectivamente el desfase de frecuencia y el error de fase del oscilador.

Por consiguiente, y_{MAF1} e y_{MAF22} pueden incluir los errores de fase del oscilador que tienen diferentes signos, aunque el error de fase del oscilador se elimina en el resultado del cuarto multiplicador 617. Por consiguiente, el desfase de frecuencia Δf puede estimarse independientemente del error de fase del oscilador del aparato de recepción de señales.

El desfase de frecuencia estimado puede expresarse mediante la siguiente ecuación.

Ecuación 4

$$f_B = \angle y_{prod} / 4\pi$$

donde, el desfase de frecuencia estimado Δf es $0 <= \Delta f < 0{,}5$.

La figura 52 es una vista que muestra otra realización de la estructura de la primera señal piloto. En la primera señal piloto, el desplazamiento en frecuencia de la primera mitad de la parte A útil es el prefijo cíclico (B) y el desplazamiento en frecuencia del segundo desplazamiento de la parte A útil es el sufijo cíclico (C). Las longitudes de la parte A útil para generar las partes B y C pueden ser, por ejemplo, 1/2 de la longitud de la parte A, y las longitudes de B y C pueden ser diferentes.

La figura 53 es una vista que muestra una realización para detectar la primera señal piloto mostrada en la figura 52 y medir un desfase de sincronismo y un desfase de frecuencia usando el resultado detectado. En esta realización, por motivos de una descripción más conveniente, B y C designan respectivamente el prefijo cíclico y el sufijo cíclico obtenidos mediante desplazamiento en frecuencia de 1/2 de la longitud de la parte A.

Esta realización incluye una primera unidad 601 de retardo, una unidad 603 de cálculo de conjugada compleja, un primer multiplicador 605, un segundo multiplicador 607, un primer filtro 611, una segunda unidad 615 de retardo, un tercer multiplicador 609, un segundo filtro 613, un cuarto multiplicador 617, una unidad 619 de búsqueda de picos y una unidad 621 de medición de fase. Es decir, esta realización es igual a la realización de la figura 51, aunque las características de las componentes pueden cambiarse según la longitud de la parte A mediante la que se generan las partes B y C. B designa una parte desplazada en frecuencia de manera descendente desde la parte A, y C designa una parte desplazada en frecuencia de manera ascendente desde la parte A.

La primera unidad 601 de retardo puede retardar una señal recibida. Por ejemplo, la primera unidad 601 de retardo puede retardar la señal recibida por 1/2 de la longitud de la parte A de símbolo útil de la primera señal piloto.

La unidad 603 de cálculo de conjugada compleja puede calcular la conjugada compleja de la primera señal piloto retardada y emitir la señal calculada.

El primer multiplicador 605 puede multiplicar la señal emitida desde la unidad 603 de cálculo de conjugada compleja por la señal recibida y emitir la señal multiplicada.

El segundo multiplicador 607 puede multiplicar la señal emitida desde el primer multiplicador 605 por la cantidad de desplazamiento en frecuencia (designada por $ej\pi f_{SH}t$) aplicada a la parte B y emitir la señal multiplicada.

El primer filtro 611 realiza un promedio en movimiento durante un periodo predeterminado con respecto a la señal emitida desde el segundo multiplicador 607. La parte de promedio en movimiento puede pasar a ser la longitud del prefijo cíclico (B). En esta realización, el primer filtro 611 puede calcular el promedio de la señal incluida en la longitud de la parte B. Después, en el resultado emitido desde el primer filtro 611, el valor de correlación de las partes A y C incluidas en la parte, de la que se calcula el promedio, pasa a ser sustancialmente cero y el resultado de correlación de las partes B y A se mantiene. Puesto que la señal de la parte B se multiplica por el valor de desplazamiento en frecuencia mediante el segundo multiplicador 607, es igual a la señal obtenida duplicando la segunda mitad de la parte A.

El tercer multiplicador 609 puede multiplicar la señal emitida desde el primer multiplicador 605 por la cantidad de desplazamiento en frecuencia (designada por $-ej\pi f_{SH}t$) aplicada a la parte C y emitir la señal multiplicada.

El segundo filtro 613 realiza un promedio en movimiento durante un periodo predeterminado con respecto a la señal emitida desde el tercer multiplicador 609. La parte de promedio en movimiento puede pasar a ser la longitud del sufijo cíclico (C). En esta realización, el segundo filtro 613 puede calcular el promedio de la señal incluida en la longitud de la parte C. Después, en el resultado emitido desde el segundo filtro 613, el valor de correlación de A y B incluidas en la parte, de la que se calcula el promedio, pasa a ser sustancialmente cero y el resultado de correlación de las partes C y A se mantiene. Puesto que la señal de la parte C se multiplica por el valor de desplazamiento en frecuencia mediante el tercer multiplicador 609, es igual a la señal obtenida duplicando la primera mitad de la parte A.

La segunda unidad 615 de retardo puede retardar la señal emitida desde el primer filtro 611. Por ejemplo, la segunda unidad 615 de retardo retarda la señal filtrada mediante el primer filtro 611 por la longitud de la parte B + 1/2A y emite la señal retardada.

El cuarto multiplicador 617 multiplica la señal retardada mediante la segunda unidad 615 de retardo por la señal filtrada mediante el segundo filtro 613 y emite la señal multiplicada.

La unidad 619 de búsqueda de picos busca la ubicación en la que se genera un valor pico a partir de la señal multiplicada emitida desde el cuarto multiplicador 617 y emite la ubicación buscada a la unidad 621 de medición de fase. El valor pico y la ubicación pueden usarse para la estimación de desfase de sincronismo.

La unidad 621 de medición de fase puede medir la fase cambiada usando el valor pico y la ubicación emitida desde la unidad 619 de búsqueda de picos y emitir la fase medida. El valor de fase puede usarse para la estimación de desfase de frecuencia de portadora fraccional.

Como se describió anteriormente, un oscilador para generar la frecuencia usada para realizar el desplazamiento en frecuencia mediante el segundo multiplicador 607 y el tercer multiplicador 609 puede generar cualquier error de fase. Sin embargo, incluso en esta realización, el cuarto multiplicador 617 puede eliminar el error de fase del oscilador.

Los resultados emitidos desde el primer filtro 611 y desde el segundo filtro 613 y el resultado emitido desde el cuarto multiplicador 617 pueden expresarse mediante la siguiente ecuación.

Ecuación 5

$$y_{MAF1} = \left\|a_1(n)\right\|^2 \cdot e^{j2\pi\Delta_f + \theta}$$

$$y_{MAF2} = \left\|a_2(n)\right\|^2 \cdot e^{j2\pi\Delta_f - \theta}$$

$$y_{prod} = \left\|a_1(n)\right\|^2 \cdot \left\|a_2(n)\right\|^2 \cdot e^{j2\pi \cdot 2\Delta_f}$$

donde, y_{MAF1} e y_{MAF2} designan respectivamente las salidas del primer filtro 611 y del segundo filtro 613, e y_{Prod} designa las salidas del cuarto multiplicador 617. Además, a1 y a2 designan respectivamente los niveles de los resultados de correlación y Δf y θ designan respectivamente el desfase de frecuencia y el error de fase del oscilador.

Por consiguiente, y_{MAF1} e y_{MAF2} pueden incluir los errores de fase del oscilador que tienen diferentes signos, aunque el error de fase del oscilador se elimina en el resultado del cuarto multiplicador 617. Por consiguiente, el desfase de frecuencia Δf puede estimarse independientemente del error de fase del oscilador del aparato de recepción de señales.

El desfase de frecuencia estimado puede expresarse mediante la siguiente ecuación.

Ecuación 6

$$f_B = \angle y_{prod} / 2\pi$$

donde, el desfase de frecuencia estimado Δt es 0<=Δf<1.

Es decir, puede generarse un solapamiento de fase en un intervalo de 0,5<=Δf <1 en el desfase de frecuencia estimado en la [Ecuación 4], aunque no se genera solapamiento de fase en el desfase de frecuencia estimado en la [Ecuación 6]. Por consiguiente, el desfase de frecuencia puede medirse con más precisión. La estructura de la primera señal piloto puede usarse en el símbolo de datos y la segunda señal de frecuencia. Si se usa una estructura de este tipo, puede mejorarse el rendimiento de estimación de desfase tal como interferencia de CW y puede mejorarse el rendimiento de recepción del receptor.

La figura 54 es una vista que muestra una realización para detectar la primera señal piloto y medir un desfase de sincronismo y un desfase de frecuencia usando el resultado detectado.

Esta realización incluye una primera unidad 601 de retardo, una tercera unidad 602 de retardo, una primera unidad 603 de cálculo de conjugada compleja, una segunda unidad 604 de cálculo de conjugada compleja, un primer multiplicador 605, un quinto multiplicador 606, un segundo multiplicador 607, un primer filtro 611, una segunda unidad 615 de retardo, un tercer multiplicador 609, un segundo filtro 613, un cuarto multiplicador 617, una unidad 619 de búsqueda de picos y una unidad 621 de medición de fase.

En esta realización, la primera unidad 601 de retardo puede retardar una señal recibida. Por ejemplo, la primera unidad 601 de retardo puede retardar la señal recibida por la longitud del sufijo cíclico.

La tercera unidad 602 de retardo puede retardar la señal retardada mediante la primera unidad 601 de retardo. Por ejemplo, la tercera unidad 602 de retardo retarda además la señal por una diferencia entre la longitud del prefijo cíclico y la longitud del sufijo cíclico.

La primera unidad 603 de cálculo de conjugada compleja puede calcular la conjugada compleja de la señal retardada mediante la tercera unidad 602 de retardo y emitir la señal calculada. La segunda unidad 604 de cálculo de conjugada compleja puede calcular la conjugada compleja de la señal retardada mediante la primera unidad 601 de retardo y emitir la señal calculada.

El primer multiplicador 605 puede multiplicar la señal emitida desde la primera unidad 603 de cálculo de conjugada compleja por la señal recibida y emitir la señal multiplicada. El quinto multiplicador 606 puede multiplicar la conjugada compleja calculada mediante la segunda unidad 604 de cálculo de conjugada compleja por la señal recibida y emitir la señal multiplicada.

El segundo multiplicador 607 puede multiplicar la señal emitida desde el primer multiplicador 605 por la cantidad de desplazamiento en frecuencia (designada por ejπfSHt)aplicada a la parte B y emitir la señal multiplicada.

El primer filtro 611 realiza un promedio en movimiento durante un periodo predeterminado con respecto a la señal emitida desde el segundo multiplicador 607. La parte de promedio en movimiento puede pasar a ser la longitud de la parte (A) útil de la primera señal piloto.

El tercer multiplicador 609 puede multiplicar la señal emitida desde el segundo multiplicador 604 por la cantidad de desplazamiento en frecuencia (designada por -ejπfSHt) aplicada a la parte C y emitir la señal multiplicada.

El segundo filtro 613 realiza un promedio en movimiento durante un periodo predeterminado con respecto a la señal emitida desde el tercer multiplicador 609. La parte de promedio en movimiento puede pasar a ser la longitud de la parte A útil de la primera señal piloto.

La segunda unidad 615 de retardo puede retardar la señal emitida desde el primer filtro 611. Por ejemplo, la segunda unidad 615 de retardo retarda la señal filtrada mediante el primer filtro 611 por la longitud de la parte (A) útil de la primera señal piloto y emite la señal retardada.

El cuarto multiplicador 617 multiplica la señal retardada mediante la segunda unidad 615 de retardo por la señal filtrada mediante el segundo filtro 613 y emite la señal multiplicada. El cuarto multiplicador 617 puede eliminar el error de fase del oscilador.

Las operaciones de la unidad 619 de búsqueda de picos y la unidad 621 de medición de fase son iguales a las de la realización descrita anteriormente. La unidad 619 de búsqueda de picos busca la ubicación en la que se genera un valor pico a partir de la señal multiplicada emitida desde el cuarto multiplicador 617 y emite la ubicación buscada a la unidad 621 de medición de fase. El valor pico y la ubicación pueden usarse para la estimación de desfase de sincronismo.

La figura 55 es una vista que muestra otra realización de la estructura de la primera señal piloto.

La primera señal piloto tiene una estructura de conjunto de secuencia complementario (CSS). La señal de la estructura de CSS tiene un buen rendimiento para autocorrelación y es muy eficaz a la hora de detectar el preámbulo de la trama de señal usando dos secuencias A y B de esta figura.

El intervalo A_B y el intervalo A_C son intervalos desplazados en frecuencia desde el intervalo A por la misma cantidad de desplazamiento en frecuencia, respectivamente. Esta estructura de señal hace posible estimar un rango completo de desfase de frecuencia de portadora.

La figura 56 es una vista que muestra otra realización de la estructura de la primera señal piloto ilustrada en la figura 55. La operación de la realización en esta figura es la misma que la de la realización de la figura 51. Sin embargo, la primera unidad 601 de retardo retarda la mitad de la longitud del intervalo A.

En el caso de que se reciban señales de eco que tienen una diferencia de media longitud de T_A a través de canales de dos trayectorias, el intervalo A_B y el intervalo A_C de las señales se solapan en un receptor. Si una fase de una primera señal de eco está opuesta a una fase de una segunda señal de eco de las señales, las señales se desvanecen desfasándose entre sí. Por consiguiente, el receptor no puede detectar las dos señales de eco. El siguiente dibujo da a conocer un ejemplo de la primera señal piloto que puede solucionar este problema.

La figura 57 es una vista que muestra otra realización de la estructura de la primera señal piloto. En esta realización, el intervalo AC se desplaza en frecuencia desde el intervalo B, no el intervalo A, y la dirección de desplazamiento en frecuencia de B a B_C es la opuesta a la dirección de desplazamiento en frecuencia de A a A_B. Entonces, la dirección del desplazamiento en frecuencia entre BC y B es la misma que la dirección del desplazamiento en frecuencia entre A y A_C de la señal en la figura 56 de modo que puede detectarse la primera señal piloto.

Y aunque un receptor reciba las dos señales de eco a través de dos trayectorias, de las que los ecos tienen una diferencia tal como una longitud de T_A, puede detectarse una señal de las dos señales porque los intervalos A_B y B_C de las señales recibidas son diferentes.

La figura 58 es una vista que muestra una realización de un procedimiento para transmitir una señal.

Un flujo de servicio se modula a una PLP (S110). La PLP puede generarse modulando un flujo de servicio tal como un flujo de transporte y un paquete de GSE, en el que se realizan una codificación de corrección de errores y una correlación de símbolos en el flujo de servicio. El flujo de servicio modulado puede distribuirse en al menos una trama de señal y puede transmitirse sobre al menos un canal físico como una PLP. Por ejemplo, un proceso de modulación de un flujo de servicio a una PLP puede realizarse mediante las siguientes etapas S110a a S110d.

Un flujo de servicio tal como un flujo de transporte y un paquete de GSE que transfiere servicio se somete a codificación de corrección de errores (S110a). Un esquema de codificación con corrección de errores puede cambiarse según los flujos de servicio.

Puede usarse un esquema de codificación de corrección de errores de LDPC ya que el esquema de codificación de corrección de errores y la codificación de corrección de errores pueden realizarse a diversas tasas de código. Los bits que se someten a codificación de corrección de errores según una tasa de código de corrección de errores específica pueden incluirse en un bloque con codificación de corrección de errores según el modo de codificación de corrección de errores. Si el esquema de codificación de corrección de errores es el LDPC, pueden usarse un modo normal (64800 bits) y un modo corto (16200 bits).

Se entrelaza el flujo de servicio con codificación de corrección de errores (S110b). El entrelazado puede realizarse diferenciando las direcciones para escritura y lectura de los bits incluidos en el bloque con codificación de corrección de errores en y desde una memoria. El número de filas y el número de columnas de la memoria puede cambiarse según el modo de codificación de corrección de errores. El entrelazado puede realizarse en la unidad de los bloques con codificación de corrección de errores.

Los bits entrelazados del flujo de servicio se correlacionan con símbolos (S110c). Un procedimiento de correlación de símbolos puede cambiarse según flujos de servicio o en el flujo de servicio. Por ejemplo, como procedimiento de correlación de símbolos, pueden usarse un procedimiento de correlación de símbolos de orden superior y un proce-

dimiento de correlación de símbolos de orden inferior. Cuando los símbolos se correlacionan, los bits entrelazados del flujo de servicio pueden demultiplexarse según el procedimiento de correlación de símbolos o la tasa de código del código de corrección de errores, y los símbolos pueden correlacionarse usando los bits incluidos en los subflujos demultiplexados. Después, puede cambiarse la secuencia de los bits en la palabra de célula correlacionados con los símbolos.

Se entrelazan los símbolos correlacionados (S110d). Los símbolos correlacionados pueden entrelazarse en la unidad de bloques con codificación de corrección de errores. Los entrelazadores 132a y 132b en tiempo pueden entrelazar los símbolos en la unidad de bloques con codificación de corrección de errores. Es decir, el flujo de servicio se entrelaza de nuevo en el nivel de símbolo.

La PLP modulada como se describió anteriormente se asigna en al menos una trama de señal y un preámbulo que incluye una primera señal piloto se dispone en una parte de comienzo de la trama de señal (S150). La asignación de la PLP puede describirse como sigue.

Los símbolos entrelazados del flujo de servicio se dividen, los símbolos divididos se asignan a una trama de señal que tiene al menos una banda de frecuencia y que incluye ranuras que se dividen temporalmente en las bandas de frecuencia, y un preámbulo que incluye una primera señal piloto se dispone en una parte inicial de la trama de señal. Los símbolos entrelazados del flujo de servicio pueden configurar la PLP con respecto al flujo de servicio para proporcionar el servicio. Los símbolos que configuran la PLP pueden dividirse y asignarse a la trama de señal. La PLP puede asignarse a al menos una trama de señal que tiene al menos una banda de frecuencia. Si se dispone una pluralidad de bandas de frecuencia, los símbolos que configuran la PLP pueden disponerse en las ranuras desplazadas entre las bandas de frecuencia. Los bits incluidos en el flujo de servicio pueden disponerse en la trama de señal en la unidad de bloques entrelazados con codificación de corrección de errores.

La trama de señal se convierte en un dominio de tiempo según un esquema de OFDM (S160).

El prefijo cíclico obtenido desplazando en frecuencia una primera parte de una parte útil de la primera señal piloto y el sufijo cíclico obtenido desplazando en frecuencia una segunda parte de la parte útil se insertan en la primera señal piloto en el dominio de tiempo (S170). Si el preámbulo no se inserta en el dominio de frecuencia, el preámbulo que incluye la primera señal piloto y la segunda señal piloto puede insertarse en el dominio de tiempo. La primera señal piloto del dominio de tiempo puede incluir la parte útil, el prefijo cíclico de la primera parte de la parte útil y el sufijo cíclico de la segunda parte de la parte útil. La primera parte puede ser una parte más posterior o la parte más anterior de la parte útil. La segunda parte puede ser la parte más anterior o la parte más posterior de la parte útil.

La trama de señal que incluye la primera señal de trama se transmite sobre al menos un canal de RF (S180).

Puesto que la parte útil de la primera señal piloto incluye el prefijo cíclico y el sufijo cíclico desplazados en frecuencia, la trama de señal puede identificarse claramente como la estructura de la primera señal piloto. El desfase de sincronismo o el desfase de frecuencia puede estimarse y compensarse el uso de la estructura de la primera señal piloto.

La figura 59 es una vista que muestra una realización de un procedimiento para recibir una señal.

Una señal se recibe desde una banda de frecuencia específica que transfiere tramas de señal (S210). La trama de señal puede transmitirse sobre al menos una banda de frecuencia. La señal puede recibirse desde una banda de frecuencia específica.

A partir de la señal recibida, se identifica una primera señal piloto que incluye un prefijo cíclico obtenido desplazando en frecuencia una primera parte de una parte útil y un sufijo cíclico obtenido desplazando en frecuencia una segunda parte de la parte útil, y la trama de señal que incluye las PLP se demodula mediante el esquema de OFDM usando la primera señal piloto (S220). El proceso de demodulación que usa la primera señal piloto se describirá con detalle más adelante.

La trama de señal identificada se analiza sintácticamente (S230). La trama de señal puede incluir al menos una banda de frecuencia. En la trama de señal, una primera PLP que incluye los bloques con codificación de corrección de errores de los símbolos, con los que se correlaciona el flujo de servicio, puede asignarse a símbolos de OFDM junto con una segunda PLP que incluye los bloques con codificación de corrección de errores de otro flujo de servicio. Si la trama de señal incluye una pluralidad de bandas de frecuencia, los bloques con codificación de corrección de errores de la PLP pueden asignarse a los símbolos de OFDM que se desplazan temporalmente en la pluralidad de bandas de frecuencia.

Un servicio puede obtenerse a partir de la PLP de la trama de señal analizada sintácticamente (S240), en la que este proceso se describe en las etapas S240a a S240c.

Los símbolos, con los que se correlaciona el flujo de servicio, se desentrelazan de la trama de señal analizada sintácticamente (S240a). El desentrelazado puede realizarse en el nivel de símbolo con el que se correlaciona el

flujo de servicio. Por ejemplo, los desentrelazadores 245a y 245b en tiempo pueden desentrelazar los bloques con codificación de corrección de errores que incluyen los símbolos, con los que se correlaciona el flujo de servicio.

Entonces, los símbolos desentrelazados se correlacionan para obtener el flujo de servicio (S240b). Cuando se realiza la decorrelación de los símbolos, puede emitirse una pluralidad de subflujos obtenidos realizando la decorrelación de los símbolos, pueden multiplexarse los subflujos emitidos y puede emitirse el flujo de servicio con codificación de corrección de errores. El esquema de multiplexación puede cambiarse según el procedimiento de correlación de símbolos y la tasa de código de corrección de errores. El procedimiento de decorrelación de símbolos puede cambiarse en un flujo de servicio o según flujos de servicio.

El flujo de servicio se desentrelaza y el flujo de servicio desentrelazado se somete a codificación de corrección de errores (240c).

Según un aparato para transmitir y recibir una señal y un procedimiento para transmitir y recibir una señal de la presente invención, es posible detectar y restaurar fácilmente una señal transmitida. Además, es posible mejorar el rendimiento de transmisión/recepción de señales del sistema de transmisión/recepción.

La figura 60 es un diagrama de flujo que ilustra una realización para identificar una primera señal piloto y estimar un desfase en un proceso de demodulación.

La primera señal piloto incluye el prefijo cíclico obtenido desplazando en frecuencia la primera parte de la parte útil de la misma y el sufijo cíclico obtenido desplazando en frecuencia la segunda parte de la parte útil de la misma. El desfase de sincronismo y el desfase de frecuencia pueden calcularse usando la primera señal piloto como sigue.

Se retarda (S311) la señal recibida. Por ejemplo, la parte de retardo puede ser la parte útil de la primera señal piloto o 1/2 de la parte útil. Como alternativa, la parte de retardo puede ser la longitud del prefijo cíclico o la longitud del sufijo cíclico.

Se calcula (S313) la conjugada compleja de la señal retardada.

Se multiplican (S315) la conjugada compleja de la señal recibida y la señal retardada. La señal retardada multiplicada por la conjugada compleja puede ser la señal que tiene la longitud descrita anteriormente. Si la señal de retardo es la longitud del prefijo cíclico o el sufijo cíclico, puede calcularse la conjugada compleja de la señal retardada.

La señal multiplicada por la conjugada compleja se desplaza inversamente según el desplazamiento en frecuencia del prefijo cíclico (S317). Es decir, la señal multiplicada por la conjugada compleja se desplaza la cantidad de desplazamiento inverso de la cantidad de desplazamiento en frecuencia de la señal de prefijo cíclico. Es decir, una señal que se desplaza en frecuencia de manera ascendente se desplaza en frecuencia de manera descendente (o la señal que se desplaza en frecuencia de manera descendente se desplaza en frecuencia de manera ascendente).

Después, se calcula un promedio con respecto a la señal que se desplaza inversamente según el desplazamiento en frecuencia del prefijo cíclico (S319). La parte de la que se calcula el promedio puede pasar a ser la longitud del prefijo cíclico o la longitud de la parte A útil de la primera señal piloto según las realizaciones. Puesto que el promedio se calcula con respecto a la señal que tiene la misma longitud junto con la señal recibida, el valor promedio en movimiento puede emitirse junto con la señal recibida.

La señal de la que se calcula el promedio se retarda (S321). La parte de retardo puede pasar a ser la suma de la longitud del prefijo cíclico y la longitud de 1/2 del periodo útil, la longitud del prefijo cíclico o la longitud de la parte A útil de la primera señal piloto, según la realización.

La señal multiplicada en la etapa S315 se desplaza inversamente según el desplazamiento en frecuencia del sufijo cíclico (S323). La señal multiplicada por la conjugada compleja se desplaza la cantidad de desplazamiento inverso de la cantidad de desplazamiento en frecuencia de la señal de sufijo cíclico. Es decir, una señal que se desplaza en frecuencia de manera ascendente se desplaza en frecuencia de manera descendente (o la señal que se desplaza en frecuencia de manera descendente se desplaza en frecuencia de manera ascendente).

Se calcula un promedio con respecto a la señal que se desplaza inversamente según el desplazamiento en frecuencia del sufijo cíclico (S325). El promedio en movimiento se realiza con respecto a la señal que corresponde a la longitud del sufijo cíclico calculado o la longitud de la parte útil de la primera señal piloto según las realizaciones.

La señal retardada en la etapa S321 y la señal de la que se calcula el promedio en la etapa S325 se multiplican (S327).

Se busca una ubicación pico del resultado multiplicado (S329) y se mide la fase de la señal usando el pico (S331). El pico buscado puede usarse para estimar el desfase de sincronismo y la fase medida puede usarse para estimar el desfase de frecuencia.

En este diagrama de flujo, pueden cambiarse la longitud del sufijo cíclico, la longitud del prefijo cíclico y la cantidad de desplazamiento inverso en frecuencia.

Según el aparato para transmitir y recibir la señal y el procedimiento para transmitir y recibir la señal de la invención, si el símbolo de datos que configura la PLP y los símbolos que configuran el preámbulo se modulan en el mismo modo de FFT, la probabilidad de que el preámbulo detecte el símbolo de datos es baja y la probabilidad de que se detecte erróneamente el preámbulo es reducida. Si se incluye una interferencia de onda continua (CW) como la señal de TV analógica, la probabilidad de que el preámbulo se detecte erróneamente por una componente de DC de ruido generada en el momento de correlación es reducida.

Según el aparato para transmitir y recibir la señal y el procedimiento para transmitir y recibir la señal de la invención, si el tamaño de la FFT aplicada al símbolo de datos que configura la PLP es mayor que el de la FFT aplicada al preámbulo, el rendimiento de detección del preámbulo puede mejorarse incluso en un canal de dispersión del retardo que tiene una longitud igual a o mayor que la de la parte A de símbolo útil del preámbulo. Puesto que tanto el prefijo cíclico (B) como el sufijo cíclico (C) se usan en el preámbulo, puede estimarse el desfase de frecuencia de portadora fraccional.

A continuación en el presente documento, se describirá una realización para planificar una PLP dispuesta en una trama de señal usando información de capa 1 incluida en una primera señal piloto. Con el fin de facilitar la descripción de la realización para planificar la PLP, se describirá con más detalle la estructura de la trama de señal descrita anteriormente. La PLP puede ser una PLP para suministrar un flujo de transporte de un servicio de difusión o una PLP de periodo de seguridad (GP). La PLP-GP indica una PLP que está ubicada en el borde de cada trama de señal y suministra un servicio específico tal como un servicio complementario durante un tiempo en el que el aparato de recepción de señales cambia una banda de RF o un servicio.

En primer lugar, la figura 61 es una vista que muestra la estructura de una trama de señal. En este dibujo, en un preámbulo de la trama de señal, están ubicadas una primera señal piloto P1 y una segunda señal piloto P2. La trama de señal puede incluir símbolos de datos que incluyen al menos una PLP. La estructura de la primera señal piloto se describió anteriormente. La segunda señal piloto puede incluir información de capa 1. La información de capa 1 puede incluir una señal de señalización previa de L1 y una señal de señalización posterior de L1. La señal de señalización previa de L1 puede incluir información por la que un receptor puede recibir y decodificar la señal de señalización posterior de L1. Puede incluirse información sobre la planificación de PLP en la señal de señalización posterior de L1. La señal de señalización posterior de L1 puede incluir una parte configurable que incluye información que puede cambiarse en la unidad de un intervalo de supertrama y una parte dinámica que incluye información que puede cambiarse en la unidad de una única trama de señal incluida en una supertrama. Es decir, la parte configurable se define con respecto a una supertrama y la parte dinámica se define con respecto a una trama de señal. La señal de señalización posterior de L1 puede incluir además datos de CRC y datos de relleno.

Con el fin de explicar la información de planificación de la PLP para suministrar el flujo de servicio tal como el flujo de transporte, se describirán dos modos de la trama de señal.

La figura 62 es una vista que muestra dos modos de una trama de señal. En un modo de TFS mostrado en el lado izquierdo de este dibujo, la PLP se transmite sobre una pluralidad de canales de RF. El modo de TFS es ventajoso en diversidad de frecuencia y diversidad en el tiempo, pero es desventajoso porque aumenta un tiempo de cambio de canal que se genera cuando se cambian las bandas de RF.

La supertrama incluye tres tramas de señal 1, 2 y 3. Por ejemplo, una primera PLP puede transmitirse a través de (RF1, trama 2), (RF2, trama 3) y (RF3, trama 1) y una segunda PLP puede transmitirse a través de (RF1, trama 1), (RF2, trama 2) y (RF3, trama 3). Una tercera PLP puede transmitirse a través de (RF1, trama 3), (RF2, trama 1) y (RF3, trama 2). La PLP-GP puede incluir un servicio que se proporcionará en un tiempo consumido cuando se cambia la banda de RF o el servicio, y la longitud de entrelazado en tiempo para la PLP-GP puede aumentarse según el número de RF usadas en el modo de TFS, que puede ser igual al número de sub-PLP de una PLP-GP específica.

En un modo de FF, cada PLP se transmite a través de una banda de RF fija. En el modo de FF mostrado en el lado derecho de este dibujo, una primera PLP puede transmitirse a través de (RF1, trama 1), (RF1, trama 2) y (RF3, trama 3), una segunda PLP puede transmitirse a través de (RF2, trama 1), (RF2, trama 2) y (RF2, trama 3), una tercera PLP puede transmitirse a través de (RF3, trama 1), (RF3, trama 2) y (RF3, trama 3). En el modo de FF no puede obtenerse el efecto de la diversidad de frecuencia, pero el tiempo de cambio de canal puede reducirse. En la PLP-GP, el tiempo de cambio de canal puede ajustarse según el tamaño de la PLP-GP. En el caso de la PLP-GP el tiempo de cambio de canal puede ajustarse según la longitud de entrelazado en tiempo para la PLP-GP.

A continuación en el presente documento, se describirá una realización para planificar las PLP con el fin de recibir eficazmente las PLP incluidas en la trama de señal.

La figura 63 es una vista que muestra un ejemplo para planificar las PLP en la unidad de tramas de señal. Por ejemplo, la información de capa 1 de la trama de señal puede incluir la información mostrada en este dibujo.

La información de capa 1 incluye un parámetro estático, un parámetro configurable y un parámetro dinámico tal como se muestran en esta realización.

El parámetro estático de la información de capa 1 es como sigue.

Un CELL_ID (16 bits) indica un identificador de una célula en la que se transmite la trama de señal. Un NET WORK_ID (16 bits) indica un identificador de una red para transmitir la trama de señal, y un NUM_RF (16 bits) indica el número de canales de RF que incluye la trama de señal. Además, una FREQUENCY (32 bits) indica una frecuencia central de cada uno de los canales de RF. Un PILOT_PATTERN (3 bits) indica el patrón de un piloto dispersado incluido en un símbolo de OFDM incluido en la trama de señal. Una FRAME_LENGTH (10 bits) indica la longitud de la trama de señal.

El parámetro configurable de la información de capa 1 es como sigue.

Un NUM_PLP (8 bits) indica el número de PLP incluidas en la trama de señal. Un RF_SHIFT (8 bits) indica el número de células de OFDM que deben desplazarse en el canal de RF vecino de un canal de RF actual con el fin de obtener sub-PLP que pertenecen a la misma PLP que las sub-PLP recibidas a través del canal de RF actual.

Un PLP_ID (8 bits) indica un identificador de cada una de las PLP incluidas en la trama de señal. Una PLP_CR (3 bits) indica el valor de una tasa de código de codificación de corrección de errores de la PLP.

Una PLP_MOD (4 bits) indica un procedimiento de correlación de símbolos usado en la correlación de símbolos de la PLP. Un PLP_FEC_BLOCK (1 bit) indica si la codificación de corrección de errores de la PLP es un modo normal o un modo corto.

Entre las PLP incluidas en la trama de señal, puede haber una PLP que lleva información de capa 2 (L2) (o señalización de L2) que es común a varias PLP en la trama de señal. Esta PLP se denomina PLP común o PLP0. Una PLP0_CR (3 bits) indica una tasa de código usada en un procedimiento de codificación de corrección de errores de la PLP0. Un PLP0_MOD (4 bits) indica un procedimiento de correlación de símbolos usado en la correlación de símbolos de la PLP0. Un PLP0_FEC_BLOCK (1 bit) indica si la codificación de corrección de errores de la PLP0 es un modo normal o un modo corto.

El parámetro dinámico de la información de capa 1 es como sigue.

Un FRAME_IDX (8 bits) indica el índice de la trama de señal en la supertrama. Una NOTIFICATION (1 bit) indica si la trama de señal incluye o no un mensaje de NOTIFICATION que indica un cambio de servicio o emergencia. Un L2_SIZE (18 bits) indica el tamaño de información de capa 2 incluida en la trama de señal. Un NOTIF_SIZE (18 bits) indica el tamaño del mensaje de NOTIFICATION.

Con respecto a las PLP incluidas en la trama de señal, un PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) indica el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en cada una de las PLP. Una PLP_START (20 bits) indica el número de una ranura inicial, en la que se inicia cada una de las PLP, de las ranuras del dominio de tiempo en una banda de frecuencia.

Con el fin de planificar las PLP o PLP-GP, puede incluirse la siguiente información en el parámetro dinámico con respecto a las PLP o PLP-GP.

Una SUPER_FRAME_LENGTH (3 bits) indica la longitud de la supertrama que incluye una pluralidad de tramas de señal. Como alternativa, puede incluirse una PLP_LENGTH que indica la longitud de un bloque de entrelazado en tiempo de la PLP.

El bloque de entrelazado en tiempo indica una unidad en la que una pluralidad de bloques con codificación de corrección de errores se entrelazan cuando una PLP incluye la pluralidad de bloques con codificación de corrección de errores. En la realización del aparato de transmisión de señales, el entrelazador en tiempo puede emitir un bloque de entrelazado en tiempo entrelazado en tiempo.

Un PLP_MODE (1 bit) indica si la trama de señal está en el modo de TFS o el modo de FF.

Un RF_ID (3 bits) indica un identificador de una RF que incluye la sub-PLP actual entre las sub-PLP incluidas en las PLP (o las PLP-GP), o un índice de RF actual, que indica un identificador del canal de RF actual, dentro de la trama de señal de TFS.

Un PLP_IDX (3 bits) indica un índice de la sub-PLP que está recibiéndose actualmente. Un GP_PLP_NUM_ BLOCKS (8 bits) indica el número de bloques con codificación de corrección de errores de la PLP-GP con respecto a la PLP-GP.

La información de capa 1 ilustrada puede pasar a ser la información de planificación de las PLP o las PLP-GP en la trama de señal.

La figura 64 es una vista que muestra la estructura de una trama de señal usando información de planificación.

En este ejemplo, la supertrama incluye una trama de señal 1 y una trama de señal 2. Cada una de las tramas de señal puede transmitirse a tres canales de RF, RF1, RF2 y RF3 (es decir cada una de las tramas de señal se transmite sobre tres canales de RF, RF1, RF2 y RF3). Las tres PLP incluidas en las tramas se designan mediante PLP1, PLP2 y PLP3. Las tres PLP se asignan respectivamente a los tres canales de RF según el modo de TFS.

El tamaño de una PLP puede calcularse mediante la PLP_MOD (4 bits), el PLP_FEC_BLOCK (1 bit) y el PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) (o el GP_PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) en el caso de la PLP-GP, que es la misma en la siguiente descripción) en la información de capa 1.

Por ejemplo, el PLP_FEC_BLOCK puede indicar si la longitud del bloque con codificación de corrección de errores de la PLP es de 16200 bits o 64800 bits, la PLP_MOD puede indicar el procedimiento de correlación de símbolos de los datos incluidos en el bloque con codificación de corrección de errores. Por consiguiente, puede calcularse con cuántos símbolos se correlaciona cada uno de los bloques con codificación de corrección de errores. El PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) indica el número de bloques con codificación de corrección de errores correlacionados con los símbolos. Después, puede calcularse el tamaño de cada una de las PLP.

La PLP1 mostrada en este dibujo se transmite sobre las RF1 y RF2. Si la PLP1 se obtiene mediante la trama 1, el identificador de RF actual (RF_ID) de la PLP1 es RF1 que es el índice de RF, y el índice (PLP_IDX) de la sub-PLP1 es 0. En este ejemplo, el PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) es 3, que se fija arbitrariamente.

La PLP2 mostrada en este dibujo se transmite sobre las RF2 y RF3. Si la PLP2 se obtiene mediante la trama 1, el identificador de RF actual (RF_ID) de la PLP2 es RF2 que es el índice de RF, y el índice (PLP_IDX) de la sub-PLP1 es 0. Por ejemplo, el PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) puede ser 3.

La PLP3 mostrada en este dibujo se transmite sobre las RF3 y RF3. Si la PLP3 se obtiene mediante la trama 1, el identificador de RF actual (RF_ID) de la PLP3 es RF3 que es el índice de RF, y el índice (PLP_IDX) de la sub-PLP3 es 0. Por ejemplo, el PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) puede ser 3.

El tamaño de bits de la información descrita anteriormente puede cambiarse. Según el ejemplo anterior, si se usa el identificador de RF actual (RF_ID) en la trama de TFS de la información de capa 1, puede determinarse en qué canales de RF están ubicadas las PLP (o las sub-PLP) y las PLP pueden planificarse y recibirse eficazmente.

Se describirá otra realización para planificar las PLP con el fin de recibir eficazmente las PLP incluidas en la trama de señal.

La figura 65 es una vista que muestra la información de planificación incluida en la información de capa 1. El parámetro estático, el parámetro configurable y el parámetro dinámico en la información de capa 1 son iguales a los descritos en la realización descrita anteriormente.

El CELL_ID (16 bits), el NETWORK_ID_NUM_RF (16 bits), PILOT_PATTERN (3 bits) y FRAME_LENGTH (10 bits) en el parámetro estático de la información de capa 1 son iguales a los descritos anteriormente.

Además, el NUM_PLP (8 bits), el RF_SHIFT (8 bits), el PLP_ID (8 bits), la PLP_CR (3 bits), la PLP_MOD (4 bits), el PLP_FEC_BLOCK (1 bit), el PLP0_CR (3 bits), el PLP0_MOD (4 bits) y el PLP0_FEC_BLOCK (1 bit) en el parámetro configurable de la información de capa 1 son iguales a los descritos anteriormente.

En esta realización, cada PLP-GP del parámetro configurable puede incluir la siguiente información.

Un GP_PLP_ID (8 bits) indica un identificador de cada PLP-GP.

Una GP_PLP_CR (3 bits) indica una tasa de código de codificación de corrección de errores de cada PLP-GP.

Una GP_PLP_MOD (4 bits) indica un procedimiento de correlación de símbolos de cada PLP-GP.

Un GP_PLP_FEC_BLOCK (1 bit) indica un modo de codificación de corrección de errores de cada PLP-GP y puede indicar un modo normal o un modo corto si el código de corrección de errores es, por ejemplo, un LDPC.

Un PLP_RF_INDICATOR (6 bits) indica canales de RF a los que se transmite la PLP (PLP-GP). El valor detallado del PLP_RF_INDICATOR (6 bits) se describirá con detalle posteriormente.

Un PLP_START_RF_ID (3 bits) indica un identificador de un canal de RF que incluye una primera sub-PLP de las sub-PLP incluidas en la PLP (o la PLP-GP) en una supertrama de estructura de TFS. Debido a que la PLP puede transmitirse a una pluralidad de tramas de señal en una supertrama, el PLP_START_RF_ID (3 bits) puede representar un identificador de un canal de RF en la trama de señal en la que está ubicada por primera vez la PLP en la supertrama de estructura de TFS.

Un GP_PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) indica el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP (o la PLP-GP).

El FRAME_IDX (8 bits), la NOTIFICATION (1 bit), el L2_SIZE (18 bits), el NOTIF_SIZE (18 bits), el PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) y la PLP_START (20 bits) en el parámetro dinámico de la información de capa 1 son iguales a los descritos anteriormente.

El parámetro dinámico puede incluir la siguiente información.

Un PLP_IDX (3 bits) indica un índice de una sub-PLP actual de las PLP.

Por consiguiente, si el parámetro configurable de la información de capa 1 incluye el identificador del canal de RF que incluye la primera sub-PLP de las sub-PLP incluidas en la PLP (o la PLP-GP) (el identificador del canal de RF de la trama de señal en la que está ubicada por primera vez la PLP en la supertrama de estructura de TFS), puede comprobarse en qué canal de RF está ubicada la PLP. Por consiguiente, es posible obtener fácilmente la PLP.

La figura 66 es una vista que muestra una supertrama que incluye una pluralidad de PLP que usan la información de planificación mostrada en la figura 65.

En este ejemplo, la supertrama incluye una trama de señal 1, una trama de señal 2, una trama de señal 3 y una trama de señal 4. Cada una de las tramas de señal transmite una pluralidad de PLP sobre tres canales de RF, RF1, RF2 y RF3 de seis canales de RF posibles. Como se describió anteriormente, el PLP_IDX indica el identificador de cada una de las sub-PLP incluidas en cada una de las PLP.

En este ejemplo, la PLP1 incluye sub-PLP que tienen los PLP_IDX de 0, 1, 2 y 3 en RF 1. Con respecto a la PLP1, un PLP_RF_INDICATOR es un elemento binario {1 0 0 0 0 0}. Los seis elementos binarios incluidos en el PLP_RF_INDICATOR indican los canales de RF usados por la PLP si la trama de señal incluye seis canales de RF. Los elementos binarios del PLP_RF_INDICATOR indican respectivamente {RF1, RF2, RF3, RF4, RF5, RF6} y el identificador del canal de RF que corresponde a la ubicación del elemento binario 1 es el canal de RF en el que está ubicada la sub-PLP.

Esta realización incluye tres canales de RF. Si los tres canales de RF son una parte de los seis canales de RF, puesto que la sub-PLP de la PLP1 está ubicada sólo en la RF1, el PLP_RF_INDICATOR pasa a ser {1 0 0 0 0 0}. Puede considerarse que la PLP1 se transmite a la trama de señal del canal de RF1 en el modo de FF.

Un PLP_START_RF_ID de la PLP1 indica el identificador de la RF de la primera sub-PLP de las sub-PLP de la PLP1 en una supertrama de estructura de TFS, es decir, el identificador del canal de RF de la trama de señal en la que está ubicada por primera vez la PLP1.

Puesto que la PLP1 se inicia en la RF1, el PLP_START_RF_ID de la PLP1 pasa a ser el identificador de la RF1. Aunque el PLP_NUM_BLOCKS de la PLP1 que indica el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP1 es 4, puede cambiarse según las realizaciones.

La PLP2 incluye una sub-PLP que tiene un PLP_IDX de 0 en RF2 y una sub-PLP que tiene un PLP_IDX de 1 en la RF3. El PLP_RF_INDICATOR de la PLP2 es un elemento binario {0 1 1 0 0 0}. Puesto que la PLP2 se transmite sobre al menos dos canales de RF, puede considerarse que la PLP2 se transmite en el modo de TFS.

Un PLP_START_RF_ID de la PLP2 es RF2 que es el identificador de la RF de la trama, en la que está ubicada la sub-PLP inicial de la PLP2, de las sub-PLP incluidas en la PLP2 en la supertrama de la estructura de TFS. El PLP_START_RF_ID indica el identificador del canal de RF de la trama de señal en la que está ubicada por primera vez la PLP2. Por consiguiente, el PLP_START_RF_ID es RF2. Aunque el PLP_NUM_BLOCKS de la PLP2 es 2, puede cambiarse según las realizaciones.

La PLP3 incluye una sub-PLP que tiene un PLP_IDX de 0 en RF3 y una sub-PLP que tiene un PLP_IDX de 1 en la RF2. El PLP_RF_INDICATOR de la PLP3 es un elemento binario {0 1 1 0 0 0}. Puesto que la PLP3 se transmite sobre al menos dos canales de RF, puede considerarse que la PLP3 se transmite en el modo de TFS.

Un PLP_START_RF_ID de la PLP3 es RF3 que es el identificador de la RF de la trama, en la que está ubicada la sub-PLP inicial de la PLP3, de las sub-PLP incluidas en la PLP3 en la supertrama de la estructura de TFS. El PLP_START_RF_ID indica el identificador del canal de RF de la trama de señal en la que está ubicada por primera vez la PLP3. Aunque el PLP_NUM_BLOCKS de la PLP3 es 2, puede cambiarse según las realizaciones.

El entrelazador en tiempo del aparato de transmisión de señales puede entrelazar los bloques con codificación de corrección de errores de las PLP y emitir la pluralidad de bloques con codificación de corrección de errores entrelazados a al menos un bloque de entrelazado en tiempo. El tamaño del bloque de entrelazado en tiempo incluido en la PLP o el tamaño de la PLP (o la PLP-GP) puede calcularse mediante los valores de la PLP_MOD (o la GP_PLP_MOD), el PLP_FEC_BLOCK (o GP_PLP_FEC_BLOCK) y el PLP_NUM_BLOCKS (o el GP_PLP_NUM_BLOCKS).

Si el identificador de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la trama de señal en la que se incluye por primera vez la PLP en la supertrama del modo de TFS se usa en una región en la que el parámetro configurable de la información de capa 1 se fija como esta realización, el aparato de recepción de señales puede obtener eficaz y fácilmente las PLP. Si el RF_SHIFT y la PLP_START se usan según los tamaños de las PLP, pueden buscarse de manera continua las ubicaciones a las que se asignan las PLP a partir de la trama de señal.

Si el canal de RF se cambia en el modo de TFS, la dirección de cambio del canal de RF puede ser una dirección como la usada en el PLP_RF_INDICATOR.

A continuación en el presente documento, se describirá otra realización para recibir eficazmente las PLP incluidas en la trama de señal.

La figura 67 es una vista que muestra la información de planificación incluida en información de capa 1. El parámetro estático, el parámetro configurable y el parámetro dinámico en la información de capa 1 son iguales a los descritos en la realización descrita anteriormente.

Con más detalle, el CELL_ID (16 bits), el NETWORK_ID (16 bits), el NUM_RF (16 bits), el PILOT_PATTERN (3 bits) y la FRAME_LENGTH (10 bits) en el parámetro estático de la información de capa 1 son iguales a los descritos anteriormente.

El NUM_PLP (8 bits), el RF_SHIFT (8 bits), el PLP_ID (8 bits), la PLP_CR (3 bits), la PLP_MOD (4 bits), el PLP_FEC_BLOCK (1 bit), el PLP0_CR (3 bits), el PLP0_MOD (4 bits) y el PLP0_FEC_BLOCK (1 bit) en el parámetro configurable de la información de capa 1 son iguales a los descritos anteriormente.

Cada PLP (o cada PLP-GP) del parámetro configurable puede incluir la siguiente información.

Un GP_PLP_ID (8 bits) indica un identificador de cada PLP-GP.

Una GP_PLP_CR (3 bits) indica una tasa de código de codificación de corrección de errores de cada PLP-GP.

Una GP_PLP_MOD (4 bits) indica un esquema de correlación de símbolos de cada PLP-GP.

Un GP_PLP_FEC_BLOCK (1 bit) indica un modo de codificación de corrección de errores de cada PLP-GP y puede indicar un modo normal o un modo corto si el código de corrección de errores es, por ejemplo, un LDPC.

Un PLP_RF_INDICATOR (6 bits) indica los canales de RF a los que se transmite la PLP (PLP-GP).

Un GP_PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) indica el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP (o la PLP-GP).

El FRAME_IDX (8 bits), la NOTIFICATION (1 bit), el L2_SIZE (18 bits), el NOTIF_SIZE (18 bits), el PLP_NUM_BLOCKS (8 bits) y la PLP_START (20 bits) en el parámetro dinámico de la información de capa 1 son iguales a los descritos anteriormente.

El parámetro dinámico puede incluir la siguiente información.

Un PLP_START_RF_ID (3 bits) indica un identificador de un canal de RF inicial en la trama de señal de TFS con respecto a la PLP. Es decir, el PLP_START_RF_ID (3 bits) indica un identificador del canal de RF que incluye una primera sub-PLP de las sub-PLP incluidas en la PLP (o la PLP-GP) en la trama de señal de TFS.

Un PLP_IDX (3 bits) indica un índice de una sub-PLP actual y puede describir un punto inicial de la sub-PLP en la supertrama de la PLP.

La figura 68 es una vista que muestra una supertrama que incluye una pluralidad de PLP que usan la información de planificación mostrada en la figura 67.

En este ejemplo, la supertrama incluye una trama de señal 1, una trama de señal 2, una trama de señal 3 y una trama de señal 4. Cada una de las tramas de señal se transmite sobre tres canales de RF, RF1, RF2 y RF3 e incluye una pluralidad de PLP. En una PLP X (A, B), X designa el identificador de la PLP, A designa el identificador de RF (PLP_START_RF_ID) en el está ubicada una primera sub-PLP de las sub-PLP incluidas en la PLP, en una trama de señal de TFS específica, B designa el identificador (PLP_IDX) de la sub-PLP incluida en la PLP.

Por ejemplo, el canal de RF1 incluye PLP1(1,0), PLP1(1,1), PLP1(1,2) y PLP1(1,3). Es decir, la sub-PLP inicial de las sub-PLP de la PLP1 está ubicada en la RF1 (PLP_START_RF_ID) y el identificador de la sub-PLP incluida en la PLP1 es de 0 a 4. Puede considerarse que la PLP1 en la trama de señal se transmite a través del canal de RF1 en el modo de FF.

Un PLP_RF_INDICATOR de la PLP1 es un elemento binario {1 0 0 0 0 0}. Aunque el PLP_NUM_BLOCKS de la PLP1 que indica los números de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP1 es 4, puede cambiarse según las realizaciones.

Un PLP_RF_INDICATOR de la PLP2 es un elemento binario {0 1 1 0 0 0}. Aunque el PLP_NUM_BLOCKS de la PLP2 es 2, puede cambiarse según las realizaciones.

Puesto que la PLP3 se transmite a las RF3 y RF2, un PLP_RF_INDICATOR de la PLP3 es un elemento binario {0 1 1 0 0 0}. Aunque el PLP_NUM_BLOCKS de la PLP3 es 2, puede cambiarse según las realizaciones.

Si el identificador de canal de RF que incluye una primera sub-PLP de las sub-PLP incluidas en la PLP (o la PLP-GP) en la trama de señal de TFS en la que el parámetro dinámico de la información de capa 1 se fija como esta realización, el aparato de recepción de señales puede obtener eficaz y fácilmente las PLP.

De manera similar, el tamaño del bloque de entrelazado en tiempo o el tamaño de la PLP (o la PLP-GP) puede calcularse mediante los valores de la PLP_MOD (o la GP_PLP_MOD), el PLP_FEC_BLOCK (o GP_PLP_FEC_BLOCK) y el PLP_NUM_BLOCKS (o el GP_PLP_NUM_BLOCKS). Si el identificador de canal de RF en el que se inicia la PLP se usa en una región en la que el parámetro dinámico de la información de capa 1 se fija como esta realización, el aparato de recepción de señales puede obtener eficaz y fácilmente las PLP. Si el RF_SHIFT y la PLP_START se usan según los tamaños de las PLP, pueden buscarse de manera continua las ubicaciones a las que se asignan las PLP a partir de la trama de señal.

La figura 69 es una vista que muestra un ejemplo para obtener PLP según los procedimientos de planificación. En este dibujo, la supertrama transmitida sobre tres canales de RF incluye cuatro tramas de señal y las PLP divididas en la trama de señal se transmiten en el modo de TFS. En este dibujo, una PLP (PLP1) se transmite sobre cuatro tramas de señal y dos PLP (PLP2 y PLP3) se transmiten sobre dos tramas de señal. La PLP1 se transmite a todos los canales de RF y dos sub-PLP se transmiten a la trama 1 y la trama 4 en la RF1. La PLP2 y PLP3 se transmiten sobre dos canales de RF de tres canales de RF. Es decir, el número de las sub-PLP incluidas en cada PLP (o las sub-PLP de la PLP-GP) puede ser mayor o menor que el número de RF.

Como se describió en la realización anterior, si la información de capa 1 incluye el identificador de RF (RF_ID) o el índice de RF que está recibiéndose actualmente, en la trama de señal de TFS, es posible obtener eficazmente la PLP usando la información de capa 1.

Como otra realización, incluso cuando el parámetro configurable aplicado a la supertrama incluye el identificador de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de una primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS, es posible obtener eficazmente la PLP usando la información de capa 1.

Como otra realización, incluso cuando el parámetro dinámico aplicado a cada trama de señal incluye el identificador (PLP_START_RF_ID) del identificador de RF en la que está ubicada la primera sub-PLP en la trama de señal de TFS, es posible obtener eficazmente la PLP usando la información de capa 1.

La figura 70 es una vista que muestra otro ejemplo para obtener PLP según el procedimiento de planificación. En este dibujo, una supertrama transmitida sobre tres canales de RF incluye cuatro tramas de señal. En este dibujo, una PLP (PLP1) se transmite sobre cuatro tramas de señal de un canal de RF en el modo de FF. Dos PLP (PLP1 y PLP3) se transmiten sobre dos tramas de señal de dos canales de RF en el modo de TFS. La PLP1 se transmite a un canal de RF RF1. La PLP2 y PLP3 se transmiten sobre dos canales de RF. Es decir, el número de las sub-PLP incluidas en cada PLP es mayor o menor que el número de RF, y el modo de FF y el modo de TFS pueden usarse conjuntamente. Es decir, la PLP puede transmitirse en al menos uno del modo de FF y el modo de TFS.

Como se describió en la realización anterior, si la información de capa 1 incluye el identificador de RF (RF_ID) o el índice de RF que está recibiéndose actualmente en la trama de señal de TFS, es posible obtener eficazmente la PLP usando la información de capa 1.

Como otra realización, incluso cuando el parámetro configurable aplicado a la supertrama incluye el identificador de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de una primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS, es posible obtener eficazmente la PLP usando la información de capa 1.

Como otra realización, incluso cuando el parámetro dinámico aplicado a cada trama de señal incluye el identificador (PLP_START_RF_ID) de la RF en la que está ubicada la primera sub-PLP en la trama de señal de TFS, es posible obtener eficazmente la PLP usando la información de capa 1.

La figura 71 es una vista que muestra otro ejemplo para obtener PLP según el procedimiento de planificación. En este ejemplo, una supertrama transmitida sobre tres canales de RF incluye ocho tramas de señal. Con el fin de representar las sub-PLP incluidas en la PLP, X de la PLP X(A, B) designa el identificador de la PLP, A designa el ID de la RF, en la que está ubicada la primera sub-PLP, de las sub-PLP incluidas en la PLP, y B designa el identificador (PLP_IDX) de la sub-PLP incluida en la PLP. Como se muestra en este dibujo, las PLP incluyen diferentes números de sub-PLP y están distribuidas arbitrariamente en una pluralidad de tramas.

Incluso en este caso, es posible obtener eficazmente PLP usando el identificador (PLP_START_RF_ID) de la RF, en la que está ubicada la primera sub-PLP en la trama de señal de TFS, en el parámetro dinámico de la información de capa 1.

Se describirá un ejemplo para obtener varias PLP de las PLP mostradas en el dibujo.

Por ejemplo, en la PLP1, PLP1(1,0), PLP1(1,1), PLP1(1,2) y PLP1(1,3) pueden identificarse usando el identificador (PLP_START_RF_ID) de la RF en la que está ubicada la primera sub-PLP en la trama de señal de TFS y el identificador (PLP_IDX) de la sub-PLP incluida en la PLP.

Si se busca la ubicación de una segunda sub-PLP a partir de una primera sub-PLP que pertenece a la PLP, es posible buscar la ubicación, a la que se asigna la PLP, a partir de la trama de señal usando el RF_SHIFT y la PLP_START.

Por consiguiente, tras obtener la PLP1 (1,0) usando el PLP_START_RF_ID y la PLP_START, puede obtenerse la PLP1 (1,1) usando el RF_SHIFT, la PLP_START y el PLP_IDX. De manera similar, pueden buscarse la PLP1(1,2) y la PLP (1,3) usando la información de capa 1. El valor del PLP_RF_INDICATOR de la PLP1 es {1 1 1 0 0 0}.

Pueden buscarse la PLP2(2,0) y la PLP2 (2,1) incluidas en la PLP2 a partir de la trama 1 de la RF2 y la trama 3 de la RF3 usando el identificador (PLP_START_RF_ID) de la RF en la que está ubicada la primera sub-PLP en la trama de señal de TFS y el identificador (PLP_IDX) de la sub-PLP incluida en la PLP. El valor del PLP_RF_INDICATOR de la PLP2 es {0 1 1 0 0 0}. De manera similar, puede buscarse la PLP2 (2,1) a partir de la PLP2(2,0) usando el RF_SHIFT y la PLP_START.

Pueden buscarse la PLP3(1,0) y la PLP3(1,1) incluidas en la PLP3 a partir de la trama 5 de la RF1 y la trama 6 de la RF2 usando el identificador (PLP_START_RF_ID) de la RF en la que está ubicada la primera sub-PLP y el identificador (PLP_IDX) de la sub-PLP incluida en la PLP. El valor del PLP_RF_INDICATOR de la PLP3 es {1 1 0 0 0 0}.

La realización para transmitir y recibir la información de capa 1 se describirá con referencia a los dibujos anteriores.

El formador 130 de tramas de la figura 4 inserta la primera señal piloto y la segunda señal piloto que incluye la información de capa 1, en la que se fija la información de planificación, en el preámbulo de la trama. Como alternativa, el formador 133 de tramas de la figura 7 recibe la segunda señal piloto que incluye la información de capa 1, en la que se fija la información de planificación, de la unidad 135 de información de señalización y dispone la segunda señal piloto recibida en el preámbulo de la trama de señal.

La información de capa 1 puede incluir el identificador de RF (RF_ID) o el índice de RF en el que se transmite la sub-PLP actual en la trama de TFS. Y, la información de capa 1 puede incluir el identificador (PLP_START_RF_ID) del canal de RF que incluye la primera sub-PLP de las PLP en el parámetro configurable aplicado a la supertrama de la estructura de TFS. Y, la información de capa 1 puede incluir el identificador (PLP_START_RF_ID) de la RF, en el que está ubicada la primera sub-PLP en la trama de señal de TFS, en el parámetro dinámico aplicado a cada trama de señal.

El parámetro configurable puede cambiarse en la unidad de supertramas y el parámetro dinámico puede cambiarse en la unidad de una trama de señal de la supertrama.

Si los formadores 130 y 133 de tramas no insertan la segunda señal piloto, los insertadores 450 y 455 de símbolos piloto de la figura 48 pueden insertar la primera señal piloto y la segunda señal piloto que incluye la información de capa 1 en el preámbulo de la trama de señal. Los insertadores 450 y 455 de símbolos piloto insertan la primera señal piloto y la segunda señal piloto en el dominio de tiempo. En ese momento, la primera señal piloto y la segunda señal piloto son iguales a las descritas anteriormente.

Si se recibe la trama de señal que incluye al menos un canal de RF (es decir, se recibe la trama de señal transmitida sobre al menos un canal de RF), el extractor 227 de información de señalización del demodulador de la figura 37 puede obtener la información de capa 1 a partir de la segunda señal piloto incluida en la trama de señal.

La información de capa 1 puede incluir el identificador de RF (RF_ID) o el índice de RF en el que se transmite la PLP actual. Y, la información de capa 1 puede incluir el identificador (PLP_START_RF_ID) del canal de RF que incluye la primera sub-PLP de la PLP en el parámetro configurable. Y, la información de capa 1 puede incluir el identificador (PLP_START_RF_ID) de la RF, en el que está ubicada la primera sub-PLP, en el parámetro dinámico.

Si el extractor 227 de información de señalización del aparato de recepción de señales obtiene la información de capa 1, el extractor 227 de información de señalización del aparato de recepción de señales (o el controlador (no mostrado) del aparato de recepción de señales) decodifica la información de capa 1 obtenida y obtiene la información de planificación de la PLP que va a emitirse.

El analizador 240 sintáctico de tramas puede analizar sintácticamente sólo una PLP deseada de la trama de señal usando la información de planificación decodificada y emitir la PLP analizada sintácticamente. A la PLP de salida

puede realizársele la decorrelación de símbolo y la decodificación de corrección de errores mediante el demodulador 250 de decodificación. El procesador 260 de salida puede emitir el flujo de transporte incluido en la PLP con decodificación de corrección de errores.

Por consiguiente, incluso cuando la trama de señal usa el modo de TFS, el modo de FF o tanto el modo de TFS como el modo de FF, es posible planificar fácilmente las PLP incluidas en la trama de señal. Aunque el número de PLP no es igual al número de canales de RF, es posible planificar y recibir fácilmente las PLP.

La figura 72 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir una señal.

Un flujo de servicio para suministrar un servicio se convierte en una PLP (S401). Por ejemplo, este proceso puede describirse como sigue.

El flujo de servicio se codifica mediante un esquema de codificación de corrección de errores. Un esquema de codificación de corrección de errores puede cambiarse según los flujos de servicio.

El flujo de servicio con codificación de corrección de errores se entrelaza y se correlaciona con símbolos de una PLP. Después, el flujo de servicio puede convertirse en la PLP que va a disponerse en al menos una trama de señal.

La PLP se dispone en al menos una trama de señal de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS), y la información de capa 1 se inserta en el preámbulo de la trama de señal de TFS. La información de capa 1 que incluye el ID del canal de RF actual (o el índice de RF) dentro de la trama de TFS en la que se transmite la PLP, puede insertarse en el preámbulo de la trama de señal (S405). Es decir, el ID de la RF usada para la sub-PLP actual (o el índice de RF) dentro de la trama de TFS se dispone en la información de capa 1. El preámbulo puede incluir la primera señal piloto y la segunda señal piloto. La primera señal piloto incluye el prefijo cíclico y el sufijo cíclico, con respecto al que se desplaza en frecuencia la parte útil, y el ID de la trama de señal. La segunda señal piloto puede incluir la información de capa 1, y la información de capa 1 puede incluir el ID de RF actual (RF_ID) dentro de la trama de TFS para la PLP.

La trama de señal de TFS se modula mediante el esquema de OFDM (S407).

La señal modulada se transmite a través de al menos una señal de banda de RF (S409).

La figura 73 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para recibir una señal.

La señal se recibe desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite la trama de señal de TFS (S411). La trama de señal puede transmitirse sobre al menos una banda de frecuencia y la señal puede recibirse desde una frecuencia específica.

La información de capa 1 incluye el ID (o el índice de RF) del canal de RF actual sobre el que se transmite una PLP dentro de la trama de TFS, desde el preámbulo de la trama de señal de TFS (S413). Es decir, se obtiene la información de capa 1 que incluye el ID de la RF usada para la sub-PLP actual. El preámbulo puede incluir la primera señal piloto y la segunda señal piloto. La primera señal piloto incluye el prefijo cíclico y sufijo cíclico desplazados en frecuencia, a los que se desplaza en frecuencia la parte válida, y la información de identificación de la trama de señal. La segunda señal piloto puede incluir la información de capa 1, y la información de capa 1 puede incluir el ID de RF actual (RF_ID).

La trama de señal de TFS se analiza sintácticamente usando la información de capa 1 y se obtiene la PLP (S415).

Si se usa el identificador de RF actual (RF_ID) para la PLP y se usa la información de capa 1 tal como el PLP_ID (identificador de PLP), la PLP_CR (tasa de codificación de PLP), la PLP_MOD (modulación de PLP), el PLP_NUM_BLOCKS (el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP) y la PLP_START (la dirección de símbolo inicial de la PLP) para cada PLP, es posible obtener fácilmente las PLP.

La PLP puede convertirse en un flujo de servicio (S417). Después puede proporcionarse un servicio decodificando el flujo de servicio.

La figura 74 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir una señal.

Un flujo de servicio para suministrar un servicio se convierte en una PLP (S421). Por ejemplo, el flujo de servicio se codifica mediante un esquema de codificación de corrección de errores. Un esquema de codificación de corrección de errores puede cambiarse según flujos de servicio.

El flujo de servicio con codificación de corrección de errores se entrelaza y se correlaciona con símbolos de una PLP.

La PLP se dispone en al menos una trama de señal (TFS) y la información de capa 1 que incluye el identificador de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal de TFS que incluye la PLP en la supertrama de estructura de TFS (sobre cuyo canal de RF aparece la PLP en la primera trama de señal de TFS en la supertrama) puede

insertarse en la primera parte de parámetro, que se aplica a la supertrama, de la información de capa 1 del preámbulo de la trama de señal (S425). Es decir, como el parámetro configurable de la información de capa 1, se inserta el ID de canal de RF que incluye la primera sub-PLP para la PLP en la supertrama de la estructura de TFS. El preámbulo puede incluir la primera señal piloto y la segunda señal piloto. La primera señal piloto incluye el prefijo cíclico y sufijo cíclico, a los que puede desplazarse en frecuencia la parte útil, y el ID de la trama de señal. La segunda señal piloto puede incluir la información de capa 1, y la información de capa 1 puede incluir el ID del canal de RF inicial de los ID de los canales de RF en la supertrama de la estructura de TFS.

La trama de señal de TFS se modula mediante el esquema de OFDM (S427).

La señal modulada se transmite a través de al menos una señal de banda de RF (S429).

La figura 75 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para recibir una señal.

La señal se recibe desde un canal de frecuencia específica sobre el que se transmite la trama de señal de TFS (S431). La señal puede transmitirse sobre al menos una banda de frecuencia. La trama de señal puede recibirse desde una frecuencia específica.

El ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal de TFS que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS (sobre cuyo canal de RF aparece la PLP en la primera trama en la supertrama de la estructura de TFS) se obtiene a partir de la primera parte de parámetro, que se aplica a la supertrama de la información de capa 1, fijada en el preámbulo de la trama de señal de TFS (S433). Es decir, el ID de canal de RF que incluye la primera sub-PLP para la PLP se obtiene a partir de la información de capa 1. El preámbulo puede incluir la primera señal piloto y la segunda señal piloto. La primera señal piloto incluye el prefijo cíclico y sufijo cíclico de la parte útil, a los que se desplaza en frecuencia la parte útil, y el ID de la trama de señal de TFS. La segunda señal piloto puede incluir la información de capa 1, y la información de capa 1 puede incluir el ID del canal de RF inicial de los ID de los canales de RF.

La trama de señal de TFS se analiza sintácticamente usando la información de capa 1 y se obtiene la PLP (S435).

Si se usa el identificador de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS y se usa la información de capa 1 tal como el PLP_ID (identificador de PLP), la PLP_CR (tasa de codificación de PLP), la PLP_MOD (modulación de PLP), el PLP_NUM_BLOCKS (el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP) y la PLP_START (la dirección de símbolo inicial de la PLP) para cada PLP, es posible obtener fácilmente las PLP.

La PLP puede convertirse en un flujo de servicio (S437).

La figura 76 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir una señal.

Un flujo de servicio para suministrar un servicio se convierte en una PLP (S441). Por ejemplo, el flujo de servicio se codifica mediante un esquema de codificación de corrección de errores. Un esquema de codificación de corrección de errores puede cambiarse según flujos de servicio.

El flujo de servicio con codificación de corrección de errores se entrelaza y se correlaciona con símbolos de una PLP.

La PLP se dispone en al menos una trama de señal de TFS, y la información de capa 1 que incluye el ID del canal de RF inicial en la trama de señal de TFS, que puede recibir la PLP (el ID de la frecuencia inicial de la trama de señal de TFS) puede insertarse en la parte de parámetro, que se aplica a la trama de señal de la información de capa 1, en el preámbulo de la trama de señal de TFS (S445). Es decir, como el parámetro dinámico de la información de capa 1, se inserta el ID de canal de RF que incluye la primera sub-PLP para la PLP en la trama de señal de TFS.

El preámbulo puede incluir la primera señal piloto y la segunda señal piloto. La primera señal piloto incluye el prefijo cíclico y el sufijo cíclico desplazados en frecuencia de la parte válida y el ID de la trama de señal. La segunda señal piloto puede incluir la información de capa 1, y el parámetro dinámico, que puede cambiarse según las tramas de señal, de la información de capa 1 puede incluir el ID del canal de RF inicial de los ID de los canales de RF y el ID de la PLP.

La trama de señal de TFS se modula mediante el esquema de OFDM (S447).

La señal modulada se transmite a través de al menos una señal de banda de RF (S449).

La figura 77 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para recibir una señal.

La señal se recibe desde un canal de frecuencia específica sobre el que se transmite la trama de señal de TFS (S451). La trama de señal puede transmitirse sobre al menos una banda de frecuencia. La señal puede recibirse desde una frecuencia específica.

El ID del canal de RF inicial que puede recibir la PLP (el ID de la frecuencia inicial) en la trama de señal de TFS y el ID de la PLP se obtienen a partir del parámetro para la trama de señal de TFS de la información de capa 1 que se fija en el preámbulo de la trama de señal de TFS (S453). Es decir, el ID del canal de RF que incluye la primera sub-PLP para la PLP en la trama de señal de TFS se obtiene a partir del parámetro dinámico de la información de capa 1.

El preámbulo puede incluir la primera señal piloto y la segunda señal piloto. La primera señal piloto incluye el prefijo cíclico y el sufijo cíclico de la parte válida, a la que se desplaza en frecuencia la parte útil, y el ID de la trama de señal. La segunda señal piloto puede incluir la información de capa 1, y el parámetro que puede cambiarse según la trama de señal en la información de capa 1 puede incluir el ID del canal de RF inicial de los ID de los canales de RF en la trama de señal de TFS.

La trama de señal de TFS se analiza sintácticamente usando la información de capa 1 y se obtiene la PLP (S455).

Si se usa el ID de canal de RF inicial (PLP_START_RF_ID) que incluye la PLP en la trama de señal de TFS y se usa la información de capa 1 tal como el PLP_ID (identificador de PLP), la PLP_CR (tasa de codificación de PLP), la PLP_MOD (modulación de PLP), el PLP_NUM_BLOCKS (el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP) y la PLP_START (la dirección de símbolo inicial de la PLP) para cada PLP, es posible obtener fácilmente las PLP.

La PLP puede convertirse en un flujo de servicio (S457).

Mientras tanto, si se usan al menos dos del ID de RF actual (RF_ID) para la PLP en la trama de TFS de la información de capa 1, el ID del canal de RF de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS del parámetro configurable y el ID del canal de RF inicial del parámetro dinámico en la trama de señal de TFS, es posible obtener más fácilmente las PLP. Por consiguiente, si se usan al menos dos fragmentos de información de capa 1 cuando se transmite la señal, es posible planificar eficazmente las PLP de la trama de señal y obtener eficazmente las PLP.

La figura 78 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir y recibir una señal.

Un flujo de servicio para suministrar un servicio se convierte en una PLP (S501). El flujo de servicio se codifica mediante un esquema de codificación de corrección de errores.

El flujo de servicio con codificación de corrección de errores se entrelaza y se correlaciona con símbolos, y se emiten los símbolos de una PLP.

La PLP se dispone en al menos una trama de señal de segmentación de tiempo-frecuencia (TFS), y la información de capa 1 que incluye el ID (o el índice de RF) del canal de RF actual dentro de la trama de TFS y el ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS pueden insertarse en el preámbulo de la trama de señal de TFS (S505).

La trama de señal de TFS se modula mediante el esquema de OFDM (S507).

La señal modulada se transmite a través de al menos una señal de banda de RF (S509).

Cuando se recibe la señal, la señal se recibe desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite la trama de señal de TFS (S511).

La información de capa 1 que incluye el ID (o el índice de RF) del canal de RF actual con la trama de TFS y el ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal de TFS que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS se obtiene a partir del preámbulo de la trama de señal de TFS (S513).

La trama de señal de TFS se analiza sintácticamente usando la información de capa 1 y se obtiene la PLP (S515).

Si se usa la información de capa 1 tal como el PLP_ID (identificador de PLP), la PLP_CR (tasa de codificación de PLP), la PLP_MOD (modulación de PLP), el PLP_NUM_BLOCKS (el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP) y la PLP_START (la dirección de símbolo inicial de la PLP) para cada PLP, es posible identificar la información que corresponde a cada PLP. Si se usa el ID de RF actual (RF_ID) con la trama de TFS, puede obtenerse el ID del canal de RF que está recibiéndose actualmente. Si se usa el ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama, es posible obtener el ID de RF de la primera trama de señal en la que está ubicada la PLP que ha de buscarse en la supertrama de la estructura de TFS. Por consiguiente, si se usa la información de capa 1, es posible buscar más fácilmente la PLP.

La PLP puede convertirse en un flujo de servicio (S517). Por ejemplo, se realiza la decorrelación entre los símbolos de la PLP y los bits, y los bits se decodifican para dar un flujo de servicio mediante un esquema de decodificación de corrección de errores.

Según esta realización, el receptor puede comprobar el canal de RF actual e identificar y buscar una PLP deseada en la supertrama usando el canal de RF.

La figura 79 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir y recibir una señal.

Un flujo de servicio para suministrar un servicio se convierte en una PLP (S531). Por ejemplo, el flujo de servicio se codifica mediante un esquema de codificación de corrección de errores. Un esquema de codificación de corrección de errores puede cambiarse según flujos de servicio.

El flujo de servicio con codificación de corrección de errores se entrelaza y se correlaciona con símbolos de una PLP.

El flujo de servicio con codificación de corrección de errores se entrelaza y se correlaciona con símbolo, y se emite un flujo de símbolos de PLP.

La PLP se dispone en al menos una trama de señal de TFS, y la información de capa 1 que incluye el ID (o el índice de RF) del canal de RF actual dentro de la trama de señal de TFS y el ID (PLP_START_RF_ID) del canal de RF inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS se inserta en el preámbulo de la trama de señal de TFS (S535).

La trama de señal de TFS se modula mediante el esquema de OFDM (S537).

La señal modulada se transmite mediante al menos una señal de banda de RF (S539).

Cuando se recibe la señal, la señal se recibe desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite la trama de señal de TFS (S541).

La información de capa 1 que incluye el ID (o el índice de RF) del canal de RF actual dentro de la trama de señal de TFS y el ID de canal de RF inicial (PLP_START_RF_ID) que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS se obtiene a partir del preámbulo de la trama de señal (S543).

La trama de señal de TFS se analiza sintácticamente usando la información de capa 1 y se obtiene la PLP (S545).

Si se usa la información de capa 1 tal como el PLP_ID (identificador de PLP), la PLP_CR (tasa de codificación de PLP), la PLP_MOD (modulación de PLP), el PLP_NUM_BLOCKS (el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP) y la PLP_START (la dirección de símbolo inicial de la PLP) para cada PLP, es posible identificar la información que corresponde a cada PLP. Si el canal de RF que está recibiéndose actualmente se identifica a partir del ID de RF actual (RF_ID) dentro de la trama de señal de TFS y se usa el ID del canal de RF inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS, es posible obtener el ID de la RF inicial en la que está ubicada una PLP que ha de buscarse en la trama de señal. Si se usa la información de capa 1, es posible buscar más fácilmente la PLP. Es posible buscar de manera continua la PLP en la supertrama o la trama de señal usando la información de RF_SHIFT y PLP_START de la información de capa 1.

La PLP puede convertirse en un flujo de servicio (S547).

Según esta realización, el receptor puede comprobar mediante búsqueda el canal de RF actual e identificar y buscar el canal para transmitir una PLP que ha de buscarse en la trama de señal.

La figura 80 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir y recibir una señal.

Un flujo de servicio para suministrar un servicio se convierte en una PLP (S561). El flujo de servicio se codifica mediante un esquema de codificación de corrección de errores.

El flujo de servicio con codificación de corrección de errores se entrelaza y se correlaciona con símbolos, y se emite un flujo de símbolos de PLP.

La PLP se dispone en al menos una trama de señal de TFS, y la información de capa 1 que incluye el ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal de TFS que incluye la PLP en la supertrama de estructura de TFS y el ID de canal de RF inicial (PLP_START_RF_ID) que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS se inserta en el preámbulo de la trama de señal de TFS (S565).

La trama de señal de TFS se modula mediante el esquema de OFDM (S567).

La señal modulada se transmite a través de al menos una señal de banda de RF (S569).

Cuando se recibe la señal, la señal se recibe desde una banda de frecuencia específica incluida en la trama de señal (S571).

La información de capa 1 que incluye el ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama de estructura de TFS y el ID de canal de RF inicial (PLP_START_RF_ID) que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS se obtiene a partir del preámbulo de la trama de señal (S573).

La trama de señal de TFS se analiza sintácticamente usando la información de capa 1 y se emiten símbolos de PLP (S575).

Si se usa la información de capa 1 tal como el PLP_ID (identificador de PLP), la PLP_CR (tasa de codificación de PLP), la PLP_MOD (modulación de PLP), el PLP_NUM_BLOCKS (el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP) y la PLP_START (la dirección de símbolo inicial de la PLP) para cada PLP, es posible identificar la información que corresponde a cada PLP. El ID de RF de la primera trama de señal de la PLP que ha de buscarse en la supertrama se obtiene a partir del ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama de estructura de TFS. El ID de la RF inicial en la que está ubicada la PLP que ha de buscarse puede obtenerse usando el ID del canal de RF inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS. Después, es posible identificar con precisión el canal de RF en el que se inicia la PLP y buscar más fácilmente la PLP. Además, es posible buscar de manera continua la PLP en la supertrama o la trama de señal usando la información de RF_SHIFT y PLP_START de la información de capa 1.

La trama de señal de TFS se analiza sintácticamente usando la información de capa 1 y se obtiene la PLP (S577).

La PLP puede convertirse en un flujo de servicio (S579).

Según esta realización, el receptor puede comprobar el canal para transmitir la PLP que ha de buscarse e identificar y buscar el canal de RF en la trama de señal en la que está ubicada la PLP.

La figura 81 es una vista que muestra otra realización de un procedimiento para transmitir y recibir una señal.

Un flujo de servicio para suministrar un servicio se convierte en una PLP (S601). El flujo de servicio se codifica mediante un esquema de codificación de corrección de errores.

El flujo de transporte con codificación de corrección de errores se entrelaza y se correlaciona con símbolos, y se emite un flujo de símbolos de PLP (S603).

La PLP se dispone en al menos una trama de señal de segmentación de tiempo- frecuencia (TFS), y la información de capa 1 que incluye el ID (RF_ID) (o el índice de RF) del canal de RF actual dentro de la trama de señal de TFS, el ID de canal de RF de la primera trama de señal de TFS que incluye la PLP en la supertrama, y el ID (PLP_START_RF_ID) del canal de RF inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS, se inserta en el preámbulo de la trama de señal (S605).

La trama de señal se modula mediante el esquema de OFDM (S607).

La señal modulada se transmite mediante al menos una señal de banda de RF (S609).

Cuando se recibe la señal, la señal se recibe desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite la trama de señal de TFS (S611).

La información de capa 1 que incluye el ID del canal de RF actual (o el índice de RF), el ID de canal de RF de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama, y el ID (PLP_START_RF_ID) del canal de RF inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS se obtiene a partir del preámbulo de la trama de señal de TFS (S613).

La trama de señal de TFS se analiza sintácticamente usando la información de capa 1 y se obtiene la PLP (S615).

Si se usa la información de capa 1 tal como el PLP_ID (identificador de PLP), la PLP_CR (tasa de codificación de PLP), la PLP_MOD (modulación de PLP), el PLP_NUM_BLOCKS (el número de bloques con codificación de corrección de errores incluidos en la PLP) y la PLP_START (la dirección de símbolo inicial de la PLP) para cada PLP, es posible identificar la información que corresponde a cada PLP. El canal de RF actual se identifica a partir del ID de RF actual. Además, el ID de RF de la primera trama de señal de la PLP que ha de buscarse en la supertrama se obtiene a partir del ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama. El ID de la RF inicial en la que está ubicada la PLP que ha de buscarse puede obtenerse usando el ID del canal de RF inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal. Después, es posible identificar con precisión el canal de RF en el que se inicia la PLP y buscar más fácilmente la PLP. Además, es posible buscar de manera continua la PLP en la supertrama o la trama de señal usando la información de RF_SHIFT y PLP_START de la información de capa 1.

La PLP puede convertirse en un flujo de servicio (S617).

Según esta realización, el receptor puede comprobar el canal de RF actual, comprobar el canal de RF, al que se transmite la PLP que ha de buscarse, en la supertrama, e identificar y buscar el canal de RF en la trama de señal en la que está ubicada la PLP.

Se da a conocer el ejemplo para transmitir y recibir la información de planificación de la PLP con el fin de obtener fácilmente la PLP incluida en la trama de señal. Por consiguiente, incluso cuando la trama de señal está en el modo de TFS, el modo de FF o una combinación de ambos modos, es posible buscar fácilmente la PLP. Si la PLP es una PLP para proporcionar un servicio o una PLP-GP, es posible buscar eficazmente la PLP usando la información de capa 1.

Resultará evidente para los expertos en la técnica que pueden realizarse diversas modificaciones y variaciones en la presente invención sin apartarse del espíritu o el alcance de la invención. Por tanto, se pretende que la presente invención cubra las modificaciones y variaciones de esta invención siempre que se encuentren dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas y sus equivalentes.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para transmitir una señal, comprendiendo el procedimiento:

convertir (S441) un flujo de servicio para suministrar un servicio a una tubería de capa física (PLP);

formar (S445) al menos una trama de señal multiplexada en tiempo y frecuencia, comprendiendo la trama de señal la PLP y un preámbulo que comprende información de capa 1;

modular (S447) la trama de señal multiplexada mediante un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) para emitir una señal modulada; y

transmitir (S449) la señal modulada a través de al menos una señal de banda de radiofrecuencia (RF),

en el que dicha información de capa 1 en el preámbulo de la trama de señal multiplexada incluye información que corresponde a un canal de radiofrecuencia (RF) inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal multiplexada.

2. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la información que corresponde al canal de radiofrecuencia (RF) inicial comprende un identificador del inicio del canal de radiofrecuencia.

3. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la trama de señal se multiplexa en un número natural de frecuencias.

4. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la información de capa 1 incluye al menos uno de un identificador de la PLP, una tasa de código de codificación de corrección de errores de la PLP, un procedimiento de correlación de símbolos de la PLP, el número de bloques codificados de corrección de errores de la PLP y una ubicación de símbolo inicial en la trama de señal multiplexada de la PLP.

5. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que el identificador del canal de RF inicial se fija en un parámetro dinámico de la información de capa 1.

6. Un procedimiento para recibir una señal, comprendiendo el procedimiento:

recibir (S451) la señal de una banda de frecuencia;

obtener (S453) información de capa 1 a partir de un preámbulo de una trama de señal de la señal recibida, comprendiendo dicha trama de señal una tubería de capa física (PLP) y multiplexándose en tiempo y frecuencia e incluyendo dicha información de capa 1 información que corresponde a un canal de radiofrecuencia (RF) inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal multiplexada;

decodificar (S455) la trama de señal multiplexada usando la información de capa 1 y obteniendo la PLP de la trama de señal multiplexada; y

convertir (S457) la PLP en un flujo de servicio.

7. El procedimiento según la reivindicación 6, en el que la información que corresponde al canal de radiofrecuencia (RF) inicial comprende un identificador del inicio del canal de radiofrecuencia.

8. El procedimiento según la reivindicación 6, en el que la trama de señal se multiplexa en un número natural de frecuencias.

9. El procedimiento según la reivindicación 6, en el que la información de capa 1 incluye además al menos uno de un identificador de la PLP, una tasa de código de codificación de corrección de errores de la PLP, un procedimiento de correlación de símbolos de la PLP, el número de bloques codificados de corrección de errores de la PLP y una ubicación de símbolo inicial en la trama de señal multiplexada de la PLP.

10. El procedimiento según la reivindicación 6, en el que el identificador del canal de RF inicial se fija en un parámetro dinámico de la información de capa 1.

11. Un aparato para transmitir una señal, comprendiendo el aparato:

una unidad (120) de codificación y modulación configurada para codificar un flujo de servicio para suministrar un servicio mediante un esquema de codificación de corrección de errores y entrelazar el flujo de servicio codificado;

un formador (130) de tramas configurado para

correlacionar bits del flujo de servicio entrelazado con símbolos de una tubería de capa física (PLP);

dividir los símbolos de la PLP en una pluralidad de sub-PLP;

disponer las sub-PLP en una trama de señal multiplexada en tiempo y frecuencia; e insertar información de capa 1 en un preámbulo de la trama de señal multiplexada, incluyendo dicha información de capa 1 información que corresponde a un canal de radiofrecuencia (RF) inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal multiplexada;

un modulador (150a) configurado para modular la trama de señal multiplexada mediante un esquema de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) para emitir una señal modulada; y

un transmisor (160a) configurado para transmitir la señal modulada a través de al menos una señal de radiofrecuencia (RF).

12. El aparato según la reivindicación 11, configurado además para llevar a cabo un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5.

13. Un aparato para recibir una señal, comprendiendo el aparato:

un receptor (210a) configurado para recibir la señal de una banda de frecuencia;

un demodulador (220a) configurado para obtener información de capa 1 a partir de un preámbulo de una trama de señal de la señal recibida, comprendiendo dicha trama de señal una tubería de capa física (PLP) y multiplexándose en tiempo y frecuencia e incluyendo dicha información de capa 1 información que corresponde a un canal de radiofrecuencia (RF) inicial que puede recibir una tubería de capa física (PLP) en la trama de señal multiplexada;

un analizador (240) sintáctico de tramas configurado para

obtener la PLP de la trama de señal multiplexada; y

realizar la decorrelación de símbolo entre los símbolos de la PLP y los bits de un flujo de servicio; y

un demodulador (250) de decodificación configurado para

desentrelazar los bits del flujo de servicio; y

decodificar los bits desentrelazados del flujo de servicio mediante un esquema de decodificación de corrección de errores.

14. El aparato según la reivindicación 13, configurado además para llevar a cabo un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 6 a 10.

FIG. 1

Tiempo (no a escala) ↑

RF 1	RF 2	RF 3	RF 4
17	12	7	Servicio 2
16	11	6	Servicio 2
15	10	5	Servicio 1
14	9	4	Servicio 1
13	8	Servicio 3	Servicio 1
12	7	Servicio 2	17
11	6	Servicio 2	16
10	5	Servicio 1	15
9	4	Servicio 1	14
8	Servicio 3	Servicio 1	13
7	Servicio 2	17	12
6	Servicio 2	16	11
5	Servicio 1	15	10
4	Servicio 1	14	9
Servicio 3	Servicio 1	13	8
Servicio 2	17	12	7
Servicio 2	16	11	6
Servicio 1	15	10	5
Servicio 1	14	9	4
Servicio 1	13	8	Servicio 3
P2	P2	P2	P2
P1	P1	P1	P1

FIG. 2

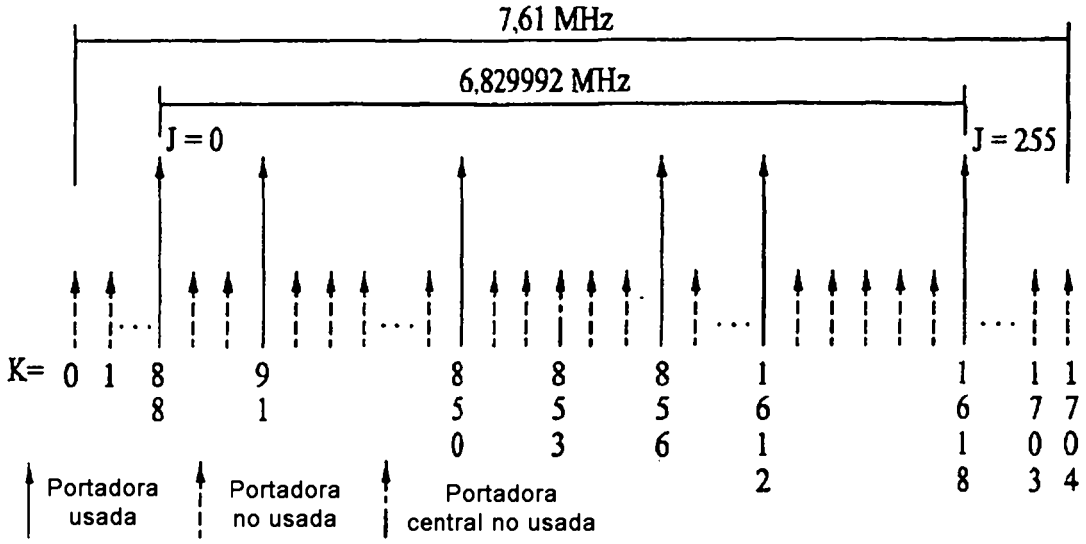

7,61 MHz
6,829992 MHz
J = 0
J = 255
K= 0 1 88 91 850 853 856 1612 1618 1703 1704
Portadora usada
Portadora no usada
Portadora central no usada

FIG. 3

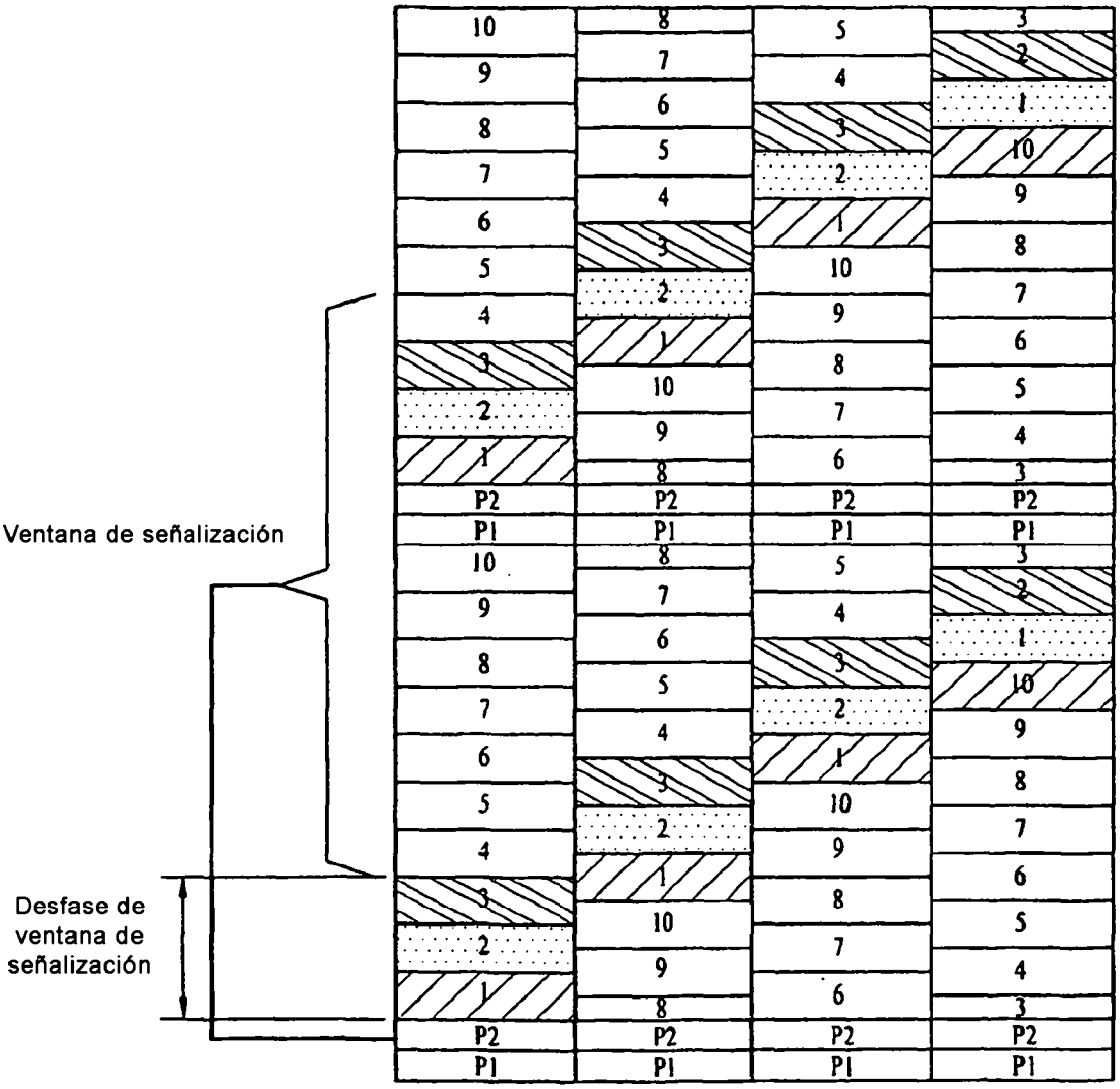

Ventana de señalización
Desfase de ventana de señalización
10 9 8 7 6 5 4 3 2 1 P2 P1
8 7 6 5 4 3 2 1 10 9 8 P2 P1
5 4 3 2 1 10 9 8 7 6 P2 P1
3 2 1 10 9 8 7 6 5 4 3 P2 P1
10 9 8 7 6 5 4 3 2 1 P2 P1
8 7 6 5 4 3 2 1 10 9 8 P2 P1
5 4 3 2 1 10 9 8 7 6 P2 P1
3 2 1 10 9 8 7 6 5 4 3 P2 P1

FIG. 4

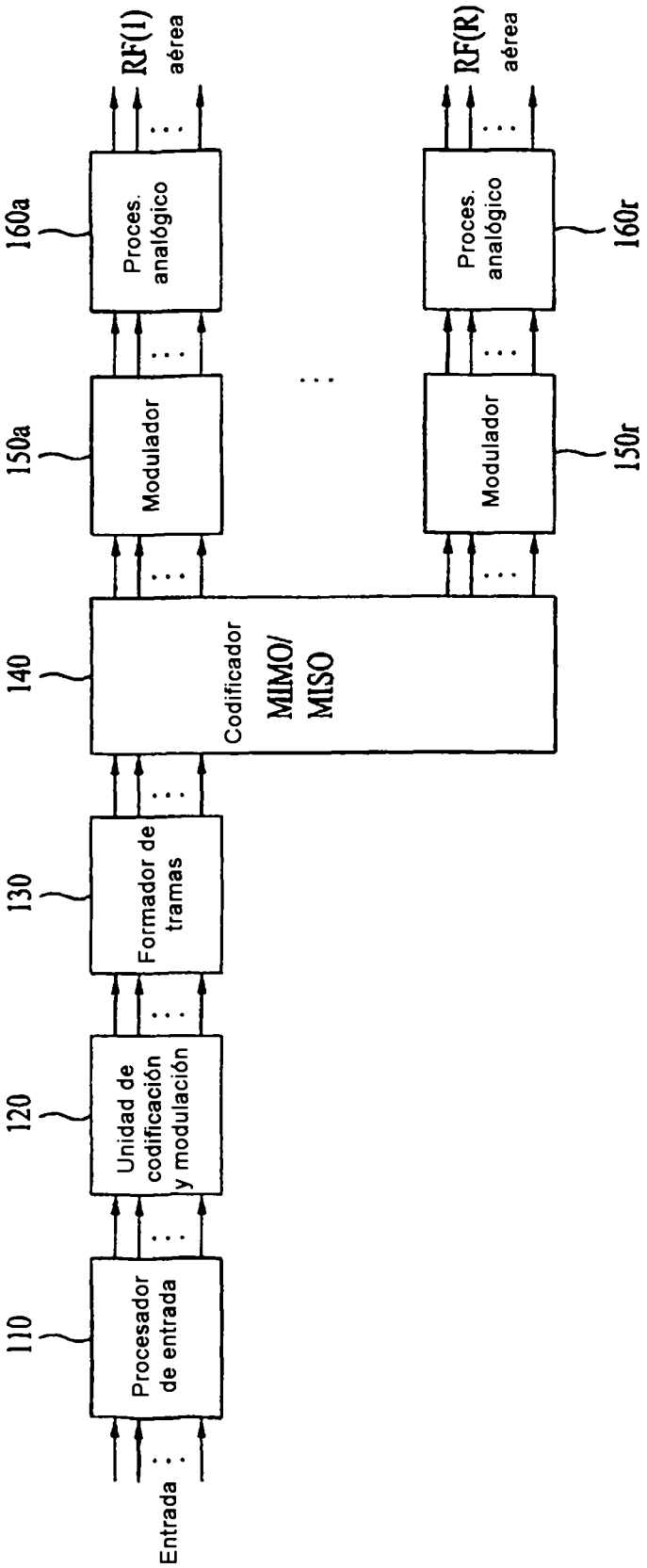

Entrada
110
Procesador de entrada
120
Unidad de codificación y modulación
130
Formador de tramas
140
Codificador MIMO/ MISO
150a
Modulador
160a
Proces. analógico
RF(1) aérea
150r
Modulador
160r
Proces. analógico
RF(R) aérea

FIG. 5

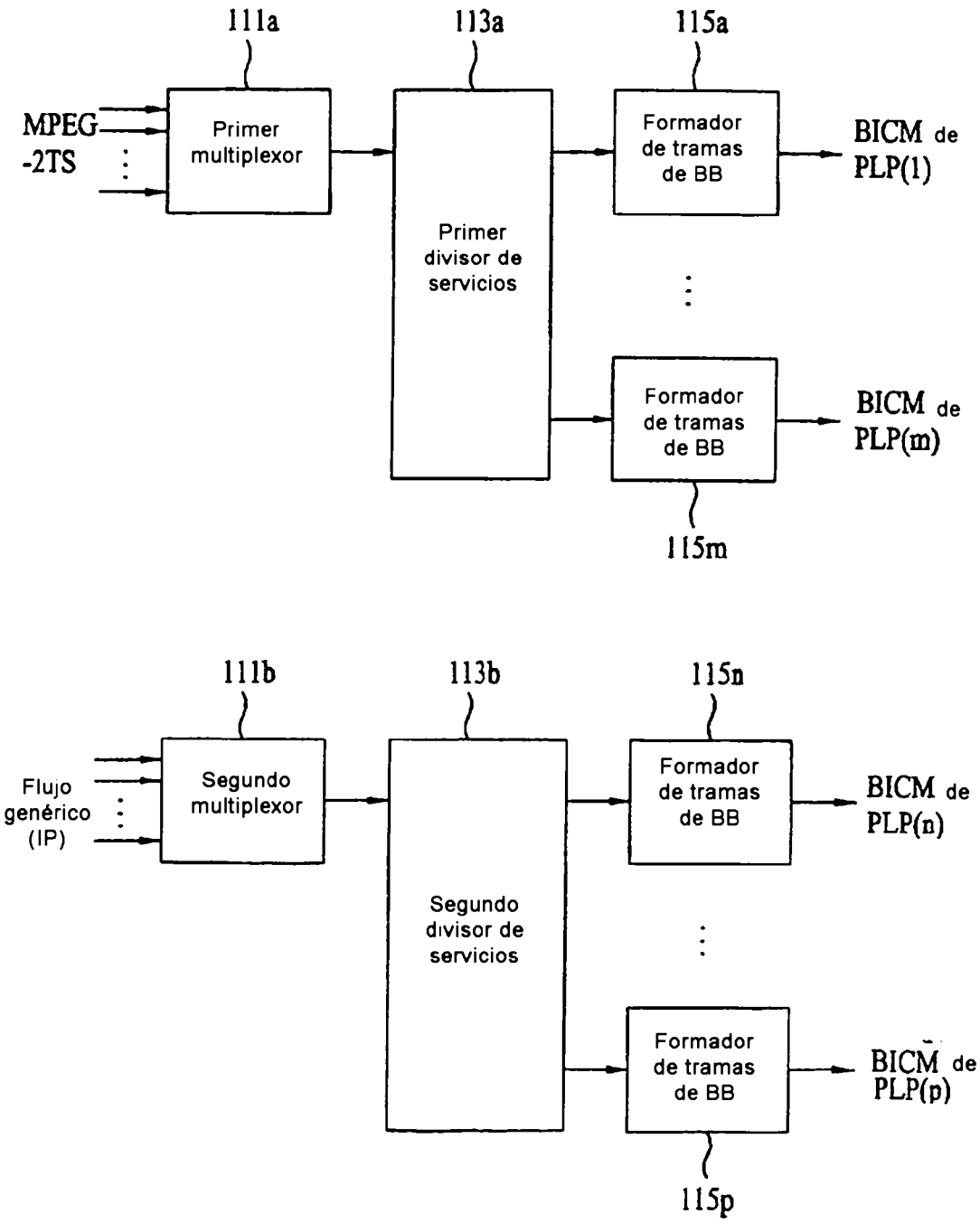

111a
113a
115a
MPEG
-2TS
Primer
multiplexor
Primer
divisor de
servicios
Formador
de tramas
de BB
BICM de
PLP(1)
Formador
de tramas
de BB
BICM de
PLP(m)
115m
111b
113b
115n
Flujo
genérico
(IP)
Segundo
multiplexor
Segundo
divisor de
servicios
Formador
de tramas
de BB
BICM de
PLP(n)
Formador
de tramas
de BB
BICM de
PLP(p)
115p

FIG. 6

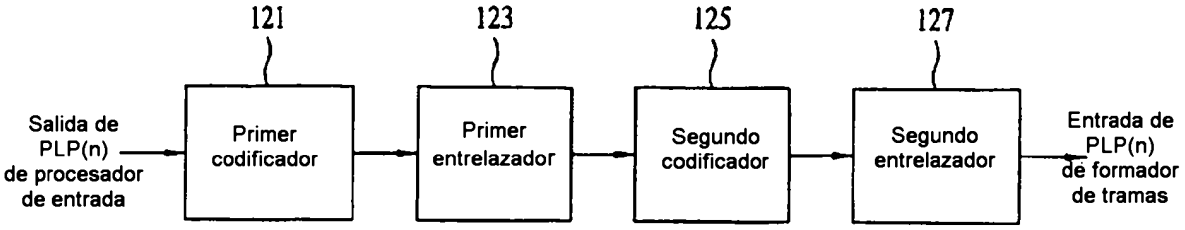

121
123
125
127
Salida de PLP(n) de procesador de entrada
Primer codificador
Primer entrelazador
Segundo codificador
Segundo entrelazador
Entrada de PLP(n) de formador de tramas

FIG. 7

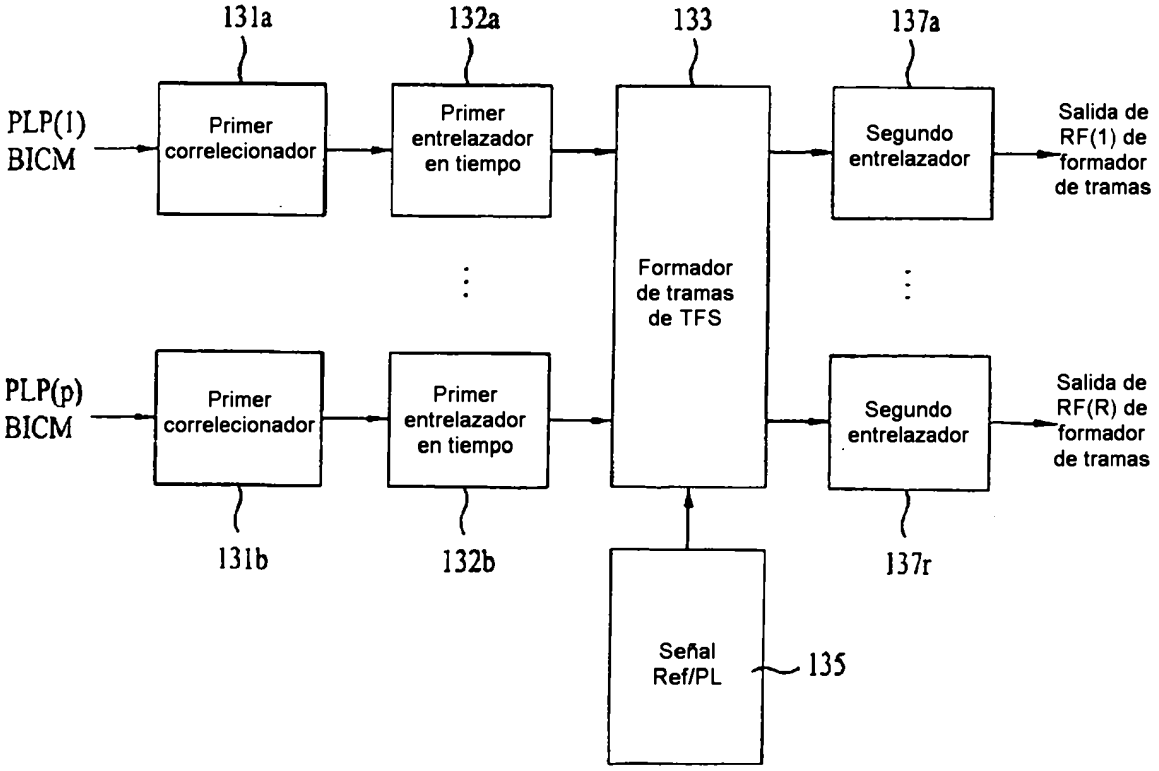

131a
132a
133
137a
PLP(1) BICM
Primer correlecionador
Primer entrelazador en tiempo
Formador de tramas de TFS
Segundo entrelazador
Salida de RF(1) de formador de tramas
PLP(p) BICM
Primer correlecionador
Primer entrelazador en tiempo
Segundo entrelazador
Salida de RF(R) de formador de tramas
131b
132b
137r
Señal Ref/PL
135

FIG. 8

bit/célula (exp.)	proporción de HOQ	bits de HOQ	bits de LOQ	símbolos de HOQ	símbolos de LOQ	Símbolos totales	bit/célula
256-QAM	1	64800	0	8100	0	8100	8
Hyb 128-QAM	3/5	38880	25920	4860	4320	9180	7,0588
64-QAM	1	64800	0	10800	0	10800	6
Hyb 32-QAM	3/5	38880	25920	6480	6480	12960	5
16-QAM	1	64800	0	16200	0	16200	4
Hyb 8-QAM	2/3	43200	21600	10800	10800	21600	3
QPSK	1	64800	0	32400	0	32400	2

FIG. 9

bit/célula (exp.)	proporción de HOQ	bits de HOQ	bits de LOQ	símbolos de HOQ	símbolos de LOQ	Símbolos totales	bit/célula
256-QAM	1	16200	0	2025	0	2025	8
Hyb 128-QAM	3/5	9720	6480	1215	1080	2295	7,0588
64-QAM	1	16200	0	2700	0	2700	6
Hyb 32-QAM	3/5	9720	6480	1620	1620	3240	5
16-QAM	1	16200	0	4050	0	4050	4
Hyb 8-QAM	2/3	10800	5400	2700	2700	5400	3
QPSK	1	16200	0	8100	0	8100	2

FIG. 10

bit/célula (exp.)	proporción de HOQ	bits de HOQ	bits de LOQ	símbolos de HOQ	símbolos de LOQ	Símbolos totales	bit/célula
256-QAM	8/9	57600	7200	7200	1200	8400	7,714285714
Hyb 128-QAM	4/9	28800	36000	3600	6000	9600	6,75
64-QAM	1	64800	0	10800	0	10800	6
Hyb 32-QAM	5/9	36000	28800	6000	7200	13200	4,909090909
16-QAM	1/9	7200	57600	1200	14400	15600	4,153846154
Hyb 8-QAM	2/3	43200	21600	10800	10800	21600	3
QPSK	1	64800	0	32400	0	32400	2
					GCD	1200	

FIG. 11

bit/célula (exp.)	proporción de HOQ	bits de HOQ	bits de LOQ	símbolos de HOQ	símbolos de LOQ	Símbolos totales	bit/célula
256-QAM	4/5	51840	12960	6480	2160	8640	7,5
Hyb 128-QAM	8/15	34560	30240	4320	5040	9360	6,923076923
64-QAM	1	64800	0	10800	0	10800	6
Hyb 32-QAM	3/5	38880	25920	6480	6480	12960	5
16-QAM	1/15	4320	60480	720	15120	15840	4,090909091
Hyb 8-QAM	2/3	43200	21600	10800	10800	21600	3
QPSK	1	64800	0	32400	0	32400	2
					GCD	720	

FIG. 12

bit/célula (exp.)	proporción de HOQ	bits de HOQ	bits de LOQ	símbolos de HOQ	símbolos de LOQ	Símbolos totales	bit/célula
256-QAM	44/45	63360	1440	7920	240	8160	7,941176471
Hyb 128-QAM	28/45	40320	24480	5040	4080	9120	7,105263158
64-QAM	1	64800	0	10800	0	10800	6
Hyb 32-QAM	3/5	38880	25920	6480	6480	12960	5
16-QAM	1/15	4320	60480	720	15120	15840	4,090909091
Hyb 8-QAM	2/3	43200	21600	10800	10800	21600	3
QPSK	1	64800	0	32400	0	32400	2
					GCD	240	

FIG. 13

bit/célula (exp.)	proporción de HOQ	bits de HOQ	bits de LOQ	símbolos de HOQ	símbolos de LOQ	Símbolos totales	bít/célula
256-QAM	8/9	14400	1800	1800	300	2100	7,714285714
Hyb 128-QAM	4/9	7200	9000	900	1500	2400	6,75
64-QAM	1	16200	0	2700	0	2700	6
Hyb 32-QAM	5/9	9000	7200	1500	1800	3300	4,909090909
16-QAM	1/9	1800	14400	300	3600	3900	4,153846154
Hyb 8-QAM	2/3	10800	5400	2700	2700	5400	3
QPSK	1	16200	0	8100	0	8100	2
					GCD	300	

FIG. 14

bit/célula (exp.)	proporción de HOQ	bits de HOQ	bits de LOQ	símbolos de HOQ	símbolos de LOQ	Símbolos totales	bit/célula
256-QAM	4/5	12960	3240	1620	540	2160	7,5
Hyb 128-QAM	8/15	8640	7560	1080	1260	2340	6,923076923
64-QAM	1	16200	0	2700	0	2700	6
Hyb 32-QAM	3/5	9720	6480	1620	1620	3240	5
16-QAM	1/15	1080	15120	180	3780	3960	4,090909091
Hyb 8-QAM	2/3	10800	5400	2700	2700	5400	3
QPSK	1	16200	0	8100	0	8100	2
					GCD	180	

FIG. 15

bit/célula (exp.)	proporción de HOQ	bits de HOQ	bits de LOQ	símbolos de HOQ	símbolos de LOQ	Símbolos totales	bit/célula
256-QAM	44/45	15840	360	1980	60	2040	7,941176471
Hyb 128-QAM	28/45	10080	6120	1260	1020	2280	7,105263158
64-QAM	1	16200	0	2700	0	2700	6
Hyb 32-QAM	3/5	9720	6480	1620	1620	3240	5
16-QAM	1/15	1080	15120	180	3780	3960	4,090909091
Hyb 8-QAM	2/3	10800	5400	2700	2700	5400	3
QPSK	1	16200	0	8100	0	8100	2
					GCD	60	

FIG. 16

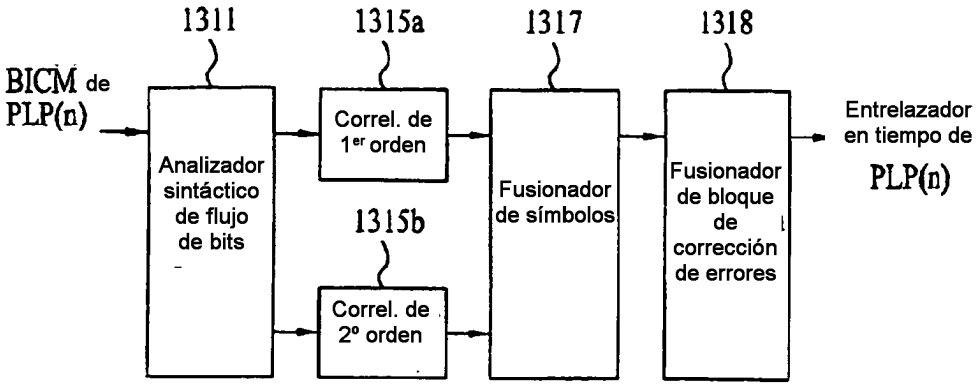

1311
1315a
1317
1318
BICM de PLP(n)
Analizador sintáctico de flujo de bits
Correl. de 1er orden
1315b
Correl. de 2º orden
Fusionador de símbolos
Fusionador de bloque de corrección de errores
Entrelazador en tiempo de PLP(n)

FIG. 17

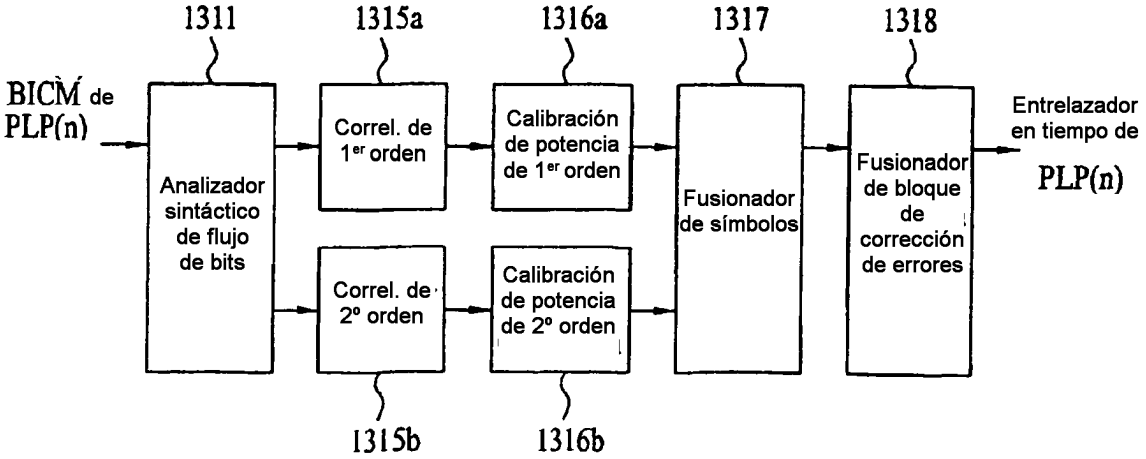

1311
1315a
1316a
1317
1318
BICM de PLP(n)
Analizador sintáctico de flujo de bits
Correl. de 1er orden
Calibración de potencia de 1er orden
Correl. de 2º orden
Calibración de potencia de 2º orden
Fusionador de símbolos
Fusionador de bloque de corrección de errores
Entrelazador en tiempo de PLP(n)
1315b
1316b

FIG. 18

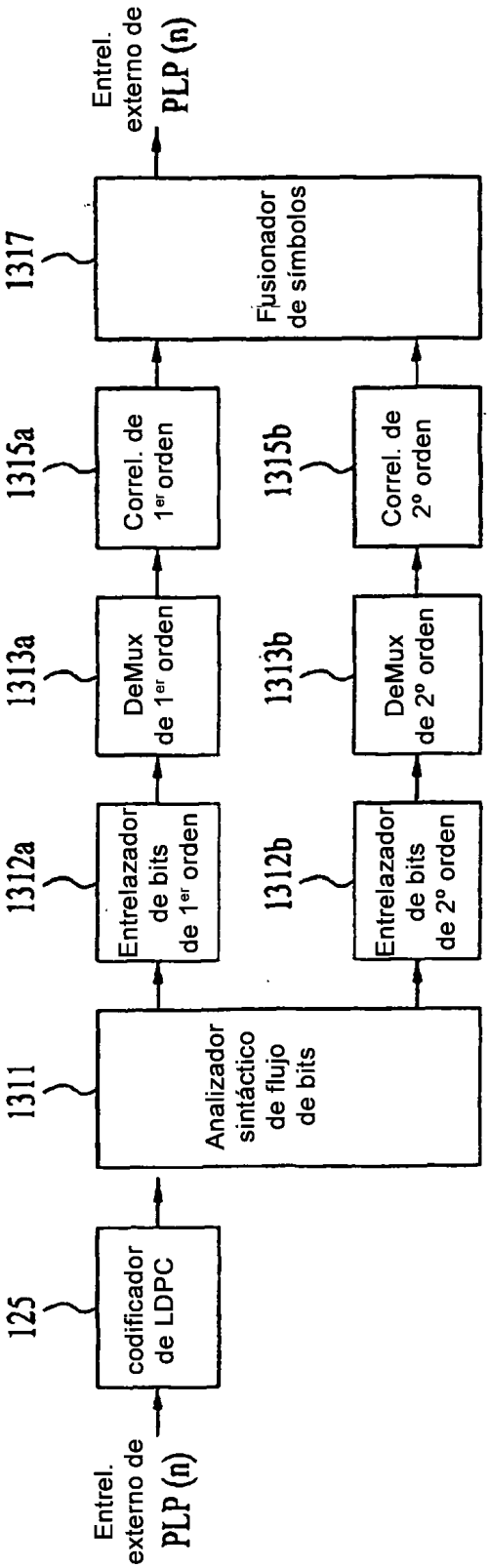

Entrel. externo de PLP (n)
125
codificador de LDPC
1311
Analizador sintáctico de flujo de bits
1312a
Entrelazador de bits de 1er orden
1312b
Entrelazador de bits de 2º orden
1313a
DeMux de 1er orden
1313b
DeMux de 2º orden
1315a
Correl. de 1er orden
1315b
Correl. de 2º orden
1317
Fusionador de símbolos
Entrel. externo de PLP (n)

FIG. 19

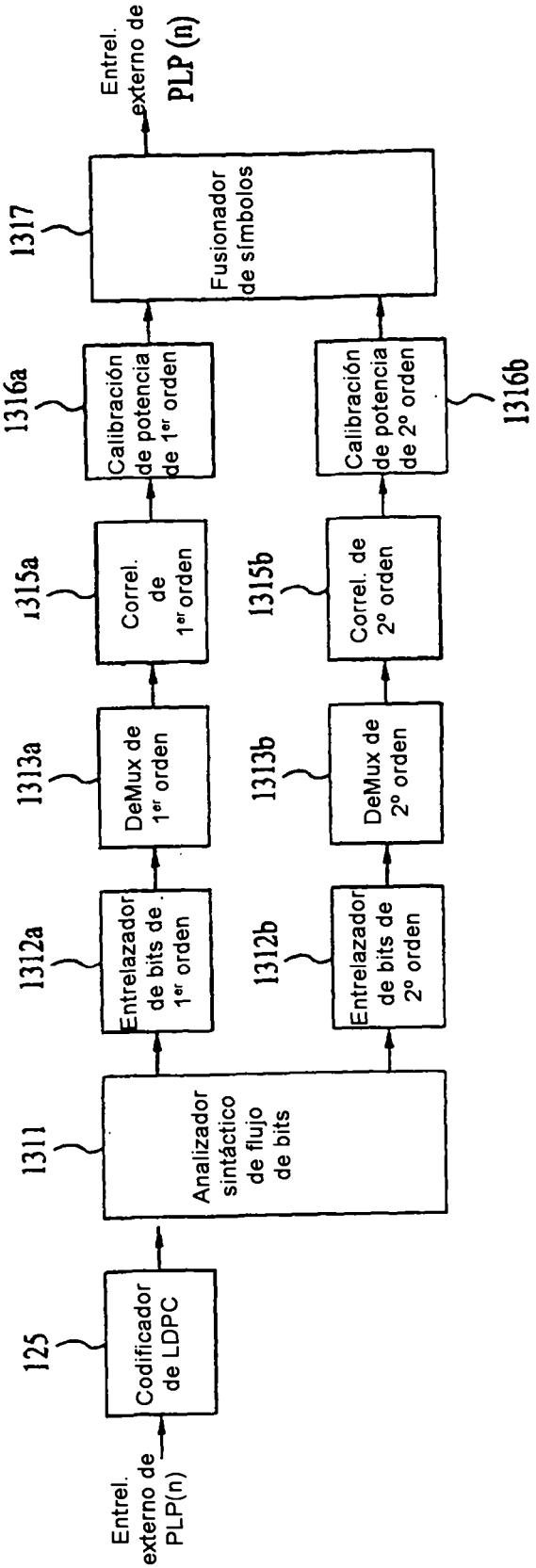
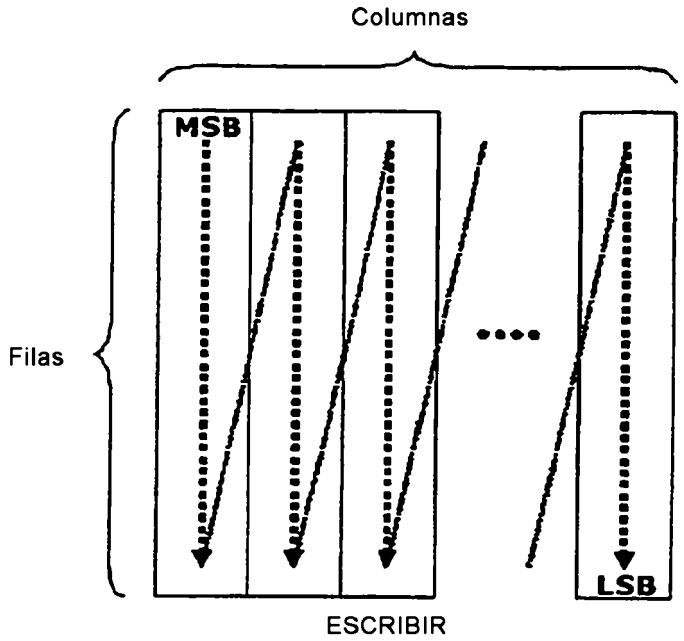

Entrel. externo de PLP(n)
125
Codificador de LDPC
1311
Analizador sintáctico de flujo de bits
1312a
Entrelazador de bits de 1er orden
1312b
Entrelazador de bits de 2º orden
1313a
DeMux de 1er orden
1313b
DeMux de 2º orden
1315a
Correl. de 1er orden
1315b
Correl. de 2º orden
1316a
Calibración de potencia de 1er orden
1316b
Calibración de potencia de 2º orden
1317
Fusionador de símbolos
Entrel. externo de PLP (n)

FIG. 20



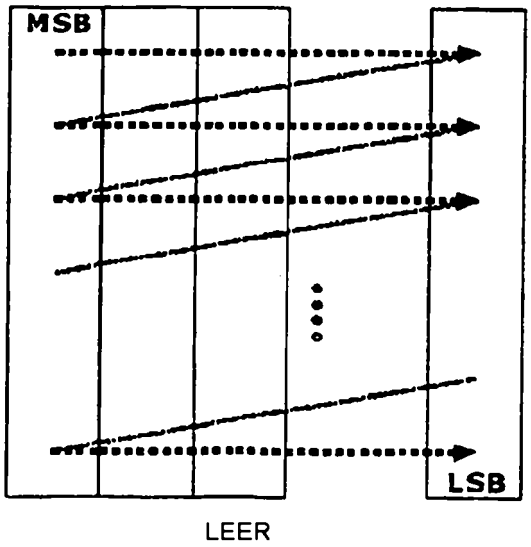


FIG. 21

Tipo de QAM	Filas de HOQ	Columnas de HOQ	Filas de LOQ	Columnas de LOQ
256-QAM	8100	8		
Hyb 128-QAM	4860	8	4320	6
64-QAM	10800	6		
Hyb 32-QAM	6480	6	6480	4
16-QAM	16200	4		
Hyb 8-QAM	10800	4	10800	2
4-QAM	32400	2		

FIG. 22

Tipo de QAM	Filas de HOQ	Columnas de HOQ	Filas de LOQ	Columnas de LOQ
256-QAM	2025	8		
Hyb 128-QAM	1215	8	1080	6
64-QAM	2700	6		
Hyb 32-QAM	1620	6	1620	4
16-QAM	4050	4		
Hyb 8-QAM	2700	4	2700	2
4-QAM	8100	2		

FIG. 23

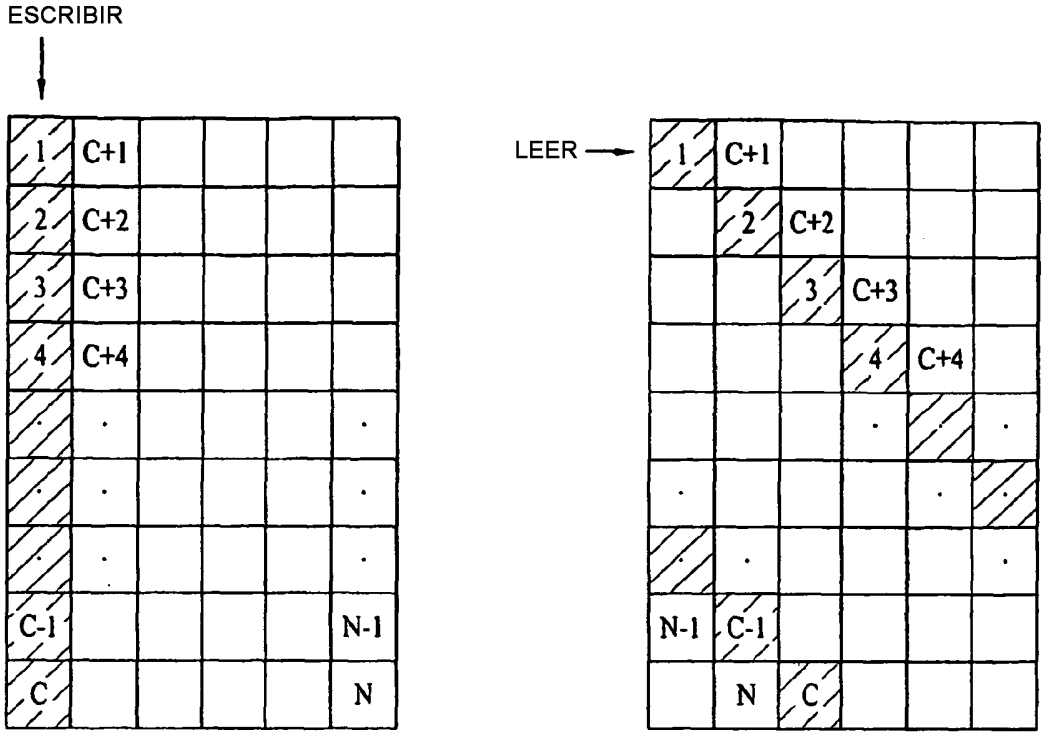

ESCRIBIR
1
C+1
2
C+2
3
C+3
4
C+4
C-1
N-1
C
N
LEER
1
C+1
2
C+2
3
C+3
4
C+4
N-1
C-1
N
C

FIG. 24

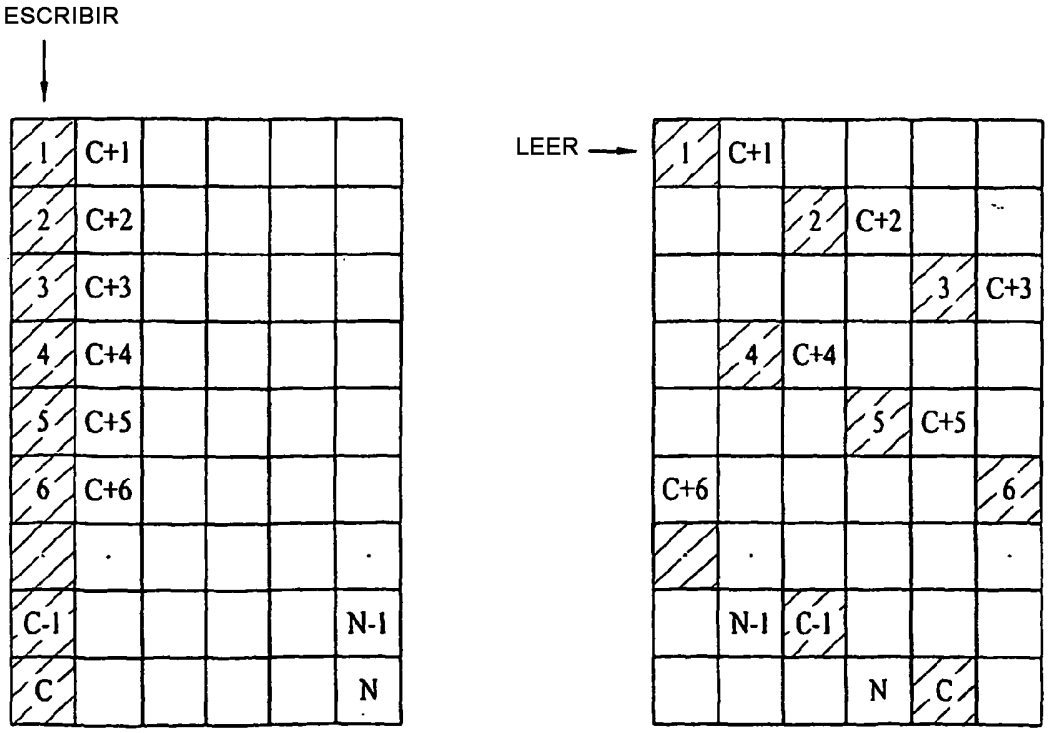

ESCRIBIR
1
C+1
2
C+2
3
C+3
4
C+4
5
C+5
6
C+6
C-1
N-1
C
N
LEER
1
C+1
2
C+2
3
C+3
4
C+4
5
C+5
C+6
6
N-1
C-1
N
C

FIG. 25

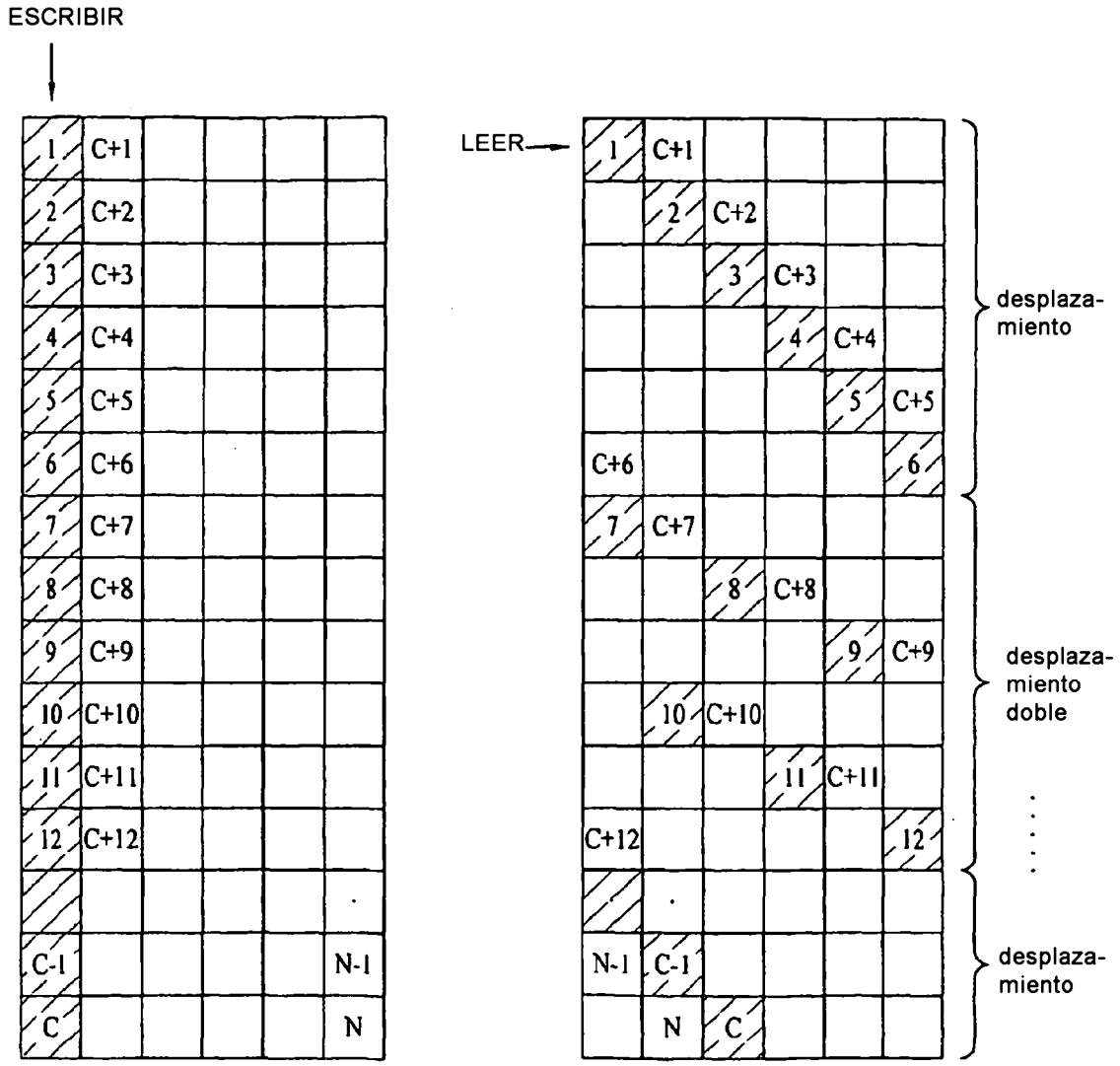

ESCRIBIR
LEER
1
C+1
2
C+2
3
C+3
4
C+4
5
C+5
6
C+6
7
C+7
8
C+8
9
C+9
10
C+10
11
C+11
12
C+12
C-1
N-1
C
N
desplaza-
miento
desplaza-
miento
doble
desplaza-
miento

FIG. 26

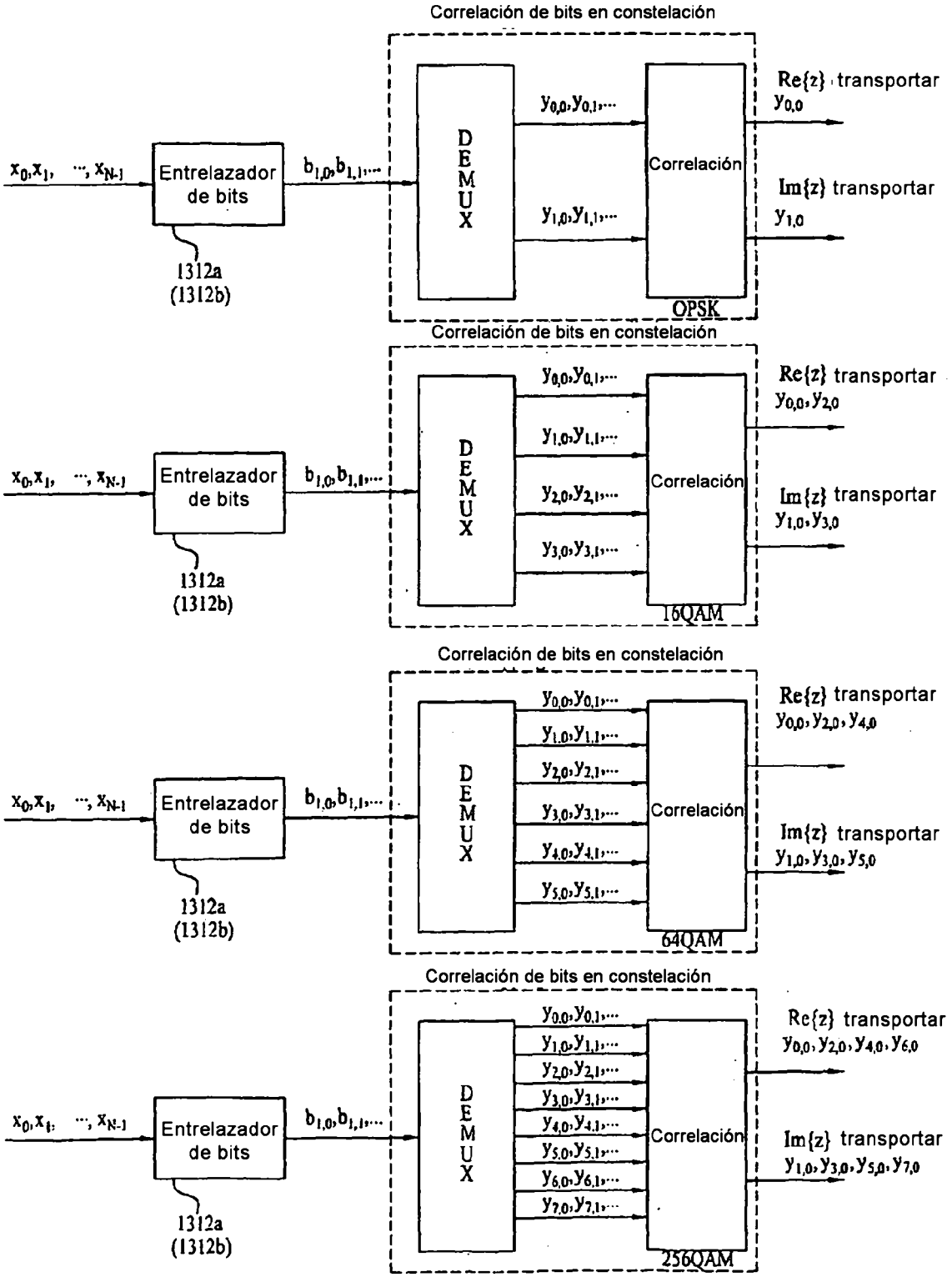

Correlación de bits en constelación
$x_0, x_1, \cdots, x_{N-1}$
Entrelazador de bits
1312a
(1312b)
$b_{1,0}, b_{1,1}, \cdots$
DEMUX
$y_{0,0}, y_{0,1}, \cdots$
$y_{1,0}, y_{1,1}, \cdots$
Correlación
QPSK
Re{z} transportar $y_{0,0}$
Im{z} transportar $y_{1,0}$
Correlación de bits en constelación
$x_0, x_1, \cdots, x_{N-1}$
Entrelazador de bits
1312a
(1312b)
$b_{1,0}, b_{1,1}, \cdots$
DEMUX
$y_{0,0}, y_{0,1}, \cdots$
$y_{1,0}, y_{1,1}, \cdots$
$y_{2,0}, y_{2,1}, \cdots$
$y_{3,0}, y_{3,1}, \cdots$
Correlación
16QAM
Re{z} transportar $y_{0,0}, y_{2,0}$
Im{z} transportar $y_{1,0}, y_{3,0}$
Correlación de bits en constelación
$x_0, x_1, \cdots, x_{N-1}$
Entrelazador de bits
1312a
(1312b)
$b_{1,0}, b_{1,1}, \cdots$
DEMUX
$y_{0,0}, y_{0,1}, \cdots$
$y_{1,0}, y_{1,1}, \cdots$
$y_{2,0}, y_{2,1}, \cdots$
$y_{3,0}, y_{3,1}, \cdots$
$y_{4,0}, y_{4,1}, \cdots$
$y_{5,0}, y_{5,1}, \cdots$
Correlación
64QAM
Re{z} transportar $y_{0,0}, y_{2,0}, y_{4,0}$
Im{z} transportar $y_{1,0}, y_{3,0}, y_{5,0}$
Correlación de bits en constelación
$x_0, x_1, \cdots, x_{N-1}$
Entrelazador de bits
1312a
(1312b)
$b_{1,0}, b_{1,1}, \cdots$
DEMUX
$y_{0,0}, y_{0,1}, \cdots$
$y_{1,0}, y_{1,1}, \cdots$
$y_{2,0}, y_{2,1}, \cdots$
$y_{3,0}, y_{3,1}, \cdots$
$y_{4,0}, y_{4,1}, \cdots$
$y_{5,0}, y_{5,1}, \cdots$
$y_{6,0}, y_{6,1}, \cdots$
$y_{7,0}, y_{7,1}, \cdots$
Correlación
256QAM
Re{z} transportar $y_{0,0}, y_{2,0}, y_{4,0}, y_{6,0}$
Im{z} transportar $y_{1,0}, y_{3,0}, y_{5,0}, y_{7,0}$

FIG. 27

QPSK
b 0se corr. conY0,0
b 0se corr. conY1,0

16-QAM
b 0se corr. conY2,0
b 1se corr. conY3,0
b 2se corr. conY0,0
b 3se corr. conY1,0

64-QAM
b 0se corr. conY4,0
b 1se corr. conY5,0
b 2se corr. conY2,0
b 3se corr. conY3,0
b 4se corr. conY0,0
b 5se corr. conY1,0

256-QAM
b 0se corr. conY6,0
b 1se corr. conY7,0
b 2se corr. conY4,0
b 3se corr. conY5,0
b 4se corr. conY2,0
b 5se corr. conY3,0
b 6se corr. conY0,0
b 7se corr. conY1,0

FIG. 28

Tipo	1er tipo	2º tipo	3er tipo	4º tipo	5º tipo	6º tipo
QPSK	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{1,0}$
16-QAM	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{1,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{3,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{1,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{3,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{1,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{3,0}$
64-QAM	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{1,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{5,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{5,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{5,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{1,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{5,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{5,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{1,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{5,0}$
256-QAM	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{6,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{1,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,6}$ se corr. con $y_{5,0}$ $b_{1,7}$ se corr. con $y_{7,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{6,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{7,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{5,0}$ $b_{1,6}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,7}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{6,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{7,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{5,0}$ $b_{1,6}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,7}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{6,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{1,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,6}$ se corr. con $y_{5,0}$ $b_{1,7}$ se corr. con $y_{7,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{6,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{7,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{5,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,6}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,7}$ se corr. con $y_{1,0}$	$b_{1,0}$ se corr. con $y_{0,0}$ $b_{1,1}$ se corr. con $y_{1,0}$ $b_{1,2}$ se corr. con $y_{2,0}$ $b_{1,3}$ se corr. con $y_{3,0}$ $b_{1,4}$ se corr. con $y_{4,0}$ $b_{1,5}$ se corr. con $y_{5,0}$ $b_{1,6}$ se corr. con $y_{6,0}$ $b_{1,7}$ se corr. con $y_{7,0}$

FIG. 29

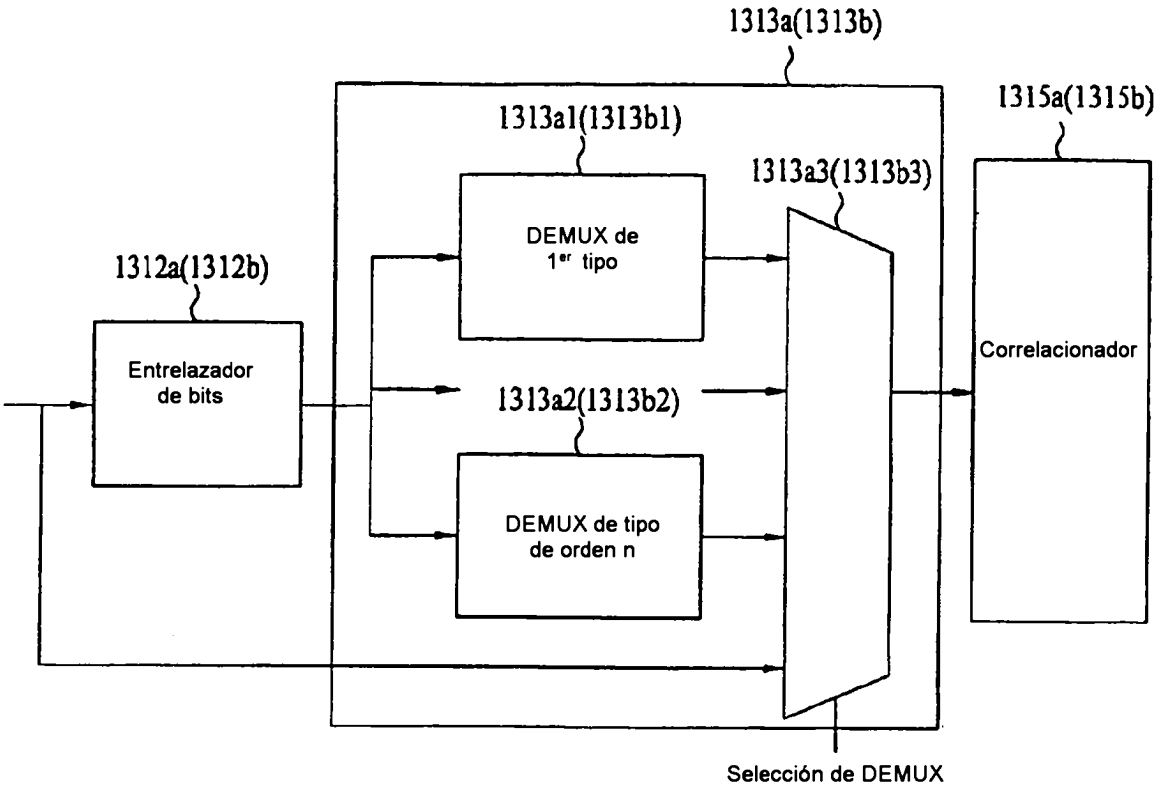

1313a(1313b)
1315a(1315b)
1313a1(1313b1)
1313a3(1313b3)
DEMUX de
1er tipo
1312a(1312b)
Entrelazador
de bits
Correlacionador
1313a2(1313b2)
DEMUX de tipo
de orden n
Selección de DEMUX

FIG. 30

qam	cr	selección DEMUX
4-qam	1/4	todos
	1/3	todos
	2/5	todos
	1/2	todos
	3/5	todos
	2/3	todos
	3/4	todos
	4/5	todos
	5/6	todos
	8/9	todos
	9/10	todos
16-qam	1/4	No entrel., no demux
	1/3	No entrel., no demux
	2/5	No entrel., no demux
	1/2	No entrel., no demux
	3/5	9, 10 ó 12
	2/3	6
	3/4	6
	4/5	6
	5/6	6
	8/9	6
	9/10	6
64-qam	1/4	No entrel., no demux
	1/3	No entrel., no demux
	2/5	No entrel., no demux
	1/2	No entrel., no demux
	3/5	9, ó 10
	2/3	6
	3/4	6
	4/5	6
	5/6	6
	8/9	6
	9/10	6
256-qam	1/4	No entrel., no demux
	1/3	No entrel., no demux
	2/5	No entrel., no demux
	1/2	No entrel., no demux
	3/5	9
	2/3	6
	3/4	6
	4/5	6
	5/6	6
	8/9	6
	9/10	6

FIG. 31

QPSK : $i = 0,1,2,\ldots, \frac{N}{2}-1,$

$$(y_{0,i}, y_{0,i}) = (x_i, x_{N/2+i}),$$

16-QAM : $i = 0,1,2,\ldots, \frac{N}{4}-1,$

$$(y_{0,i}, y_{0,i}, y_{2,i}, y_{3,i}) = \left\{ x_{\frac{2N}{4}+i}, x_{\frac{3N}{4}+i}, x_i, x_{\frac{N}{4}+i} \right\}$$

64-QAM : $i = 0,1,2,\ldots, \frac{N}{6}-1,$

$$(y_{0,i}, y_{0,i}, y_{2,i}, y_{3,i}, y_{4,i}, y_{5,i}) = \left\{ x_{\frac{4N}{6}+i}, x_{\frac{5N}{6}+i}, x_{\frac{2N}{6}+i}, x_{\frac{3N}{6}+i}, x_i, x_{\frac{N}{6}+i} \right\}$$

256-QAM : $i = 0,1,2,\ldots, \frac{N}{8}-1,$

$$(y_{0,i}, y_{0,i}, y_{2,i}, y_{3,i}, y_{4,i}, y_{5,i}, y_{6,i}, y_{7,i}) = \left\{ x_{\frac{6N}{8}+i}, x_{\frac{7N}{8}+i}, x_{\frac{4N}{8}+i}, x_{\frac{5N}{8}+i}, x_{\frac{2N}{8}+i}, x_{\frac{3N}{8}+i}, x_i, x_{\frac{N}{8}+i} \right\}$$

FIG. 32

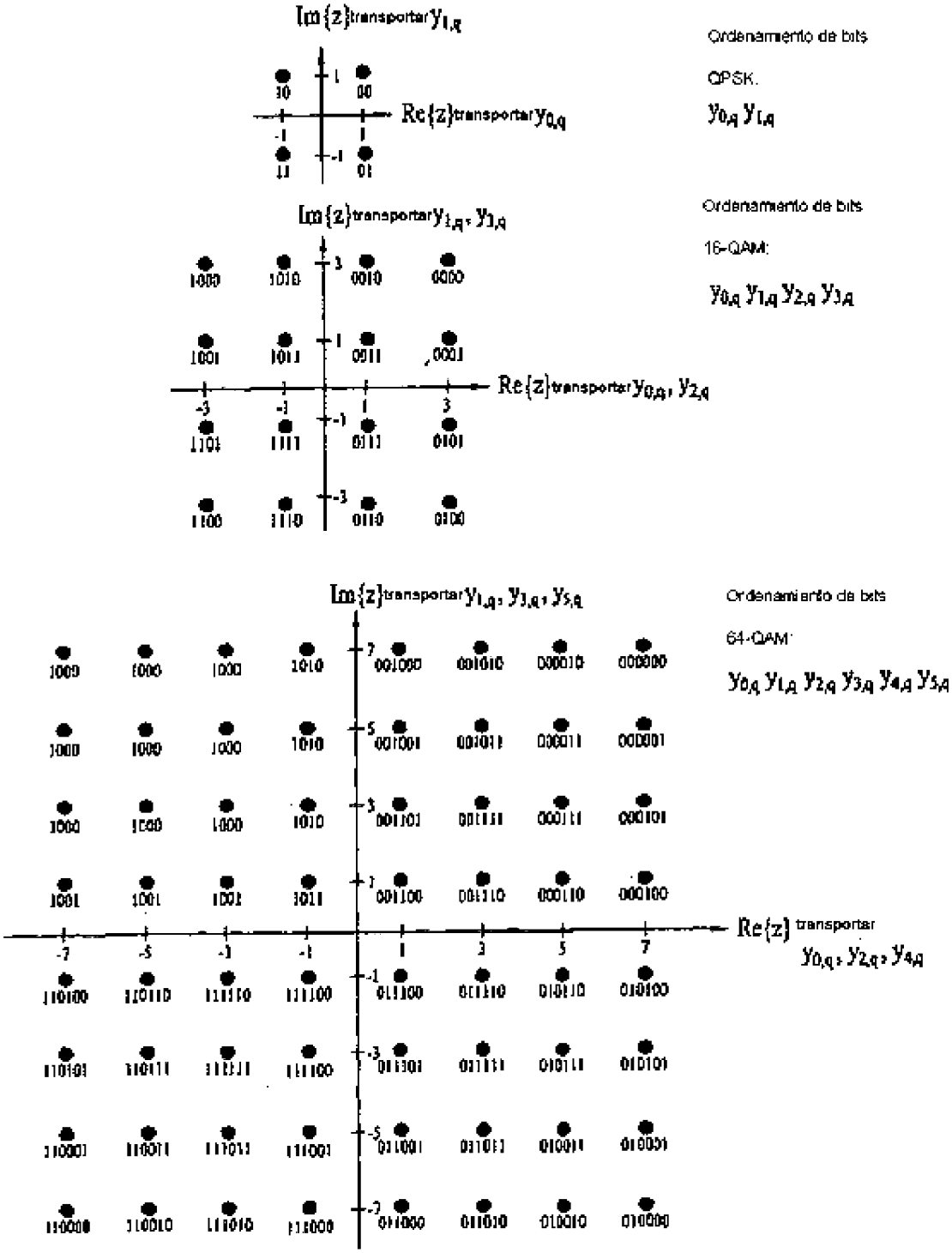

Im{z}transportar y1,q
Re{z}transportar y0,q
Ordenamiento de bits
QPSK:
y0,q y1,q
Im{z}transportar y1,q, y3,q
Re{z}transportar y0,q, y2,q
Ordenamiento de bits
16-QAM:
y0,q y1,q y2,q y3,q
Im{z}transportar y1,q, y3,q, y5,q
Re{z} transportar
y0,q, y2,q, y4,q
Ordenamiento de bits
64-QAM:
y0,q y1,q y2,q y3,q y4,q y5,q

FIG. 33

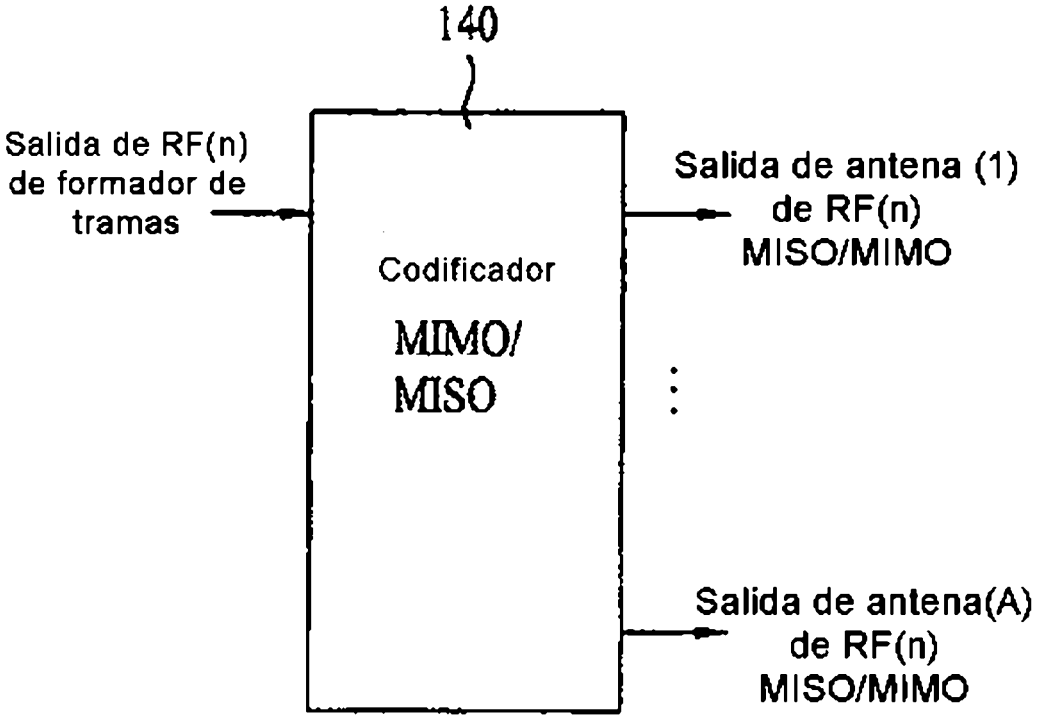

140
Salida de RF(n) de formador de tramas
Codificador
MIMO/ MISO
Salida de antena (1) de RF(n) MISO/MIMO
Salida de antena(A) de RF(n) MISO/MIMO

FIG. 34

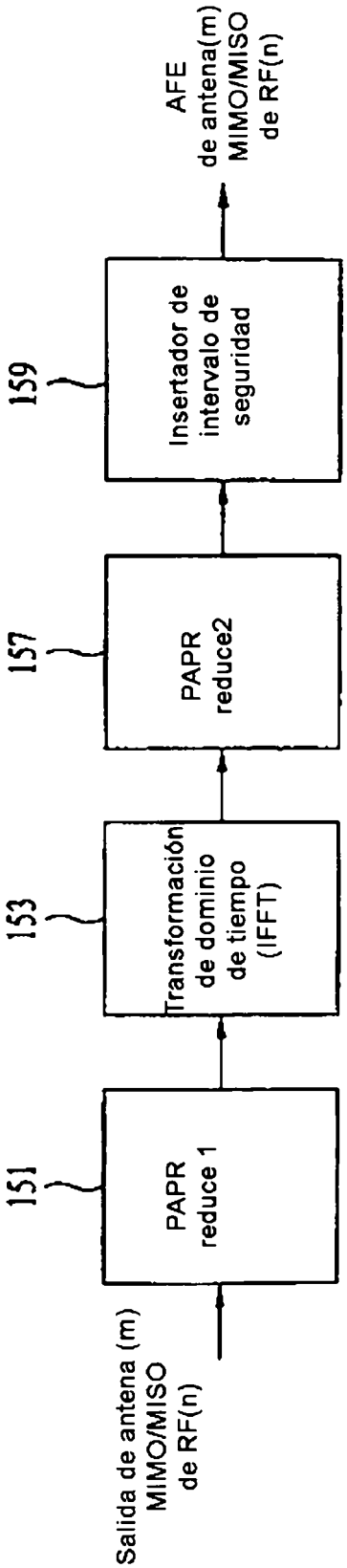

Salida de antena (m) MIMO/MISO de RF(n)
151
PAPR reduce 1
153
Transformación de dominio de tiempo (IFFT)
157
PAPR reduce2
159
Insertador de intervalo de seguridad
AFE de antena(m) MIMO/MISO de RF(n)

FIG. 35

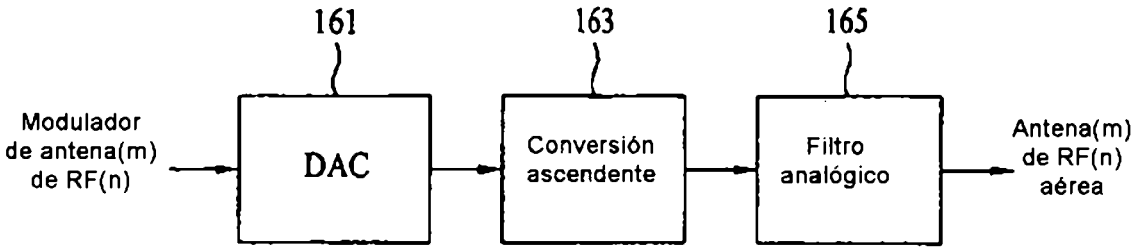

161
163
165
Modulador de antena(m) de RF(n)
DAC
Conversión ascendente
Filtro analógico
Antena(m) de RF(n) aérea

FIG. 36

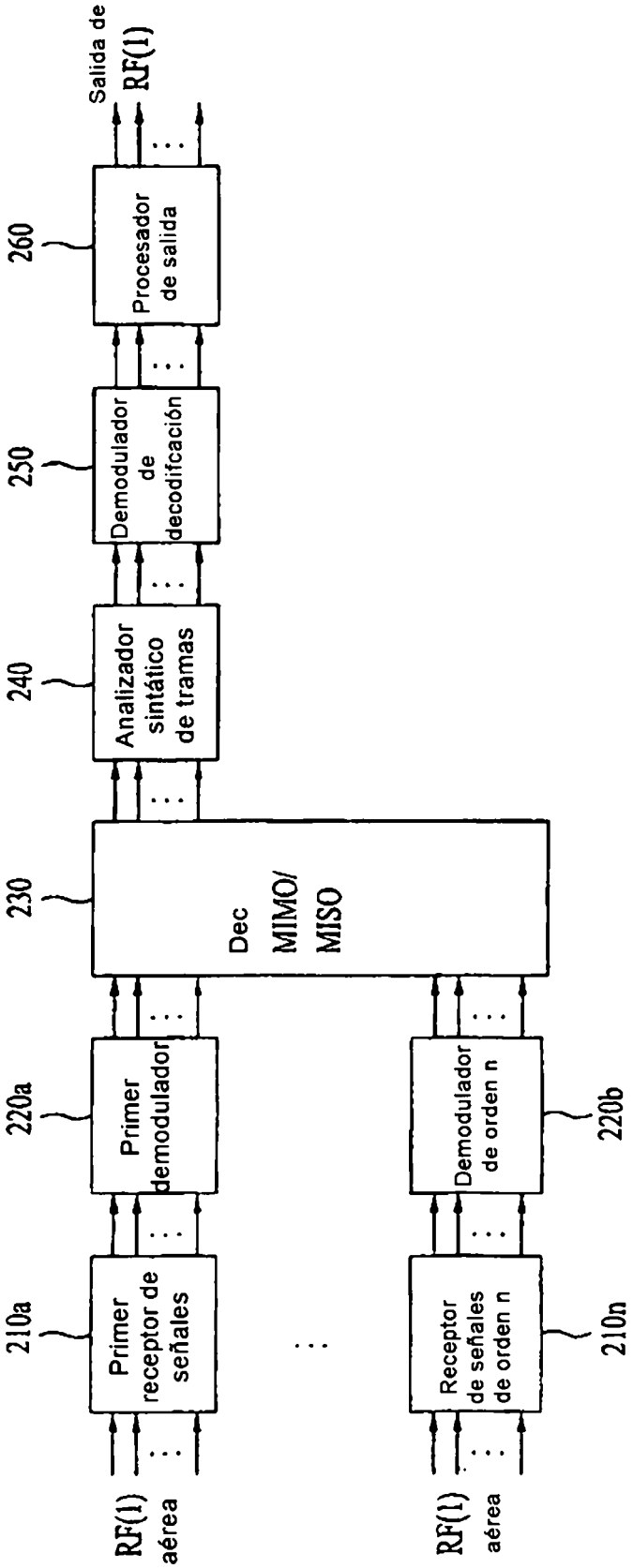

RF(1) aérea
210a
Primer receptor de señales
220a
Primer demodulador
230
Dec MIMO/ MISO
240
Analizador sintático de tramas
250
Demodulador de decodificación
260
Procesador de salida
Salida de RF(1)
RF(1) aérea
210n
Receptor de señales de orden n
220b
Demodulador de orden n

FIG. 37

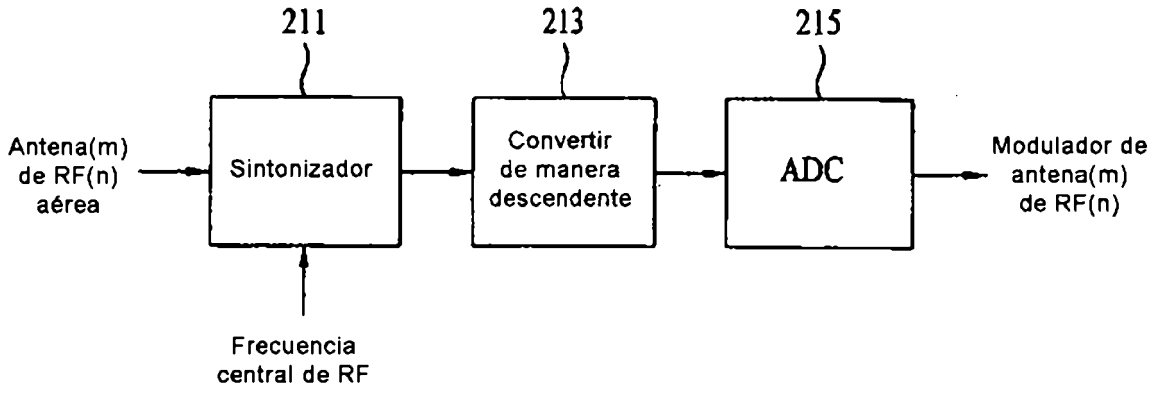

211
213
215
Antena(m) de RF(n) aérea
Sintonizador
Convertir de manera descendente
ADC
Modulador de antena(m) de RF(n)
Frecuencia central de RF

FIG. 38

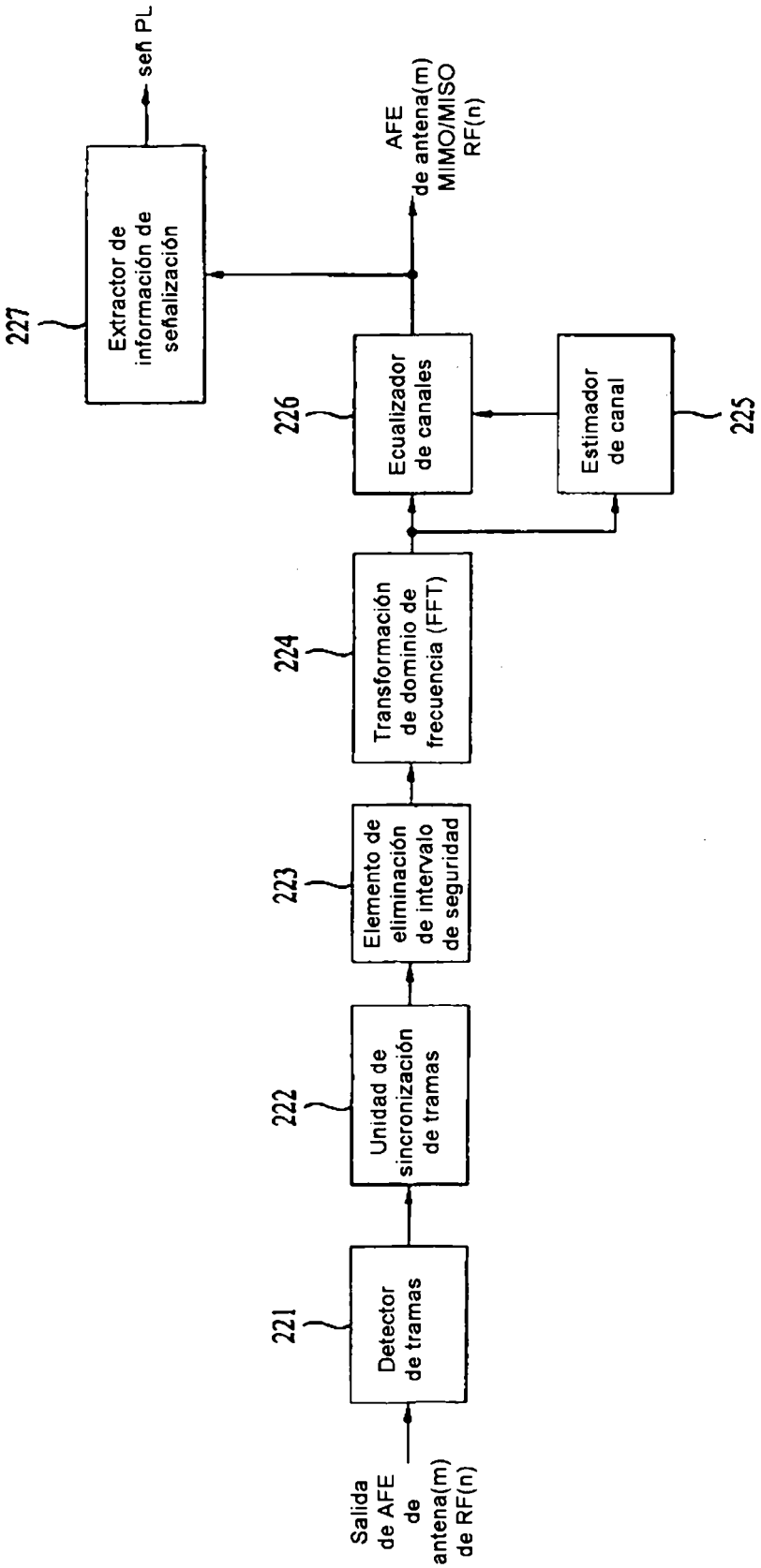

Salida de AFE de antena(m) de RF(n)
221
Detector de tramas
222
Unidad de sincronización de tramas
223
Elemento de eliminación de intervalo de seguridad
224
Transformación de dominio de frecuencia (FFT)
226
Ecualizador de canales
225
Estimador de canal
227
Extractor de información de señalización
señ PL
AFE de antena(m) MIMO/MISO RF(n)

FIG. 39

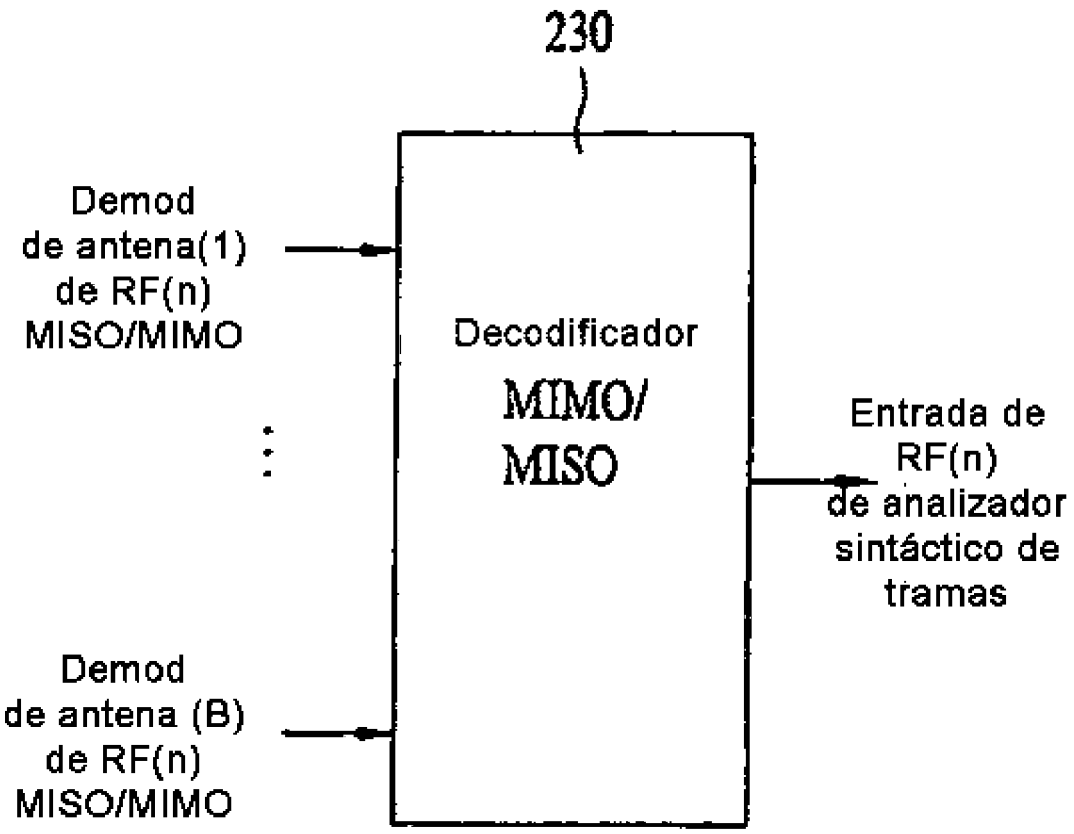

230
Demod
de antena(1)
de RF(n)
MISO/MIMO
Decodificador
MIMO/
MISO
Entrada de
RF(n)
de analizador
sintáctico de
tramas
Demod
de antena (B)
de RF(n)
MISO/MIMO

FIG. 40

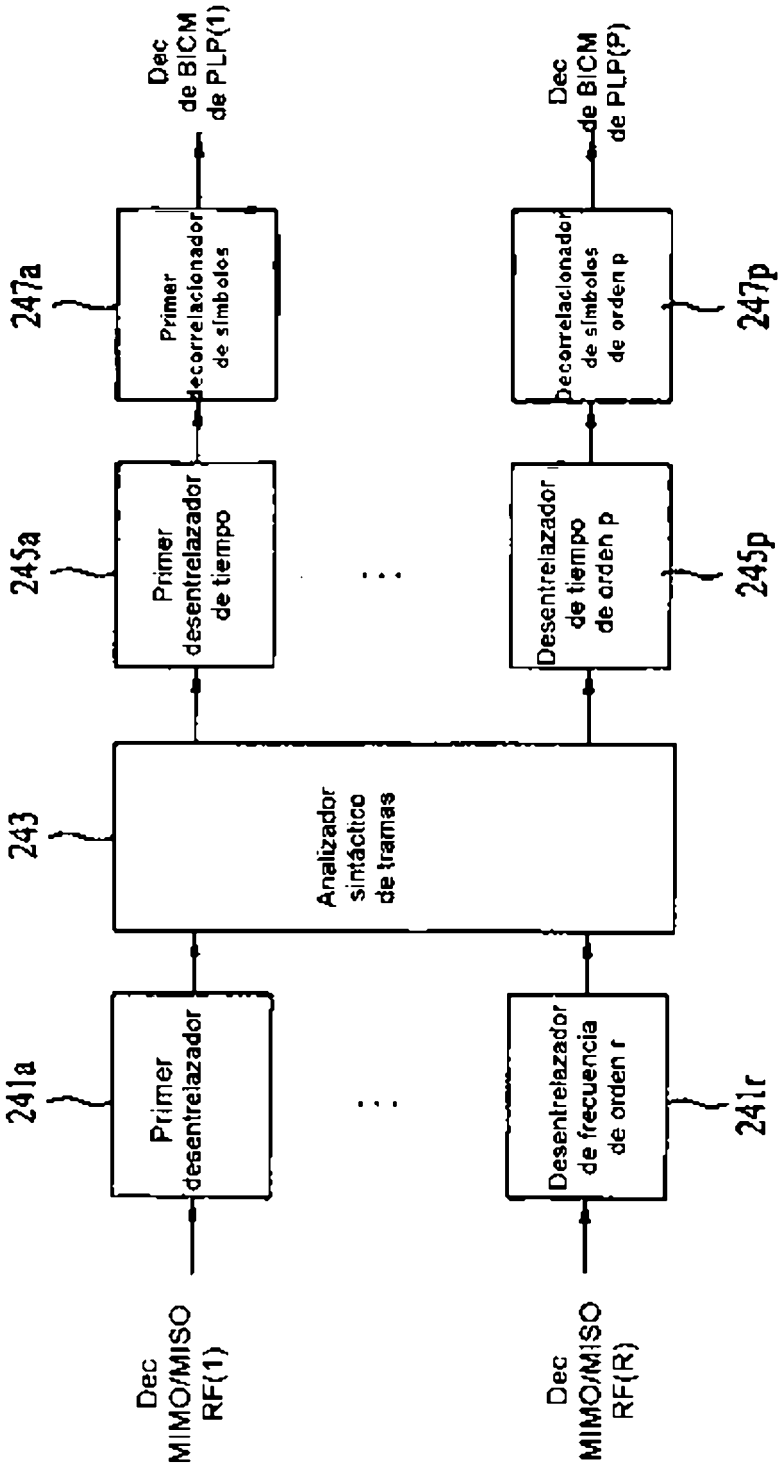

Dec MIMO/MISO RF(1)
241a
Primer desentrelazador
245a
Primer desentrelazador de tiempo
247a
Primer decorrelacionador de símbolos
Dec de BICM de PLP(1)
Dec MIMO/MISO RF(R)
241r
Desentrelazador de frecuencia de orden r
245p
Desentrelazador de tiempo de orden p
247p
Decorrelacionador de símbolos de orden p
Dec de BICM de PLP(P)
243
Analizador sintáctico de tramas

FIG. 41

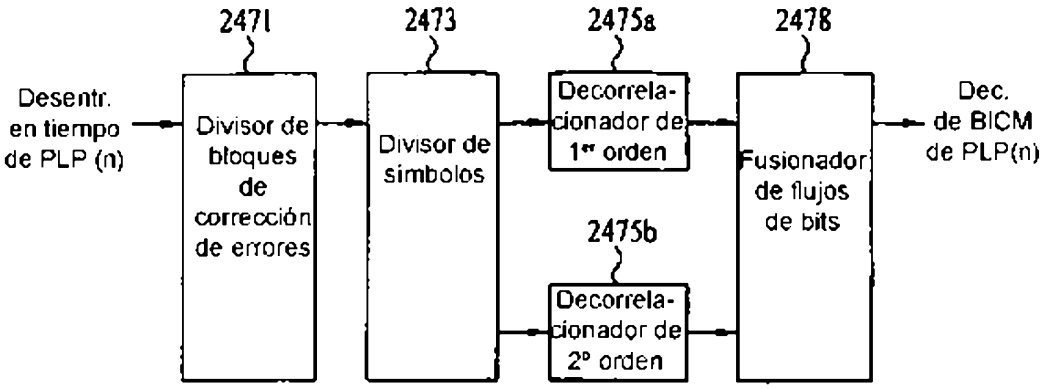

2471
2473
2475a
2478
Desentr. en tiempo de PLP (n)
Divisor de bloques de corrección de errores
Divisor de símbolos
Decorrela-cionador de 1er orden
Fusionador de flujos de bits
Dec. de BICM de PLP(n)
2475b
Decorrela-cionador de 2º orden

FIG. 42

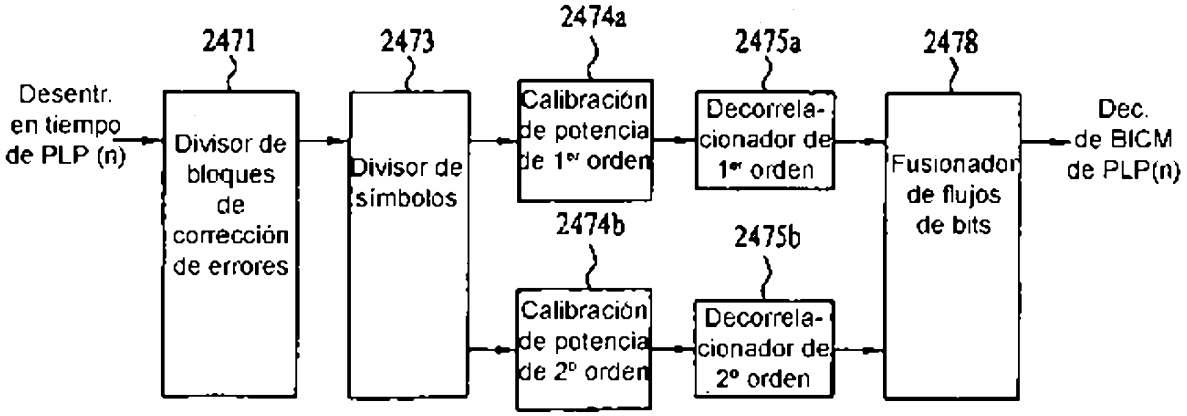

2471
2473
2474a
2475a
2478
Desentr. en tiempo de PLP (n)
Divisor de bloques de corrección de errores
Divisor de símbolos
Calibración de potencia de 1er orden
Decorrela-cionador de 1er orden
Fusionador de flujos de bits
Dec. de BICM de PLP(n)
2474b
2475b
Calibración de potencia de 2º orden
Decorrela-cionador de 2º orden

FIG. 43

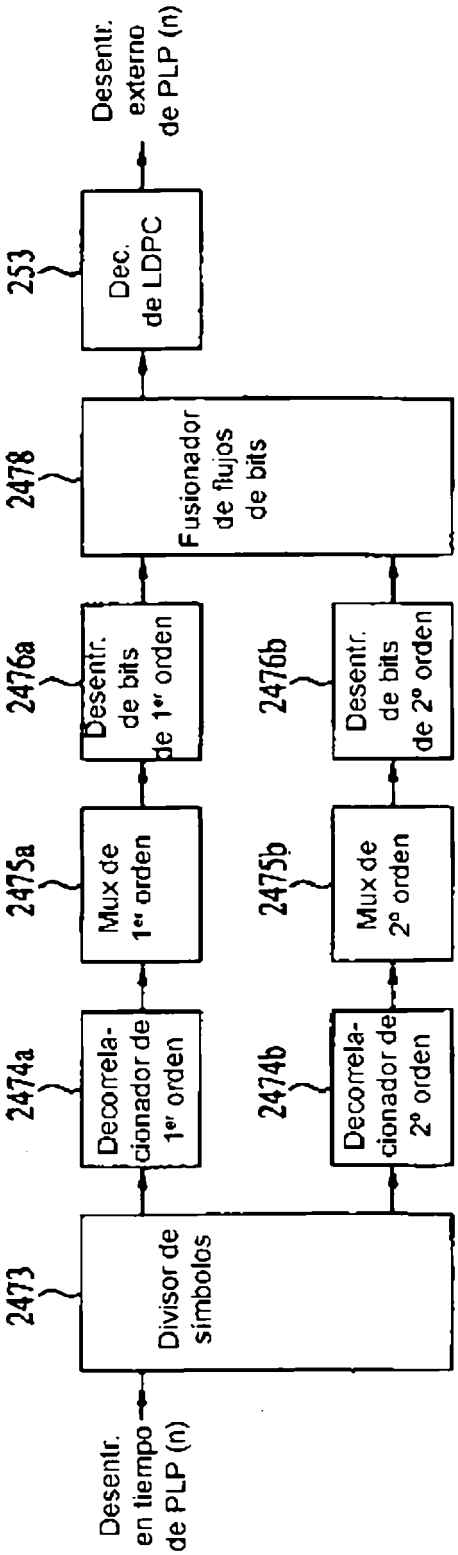

Desentr. en tiempo de PLP (n)
2473
Divisor de símbolos
2474a
Decorrela-cionador de 1er orden
2475a
Mux de 1er orden
2476a
Desentr. de bits de 1er orden
2474b
Decorrela-cionador de 2º orden
2475b
Mux de 2º orden
2476b
Desentr. de bits de 2º orden
2478
Fusionador de flujos de bits
253
Dec. de LDPC
Desentr. externo de PLP (n)

FIG. 44

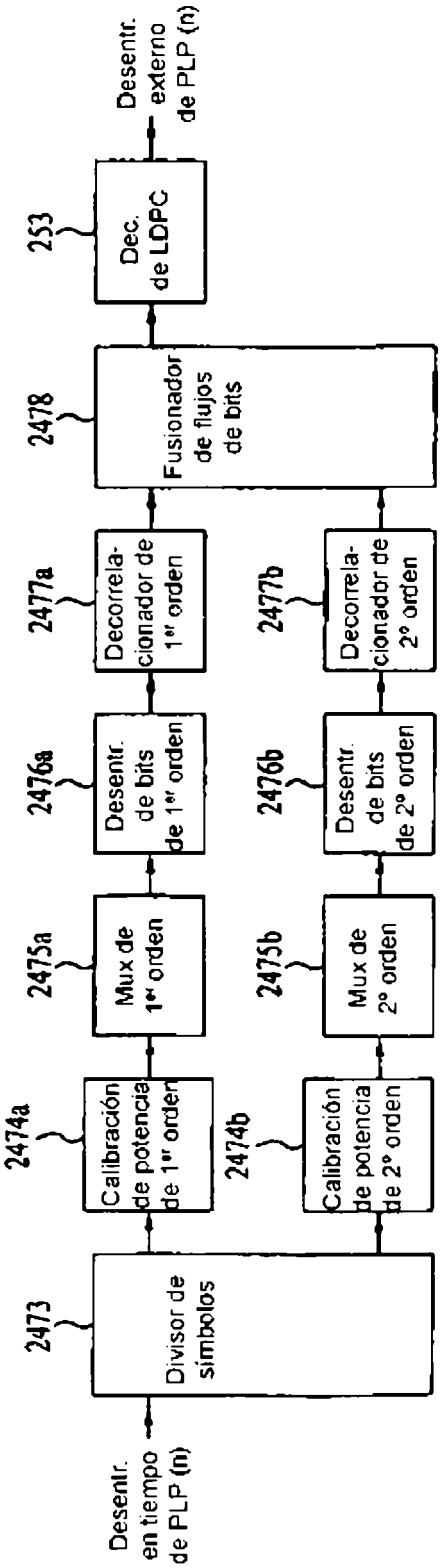

Desentr. en tiempo de PLP (n)
2473
Divisor de símbolos
2474a
Calibración de potencia de 1er orden
2474b
Calibración de potencia de 2º orden
2475a
Mux de 1er orden
2475b
Mux de 2º orden
2476a
Desentr. de bits de 1er orden
2476b
Desentr. de bits de 2º orden
2477a
Decorrela-cionador de 1er orden
2477b
Decorrela-cionador de 2º orden
2478
Fusionador de flujos de bits
253
Dec. de LDPC
Desentr. externo de PLP (n)

FIG. 45

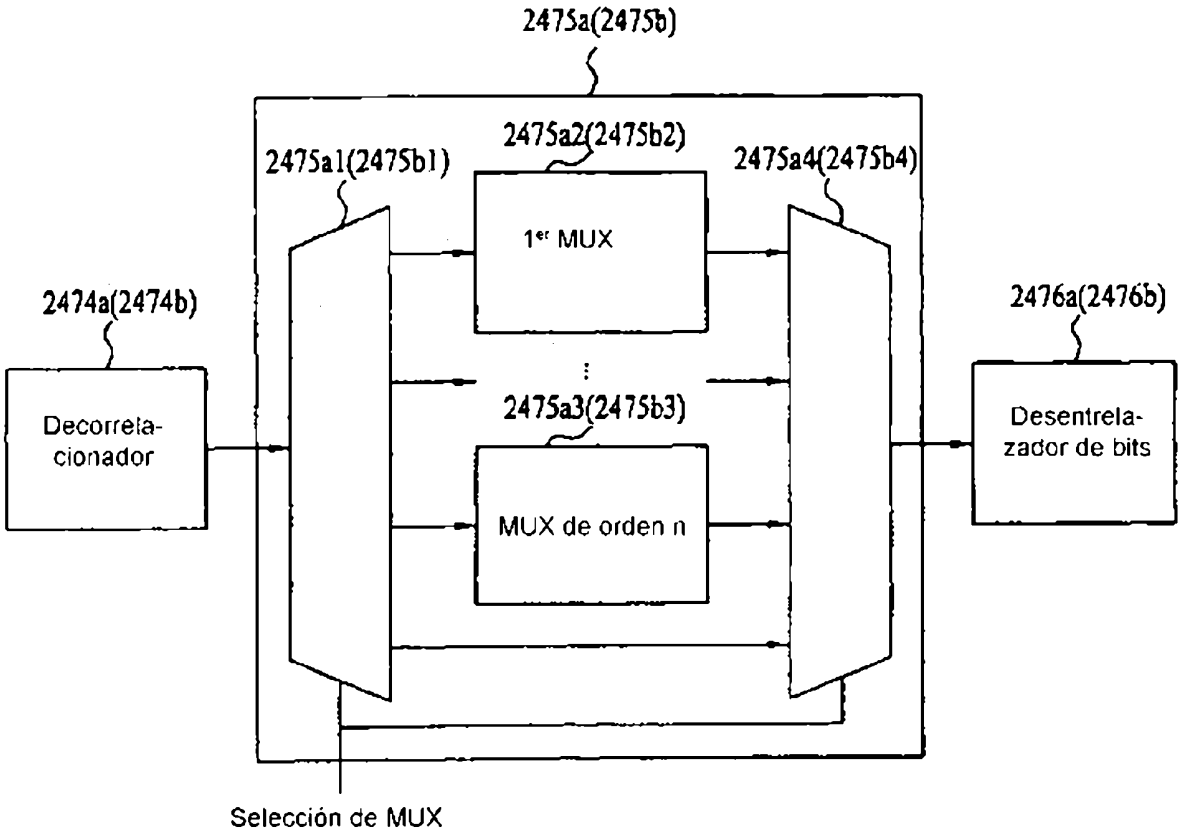

2475a(2475b)
2475a1(2475b1)
2475a2(2475b2)
2475a4(2475b4)
1er MUX
2474a(2474b)
2476a(2476b)
Decorrela-
cionador
2475a3(2475b3)
Desentrela-
zador de bits
MUX de orden n
Selección de MUX

FIG. 46

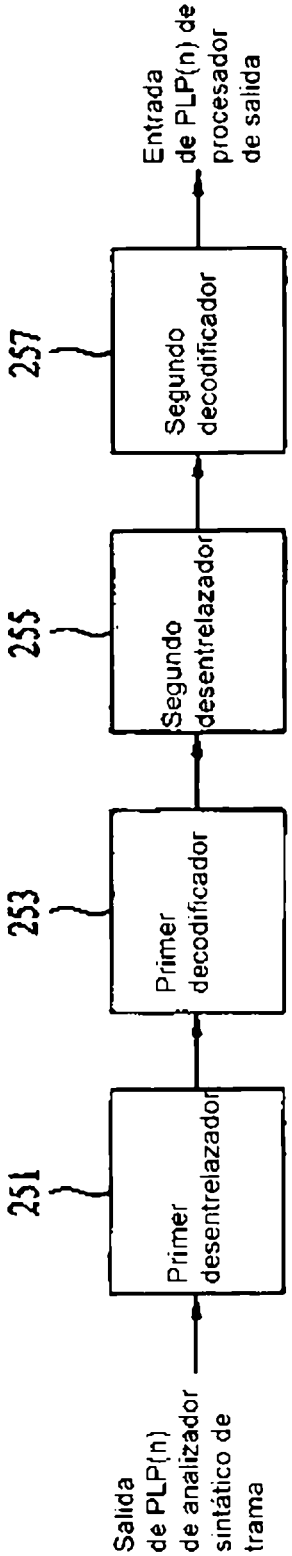

Salida de PLP(n) de analizador sintático de trama
251
Primer desentrelazador
253
Primer decodificador
255
Segundo desentrelazador
257
Segundo decodificador
Entrada de PLP(n) de procesador de salida

FIG. 47

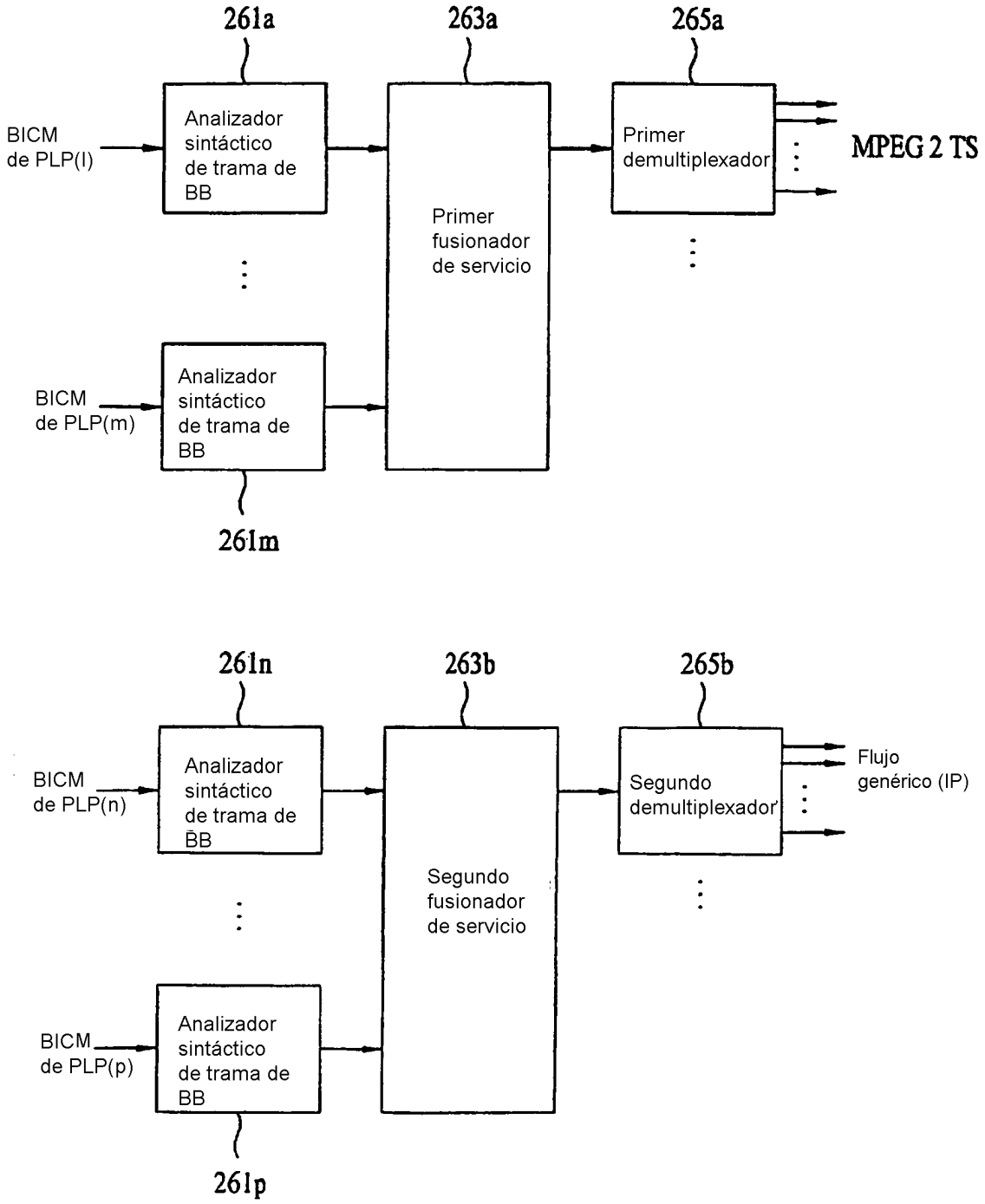

261a
263a
265a
BICM de PLP(l)
Analizador sintáctico de trama de BB
Primer fusionador de servicio
Primer demultiplexador
MPEG 2 TS
BICM de PLP(m)
Analizador sintáctico de trama de BB
261m
261n
263b
265b
BICM de PLP(n)
Analizador sintáctico de trama de BB
Segundo fusionador de servicio
Segundo demultiplexador
Flujo genérico (IP)
BICM de PLP(p)
Analizador sintáctico de trama de BB
261p

FIG. 48

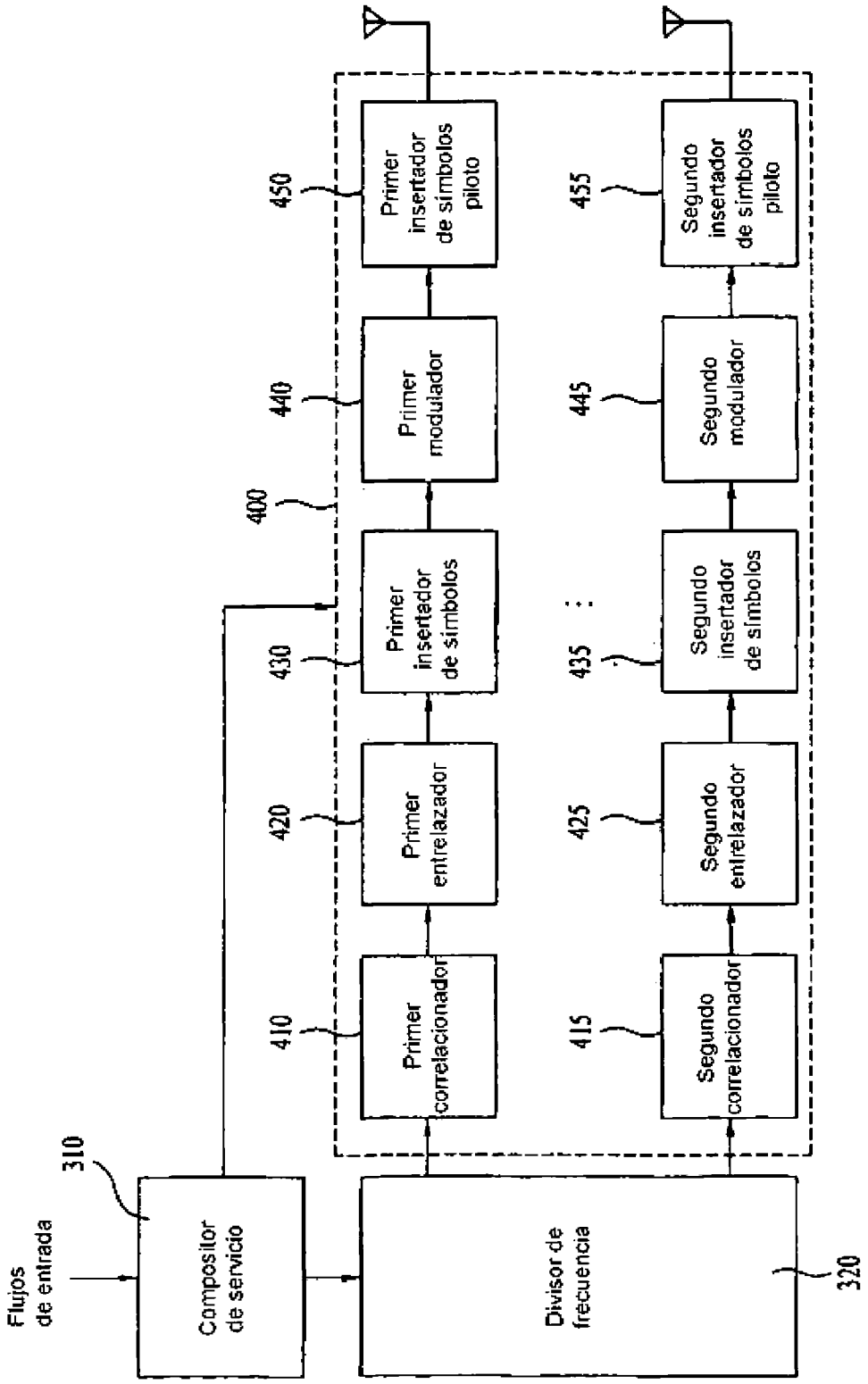

Flujos de entrada
310
Compositor de servicio
Divisor de frecuencia
320
400
410
Primer correlacionador
420
Primer entrelazador
430
Primer insertador de símbolos
440
Primer modulador
450
Primer insertador de símbolos piloto
415
Segundo correlacionador
425
Segundo entrelazador
435
Segundo insertador de símbolos
445
Segundo modulador
455
Segundo insertador de símbolos piloto

FIG. 49

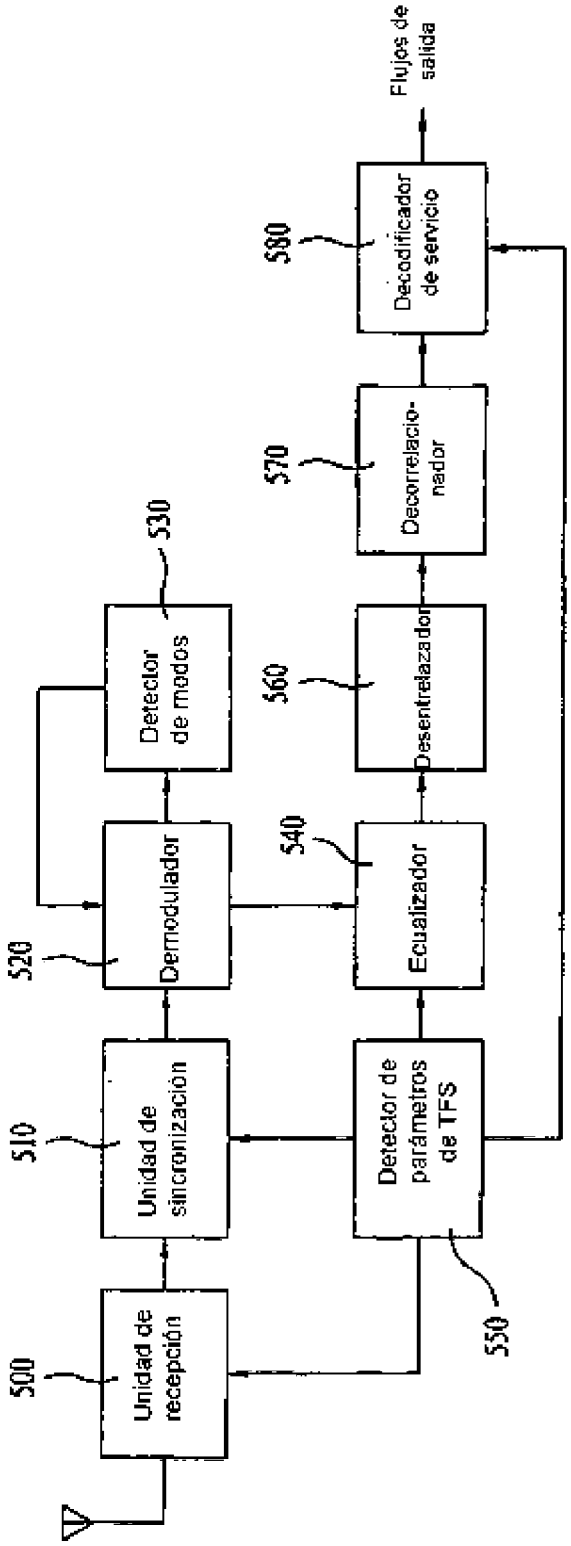

500
Unidad de recepción
510
Unidad de sincronización
520
Demodulador
530
Detector de modos
540
Ecualizador
550
Detector de parámetros de TFS
560
Desentrelazador
570
Decorrelacio-nador
580
Decodificador de servicio
Flujos de salida

FIG. 50

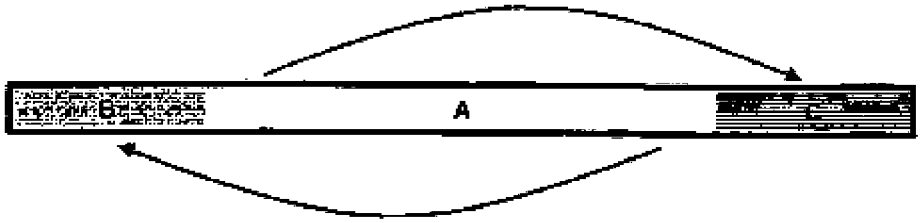


FIG. 51

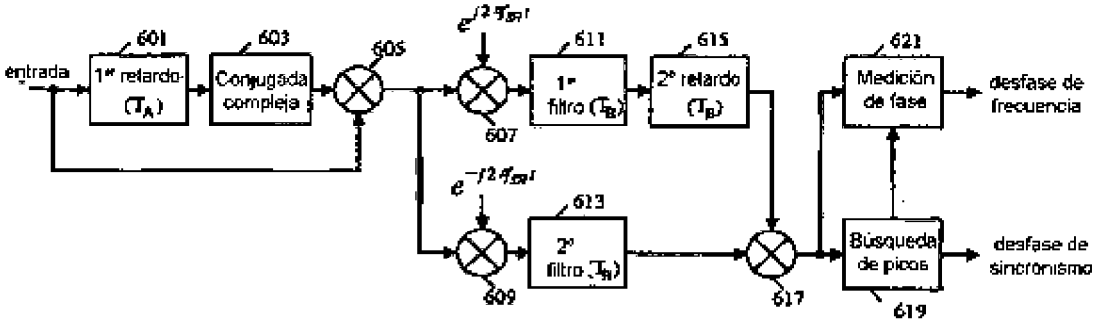


FIG. 52

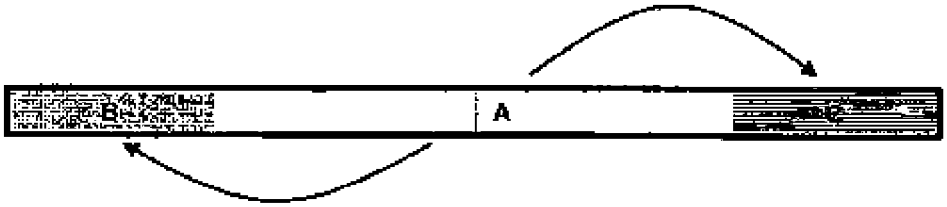


FIG. 53

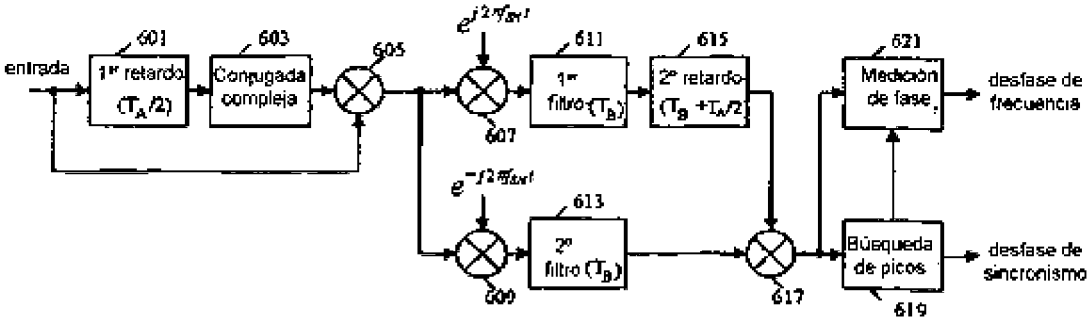


FIG. 54

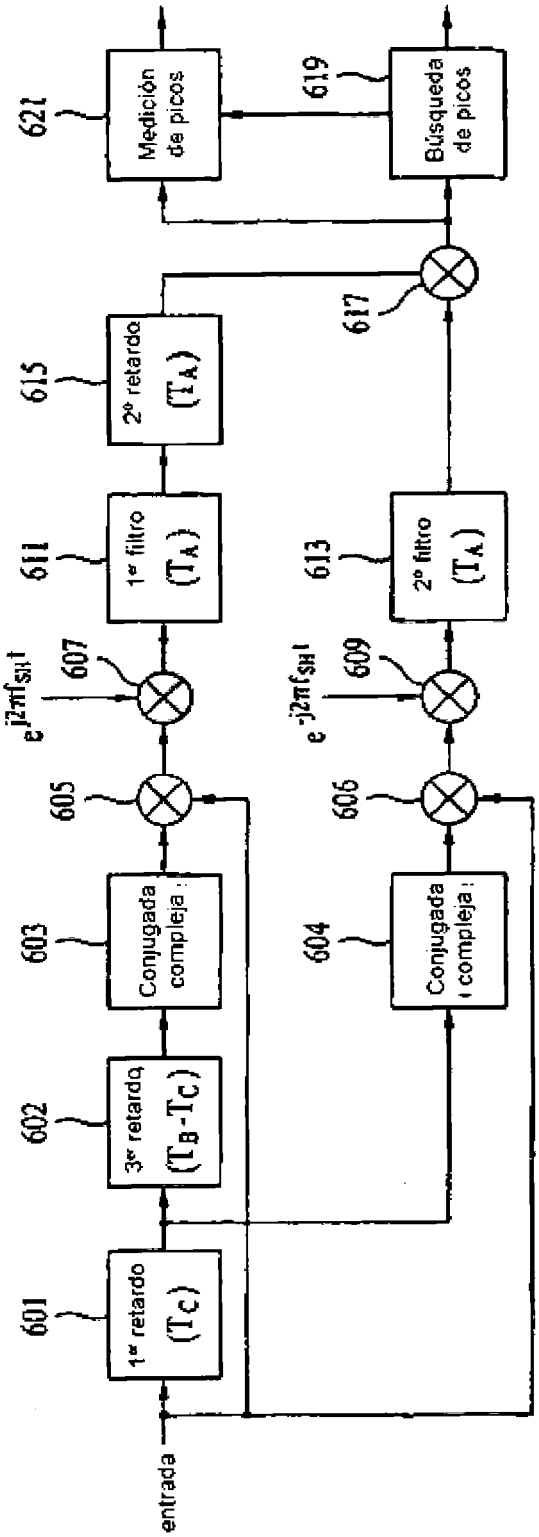

entrada
601
1er retardo
(Tc)
602
3er retardo
(TB-Tc)
603
Conjugada compleja
605
607
$e^{j2\pi f_{SH}t}$
611
1er filtro
(TA)
615
2º retardo
(TA)
621
Medición de picos
606
604
Conjugada compleja
609
$e^{-j2\pi f_{SH}t}$
613
2º filtro
(TA)
617
619
Búsqueda de picos

FIG. 55

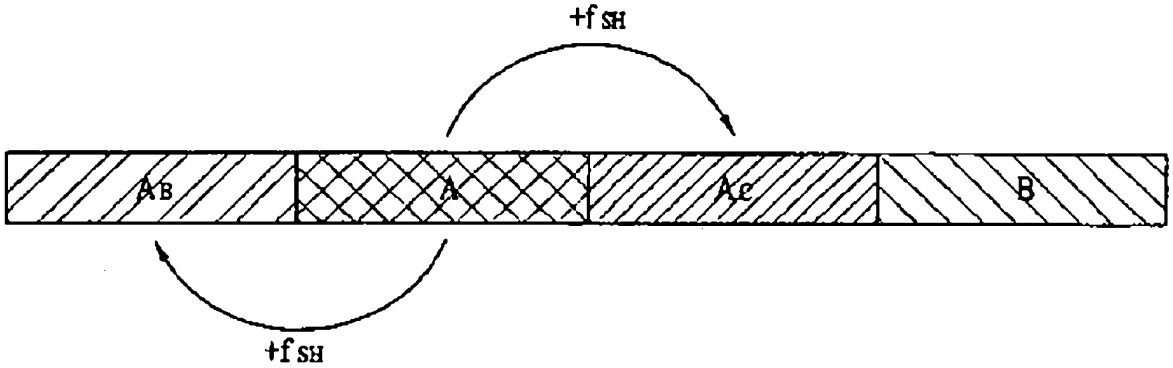


FIG. 56

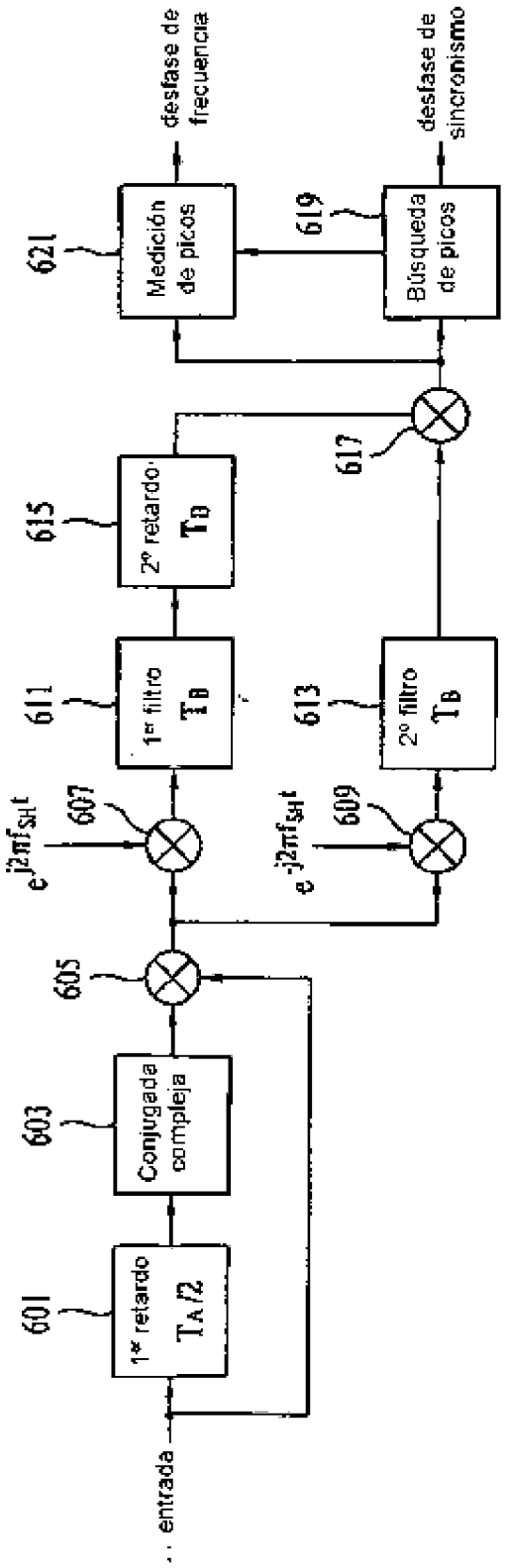

entrada
601
1er retardo
$T_A/2$
603
Conjugada compleja
605
$e^{j2\pi f_{SH}t}$
607
611
1er filtro
T_B
615
2º retardo
T_B
$e^{-j2\pi f_{SH}t}$
609
613
2º filtro
T_B
617
619
Búsqueda de picos
621
Medición de picos
desfase de frecuencia
desfase de sincronismo

FIG. 57

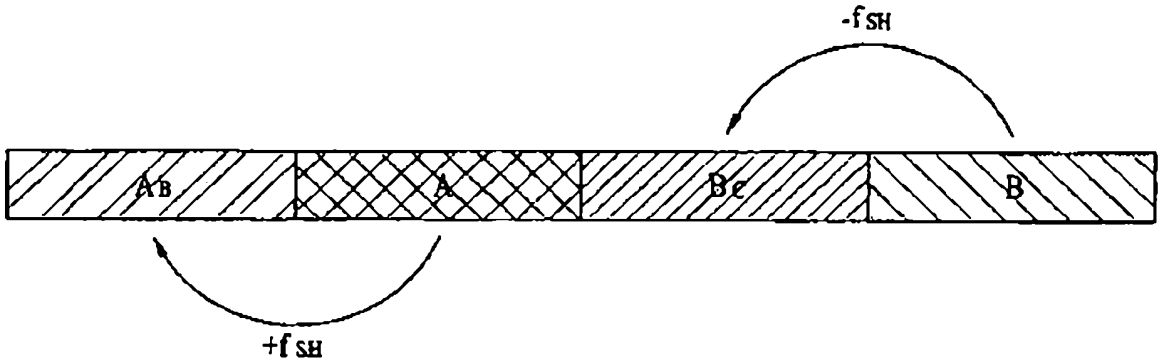


FIG. 58

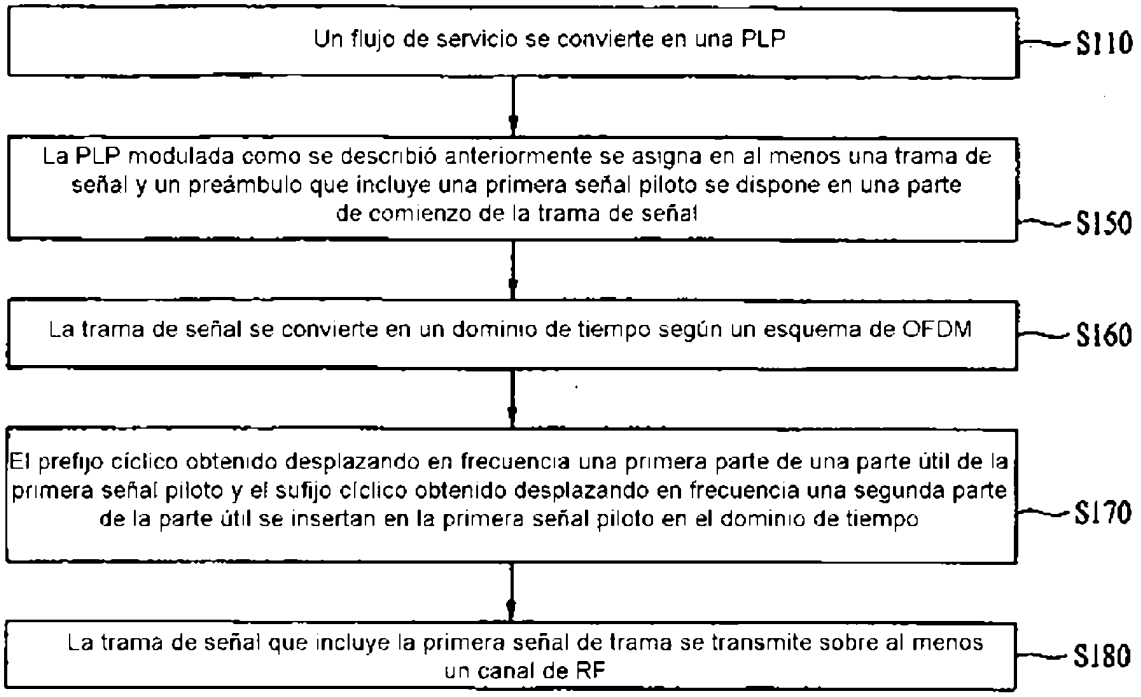

Un flujo de servicio se convierte en una PLP
S110
La PLP modulada como se describió anteriormente se asigna en al menos una trama de señal y un preámbulo que incluye una primera señal piloto se dispone en una parte de comienzo de la trama de señal
S150
La trama de señal se convierte en un dominio de tiempo según un esquema de OFDM
S160
El prefijo cíclico obtenido desplazando en frecuencia una primera parte de una parte útil de la primera señal piloto y el sufijo cíclico obtenido desplazando en frecuencia una segunda parte de la parte útil se insertan en la primera señal piloto en el dominio de tiempo
S170
La trama de señal que incluye la primera señal de trama se transmite sobre al menos un canal de RF
S180

FIG. 59

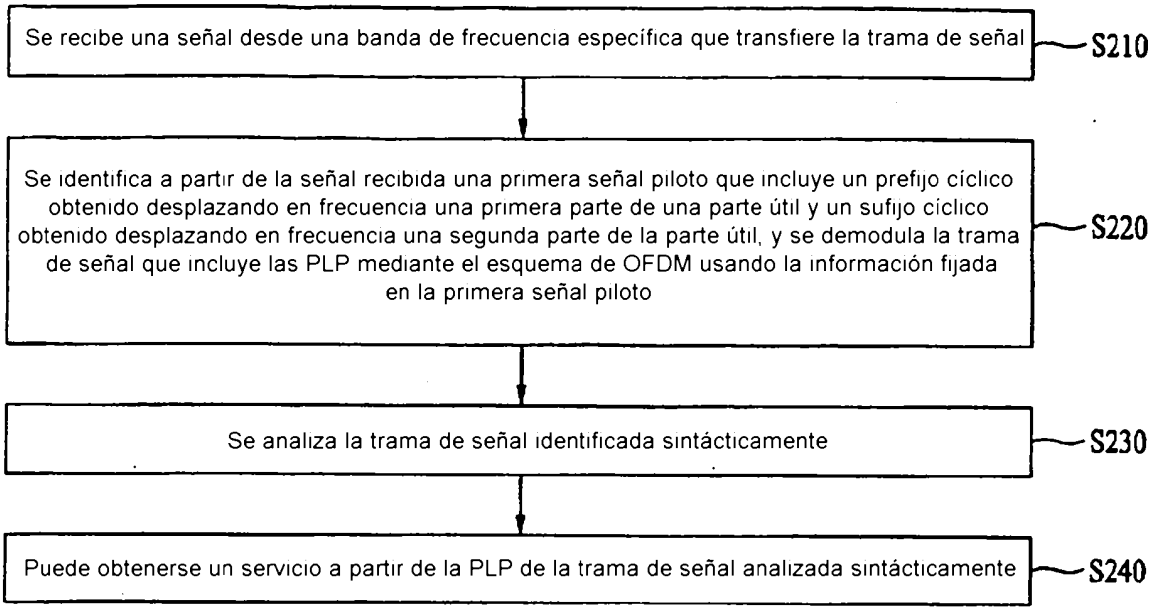

Se recibe una señal desde una banda de frecuencia específica que transfiere la trama de señal
S210
Se identifica a partir de la señal recibida una primera señal piloto que incluye un prefijo cíclico obtenido desplazando en frecuencia una primera parte de una parte útil y un sufijo cíclico obtenido desplazando en frecuencia una segunda parte de la parte útil, y se demodula la trama de señal que incluye las PLP mediante el esquema de OFDM usando la información fijada en la primera señal piloto
S220
Se analiza la trama de señal identificada sintácticamente
S230
Puede obtenerse un servicio a partir de la PLP de la trama de señal analizada sintácticamente
S240

FIG. 60

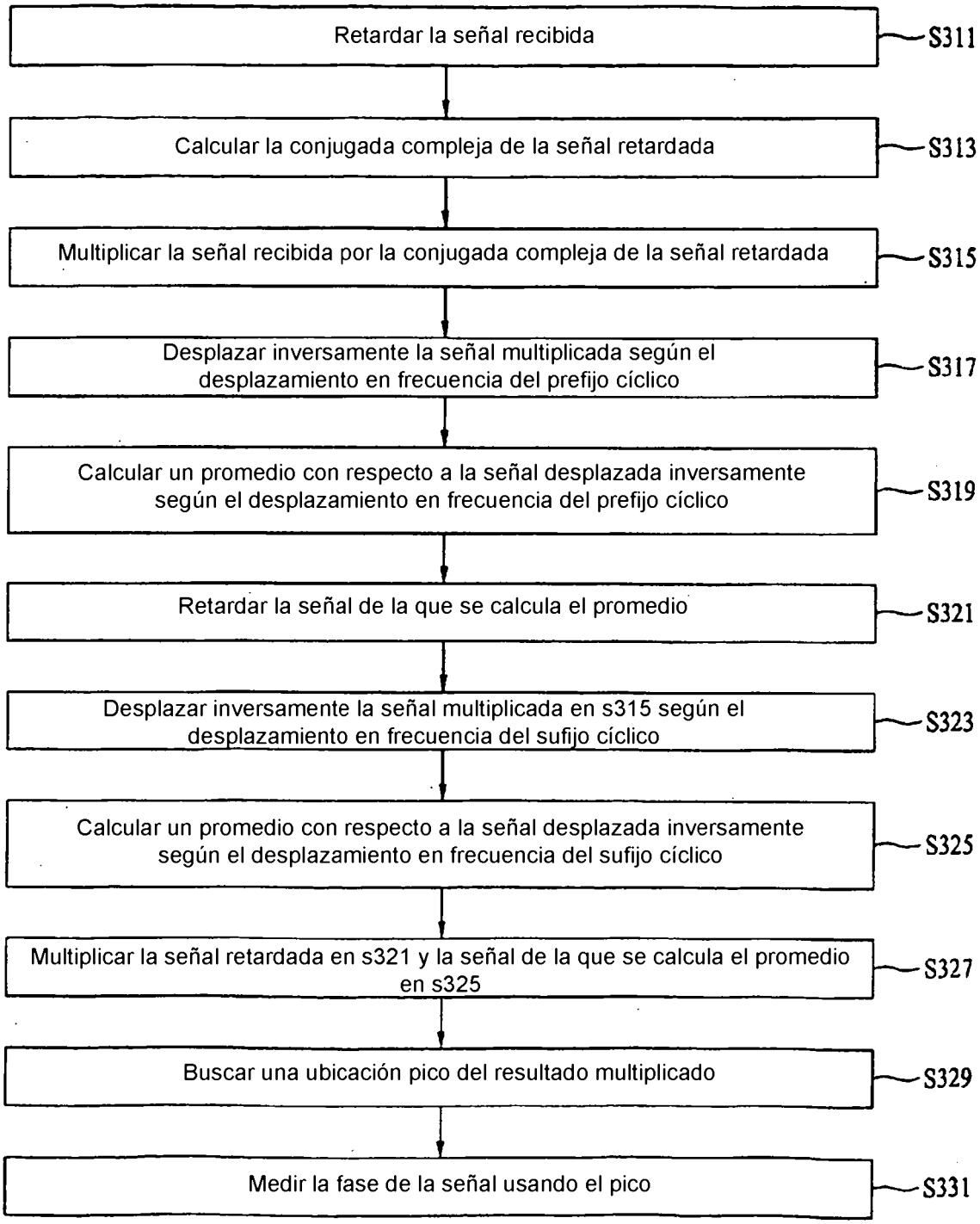

Retardar la señal recibida
S311
Calcular la conjugada compleja de la señal retardada
S313
Multiplicar la señal recibida por la conjugada compleja de la señal retardada
S315
Desplazar inversamente la señal multiplicada según el desplazamiento en frecuencia del prefijo cíclico
S317
Calcular un promedio con respecto a la señal desplazada inversamente según el desplazamiento en frecuencia del prefijo cíclico
S319
Retardar la señal de la que se calcula el promedio
S321
Desplazar inversamente la señal multiplicada en s315 según el desplazamiento en frecuencia del sufijo cíclico
S323
Calcular un promedio con respecto a la señal desplazada inversamente según el desplazamiento en frecuencia del sufijo cíclico
S325
Multiplicar la señal retardada en s321 y la señal de la que se calcula el promedio en s325
S327
Buscar una ubicación pico del resultado multiplicado
S329
Medir la fase de la señal usando el pico
S331

FIG. 61

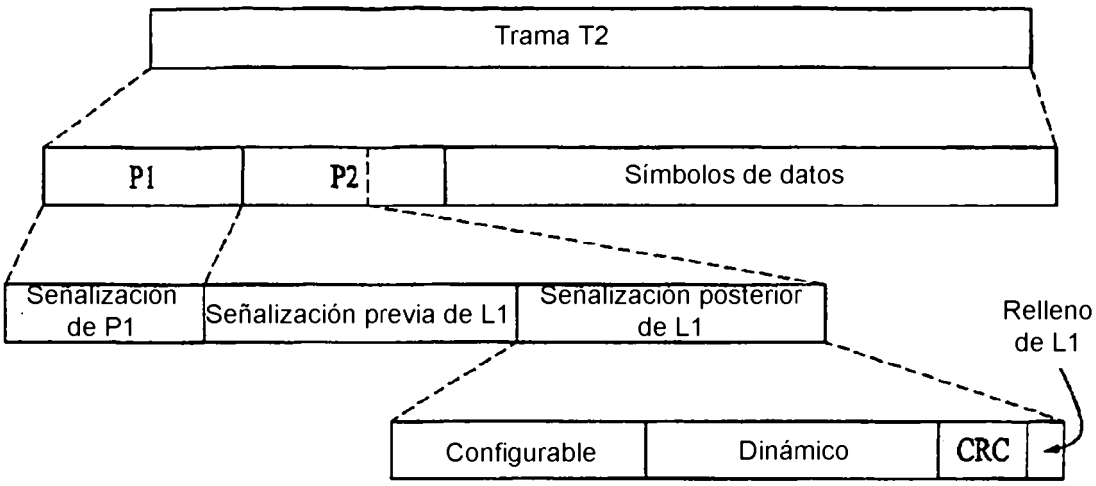

Trama T2
P1
P2
Símbolos de datos
Señalización de P1
Señalización previa de L1
Señalización posterior de L1
Relleno de L1
Configurable
Dinámico
CRC

FIG. 62

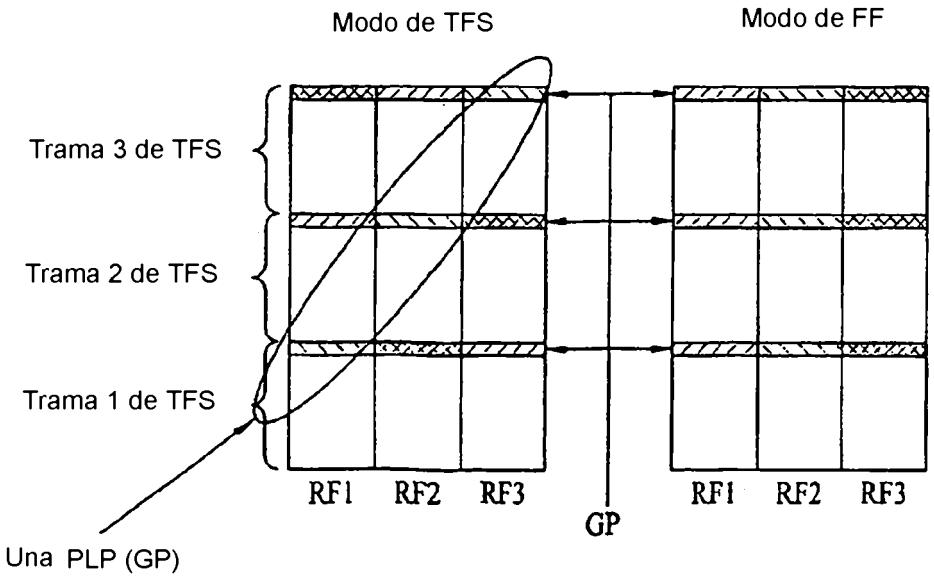

Modo de TFS
Modo de FF
Trama 3 de TFS
Trama 2 de TFS
Trama 1 de TFS
RF1
RF2
RF3
GP
RF1
RF2
RF3
Una PLP (GP)

FIG. 63

Señalización de L1

```
// Parám. estático
CELL_ID [16b]
NETWORK_ID [16b]
NUM_RF [3b]
para cada RF {
    FREQUENCY [32b]
}
PILOT_PATTERN [3b]
FRAME_LENGTH [10b]
// Parám. configurable
NUM_PLP [8b]
RF_SHIFT [8b]
para cada PLP {
    PLP_ID [8b]
    PLP_CR [3b]
    PLP_MOD [4b]
    PLP_FEC_BLOCK [1b]
}
PLP0_CR [3b]
PLP0_MOD [4b]
PLP0_FEC_BLOCK [1b]
// Parám. dinámico
FRAME_IDX [8b]
NOTTIFICATION [1b]
L2_SIZE [18b]
NOTIF_SIZE [18b]
para cada PLP {
    PLP_NUM_BLOCKS [8b]
    PLP_START [20b]
}
CRC-8 [8b]
```

```
para cada sub GP-PLP {
    RF_ID [3b]
    GP_PLP_IDX [3b]
    GP_PLP_NUM_BLOCK [8b]
}
```

FIG. 64

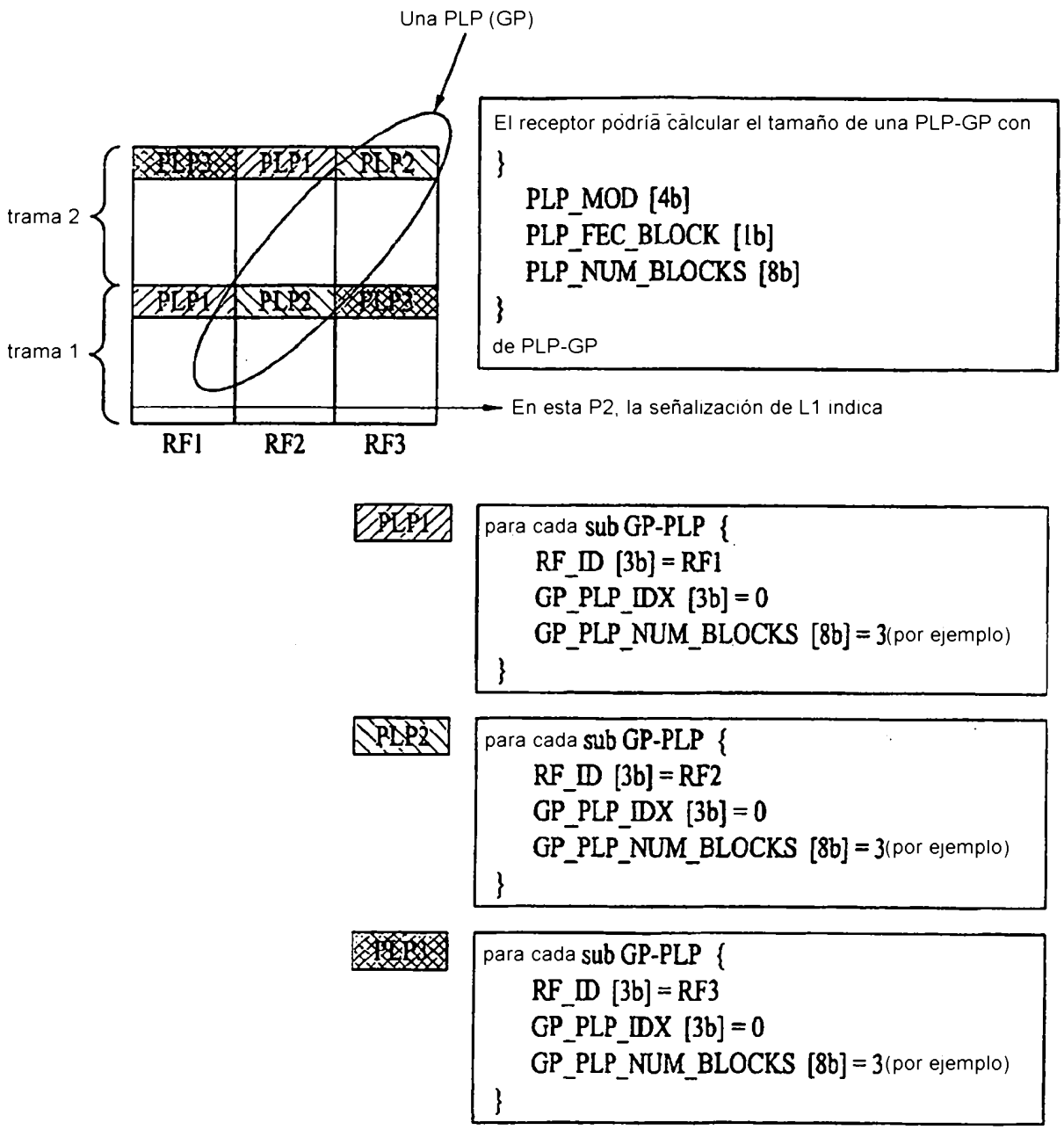

Una PLP (GP)
trama 2
trama 1
PLP3
PLP1
PLP2
PLP1
PLP2
PLP3
RF1
RF2
RF3
El receptor podría calcular el tamaño de una PLP-GP con
}
PLP_MOD [4b]
PLP_FEC_BLOCK [1b]
PLP_NUM_BLOCKS [8b]
}
de PLP-GP
En esta P2, la señalización de L1 indica
PLP1
para cada sub GP-PLP {
RF_ID [3b] = RF1
GP_PLP_IDX [3b] = 0
GP_PLP_NUM_BLOCKS [8b] = 3(por ejemplo)
}
PLP2
para cada sub GP-PLP {
RF_ID [3b] = RF2
GP_PLP_IDX [3b] = 0
GP_PLP_NUM_BLOCKS [8b] = 3(por ejemplo)
}
PLP3
para cada sub GP-PLP {
RF_ID [3b] = RF3
GP_PLP_IDX [3b] = 0
GP_PLP_NUM_BLOCKS [8b] = 3(por ejemplo)
}

FIG. 65

Señalización de L1

```
// Parám. estático
CELL_ID [16b]
NETWORK_ID [16b]
NUM_RF [3b]
para cada RF {
   FREQUENCY [32b]
}
PILOT_PATTERN [3b]
FRAME_LENGTH [10b]
// Parám. configurable
NUM_PLP [8b]
RF_SHIFT [8b]
para cada PLP {
   PLP_ID [8b]
   PLP_CR [3b]
   PLP_MOD [4b]
   PLP_FEC_BLOCK [1b]
}
PLP0_CR [3b]
PLP0_MOD [4b]
PLP0_FEC_BLOCK [1b]
// Parám. dinámico
FRAME_IDX [8b]
NOTTIFICATION [1b]
L2_SIZE [18b]
NOTIF_SIZE [18b]
para cada PLP {
   PLP_NUM_BLOCKS [8b]
   PLP_START [20b]
}
CRC-8 [8b]
```

```
para cada sub GP-PLP {
   GP_PLP_ID [8b]
   GP_PLP_CR [3b]
   GP_PLP_MOD [4b]
   GP_PLP_FEC_BLOCK [1b]
   GP_PLP_RF_INDICATOR [6b]
   GP_PLP_START_RF_ID [3b]
   GP_PLP_NUM_BLOCK [3b]
}
```

```
para cada sub GP-PLP {
   GP_PLP_IDX [3b]
}
```

FIG. 66

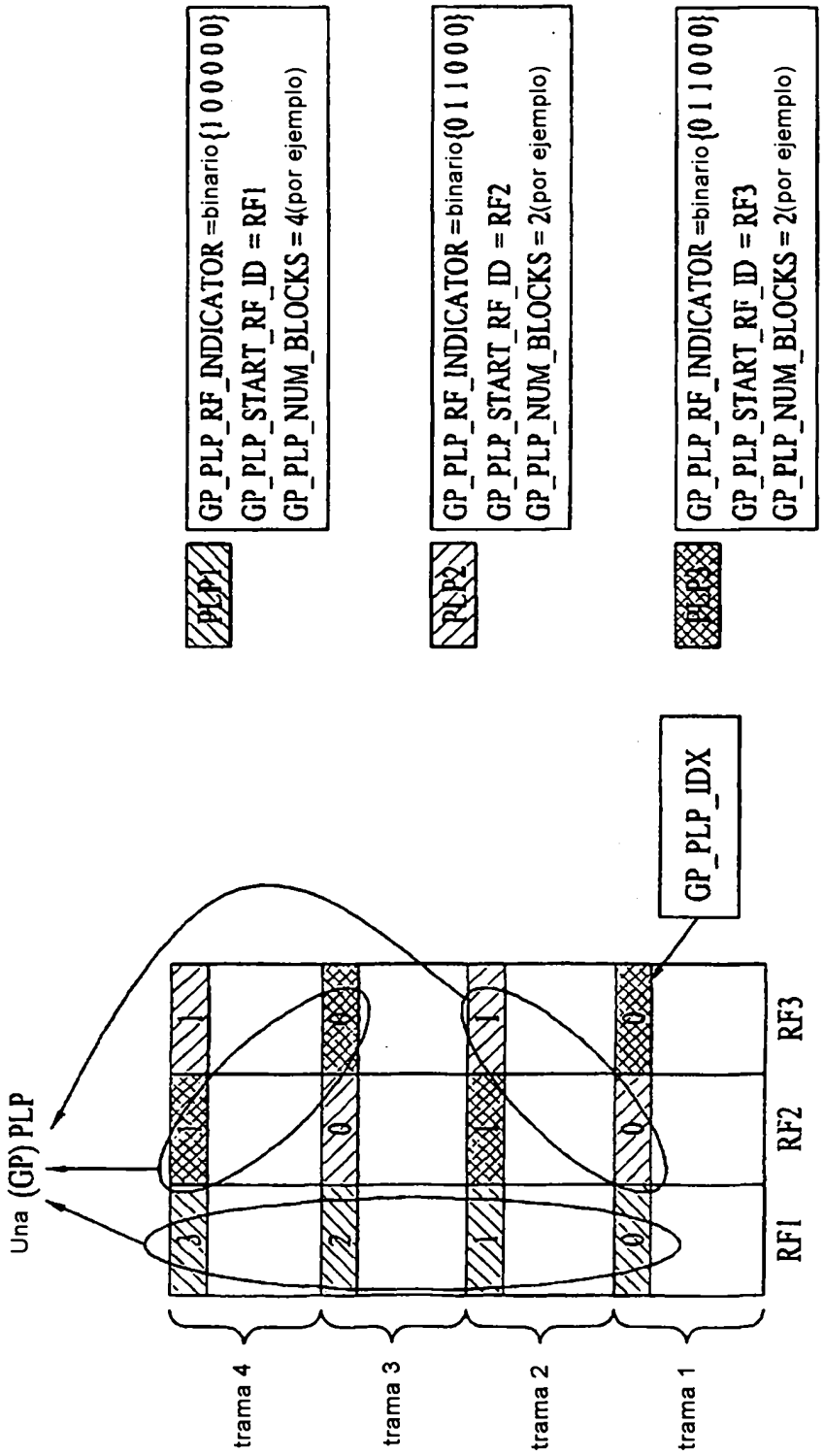

GP_PLP_RF_INDICATOR =binario{1 0 0 0 0 0}
GP_PLP_START_RF_ID = RF1
GP_PLP_NUM_BLOCKS = 4(por ejemplo)
PLP1
GP_PLP_RF_INDICATOR =binario{0 1 1 0 0 0}
GP_PLP_START_RF_ID = RF2
GP_PLP_NUM_BLOCKS = 2(por ejemplo)
PLP2
GP_PLP_RF_INDICATOR =binario{0 1 1 0 0 0}
GP_PLP_START_RF_ID = RF3
GP_PLP_NUM_BLOCKS = 2(por ejemplo)
PLP3
GP_PLP_IDX
Una (GP) PLP
RF1
RF2
RF3
trama 4
trama 3
trama 2
trama 1

FIG. 67

Señalización de L1

```
// Parám. estático
CELL_ID [16b]
NETWORK_ID [16b]
NUM_RF [3b]
para cada RF {
   FREQUENCY [32b]
}
PILOT_PATTERN [3b]
FRAME_LENGTH [10b]
// Parám. configurable
NUM_PLP [8b]
RF_SHIFT [8b]
para cada PLP {
   PLP_ID [8b]
   PLP_CR [3b]
   PLP_MOD [4b]
   PLP_FEC_BLOCK [1b]
}
PLP0_CR [3b]
PLP0_MOD [4b]
PLP0_FEC_BLOCK [1b]
// Parám. dinámico
FRAME_IDX [8b]
NOTTIFICATION [1b]
L2_SIZE [18b]
NOTIF_SIZE [18b]
para cada PLP {
   PLP_NUM_BLOCKS [8b]
   PLP_START [20b]
}
CRC-8 [8b]
```

```
para cada sub GP-PLP {
    GP_PLP_ID [8b]
    GP_PLP_CR [3b]
    GP_PLP_MOD [4b]
    GP_PLP_FEC_BLOCK [1b]
    GP_PLP_RF_INDICATOR [6b]
    GP_PLP_NUM_BLOCK [3b]
}
```

```
para cada sub GP-PLP {
    GP_PLP_START_RF_ID [3b]
    GP_PLP_IDX [3b]
}
```

FIG. 68

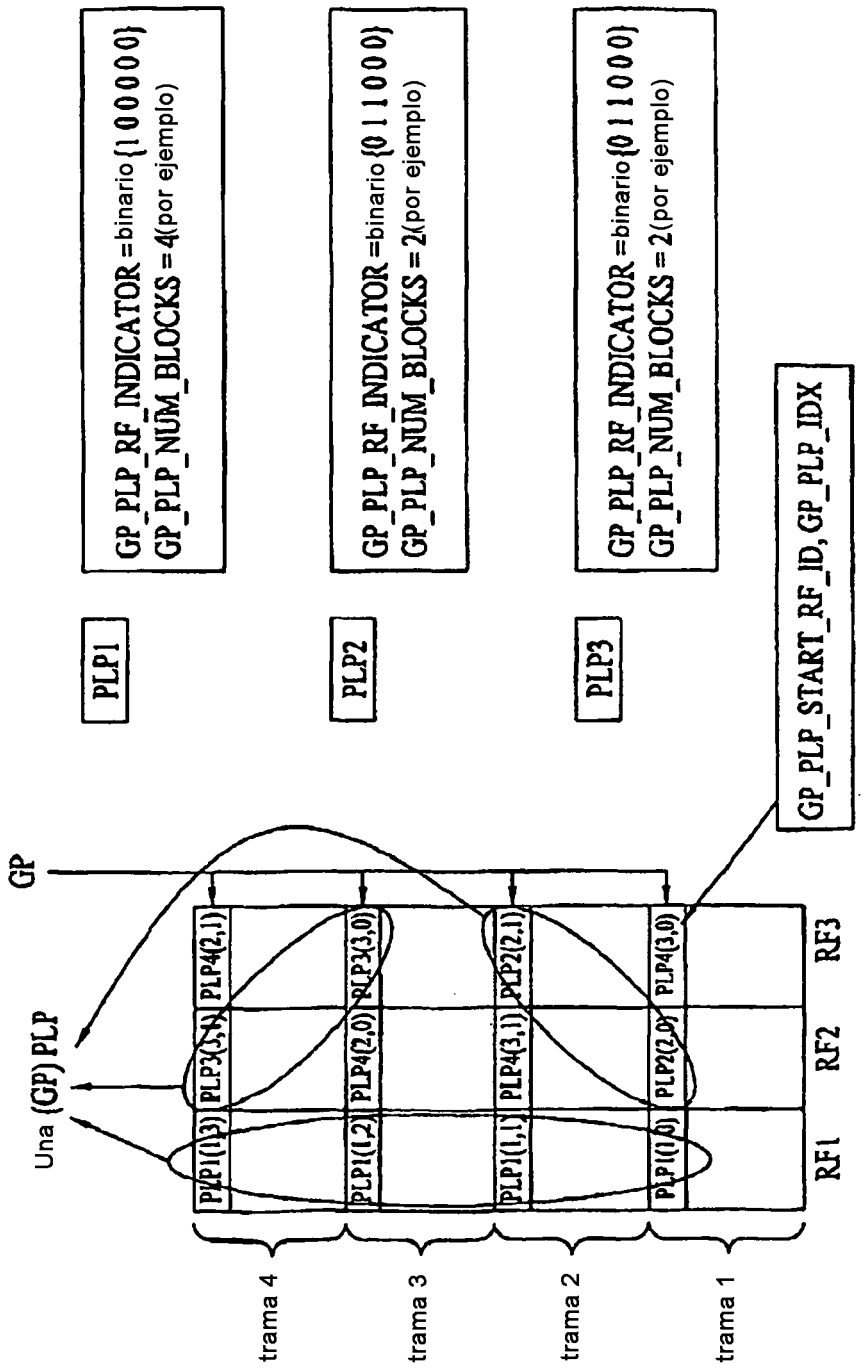

GP_PLP_RF_INDICATOR =binario{1 0 0 0 0 0}
GP_PLP_NUM_BLOCKS = 4(por ejemplo)
PLP1
GP_PLP_RF_INDICATOR =binario{0 1 1 0 0 0}
GP_PLP_NUM_BLOCKS = 2(por ejemplo)
PLP2
GP_PLP_RF_INDICATOR =binario{0 1 1 0 0 0}
GP_PLP_NUM_BLOCKS = 2(por ejemplo)
PLP3
GP_PLP_START_RF_ID, GP_PLP_IDX
GP
Una (GP) PLP
PLP1(1,3)
PLP3(3,1)
PLP4(2,1)
PLP1(1,2)
PLP4(2,0)
PLP3(3,0)
PLP1(1,1)
PLP4(3,1)
PLP2(2,1)
PLP1(1,0)
PLP2(2,0)
PLP4(3,0)
RF1
RF2
RF3
trama 4
trama 3
trama 2
trama 1

FIG. 69

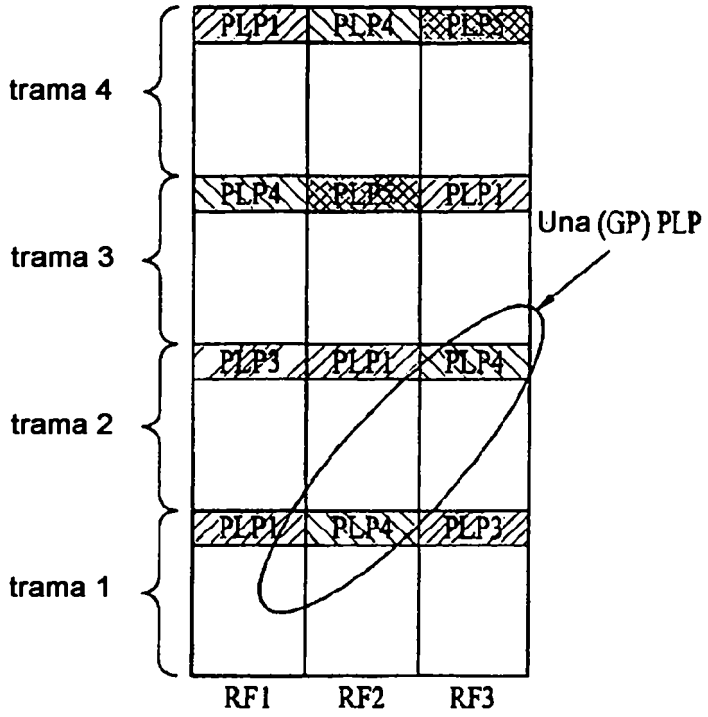

trama 4
trama 3
trama 2
trama 1
PLP1
PLP4
PLP3
PLP4
PLP5
PLP1
PLP3
PLP1
PLP4
PLP1
PLP4
PLP3
Una (GP) PLP
RF1
RF2
RF3

FIG. 70

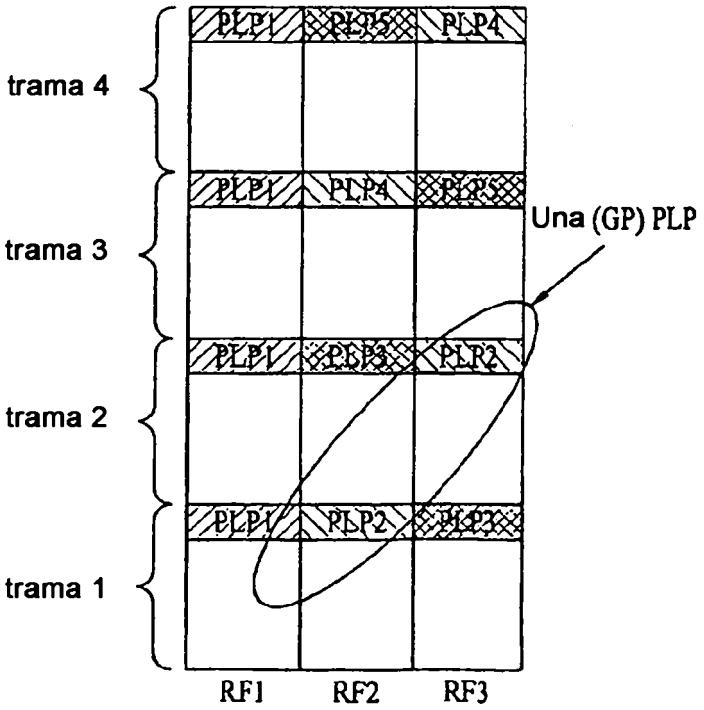

trama 4
trama 3
trama 2
trama 1
PLP1
PLP5
PLP4
PLP1
PLP4
PLP5
PLP1
PLP3
PLP2
PLP1
PLP2
PLP3
Una (GP) PLP
RF1
RF2
RF3

FIG. 71

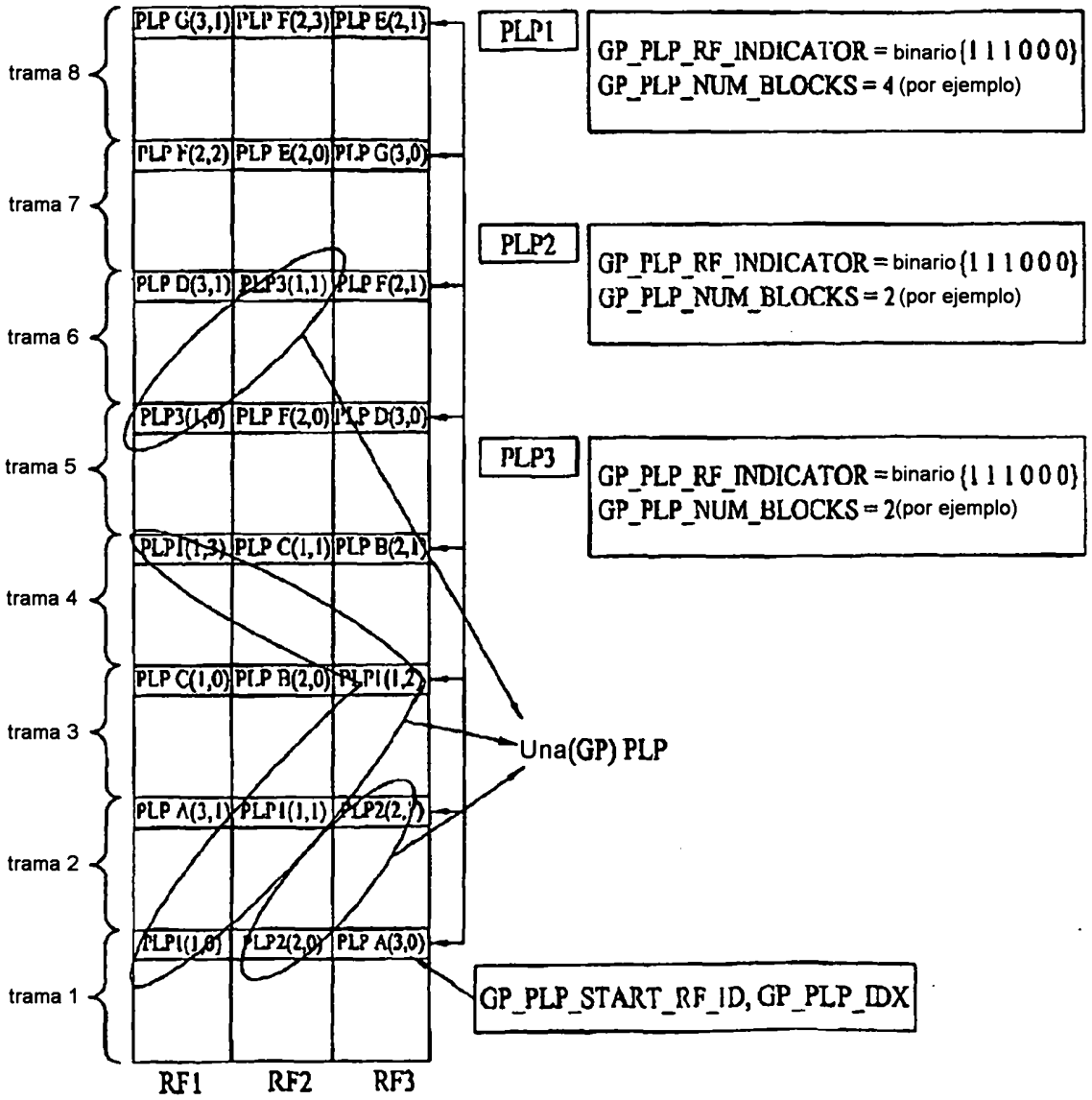

trama 8
trama 7
trama 6
trama 5
trama 4
trama 3
trama 2
trama 1
PLP G(3,1)
PLP F(2,3)
PLP E(2,1)
PLP F(2,2)
PLP E(2,0)
PLP G(3,0)
PLP D(3,1)
PLP3(1,1)
PLP F(2,1)
PLP3(1,0)
PLP F(2,0)
PLP D(3,0)
PLP1(1,3)
PLP C(1,1)
PLP B(2,1)
PLP C(1,0)
PLP B(2,0)
PLP1(1,2)
PLP A(3,1)
PLP1(1,1)
PLP2(2,1)
PLP1(1,0)
PLP2(2,0)
PLP A(3,0)
RF1
RF2
RF3
PLP1
GP_PLP_RF_INDICATOR = binario {1 1 1 0 0 0}
GP_PLP_NUM_BLOCKS = 4 (por ejemplo)
PLP2
GP_PLP_RF_INDICATOR = binario {1 1 1 0 0 0}
GP_PLP_NUM_BLOCKS = 2 (por ejemplo)
PLP3
GP_PLP_RF_INDICATOR = binario {1 1 1 0 0 0}
GP_PLP_NUM_BLOCKS = 2(por ejemplo)
Una(GP) PLP
GP_PLP_START_RF_ID, GP_PLP_IDX

FIG. 72

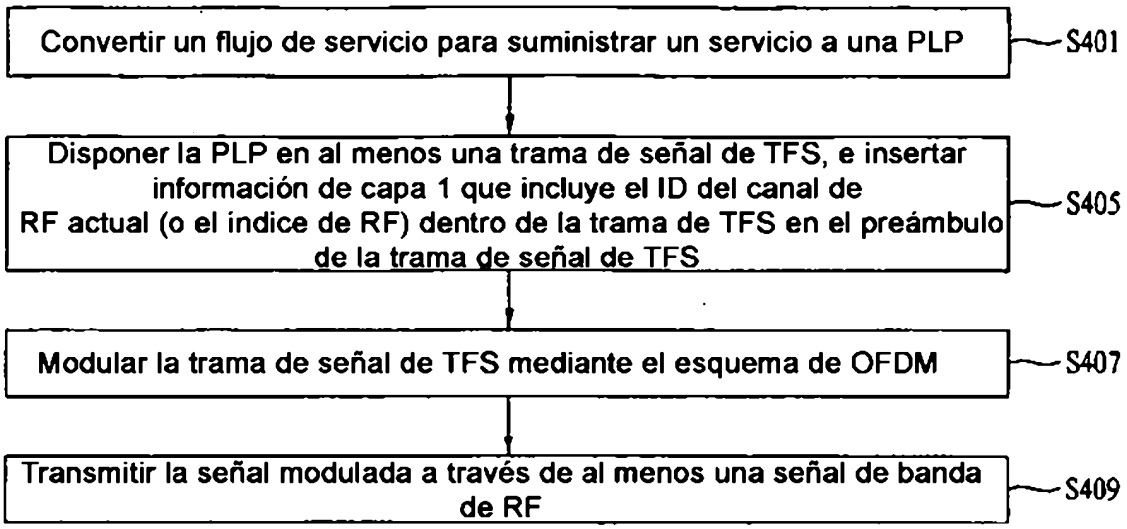

Convertir un flujo de servicio para suministrar un servicio a una PLP
S401
Disponer la PLP en al menos una trama de señal de TFS, e insertar información de capa 1 que incluye el ID del canal de RF actual (o el índice de RF) dentro de la trama de TFS en el preámbulo de la trama de señal de TFS
S405
Modular la trama de señal de TFS mediante el esquema de OFDM
S407
Transmitir la señal modulada a través de al menos una señal de banda de RF
S409

FIG. 73

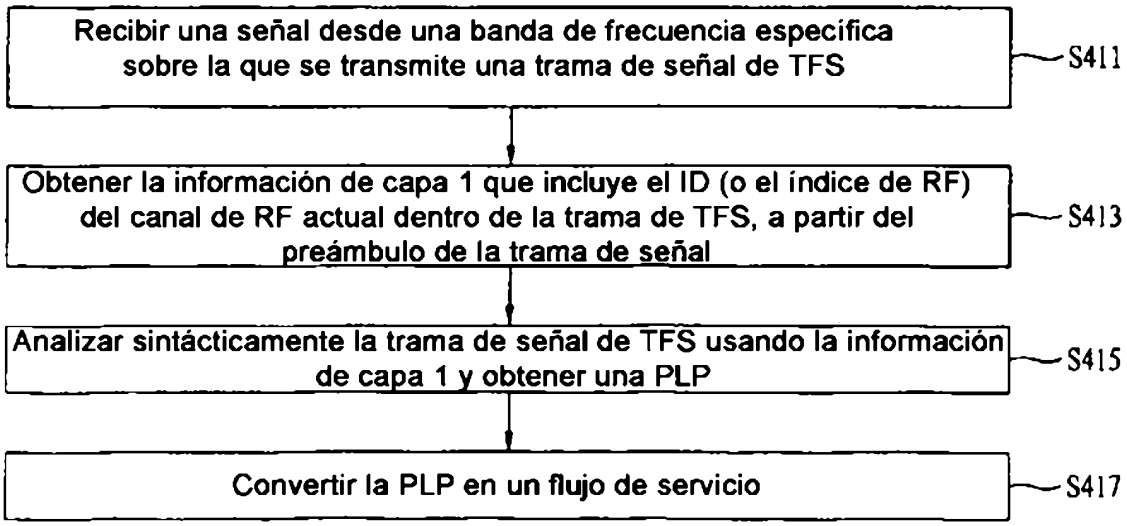

Recibir una señal desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite una trama de señal de TFS
S411
Obtener la información de capa 1 que incluye el ID (o el índice de RF) del canal de RF actual dentro de la trama de TFS, a partir del preámbulo de la trama de señal
S413
Analizar sintácticamente la trama de señal de TFS usando la información de capa 1 y obtener una PLP
S415
Convertir la PLP en un flujo de servicio
S417

FIG. 74

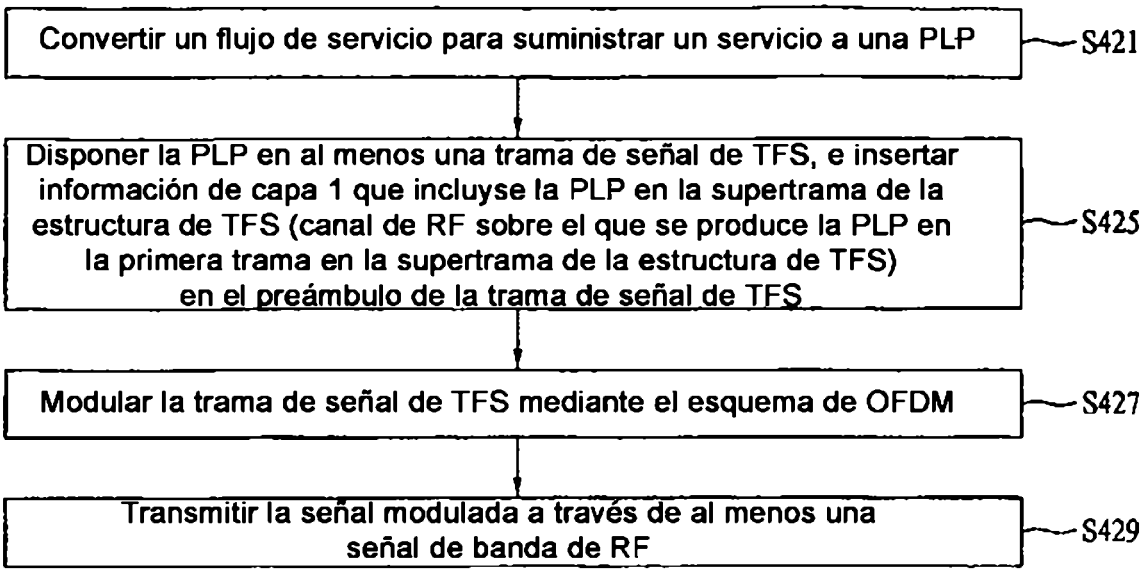

Convertir un flujo de servicio para suministrar un servicio a una PLP
S421
Disponer la PLP en al menos una trama de señal de TFS, e insertar información de capa 1 que incluyse la PLP en la supertrama de la estructura de TFS (canal de RF sobre el que se produce la PLP en la primera trama en la supertrama de la estructura de TFS) en el preámbulo de la trama de señal de TFS
S425
Modular la trama de señal de TFS mediante el esquema de OFDM
S427
Transmitir la señal modulada a través de al menos una señal de banda de RF
S429

FIG. 75

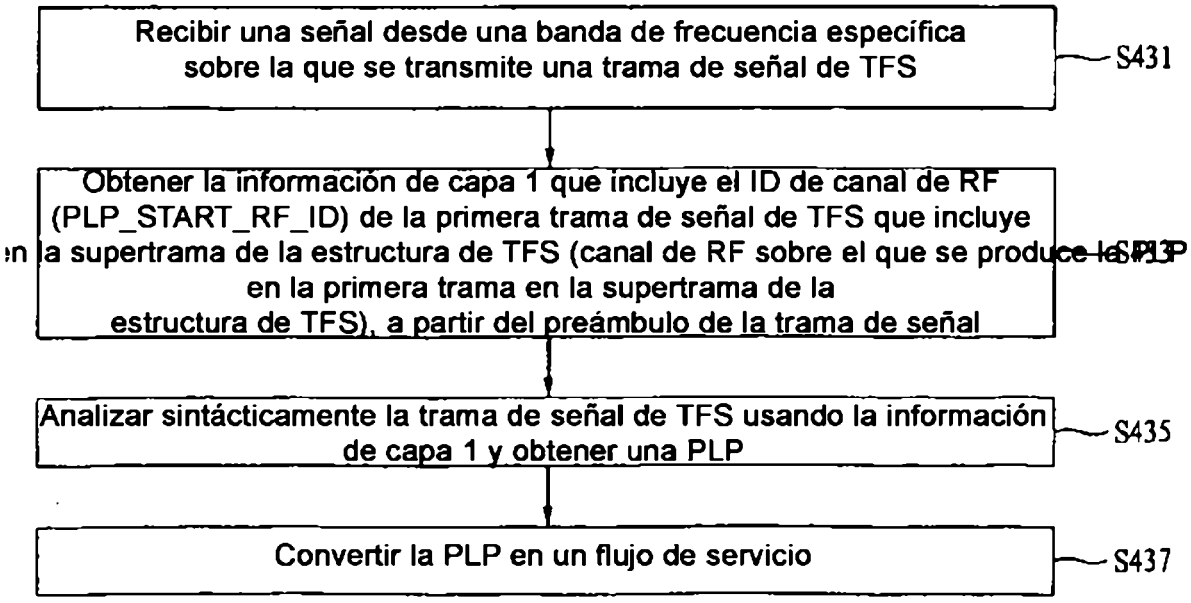

Recibir una señal desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite una trama de señal de TFS
S431
Obtener la información de capa 1 que incluye el ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal de TFS que incluye la supertrama de la estructura de TFS (canal de RF sobre el que se produce la PLP en la primera trama en la supertrama de la estructura de TFS), a partir del preámbulo de la trama de señal
S433
Analizar sintácticamente la trama de señal de TFS usando la información de capa 1 y obtener una PLP
S435
Convertir la PLP en un flujo de servicio
S437

FIG. 76

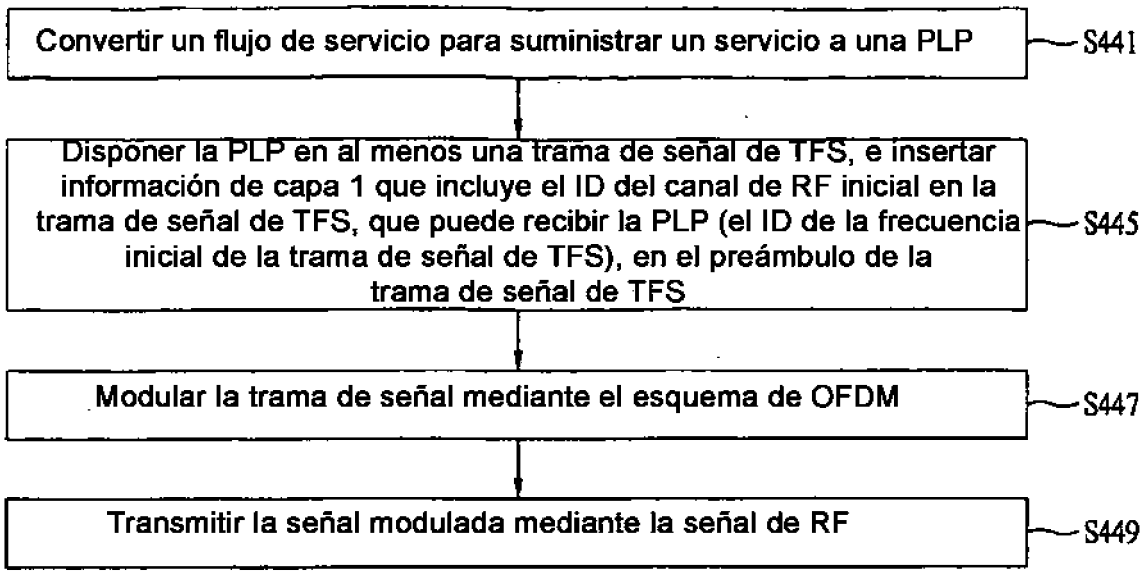

Convertir un flujo de servicio para suministrar un servicio a una PLP
S441
Disponer la PLP en al menos una trama de señal de TFS, e insertar información de capa 1 que incluye el ID del canal de RF inicial en la trama de señal de TFS, que puede recibir la PLP (el ID de la frecuencia inicial de la trama de señal de TFS), en el preámbulo de la trama de señal de TFS
S445
Modular la trama de señal mediante el esquema de OFDM
S447
Transmitir la señal modulada mediante la señal de RF
S449

FIG. 77

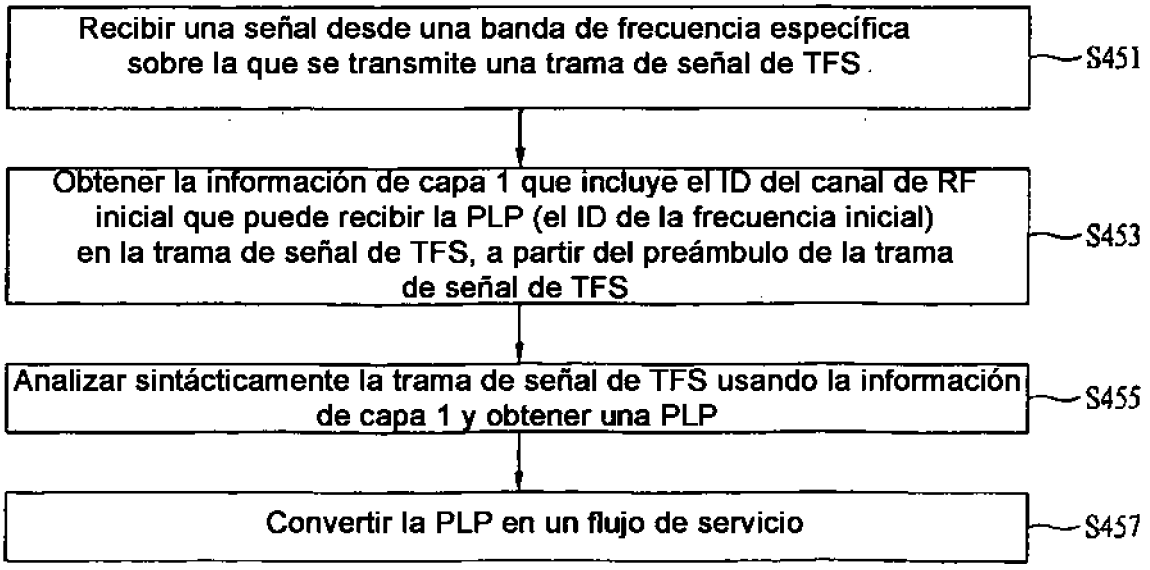

Recibir una señal desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite una trama de señal de TFS
S451
Obtener la información de capa 1 que incluye el ID del canal de RF inicial que puede recibir la PLP (el ID de la frecuencia inicial) en la trama de señal de TFS, a partir del preámbulo de la trama de señal de TFS
S453
Analizar sintácticamente la trama de señal de TFS usando la información de capa 1 y obtener una PLP
S455
Convertir la PLP en un flujo de servicio
S457

FIG. 78

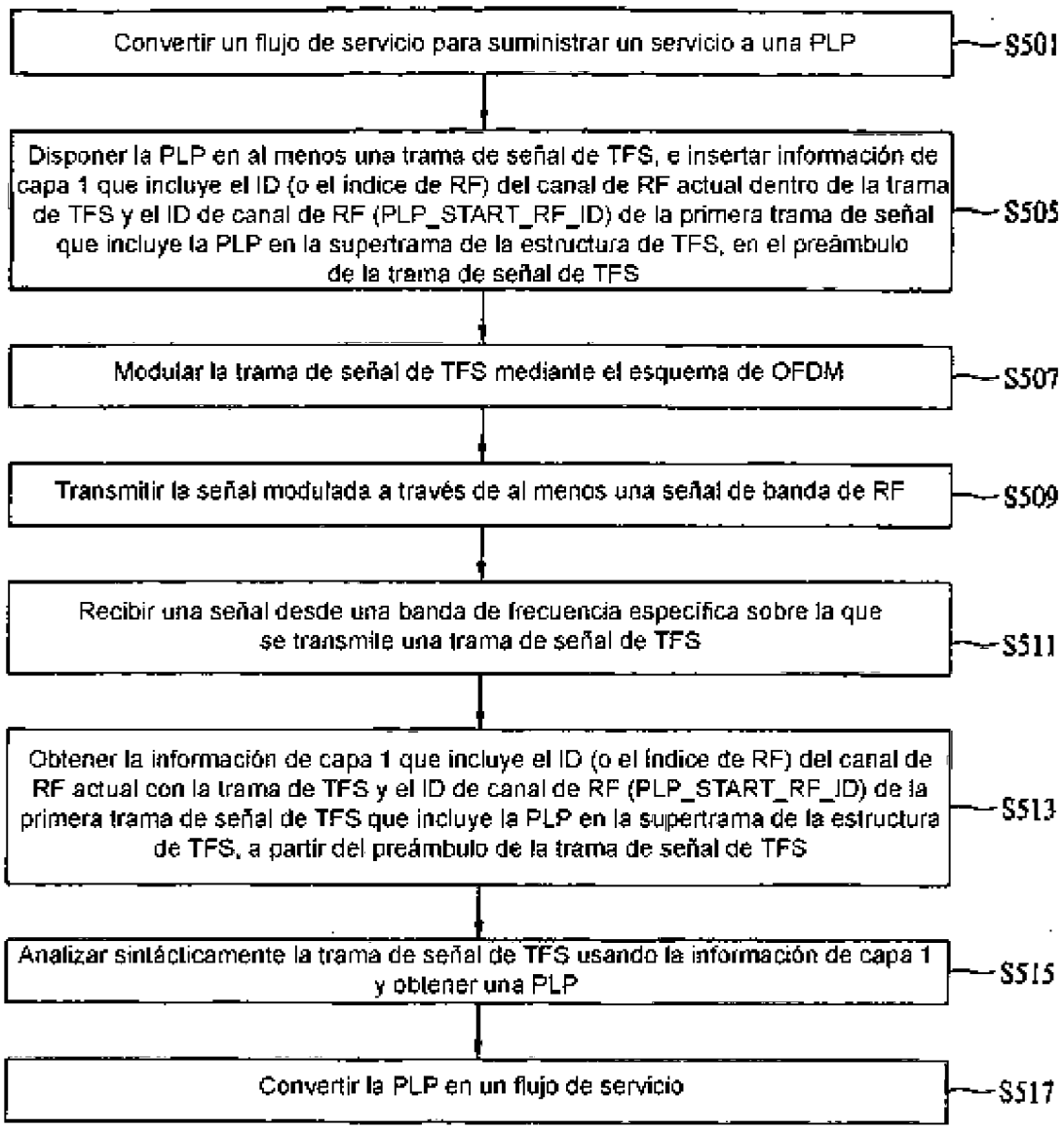

Convertir un flujo de servicio para suministrar un servicio a una PLP
S501
Disponer la PLP en al menos una trama de señal de TFS, e insertar información de capa 1 que incluye el ID (o el índice de RF) del canal de RF actual dentro de la trama de TFS y el ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS, en el preámbulo de la trama de señal de TFS
S505
Modular la trama de señal de TFS mediante el esquema de OFDM
S507
Transmitir la señal modulada a través de al menos una señal de banda de RF
S509
Recibir una señal desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite una trama de señal de TFS
S511
Obtener la información de capa 1 que incluye el ID (o el índice de RF) del canal de RF actual con la trama de TFS y el ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal de TFS que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS, a partir del preámbulo de la trama de señal de TFS
S513
Analizar sintácticamente la trama de señal de TFS usando la información de capa 1 y obtener una PLP
S515
Convertir la PLP en un flujo de servicio
S517

FIG. 79

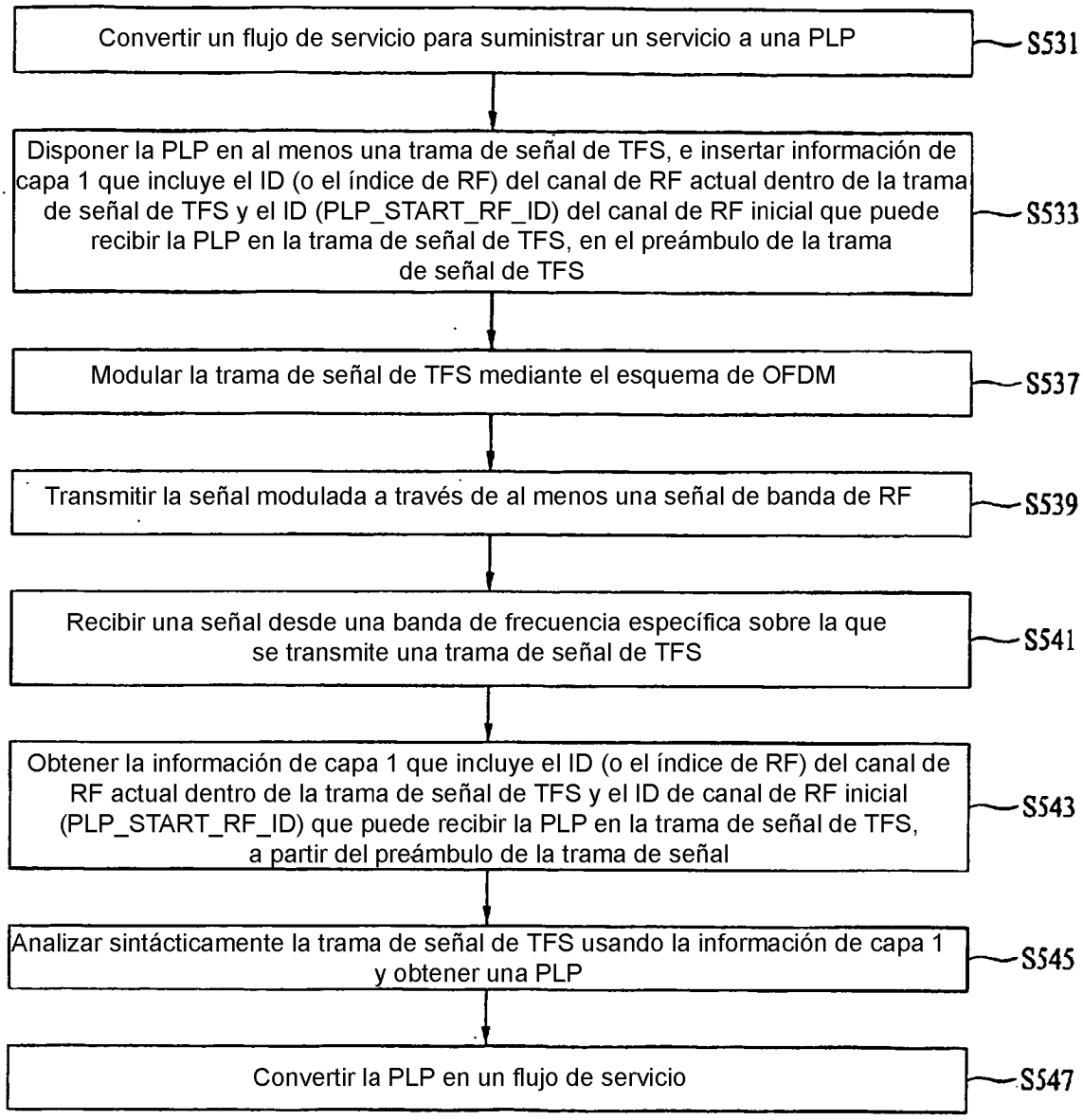

Convertir un flujo de servicio para suministrar un servicio a una PLP
S531
Disponer la PLP en al menos una trama de señal de TFS, e insertar información de capa 1 que incluye el ID (o el índice de RF) del canal de RF actual dentro de la trama de señal de TFS y el ID (PLP_START_RF_ID) del canal de RF inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS, en el preámbulo de la trama de señal de TFS
S533
Modular la trama de señal de TFS mediante el esquema de OFDM
S537
Transmitir la señal modulada a través de al menos una señal de banda de RF
S539
Recibir una señal desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite una trama de señal de TFS
S541
Obtener la información de capa 1 que incluye el ID (o el índice de RF) del canal de RF actual dentro de la trama de señal de TFS y el ID de canal de RF inicial (PLP_START_RF_ID) que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS, a partir del preámbulo de la trama de señal
S543
Analizar sintácticamente la trama de señal de TFS usando la información de capa 1 y obtener una PLP
S545
Convertir la PLP en un flujo de servicio
S547

FIG. 80

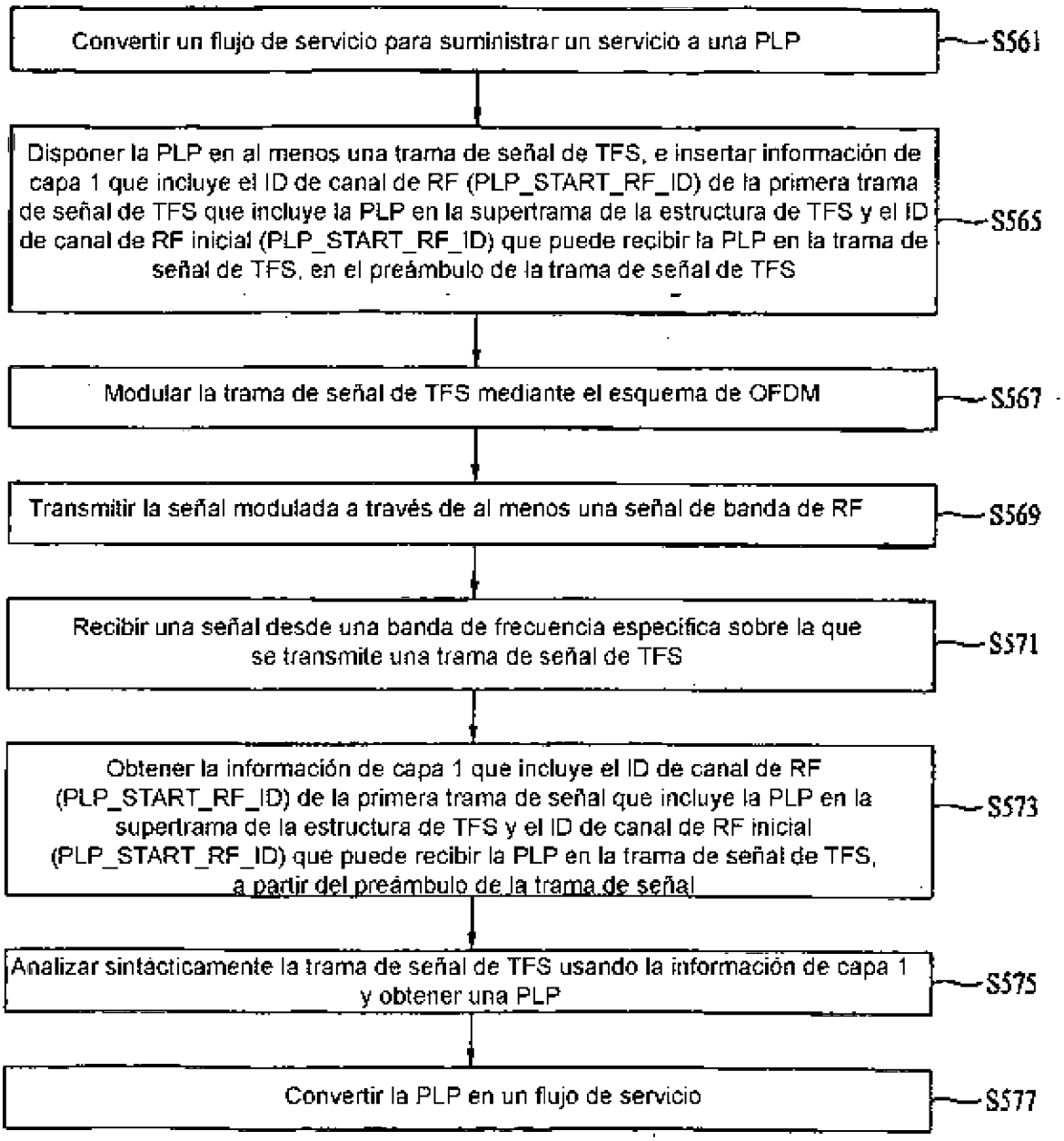
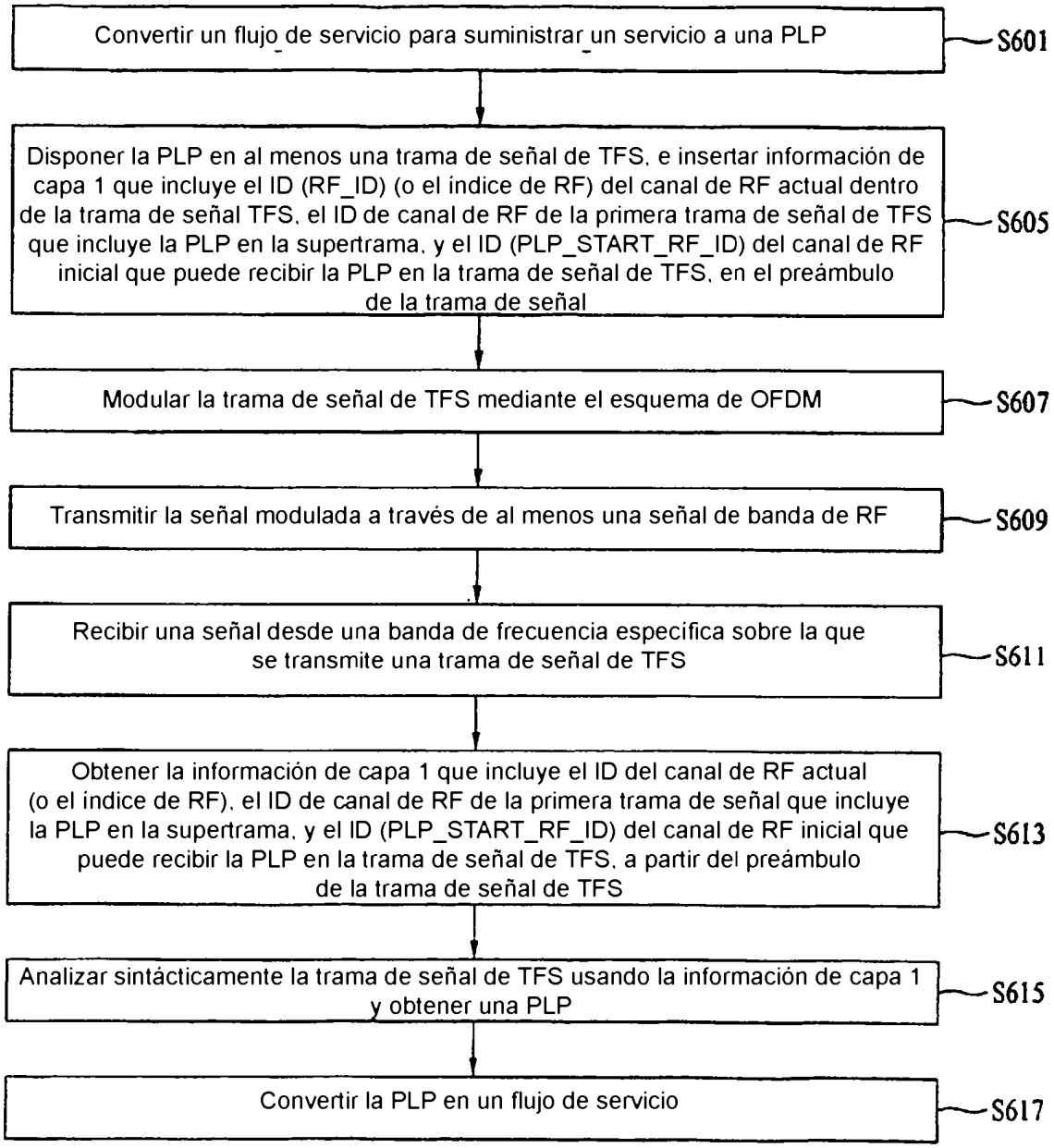

Convertir un flujo de servicio para suministrar un servicio a una PLP
S561
Disponer la PLP en al menos una trama de señal de TFS, e insertar información de capa 1 que incluye el ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal de TFS que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS y el ID de canal de RF inicial (PLP_START_RF_ID) que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS, en el preámbulo de la trama de señal de TFS
S565
Modular la trama de señal de TFS mediante el esquema de OFDM
S567
Transmitir la señal modulada a través de al menos una señal de banda de RF
S569
Recibir una señal desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite una trama de señal de TFS
S571
Obtener la información de capa 1 que incluye el ID de canal de RF (PLP_START_RF_ID) de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama de la estructura de TFS y el ID de canal de RF inicial (PLP_START_RF_ID) que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS, a partir del preámbulo de la trama de señal
S573
Analizar sintácticamente la trama de señal de TFS usando la información de capa 1 y obtener una PLP
S575
Convertir la PLP en un flujo de servicio
S577

FIG. 81


Convertir un flujo de servicio para suministrar un servicio a una PLP
S601
Disponer la PLP en al menos una trama de señal de TFS, e insertar información de capa 1 que incluye el ID (RF_ID) (o el índice de RF) del canal de RF actual dentro de la trama de señal TFS, el ID de canal de RF de la primera trama de señal de TFS que incluye la PLP en la supertrama, y el ID (PLP_START_RF_ID) del canal de RF inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS, en el preámbulo de la trama de señal
S605
Modular la trama de señal de TFS mediante el esquema de OFDM
S607
Transmitir la señal modulada a través de al menos una señal de banda de RF
S609
Recibir una señal desde una banda de frecuencia específica sobre la que se transmite una trama de señal de TFS
S611
Obtener la información de capa 1 que incluye el ID del canal de RF actual (o el índice de RF), el ID de canal de RF de la primera trama de señal que incluye la PLP en la supertrama, y el ID (PLP_START_RF_ID) del canal de RF inicial que puede recibir la PLP en la trama de señal de TFS, a partir del preámbulo de la trama de señal de TFS
S613
Analizar sintácticamente la trama de señal de TFS usando la información de capa 1 y obtener una PLP
S615
Convertir la PLP en un flujo de servicio
S617