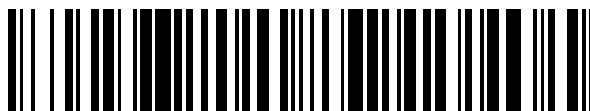


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 559 033**

51 Int. Cl.:

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 1/00 (2006.01)

H04H 20/72 (2008.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **08.02.2011** **E 11740069 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **07.10.2015** **EP 2536135**

54 Título: **Transmisión de señal de difusión**

30 Prioridad:

08.02.2010 US 302499 P

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

10.02.2016

73 Titular/es:

LG ELECTRONICS INC. (100.0%)
128 Yeoui-daero, Yeongdeungpo-Gu
Seoul 150-721, KR

72 Inventor/es:

KO, WOO SUK y
MOON, SANG CHUL

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 559 033 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Transmisión de señal de difusión

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere a un aparato de transmisión de señales de difusión para transmitir una señal de difusión, un aparato de recepción de difusión para recibir una señal de difusión y un método de transmisión y recepción de una señal de difusión y, más particularmente, a un aparato y método para transmitir y recibir una señal de difusión móvil.

Antecedentes de la técnica

10 A medida que el tiempo se ha acercado a poner fin (o terminar) la transmisión de señales difusión analógicas, están siendo investigadas y desarrolladas diversas tecnologías para transmitir y recibir señales de difusión digitales. En la presente memoria, una señal de difusión digital puede incluir alta capacidad de datos de vídeo/audio comparada con una señal de difusión analógica y, además de los datos de vídeo/audio, la señal de difusión digital también puede incluir diversos datos adicionales.

15 Más específicamente, un sistema de difusión digital para difusión digital puede proporcionar imágenes de nivel HD (Alta Definición), sonido (o audio) multicanal y una amplia gama de servicios adicionales. No obstante, aún se requieren que sean mejoradas una eficiencia de transmisión de datos para transmisión de datos de alta capacidad, una robustez de red de transmisión y recepción y la flexibilidad en una red en consideración de los equipos de recepción móvil. El documento GB2371727 describe un sistema de comunicaciones de espectro ensanchado que incluye medios para asegurar sincronización entre diferentes estaciones base. El documento WO2009/093809 describe un sistema para transmitir y recibir señales digitales en forma de tramas de datos que incluyen un preámbulo.

Descripción detallada de la invención

Objetos técnicos

25 Por consiguiente, un objeto técnico de la presente invención es proporcionar un aparato de transmisión de señal de difusión y un aparato de recepción de difusión que pueden transmitir y recibir señales de difusión adicionales, un método para transmitir y recibir señales de difusión adicionales, usando una señal de RF de un sistema de difusión convencional sin tener que asegurar cualquier frecuencia adicional.

30 Otro objeto es proporcionar un aparato de transmisión de señal de difusión y un aparato de recepción de señal de difusión que pueden transmitir y recibir señales de difusión móviles, un método para transmitir y recibir señales de difusión móviles, usando una señal de RF de un sistema de difusión convencional sin tener que tener que asegurar cualquier frecuencia adicional.

35 Aún otro objeto de la presente invención es proporcionar un aparato de transmisión de señal de difusión, un aparato de recepción de señal de difusión y un método para transmitir y recibir señales de difusión móviles, que pueden minimizar el consumo de potencia de un aparato de recepción de señal de difusión, permitiendo que un PLP sea asignado solamente a una unidad de subbanda de dominio de frecuencia estrecha dentro de una trama de señal.

40 Aún otro objeto de la presente invención es proporcionar un aparato de transmisión de señal de difusión, un aparato de recepción de señal de difusión y un método para transmitir y recibir señales de difusión móviles, que pueden mejorar un rendimiento de estimación de canal del aparato de recepción de señal de difusión, insertando un patrón de piloto, que es robusto dentro de un entorno de comunicación móvil en la señal de difusión y transmitiendo la señal de difusión que tiene la señal piloto insertada dentro del mismo.

45 Un objeto adicional de la presente invención es proporcionar un aparato de transmisión de señal de difusión, un aparato de recepción de señal de difusión y un método para transmitir y recibir señales de difusión móviles, que pueden llegar a ser más robustos contra un efecto de desvanecimiento a ráfagas dentro de un entorno de desvanecimiento móvil, asignando adicionalmente un símbolo de preámbulo a una trama de señal y transmitiendo y recibiendo el símbolo de preámbulo asignado adicionalmente.

Cualquier aparición del término "realización" en la descripción tiene que ser considerada como un "aspecto de la invención", la invención que se define en las reivindicaciones independientes adjuntas.

Soluciones técnicas

50 A fin de lograr los objetos técnicos descritos anteriormente de la presente invención, según un aspecto de la presente invención, se proporciona un método para transmitir una señal de difusión según la reivindicación 1 y un aparato según la reivindicación 5.

La unidad de celda se puede configurar de al menos uno o más símbolos OFDM y al menos una o más subportadoras y la unidad de celda puede corresponder a una unidad que se puede recibir por un sintonizador de un receptor en una posición de frecuencia fija.

- 5 Cada una de la primera trama de señal y segunda trama de señal puede incluir además información de señalización de capa (L) 1. La información de señalización de L1 puede incluir información de tamaño de intervalo guía de la trama de señal correspondiente. Y, la

10 Según una realización de la presente invención, la primera señal de preámbulo se puede generar teniendo cada una de una parte delantera y una parte final de un primer símbolo eficaz (o válido) copiada, en donde el primer símbolo eficaz incluye información de tamaño de FFT de la trama de señal correspondiente, teniendo un cambio de frecuencia realizado tanto como $+f_{sh}$ y teniendo las copias de frecuencia cambiada colocadas respectivamente en una parte delantera y una parte final del primer símbolo eficaz y la segunda señal de preámbulo se puede generar teniendo cada una de una parte delantera y una parte final del segundo símbolo eficaz copiado, en donde el segundo símbolo eficaz incluye información de patrón de piloto de la trama de señal correspondiente, teniendo un cambio de frecuencia realizado tanto como $-f_{sh}$ y teniendo las copias de frecuencia cambiada colocadas en una parte delantera y una parte final del segundo símbolo eficaz.

La unidad de celda se puede configurar de al menos uno o más símbolos OFDM y al menos una o más subportadoras y la unidad de celda puede corresponder a una unidad que se puede recibir por un sintonizador de un receptor en una posición de frecuencia fija.

- 20 Cada una de la primera trama de señal y segunda trama de señal puede incluir además información de señalización de capa (L) 1. La información de señalización de L1 puede incluir información de tamaño de intervalo guía de una trama de señal correspondiente. Y, la información de tamaño de intervalo guía se puede usar para decidir un patrón de piloto de una trama de señal correspondiente.

El primer tipo de QAM puede corresponder a un tipo M-QAM y el segundo tipo QAM puede corresponder a cualquiera de un tipo M-QAM y un tipo N-QAM. En la presente memoria, cada uno de M y N puede corresponder a un entero y $M \neq N$.

Efectos de la invención

Cuando se correlaciona un PLP a una trama de señal, se puede minimizar el consumo de potencia del receptor, correlacionando el PLP a una unidad de subbanda de dominio de frecuencia estrecha. Puede ser más eficaz aplicar tal realización de la presente invención a un transceptor de difusión para comunicación móvil.

- 30 Insertando y transmitiendo un 9º patrón de piloto (PP9) y teniendo el receptor que usa el 9º patrón de piloto (PP9) para realizar estimación de canal, la presente invención puede ser capaz de responder a cambios de canal rápidos y frecuentes con robustez. Más particularmente, puede ser más eficaz aplicar el 9º patrón de piloto (PP9) según la presente invención a un entorno de comunicación móvil. Adicionalmente, el 9º patrón de piloto (PP9) es ventajoso en que se puede mejorar la movilidad, al tiempo que se usa una red infra de un sistema de difusión terrestre convencional sin ninguna modificación.

Además, usando 2 o más símbolos de preámbulo, la presente invención es ventajosa en que la presente invención puede ser más robusta frente a un efecto de desvanecimiento a ráfagas en un entorno de desvanecimiento móvil y que la presente invención puede mejorar un rendimiento de detección de señal.

- 40 Además, usando un sistema MIMO, la presente invención puede mejorar la eficiencia de transmisión de datos y la presente invención también puede aumentar la robustez en una transmisión y recepción de señal de difusión.

Por consiguiente, la presente invención puede proporcionar un método y aparato para transmitir y recibir una señal de difusión que puede recibir una señal de difusión digital sin ningún error, incluso en un entorno de aparato de recepción móvil o un entorno de interior.

Breve descripción de los dibujos

- 45 La Fig. 1 ilustra una estructura de super trama ejemplar que incluye una trama de señal de difusión adicional según la presente invención.

La Fig. 2 ilustra una estructura ejemplar de una trama de señal según una realización de la presente invención.

La Fig. 3 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura de aparato de transmisión de señal de difusión según la presente invención.

- 50 La Fig. 4 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un procesador de entrada según una realización de la presente invención.

La Fig. 5 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un módulo de adaptación de modo de un procesador de entrada según otra realización de la presente invención.

La Fig. 6 ilustra una estructura ejemplar de un módulo de adaptación de flujo de un procesador de entrada según otra realización de la presente invención.

- 5 La Fig. 7 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un módulo BICM según una realización de la presente invención.

La Fig. 8 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un módulo BICM según otra realización de la presente invención.

- 10 La Fig. 9 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un formador de tramas según una realización de la presente invención.

La Fig. 10 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de una generación OFDM según una realización de la presente invención.

La Fig. 11 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de recepción de señal de difusión según una realización de la presente invención.

- 15 La Fig. 12 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un demodulador OFDM según una realización de la presente invención.

La Fig. 13 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un descorrelacionador de tramas según una realización de la presente invención.

- 20 La Fig. 14 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un decodificador BICM según una realización de la presente invención.

La Fig. 15 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un procesador de salida según una realización de la presente invención.

La Fig. 16 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un procesador de salida según otra realización de la presente invención.

- 25 La Fig. 17 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un sistema de transmisión MIMO según una realización de la presente invención.

La Fig. 18 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un sistema de recepción MIMO según una realización de la presente invención.

- 30 La Fig. 19 ilustra una transmisión y recepción de datos respectiva a una transmisión MIMO de tipo SM en un entorno de canal según una realización ejemplar de la presente invención.

La Fig. 20 ilustra una señal de entrada y una señal de transmisión o recepción que realiza un método de codificación MIMO según una realización ejemplar de la presente invención.

La Fig. 21 ilustra un diagrama de constelación respectivo a un caso de uso de un subconjunto de un GC como una matriz de codificación MIMO y a un caso según una primera realización de la presente invención.

- 35 La Fig. 22 ilustra una relación entre una distancia euclidiana y una distancia de hamming en un diagrama de constelación respectivo a un caso de uso de un subconjunto de un GC como una matriz de codificación MIMO y un diagrama de constelación respectivo a un caso según una primera realización de la presente invención.

La Fig. 23 ilustra una señal de entrada y una señal de transmisión o recepción que realiza un método de codificación MIMO según una segunda realización ejemplar de la presente invención.

- 40 La Fig. 24 ilustra un método de codificación MIMO según una tercera realización ejemplar de la presente invención.

La Fig. 25 ilustra una señal de entrada y una señal de transmisión o recepción que realiza un método de codificación MIMO según la tercera realización ejemplar de la presente invención.

La Fig. 26 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de transmisión de señal de difusión según otra realización de la presente invención.

- 45 La Fig. 27 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de recepción de señal de difusión según otra realización de la presente invención.

La Fig. 28 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de transmisión de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención.

La Fig. 29 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de recepción de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención.

- 5 La Fig. 30 ilustra un sistema de transmisión MIMO que usa un SVC y un método de transmisión de señal de difusión según una realización de la presente invención.

La Fig. 31 ilustra un sistema de transmisión MIMO que usa un SVC y un método de transmisión de señal de difusión según otra realización de la presente invención.

- 10 La Fig. 32 ilustra un sistema de transmisión MIMO que usa un SVC y un método de transmisión de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención.

La Fig. 33 a la Fig. 35 ilustran respectivamente tramas de señal ejemplares para transmisión de datos en una capa base y una capa de mejora según la presente invención.

La Fig. 36 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de transmisión de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención.

- 15 La Fig. 37 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de recepción de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención.

(a) a (d) de la Fig. 38, la Fig. 39 y la Fig. 40 ilustran métodos de correlación de celdas ejemplares según realizaciones de la presente invención.

- 20 La Fig. 41 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de recepción de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención.

(a) de la Fig. 42 ilustra una estructura de símbolo P1 ejemplar según la presente invención.

(b) de la Fig. 42 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un generador de símbolo P1 según la presente invención.

- 25 La Fig. 43 ilustra una estructura de super trama ejemplar que corresponde a cuando un símbolo de preámbulo adicional se incluye en una señal de difusión adicional según la presente invención.

La Fig. 44 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un generador OFDM según aún otra realización de la presente invención.

La Fig. 45 ilustra una tabla que muestra un parámetro ejemplar de 9 patrones de piloto disperso según la presente invención.

- 30 La Fig. 46 ilustra ejemplos de patrones de piloto disperso que se pueden usar en una trama de señal correspondiente según un tamaño de FFT y un tamaño de GI, entre los 9 patrones de piloto disperso según la presente invención.

La Fig. 47 ilustra un 9º patrón de piloto ejemplar según una realización de la presente invención.

La Fig. 48 ilustra un 9º patrón de piloto ejemplar según otra realización de la presente invención.

- 35 La Fig. 49 ilustra una estructura ejemplar de un símbolo P1 y una estructura ejemplar de un símbolo AP1 según una realización de la presente invención.

La Fig. 50 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura de un demodulador OFDM según aún una realización de la presente invención.

- 40 La Fig. 51 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un detector de símbolo P1 según una realización de la presente invención.

La Fig. 52 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un detector de símbolo AP1 según una realización de la presente invención.

La Fig. 53 ilustra un diagrama de flujo que muestra los pasos del proceso de un método para transmitir una señal de difusión según una realización de la presente invención.

Mejor modo para llevar a cabo la presente invención

Ahora se hará referencia en detalle a las realizaciones preferidas de la presente invención, ejemplos de las cuales se ilustran en los dibujos anexos. Siempre que sea posible, los mismos números de referencia se usarán en todos los dibujos para referirse a las mismas partes o similares. Y, el alcance de la presente invención no se limitará solamente a las realizaciones ejemplares presentadas en la presente memoria.

Aunque los términos usados en la presente invención se seleccionan a partir de términos conocidos y usados de manera general, los significados detallados de los cuales se describen en partes relevantes de la descripción en la presente memoria. Se debería señalar que los términos usados en la presente memoria pueden variar dependiendo de las intenciones o práctica general de cualquier experto en la técnica y también dependiendo del advenimiento de una nueva tecnología. Algunos de los términos mencionados en la descripción de la presente invención se han seleccionado por el solicitante a su discreción, términos usados en la presente memoria. Además, se requiere que la presente invención se entienda, no simplemente en los términos reales usados sino por el significado de cada término que se está dentro.

La presente invención se refiere a un aparato y método para transmitir y recibir una señal de difusión adicional, mientras que se comparte una banda de frecuencia de RF con un sistema de difusión de la técnica relacionada, tal como un sistema de difusión terrestre convencional (o también referido como un sistema T2), por ejemplo, DVB-T2. En la presente invención, la señal de difusión adicional puede corresponder a una señal de difusión de extensión (o mejorada) y/o una señal de difusión móvil.

En la descripción de la presente invención, una señal de difusión adicional se refiere como señal que se procesa y transmite según un método no MIMO (Múltiples Entradas Múltiples Salidas) o un método MIMO. En la presente memoria, un método MISO (Múltiples Entradas Única Salida), un método SISO (Única Entrada Única Salida) y así sucesivamente, pueden corresponder al método no MIMO.

El método SISO usa 1 antena de transmisión y 1 antena de recepción a fin de transmitir y recibir una señal de difusión.

El método MISO se refiere a un método que puede recibir una señal de difusión usando múltiples antenas de transmisión y una única antena de recepción sin ninguna pérdida de rendimiento. Por ejemplo, el método MISO usa un método Alamouti. A fin de mejorar el rendimiento del sistema, un sistema de recepción puede recibir los mismos datos a través de múltiples antenas de recepción. No obstante, en la descripción de la presente invención, este caso también se puede incluir en el intervalo del método MISO. Por el contrario, el método SIMO corresponde a un método que usa una única antena de transmisión y múltiples antenas de recepción.

El método MIMO se refiere a un método de suministro de diversidad de transmisión/recepción y alta eficiencia de transmisión de una señal de difusión usando múltiples antenas de transmisión y múltiples antenas de recepción. Más específicamente, el método MIMO procesa de manera diferente una señal con respecto a una dimensión de tiempo y una dimensión espacial, para transmitir múltiples flujos de datos a través de caminos paralelos que operan simultáneamente en la misma banda de frecuencia. De esta manera, el método MIMO puede lograr un efecto de diversidad y una alta eficiencia de transmisión.

En lo sucesivo, se pueden dar 2 antenas como ejemplo de las múltiples antenas del método MISO o el MIMO por simplicidad de la descripción de la presente invención. Y, tal descripción de la presente invención se puede aplicar a todo tipo de sistemas que usan 2 o más antenas.

La Fig. 1 ilustra una estructura de super trama ejemplar que incluye una señal de difusión adicional (por ejemplo, señal de difusión móvil) según la presente invención. Una super trama se puede configurar de una pluralidad de tramas y las tramas que pertenecen a una super trama se pueden transmitir usando el mismo método de transmisión. La super trama según la realización de la presente invención se puede configurar de múltiples tramas T2 (también referidas como una trama de difusión terrestre o una trama de señal) y tramas no T2 adicionales para la señal de difusión adicional. En la presente memoria, una trama no T2 puede incluir una FEF (Trama de Extensión Futura) que se proporciona por el sistema T2 de la técnica relacionada. La FEF puede no ser contigua y se puede insertar entre medias de las tramas T2. La señal de difusión adicional se puede incluir en la trama T2 o FEF, para ser transmitida.

Por la simplicidad de la descripción de la presente invención, una parte de FEF que transmite una señal de difusión móvil se puede referir como una trama NGH (Portátil de Próxima Generación) (o trama de señal). En este punto, 1 trama NGH se puede transmitir para cada N número de tramas T2 (es decir, relación de trama NGH-T2 = $1/N$) y una trama T2 y una trama NGH también se puede transmitir alternativamente (es decir, relación de trama NGH-T2 = $1/2$). Según la realización ejemplar de la presente invención, una trama de señal (o trama de transmisión) puede indicar cualquiera de una trama T2, una FEF y una trama NGH, una trama para una señal de difusión de extensión (o mejora).

La trama NGH según la presente invención se puede configurar de un símbolo P1, al menos uno o más símbolos P2 y múltiples símbolos de datos, como se muestra en la Fig. 1. En la presente memoria, el símbolo P1 puede transmitir información de señalización de P1 y el símbolo P2 puede transmitir información de señalización de L1.

La información de señalización de P1, que está siendo transportada por el símbolo P1, incluye un tipo de transmisión y parámetros de transmisión esenciales. Para esto, la información de señalización de P1 incluye un campo S1 y un campo S2. En la presente memoria, el campo S1 señala un formato de preámbulo. Por ejemplo, cuando el valor de campo S1 es igual a 000, el preámbulo puede corresponder a un preámbulo P2 y se puede indicar que los datos correspondientes se transmiten en el formato SISO (T2_SISO). Y, cuando el valor de campo S1 es igual a 001, esto puede indicar que los datos correspondientes se transmiten en el formato MISO (T2_MISO). Y, cuando el valor de campo S1 es igual a 010, esto puede indicar que la trama corresponde a una trama no T2.

Con referencia a la Fig. 1, cada PLP (conducto de capa física) que confitura la trama T2 o parte de FEF puede corresponder a al menos uno o más servicios de difusión o cada PLP puede corresponder a cada componente que configura el servicio de difusión, tal como vídeo, vídeo extendido, audio y flujo de datos. La información de atributo respectiva a la parte de FEF, tal como información sobre el tipo, longitud e intervalo de la parte de FEF, se puede señalar usando un campo S2 de la información de señalización de P1. Según la presente invención, el PLP corresponde a una unidad de transmisión de datos. Más específicamente, un servicio se puede transmitir a un PLP y múltiples componentes de servicio que configuran un único servicio se pueden diferenciar uno de otro para ser transmitidos respectivamente a diferentes PLP. Cuando múltiples componentes de servicio que configuran un único servicio van a ser diferenciados uno de otro y transmitidos respectivamente a diferentes PLP, los componentes de servicio transmitidos separadamente entonces se pueden integrar de vuelta a un único servicio por el extremo de recepción.

Adicionalmente, según la presente invención, un camino de señal que va a ser procesado independientemente se referirá como un PLP. Más específicamente, cada servicio se puede transmitir y recibir a través de múltiples canales de RF. En la presente memoria, el PLP puede representar un camino a través del cual tal servicio está siendo transmitido o puede representar un flujo que se transmite a través de tal camino. El PLP también se puede situar en intervalos que se distribuyen a múltiples canales de RF en intervalos de tiempo predeterminados y el PLP también se puede distribuir en un único canal de RF en intervalos de tiempo predeterminados. Tal trama de señal puede transmitir un PLP, que se distribuye a un único canal de RF en base a una referencia de tiempo. En otras palabras, un PLP se puede distribuir a un único canal de RF o múltiples canales de RF en base a una referencia de tiempo.

La Fig. 2 ilustra una estructura ejemplar de una trama de señal sobre una capa física según una realización de la presente invención. La trama de señal incluye una parte de señalización de P1, una parte de señalización de L1 y una parte de PLP. Más específicamente, la parte de señalización de P1 se puede asignar a una parte principal de la trama de señal correspondiente y, entonces, la parte de señalización de L1 y la parte de PLP se pueden asignar secuencialmente después de la parte de señalización de P1. En la descripción de la presente invención, solamente la información que se incluye en la parte de señalización de L1 se puede referir como información de señalización de L1 o información de señalización que se incluye en la parte de señalización de P1 e información de señalización que se incluye en la parte de señalización de L1 se puede referir colectivamente como la información de señalización de L1.

Como se muestra en la Fig. 2, la información de señalización de P1 que está siendo transmitida a la parte de señalización de P1 se puede usar para detectar una trama de señal y puede proporcionar información de sintonización. En base a la información de señalización de P1, se decodifica la parte de señalización de L1 posterior, para adquirir información sobre la estructura de PLP y la configuración de trama de señal. Más específicamente, la información de señalización de L1 incluye información de señalización de P1 de la parte de señalización de P1 y la información de señalización previa de L1 y la información de señalización posterior de L2 de la parte de señalización de L1. En la presente memoria, la información de señalización previa de L1 incluye información requerida por el receptor para recibir y decodificar información de señalización posterior de L1. Y, la información de señalización posterior de L1 incluye parámetros requeridos por el receptor para acceder al PLP. La información de señalización posterior de L1 entonces puede incluir información de señalización posterior de L1 Configurable, información de señalización posterior de L1 Dinámica, información de señalización posterior de L1 de Extensión e información de CRC y la información de señalización posterior de L1 puede incluir además datos de relleno de L1.

Mientras tanto, en la trama de señal, la parte de PLP está configurada de al menos un PLP común y al menos un PLP de datos. En la presente memoria, el PLP común puede incluir información de red, tal como una NIT (Tabla de Información de Red) o información de PLP e información de servicio, tal como una SDT (Tabla de Descripción de Servicio) o una EIT (Tabla de Información de Evento). El PLP de datos puede incluir flujos TS de audio, vídeo y datos e información PSI/SI, tal como una PAT (Tabla de Asociación de Programa), PMT (Tabla de Mapa de Programa) y así sucesivamente. El PLP de datos puede incluir un PLP de datos de Tipo 1 que se transmite por un subsegmento para cada trama de señal y un PLP de datos de Tipo 2 que se transmite por una pluralidad de subsegmentos.

En este punto, un PLP de datos puede corresponder a un servicio o un PLP de datos puede corresponder a uno de múltiples componentes de servicio que configuran un servicio, por ejemplo, componente (o flujo) de vídeo (también

referido como vídeo de una capa base), vídeo de extensión (también referido como vídeo de una capa de mejora), audio, datos. En caso del PLP de datos corresponde a un componente de servicio en lugar de un servicio, la información de señalización posterior de L1 y, más particularmente, un campo de PLP_TYPE dentro de la información de señalización posterior de L1 Configurable se puede usar para indicar que el PLP en cuestión corresponde a un PLP respectivo a un componente de servicio.

El PLP común se puede decodificar colectivamente junto con el PLP de datos y el PLP de datos se puede decodificar opcionalmente (o selectivamente). Más específicamente, una combinación de PLP común + PLP de datos se puede decodificar en todo momento. No obstante, en algunos casos, puede ser imposible realizar decodificación sobre una combinación de PLP1 de datos + PLP2 de datos. Información de configuración del PLP común puede incluir información PSI/SI. Además, se pueden añadir adicionalmente Datos Auxiliares añadidos a la trama de señal. Más específicamente, con referencia a la trama de señal a un nivel de símbolo, el símbolo P1 transmite la información de señalización de P1, al menos uno o más símbolos P2 transmiten la información de señalización previa de L1, la información de señalización posterior de L1 y el PLP común. Y, símbolos de datos transmiten el PLP de datos.

La Fig. 3 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura de aparato de transmisión de señal de difusión (también referido como un transmisor de difusión) según la presente invención.

Como se muestra en la Fig. 3, el aparato de transmisión de señal de difusión puede incluir un preprocesador de entrada (128000) y procesador de entrada (128100), un módulo BICM (128200), un formador de tramas (128300) y un generador OFDM (128400).

Un flujo de entrada puede incluir al menos uno de un flujo MPEG-TS, un flujo de Protocolo de Internet (IP) y un flujo de GSE (Encapsulación de Flujo General) (o también referido como un flujo GS).

El preprocesador de entrada (128000) recibe al menos uno del flujo MPEG-TS, flujo IP y flujo de GSE y genera al menos uno o más PLP en unidades de servicio (o unidades de componente de servicio), para añadir robustez.

El procesador de entrada (128100) genera una trama en BB que incluye el al menos uno o más PLP generados por el preprocesador de entrada (128000). Cuando el procesador de entrada (128100) recibe un PLP que corresponde a un servicio, el procesador de entrada (128100) puede separar el PLP recibido a PLP relacionados con el servicio y PLP relacionados con componentes del servicio, para generar la trama en BB respectiva. El módulo BICM (128200) añade una redundancia a una salida del procesador de entrada, de manera que se puede corregir un error que ocurre sobre un canal de transmisión. A partir de entonces, el módulo BICM (128200) puede realizar intercalado. El formador de tramas (128300) correlaciona múltiples PLP a la trama de transmisión en unidades de celdas, completando por ello la estructura de trama de transmisión.

El generador OFDM (128400) realiza modulación OFDM sobre datos de entrada, para generar una señal en banda base que se puede transmitir a una antena.

La Fig. 4 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un procesador de entrada (128100) según una realización de la presente invención.

En la presente memoria, la Fig. 4 muestra una realización ejemplar de un procesador de entrada (128100), en donde el número de flujos de entrada es igual a 1. Cuando el número de flujos de entrada es igual a 1, el procesador de entrada (128100) puede incluir un módulo de interfaz de entrada (129100), un codificador CRC-8 (129200), un insertador de cabecera en BB (129300), un insertador de relleno (129300) y un aleatorizador en BB (129400). En la descripción de la Fig. 4, el módulo de interfaz de entrada (129100), el codificador CRC-8 (129200) y el insertador de cabecera en BB (129300) se referirán colectivamente como un módulo de adaptación de modo y el insertador de relleno (129300) y el aleatorizador en BB (129400) se referirán colectivamente como un módulo de adaptación de flujo.

El módulo de interfaz (129100) segmenta el flujo de entrada a unidades de bits que corresponden a un número de bits requerido para generar una trama en BB (Banda Base), para generar una trama en BB. El codificador CRC-8 (129200) realiza codificación CRC sobre la trama en BB y el insertador de cabecera en BB (129300) inserta una cabecera que tiene un tamaño fijo a una parte de extremo delantero de la trama en BB, que se procesa con codificación CRC.

En caso de que un tamaño de datos del flujo de bit introducido sea menor que una trama en BB designada para FEC, el insertador de relleno (128300) puede insertar un bit de relleno a la trama en BB, a fin de configurar la trama en BB. El aleatorizador en BB (129400) puede realizar una operación XOR (OR Exclusiva) en modo bit sobre un flujo de bits de la trama en BB usando una PRBS (Secuencia Binaria Pseudo Aleatoria), para realizar aleatorización.

La Fig. 5 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un módulo de adaptación de modo de un procesador de entrada (128100) respecto a una entrada de PLP múltiple según otra realización de la presente invención.

- El procesador de entrada (128100) puede incluir p+1 número de módulos de interfaz de entrada (111200-0~p), p+1 número de módulos de sincronismo de flujo de entrada (111210-0~p), p+1 número de compensadores de retardo (111220-0~0), p+1 número de canceladores de paquetes nulos (111230-0~p), p+1 número de codificadores CRC (Comprobación de Redundancia Cíclica) (111240-0~1) y p+1 número de insertadores de cabecera en BB (111250-0~p). La Fig. 5 muestra un caso ejemplar cuando el tipo de flujo de entrada corresponde a un MPEG-TS. Por consiguiente, si el tipo de flujo de entrada corresponde a un IP, los compensadores de retardo y los canceladores de paquetes nulos se pueden omitir de la estructura. Además, si el tipo de flujo de entrada corresponde a una GSE, los compensadores de retardo, los canceladores de paquetes nulos y los codificadores CRC se pueden omitir de la estructura.
- Los flujos MPEG-TS o IP o GSE introducidos se pueden convertir a p+1 número de flujos que se pueden procesar cada uno independientemente por el preprocesador de entrada (12800) o procesador de entrada (128100). En este punto, un flujo que va a ser procesado independientemente puede corresponder a un flujo TS entero (o completo) que incluye múltiples componentes de servicio o también puede corresponder a una unidad mínima de flujo TS que incluye solamente un componente de servicio (por ejemplo, vídeo o audio). De manera similar, tal flujo también puede corresponder a un flujo de GSE entero (o completo) que incluye múltiples componentes de servicio o también puede corresponder a un flujo de GSE que incluye solamente un componente de servicio. Además, usando el mismo método, tal flujo también puede corresponder a un flujo IP entero (o completo) que incluye múltiples componentes de servicio o también puede corresponder a un flujo IP que incluye solamente un componente de servicio.
- En este punto, incluyendo información que se puede transmitir comúnmente a múltiples PLP, tal como una señal de capa de transporte de un MPEG-TS, en un único PLP y transmitiendo el PLP procesado, se puede aumentar la eficiencia de transmisión. Como se muestra en la Fig. 5, el PLP-0 realiza tal función y, en la descripción de la presente invención, tal PLP se refiere como un PLP común. El número P restante de los PLP excluyendo el PLP-0, mostrado en la Fig. 5, se puede usar para realizar transmisión de datos. Y, en la descripción de la presente invención, tal PLP se refiere como un PLP de datos. En la presente memoria, el ejemplo dado en la Fig. 5 es meramente ejemplar y, por lo tanto, una pluralidad de PLP comunes, tales como PLP-0 de la Fig. 5, se puede usar en la presente invención.
- Los módulos de interfaz de entrada (111200-0~p) pueden segmentar el flujo de entrada del PLP correspondiente a un número de bits requerido para generar la trama en BB (trama en Banda Base), para generar una trama en BB requerida.
- Cuando la unidad de recepción correspondiente realiza recuperación de servicio, los módulos de sincronismo de flujo de entrada (11210-0~p) pueden generar información de temporización de sincronización basada en todos los retardos que pueden ocurrir en los canales respectivos y transmisión procesada, de manera que el servicio correspondiente se puede recuperar a la temporización inicial. En la presente memoria, la información de temporización de sincronismo puede corresponder a una información de ISCR (Referencia de Reloj de Flujo de Entrada).
- Cuando existen múltiples PLP, los compensadores de retardo (111220-0~p) pueden compensar la diferencia de retardo entre cada PLP, de manera que la trama se puede configurar eficientemente. Más específicamente, en base a la información de temporización de sincronismo generada por los módulos de sincronismo de flujo de entrada (111210-0~p), los compensadores de retardo (111220-0~p) pueden retardar cada uno de los PLP para sincronizar los PLP.
- En caso de un servicio de VBR (tasa de bit variable), los canceladores de paquetes nulos (111230-0~p) puede borrar los paquetes nulos insertados, para aumentar la eficiencia de transmisión. En este punto, un número de paquetes nulos borrados (DNP) se pueden insertar en las posiciones borradas, para ser transmitidos.
- Los codificadores CRC (111240-0~p) realiza codificación CRC sobre la trama correspondiente, a fin de mejorar la fiabilidad de transmisión de la trama en BB, añadiendo por ello datos de CRC.
- Los insertadores de cabecera en BB (111250-0~p) insertan una cabecera que tiene un tamaño fijo en una parte de extremo delantero de la trama en BB correspondiente, de manera que se puede identificar el formato del campo de datos. En la presente memoria, la cabecera puede incluir información diversa, tal como información de Tipo de Adaptación de Modo que indica si el tipo de flujo del flujo correspondiente corresponde a un TS, un IP o un GS, información de Longitud de Paquete de Usuario, información de Longitud de Campo de Datos, información de Octeto de Sincronismo de Paquetes de Usuario y así sucesivamente.
- La Fig. 6 ilustra una estructura ejemplar de un módulo de adaptación de flujo de un procesador de entrada (128100) respectivo a una entrada de PLP múltiple según otra realización de la presente invención.
- El módulo de adaptación de flujo puede incluir un programador (110300), p+1 número de retardadores de trama (130100-0~p), p+1 número de insertadores de señalización/relleno en banda (130200-0~p) y p+1 número de aleatorizadores en BB (130300-0~p).

El programador (110300) puede realizar programación a fin de asignar múltiples PLP a cada intervalo de una trama de transmisión.

En caso de que el sistema use un método MIMO, el programador (110300) puede incluir un programador para MIMO de polaridad dual. Más específicamente, el programador (110300) puede generar parámetros que se pueden usar por un segundo DEMUX, un intercalador de celdas, un intercalador de tiempo del módulo BICM (128200). En la presente memoria, ejemplos de tales parámetros pueden incluir parámetros relacionados con un camino de polaridad, tal como un camino H y un camino V. Los retardadores de trama (130100-0~p) puede retardar datos de entrada en una trama de transmisión, de manera que información de programación respectiva a una próxima trama se puede transmitir a través de una trama actual, a fin de realizar señalización en banda.

Entre la información de señalización de L1 no retardada, los insertadores de señalización/relleno en banda (130200-0~p) insertan información que se incluye en un bloque dinámico, es decir, información de señalización posterior de L1 dinámica, a los datos que se retardan por una trama de transmisión. En este caso, si existe espacio sobrante dentro de los datos de entrada, se puede insertar un bit de relleno en el espacio sobrante o se puede insertar información de señalización en banda en el espacio sobrante.

Cada uno de los aleatorizadores en BB (130300-0~p) aleatoriza cada secuencia de bits de entrada a fin de minimizar la correlación entre las secuencias de bits de transmisión.

Además, en adición a la señalización en banda, el programador (110300) puede transmitir información de señalización posterior de L1 dinámica de una trama actual a un correlacionador de celdas del formador de tramas. En la presente memoria, el correlacionador de celdas puede usar la información introducida para correlacionar las celdas de entrada a la trama de transmisión.

Además, el programador (110300) puede transmitir la información de señalización de L1 al módulo BICM (110200). En la presente memoria, la diferencia entre un módulo de adaptación de flujo respectivo a la entrada de PLP múltiple, mostrado en la Fig. 6 y un módulo de adaptación de flujo respectivo a una entrada de PLP única, mostrado en la Fig. 4, es que el programador (110300), el p+1 número de retardadores de trama (130100-0~p), el p+1 número de insertadores de señalización/relleno en banda (130200-0~0) y así sucesivamente se incluyen adicionalmente en el módulo de adaptación de flujo.

La Fig. 7 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un módulo BICM (128200) de un aparato de transmisión de señal de difusión según una realización de la presente invención.

Como se muestra en la Fig. 7, el módulo BICM (110200), que está configurado para codificar los datos incluidos en los PLP múltiples, puede incluir p+1 número de codificadores FEC (131100-0~p), p+1 número de intercaladores de bits (131200-0~p), p+1 número de primeros Demux (o demultiplexores) (131300-0~p), p+1 número de correlacionadores de constelación (131400-0~p), p+1 número de intercaladores de celdas (131600-0~p) y p+1 número de intercaladores de tiempo (131700-0~p). En la presente memoria, el correlacionador de Constelación también puede ser referido como un correlacionador de Símbolos. Y, el primer demux también se puede referir como un Demux (Demultiplexor) de Bit a Celda.

A fin de realizar una función de un código FRFD (Tasa Completa Diversidad Completa), que corresponde a un componente MIMO, el módulo BICM (110200) puede incluir además p+1 número de segundos Demux (o demultiplexores) (131500-0~p) y p+1 número de rotadores/re correlacionadores de constelación (131800-0~p). En la presente memoria, el segundo demux (o demultiplexor) también se puede referir como un demux (o demultiplexor) Celda a Polaridad o SM (multiplexor espacial). En caso de usar el código FRFD y en caso de que el código FRFD corresponda a un GC (código Golden), que es conocido como un código óptimo de un MIMO 2x2, es inevitable para el receptor realizar un proceso de decodificación, que requiere un nivel de alta complejidad, tal como un proceso de decodificación ML (Máxima Verosimilitud).

Por consiguiente, incluyendo los rotadores/re correlacionadores de constelación (131800-0~p), la presente invención puede reducir el nivel de complejidad de decodificación de la unidad de recepción. Un método de transmisión de una señal de difusión usando el método MIMO se describirá en detalle según una realización ejemplar de la presente invención.

La presente invención se describirá en lo sucesivo en detalle usando un codificador FEC (131100-0), un intercalador de bits (131200-0), un primer Demux (o demultiplexor) (131300-0), un correlacionador de constelación (131400-0), un segundo Demux (o demultiplexor) (131500-0), un intercalador de celdas (131600-0), un intercalador de tiempo (131700-0) y un rotador/re correlacionador de constelación (131800-0). Se hará referencia sobre la descripción detallada para la descripción de los bloques restantes.

El codificador FEC (131100-0) añade una redundancia a un flujo de bits de un PLP0 de entrada, de manera que se puede corregir cualquier error que ocurra sobre el canal de transmisión y el codificador FEC (131100-0) codifica el flujo de bits a una tasa de codificación, tal como 1/4, 1/3 y 2/5. Por ejemplo, el codificador FEC (131100-0) puede usar un código exterior, tal como un código BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquengham)/LDPC (Comprobación de Paridad

de Baja Densidad), para añadir una redundancia para realizar corrección de errores, realizando por ello el proceso de codificación.

El intercalador de bits (131200-0) realiza intercalado en unidades de bit en el flujo de bits codificado y el primer Demux (o demultiplexor) (131300-0) controla la robustez de los bits ajustando el orden de los bits que configuran una celda y saca la celda incluyendo los bits correspondientes. Más específicamente, el primer Demux (131300-0) ajusta el orden de salida de bit, para distribuir y colocar la dispersión de la fiabilidad de datos que ocurre durante un proceso de codificación LDPC, cuando el correlacionador de constelación (131400-0) realiza la correlación de símbolos en un proceso posterior.

El correlacionador de constelación (131400-0) correlaciona las celdas introducidas a una constelación. El segundo Demux (o demultiplexor) (131500-0) divide las celdas correlacionadas a la constelación a un camino de polaridad H (más tarde referido como un camino H) y un camino de polaridad V (más tarde referido como un camino V).

El intercalador de celdas (131600-0) realiza intercalado sobre celdas incluidas en un bloque LDPC y el intercalador de tiempo (131700-0) realiza intercalado en unidades de tiempo sobre la celda que está incluida en múltiples bloques LDPC. Según la realización ejemplar de la presente invención, el intercalador de celdas (131600-0) y el intercalador de tiempo (131700-0) realizan intercalado solamente dentro de cada camino de polaridad.

El rotador/recorelacionador de constelación (131800-0) puede rotar la constelación respectiva al camino H y camino V introducidos y el rotador/recorelacionador de constelación (131800-0) puede usar un I/Q de la constelación rotada, para recorelacionador de secuencias de símbolos incluidas en cada camino a una constelación de salida. Por consiguiente, se pueden entremezclar componentes I/Q del camino H y el camino V unos con otros y así, se puede transmitir la misma información a través de cada uno del camino H y el camino V. De esta manera, se puede adquirir (u obtener) ganancia de diversidad. Más específicamente, cada una de las constelaciones de salida puede incluir toda información que se incluye en cada camino de polaridad a través del segundo Demux. En la presente invención, se puede adquirir rendimiento de tasa completa y diversidad completa a través de la rotación de constelación y la recorelación de constelación.

Según otra realización de la presente invención, se puede equipar un módulo de retardo Q de ROT (rotación) entre el correlacionador de constelación y el intercalador de celdas. Rotando la constelación respectiva a la salida del correlacionador de constelación y retardando una parte de número complejo, el módulo de retardo Q Rot puede adquirir ganancia adicional.

La Fig. 8 ilustra una estructura ejemplar de un módulo BICM según una realización de la presente invención.

El módulo BICM de la Fig. 8 puede incluir un generador de señalización de L1 (132100), 2 codificadores FEC (132200-0~1), un intercalador de bits (132200), un primer Demux (o demultiplexor) (132300) y 2 correlacionadores de constelación (132400-0~1). La presente invención se puede equipar además con un intercalador de tiempo en una parte de extremo trasero de cada uno de los 2 correlacionadores de constelación (132400-0~1). Adicionalmente, el generador de señalización de L1 (132100) también se puede incluir en un procesador de entrada (128100) en lugar del módulo BICM. Como se muestra en la Fig. 8, a fin de realizar las funciones de un código FRFD, que corresponde a un componente MIMO, el módulo BICM puede incluir además 2 segundos Demux (o demultiplexores) (132500-0~1) y 2 rotadores/recorelacionadores de constelación (132600-0~1). En la presente memoria, el primer Demux también se puede referir como un Demux de Bit a Celda y el segundo Demux también se puede referir como un Demux de Celda a Polaridad o un SM (multiplexor espacial).

El generador de señalización de L1 (132100) codifica la información de señalización posterior de L1 dinámica introducida y la información de señalización posterior de L1 configurable, para sacar información de señalización previa de L1 e información de señalización posterior de L1. En la presente memoria, según la realización de la presente invención, la información de señalización posterior de L1 dinámica se puede recibir desde el programador (110300).

Los 2 codificadores FEC (132200-0~1) realizan un procedimiento de codificación FEC, que incluye procesos de acortamiento y perforación, sobre cada una de la información de señalización previa de L1 introducida y la información de señalización posterior de L1 introducida. En la presente memoria, el procedimiento de codificación FEC puede incluir codificación BCH y codificación LDPC.

Cada uno del intercalador de bits (132200), el primer Demux (o demultiplexor) (132300), los 2 correlacionadores de constelación (132400-0~1), los 2 segundos Demux (o demultiplexores) (132500-0~1) y los 2 rotadores/recorelacionadores de constelación (132600-0~1) realiza las mismas funciones que los bloques mostrados en la Fig. 7. Y, por lo tanto, se puede omitir por simplicidad una descripción detallada de los mismos.

La Fig. 9 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un formador de tramas (128300) del aparato de transmisión de señal de difusión según una realización de la presente invención.

El formador de tramas (128300) puede incluir un compensador de retardo (133100), un correlacionador de tramas (133200) y un intercalador de frecuencia (133300). El correlacionador de celdas (133200) de la Fig. 9 puede incluir

un ensamblador de PLP común (133200-1), un procesador de subsegmentos (133200-2), un ensamblador de PLP de datos (133200-3) y un ensamblador de información de señalización (133200-4).

A fin de realizar correlación de celdas, el compensador de retardo (133100) realiza sincronización de tiempo sobre los PLP, que se introducen compensando el retardo que ocurre en la información de señalización.

- 5 El correlacionador de celdas (133200) realiza un ensamblaje de (o ensambla) las celdas de PLP común introducidas, celdas de PLP de datos que incluyen datos generales y celdas que incluyen la información de señalización en una formación basada en OFDM, que se asigna a la trama de transmisión.

En este punto, el correlacionador de celdas (133200) puede usar información de programación incluida en la información de señalización, para realizar una función relacionada con el ensamblaje. El correlacionador de celdas (133200) puede adoptar el mismo método de correlación de celdas en caminos de polaridad, cada uno que es diferente uno de otro, según el método MIMO de la presente invención. Alternativamente, el correlacionador de celdas (133200) también puede adoptar diferentes métodos de correlación de celdas. En la presente memoria, el método de correlación de celdas adoptado puede variar dependiendo de la información de programación.

Más específicamente, el ensamblador de PLP común (133200-1) ensambla las celdas de PLP común a la trama de transmisión correspondiente según la información de programación. Y, el procesador de subsegmentos (133200-2) genera un subsegmento y ensambla el subsegmento generado a la trama de señal en base a la información de programación. El ensamblador de PLP de datos (133200-3) ensambla las celdas de PLP de datos, que incluyen datos, a la trama de señal según la información de programación. Y, el ensamblador de información de señalización (133200-4) ensambla las celdas, que incluyen la información de señalización, a la trama de señal según la información de programación.

El intercalador de frecuencia (133300) intercala las celdas, que se ensamblan a la trama de señal en base al símbolo OFDM, en un dominio de frecuencia.

La Fig. 10 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un generador OFDM (128400) según una realización de la presente invención. Más particularmente, la Fig. 10 muestra un generador OFDM ejemplar que corresponde a un caso cuando una señal de difusión se transmite usando cualquiera de los métodos de transmisión de múltiples antenas, tales como el MISO o el MIMO.

El generador OFDM (128400) realiza modulación OFDM sobre una señal introducida a través de un primer camino (por ejemplo, camino H), para configurar un primer transmisor para transmitir la señal modulada OFDM a través de una primera antena de transmisión (Tx1). Y, el generador OFDM (128400) realiza modulación OFDM sobre una señal introducida a través de un segundo camino (por ejemplo, camino V), para configurar un segundo transmisor para transmitir la señal modulada OFDM a través de una segunda antena de transmisión (Tx2).

El generador OFDM (128400) puede incluir además procesadores MISO (134100-0~1). Y, cada uno de los procesadores MISO (134100-0~1) realiza codificación MISO, de manera que se puede obtener diversidad de transmisión para los símbolos, que se transmiten introducidos a través de cada camino.

A fin de simplificar la descripción de la presente invención, se hará una descripción detallada de la presente invención sobre un insertador de piloto (134200-0) del primer transmisor, un módulo IFFT (134300-0), un módulo de reducción de PAPR (134400-0), un módulo de inserción de GI (134500-0), un módulo de inserción de P1 (134600-0) y un DAC (134700-0). Y, dado que la operación de cada bloque incluido en el segundo transmisor es idéntica a la operación de cada bloque incluido en el primer transmisor, se omitirá por simplicidad la descripción detallada del segundo transmisor.

El insertador de piloto (134200-0) inserta un piloto de un patrón de piloto predecidido en una posición respectiva dentro de una trama de transmisión, que se saca desde el intercalador de frecuencia, de manera que el extremo de recepción puede realizar estimación de canal de transmisión y sincronización de tiempo/frecuencia. Adicionalmente, a fin de reducir la PAPR del dominio de tiempo del símbolo OFDM incluido en la trama de transmisión, no se pueden transmitir datos a una portadora específica.

El módulo IFFT (134300-0) realiza una transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) que transforma una señal del dominio de frecuencia que tiene un piloto insertado dentro de la misma a una señal del dominio de tiempo.

El módulo de reducción de PAPR (Relación de Potencia Pico a Media) (134400-0) reduce la PAPR de las señales del dominio de tiempo. El módulo de reducción de PAPR (134400-0) usa al menos uno de un método ACE (Extensión de Constelación Activa) o un método de Reserva de Tono, para reducir la PAPR del símbolo OFDM. Adicionalmente, el módulo de reducción de PAPR (134400-0) también puede realimentar información que se requiera en base a un algoritmo de reducción de PAPR al insertador de piloto (134200-0).

El módulo de inserción de GI (134500-0) inserta un intervalo de guarda en forma de un prefijo cíclico copiando una última parte de un símbolo OFDM eficaz a una parte delantera del símbolo OFDM respectivo.

El módulo de inserción de P1 (134600-0) inserta un símbolo P1, que incluye un número mínimo de parámetros requeridos para realizar un procedimiento de decodificación del receptor, en una parte del comienzo de la trama de transmisión.

- 5 El DAC (134700-0) convierte una trama de transmisión, que está configurada en un formato digital, que tiene el símbolo P1 insertado dentro de la misma, a una señal analógica. A partir de entonces, la señal analógica que se convierte por el DAC (134700-0) se transmite a través de la primera antena de transmisión (Tx1) y la señal analógica que se convierte por el DAC (134700-1) se transmite a través de la segunda antena de transmisión (Tx2).

La Fig. 11 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de recepción de señal de difusión (también referido como un receptor de difusión) según una realización de la presente invención.

- 10 El aparato de recepción de señal de difusión según la presente invención puede incluir un demodulador OFDM (138100), un descorrelacionador de tramas (138200), un decodificador BICM (138300) y un procesador de salida (138400).

- 15 El descorrelacionador de tramas (138200) también se puede referir como un analizador sintáctico de tramas. Según la realización de la presente invención, se puede incluir al menos un sintonizador en un extremo delantero del demodulador OFDM (138100). En la presente invención, el sintonizador puede seleccionar solamente una señal de una banda de frecuencia deseada entre las señales recibidas. Adicionalmente, según la realización de la presente invención, el sintonizador tiene una función de FH (Salto de Frecuencia), que permite que el sintonizador sea aplicado a un sistema TFS.

- 20 El demodulador OFDM (138100) convierte señales en el dominio del tiempo a señales en el dominio de la frecuencia. En la presente memoria, las señales en el dominio del tiempo corresponden a señales que se reciben a través de múltiples antenas de recepción y entonces que se convierten a señales digitales. Entre las señales que se convierten a señales en el dominio de frecuencia, el descorrelacionador de tramas (138200) saca los PLP designados a servicios requeridos. El decodificador BICM (138300) corrige errores que ocurren debido al canal de transmisión y el procesador de salida (138300) realiza procedimientos requeridos para generar un flujo TS o IP o GS de salida.

La Fig. 12 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un demodulador OFDM (131800) del aparato de recepción de señal de difusión. Según la realización de la presente invención, a fin de recibir una señal de difusión, que se transmite usando un MIMO o MISO, se usan dos antenas de recepción (Rx1, Rx2).

- 30 El demodulador OFDM (138100) de la Fig. 12 incluye una primera unidad de recepción configurada para realizar demodulación OFDM sobre una señal del camino H, que se recibe a través de la primera antena de recepción (Rx1) y una segunda unidad de recepción configurada para realizar demodulación OFDM sobre una señal del camino V, que se recibe a través de la segunda antena de recepción (Rx2).

- 35 La primera unidad de recepción puede incluir un ADC (139100-0), un detector de símbolo P1 (139200-0), una unidad de sincronización de tiempo/frecuencia (139300-0), un eliminador de GI (139400-0), un módulo FFT (139500-0), un estimador de canal (139600-0) y una ecualización/decodificador MISO (139700-0). Y, la segunda unidad de recepción puede incluir un ADC (139100-1), un detector de símbolo P1 (139200-1), una unidad de sincronización de tiempo/frecuencia (139300-1), un eliminador de GI (139400-1), un módulo FFT (139500-1), un estimador de canal (139600-1) y una ecualización/decodificador MISO (139700-1). La descripción de la presente invención se hará mayoritariamente en base a los bloques incluidos en la primera unidad de recepción. Y, dado que las operaciones de los bloques incluidos en la segunda unidad de recepción son idénticas a las de los bloques incluidos en la primera unidad de recepción, se omitirá por simplicidad la descripción detallada de la misma.

El ADC (139100-0) convierte una señal de difusión analógica, que se introduce a través del camino H, se convierte a una señal de difusión digital.

- 45 El detector de símbolo P1 (139200-0) detecta un símbolo P1 a partir de la señal de difusión digital y el detector de símbolo P1 (139200-0) entonces usa información de señalización P1, que se transporta por el símbolo P1, para determinar la estructura de trama de la señal recibida actualmente.

La unidad de sincronización de tiempo/frecuencia (139300-0) usa la información de señalización de P1 para realizar extracción de GI y sincronización de tiempo y sincronización de frecuencia portadora.

- 50 El eliminador de GI (139400-0) elimina el GI de la señal sincronizada y el módulo FFT (139500-0) convierte la señal de GI eliminado a una señal en el dominio de frecuencia.

El estimador de canal (139600-0) usa una señal piloto que se inserta en la señal en el dominio de frecuencia, para estimar un canal de transmisión que comienza desde una antena de transmisión a una antena de recepción. La ecualización/decodificador MISO (139700-0) usa el canal estimado, para compensar una distorsión en el canal de transmisión y realizar decodificación MISO.

La Fig. 13 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un descorrelacionador de tramas (138200) del aparato de transmisión de señal de difusión según una realización de la presente invención.

Según la realización de la presente invención, el descorrelacionador de tramas (138200) realiza un proceso inverso del formador de tramas (128300) del aparato de transmisión de señal de difusión de la presente invención.

- 5 El descorrelacionador de tramas (138200) puede incluir un desintercalador de frecuencia (140100) y un descorrelacionador de celdas (140200).

10 El desintercalador de frecuencia (140100) realiza desintercalado de un dominio de frecuencia respectivo a señales introducidas a través del camino H y el camino V. Más específicamente, el desintercalador de frecuencia (140100) realiza desintercalado como un proceso inverso del intercalador de frecuencia del extremo de transmisión. En este punto, el aparato de transmisión de señal de difusión se puede equipar con una pluralidad de desintercaladores de frecuencia y una pluralidad de desintercaladores de frecuencia puede realizar desintercalado de frecuencia sobre cada señal de entrada MIMO en paralelo. El descorrelacionador de celdas (140200) puede extraer celdas de PLP común, celdas de PLP de datos y celdas de señalización de L1 a partir de la señal intercalada en frecuencia. Y, cuando se requiera, se combinan los datos que se distribuyen y transmiten a múltiples subsegmentos, para configurar un único PLP.

La Fig. 14 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un decodificador BICM (138300) según una realización de la presente invención.

Según una realización de la presente invención, el decodificador BICM (138300) realiza un proceso inverso del módulo BICM incluido en el transmisor de difusión.

- 20 El decodificador BICM (138300) usa un decodificador de datos (141100) para decodificar una pluralidad de PLP y el decodificador BICM (138300) también usa un decodificador de información de señalización (141200) para decodificar información de señalización. Según la realización de la presente invención, el decodificador de datos (141100) puede incluir un número de descorrelacionadores de constelación, desintercaladores de tiempo, desintercaladores de celdas, primeros mux (o multiplexores), segundos mux (o multiplexores), desintercaladores de bits y decodificadores FEC que corresponden al número de PLP introducidos.

30 Por simplicidad de la descripción de la presente invención, la descripción detallada del decodificador BICM según la presente invención se centrará mayoritariamente en el descorrelacionador de constelación, el desintercalador de tiempo, el desintercalador de celdas, el primer mux (o multiplexor), el segundo mux (o multiplexor), el desintercalador de bits y el decodificador FEC para realizar decodificación de PLP0. Y, se hará referencia a la descripción detallada correspondiente para la descripción de los bloques que se configuran para otros PLP.

35 El descorrelacionador de constelación calcula una LLR de 2D (Relación de Verosimilitud Logarítmica de 2 Dimensiones) y divide las señales originales a una señal de camino H y una señal de camino V. El desintercalador de tiempo realiza desintercalado sobre símbolos que se introducen desde el dominio de tiempo y, entonces, recupera los símbolos desintercalados de vuelta a sus lugares (o posiciones) originales (o iniciales). El desintercalador de celdas realiza desintercalado sobre celdas que se incluyen en un único bloque LDPC y, entonces, recupera las celdas desintercaladas de vuelta a sus lugares (o posiciones) originales (o iniciales). El primer mux (o multiplexor) combina las celdas, que se dividen e introducen con respecto al camino H y el camino V, a un único flujo de celdas y el segundo mux (o multiplexor) recupera los bits asignados a una celda de vuelta a un formato de flujo de bits anterior a ser asignado.

- 40 El desintercalador de bits desintercala el flujo de bits introducido y recupera el flujo de bits a su orden inicial y el decodificador FEC recibe el flujo de bits desintercalado de bit para corregir cualquier error que ocurra durante la transmisión. En este caso, según la presente invención, se usa un método de decodificación LDPC y/o decodificación BCH como el método de decodificación.

45 Adicionalmente, según la realización de la presente invención, la unidad de decodificación de información de señal (141200) incluye un descorrelacionador de constelación, un primer mux (o multiplexor), un segundo mux (o multiplexor), un desintercalador de bits y un decodificador FEC, a fin de realizar decodificación de la información de señalización posterior de L1. Y, la unidad de decodificación de información de señal (141200) incluye un descorrelacionador de constelación, un primer mux (o multiplexor) y un decodificador FEC, a fin de realizar decodificación de la información de señalización previa de L1. En la presente memoria, un decodificador de señalización de L1 se equipa en el extremo de salida de cada decodificador FEC. El decodificador de señalización de L1 recibe la información de señalización posterior de L1 y la información de señalización previa de L1 desde cada decodificador FEC, para decodificar y sacar información de señalización posterior de L1 dinámica e información de señalización posterior de L1 configurable. Según la realización de la presente invención, cada decodificador FEC incluido en la unidad de decodificación de información de señalización (141200) realiza decodificación FEC, después de realizar desacortamiento y desperforación. El decodificador de señalización de L1 recupera la información de señalización de L1, que incluye la información de señalización previa de L1 y la información de señalización posterior de L1, de vuelta a su formato inicial y saca la información de señalización de L1 recuperada como la información de señalización posterior de L1 dinámica y la información de señalización posterior de L1 configurable.

Con referencia a la Fig. 14, como un mux de Polaridad a Celda, el primer mux corresponde a un bloque que es necesario para soportar un método MIMO de polaridad dual. En la presente memoria, el segundo mux también se puede referir como un mux de Celda a Bit.

5 La Fig. 15 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un procesador de salida (138300) de un aparato de recepción de señal de difusión según una realización de la presente invención.

La Fig. 15 muestra un ejemplo de un procesador de salida (138300) cuando el número de flujos de salida es igual a 1 (o cuando el número de entradas de PLP es igual a 1). En la presente memoria, la Fig. 15 muestra un ejemplo de un procesador de salida (138300) que realiza un proceso inverso de un procesador de entrada (128100) del transmisor de difusión según la realización de la presente invención.

10 En caso de que el número de flujos de salida sea igual a 1, el procesador de salida (138300) puede incluir un desaleatorizador en BB (142100), un eliminador de relleno (142200), un decodificador CRC-8 (142300) y un procesador de tramas en BB (142400).

15 El desaleatorizador en BB (142100) desaleatoriza un flujo de bits introducido y, siempre que se requiera, el eliminador de relleno (142200) elimina el bit de relleno insertado. El decodificador CRC-8 (142300) realiza decodificación CRC sobre el flujo de bits introducido. Y, después de decodificar la información incluida en una cabecera de trama en BB, el procesador de tramas en BB (142400) usa la información decodificada para recuperar un flujo TS/IP/GS y sacar el flujo TS/IP/GS recuperado.

La Fig. 16 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un procesador de salida (138300) de un aparato de recepción de señal de difusión según otra realización de la presente invención.

20 La Fig. 16 muestra un ejemplo de un procesador de salida (138300) cuando está siendo usada una pluralidad de flujos de salida. En otras palabras, la Fig. 16 muestra un ejemplo de un procesador de salida (138300) que recibe una pluralidad de PLP. Y, la operación del procesador de salida (138300) es similar al proceso inverso del procesador de entrada (110100) incluido en el transmisor de difusión.

25 Cuando está siendo usada una pluralidad de flujos de salida (p+1 número de flujos de salida), el procesador de salida (138300) puede incluir p+1 número de desaleatorizadores en BB (143100-0~p), p+1 número de eliminadores de relleno (143200-0~p), p+1 número de decodificadores CRC-8 (143300-0~p), p+1 número de procesadores de tramas en BB (143400-0~p), p+1 número de almacenadores temporales de desfluctuación (143500-0~p), p+1 número de insertadores de paquetes nulos (143600-0~p), p-m+1 número de decodificadores de señalización en banda (143700-m~p), un regenerador de reloj de TS (143800) y un reacoplador de TS (143900).

30 En la presente memoria, las operaciones de los desaleatorizadores en BB (143100-0~p), los eliminadores de relleno (143200-0~p), los decodificadores CRC-8 (143300-0~p) y los procesadores de tramas en BB (143400-0~p) son idénticas a las operaciones de los bloques respectivos mostrados en la Fig. 15. Por lo tanto, se puede hacer referencia a la Fig. 15 para la descripción de los bloques correspondientes y se omitirá en la presente memoria por simplicidad una descripción detallada de los mismos. En la descripción de la Fig. 16, solamente las partes que son diferentes de la descripción de la Fig. 15 se proporcionarán en la presente memoria en detalle.

35 Los almacenadores temporales de desfluctuación (143500-0~p) compensan retardos, que se insertan arbitrariamente por un extremo de transmisión, a fin de proporcionar un sincronismo entre la pluralidad de PLP, según un TTO (parámetro tiempo a salida).

40 Con referencia a un DNP (Paquete nulo borrado), los insertadores de paquetes nulos (143600-0~p) insertan paquetes nulos, que se han extraído por el extremo de transmisión. En este punto, el regenerador de reloj de TS (143800) puede recuperar una sincronización de tiempo detallada de un paquete de salida con referencia a una ISCR (Referencia de Tiempo de Flujo de Entrada). El reacoplador de TS (143900) recupera los PLP comunes y los PLP de datos, que se recuperan como se describió anteriormente, de vuelta al flujo TS o IP o GS inicial y saca los PLP recuperados. Según la realización de la presente invención, la información de TTO, DNP e ISCR se incluyen en todas las cabeceras de tramas en BB, para ser transmitidas. Los decodificadores de señalización en banda (143700-m~p) recuperan información de señalización en banda que se transmite a través de PLP de datos y sacan la información recuperada.

En lo sucesivo, un esquema MIMO según realizaciones diversas de la presente invención, que permite a la presente invención transmitir y recibir señales de difusión usando el método MIMO.

50 En este punto, el esquema de modulación se puede expresar como una M-QAM (Modulación de Amplitud en Cuadratura) o una N-QAM. Más específicamente, cuando M (o N) es igual a 2, el esquema de modulación corresponde a una 2-QAM que indica un esquema BPSK (Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria). Y, cuando M (o N) es igual a 4, el esquema de modulación corresponde a una 4-QAM que indica un esquema QPSK (Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura). Adicionalmente, cuando M (o N) es igual a 16, el esquema de modulación indica una 16-QAM, cuando M (o N) es igual a 64, el esquema de modulación indica una

64-QAM y cuando M (o N) es igual a 256, el esquema de modulación indica una 256-QAM. En la presente memoria, M y N representan un número de símbolos que se usan para el proceso de modulación.

Por ejemplo, MIMO M+M QAM indica que se usan M-QAM idénticas como las QAM para el procedimiento de codificación MIMO y el procedimiento de decodificación MIMO.

- 5 En otro ejemplo, MIMO M+N QAM indica que se usan M-QAM y N-QAM como las QAM para el procedimiento de codificación MIMO y el procedimiento de decodificación MIMO.

La Fig. 17 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un sistema de transmisión de señal de difusión que soporta el método MIMO según una realización de la presente invención. En lo sucesivo, el sistema de transmisión de señal de difusión que soporta el método MIMO se usará en combinación con el sistema de transmisión o transmisor MIMO.

Con referencia a la Fig. 17, el sistema de transmisión MIMO incluye un generador de señal de entrada (201010), un codificador MIMO (201020), una primera antena de transmisión (Tx1, 201030) y una segunda antena de transmisión (Tx2, 201040).

En lo sucesivo, el codificador MIMO (201020) también se puede referir como un procesador MIMO. El generador de señal de entrada (201010) genera una pluralidad de señales de entrada que van a ser transmitidas a una pluralidad de antenas. Más específicamente, las señales que van a ser transmitidas se pueden distribuir como una pluralidad de señales de entrada, siendo por ello capaces de sacar una primera señal de entrada S1 y una segunda señal de entrada S2 para la transmisión MIMO. El codificador MIMO (201020) puede realizar codificación MIMO sobre la pluralidad de señales de entrada (S1 y S2), para sacar una primera señal de transmisión St1 y una segunda señal de transmisión St2 para la transmisión MIMO. Y, cada una de las señales de transmisión sacadas se puede procesar con los procesos de procesamiento y modulación de señal requeridos, siendo por ello transmitidas a través de cada una de la primera antena de transmisión (201030) y la segunda antena de transmisión (201040). El codificador MIMO (201020) puede realizar codificación en unidades de símbolos.

Como el método de codificación MIMO, la presente invención puede usar el método SM, el método GC y así sucesivamente. Según otra realización de la presente invención, la presente invención propone un nuevo método de codificación MIMO. El codificador MIMO puede usar el método de codificación MIMO, que se describirá en detalle en lo sucesivo, para ser capaz de realizar codificación MIMO sobre la pluralidad de señales de entrada. Más particularmente, el codificador MIMO (201020) procesa la pluralidad de señales de entrada según una matriz MIMO, que se propondrá en lo sucesivo y un valor de parámetro de la matriz MIMO y, entonces, el codificador MIMO (201020) saca una pluralidad de señales de transmisión.

Aunque no se muestra en la Fig. 17, como un elemento que saca una pluralidad de señales de entrada para realizar codificación MIMO, el generador de señal de entrada (201010) puede funcionar también como un elemento, tal como un demultiplexor, un formador de tramas y así sucesivamente, dependiendo del sistema de transmisión. Adicionalmente, estando incluido en el codificador MIMO (201020), el codificador MIMO (201020) puede generar una pluralidad de señales de entrada y, entonces, puede realizar codificación sobre las señales de entrada generadas. Además, el codificador MIMO (201020) puede representar un dispositivo configurado para realizar codificación MIMO o procesamiento MIMO sobre múltiples señales, para adquirir ganancia de diversidad y ganancia de multiplexación del sistema de transmisión MIMO y sacar las señales procesadas.

Dado que el procedimiento de procesamiento de señal después del generador de señal de entrada (201010) se debería realizar sobre múltiples señales de entrada, se puede proporcionar una pluralidad de dispositivos en paralelo para procesar las señales o un dispositivo que esté equipado con una memoria puede procesar secuencial o simultáneamente las señales en paralelo.

La Fig. 18 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un sistema de recepción de señal de difusión que soporta el método MIMO según una realización de la presente invención. En lo sucesivo, el sistema de recepción de señal de difusión que soporta el método MIMO se usará en combinación con un sistema de recepción o receptor MIMO.

El sistema de recepción MIMO de la Fig. 18 puede incluir una primera antena de recepción (201050), una segunda antena de recepción (201060), un decodificador MIMO (201070) y un generador de señal de salida (201080). En lo sucesivo, el decodificador MIMO (201070) también se puede referir como un detector ML.

El sistema de recepción MIMO de la Fig. 18 puede usar la primera antena de recepción (Rx1, 201050) y la segunda antena de recepción (Rx2, 201060), para recibir una primera señal de recepción Sr1 y una segunda señal de recepción Sr2. Adicionalmente, el decodificador MIMO (201070) procesa la primera señal de recepción y la segunda señal de recepción, para sacar una primera señal de transmisión y una segunda señal de salida. En base al método de codificación MIMO, que se usa por el codificador MIMO, el decodificador MIMO (201070) procesa la primera señal de recepción y la segunda señal de recepción. El decodificador MIMO (201070) usa la matriz MIMO, señal de recepción e información en el entorno de canal, que se usan por el codificador MIMO en el sistema de transmisión, para sacar la primera señal de transmisión y la segunda señal de transmisión. Según la realización de la presente

invención, cuando se realiza detección ML, cada una de la primera señal de transmisión y la segunda señal de salida pueden incluir información de verosimilitud sobre un bit en lugar de un valor de bit. Y, tal primera señal de transmisión y segunda señal de salida se pueden convertir a valores de bit después de ser procesadas con decodificación FEC.

El decodificador MIMO (201070) procesa la primera señal de recepción y la segunda señal de recepción según el tipo de QAM de una primera señal de entrada y una segunda señal de entrada, que se procesan por el sistema de transmisión MIMO. Dado que la primera señal de recepción y la segunda señal de recepción, que se reciben por el sistema de recepción MIMO, corresponden respectivamente a la primera señal de entrada y la segunda señal de entrada que corresponden al mismo tipo de QAM o cada una que corresponde a un tipo de QAM diferente, que se procesan con codificación MIMO y se transmiten por consiguiente, el sistema de recepción MIMO puede determinar a qué combinación de tipo de QAM corresponden las señales de recepción, siendo por ello capaz de realizar decodificación MIMO sobre las señales de recepción. Por lo tanto, el sistema de transmisión MIMO puede transmitir información que permite al sistema identificar el tipo de QAM de la señal de transmisión. Y, en la presente memoria, la información para identificar el tipo de QAM de la señal de transmisión se puede incluir en una parte de preámbulo de la señal de transmisión.

Según la realización de la presente invención, información que identifica el tipo de QAM de la señal de transmisión se indica usando un campo PLP_MOD dentro de la información de señalización posterior de L1. Adicionalmente, cuando se realiza decodificación MIMO sobre la señal de recepción, el sistema de recepción MIMO puede referirse a la información que identifica el tipo de QAM de la señal de transmisión. En lo sucesivo, se describirán en detalle un codificador MIMO y un método de codificación MIMO que tienen un nivel de complejidad de sistema bajo, un nivel de eficiencia de transmisión de datos alto y un rendimiento de recuperación de señal alto, en diversos entornos de canal, según la realización de la presente invención.

El método SM corresponde a un método de transmisión simultáneamente de datos, que van a ser transmitidos, a múltiples antenas sin realizar ningún procedimiento de codificación separado para el método MIMO. En este caso, el receptor puede adquirir información de los datos que se reciben simultáneamente por múltiples antenas de recepción. En caso del método SM, un decodificador ML (Máxima Verosimilitud), que se usa cuando se realiza recuperación de señal en el receptor, se requiere para determinar (o verificar) la combinación de múltiples señales recibidas. Por lo tanto, el método SM es ventajoso en que el nivel de complejidad es comparativamente bajo. No obstante, el método de SM es desventajoso en que puede no ser esperada diversidad de transmisión en el extremo de transmisión. En lo sucesivo, en caso del método SM, las múltiples señales de entrada desvían el codificador MIMO y tal desviación se puede expresar como codificación MIMO.

El método GC corresponde a un método de primero codificación de los datos, que van a ser transmitidos, según una regla decidida (por ejemplo, un método de codificación que usa un código Golden) y luego transmisión de los datos codificados a múltiples antenas. En caso de usar 2 antenas, el método GC usa una matriz 2x2. De esta manera, se puede adquirir diversidad de transmisión en el extremo de transmisión. No obstante, dado que se requiere el decodificador ML del receptor para determinar (o verificar) 4 combinaciones de señal, el método GC es desventajoso en que aumenta el nivel de complejidad.

Comparado con el método SM, el método GC es ventajoso en que está disponible una comunicación más robusta debido a la adquisición de diversidad de transmisión. No obstante, esta comparación está limitada solamente a los casos de uso del método GC y el método SM cuando se realiza procesamiento de datos durante la transmisión de datos. Por consiguiente, cuando se transmiten datos mientras que se usa un procedimiento de codificación de datos separado (también referido como un procedimiento de codificación exterior), la diversidad de transmisión del método GC puede no ser capaz de proporcionar ganancia adicional. Más particularmente, tal fenómeno ocurre fácilmente cuando tal procedimiento de codificación exterior tiene una distancia de hamming mínima grande. Por ejemplo, cuando se transmiten datos, que se codifican añadiendo una redundancia para corregir errores, usando un código de LDPC (Comprobación de Paridad de Baja Densidad) que tiene una distancia de hamming mínima grande, la diversidad de transmisión del método GC puede no proporcionar ganancia adicional comparada con el método SM. Y, en tal caso, será más ventajoso para el sistema de difusión usar el método SM, que tiene un nivel de complejidad menor. En la presente memoria, la distancia de hamming representa un número de bits no coincidentes entre códigos binarios que tienen el mismo número de bits.

Por consiguiente, usando el método SM, que tiene un nivel de complejidad bajo y un código exterior robusto, la presente invención busca diseñar un sistema de difusión MIMO más eficiente.

La Fig. 19 ilustra una transmisión y recepción de datos respectiva a una transmisión MIMO de tipo SM en un entorno de canal según una realización ejemplar de la presente invención.

El sistema de transmisión MIMO puede enviar respectivamente una primera señal de entrada 1 (S1) y una segunda señal de entrada 2 (S2) a la antena de transmisión 1 (Tx1) y la antena de transmisión 2 (Tx2) usando el método SM. La Fig. 19 corresponde a una realización ejemplar de transmisión de un símbolo modulado por 4-QAM desde el extremo de transmisión.

La antena de recepción 1 (Rx1) puede recibir señales a través de dos caminos. Y, en el entorno de canal mostrado en la Fig. 19, una señal de recepción de la antena de recepción 1 (Rx1) corresponde a $S1 \cdot h_{11} + S2 \cdot h_{21}$ y una señal de recepción de la antena de recepción 2 (Rx2) corresponde a $S1 \cdot h_{12} + S2 \cdot h_{22}$. Realizando estimación de canal, el extremo de recepción puede adquirir S1 y S2, para recuperar los datos.

- 5 Como un escenario que corresponde a cuando los caminos de transmisión y recepción son independientes uno de otro, tal entorno se referirá en lo sucesivo como que no está correlacionado. Por el contrario, justo como en un entorno de LOS (Línea de Vista), la correlación entre los canales que corresponden a los caminos de transmisión y recepción puede ser extremadamente alta y tal entorno se referirá como que está completamente correlacionado.

- 10 En el MIMO, un caso cuando los canales corresponden a canales completamente correlacionados corresponde a cuando cada uno de los parámetros de la matriz 2 por 2 que indica el canal de la Fig. 19 es igual a 1 ($h_{11} = h_{12} = h_{21} = h_{22} = 1$). En este punto, la antena de recepción 1 y la antena de recepción 2 reciben la misma señal de recepción ($S1+S2$). En otras palabras, la antena de recepción 1 y la antena de recepción 2 reciben una única señal, que es equivalente a una suma total de todas las señales de transmisión. Eventualmente, cuando las señales transmitidas desde 2 antenas de transmisión pasan a través del mismo canal y cuando las señales correspondientes se reciben por 2 antenas de recepción, la señal de recepción recibida por el receptor, es decir, los datos añadidos por el canal, pueden no expresar tanto símbolos S1 como S2. Con referencia a la FIG. 19, en caso del entorno de canal completamente correlacionado, el receptor es incapaz de recibir un símbolo 16-QAM, que corresponde a una suma añadida de la señal S1, que se expresa como un símbolo 4-QAM y la señal S2, que también se expresa como un símbolo 4-QAM. Y, como se muestra en el dibujo del lado derecho, dado que el receptor es capaz de recibir una
20 señal $S1+S2$, que se expresa como 9 símbolos, S1 y S2 no se pueden separar y recuperar.

- En lo sucesivo, una señal de recepción que ha pasado a través de un canal completamente correlacionado se puede expresar como una señal equivalente a una suma añadida de todas las señales de transmisión transmitidas desde el sistema de transmisión MIMO. Más específicamente, en caso de usar 2 antenas, cuando una primera señal de transmisión y una segunda señal de transmisión se transmiten desde el sistema de transmisión MIMO, se supondrá
25 que la señal de recepción, que ha pasado a través del canal completamente correlacionado, corresponde a una señal que consta de la primera señal de transmisión que se añade a la segunda señal de transmisión. Y, en lo sucesivo, el método de codificación MIMO se describirá en detalle en base a tal suposición.

- En este caso, incluso si un receptor está incluido en un entorno de SNR alta, el receptor es incapaz de recuperar la señal, que se transmite a través de MIMO usando el método SM. En caso de un sistema de comunicación, dado que
30 se proporciona que la comunicación generalmente corresponde a una comunicación de dos vías (o bidireccional), tal estado de canal se puede notificar al transmisor a través de un canal de realimentación entre el transmisor y el receptor, de manera que se pueda cambiar (o modificar) el método de transmisión. No obstante, en caso de un sistema de difusión, puede ser difícil realizar una comunicación de dos vías (o bidireccional) a través de un canal de realimentación. Y, dado que un número de receptores que va a ser cubierto para cada transmisor llega a ser mayor y
35 dado que el área que va a ser cubierta llega a ser más grande, el sistema de difusión tiene dificultad en responder a los diversos cambios en el entorno de canal. Por lo tanto, en tal entorno de canal completamente correlacionado, cuando se usa el método SM, el receptor no puede usar un servicio correspondiente y si no se reduce la cobertura de la red de difusión, la dificultad que puede ocurrir es responder a tal entorno de canal, causando por ello un aumento en el coste.

- 40 En lo sucesivo, se describirá en detalle un método para superar un caso cuando la correlación entre los canales MIMO es igual a 1, es decir, un caso de un entorno de canal completamente correlacionado.

La presente invención busca diseñar el sistema MIMO, de manera que el canal MIMO pueda superar el caso de un entorno de canal completamente correlacionado y de manera que una señal que pasa a través del canal y que se recibe pueda satisfacer las condiciones enumeradas más adelante.

- 45 1) Una señal recibida debería ser capaz de expresar ambas señales originales S1 y S2. En otras palabras, las coordenadas de una constelación recibidas por el receptor deberían ser capaces de expresar unívocamente secuencias de S1 y S2.

- 2) Una distancia euclidiana mínima de la señal recibida se debería aumentar, de manera que se pueda reducir una
50 tasa de error de símbolo. En la presente memoria, una distancia euclidiana se refiere a una distancia entre coordenadas sobre una constelación.

- 3) Una distancia de hamming característica de la señal recibida debería ser ventajosa, de manera que se pueda reducir la tasa de error de bit.

- A fin de cumplir con los requisitos descritos anteriormente, la presente invención propone un método de codificación MIMO que usa una matriz de codificación MIMO, que incluye un parámetro de codificación (también referido como
55 un coeficiente de codificación) a, como se muestra en la Ecuación 1.

Ecuación 1

$$\begin{bmatrix} 1 & a \\ a & -1 \end{bmatrix}$$

Quando un codificador MIMO realiza codificación sobre las señales de entrada S1 y S2 usando una matriz de codificación MIMO, como se muestra en la Ecuación 1, la señal de recepción 1 (Rx1) y la señal de recepción 2 (Rx2), que se reciben por la antena de recepción 1 y la antena de recepción 2, se pueden calcular usando la Ecuación 2 mostrada más adelante. Y, más particularmente, en caso de que el canal MIMO corresponda a un canal completamente correlacionado, las señales se calculan usando la última línea mostrada en la Ecuación 2.

Ecuación 2

$$\begin{aligned} Rx_1 &= h_{11}(S1 + aS2) + h_{21}(aS1 - S2) \\ Rx_2 &= h_{12}(S1 + aS2) + h_{22}(aS1 - S2), \text{ si } h_{11} = h_{21} = h_{12} = h_{22} = h, \\ R &= Rx_1 = Rx_2 = h\{(a+1)S1 + (a-1)S2\} \end{aligned}$$

Primero de todo, en caso de que el canal MIMO corresponda a un canal no correlacionado, la señal de recepción 1 (Rx1) se puede calcular como $Rx1 = h_{11}(S1 + aS2) + h_{21}(aS1 - S1)$ y la señal de recepción 2 (Rx2) se puede calcular como $Rx2 = h_{12}(S1 + aS2) + h_{22}(aS1 - S2)$, de manera que S1 y S2 pueden tener la misma potencia. Por consiguiente, se puede usar toda la ganancia del sistema MIMO como en el método SM.

Mientras tanto, cuando el canal MIMO corresponde a un canal completamente correlacionado, las señales de recepción ($R=Rx1=Rx2$) se pueden adquirir como $R = h\{(a+1)S1 + (a-1)S2\}$. De esta manera, S1 y S2 se pueden adquirir separadamente. En la presente memoria, S1 y S2 también se pueden diseñar para tener diferentes niveles de potencia y usando tales niveles de potencia diferentes se puede asegurar la robustez.

En otras palabras, el codificador MIMO puede codificar las señales de entrada, de manera que las señales de entrada S1 y S2 puedan tener diferentes niveles de potencia, según un parámetro de codificación (también referido como un coeficiente de codificación) a y de manera que S1 y S2 también se puedan recibir en diferentes formatos de distribución en un canal completamente correlacionado. Por ejemplo, realizando un proceso de codificación sobre S1 y S2, de manera que S1 y S2 puedan tener diferentes niveles de potencia y transmitiendo la S1 y S2 codificadas a una constelación que tenga diferentes distancias euclidianas debido a un proceso de normalización, incluso cuando las señales van a través de un canal completamente correlacionado, el receptor puede separar (o dividir) las señales de entrada y recuperar las señales separadas por consiguiente.

En base a un factor de normalización, la matriz de codificación MIMO de la Ecuación 1 se puede expresar como se muestra más adelante en la Ecuación 3.

Ecuación 3

$$\frac{1}{\sqrt{1+a^2}} \begin{pmatrix} 1 & a \\ a & -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} & \frac{a}{\sqrt{1+a^2}} \\ \frac{a}{\sqrt{1+a^2}} & \frac{-1}{\sqrt{1+a^2}} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{bmatrix}$$

Un método de codificación MIMO del codificador MIMO, que usa la matriz de codificación MIMO mostrada en la Ecuación 3, se puede considerar como un método de rotación de las señales de entrada en un ángulo arbitrario (Theta), que se puede expresar como un parámetro de codificación a, para dividir la señal en un elemento coseno de la señal rotada y un elemento seno (o elemento de número real y elemento de número imaginario (o falso)) y asignar signos +/- a cada uno de los elementos divididos, transmitiendo por ello la señal procesada a otra antena. Por ejemplo, el codificador MIMO puede realizar codificación de manera que un elemento coseno de la señal de entrada S1 y un elemento seno de la señal de entrada S2 se puedan transmitir a una antena de transmisión y que un elemento seno de la señal de entrada S1 y un elemento coseno, que tiene un signo - añadido al mismo, de la señal de entrada S2 se pueda transmitir a otra antena de transmisión. Un ángulo de rotación puede variar dependiendo de un cambio en un valor de parámetro de codificación a y una distribución de potencia entre señales de entrada S1 y S2 puede variar dependiendo de un valor y ángulo del parámetro correspondiente. Dado que la distribución de potencia variada se puede expresar como una distancia (es decir, distancia euclidiana) entre las coordenadas de símbolos en una constelación. Incluso si las señales de entrada pasan a través de un canal completamente correlacionado desde el extremo de recepción, tales señales de entrada codificadas se pueden expresar en forma de una constelación diferente, de manera que las señales de entrada se pueden identificar, dividir y recuperar.

En otras palabras, dado que una distancia euclidiana entre señales de transmisión varía a un nivel que corresponde a la distribución de la potencia variada, las señales de transmisión recibidas por el extremo de recepción se pueden expresar en forma de constelaciones distinguibles cada una que tiene una distancia euclidiana diferente. Más

específicamente, el codificador MIMO puede codificar la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 como una señal que tiene otra distancia euclidiana según el valor a. Y, tales señales de transmisión codificadas se pueden recibir por el extremo de recepción en constelaciones distinguibles (o identificables) y se pueden recuperar por consiguiente.

- 5 La codificación MIMO de la señal de entrada, que se realiza usando la matriz de codificación MIMO descrita anteriormente, se puede expresar como se muestra más adelante en la Ecuación 4.

Ecuación 4

$$\begin{pmatrix} X1 \\ X2 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} \begin{pmatrix} 1 & a \\ a-1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S1 \\ S2 \end{pmatrix}$$

- 10 En la Ecuación 4, S1 y S2 representan símbolos QAM normalizados de una constelación, a la cual la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 están correlacionadas por un correlacionador de constelación de un camino MIMO. Y, cada una de X1 y X2 representa respectivamente un símbolo codificado MIMO. En otras palabras, el codificador MIMO puede aplicar la matriz, que se muestra en la Ecuación 4, a una 1ª señal de entrada que incluye símbolos que corresponden a S1 y a una 2ª señal de entrada que incluye símbolos que corresponden a S2, para transmitir una 1ª señal de transmisión que incluye símbolos que corresponden a X1 y símbolos de una señal de transmisión X2 que incluye símbolos que corresponden a X2.

- 15 El codificador MIMO puede realizar codificación MIMO sobre señales de entrada usando la matriz de codificación MIMO descrita anteriormente y también puede realizar codificación ajustando adicionalmente un valor de parámetro de codificación a. Más específicamente, la consideración y ajuste de un rendimiento de recuperación de datos adicionales del sistema de transmisión y recepción MIMO se pueden optimizar ajustando el valor de parámetro de codificación a. Y, esto se describirá en más detalle en lo sucesivo.

- 20 1. Primera realización: método de codificación MIMO de optimización de un valor de parámetro de codificación a en base a una distancia euclidiana (canal MIMO completamente correlacionado)

- 25 El valor a, que corresponde a un parámetro de codificación, se puede calcular usando la matriz de codificación MIMO descrita anteriormente mientras que se considera la distancia euclidiana. Según la primera realización de la presente invención, una señal que se combina en el extremo de recepción, después de pasar a través de un canal MIMO completamente correlacionado, se puede dar una distancia euclidiana, tal como una señal QAM. Por ejemplo, en un sistema MIMO que tiene 2 antenas de transmisión y recepción, cuando una 1ª señal de transmisión St1 corresponde a un símbolo M-QAM y cuando una 2ª señal de transmisión St2 corresponde a un símbolo N-QAM, la señal St1+St2 que está siendo combinada por el extremo de recepción, después de pasar a través del canal MIMO completamente correlacionado, puede corresponder a una señal (M*N)-QAM. En otro ejemplo, también en un sistema MIMO que tiene 2 antenas de transmisión y recepción, cuando una 1ª señal de transmisión St1 corresponde a un símbolo M-QAM y cuando una segunda señal de transmisión St2 corresponde a un símbolo M-QAM, la señal St1+St2 que está siendo combinada por el extremo de recepción, después de pasar a través del canal MIMO completamente correlacionado, puede corresponder a una señal (M*M)-QAM. La FIG. 20 ilustra una señal de entrada y una señal de transmisión o recepción que realiza un método de codificación MIMO según la primera realización de la presente invención.

- 35 Según la realización mostrada en la FIG. 20, la señal de entrada S1 puede tener una constelación (203010) de un símbolo 4-QAM y la señal de entrada S2 puede tener una constelación (203020) de un símbolo 4-QAM. Cuando la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 se codifican MIMO usando una matriz de codificación MIMO, la 1ª señal de transmisión codificada St1 y la 2ª señal de transmisión codificada St2, que se transmiten respectivamente desde la antena de transmisión 1 (Tx1) y la antena de transmisión 2 (Tx2), pueden llegar a ser un símbolo 16-QAM y las constelaciones respectivas pueden corresponder a la constelación (203030) y la constelación (203040) mostradas en la FIG. 20.

- 45 La primera realización de la presente invención propone un método de optimización del valor a, de manera que cada símbolo incluido en una constelación de símbolo (203050) de señales de recepción, que han pasado a través del canal completamente correlacionado, pueden tener la misma distancia euclidiana, como se muestra en la FIG. 20. Con referencia a la FIG. 20, la constelación (203050) de la señal de recepción corresponde a una constelación que tiene la distancia euclidiana ajustada usando un valor a, que se muestra más adelante en la Ecuación 5.

- 50 Más específicamente, cuando el codificador MIMO usa la matriz MIMO descrita anteriormente para codificar las señales de entrada, el codificador MIMO puede calcular o determinar el valor del parámetro de codificación a, de manera que la distancia euclidiana entre los símbolos de recepción pueden ser consistentes (o iguales) en la constelación de las señales de recepción (es decir, una señal combinada de la 1ª señal de transmisión St1 y la 2ª señal de transmisión St2), que han pasado a través del canal completamente correlacionado. Y, por consiguiente, el codificador MIMO puede realizar un proceso de codificación. Tal valor a se puede expresar como la Ecuación 5 mostrada más adelante, según una combinación de los métodos de modulación.

Ecuación 5

$$a = \begin{cases} 3, & \text{para QPSK+QPSK} \\ \left(4 + \sqrt{5}\right) / \left(4 - \sqrt{5}\right), & \text{para QPSK+16QAM} \\ 0,6, & \text{para 16QAM+16QAM} \end{cases}$$

En la realización de la FIG. 20, como un caso cuando las señales de entrada corresponden respectivamente a 4-QAM y 4-QAM, es decir, cuando las señales de entrada corresponden a QPSK+QPSK, la constelación (203050) de un símbolo de recepción corresponde a un caso cuando se realiza el proceso de codificación MIMO, en donde el valor a es igual a 3. En otras palabras, dado que la distribución y constelación de un símbolo de transmisión y recepción varía dependiendo del método de modulación de las señales de recepción y la combinación de las señales de recepción, el valor a también se puede variar a fin de optimizar la distancia euclidiana. La Ecuación 5 muestra ejemplos de cálculo del valor a , que optimiza la distancia euclidiana, cuando la señal de transmisión y recepción corresponde a una combinación de 4-QAM y 16-QAM (QPSK+16-QAM) y cuando la señal de transmisión y recepción corresponde a una combinación de 16-QAM y 16-QAM (16-QAM+16-QAM).

En otras palabras, en caso de la primera realización de la presente invención, por ejemplo, en una señal en donde una 1ª señal de entrada de 4-QAM y una 2ª señal de entrada de 4-QAM se codifican MIMO y combinan con una 1ª señal de transmisión y una 2ª señal de transmisión sacadas, el valor a se puede determinar de manera que la constelación de la señal combinada sea idéntica a la constelación de una señal 16-QAM.

El método de codificación MIMO según la primera realización de la presente invención muestra un rendimiento de SNR más excelente comparado con cuando se usa el método GC o el método SM en el canal MIMO completamente correlacionado. Más particularmente, la ganancia de SNR según la primera realización de la presente invención llega a ser mayor a media que aumenta la tasa de codificación del código exterior. Por el contrario, en caso del método SM, en una tasa de codificación de 2/5 o mayor, la decodificación no se puede realizar en absoluto en el canal completamente correlacionado y, con independencia de la SNR, incluso no se puede realizar la recepción de servicio. Adicionalmente, el método de codificación MIMO según la primera realización de la presente invención muestra el mismo rendimiento en un canal no correlacionado ya que el método SM y el rendimiento es más excelente comparado con los otros métodos.

Por lo tanto, el método de codificación MIMO según la primera realización de la presente invención puede proporcionar un mejor rendimiento usando un sistema que tiene un nivel de complejidad menor comparado con el método GC. Y, el método de codificación MIMO según la primera realización de la presente invención puede proporcionar un rendimiento más excelente en el canal completamente correlacionado, comparado con cuando se usa el método SM que tiene un nivel de complejidad similar.

Según otra realización de la presente invención, cuando se realiza codificación MIMO, se puede usar un subconjunto de GC como la matriz de codificación MIMO. Y, en este caso, la matriz de codificación MIMO se puede expresar como se muestra más adelante en la Ecuación 6.

Ecuación 6

$$\begin{bmatrix} \alpha & \alpha\bar{\theta} \\ i\bar{\alpha} & i\bar{\alpha}\bar{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S1 \\ S2 \end{bmatrix}, \alpha = 1 + (1 - \theta)i, \bar{\alpha} = 1 + (1 - \bar{\theta})i, \theta = \frac{1 + \sqrt{5}}{2}, \bar{\theta} = \frac{1 - \sqrt{5}}{2}$$

En caso de uso de una matriz de codificación de la Ecuación 6, el rendimiento se muestra ser mejor que la primera realización de la presente invención.

La Fig. 21 ilustra un diagrama de constelación respectivo a un caso de uso de un subconjunto de un GC (o subconjunto de GC) como una matriz de codificación MIMO y a un caso de según la primera realización de la presente invención.

La Fig. 21 corresponde a una constelación respectiva a un caso cuando el transmisor usa una matriz de codificación MIMO, para realizar codificación MIMO sobre una señal de entrada de tipo 16-QAM S1 y una señal de entrada de tipo 16-QAM S2, transmitiendo por ello las señales de entrada codificadas MIMO a través de 2 antenas de transmisión y a un caso cuando un receptor recibe las señales transmitidas desde las 2 antenas de transmisión a través del canal MIMO completamente correlacionado. En la presente memoria, el lado izquierdo de la Fig. 21 corresponde a una constelación de recepción respectiva a un caso cuando se usa el subconjunto de GC y el lado derecho de la Fig. 21 corresponde a una constelación de recepción respectiva a un caso cuando se usa la primera realización de la presente invención (SM OPT1).

Cuando el proceso de codificación MIMO que usa el subconjunto de GC realizado en el canal MIMO completamente correlacionado se compara con el proceso de codificación MIMO realizado según la primera realización de la

presente invención (SM OPT1) en el canal MIMO completamente correlacionado, en caso de usar la primera realización de la presente invención (SM OPT1), una distancia euclidiana mínima dentro de la constelación de la señal de recepción puede ser mayor que el caso de usar el subconjunto de GC. No obstante, el rendimiento de SNR respectivo al caso de usar el subconjunto de GC (SM OLDLP Golden) se muestra que es mejor que el caso de usar la primera realización de la presente invención. Por consiguiente, se puede conocer que puede ocurrir una diferencia de rendimiento debido a los factores distintos de la distancia euclidiana y la razón de la misma se describirá en detalle en lo sucesivo.

La Fig. 22 ilustra una relación entre una distancia euclidiana y una distancia de Hamming en un diagrama de constelación respectiva a un caso de uso de un subconjunto de un GC (o subconjunto de GC) como una matriz de codificación MIMO y un diagrama de constelación respectivo a un caso según la primera realización de la presente invención.

En la presente memoria, el lado izquierdo de la Fig. 22 corresponde a una constelación respectiva a un caso cuando se usa el subconjunto de GC y el lado derecho de la Fig. 22 corresponde a una constelación respectiva a un caso cuando se usa la primera realización de la presente invención.

La distancia euclidiana mínima respectiva al caso de usar la primera realización de la presente invención es mayor que el caso de usar el subconjunto de GC. No obstante, el caso de usar el GC muestra un rendimiento de SNR mayor que el caso de usar la primera realización de la presente invención. Esto es debido a una relación entre la distancia euclidiana y la distancia de hamming.

Para el caso de usar la primera realización de la presente invención y para el caso de usar el subconjunto de GC, la distribución en sí misma de la distancia de hamming respectiva a ambos casos puede ser similar una a otra. No obstante, ninguno de los dos casos puede tener correlación de gray. Más específicamente, la distancia euclidiana dentro de las constelaciones 16-QAM 4 por 4, que se distribuyen a 16 regiones dentro de la constelación total pueden ser similares una a otra para ambos casos. No obstante, la distancia euclidiana es mayor en el caso de usar el subconjunto de GC, compensando por ello la diferencia en rendimiento de la distancia de hamming.

Debido a tales características, la distancia euclidiana mínima que corresponde al caso de usar el subconjunto de GC es menor que la distancia euclidiana mínima que corresponde al caso de usar la primera realización de la presente invención. No obstante, el caso de usar el GC muestra un rendimiento de BER mayor que el caso de usar la primera realización de la presente invención. Por lo tanto, en la siguiente descripción de la presente invención, se propondrá un método de codificación MIMO que tiene un rendimiento de SNR mejor o un rendimiento de BER mejor.

2. Segunda realización: método de codificación MIMO considerando correlación de gray además de una distancia euclidiana

La segunda realización de la presente invención propone un método de codificación MIMO que permite una señal de recepción, que ha pasado a través del canal completamente correlacionado en un estado cuando el valor a se determina que tenga un valor que pueda optimizar la distancia euclidiana, como en la primera realización de la presente invención, para tener aplicada a la misma una correlación de gray.

En el método de codificación MIMO según la segunda realización de la presente invención, entre las señales de entrada S1 y S2, los signos de la parte de número real y la parte de número imaginario de la señal de entrada S2 se pueden cambiar según el valor de S1, de manera que la correlación de gray se pueda realizar en el extremo de recepción. El cambio en el valor de datos incluido en S2 se puede realizar usando el método mostrado más adelante en la Ecuación 7.

Más específicamente, el codificador MIMO puede usar la matriz de codificación MIMO usada en la primera realización de la presente invención y puede realizar codificación MIMO cambiando el signo de la señal de entrada S2 según el valor de S1. En otras palabras, como se muestra en la Ecuación 7, después de decidir el signo de la señal de entrada S2 según el signo de la señal de entrada S1, la matriz de codificación MIMO se puede aplicar a la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 decididas, como se describió anteriormente, de manera que se pueden sacar la 1ª señal de transmisión St1 y la 2ª señal de transmisión St2.

Ecuación 7

$$S1 = b_0 b_1 \dots b_{N-1}, N = \log_2 M, M = \text{tamaño de QAM de } S1$$

$$\text{real}(S1) = b_0 b_2 \dots b_{N-2}$$

$$\text{imag}(S1) = b_1 b_3 \dots b_{N-1}$$

$$\text{para } i = 1 \dots N-1$$

$$s_i = s_q = 1$$

$$\text{si } i = \text{índice de real } (S1) \text{ y } b_i = 1$$

$$s_i = -s_i$$

$$s_i = \text{índice de imag (S1) y } b_i = 1$$

$$s_q = -s_q$$

fin para

$$S_2 = s_i \cdot \text{real}(S_2) + i \cdot s_q \cdot \text{imag}(S_2)$$

La FIG. 23 ilustra una señal de entrada y una señal de transmisión o recepción que realiza un método de codificación MIMO según la segunda realización ejemplar de la presente invención.

Como se muestra en la Ecuación 7, se realiza una operación XOR sobre cada uno de los valores de bit asignados a la parte de número real y la parte de número imaginario de S1 entre la señal de entrada S1 (206010) y la señal de entrada S2 (206020). Entonces, en base al resultado de la operación XOR, se pueden decidir los signos respectivos a la parte de número real y la parte de número imaginario de S2. Adicionalmente, cuando la señal de transmisión 1 (206030) y la señal de transmisión 2 (206040), que corresponden respectivamente a la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 que tienen la matriz de codificación MIMO aplicada a las mismas, como se describió anteriormente, se transmiten desde la antena de transmisión 1 y la antena de transmisión 2, los símbolos de recepción de la señal de recepción (206050), que han pasado a través del canal completamente correlacionado y que se reciben por el receptor, pueden tener correlación de gray. Por lo tanto, como se muestra en la Fig. 23, la distancia de hamming entre símbolos colindantes dentro de la constelación puede no exceder el valor de 2.

Dado que la señal (M*N) – QAM (o señal (M*M) – QAM) recibida por el extremo de recepción tiene una distancia euclidiana mínima (o uniforme) y correlación de gray, en caso de la segunda realización de la presente invención, también se puede esperar el mismo rendimiento del método SIMO incluso en el canal MIMO completamente correlacionado. No obstante, cuando el decodificador ML decodifica la señal de recepción y adquiere S1 y S2, dado que el valor de S2 depende de S1, se puede aumentar el nivel de complejidad. Y, en un canal MIMO no correlacionado, el rendimiento es probable que sea degradado debido a una correlación entre las señales de entrada.

3. Tercera realización: método de codificación MIMO que determina un parámetro de codificación MIMO mientras que se considera una distancia de hamming además de la distancia euclidiana

La tercera realización de la presente invención propone un método de realización de codificación MIMO determinando un valor a, de manera que la constelación total de la señal de recepción no tiene una distancia euclidiana mínima, como en la primera realización de la presente invención y de manera que la distancia euclidiana se puede optimizar en base a una distancia de Hamming de la señal de recepción.

La FIG. 24 ilustra un método de codificación MIMO según la tercera realización ejemplar de la presente invención.

La FIG. 24 muestra una relación entre una distancia de hamming en una constelación de la señal de recepción, que se recibe a través del canal MIMO completamente correlacionado y un valor del parámetro de codificación a de la matriz de codificación MIMO. Según la tercera realización de la presente invención, en la constelación de la señal de recepción, dado que la distancia de hamming de la sección D_E1 es menor que la distancia de hamming de la sección D_E2, la distancia euclidiana se ajusta de manera que la diferencia en la distancia de hamming se pueda compensar teniendo la sección D_E1 que mantenga una diferencia en potencia de 2 veces la cantidad (o nivel) de la sección D_E2. En otras palabras, a fin de compensar una diferencia en el rendimiento de recuperación respectivo a una diferencia en la distancia de hamming con una diferencia en el nivel de potencia, la distancia euclidiana está siendo ajustada.

Con referencia a la FIG. 24, la sección D_E2 tiene una distancia de hamming que corresponde a dos veces el tamaño de la sección D_E1. Más específicamente, con respecto a símbolos colindantes, en donde una diferencia en el número de bits de un símbolo es 2 veces la de otro símbolo, una degradación de rendimiento respectiva a una diferencia en la distancia de hamming, que puede ocurrir durante la recuperación de la señal de recepción, se puede compensar ajustando (es decir, aumentando) la distancia euclidiana, de manera que la sección que tiene 2 veces la distancia de hamming se pueda dotar con un nivel de potencia mayor. Primero de todo, se determina una distancia euclidiana relativa con respecto a una señal de recepción, mostrada en la Fig. 24, que corresponde a una combinación de las 2 señales de transmisión (St1, St2) ambas que se reciben por el extremo de recepción. Con referencia a la Ecuación 2 descrita anteriormente, será evidente que la distancia euclidiana mínima de un símbolo 16-QAM que tiene un nivel de potencia decreciente es igual a 2 (a-1) y que la distancia euclidiana mínima de un símbolo 16-QAM que tiene un nivel de potencia creciente es igual a 2 (a+1) (esto es debido a que una señal de recepción se expresa como $R = h\{(a+1)S_1 + (a-1)S_2\}$). Con referencia a la FIG. 24, D_E1 corresponde a la distancia euclidiana de símbolos 16-QAM que tienen niveles de potencia decrecientes. Adicionalmente, se puede conocer que D_E2 corresponde a 2 veces una distancia, que se calcula restando una distancia, que corresponde a 3/2 de la distancia euclidiana de símbolos 16-QAM que tienen niveles de potencia disminuidos, desde 1/2 de la distancia

euclidiana de símbolos 16-QAM que tienen niveles de potencia aumentados. Y, esto se puede expresar usando la Ecuación 8 mostrada más adelante.

Ecuación 8

$$\begin{aligned} 2D_{H_1} &= D_{H_2} \\ \sqrt{2}D_{E_1} &= D_{E_2} \\ 2\sqrt{2}(a-1) &= 2((a+1)-3(a-1)) \\ a &= \frac{\sqrt{2}+4}{\sqrt{2}+2} \end{aligned}$$

- 5 En otras palabras, el codificador MIMO usa la matriz MIMO descrita anteriormente a fin de realizar codificación MIMO, de manera que cada señal de entrada se puede asignar con un nivel de potencia diferente y de manera que cada señal de entrada puede tener una distancia euclidiana diferente. En este caso, según la tercera realización de la presente invención, el codificador MIMO puede calcular y determinar el valor de un parámetro de codificación a, de manera que las señales de entrada que se asignan con diferentes niveles de potencia cada una puede tener una distancia euclidiana, que puede compensar la diferencia en la distancia de hamming. De esta manera, se puede realizar el proceso de codificación MIMO.

La Fig. 25 ilustra una señal de entrada y una señal de transmisión o recepción que realiza un método de codificación MIMO según la tercera realización ejemplar de la presente invención.

- 15 Con referencia a la Fig. 25, cuando se realiza codificación MIMO sobre una señal de entrada S1 (208010) y una señal de entrada S2 (208020) según la tercera realización de la presente invención, la constelación de las señales de transmisión que se codifican y transmiten pueden corresponder respectivamente a la señal de transmisión 1 (208030) y la señal de transmisión 2 (208040). Cuando tales señales de transmisión se sacan desde el canal MIMO completamente correlacionado, la constelación de la señal de recepción que se recibe por el receptor puede corresponder a la señal de recepción (208050). Y, será evidente que la distancia euclidiana se ha ajustado en la constelación de señal de recepción (208050) según la distancia de hamming.

El ejemplo de la presente invención, que se ha descrito anteriormente con referencia a la Fig. 24 y la Fig. 25, corresponde a un ejemplo de cálculo del valor a, cuando la señal de entrada S1 corresponde a 16-QAM y cuando la señal de entrada S2 corresponde a 16-QAM. En la presente memoria, usando el mismo principio, el valor a de otro método de modulación se puede calcular usando la Ecuación 9 mostrada más adelante.

25 Ecuación 9

$$a = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}+1}{\sqrt{2}+3+\sqrt{5}}, & \text{para QPSK+QPSK} \\ \frac{(\sqrt{2}+3+\sqrt{5})}{(\sqrt{2}+4)(\sqrt{2}+2)}, & \text{para QPSK+16QAM} \\ \frac{(\sqrt{2}+4)}{(\sqrt{2}+2)}, & \text{para 16QAM+16QAM} \end{cases}$$

- 30 En el caso de MIMO QPSK+16-QAM, se supone que el valor propuesto anteriormente corresponde a cuando el correlacionador de constelación ha realizado normalización del nivel de potencia a 1, después de realizar modulación QAM sobre la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 usando respectivamente QPSK y 16-QAM. En el caso de que no se realice el proceso de normalización, el valor a se puede corregir por consiguiente.

- 35 Adicionalmente, en adición al valor propuesto en el caso de MIMO QPSK+16QAM, se puede usar un valor de 4,0 como el valor a. En caso de MIMO QPSK+16QAM, esto es debido a la característica que permite a la señal combinada expresar tanto S1 como S2, incluso en un caso de usar el método SM en el canal completamente correlacionado. En este caso, a fin de compensar el rendimiento en una tasa de codificación alta de un código exterior, se puede usar un valor próximo a 4,0 en lugar del valor calculado usando la Ecuación 9.

- 40 En base a la descripción presentada anteriormente, cuando se compara la segunda realización de la presente invención con la tercera realización de la presente invención, en el canal MIMO completamente correlacionado, la segunda realización de la presente invención muestra un rendimiento idéntico al del SIMO, causando por ello ninguna pérdida en el rendimiento. Por consiguiente, se pueden mejorar las desventajas del método MIMO del canal MIMO completamente correlacionado. No obstante, según la segunda realización de la presente invención, debido al proceso de codificación MIMO, dado que los datos de entrada S1 y S2 no son independientes unos de otros, los datos de entrada S2 pueden variar según los datos de entrada S1, causando por ello degradación en el rendimiento en un canal no relacionado. Por lo tanto, la recepción de S1 y cualquier error de decodificación que ocurre durante la recepción de S1 se pueden reflejar a S2, causando por ello error de decodificación adicional en S2. A fin de resolver tal problema, la presente invención puede usar un proceso de detección ML iterativo.

La detección ML iterativa incluye un código exterior en un bucle iterativo. Entonces, el proceso de detección ML iterativo usa un valor de probabilidad a posteriori suave de S1, que se saca desde el código exterior, como un valor de probabilidad a priori del detector ML. Por consiguiente, reduciendo cualquier error de detección, se puede reducir cualquier aplicación posible del error de detección de S1 a la detección de S2. Usando este método, cuando se usa el método de codificación MIMO según la segunda realización de la presente invención, el canal MIMO completamente correlacionado puede mostrar el rendimiento de un sistema SIMO y el canal MIMO no correlacionado puede mostrar el rendimiento del método SM.

El proceso de codificación MIMO según la tercera realización de la presente invención se idea y diseña de manera que la señal de recepción que se recibe a través del canal MIMO completamente correlacionado puede considerar tanto la distancia de hamming como la distancia euclidiana. Por consiguiente, la tercera realización de la presente invención muestra un rendimiento excelente en el canal MIMO completamente correlacionado. Y, en comparación con el método SM, dado que el proceso de codificación MIMO según la tercera realización de la presente invención no muestra pérdida de rendimiento en el canal no correlacionado, se verifica que se puede usar la ganancia tanto en la transmisión MIMO como la recepción MIMO. En este caso, dado que el nivel de complejidad del receptor es similar al nivel de complejidad que corresponde al método SM, el proceso de codificación MIMO según la tercera realización de la presente invención también es ventajoso en la implementación del receptor de la presente invención.

En lo sucesivo, se describirán en detalle un aparato de transmisión de señal de difusión, que transmite señales de difusión realizando la codificación MIMO o procesamiento MIMO descritos anteriormente y un aparato de recepción de señal de difusión, que recibe señales de difusión procesadas con codificación MIMO y procesamiento MIMO.

La Fig. 26 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de transmisión de señal de difusión según otra realización de la presente invención. En lo sucesivo, el aparato de transmisión de señal de difusión se usará en combinación con un sistema de transmisión o transmisor MIMO.

El aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 26 corresponde a un aparato de transmisión de señal de difusión ejemplar que transmite señales de difusión a través de 2 antenas usando el método MIMO. El aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 26 se puede aplicar a un caso cuando el método de modulación de cada señal de entrada es idéntico uno a otro. Por ejemplo, el aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 26 se puede usar cuando las 2 señales de entrada S1 y S2, que van a ser transmitidas usando 2 antenas, corresponden respectivamente a QPSK+QPSK y 16-QAM+16-QAM. En lo sucesivo, el método de modulación se puede expresar como M-QAM+M-QAM. Los datos introducidos se pueden procesar en unidades de PLP o flujo.

El aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 26 puede incluir un módulo BICM (209010), un formador de tramas (209020), un codificador MIMO (209040) y un generador OFDM (209050). Y, el módulo BICM (209010) puede incluir un codificador FEC (209060), un intercalador de bits (209070), un DEMUX (o demultiplexor) (209080), un correlacionador de constelación (209090) y un intercalador de tiempo (209100).

El codificador MIMO (209040) también se puede referir como un procesador MIMO. Según la realización de la presente invención, el formador de tramas (209020) incluye un correlacionador de celdas y un intercalador de frecuencia. Según otra realización de la presente invención, en lugar de ser incluido en el formador de tramas, el intercalador de frecuencia se puede proporcionar después del formador de tramas. El módulo BICM (209010) puede incluir además un módulo de retardo Q de ROT (ROTación) y un intercalador de celdas entre el correlacionador de constelación (209090) y el intercalador de tiempo (209080). El módulo de retardo Q de ROT puede rotar la constelación correlacionada a símbolos a lo largo de una dirección de número imaginario, para generar un retardo cíclico. Y, el intercalador de celdas puede dispersar las celdas de datos realizando intercalado de unidad de celda, para reducir una regularidad de la FEC. En el aparato de transmisión de señal de difusión, se pueden introducir múltiples PLP a través de caminos BICM respectivos. Y, la Fig. 26 muestra un ejemplo en donde el único PLP está siendo introducido por el módulo BICM (209010) y se describirá por consiguiente el aparato de transmisión de señal de difusión según la realización de la presente invención. En la presente memoria, se puede proporcionar una pluralidad de módulos BICM y se puede introducir cada uno de los PLP procesados BICM separadamente al formador de tramas (209020).

Para la descripción de la operación de cada bloque del aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 26, se puede hacer referencia a la descripción de las operaciones de cada bloque que tiene el mismo nombre mostrado en la Fig. 7 a la Fig. 10. Y, por lo tanto, se puede omitir por simplicidad una descripción detallada de las mismas. En la presente memoria, solamente se describirán en detalle las partes diferentes de la descripción de la Fig. 7 a la Fig. 10. En la presente memoria, según la realización de la presente invención, para las operaciones que no se describen en la presente memoria, las operaciones de los bloques, que se describen en la Fig. 7 a la Fig. 10, se pueden aplicar sin ninguna modificación.

El DEMUX (209080) demultiplexa un flujo de bits recibido desde el intercalador de bits (209070) y saca el flujo de bits demultiplexado con referencia a M-QAM. El correlacionador de constelación (209090) realiza correlación de gray M-QAM sobre el flujo de bits, que se saca desde el DEMUX (209080), para sacar un flujo de símbolos M-QAM. El intercalador de tiempo (209100) intercala el flujo de símbolos en unidades de tiempo y, más particularmente, el

intercalador de tiempo (209100) realiza intercalado de tiempo sobre los símbolos que se sacan desde un bloque LDPC o múltiples bloques LDPC. Con referencia a la Fig. 26, el procedimiento de procesamiento de señal realizado por bloques colocados después del correlacionador de constelación se puede realizar en unidades de símbolo.

El correlacionador de tramas (209020) ensambla (o coloca) los símbolos de unidad de PLP, que se sacan cada uno después de pasar a través de cada camino BICM, a una trama de señal. El formador de tramas (209020) realiza adicionalmente una función de un generador de señal de entrada, que corresponde a generar o alinear múltiples señales de entrada a fin de realizar transmisión MIMO. En este punto, en el aparato de transmisión de señal de difusión, el formador de tramas (209020) puede alinear los símbolos, de manera que diferentes PLP pueden evitar que se codifique MIMO colectivamente. En la realización mostrada en la Fig. 26, en donde la transmisión se realiza a través de 2 antenas, el formador de tramas (209020) puede ensamblar (o colocar) 2 símbolos, cada uno que es diferente uno de otro, a la misma posición de celda, para generar y sacar 2 señales de entrada. Adicionalmente, cuando el correlacionador de celdas del formador de tramas (209020) saca 2 datos de símbolo (es decir, 2 señales de entrada) que se asignan a la misma posición de celda en paralelo, el intercalador de frecuencia realiza intercalado sobre los 2 datos de símbolos en el dominio de frecuencia usando el mismo patrón.

El codificador MIMO (209040) realiza codificación MIMO sobre 2 señales de entrada para 2 antenas, es decir, 2 datos de símbolo que se sacan desde el intercalador de frecuencia. En la presente memoria, cualquiera de los métodos de codificación MIMO según la primera a tercera realizaciones de la presente invención se puede usar como el método de codificación MIMO. Más específicamente, el proceso de codificación MIMO se puede realizar usando una matriz de codificación MIMO que incluye el parámetro de codificación descrito anteriormente. Para una descripción detallada del mismo, se puede hacer referencia al método de codificación MIMO descrito anteriormente.

El generador OFDM (209050) puede realizar modulación OFDM sobre los datos de símbolo codificados MIMO y puede transmitir los datos de símbolos modulados OFDM. En la presente memoria, el generador OFDM (209050) puede incluir un insertador de piloto, un módulo IFFT, un módulo de reducción de PAPR, un módulo de inserción de GI, un módulo de inserción de P1 y un DAC. Dado que se puede hacer referencia a la descripción de la Fig. 10 para la descripción del generador OFDM (209050), se omitirá por simplicidad una descripción detallada del mismo.

En adición a la codificación MIMO, el codificador MIMO (209040) puede realizar procesamiento MISO o puede realizar adicionalmente procesamiento SISO. Según la realización mostrada en la Fig. 26, cuando el codificador MIMO (209040) realiza solamente el procesamiento MIMO, el aparato de transmisión de señal de difusión puede usar 2 antenas. Y, cuando se realiza adicionalmente el procesamiento MISO, el aparato de transmisión de señal de difusión puede usar 4 antenas. Cuando el codificador MIMO (209040) realiza procesamiento SISO sobre todos los PLP, se puede usar arbitrariamente el aparato de transmisión de señal de difusión de 1 antena a 4 antenas.

Por consiguiente, el aparato de transmisión de señal de difusión usa al menos 2 antenas a fin de realizar recepción de señal MIMO. Y, cuando la señal de recepción corresponde a una señal SISO o una señal MISO, el aparato de transmisión de señal de difusión puede usar al menos 1 antena.

Adicionalmente, el número de intercaladores de frecuencia y los generadores OFDM (209050), que se proporcionan en paralelo, pueden corresponder al número de señales de entrada que se transmiten a múltiples antenas usando el método MIMO. Y, tal operación se puede realizar en paralelo. Alternativamente, según la realización de la presente invención, un intercalador de frecuencia y un generador OFDM (209050) se pueden equipar con una memoria, para ser capaces de procesar las múltiples señales en paralelo.

Mientras tanto, el aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 26 se puede aplicar incluso a un caso cuando los métodos de modulación de las señales de entrada son diferentes unos de otros. Más específicamente, el aparato de transmisión de señal de difusión se puede usar incluso cuando las 2 señales de entrada, que van a ser transmitidas usando 2 antenas, respectivamente corresponden a BPSK+QPSK, QPSK+16-QAM. En lo sucesivo, esto se expresará como M-QAM+N-QAM. No obstante, en relación con las operaciones del demux (o demultiplexor), se describirán en detalle colectivamente casos que corresponden a QPSK+QPSK, QPSK+16-QAM, 16-QAM+16-QAM.

En este caso, el demux (209080) puede ajustar el orden de salida de bit del flujo de bits, que está siendo sacado del intercalador de bit (209070). En la presente memoria, este proceso se lleva a cabo a fin de realizar colocación dispersa de fiabilidad de datos, que ocurre durante el proceso de codificación LDPC, cuando se realiza correlación de símbolos. El demux (209080) demultiplexa el flujo de bits con referencia a M-QAM y N-QAM y entonces saca el flujo de bits demultiplexados. El demux (209080) puede realizar adicionalmente la función del generador de señal de entrada, que genera o coloca múltiples señales de entrada a fin de realizar transmisión MIMO. El correlacionador de constelación (209090) puede realizar correlación de gray M-QAM/N-QAM sobre el flujo de bits, que se saca del demux (209080), para sacar un flujo de símbolos M-QAM y un flujo de símbolos N-QAM. En este punto, dado que se proporcionan múltiples correlacionadores de constelación (209090), cada uno de los múltiples correlacionadores de constelación (209090) pueden realizar correlación de gray M-QAM/N-QAM, en paralelo, sobre un flujo de bits que se demultiplexa con referencia a M-QAM y un flujo de bits que se demultiplexa con referencia a N-QAM, para sacar un flujo de símbolos M-QAM y un flujo de símbolos N-QAM.

En este punto, el demux (209080) se puede operar de manera diferente según el tamaño de QAM de cada señal de entrada que se usa para la transmisión MIMO. Más específicamente, en caso de que la combinación de las señales de entrada para la transmisión MIMO corresponda a MIMO de QPSK+QPSK o 16-QAM+16-QAM, se pueden usar un demultiplexor de QAM y un demultiplexor de 16-QAM. Y, en caso de que la combinación de las señales de entrada para la transmisión de MIMO corresponda a QPSK+16-QAM, se puede usar un demultiplexor 64-QAM. Alternativamente, cuando la combinación corresponde a QPSK+QPSK o 16-QAM+16-QAM, se pueden usar respectivamente un demultiplexor 16-QAM y un demultiplexor 256-QAM. En la presente memoria, la transmisión MIMO de M+N-QAM realiza la transmisión de un número de bits, que es igual a SISO de M*N QAM, todos de una vez. En la presente memoria, para la parte de la presente invención que no se ha descrito, la descripción del procesamiento M-QAM+M-QAM se puede aplicar sin ninguna modificación.

La Fig. 27 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de recepción de señal de difusión según otra realización de la presente invención. En lo sucesivo, el aparato de recepción de señal de difusión se usará en combinación con un sistema de recepción o receptor MIMO. El aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 27 se puede aplicar a un caso cuando el método de modulación de cada señal de entrada, que se recibe a través de 2 antenas usando el método MIMO, es idéntico uno a otro. Por ejemplo, el aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 27 se puede usar cuando las 2 señales de entrada se modulan usando QPSK+QPSK, 16-QAM+16-QAM y así sucesivamente y cuando las señales moduladas se transmiten usando 2 antenas. En lo sucesivo, el método de modulación se puede expresar como M-QAM+M-QAM.

El aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 27 incluye un demodulador OFDM (209110), un decodificador MIMO (209120), un desintercalador de frecuencia (209130), un analizador sintáctico de tramas (209140), un desintercalador de tiempo (209150), un mux (209160), un desintercalador de bits (209170) y un decodificador FEC (209180). El desintercalador de frecuencia (209130) y el analizador sintáctico de tramas (209150) se puede referir colectivamente como un descorrelacionador de tramas. Y, el analizador sintáctico de tramas también se puede referir como un descorrelacionador de celdas. El desintercalador de tiempo (209150), el mux (209160), el desintercalador de bits (209170) y el decodificador FEC realizan colectivamente procesos inversos del módulo BICM incluido en el extremo de transmisión y en lo sucesivo se pueden referir colectivamente como decodificador BICM (209190). El decodificador MIMO (209120) también se puede referir como un detector ML de MIMO.

Para la descripción de la operación de cada bloque del aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 27, se puede hacer referencia a la descripción de las operaciones de cada bloque que tiene el mismo nombre mostrado en la Fig. 11 a la Fig. 16. Y, por lo tanto, se omitirá por simplicidad una descripción detallada de las mismas. En la presente memoria, solamente se describirán en detalle las partes diferentes de la descripción de la Fig. 11 a la Fig. 16. En la presente memoria, según la realización de la presente invención, para las operaciones que no se describen en la presente memoria, las operaciones de los bloques que se describen en la Fig. 11 a la Fig. 16, se pueden aplicar sin ninguna modificación. Más específicamente, la descripción sobre la operación del demodulador OFDM mostrada en la Fig. 12 se puede usar directamente sin ninguna modificación para la descripción sobre la operación del demodulador OFDM (209110).

El decodificador MIMO (209120) procesa información de canal adquirida desde el demodulador OFDM (209110) y múltiples datos de símbolo de recepción, para sacar múltiples señales de salida. El decodificador MIMO (209120) puede usar la Ecuación 10 mostrada más adelante.

Ecuación 10

$$\log \left(\frac{\sum_{s \in S_0} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{h,t} |y_{h,t} - H_{h,t} W S_s|^2}}{\sum_{s \in S_1} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{h,t} |y_{h,t} - H_{h,t} W S_s|^2}} \right)$$

En la Ecuación 10, $y_{h,t}$ representa una señal recibida por el receptor. Y, dado que h representa un canal de recepción que recibe señales para cada antena de recepción, $y_{h,t}$ representa una señal de recepción que pasa a través del canal correspondiente en el tiempo t . Por ejemplo, en caso del método SM, la $y_{h,t}$ puede representar una señal recibida durante un periodo de tiempo de 1 unidad. Y, en el caso del método de codificación Alamouti y el método GC, la $y_{h,t}$ puede representar una señal recibida durante un periodo de tiempo de 2 unidades. $H_{h,t}$ representa información sobre un canal a través del cual pasa la señal recibida. Según la realización de la presente invención, h se puede expresar como una matriz 2x2 que indica un canal MIMO y t representa una unidad de tiempo. W representa una de las muchas matrices de codificación MIMO según las realizaciones descritas anteriormente de la presente invención. Y, como una señal de QAM transmitida, S_s representa una señal de entrada anterior a ser procesada con codificación MIMO. En la presente memoria, la s pequeña corresponde a una unidad respectiva a 2 señales, que se usan para la transmisión MIMO.

En la Ecuación 10,

$$\|Y - HWs\|^2$$

indica una diferencia entre un vector de señal recibido (dado que 2 señales se reciben simultáneamente, el vector de señal también se puede referir como un vector) y un vector de señal transmitido. Por consiguiente, el decodificador MIMO (209120) busca encontrar un vector S_s que pueda minimizar la diferencia entre el vector de señal recibido y el vector de señal transmitido. Por lo tanto, dado que el decodificador MIMO (209120) es consciente de los valores $y_{h,t}$, $H_{h,t}$ y W , el decodificador MIMO (209120) puede usar la Ecuación 10, para comparar una probabilidad del bit correspondiente que sea igual a 1 (S1) con una probabilidad del bit correspondiente que sea igual a 0 (S0) en un dominio logarítmico, para adquirir una LLR (Relación de Verosimilitud Logarítmica).

Como se describió anteriormente, el decodificador MIMO (209120) puede usar la Ecuación 10 a fin de usar un método de búsqueda una señal más aproximada a la señal de transmisión a partir de la señal recibida. En este punto, dado que la información adquirida a partir del resultado de la detección, que se detecta por el decodificador MIMO (209120), corresponde a una probabilidad de unidad de bit, las múltiples señales de salida que se sacan del decodificador MIMO (209120) corresponden a datos de unidad de bit que se expresan como una LLR (Relación de Verosimilitud Logarítmica). En este punto, el decodificador MIMO (209120) realiza una operación de comparación de todas las combinaciones de datos usados para la codificación MIMO con los datos que se reciben usando la información de canal, a fin de obtener el valor de LLR. En la presente memoria, el decodificador MIMO (209120) puede usar un método de ML Aproximado usando solamente el valor más aproximado a los datos, que se reciben a fin de reducir el nivel de complejidad, un método de decodificación Esfera que usa solamente una combinación de datos dentro de una proximidad predeterminada a la señal recibida y así sucesivamente. Más específicamente, con referencia a la Fig. 27, el decodificador MIMO (209120) puede realizar decodificación MIMO sobre 2 señales de recepción, que se reciben usando 2 antenas, para sacar múltiples señales de salida S1 y S2, tales como las señales de entrada del extremo de transmisión. En este punto, las señales de salida S1 y S2 que están siendo sacadas pueden corresponder a un flujo unidad de bit. En este caso, cada una de las señales de salida puede corresponder a una señal de salida respectiva del tipo de QAM de las señales de entrada del extremo de transmisión.

Entre las ecuaciones usadas en el decodificador MIMO (209120), WS y W , que corresponden a matrices de codificación MIMO, incluyen todas las matrices de codificación MIMO del método de codificación MIMO propuesto como se describió anteriormente. El sistema de transmisión MIMO puede transmitir información que indica una matriz de codificación MIMO usada para el proceso de codificación MIMO y el sistema de recepción MIMO puede usar tal información para determinar y decodificar la matriz de codificación MIMO. Opcionalmente, el sistema de recepción MIMO también puede usar una matriz de codificación MIMO predeterminada.

El desintercalador de frecuencia (209130) realiza un proceso de desintercalado como un proceso inverso del proceso de intercalado realizado por el intercalador de frecuencia incluido en el transmisor con respecto a múltiples señales de salida. En este punto, comparado con el intercalador de frecuencia del transmisor, que realiza intercalado de frecuencia en unidades de símbolos, dado que el desintercalador de frecuencia (209130) del receptor usa información de bit de LLR, el desintercalador de frecuencia (209130) realinea todos los conjuntos de la información de bit de LLR que pertenecen a un único símbolo QAM en unidades de símbolo y saca la información de bit de LLR realineada. En la presente memoria, se proporciona una pluralidad de desintercaladores de frecuencia (209130) en el aparato de recepción de señal de difusión, de manera que el desintercalado de frecuencia se pueda realizar en paralelo sobre cada una de las señales de entrada MIMO.

El analizador sintáctico de tramas (209140) adquiere solamente los datos de PLP buscados (o deseados) a partir de los datos de salida del desintercalador de frecuencia y saca los datos adquiridos. Entonces, el desintercalador de tiempo (209150) realiza desintercalado como un proceso inverso del intercalador de tiempo, que se incluye en el transmisor. En la presente memoria, dado que el desintercalador de tiempo (209150) también realiza desintercalado en unidades de bit, al contrario que en el transmisor, el desintercalador de tiempo (209150) también puede realinear los flujos de bits en base a la información de bit de LLR y sacar los flujos de bits realineados. En este punto, el analizador sintáctico de tramas (209140) realiza análisis sintáctico de tramas sobre las múltiples señales de entrada y recoloca (o reensambla) las señales de entrada a un único flujo, para sacar el único flujo. Más específicamente, el analizador sintáctico de tramas (209140) realiza un proceso inverso de la unidad de generación de señal de entrada, que se describió anteriormente con referencia a la Fig. 27. Y, los bloques colocados después del analizador sintáctico de tramas (209140) en la unidad de recepción pueden realizar procesamiento de señal sobre un único flujo.

El mux (209160) realinea la información de bit de LLR que se saca desde el intercalador de tiempo (209150) y el desintercalador de bits (209170) realiza desintercalado de bits sobre la salida del mux (209160). El decodificador FEC (209180) realiza decodificación LDPC/BCH sobre la salida del descorrelacionador de bits (209170) para realizar corrección de errores, sacando por ello los datos de bit del PLP. Se proporciona una pluralidad del intercalador de frecuencia, desintercalador de frecuencia, generador OFDM y demodulador OFDM descritos anteriormente, de manera que las operaciones descritas anteriormente de los bloques correspondientes se pueden realizar en paralelo sobre las señales de transmisión y recepción MIMO según el número de señales de transmisión y recepción MIMO.

Además, la pluralidad de los bloques descritos anteriormente también se pueden sustituir con un intercalador de frecuencia, un desintercalador de frecuencia, un generador OFDM y un demodulador OFDM, colectivamente que incluyen una memoria que puede procesar múltiples conjuntos de datos todos en el mismo momento, para reducir la complejidad del sistema.

5 Mientras tanto, el aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 27 se puede aplicar incluso a un caso cuando los métodos de modulación de las señales que se reciben a través de 2 antenas son diferentes uno de otro. Por ejemplo, el aparato de recepción de señal de difusión se puede usar incluso cuando las 2 señales de entrada del extremo de transmisión se modulan a QPSK+16-QAM y transmiten a través de 2 antenas. En lo sucesivo, esto se expresará como M-QAM+N-QAM.

10 En este caso, el desintercalador de frecuencia (209130) realiza desintercalado sobre las múltiples señales de salida como un proceso inverso del procedimiento de intercalado, que se realiza en el intercalador de frecuencia del transmisor. En este punto, comparado con el intercalador de frecuencia del transmisor, que realiza intercalado de frecuencia en unidades de símbolo, dado que el desintercalador de frecuencia (209130) del receptor usa información de bit de LLR, el desintercalador de frecuencia (209130) realinea los datos de bit de LLR que pertenecen a un símbolo M-QAM y los datos de bit de LLR que pertenecen a un símbolo N-QAM en unidades de símbolo y saca los datos de bit de LLR realineados. Más particularmente, dado que el número de datos de bit incluidos en el símbolo M-QAM de la señal de entrada MIMO y el número de datos de bit incluido en el símbolo N-QAM de la señal de entrada MIMO pueden ser diferentes uno de otro, el proceso de desintercalado se debería realizar con respecto a tal diferencia. Esto se aplica idénticamente en el intercalador de tiempo (209150). El mux (209160) realiza un proceso inverso de la unidad de generación de señal de entrada, que se describe en la Fig. 17 y los bloques que están colocados después del mux (209160) en el aparato de recepción de señal de difusión realizan procesamiento de señal sobre un único flujo. En la presente memoria, para la parte de la presente invención que no se describe, la descripción del procesamiento M-QAM+M-QAM se puede aplicar directamente sin ninguna modificación.

25 La Fig. 28 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de transmisión de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención. El aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 28 corresponde a un aparato de transmisión de señal de difusión ejemplar que transmite señales de difusión a través de 2 antenas usando el método MIMO.

El aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 28 se puede aplicar a un caso cuando el método de modulación de cada señal de entrada es idéntico uno a otro. Por ejemplo, el aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 26 se puede usar cuando las 2 señales de entrada, que van a ser transmitidas usando 2 antenas, corresponden respectivamente a QPSK+QPSK y 16-QAM+16-QAM.

El aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 28 puede incluir un módulo BICM (210010), un formador de tramas (210020) y un generador OFDM (210040). Y, el módulo BICM (210010) puede incluir un codificador FEC (210050), un intercalador de bits (210060), un demux (o demultiplexor) (210070), un correlacionador de constelación (210080), un codificador MIMO (210090) y un intercalador de tiempo (210100). Según una realización de la presente invención, el formador de tramas (210020) incluye un correlacionador de celdas y un intercalador de frecuencia. Según otra realización de la presente invención, el intercalador de frecuencia se puede proporcionar después del formador de tramas, en lugar de ser incluido en el formador de tramas. La diferencia entre la Fig. 28 y la Fig. 26 es la posición del codificador MIMO. Más específicamente, el codificador MIMO (210090) de la Fig. 28 está colocado entre el correlacionador de constelación (210080) y el intercalador de tiempo (210100). Y, el codificador MIMO (209040) de la Fig. 26 está colocado entre el intercalador de frecuencia del formador de tramas (209020) y el generador OFDM (209050).

Por lo tanto, la estructura y operación del aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 28 son similares a la estructura y operación del aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 26. En lo sucesivo, se omitirá por simplicidad la descripción de la estructura y operación del aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 28 que son idénticas a la estructura y operación del aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 26. Y, solamente se describirá en detalle la diferencia entre la Fig. 28 y la Fig. 26.

Más específicamente, en la Fig. 26, el formador de tramas saca los símbolos QAM, que van a ser procesados con codificación MIMO, en paralelo, mientras que, en la Fig. 28, el codificador MIMO (210090) recibe los símbolos que se sacan desde el correlacionador de constelación (210080) y coloca los símbolos recibidos en paralelo. Entonces, el codificador MIMO (210090) realiza codificación MIMO sobre los datos en paralelo y saca los datos codificados MIMO. En la presente memoria, el codificador MIMO (210090) realiza las funciones de la unidad de generación de señal de entrada, para generar múltiples señales de entrada. Entonces, el codificador MIMO (210090) realiza codificación MIMO sobre las señales de entrada generadas para sacar múltiples señales de transmisión. Los datos de transmisión MIMO que están siendo transmitidos en paralelo se pueden procesar en paralelo y transmitir por múltiples intercaladores de tiempo (210100), formadores de tramas (210020) y generadores OFDM (210040) o por un intercalador de tiempo (210100), un formador de tramas (210020) y un generador OFDM (210040), que procesan internamente datos en paralelo, para ser transmitidos más tarde. En la realización que usa 2 antenas, como se muestra en la Fig. 28, cada uno del intercalador de tiempo (210100), el formador de tramas (210020) y el generador

OFDM (210040) se puede proporcionar en pares, para ser capaces de procesar datos, que están siendo sacados del codificador MIMO (210090).

Cualquiera de los métodos de codificación MIMO según la primera a tercera realizaciones de la presente invención se puede usar como el método de codificación MIMO realizado por el codificador MIMO (210090). Más específicamente, el proceso de codificación MIMO se puede realizar usando una matriz de codificación MIMO que incluye el parámetro de codificación a descrito anteriormente. Para una descripción detallada del mismo, se puede hacer referencia al método de codificación MIMO descrito anteriormente.

Mientras tanto, el aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 28 se puede aplicar incluso a un caso cuando los métodos de modulación de las señales de entrada son diferentes uno de otro. Por ejemplo, el aparato de transmisión de señal de difusión se puede usar incluso cuando las 2 señales de entrada, que van a ser transmitidas usando 2 antenas, corresponden a QPSK+16-QAM.

La Fig. 29 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de recepción de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención. En lo sucesivo, el aparato de recepción de señal de difusión se usará en combinación con un sistema de recepción o receptor MIMO. El aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 29 se puede aplicar a un caso cuando el método de modulación de cada señal de entrada, que se recibe a través de 2 antenas usando el método MIMO, es idéntico uno a otro. Por ejemplo, el aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 29 se puede usar cuando las 2 señales de entrada se modulan usando QPSK+QPSK, 16-QAM+16-QAM y así sucesivamente y cuando las señales moduladas se transmiten usando 2 antenas.

El aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 29 incluye un demodulador OFDM (210110), un desintercalador de frecuencia (210120), un analizador sintáctico de tramas (210130), un desintercalador de tiempo (210140), un decodificador MIMO (210150), un mux (210160), un desintercalador de bits (210170) y un decodificador FEC (210180). El desintercalador de frecuencia (210120) y el analizador sintáctico de tramas (210130) se pueden referir colectivamente como un descorrelacionador de tramas. Y, el analizador sintáctico de tramas (210130) también se puede referir como un descorrelacionador de celdas.

El desintercalador de tiempo (210150), el multiplexor (210160), el desintercalador de bits (210170) y el decodificador FEC realizan colectivamente procesos inversos del módulo BICM incluido en el extremo de transmisión y se pueden referir colectivamente en lo sucesivo como un decodificador BICM (210190). El decodificador MIMO (210150) también se puede referir como un detector ML de MIMO.

La diferencia entre la Fig. 29 y la Fig. 27 es la posición del decodificador MIMO. Más específicamente, el decodificador MIMO (210150) de la Fig. 29 está colocado entre el desintercalador de tiempo (210140) y el mux (210160). Y, el decodificador MIMO (209120) de la Fig. 27 está colocado entre el demodulador OFDM (209110) y el desintercalador de tramas (209130).

Por lo tanto, la estructura y operación del aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 29 son similares a la estructura y operación del aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 27. En lo sucesivo, se omitirá por simplicidad la descripción de la estructura y operación del aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 29 que son idénticas a la estructura y operación del aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 27. Y, solamente se describirá en detalle la diferencia entre la Fig. 29 y la Fig. 27.

Más específicamente, en el aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 29, el demodulador OFDM (210110), el desintercalador de frecuencia (210120), el analizador sintáctico de tramas (210130) y desintercalador de tiempo (210140) pueden procesar una señal MIMO, que se recibe a través de múltiples antenas, a través de múltiples caminos en unidades de símbolo. Y, el decodificador MIMO (210150) convierte datos de unidad de símbolo a datos de bit de LLR y saca los datos convertidos. En la realización mostrada en la Fig. 29, se puede proporcionar una pluralidad de los demoduladores OFDM (210110), los desintercaladores de frecuencia (210120), los analizadores sintácticos de tramas (210130) y los desintercaladores de tiempo (210140). Y, estando ocupado con una memoria que puede realizar el procesamiento paralelo descrito anteriormente, la pluralidad de bloques descrita anteriormente se puede sustituir con bloques únicos. Dado que el desintercalador de frecuencia (210120), el analizador sintáctico de tramas (210130) y el desintercalador de tiempo (210140) pueden procesar colectivamente los datos de unidad de símbolo, se puede reducir la complejidad o tamaño de memoria requeridos, comparado con la realización de la Fig. 27, que procesa la información de bit de LLR.

Con referencia a la Fig. 26 a la Fig. 29, el formador de tramas/descorrelacionador de tramas realizan respectivamente las funciones de un divisor/fusionador. No obstante, las funciones del divisor/fusionador también se pueden realizar por otro elemento de dispositivo. Por ejemplo, en el aparato de transmisión de señal de difusión, el demux puede realizar la función del divisor y el divisor se puede proporcionar después del demux. Y, el aparato de recepción de señal de difusión que corresponde al aparato de transmisión de señal de difusión descrito anteriormente puede realizar la función del fusionador en el mux y el fusionador se puede proporcionar en la parte delantera del mux. No obstante, dependiendo de las posiciones del divisor/fusionador, se proporciona una pluralidad de elementos tantos como el número de señales de salida del divisor. Y, los elementos correspondientes, que se

proporcionan después del divisor, pueden procesar las señales de salida en paralelo a lo largo de un número de caminos que corresponden al número de señales de salida del divisor. Alternativamente, se proporciona una pluralidad de elementos tantos como el número de señales de entrada que se introducen al fusionador. Y, los elementos correspondientes, que se proporcionan en la parte delantera del fusionador divisor, pueden procesar

5 señales de entrada en paralelo a lo largo de un número de caminos que corresponden al número de señales de entrada del divisor.

Mientras tanto, el aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 29 también se puede aplicar a un caso en que los métodos de modulación de las señales de entrada son diferentes unos de otros. Por ejemplo, el aparato de recepción de señal de difusión se puede usar incluso cuando se modulan 2 señales de entrada a QPSK+16-QAM y

10 cuando las señales de entrada moduladas se transmiten usando 2 antenas.

Con referencia a la Fig. 26 a la Fig. 29, el aparato de transmisión de señal de difusión también puede transmitir información que indica el tipo de QAM de las señales de entrada, que se usan cuando se realiza codificación MIMO. En la presente memoria, según la realización de la presente invención, la información que indica el tipo de QAM se puede señalar a la información de señalización posterior de L1 configurable. Más específicamente, la información que indica el tipo de QAM de la 1ª señal de entrada y la 2ª señal de entrada, que se sacan desde el formador de

15 tramas, también se pueden señalar a la información de señalización posterior de L1 configurable, para ser transmitida. Según la realización de la presente invención, la 1ª señal de entrada y la 2ª señal de entrada pueden tener o bien el mismo tipo de QAM o bien pueden tener diferentes tipos de QAM. En este caso, el decodificador

MIMO del aparato de recepción de señal de difusión puede usar la información que indica el tipo de QAM de las 20 señales de entrada, que se incluyen en la señal de recepción, para realizar decodificación MIMO y sacar señales de salida de tipo QAM. No obstante, tales señales de salida de tipo QAM incluyen datos de unidad de bit y tales datos de unidad de bit corresponden a un valor de decisión suave que indica la probabilidad (o verosimilitud) de unidad de bit descrita anteriormente. Tales valores de decisión suave entonces se pueden convertir a valores de decisión fuertes realizando decodificación FEC.

Mientras tanto, según la realización de la presente invención, entre los componentes que configuran un servicio de difusión, se pueden categorizar datos de vídeo (o señales de vídeo) como múltiples componentes y se pueden

25 transmitir.

Según la realización de la presente invención, codificando datos de vídeo usando el método SVC, los datos se pueden dividir en datos de capa base y datos de capa de mejora. En la descripción de la presente invención, los datos de capa base se pueden usar en combinación con un componente de vídeo de capa base y los datos de capa de mejora se pueden usar en combinación con un componente de vídeo de capa de mejora.

30

Los datos de capa base corresponden a datos para imágenes que tiene calidad de imagen básica. En la presente memoria, aunque los datos de capa base son robustos frente al entorno de comunicación, la calidad de imagen de los datos de capa base es relativamente baja. Y, los datos de capa de mejora corresponden a datos adicionales para imágenes que tienen calidad de imagen más alta. Y, aunque los datos de capa de mejora pueden proporcionar imágenes de calidad de imagen alta, los datos de capa de mejora tienen más o menos capacidad de adaptación al entorno de comunicación.

35

En la presente invención, los datos de vídeo para difusión terrestre se pueden dividir en datos de capa base y datos de capa de mejora. Y, a fin de permitir a los datos de vídeo para difusión móvil responder flexiblemente al entorno de comunicación de difusión móvil, los datos de vídeo para difusión móvil se pueden dividir en datos de capa base y

40 datos de capa de mejora.

El receptor puede recibir y decodificar solamente los datos de vídeo de capa base, para adquirir imágenes que tienen calidad de imagen básica. Y, el receptor también puede recibir y decodificar tanto datos de vídeo de capa base como los datos de vídeo de capa de mejora, para adquirir imágenes que tienen una calidad de imagen más

45 alta. En lo sucesivo, la definición de la capa base puede incluir datos de vídeo que corresponden a la capa base y la definición de la capa de mejora puede incluir datos de vídeo que corresponden a la capa de mejora. Adicionalmente, en lo sucesivo, un objetivo de SVC puede no corresponder solamente a los datos de vídeo. Y, la capa base se puede usar para indicar datos que pueden proporcionar un servicio básico que incluye la imagen básica (o vídeo)/voz (o audio)/datos que corresponden a la capa base y la capa de mejora se puede usar para indicar datos que

50 pueden proporcionar un servicio más alto que incluye imagen (o vídeo) de capa más alta/voz (o audio)/datos que corresponden a la capa de mejora.

Según la realización de la presente invención, el aparato de transmisión de señal de difusión transmite los datos de capa base usando el método SISO o MISO y transmite los datos de capa de mejora usando el método MIMO, a fin de proporcionar un flujo máximo mejorado. Según otra realización de la presente invención, el aparato de transmisión de señal de difusión puede transmitir tanto los datos de capa base como los datos de capa de mejora. Por ejemplo, en caso de un receptor que está equipado con una única antena, el receptor puede recibir los datos de capa base usando el método SISO o el método MISO, para adquirir imágenes que tienen una calidad de imagen básica. Y, en caso de un receptor que está equipado con múltiples antenas, el receptor puede recibir tanto los datos

55

de capa base como los datos de capa de mejora usando el método MIMO, para adquirir imágenes que tienen una calidad de imagen más alta.

La Fig. 30 ilustra un sistema de transmisión MIMO que usa un SVC y un método de transmisión de señal de difusión según una realización de la presente invención.

- 5 Como se muestra en la Fig. 30, el sistema de transmisión MIMO puede incluir un codificador SVC (244100), que codifica datos de difusión usando el método SVC y un codificador MIMO (244200), que distribuye datos usando un método de diversidad espacial o multiplexación espacial, de manera que los datos se pueden transmitir a múltiples antenas. En lo sucesivo, el codificador MIMO también se puede referir como un procesador MIMO.

La Fig. 30 muestra un aparato de transmisión de señal de difusión, que usa un método de modulación Jerárquica.

- 10 El codificador SVC (244100) realiza codificación SVC sobre los datos de difusión y saca los datos codificados SVC como los datos de capa base y los datos de capa de mejora. Los datos de capa base se transmiten igualmente desde una 1ª antena de transmisión (Tx1; 244300) y una 2ª antena de transmisión (Tx2; 244400). Y, los datos de capa de mejora se procesan con codificación MIMO por el codificador MIMO (244200), siendo por ello sacados respectivamente a través de la 1ª antena de transmisión (244300) y la 2ª antena de transmisión (244400) como
15 datos idénticos o como datos diferentes. En este caso, el correlacionador de constelación del sistema de transmisión realiza correlación de símbolos en el símbolo correspondiente según el tipo de modulación, como se muestra en el dibujo del lado izquierdo. Por ejemplo, el correlacionador de constelación puede realizar modulación de capas, para correlacionar bits que corresponden a la capa base a una parte de MSB (Bit Más Significativo) del símbolo correspondiente y correlacionar bits corresponde a la capa de mejora a una parte de LSB (Bit Menos Significativo)
20 del símbolo correspondiente.

- El sistema de recepción puede usar un descorrelacionador de constelación, para separar los datos de capa base y los datos de capa de mejora de la información de bit demodulada y adquirir los datos separados. Los datos de capa de mejora se pueden procesar con decodificación MIMO, para ser adquiridos usando información de bit de un SVC final. En caso que no se pueda separar la información de bit que corresponde al MIMO, el receptor puede usar
25 solamente la información de bit que corresponde al SISO o al MISO, para adquirir los datos de capa base y proporcionar el servicio respectivo.

La Fig. 31 ilustra un sistema de transmisión MIMO que usa un SVC y un método de transmisión de señal de difusión según otra realización de la presente invención.

- 30 Como se muestra en la Fig. 31, el sistema de transmisión MIMO puede incluir un codificador SVC (245100), que codifica datos de difusión usando el método SVC y un codificador MIMO (245200), que distribuye datos usando un método de diversidad espacial o multiplexación espacial, de manera que los datos se pueden transmitir a múltiples antenas. La Fig. 31 ilustra un sistema de transmisión ejemplar que usa un método de modulación híbrido o un método FDM (Multiplexación por División de Frecuencia).

- 35 El codificador SVC (245100) realiza codificación SVC en los datos de difusión y saca los datos codificados SVC como los datos de capa base y los datos de capa de mejora. Los datos de capa base se transmiten igualmente desde una 1ª antena de transmisión (Tx1; 245300) y una 2ª antena de transmisión (Tx2; 245400). Y, los datos de capa de mejora se procesan con codificación MIMO por el codificador MIMO (245200), siendo por ello sacados respectivamente a través de la 1ª antena de transmisión (245300) y la 2ª antena de transmisión (245400) como datos idénticos o como datos diferentes.

- 40 En este punto, a fin de mejorar la eficiencia de transmisión de datos, el sistema de transmisión MIMO de la Fig. 31 puede procesar datos usando el método FDM. Más particularmente, usando el método OFDM, el sistema de transmisión MIMO puede transmitir datos a través de múltiples subportadoras. Como se describió anteriormente, el sistema de transmisión que usa el método OFDM puede asignar subportadoras como una subportadora usada para transmitir señales SISO/MISO y como una subportadora usada para transmitir una señal MIMO, siendo por ello
45 capaz de transmitir cada señal. Los datos de capa base que se sacan desde el codificador SVC (245100) se puede transmitir igualmente desde múltiples antenas a través de la portadora SISO/MISO y los datos de capa de mejora que se procesan con codificación MIMO se pueden transmitir desde múltiples antenas a través de la portadora MIMO.

- El sistema de recepción recibe un símbolo OFDM. Entonces, el sistema de recepción realiza decodificación SISO/MISO sobre los datos correspondientes a la portadora SISO/MISO, para adquirir los datos de capa base. Y, el sistema de recepción realiza decodificación MIMO sobre los datos correspondientes a la portadora MIMO, para adquirir los datos de capa de mejora. A partir de entonces, en base al estado de canal y el sistema de recepción, cuando el proceso de decodificación MIMO no se pueden realizar, el proceso de decodificación se puede realizar usando solamente los datos de capa base. Alternativamente, cuando el proceso de decodificación MIMO se puede
50 realizar, el proceso de decodificación se puede realizar usando tanto los datos de capa base como los datos de capa de mejora. De esta manera, se puede proporcionar un servicio correspondiente. En caso de la segunda realización de la presente invención, dado que el procesamiento MIMO se puede realizar después de correlacionar la información de bit del servicio a un símbolo, el codificador MIMO (245200) se puede colocar después del
55

correlacionador de constelación. Por consiguiente, la estructura del sistema de recepción puede ser más simplificada comparada con la estructura del sistema de recepción mostrado en la Fig. 30.

La Fig. 32 ilustra un sistema de transmisión MIMO que usa un SVC y un método de transmisión de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención.

- 5 Como se muestra en la Fig. 32, el sistema de transmisión MIMO puede incluir un codificador SVC (246100), que codifica datos de difusión usando el método SVC y un codificador MIMO (246200), que distribuye datos usando un método de diversidad espacial o multiplexación espacial, de manera que los datos se pueden transmitir a múltiples antenas. La Fig. 32 ilustra un sistema de transmisión ejemplar usando un método de PLP de capa o un método TDM.
- 10 En la realización mostrada en la Fig. 32, el sistema de transmisión puede transmitir respectivamente datos de capa base codificados SVC y datos de capa de mejora codificados SVC a través de un intervalo SISO/MISO y un intervalo MIMO. Este intervalo puede corresponder a un intervalo de unidad de tiempo o un intervalo de unidad de frecuencia de la señal de transmisión. Y, en la realización mostrada en la Fig. 32, el intervalo se ilustra como un intervalo de unidad de tiempo. Además, este intervalo también puede corresponder a un PLP.
- 15 El sistema de recepción puede determinar el tipo de intervalo del intervalo que está siendo recibido. Y, el sistema de recepción puede recibir datos de capa base desde el intervalo SISO/MISO y el sistema de recepción puede recibir datos de capa de mejora desde el intervalo MIMO. Y, como se describió anteriormente, en base al canal y al sistema de recepción, cuando el proceso de decodificación MIMO no se puede realizar, el proceso de decodificación se puede realizar usando solamente los datos de capa base. Alternativamente, cuando el proceso de decodificación MIMO se puede realizar, el proceso de decodificación se puede realizar usando tanto los datos de capa base como los datos de capa de mejora. De esta manera, se puede proporcionar un servicio correspondiente.

Según la realización de la presente invención, el codificador MIMO (244200, 245200, 246200) de la Fig. 30 a la Fig. 32 puede usar al menos uno de los métodos de codificación MIMO propuestos en la primera realización a la tercera realización. Esto es meramente ejemplar y, por lo tanto, el proceso de codificación MIMO también se puede realizar usando el método SM o método GC.

En la presente invención, los datos de capa base y los datos de capa de mejora se pueden transmitir usando un PLP. Y, cada uno de los datos de capa base y los datos de capa de mejora se pueden transmitir respectivamente usando diferentes PLP.

Según una realización de la presente invención, los datos de capa base se pueden transmitir a través de un trama T2 (es decir, una trama de difusión terrestre) y los datos de capa de mejora se pueden transmitir a través de una parte de FEF.

Según otra realización de la presente invención, los datos de capa base y los datos de capa de mejora se pueden transmitir solamente a través de la parte de FEF.

En la descripción de la presente invención, la parte de FEF, que transmite los datos de capa base y los datos de capa de mejora, se referirá como una trama de difusión MIMO por simplicidad. En la presente memoria, la trama de difusión MIMO se usará en combinación con una trama de señal o una trama de transmisión.

También, en la descripción de la presente invención, los datos de capa base y los datos de capa de mejora se referirán colectivamente como datos de difusión MIMO por simplicidad.

En lo sucesivo, en la siguiente descripción de la presente invención, los datos de difusión MIMO se pueden generar por cualquiera del 1^{er} método al 3^{er} método, que se describirá como se presenta más adelante, siendo por ello transmitidos. Alternativamente, los datos de difusión MIMO también se pueden generar y transmitir por una combinación de al menos uno o más del 1^{er} método al 3^{er} método descritos más adelante.

(1) Método para transmitir datos de difusión MIMO a un PLP específico

En la presente invención, se puede usar un método para incluir datos de difusión MIMO a un PLP específico y transmitir el PLP específico, después de diferenciar el PLP específico de un PLP que incluye los datos de difusión (por ejemplo, difusión T2) terrestre. En este caso, el PLP específico se puede usar a fin de transmitir los datos de difusión MIMO. Y, en este punto, se puede señalar información adicional sobre el PLP específico, para evitar que ocurra cualquier malfuncionamiento en el sistema de recepción convencional. En lo sucesivo, el PLP específico que incluye los datos de difusión MIMO se puede referir como un PLP de difusión MIMO y el PLP que incluye los datos de difusión terrestre se puede referir como un PLP de difusión terrestre.

Dado que el aparato de recepción de señal de difusión terrestre convencional puede no ser capaz de procesar los datos de difusión MIMO, se requiere que sea señalada información adicional para identificar el PLP de difusión terrestre y el PLP de difusión MIMO. En este punto, la señalización de la información para identificar el tipo de PLP puede usar un campo reservado incluido en la información de señalización de L1. Por ejemplo, a fin de identificar el

tipo de PLP, se puede usar un campo PLP_TYPE de la información de señalización posterior de L1. En este punto, el PLP de difusión MIMO se puede indicar usando cualquiera de los valores que oscilan desde 011~111 como el valor de campo PLP_TYPE.

5 Cuando se transmite el PLP, a fin de adquirir una robustez más mejorada, se puede usar un nuevo método de modulación y una nueva tasa de codificación del código de corrección de errores. En este caso, a fin de identificar tal método de modulación y tasa de codificación del código de corrección de errores, se puede usar la información de señalización posterior de L1. Según una realización de la presente invención, la presente invención puede usar un campo PLP_COD de la información de señalización posterior de L1 a fin de indicar la tasa de codificación del PLP de difusión MIMO. Por ejemplo, a fin de identificar la tasa de codificación del PLP de difusión MIMO, cualquiera de 10 110 o 111 se puede usar como el valor de campo PLP_COD.

Además, según una realización de la presente invención, la presente invención puede usar un campo PLP_MOD de la información de señalización posterior de L1 a fin de indicar un método de modulación del PLP de difusión MIMO. Por ejemplo, a fin de identificar el método de modulación del PLP de difusión MIMO, cualquiera de los valores 100 a 111 se puede usar como el valor del campo PLP_MOD.

15 En este punto, los datos de capa base y los datos de capa de mejora que configuran los datos de difusión MIMO se pueden transmitir colectivamente a un único PLP o se pueden transmitir separadamente a cada PLP. Por ejemplo, cuando los datos de capa base se transmiten al PLP de la capa base y cuando los datos de capa de mejora se transmiten al PLP de la capa de mejora, el aparato de recepción pueden usar un campo PLP_PROFILE, para indicar si el PLP actual corresponde al PLP de capa base o al PLP de capa de mejora.

20 (2) Método para transmitir datos de difusión MIMO a unas tramas específicas

En la presente invención, se puede usar un método para incluir datos de difusión MIMO a una trama específica y transmitir la trama específica, después de diferenciar la trama específica a partir de una trama que incluye los datos de difusión terrestre convencional. En este caso, la trama específica se puede usar a fin de transmitir los datos de difusión MMO. Y, en este punto, se puede señalar información adicional sobre la trama específica, para evitar que 25 ocurra cualquier malfuncionamiento en el sistema de recepción convencional. En lo sucesivo, la trama específica que incluye los datos de difusión MMO se pueden referir como una trama de difusión MIMO y la trama que incluye los datos de difusión terrestre se puede referir como una trama de difusión terrestre. Adicionalmente, en caso de que la trama específica que incluye la trama de difusión MIMO corresponda a una FEF, la FEF se puede referir como una trama de difusión MIMO.

30 La presente invención puede diferenciar los datos de difusión terrestre de los datos de difusión MIMO en unidades de trama y puede transmitir los datos diferenciados por consiguiente. Y, en este punto, identificando una trama usando la información de señalización de L1 e ignorando (o desatendiendo) la trama de difusión MIMO, se puede evitar que el aparato de recepción de difusión terrestre convencional tenga un malfuncionamiento.

(3) Método para transmitir un PLP de difusión MIMO a una trama de difusión terrestre y una trama de difusión MIMO

35 La presente invención puede transmitir un PLP que incluye los datos de difusión MIMO a través de una trama de difusión terrestre y una trama de difusión MIMO. Por ejemplo, los datos de capa base se pueden transmitir a través de la trama de difusión terrestre y los datos de capa de mejora se pueden transmitir a través de la trama de difusión MIMO. En este caso, a diferencia de las realizaciones de la presente invención descritas anteriormente, dado que un PLP de difusión MIMO también existe en la trama de difusión terrestre, se requiere que sea señalada una relación entre PLP interconectados que existe en la trama de difusión terrestre y en la trama de difusión MIMO. A fin de 40 hacerlo así, también se debería incluir la información de señalización de L1 en la trama de difusión MIMO y la información sobre el PLP de difusión MIMO, que existe dentro de la trama, se puede transmitir junto con la información de señalización de L1 de la trama de difusión terrestre.

Los campos respectivos al PLP que se incluye en la información de señalización posterior de L1 de cada trama se pueden usar para la conexión entre los PLP de difusión MIMO existentes en diferentes tramas. Por ejemplo, el 45 sistema de recepción puede usar al menos uno de un campo de ID de PLP, un campo PLP_TYPE, un campo PLP_PAYLOAD_TYPE y un campo PLP_GROUP_ID, que se incluyen en la información de señalización posterior de L1, para verificar la relación de interconexión de los PLP de difusión MIMO incluidos en diferentes tramas. Entonces, los PLP de difusión MIMO deseados se pueden decodificar consecutivamente, para adquirir un servicio.

50 El PLP de difusión terrestre que existe en la trama de difusión terrestre convencional (es decir, trama T2) se puede predefinir por el sistema de difusión terrestre, para ser transmitido a un modo de transmisión soportado. También, como se describió anteriormente, el PLP de difusión terrestre se puede transmitir en un nuevo modo de transmisión que soporta el sistema MIMO. Por ejemplo, como se describió anteriormente, un PLP de difusión MIMO que se incluye en la trama de difusión terrestre se puede transmitir en un modo de transmisión de difusión terrestre como 55 una capa base usando el método MISO o SISO y un PLP de difusión MIMO que se incluye en la trama de difusión MIMO se puede transmitir como una capa de mejora usando el método MIMO.

La Fig. 33 ilustra una estructura de super trama ejemplar según otra realización de la presente invención. En la presente memoria, la Fig. 33 muestra un ejemplo de transmisión de un PLP de capa base a través de una trama de difusión terrestre y transmisión de un PLP de capa de mejora a través de una trama de difusión MIMO (es decir, parte de FEF). En este punto, un PLP que incluye datos de capa base se puede transmitir usando un método SISO o un método MISO. Y, un PLP que incluye datos de capa de mejora se puede transmitir usando un método SISO, un método MISO o un método MIMO.

La Fig. 34 ilustra una estructura de super trama ejemplar según aún otra realización de la presente invención. En la presente memoria, la Fig. 34 muestra un ejemplo de transmisión tanto de un PLP de capa base como un PLP de capa de mejora a través de una trama de difusión MIMO (es decir, parte de FEF).

En este punto, se puede transmitir un PLP de capa base que incluye datos de capa base usando un método SISO o un método MISO. Y, un PLP de capa de mejora que incluye datos de capa de mejora se puede transmitir usando un método SISO, un método MISO o un método MIMO. Como se describió anteriormente, la relación entre el PLP de capa base y el PLP de capa de mejora dentro de la trama de difusión MIMO puede variar dentro de una gama de 0~100%.

La Fig. 35 ilustra una estructura de super trama ejemplar según aún otra realización de la presente invención. En la presente memoria, la Fig. 35 muestra un ejemplo de transmisión tanto de datos de capa base como de datos de capa de mejora a través de una trama de difusión MIMO (es decir, parte de FEF). No obstante, a diferencia del ejemplo mostrado en la Fig. 34, en el ejemplo mostrado en la Fig. 35, la capa base y la capa de mejora se transmiten siendo diferenciadas como portadoras, en lugar de ser diferenciadas como PLP. Más específicamente, los datos que corresponden a la capa base y los datos que corresponden a la capa de mejora se pueden asignar respectivamente a cada subportadora separada, para ser procesados con modulación OFDM, siendo por ello transmitidos.

La Fig. 36 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de transmisión de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención.

El aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 36 corresponde a una realización de la presente invención, en donde los datos de capa base se identifican como el PLP de capa base y en donde los datos de capa de mejora se identifican como el PLP de capa de mejora. Aunque no se muestra en la Fig. 36, el aparato de transmisión de señal de difusión puede incluir un codificador SVC configurado para realizar codificación SVC sobre los datos, para sacar los datos codificados SVC como los datos de capa base y los datos de capa de mejora. En este punto, según la realización de la presente invención, los datos de capa base se describen para ser incluidos en el PLP1 y los datos de capa de mejora se describen para ser incluidos en el PLP2.

El aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 36 incluye un primer módulo BICM (258100) configurado para realizar procesamiento BICM en un PLP de capa base (PLP1), un segundo módulo BICM (258200) configurado para realizar procesamiento BICM sobre un PLP de capa de mejora (PLP2), un formador de tramas (258300) configurado para recibir los PLP procesados por el primer y segundo módulos BICM (258200) y construir una trama, un codificador MIMO (258400) configurado para realizar procesamiento MIMO, MISO o SISO sobre datos de salida del formador de tramas (258300), un primer generador OFDM (258500) configurado para realizar modulación OFDM sobre una primera señal de transmisión que se saca del codificador MIMO (258400) y un segundo generador OFDM (258600) configurado para realizar modulación OFDM sobre una segunda señal de transmisión que se saca desde el codificador MIMO (258400).

La descripción detallada sobre las operaciones del primer módulo BICM (258100), el segundo módulo BICM (258200), el formador de tramas (258300), el codificador MIMO (258400), el primer generador OFDM (258500) y el segundo generador OFDM (258600), que se incluyen en el aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 36, pueden ser idénticas a las operaciones de los bloques respectivos que configuran el aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 26. Por lo tanto, se omitirá por simplicidad una descripción detallada de las mismas.

En el aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 36, el codificador MIMO (258400) también se puede colocar entre un correlacionador de constelación y un intercaldador de tiempo dentro del segundo módulo BICM (258200). En este caso, las operaciones del aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 36 pueden ser idénticas a la descripción de las operaciones del aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 28.

La Fig. 37 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un aparato de recepción de señal de difusión según aún otra realización de la presente invención.

El aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 37 corresponde a una realización de la presente invención, en donde los datos de capa base y los datos de capa de mejora se identifican como los PLP. Aunque no se muestra en la Fig. 37, el aparato de recepción de señal de difusión puede incluir un decodificador SVC configurado para realizar decodificación SVC sobre los datos de capa base y los datos de capa de mejora, para recuperar los datos iniciales. En este punto, según la realización de la presente invención, los datos de capa base se describen para ser recibidos estando incluidos en el PLP1 y los datos de capa de mejora se describen para ser recibidos estando incluidos en el PLP2.

El aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 37 incluye demoduladores OFDM (259100, 259200) cada uno configurado para realizar demodulación OFDM sobre señales recibidas a través de múltiples antenas, un decodificador MIMO (259300) configurado para realizar decodificación MIMO sobre las señales, que se demodulan OFDM por los demoduladores OFDM (259100, 259200), según las características de canal, un descorrelacionador de tramas (259400) configurado para sacar un PLP de capa base y un PLP de capa de mejora a partir de una trama de señal, que incluye la señal decodificada MIMO y decodificadores BICM (259500, 259600) cada uno configurado para realizar un proceso inverso del módulo BICM sobre cada PLP que se saca del descorrelacionador de tramas (259400), para corregir cualquier error que ocurre debido al canal de transmisión.

La descripción detallada en las operaciones de los demoduladores OFDM (259100, 259200), el decodificador MIMO (259300), el descorrelacionador de tramas (259400) y los decodificadores BICM (259500, 259600), que están incluidos en el aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 37, pueden ser idénticas a las operaciones de los bloques respectivos que configuran el aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 27. Por lo tanto, se omitirá por simplicidad una descripción detallada de las mismas.

El aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 37 adquiere datos de capa base a partir del PLP (PLP1), que se saca desde el primer decodificador BICM (259500) y adquiere datos de capa de mejora a partir del PLP (PLP2), que se saca desde el segundo decodificador BICM (259600). Entonces, el aparato de recepción de señal de difusión puede realizar decodificación SVC sobre los datos adquiridos, para proporcionar los servicios respectivos. En caso de que el aparato de recepción de señal de difusión adquiriera solamente los datos de capa base, el aparato de recepción de señal de difusión puede decodificar los datos de capa base, para proporcionar el servicio básico. Y, en caso de que el aparato de recepción de señal de difusión adquiriera los datos de capa base y también los datos de capa de mejora, el aparato de recepción de señal de difusión puede proporcionar servicios que tienen calidad de imagen/calidad de sonido alta.

Mientras tanto, según una realización de la presente invención, en caso de que tanto los datos de capa base como los datos de capa de mejora se transmitan usando un único PLP, se puede incluir además un mux en la parte delantera del módulo BICM del aparato de transmisión de señal de difusión de la Fig. 36.

Más específicamente, los datos de capa base y los datos de capa de mejora, que se sacan desde el codificador SVC, se pueden incluir en un único PLP (PLP1) y entonces introducir al mux. En este caso, el mux puede diferenciar los datos de capa base de los datos de capa de mejora, que se incluyen ambos en el único PLP (PLP1), para sacar respectivamente los datos de capa base y los datos de capa de mejora a cada uno de los módulos BICM (258100, 258200). En este caso, el aparato de transmisión de señal de difusión se dota con un intercalador de tiempo. Y, una capa base y una capa de mejora se pueden combinar uno con otro en el intercalador de tiempo y el intercalador de tiempo puede realizar intercalado mientras que se entremezclan las dos capas, adquiriendo por ello diversidad de dominio de tiempo. En este punto, según la realización de la presente invención, los datos que corresponden a la capa base dentro de un PLP pueden ser procesados y transmitidos SISO o MISO y datos que corresponden a la capa de mejora pueden ser procesados y transmitidos MIMO.

También, en caso de que el extremo de transmisión use un único PLP para transmitir tanto los datos de capa base como los datos de capa de mejora, un descorrelacionador de tramas del aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 37 puede extraer y sacar un PLP (PLP1) que incluye los datos de capa base y los datos de capa de mejora. Y, en este caso, el aparato de recepción de señal de difusión se puede equipar con un desintercalador de tiempo. Y, el desintercalador de tiempo puede desintercalar el PLP (PLP1), para dividir los datos de capa base y los datos de capa de mejora unos de otros, recolocando por ello cada uno de los conjuntos de datos divididos en el dominio de tiempo y sacando los conjuntos de datos recolocados a cada flujo. Los decodificadores BICM (259500, 259600) pueden procesar respectivamente el flujo de capa base y el flujo de capa de mejora.

En este punto, los datos de capa base y los datos de capa de mejora con errores corregidos, que se sacan desde los decodificadores BICM (259500, 259600) se pueden decodificar SVC, para proporcionar un servicio. En caso de adquirir solamente los datos de capa base, los datos de capa base se pueden decodificar para proporcionar un servicio básico. Y, en caso de adquirir tanto los datos de capa base como los datos de capa de mejora, se puede proporcionar un servicio que tiene calidad de imagen/calidad de sonido alta.

En el aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 37, un decodificador MIMO (259300) se puede situar entre el descorrelacionador de tramas (259400) y los decodificadores BICM (259500 y 259600). En este caso, la descripción de las operaciones del aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 37 pueden ser idénticas a las del aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 29.

Mientras tanto, un correlacionador de celdas que se incluyen en el formador de tramas de la presente invención puede recibir celdas de un PLP común, celdas de un PLP de datos y celdas que incluyen información de señalización desde los módulos BICM y, entonces, puede correlacionar las celdas recibidas a tramas de señal respectivas. Según la realización de la presente invención, el correlacionador de celdas correlaciona celdas que pertenecen a uno o más PLP a una única trama de señal. En este punto, el formador de tramas puede corresponder al formador de tramas incluido en cualquiera de la Fig. 3, Fig. 26, Fig. 28 y Fig. 36.

Más particularmente, cuando la presente invención correlaciona las celdas del PLP a una trama de señal, la correlación se puede realizar a una unidad de subbanda estrecha de dominio de frecuencia, minimizando por ello la potencia consumida por el receptor. Más específicamente, cuando se permite al receptor recibir solamente el dominio de frecuencia estrecha, que es inversamente proporcional al ancho de banda de la subbanda, se puede reducir la tasa de muestreo. Y, por consiguiente, dado que se puede reducir la frecuencia de operación que se requiere para todos los pasos de procesamiento que empiezan desde el ADC del receptor, se puede reducir eventualmente el nivel de potencia consumida del receptor. La presente invención puede ser más eficaz cuando se aplica a un transmisor/receptor de difusión para comunicación móvil.

En lo sucesivo, se describirán en detalle diversas realizaciones según la presente invención para correlacionar un PLP a una trama de señal.

Según cada realización de la presente invención, un programador de un procesador de entrada incluido en el transmisor puede programar un PLP, que transmite cada servicio (o componente de servicio) y un formador de tramas realiza correlación de celda, para configurar una trama de señal.

La trama de señal según la presente invención incluye una parte de señalización de P1, una parte de señalización de L1 y una parte de PLP. La parte de PLP está configurada de al menos un PLP común y al menos un PLP de datos. A la luz de un nivel de símbolo OFDM, la trama de señal puede incluir un símbolo P1, al menos uno o más símbolos P2, al menos uno o más símbolos de datos. En este punto, el símbolo P1 se puede situar al comienzo de cada trama de señal y puede transmitir información de señalización de P1. El símbolo P2 se puede situar inmediatamente después del símbolo P1, para transmitir información de señalización de L1 y también puede transmitir datos. En la presente memoria, un área que incluye el símbolo P1 y el símbolo P2 se puede referir como un área de preámbulo o un área de piloto. El símbolo P2 se incluye en el PLP común.

(a) a (d) de la Fig. 38, Fig. 39 y Fig. 40 ilustran métodos de correlación de celdas ejemplares según realizaciones de la presente invención.

(a) de la Fig. 38 ilustra un ejemplo de asignación de celdas de PLP a una trama de señal según una realización de la presente invención. Más particularmente, (a) de la Fig. 38 muestra un ejemplo de asignación de celdas de un PLP a una subbanda que tiene un ancho de banda constante dentro de una trama de señal específica. En caso de (a) de la Fig. 38, una posición de frecuencia que se asigna a cada PLP (es decir, un valor de subportadora) puede ser idéntico para todos los símbolos de datos incluidos en la trama de señal. Más específicamente, en el receptor, una frecuencia de sintonización y un ancho de banda de sintonización para recibir el PLP pueden ser idénticos para todos los símbolos de datos incluidos en la trama de señal. En este punto, un ancho de banda de la subbanda puede variar dependiendo de un número de subportadoras incluidas en la subbanda.

Como se muestra en (a) de la Fig. 38, cuando se correlaciona un PLP a la trama de señal, dado que el ancho de banda y la frecuencia requeridos para realizar transmisión de PLP son limitados, se puede obtener un efecto de ahorro de potencia máximo. No obstante, según una realización de la presente invención, dado que la programación, mostrada en (a) de la Fig. 38, no se puede cambiar después de que el intercalador de frecuencia tenga que recibir la salida del correlacionador de celdas, se puede realizar un proceso de correlación de celdas final por un bloque de función situado después del intercalador de frecuencia. En este punto, el intercalador de frecuencia se puede realizar dentro de un ancho de banda de una subbanda. Y, por consiguiente, una única trama de señal se puede dotar con un rendimiento de intercalado de frecuencia limitado.

(b) de la Fig. 38 ilustra un ejemplo de asignación de celdas de PLP a una trama de señal según otra realización de la presente invención. (b) de la Fig. 38 muestra un ejemplo de adquisición de un rendimiento de intercalado de frecuencia mayor que el ejemplo mostrado en (a) de la Fig. 38.

En el ejemplo mostrado en (b) de la Fig. 38, aunque el ancho de banda de una subbanda se mantiene consistentemente, la posición de frecuencia, a la que se asigna un PLP, se programa de manera diferente y asigna para cada símbolo de datos. De esta manera, se puede mejorar el efecto de intercalado de frecuencia. Más específicamente, en el receptor, aunque el receptor tiene un ancho de banda de sintonización fijo para recibir el PLP, la frecuencia de sintonización puede ser fijada de manera diferente para cada símbolo de datos dentro de una trama de señal. Por lo tanto, en caso de (b) de la Fig. 38, el sintonizador del receptor debería cambiar la posición de sintonización para cada símbolo de datos. Por consiguiente, el ejemplo mostrado en (b) de la Fig. 38 puede producir un efecto de intercalado de frecuencia mayor que el ejemplo mostrado en (a) de la Fig. 38, aunque produce un efecto de ahorro de potencia inferior que el ejemplo mostrado en (a) de la Fig. 38.

(c) de la Fig. 38 ilustra un ejemplo de asignación de celdas de PLP a una trama de señal según aún otra realización de la presente invención. (c) de la Fig. 38 muestra un ejemplo de efectos de ahorro de potencia e intercalado de frecuencia más mejorados.

En el ejemplo mostrado en (c) de la Fig. 38, cada PLP tiene el mismo ancho de banda de subbanda y posición de frecuencia durante una única trama de señal. No obstante, para cada trama de señal se puede programar y asignar de manera diferente una posición de frecuencia a la que se asigna el PLP. Más específicamente, una frecuencia de sintonización y ancho de banda de sintonización que permiten al receptor recibir el PLP pueden ser idénticos para

cada símbolo de datos incluido en la trama de señal. No obstante, la frecuencia de sintonización puede variar para cada trama de señal. Por lo tanto, en caso del ejemplo mostrado en (c) de la Fig. 38, el sintonizador del receptor puede realizar recepción solamente con respecto a un ancho de banda limitado de una posición de frecuencia fija dentro de una única trama de señal, obteniendo por ello un efecto de ahorro de potencia. Y, el receptor también puede obtener un efecto de intercalado de frecuencia a través de una posición de frecuencia, que puede variar para cada trama de señal. No obstante, el intercalado de frecuencia se puede limitar dentro de una única trama de señal.

(d) de la Fig. 38 ilustra un ejemplo de asignación de celdas de PLP a una trama de señal según aún otra realización de la presente invención. Aunque el ancho de banda de la subbanda se mantiene consistentemente, programando y asignando de manera diferente la posición de frecuencia, a la que se asigna el PLP, para cada unidad de celda, se pueden mejorar tanto el efecto de intercalado de frecuencia como el efecto de ahorro de potencia. Más específicamente, aunque el ancho de banda de sintonización que permite al receptor recibir el PLP es fijo, la frecuencia de sintonización puede variar para cada unidad de celda.

(d) de la Fig. 38 muestra un ejemplo de 2 PLP (es decir, PLP1, PLP2) que tienen el mismo ancho de banda de subbanda y que se asigna a diferentes posiciones de frecuencia para cada unidad de celda. Se pueden asignar uno o más PLP a una trama de señal.

La unidad de celda corresponde a una unidad según la cual el sintonizador del receptor puede realizar recepción en una posición de frecuencia fija. Una unidad de celda está configurada de uno o más símbolos de datos y una o más subportadoras. En el ejemplo mostrado en (d) de la Fig. 38, una unidad de celda se identifica como una unidad rectangular pequeña dentro de una sección de símbolo de datos. En la presente memoria, si la longitud de la unidad de celda es más larga que un periodo de guarda, cuando se realiza la programación de manera que un PLP se puede transmitir para cada par de unidad de celda, no ocurrirá ningún problema en la asignación de un único PLP a diferentes posiciones de frecuencia dentro de una única trama de señal. En la presente memoria, el periodo de guarda corresponde a un periodo de tiempo específico requerido por un sintonizador del receptor para realizar salto de frecuencia, para ser recolocado (o mover) a una nueva posición de sintonización y para medir la ganancia de la señal recibida, para realizar operaciones normales.

Por lo tanto, recibiendo un ancho de banda de subbanda limitada en la misma posición de frecuencia durante una unidad de celda, el receptor puede obtener el efecto de ahorro de potencia y el receptor también puede obtener un efecto de intercalado de frecuencia dentro de una única trama de señal a través de diferentes posiciones de frecuencia respectivas a diferentes unidades de celdas.

Además, según la presente invención, cuando se usa el ancho de banda de una subbanda limitada, como se muestra en (a) de la Fig. 38, (c) de la Fig. 38 y (d) de la Fig. 38, se puede transmitir un piloto a cada borde de subbanda. Por consiguiente, cuando el receptor realiza codificación sobre cada PLP, el receptor puede usar el piloto de cada subbanda, para mejorar el rendimiento de estimación de canal.

La Fig. 39 ilustra un método de correlación de celdas que usa una unidad de celda según otra realización de la presente invención.

Con referencia a la Fig. 39, N_{GP} indica un periodo de guarda. En la presente memoria, el periodo de guarda se refiere a un periodo de tiempo requerido por el sintonizador del receptor a fin de realizar un proceso de decodificación normal de la señal de recepción (o señal recibida) a través de un proceso de resintonización. En otras palabras, el periodo de guarda corresponde a un periodo de tiempo específico requerido por un sintonizador del receptor para realizar salto de frecuencia, para ser recolocado (o mover) a una nueva posición de sintonización y para medir la ganancia de la señal recibida, para realizar operaciones normales. Según la realización de la presente invención, la información del periodo de guarda (N_{GP}) se señala a la información de señalización de L1. Según otra realización de la presente invención, la información del periodo de guarda (N_{GP}) también se puede señalar a una información de señalización en banda, que transmite la información de PLP.

En este punto, cuando una unidad de celda se usa para realizar correlación de celdas sobre cada servicio (o componente de servicio), se puede realizar un proceso de transmisión que realiza segmentación tanto en el dominio de tiempo como en el dominio de frecuencia dentro de una única trama de señal. Por lo tanto, en este caso, se puede maximizar el efecto de ahorro de potencia y dado que los PLP se propagan a una área amplia tanto a los dominios de tiempo como de frecuencia en el mismo momento, se puede adquirir una ganancia de diversidad máxima.

Por ejemplo, en caso de un receptor, que recibe una señal de difusión, usando un único sintonizador, para todos los PLP que buscan obtener un efecto de ahorro de potencia, la distancia entre las unidades de celdas asignadas debería ser mayor o igual que el periodo de guarda (N_{GP}). Este caso puede corresponder a PLP1 y PLP2 de la Fig. 39. En conclusión, tales PLP pueden tener tasas de transmisión limitadas y la tasa de transmisión máxima que se puede transmitir lógicamente puede corresponder a 1/2 de la tasa de transmisión máxima realizada a través de la trama entera. Por el contrario, para un servicio (o componente de servicio) que requiere una tasa de transmisión mayor, la ganancia de ahorro de potencia debería abandonar inevitablemente y solamente se puede obtener el

efecto de diversidad. En este caso, la distancia entre las celdas unidad puede ser menor que N_{GP} . Este caso puede corresponder al PLP3 y PLP4 de la Fig. 39.

En otro ejemplo, en caso de un receptor, que recibe una señal de difusión, usando dos o más sintonizadores, el efecto de ahorro de potencia y el efecto de intercalado se puede obtener siempre sin ninguna limitación respectiva al proceso de correlación de celdas.

En caso del método de correlación de celdas, mostrado en la Fig. 39, la frecuencia de sintonización y el ancho de banda de sintonización, que se usan por el receptor a fin de recibir un único PLP, pueden ser idénticos para cada símbolo de datos incluido en la trama de señal.

La Fig. 40 ilustra un método de correlación de celdas que usa una unidad de celda según aún otra realización de la presente invención.

Con referencia a la Fig. 40, N_{TS} representa una distancia entre las unidades de celdas sobre un dominio de tiempo, en donde las unidades de celdas se asignan usando un método de segmentación de tiempo sobre un PLP arbitrario. N_{FS} representa una distancia entre unidades de celdas sobre un dominio de frecuencia, en donde las unidades de celdas se asignan usando un método de segmentación de tiempo. En la presente memoria, la N_{TS} y la N_{FS} pueden tener cada una un valor diferente para cada PLP. Y, la N_{TS} y la N_{FS} también se pueden mantener para tener un valor fijo dentro de una única trama de señal y la N_{TS} y la N_{FS} también se pueden cambiar a una unidad de super trama que tiene diferentes tramas de señal o múltiples tramas de señal como una única unidad. Además, N_{CU} representa un número total de unidades de celdas disponibles en el dominio de frecuencia para un único símbolo de datos (es decir, símbolo OFDM).

En caso del método de correlación de celdas, mostrado en la Fig. 40, el ancho de banda de sintonización que se usa por el receptor a fin de recibir un único PLP puede corresponder a un ancho de banda de sintonización fijo dentro de una única trama de señal. No obstante, la frecuencia de sintonización puede ser idéntica una a otra en un símbolo de datos arbitrario según los valores de N_{TS} , N_{FS} y N_{CU} . Y, la frecuencia de sintonización puede variar en otros símbolos de datos. Según la realización de la presente invención, información sobre el intervalo de tiempo (o distancia) (N_{TS}) y el intervalo de frecuencia (N_{FS}) entre unidades de celdas se pueden señalar a la información de señalización de L1. Según otra realización de la presente invención, la información del periodo de guarda (N_{GP}) también se puede señalar a una información de señalización en banda, que transmite la información de PLP.

Con referencia a la Fig. 40, cada uno de PLP1 y PLP2 usa un método de programación diferente. Adicionalmente, a la luz de la tasa de transmisión de cada servicio (o componente de servicio) y la QoS, cuando se realiza correlación de celdas sobre una única trama de señal, el correlacionador de celdas del transmisor debería impedir una asignación de unidad de celda que cause contención entre cada uno de los PLP, cuando el proceso de programación se realiza usando el método de segmentación de tiempo-frecuencia.

La Fig. 41 ilustra una estructura ejemplar de un receptor que recibe PLP y que recupera los PLP recibidos, cuando los PLP se asignan y transmiten a la trama de señal, como se describió anteriormente en el método de correlación de celdas ejemplar según las realizaciones de la presente invención descritas anteriormente.

El receptor de la Fig. 41 incluye un sintonizador (301010), un demodulador OFDM (301020), un descorrelacionador de tramas (301030), un decodificador BICM (301040) y un procesador de salida (301050). El receptor de la Fig. 41 puede usar al menos uno o más sintonizadores. Y, en caso de que el receptor de la Fig. 41 usa 2 sintonizadores, el receptor puede incluir además un sintonizador (30101n). El receptor recibe una señal de difusión a través de una antena o 2 o más antenas. Adicionalmente, el sintonizador (301010) se puede usar en un extremo de procesamiento analógico.

Más específicamente, dependiendo de una frecuencia de sintonización y un ancho de banda de sintonización, que se introducen desde un controlador de sistema (no mostrado), el sintonizador (301010) puede realizar salto de frecuencia, para recibir una señal de difusión que incluye una trama de señal. Más específicamente, el sintonizador (301010) sintoniza una señal de difusión que corresponde a un ancho de banda de sintonización, en base a la frecuencia de sintonización introducida. La señal de difusión, que se sintoniza como se describió anteriormente, pasa a través de un proceso de control automático de ganancia, siendo por ello sacada al demodulador OFDM (301020).

El demodulador OFDM (301020) realiza demodulación OFDM sobre la señal de difusión introducida, sacando por ello la señal de difusión demodulada OFDM al descorrelacionador de tramas (301030) en unidades de trama de señal.

La información de señalización de P1, que se transmite a un símbolo P1, se detecta por el demodulador OFDM (301020). En la presente memoria, la configuración de trama de señal de la señal recibida actualmente se puede conocer (o determinar) a partir de la información de señalización de P1.

El descorrelacionador de tramas (301030) realiza desintercalado de frecuencia y descorrelación de celdas sobre la trama de señal demodulada, que se saca desde el demodulador OFDM (301020), para recuperar cada PLP (o un

PLP que incluye un servicio buscado (o deseado) por el usuario), sacando por ello el PLP recuperado al decodificador BICM (301040). En la presente memoria, el receptor se puede equipar solamente con un decodificador BICM (301040) o el receptor se puede equipar con múltiples decodificadores BICM respectivos al número de PLP que se incluyen en la trama de señal.

- 5 El decodificador BICM (301040) realiza un proceso inverso del BICM respectivo en un PLP introducido, para corregir cualquier error que ocurra en el canal de transmisión, sacando por ello el PLP con errores corregidos al procesador de salida (301050). El procesador de salida (301050) realiza los pasos del proceso, que se requieren para generar un flujo TS o IP o GS a partir de un PLP correspondiente que se saca desde el decodificador BICM (301040).

- 10 En lo sucesivo, se describirán en detalle las operaciones de un sintonizador (301010) incluido en el receptor de la Fig. 41, cuando un PLP se correlaciona a una trama de señal y se transmite, como se describió en las realizaciones de la presente invención mostradas en (a) a (d) de la Fig. 38, Fig. 39 y Fig. 40.

- 15 Como se muestra en (a) de la Fig. 38, en una única trama de señal, cuando un ancho de banda de subbanda que asigna un PLP se mantiene consistentemente y cuando la posición de frecuencia, a la que se asigna un PLP, es idéntica para cada símbolo de datos, se puede fijar un parámetro (es decir, frecuencia de sintonización y ancho de banda de sintonización) para cada PLP. Más específicamente, la frecuencia de sintonización y el ancho de banda de sintonización para recibir el PLP pueden ser idénticos para cada símbolo de datos incluido en la trama de señal. Por lo tanto, una vez que se selecciona un PLP, el sintonizador (301010) de la Fig. 41 puede usar un parámetro fijo (es decir, frecuencia de sintonización y ancho de banda de sintonización), para realiza un proceso de sintonización.

- 20 Como se muestra en (b) de la Fig. 38, en una única trama de señal y cuando se mantiene consistentemente un ancho de banda de subbanda que asigna un PLP y cuando la posición de frecuencia, a la que se asigna un PLP, varía para cada símbolo de datos, el ancho de banda de sintonización para recibir el PLP se puede determinar de manera diferente para cada símbolo de datos dentro de la trama de señal. Por lo tanto, el sintonizador (301010) de la Fig. 41 puede realizar el proceso de sintonización cambiando la frecuencia de sintonización (es decir, la posición de sintonización) para cada símbolo de datos.

- 25 Como se muestra en (c) de la Fig. 38, en una única trama de señal y cuando se mantienen consistentemente un ancho de banda de subbanda que asigna un PLP y una posición de sintonización y cuando la posición de frecuencia, a la que se asigna un PLP, varía para cada símbolo de datos, la frecuencia de sintonización y el ancho de banda de sintonización que permiten al receptor recibir el PLP pueden ser idénticos para cada símbolo de datos incluido en la trama de señal. No obstante, la frecuencia de sintonización puede variar para cada trama de señal.

- 30 Por consiguiente, el sintonizador (301010) de la Fig. 41 realiza el proceso de sintonización usando un parámetro fijo (es decir, frecuencia de sintonización y ancho de banda de sintonización) durante una única trama de señal y el sintonizador (301010) puede realizar el proceso de sintonización cambiando la frecuencia de sintonización (es decir, la posición de sintonización) para cada trama de señal. Más específicamente, el sintonizador realiza salto de frecuencia para cada trama de señal.

- 35 Como se muestra en (d) de la Fig. 38, en una única trama de señal y cuando se mantiene consistentemente un ancho de banda de subbanda que asigna un PLP y cuando la posición de frecuencia, a la que se asigna un PLP, varía para cada símbolo de datos, aunque el ancho de banda de sintonización que permite al receptor recibir el PLP sea idéntico en una única trama de señal, la frecuencia de sintonización puede variar para cada unidad de celda.

- 40 En este punto, dado que se asegura un periodo de guarda suficiente requerido para realizar salto de frecuencia, el sintonizador (301010) de la Fig. 41 puede realizar salto de frecuencia incluso en una única trama de señal. En la presente memoria, el periodo de guarda corresponde a un periodo de tiempo específico requerido por el sintonizador (301010) para realizar salto de frecuencia, para ser recolocado (o mover) a una nueva posición de sintonización y para medir la ganancia de la señal recibida, para realizar operaciones normales.

- 45 Cuando se realizan correlación y recepción de celdas, como se muestra en (a) de la Fig. 38 a (d) de la Fig. 38, un ADC del demodulador OFDM (301020) incluido en el receptor de la Fig. 41 usa una tasa de muestreo, que se disminuye en proporción al ancho de banda limitado, para realizar conversión digital. Adicionalmente, un tamaño de FFT, que va a ser realizada por el módulo FFT, también disminuye en proporción al ancho de banda correspondiente. Además, una memoria, que se configura para realizar desintercalado de tiempo y que se incluye en el decodificador BICM (301040), se usa menos y también se disminuye una tasa de decodificación LDPC. Como se describió anteriormente, dado que ocurre una disminución en la frecuencia, según la cual están siendo operados los módulos totales del receptor, el receptor puede obtener un efecto de ahorro de potencia.

- 55 Mientras tanto, como se muestra en la Fig. 39, cuando la correlación de celda se realiza usando una unidad de celda, el receptor de la Fig. 41 puede realizar primero decodificación sobre la información de señalización de L1 en el decodificador BICM (301040), adquiriendo por ello información de correlación de celdas sobre un PLP, que se solicita sea decodificado, desde cada campo que incluye la información de señalización de L1. En la presente memoria, la información de correlación de celdas incluye información sobre un intervalo de tiempo (o distancia) (N_GP) entre unidades de celdas, información sobre un número de unidades de celdas usadas en el dominio de frecuencia y así sucesivamente. Entonces, en base a la información de correlación de celdas adquirida, se pueden

detectar la frecuencia de sintonización y el ancho de banda de sintonización y la frecuencia de sintonización y el ancho de banda de sintonización detectados se entregan al sintonizador (301010). En este punto, en base a la frecuencia de sintonización introducida por el sintonizador (301010), cuando se sintonizan las señales de difusión respectivas al ancho de banda de sintonización, el receptor puede recibir solamente las señales que corresponden a la banda, que está transmitiendo las unidades de celdas que van a ser decodificadas.

Mientras tanto, como se muestra en la Fig. 40, cuando se realiza la correlación de celdas usando una unidad de celda, el receptor puede realizar primero decodificación sobre la información de señalización de L1 en el decodificador BICM (301040), adquiriendo por ello información de correlación de celdas sobre un PLP, que se solicita que sea decodificada, desde cada campo que incluye la información de señalización de L1. En la presente memoria, la información de correlación de celdas incluye información sobre un intervalo de tiempo (N_{TS}) y un intervalo de frecuencia (N_{FS}) entre unidades de celdas, información sobre un número de unidades de celdas (N_{CU}) usado en el dominio de frecuencia y así sucesivamente. Entonces, en base a la información de correlación de celdas adquirida, se pueden detectar la frecuencia de sintonización y el ancho de banda de sintonización y la frecuencia de sintonización y el ancho de banda de sintonización detectados se entregan al sintonizador (301010). En este punto, en base a la frecuencia de sintonización introducida por el sintonizador (301010), cuando se sintonizan las señales de difusión respectivas al ancho de banda de sintonización, el receptor puede recibir solamente las señales que corresponden a la banda, que está transmitiendo las unidades de celdas que van a ser decodificadas.

Mientras tanto, la presente invención puede transmitir información de señalización separada desde el transmisor, de manera que el receptor pueda identificar una trama de señal de difusión adicional, tal como una trama NGH y procesar la trama identificada. La presente invención transmite información de señalización separada a través de un símbolo P1. Y, en la presente memoria, el símbolo P1 se referirá como un símbolo `new_system_P1`.

El símbolo `new_system_P1` puede ser diferente del símbolo P1 y se puede usar en la presente memoria una pluralidad de símbolos `new_system_P1`. En este punto, según la realización de la presente invención, el símbolo `new_system_P1` se sitúa en el comienzo de la trama de señal, es decir, sitúa en una parte delantera de un primer símbolo P2 dentro de una región de preámbulo. En este caso, la región de preámbulo se puede configurar de al menos uno o más símbolos `new_system_P1` y al menos uno o más símbolos P2.

(a) de la Fig. 42 ilustra una estructura de símbolo P1 según la presente invención. En (a) de la Fig. 42, el símbolo P1 y parte del símbolo P2 se referirán como una región de preámbulo y una región del cuerpo se referirá como una región de datos. La región de datos se puede configurar de una pluralidad de símbolos de datos (también referidos como símbolos OFDM de datos).

En (a) de la Fig. 42, el símbolo P1 se genera teniendo copiada cada una de una parte delantera y una parte final de un símbolo eficaz (o válido), teniendo un cambio de frecuencia realizado en tanto como $+f_{sh}$ y que tiene las copias copiadas en frecuencia colocadas respectivamente en una parte delantera (C) y una parte final (B) del símbolo eficaz (A). En la presente invención, la parte C se referirá como un prefijo y la parte B se referirá como un sufijo. Más específicamente, un símbolo P1 se configura de una parte de prefijo, una parte de símbolo eficaz y una parte de sufijo. En la descripción de la presente invención, tal estructura de símbolo P1 también se refiere como una estructura C-A-B. En este punto, según la presente invención, el símbolo P1 corresponde a un símbolo OFDM de 1K. Y, según la realización de la presente invención, la parte A (T_{P1A}) puede tener la longitud de 112 μs , la parte C (T_{P1C}) puede tener la longitud de 59 μs y la parte B (T_{P1B}) puede tener la longitud de 53 μs .

(b) de la Fig. 42 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un generador de símbolo P1 según la presente invención. En la presente memoria, (b) de la Fig. 42 incluye un módulo de tabla CDS (Secuencia de Distribución de Portadora) (280110), un módulo MSS (Secuencia de Señalización de Modulación) (280120), un módulo de correlación DBPSK (Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria Diferencial) (280130), un módulo de aleatorización (280140), un módulo IFFT (280160) y un módulo de estructura C-A-B (280170). Después de ser procesados con las operaciones de cada bloque incluido en el generador de símbolo P1 mostrado en (b) de la Fig. 42, los símbolos P1 mostrados en (a) de la Fig. 42 se sacan finalmente desde el módulo de estructura C-A-B (280170).

Según la realización de la presente invención, se puede modificar la estructura del símbolo P1, mostrada en (a) de la Fig. 42 o se puede modificar el generador de símbolo P1, mostrado en (b) de la Fig. 42, para generar un símbolo `new_system_P1`.

Si el símbolo `new_system_P1` se genera modificando el símbolo P1 mostrado en (a) de la Fig. 42, el símbolo `new_system_P1` se puede generar usando al menos uno de los siguientes métodos. Por ejemplo, el símbolo `new_system_P1` se puede generar modificando un valor de cambio (o desplazamiento) de frecuencia (f_{sh}) para un prefijo y un sufijo. En otro ejemplo, el símbolo `new_system_P1` se puede generar modificando (o cambiando) la longitud del símbolo P1 (por ejemplo, las longitudes T_{P1C} y T_{P1B}). Aún en otro ejemplo, el símbolo `new_system_P1` se puede generar sustituyendo la longitud del símbolo P1 desde 1K a 512, 256, 128 y así sucesivamente. En este caso, se deberían corregir adecuadamente los parámetros (por ejemplo, f_{sh} , T_{P1C} , T_{P1B}) que se usan en la estructura de símbolo P1.

Si el símbolo `new_system_P1` se genera modificando el generador de símbolo P1 mostrado en (b) de la Fig. 42, el símbolo `new_system_P1` se puede generar usando al menos uno de los siguientes métodos. Por ejemplo, el símbolo `new_system_P1` se puede generar usando un método de cambio de la distribución de las portadoras activas (por ejemplo, un método que tiene el módulo de tabla CDS (280110) que usa otro CSS (Conjunto Complementario de Secuencias)), que se usan para el símbolo P1, a través del módulo de tabla CDS (280110), el módulo MSS (280120) y el módulo de estructura C-A-B (280170). En otro ejemplo, el símbolo `new_system_P1` se puede generar usando un método de cambio de un patrón para transmitir información al símbolo P1 (por ejemplo, un método que tiene el módulo MSS (280120) que usa otro CSS) y así sucesivamente.

Mientras tanto, la presente invención puede asignar adicionalmente un símbolo de preámbulo a la región de preámbulo dentro de una trama de señal. En lo sucesivo, la señal de preámbulo adicional se referirá como un símbolo AP1 (símbolo de Preámbulo Adicional) por simplicidad en la descripción de la presente invención. A fin de mejorar el rendimiento de detección para detectar una señal de difusión móvil (es decir, NGH), en una condición de SNR considerablemente baja o una condición de desvanecimiento selectivo de tiempo, se añade al menos uno o más símbolos AP1 a la trama de señal.

En este punto, según la realización de la presente invención, el símbolo AP1 se sitúa entre un símbolo P1 y un primer símbolo P2 dentro de la región de preámbulo de una trama de señal. Más específicamente, el símbolo P1 y el símbolo AP1 se transmiten consecutivamente. Según la realización de la presente invención, si el símbolo P2 no se transmite a la trama de señal, el símbolo AP1 se puede situar entre el símbolo P1 y el primer símbolo de datos dentro de la región de preámbulo de la trama de señal. Según otra realización de la presente invención, el símbolo P1 y el símbolo AP1 se pueden asignar a posiciones no consecutivas dentro de una única trama de señal, para ser transmitidos.

En una trama de señal según la presente invención, la región de preámbulo se configura de un símbolo P1, al menos uno o más símbolos AP1 y al menos uno o más símbolos P2. Y, la región de datos se puede configurar de una pluralidad de símbolos de datos (o símbolos OFDM de datos).

Como se describe en las realizaciones para generar el símbolo `new_system_P1`, según la realización de la presente invención, el símbolo AP1 se puede generar modificando la estructura del símbolo P1, mostrado en (a) de la Fig. 42 o modificando el generador de símbolo P1, mostrado en (b) de la Fig. 42. Según la realización de la presente invención, el símbolo AP1 se puede generar modificando tanto la estructura del símbolo P1, mostrado en (a) de la Fig. 42, como el generador de símbolo P1, mostrado en (b) de la Fig. 42.

Según la realización de la presente invención, el símbolo P1 y el símbolo AP1 se pueden insertar para cada trama de señal por un módulo de inserción de P1, que se incluye en el generador OFDM del transmisor. Más específicamente, el módulo de inserción de P1 puede insertar al menos 2 o más símbolos de preámbulo en cada trama de señal. Según otra realización de la presente invención, se puede añadir un módulo de inserción de AP1 detrás (o después) del módulo de inserción de P1 y se puede insertar un símbolo AP1 por el módulo de inserción de AP1. Como se describe en la realización de la presente invención, cuando se usan al menos 2 o más símbolos de preámbulo, la presente invención es ventajosa en que la presente invención puede ser más robusta frente a un efecto de desvanecimiento a ráfagas, que puede ocurrir en un entorno de desvanecimiento móvil y que se puede mejorar un rendimiento de detección de señal.

La Fig. 43 ilustra una estructura de super trama ejemplar para transmitir una señal de difusión adicional que incluye el símbolo AP1, por ejemplo, una señal de difusión móvil según la presente invención.

Una trama de señal configurada para transmitir una señal de difusión adicional dentro de la super trama, por ejemplo, una trama NGH que transmite una señal NGH, se puede configurar de un símbolo P1, un símbolo AP1, al menos uno o más símbolos P2 y una pluralidad de símbolos de datos, como se muestra en la Fig. 43. En la presente memoria, el símbolo P1 transmite información de señalización de P1, el símbolo AP1 transmite información de señalización de AP1 y el símbolo P2 transmite la información de señalización de L1. En la presente memoria, la información de señalización de P1 incluye un campo S1 y un campo S2. En la presente memoria, el campo S1 señala un formato de preámbulo y el campo S2 señala un tamaño de FFT.

Aparte del símbolo AP1, dado que los otros símbolos restantes son idénticos a los descritos en la Fig. 1, se omitirá por simplicidad la descripción de las partes idénticas y solamente se describirán en detalle en lo sucesivo las partes diferentes.

La información de señalización de AP1 que se transmite por el símbolo AP1 puede incluir un parámetro de transmisión adicional. Según la realización de la presente invención, la información de señalización de AP1 puede incluir información de patrón de un piloto, que se inserta en la trama de señal correspondiente. Usando la información de señalización de AP1, la información de señalización previa de L1 se puede propagar a una trama de transmisión (por ejemplo, símbolos de datos de la región de datos), mejorando por ello la robustez frente al entorno de desvanecimiento de la información de señalización previa de L1.

Una vez que la presente invención ha indicado un patrón de piloto de la trama de señal actual usando la información de señalización de AP1, incluso cuando la información de señalización previa de L1 se propague a los símbolos de

datos de la región de datos, el receptor puede ser consciente del patrón de piloto anterior a la decodificación de la información de señalización previa de L1 de la región de datos.

La Fig. 44 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un generador OFDM, que se incluye en el aparato de transmisión de señal de difusión, para insertar el símbolo AP1 según una realización de la presente invención. El generador OFDM de la Fig. 44 muestra una realización ejemplar que corresponde a cuando una señal de difusión está siendo transmitida usando un método MISO o MIMO. Más particularmente, la Fig. 44 muestra un ejemplo de transmisión de una señal de difusión a través de 2 antenas de transmisión usando el método MISO o MIMO.

A fin de hacerlo así, el generador OFDM incluye un procesador MISO/MIMO (302110), 2 insertadores de piloto (302121, 302122), 2 módulos IFFT (302131, 302132), 2 módulos de reducción de PAPR (302141, 302142), 2 módulos de inserción de GI (302151, 302152), 2 módulos de inserción de símbolo P1 (302161, 302162), 2 módulos de inserción de símbolo AP1 (302171, 302172) y dos DAC (302181, 302182). En la descripción de la presente invención, un bloque configurado para modular una señal de difusión que va a ser transmitida a través de una 1ª antena de transmisión (Tx1) se referirá como una primera unidad de transmisión y un bloque configurado para modular una señal de difusión que va a ser transmitida a través de una 2ª antena de transmisión (Tx2) se referirá como una segunda unidad de transmisión. En la presente memoria, la primera unidad de transmisión incluye un insertador de piloto (302121), un módulo IFFT (302131), un módulo de reducción de PAPR (302141), un módulo de inserción de GI (302151), un módulo de inserción de símbolo P1 (302161), un módulo de inserción de símbolo AP1 (302171) y un DAC (302181). Y, la segunda unidad de transmisión incluye un insertador de piloto (302122), un módulo IFFT (302132), un módulo de reducción de PAPR (302142), un módulo de inserción de GI (302152), un módulo de inserción de símbolo P1 (302162), un módulo de inserción de símbolo AP1 (302172) y un DAC (302182).

A fin de transmitir señales a través de 2 antenas de transmisión, el procesador MISO/MIMO (302110) primero realiza codificación MISO y/o MIMO sobre señales, cada una que se introduce a través de un camino diferente, de manera que las señales pueden obtener diversidad de transmisión. El procesador MISO/MIMO (302110) saca respectivamente las señales codificadas MISO y/o MIMO a cada uno de los 2 insertadores de piloto (302121, 302122). En la presente memoria, la codificación MIMO se puede realizar por un correlacionador de constelación incluido en el módulo BICM. Y, en este caso, la codificación MIMO no se realiza por el generador OFDM.

Cada uno de los insertadores de piloto (302121, 302122) puede insertar un piloto de un patrón de piloto decidido a una posición correspondiente dentro de la trama de señal y entonces puede sacar las señales insertadas con pilotos a los módulos IFFT (302131, 302132). En este punto, la información de patrón de piloto se puede señalar a la información de señalización de AP1 o se puede señalar a la información de señalización de L1. Alternativamente, la información de patrón de piloto también se puede señalar tanto a la información de señalización de AP1 como a la información de señalización de L1.

Cada uno de los módulos IFFT (302131, 302132) puede convertir cada una de las señales insertadas con pilotos a un dominio de tiempo a través de un proceso de Transformada Rápida de Fourier. Entonces, cada uno de los módulos IFFT (302131, 302132) puede sacar respectivamente las señales convertidas en tiempo a los módulos de reducción de PAPR (302141, 302142).

Cada uno de los módulos de reducción de PAPR (302141, 302142) puede reducir la PAPR de las señales en el dominio de tiempo y entonces pueden transmitir las señales procesadas a los módulos de inserción de GI (302151, 302152). Adicionalmente, en base a un algoritmo de reducción de PAPR, los módulos de reducción de PAPR (302141, 302142) pueden realimentar respectivamente información requerida a los insertadores de piloto (302121, 302122).

Copiando una última parte de un símbolo OFDM eficaz a una parte delantera del símbolo OFDM correspondiente, cada uno de los módulos de inserción de GI (302151, 302152) puede insertar un intervalo de guarda en forma de un prefijo cíclico, sacando por ello el símbolo procesado a los módulos de inserción de símbolo P1 (302161, 302162). En la presente memoria, la información de GI se puede señalar a la información de señalización previa de L1. Y, una parte de la información de GI se puede señalar a la información de señalización de P1.

Cada uno de los módulos de inserción de símbolo P1 (302161, 302162) puede insertar un símbolo P1 en el comienzo (o parte de inicio) de cada trama de señal, sacando por ello la trama de señal procesada a los módulos de inserción de símbolo AP1 (302171, 302172).

Cada uno de los módulos de inserción de símbolo AP1 (302171, 302172) puede insertar un símbolo AP1 después del símbolo P1, sacando por ello la trama de señal procesada a los DAC (302181, 302182). En la presente memoria, la inserción del símbolo P1 y el símbolo AP1 se puede realizar por los módulos de inserción de símbolo P1 (302161, 302162). Y, en este caso, se pueden omitir los módulos de inserción de símbolo AP1 (302171, 302172).

Cada uno de los DAC (302181, 302182) puede convertir cada una de las tramas de señal insertadas con símbolos AP1 a señales analógicas y entonces puede sacar respectivamente las señales convertidas a las antenas de transmisión correspondientes (Tx1 y Tx2).

Mientras tanto, cuando se inserta un piloto en cada trama de señal y transmite por los insertadores de piloto (302121, 302122), el receptor puede usar el piloto en sincronización de tramas, sincronización de frecuencia, sincronización de tiempo, estimación de canal, reconocimiento de modo de transmisión y así sucesivamente.

- 5 El piloto según la presente invención se puede dividir en 2 tipos diferentes, un que es un piloto disperso y el otro que es un piloto continuo. Más específicamente, el piloto disperso se usa para permitir al receptor estimar y compensar cualquier influencia causada por un canal de radio. Y, el piloto continuo para permitir al receptor eliminar cualquier sincronización de frecuencia precisa o error de fase.

- 10 En la presente invención, puede existir una pluralidad de patrones de piloto disperso. Y, según la realización de la presente invención, entre la pluralidad de patrones de piloto dispersos, se puede seleccionar un patrón de piloto disperso según un tamaño de FFT y un tamaño de intervalo guía (GI), para ser insertado en símbolos OFDM de una trama de señal y transmitir los símbolos insertados con piloto. Más específicamente, según la realización de la presente invención, cuando la presente invención usa el método MIMO, entre 9 patrones de piloto disperso (PPI~PP9), se selecciona un patrón de piloto disperso en base al tamaño de FFT y el tamaño de GI, para ser insertado en los símbolos OFDM de la trama de señal correspondiente.

- 15 En la descripción de la presente invención, según la realización de la presente invención, se pueden usar 1k, 2k, 4k, 8k y 16k como el tamaño de FFT y se pueden usar 1/128, 1/32, 1/16, 19/256, 1/8, 19/128 y 1/4 como el tamaño de GI. El tamaño de FFT se refiere a un número de subportadoras que configuran un único símbolo OFDM. Y el tamaño de GI se refiere a una relación que se ocupa por el GI en un único símbolo OFDM. Por lo tanto, la longitud de un símbolo OFDM puede variar dependiendo del tamaño de FFT y el tamaño de GI.

- 20 La información del tamaño de GI se puede señalar a un campo GUARD_INTERVAL de la información de señalización previa de L1. Y, la información de patrón de piloto, que está siendo insertada en la trama de señal actual, se puede señalar a la información de señalización previa de L1 y/o la información de señalización de AP1.

La Fig. 45 ilustra una tabla que muestra un parámetro ejemplar de 9 patrones de piloto disperso según la presente invención.

- 25 En la tabla mostrada en la Fig. 45, Dx representa una distancia entre subportadoras que transmiten pilotos en un dominio de frecuencia y Dy representa un número de símbolos OFDM usados entre subportadoras de pilotos de la misma posición dentro de un dominio de tiempo. Más específicamente, Dx se refiere a una distancia (o intervalo) entre subportadoras (es decir, Separación de portadoras que soportan pilotos) que transmiten un piloto dentro de un único símbolo OFDM y Dy se refiere a una distancia (o intervalo) entre símbolos OFDM de un piloto (es decir, Número de símbolos que forman una secuencia de pilotos dispersos).

- 30 En la presente memoria, en un 1^{er} patrón de piloto disperso (PP1), el valor de Dx es igual a 6 y un valor de Dy es igual a 4. Más específicamente, el 1^{er} patrón de piloto disperso (PP1) se puede asignar a un símbolo OFDM específico dentro de la trama de señal en un intervalo de 6 subportadoras. Y, el 1^{er} patrón de piloto disperso (PP1) también se puede asignar a 4 símbolos OFDM dentro de una subportadora específica de la misma posición dentro de la trama de señal. En un 2^o patrón de piloto disperso (PP2), el valor de Dx es igual a 12 y un valor de Dy es igual a 2. En un 3^{er} patrón de piloto disperso (PP3), el valor de Dx es igual a 12 y un valor de Dy es igual a 4. En un 4^o patrón de piloto disperso (PP4), el valor de Dx es igual a 24 y un valor de Dy es igual a 2. En un 5^o patrón de piloto disperso (PP5), el valor de Dx es igual a 24 y un valor de Dy es igual a 4. En un 6^o patrón de piloto disperso (PP6), el valor de Dx es igual a 48 y un valor de Dy es igual a 2. En un 7^o patrón de piloto disperso (PP7), el valor de Dx es igual a 24 y un valor de Dy es igual a 4. En un 8^o patrón de piloto disperso (PP8), el valor de Dx es igual a 12 y un valor de Dy es igual a 16. Y, finalmente, en un 9^o patrón de piloto disperso (PP9), el valor de Dx es igual a 6 y un valor de Dy es igual a 2. Más específicamente, el 9^o patrón de piloto disperso (PP9) se puede asignar a un símbolo OFDM específico dentro de la trama de señal en un intervalo de 6 subportadoras. Y, el 9^o patrón de piloto disperso (PP9) también se puede asignar a 2 símbolos OFDM dentro de una subportadora específica de la misma posición dentro de la trama de señal. Según otra realización de la presente invención, en el 9^o patrón de piloto disperso (PP9), el valor de Dx se puede fijar a 12 y el valor de Dy se puede fijar a 3. Esta realización se describirá en más detalle más tarde.

- 50 La Fig. 46 ilustra ejemplos de patrones de piloto disperso que se pueden usar en una trama de señal correspondiente según un tamaño de FFT y un tamaño de GI, entre los 9 patrones de piloto disperso que se pueden usar por el aparato de transmisión de tipo MIMO según la presente invención.

- Por ejemplo, cuando el tamaño de FFT es igual a 16K y cuando el tamaño de GI es igual a 1/32 del tamaño de FFT, la trama de señal correspondiente puede usar cualquiera del 2^o patrón de piloto (PP2), el 4^o patrón de piloto (PP4) y el 5^o patrón de piloto (PP5). En otro ejemplo, cuando el tamaño de FFT es igual a 16K y cuando el tamaño de GI es igual a 1/16 del tamaño de FFT, la trama de señal correspondiente puede usar cualquiera del 2^o patrón de piloto (PP2), el 3^{er} patrón de piloto (PP3) y el 9^o patrón de piloto (PP9).

En la Fig. 45 y la Fig. 46, con referencia a cada patrón de piloto disperso, será evidente que el patrón de piloto disperso, que va a ser insertado en cada trama de señal, se decide en base al valor de Dx, el valor de Dy, el tamaño de FFT y el tamaño de GI.

La Fig. 47 ilustra un 9º patrón de piloto (PP9) ejemplar según una realización de la presente invención.

Con referencia a la Fig. 47, en el 9º patrón de piloto (PP9), la distancia entre las subportadoras que transmiten un piloto en el dominio de frecuencia corresponde a $Dx=6$ y el número de símbolos OFDM entre subportadoras de piloto que se sitúan en la misma posición dentro del dominio de tiempo corresponde a $Dy=2$. Esta regla se aplica igualmente a todos los símbolos OFDM excluyendo el último símbolo OFDM dentro de la trama de señal. En el último símbolo OFDM dentro de la trama de señal de la Fig. 47, se modifica (o cambia) el patrón de piloto. Por ejemplo, el valor de Dx del último símbolo OFDM es igual a 3.

El 9º patrón de piloto disperso (PP9) de la Fig. 47 se usa en el sistema MIMO/MISO, que usa dos antenas de transmisión. Por simplicidad en la descripción de la Fig. 47, un símbolo OFDM que incluye celdas de piloto tramadas con patrones de puntos (o celdas de piloto de puntos), se referirá como un símbolo OFDM de índice par y un símbolo OFDM que incluye celdas de piloto tramadas con patrones de líneas diagonales (o celdas de piloto tramadas diagonalmente) se referirá como un símbolo de índice impar. En este caso, se excluirá el último símbolo OFDM. Más específicamente, el último símbolo OFDM incluye tanto las celdas de piloto de puntos como las celdas de piloto tramadas diagonalmente. Adicionalmente, se inserta un piloto en la primera celda (es decir, la primera subportadora) de los símbolos OFDM de índice par y en la primera celda (es decir, la primera subportadora) de los símbolos OFDM de índice impar. En este caso, la distancia (o intervalo) entre la primera celda de piloto de cada símbolo OFDM de índice impar y la segunda celda de piloto de cada símbolo OFDM de índice impar, es decir, Dx es igual a 3. Y, a partir de entonces, el Dx es igual a 6.

En este punto, a fin de permitir al receptor estimar un canal de transmisión que comienza desde cada antena de transmisión a cada antena de recepción, para el símbolo OFDM de índice par, el transmisor puede unificar el signo del piloto disperso, que va a ser transmitido a dos antenas y para el símbolo OFDM de índice impar, el transmisor puede transmitir un piloto disperso que tiene un signo opuesto. Más específicamente, cada una de las celdas de piloto de puntos corresponde a una posición, a la que dos antenas de transmisión transmiten los mismos valores de piloto que tienen el mismo signo. Y, aunque cada una de las celdas de piloto tramadas diagonalmente corresponde a una posición, a la que dos antenas de transmisión transmiten los mismos valores de piloto que tienen el mismo signo, los valores de piloto corresponden a posiciones opuestas de las señales de piloto de puntos. Por lo tanto, cuando el receptor detecta un piloto, una suma de los valores de piloto que se transmiten desde dos antenas de transmisión se pueden detectar en las celdas de piloto de puntos y una diferencia entre los valores de piloto que se transmiten desde dos antenas de transmisión se puede detectar en las celdas de piloto tramadas diagonalmente. En este punto, los valores de piloto pueden corresponder a valores, que se deciden previamente en base a un acuerdo entre el aparato de transmisión/aparato de recepción. Más específicamente, cuando una señal de difusión que incluye cada trama de señal se transmite a través de 2 antenas de transmisión, el insertador de piloto de la primera unidad de transmisión y el insertador de piloto de la segunda unidad de transmisión dentro del generador OFDM insertan respectivamente una señal de piloto a cada trama de señal. En este punto, cualquiera del insertador de piloto de la primera unidad de transmisión y el insertador de piloto de la segunda unidad de transmisión pueden fijar el código de la señal de piloto, que está siendo insertado en las celdas de piloto tramadas diagonalmente, a un código opuesto. Adicionalmente, en el insertador de piloto de la primera unidad de transmisión y en el insertador de piloto de la segunda unidad de transmisión, los códigos de las dos señales de piloto que se insertan en las celdas de piloto de puntos pueden ser idénticos unos de otros. Según una realización de la presente invención, la primera unidad de transmisión y la segunda unidad de transmisión insertan respectivamente señales de piloto que tienen el mismo patrón de piloto a una trama de señal correspondiente.

En este punto, en el patrón de piloto disperso de la Fig. 47, un periodo de ciclo para transmitir la suma y la diferencia puede corresponder a un periodo de duración de 2 símbolos OFDM. Más específicamente, la suma y diferencia se pueden transmitir en un periodo de ciclo de 2 símbolos OFDM.

Cuando se transmiten la suma y diferencia como se describió anteriormente, el receptor puede usar la suma y diferencia, para recuperar la señal de piloto transmitida desde cada antena de transmisión y estimar un canal.

En este caso, a fin de recibir tanto la suma como la diferencia, se deberían recibir 2 símbolos OFDM. Y, por lo tanto, la condición de requisito para el canal de transmisión de este sistema indica que un tiempo de coherencia de un canal debería ser mayor que un periodo de tiempo (duración de símbolo), durante el cual se reciben 2 símbolos OFDM. Dado que esta condición es idéntica a la condición del caso descrito anteriormente cuando $Dy=2$, cualquier requisito adicional causado por el valor de Dy no ocurre. En este punto, dado que el valor de Dy es igual a 2 y el valor de Dx es igual a 6, el 9º patrón de piloto (PP9), mostrado en la Fig. 42, puede ser adecuado para un servicio móvil rápido.

La Fig. 48 ilustra un 9º patrón de piloto (PP9) ejemplar según otra realización de la presente invención.

Con referencia a la Fig. 48, en el 9º patrón de piloto (PP9), la distancia entre las subportadoras que transmiten un piloto en el dominio de frecuencia corresponde a $Dx=12$ y el número de símbolos OFDM entre subportadoras de piloto que se sitúan en la misma posición dentro del dominio de tiempo corresponde a $Dy=3$. Esta regla se aplica igualmente a todos los símbolos OFDM excluyendo el último símbolo OFDM dentro de la trama de señal. En el

último símbolo OFDM dentro de la trama de señal de la Fig. 48, se modifica (o cambia) el patrón de piloto. Por ejemplo, el valor de D_x del último símbolo OFDM es igual a 4.

El 9º patrón de piloto disperso (PP9) de la Fig. 48 se usa en un sistema MIMO/MISO, que usa dos antenas de transmisión. Cada símbolo OFDM dentro de la trama de símbolo incluye tanto celdas de piloto tramadas con patrones de puntos (o celdas de piloto de puntos) como celdas de piloto tramadas con patrones de líneas diagonales (o celdas de piloto tramadas diagonalmente). Adicionalmente, las celdas de piloto de puntos se asignan a la primera subportadora de cada símbolo OFDM y las celdas de piloto tramadas diagonalmente se asignan a la segunda subportadora de cada símbolo OFDM.

En este punto, a fin de permitir al receptor estimar un canal de transmisión que comienza desde cada antena de transmisión a cada antena de recepción, para el símbolo OFDM de índice par, el transmisor puede transmitir una suma y diferencia de los pilotos desde dos antenas de transmisión. Más específicamente, cada una de las celdas de piloto de puntos corresponde a una posición, a la que dos antenas de transmisión transmiten los mismos valores de piloto que tienen el mismo signo. Y, aunque cada una de las celdas de piloto tramadas diagonalmente corresponde a una posición, a la que dos antenas de transmisión transmiten los mismos valores de piloto que tienen el mismo signo, los valores de piloto corresponden a posiciones opuestas de las señales de piloto de puntos. Por lo tanto, cuando el receptor detecta un piloto, se puede detectar una suma de los valores de piloto que se transmiten desde dos antenas de transmisión en las celdas de piloto de puntos y se puede detectar una diferencia entre los valores de piloto que se transmiten desde dos antenas de transmisión en las celdas de piloto tramadas diagonalmente. En este punto, los valores de piloto pueden corresponder a valores, que se deciden previamente en base a un acuerdo entre el aparato de transmisión/aparato de recepción.

En un patrón de piloto que tiene la estructura mostrada en la Fig. 48, se transmiten la suma y la diferencia de los valores de piloto para cada símbolo OFDM. Más particularmente, las primeras 2 subportadoras de cada símbolo OFDM se usan cada una a fin de transmitir la suma y la diferencia de los valores de piloto. Por lo tanto, una condición de requisito requerida por un transmisor, que usa el patrón de piloto mostrado en la Fig. 48, al canal de transmisión, indica que el tiempo de coherencia de un canal debería ser equivalente a un periodo de duración de 1 símbolo OFDM. Esta condición de requisito corresponde a la velocidad de estimación de canal más rápida que se puede proporcionar por un sistema que usa el método OFDM. Por lo tanto, el 9º patrón de piloto (PP9), mostrado en la Fig. 48, puede ser adecuado para un servicio móvil rápido.

No obstante, como se muestra en la Fig. 48, según la realización de la presente invención, dado que $D_y=3$, a fin de adquirir la velocidad de estimación de canal máxima descrita anteriormente, el demodulador OFDM según la presente invención realiza interpolación sobre el canal estimado solamente en el dominio de frecuencia empezando desde la posición de piloto disperso.

Adicionalmente, usando el 9º patrón de piloto (PP9) de la Fig. 48, dado que la posición de piloto, desde la cual se transmiten la suma y la diferencia del piloto, existe en cada símbolo OFDM, cada símbolo OFDM puede transmitir un piloto de borde para la suma y la diferencia. De esta manera, se puede reducir una diferencia en la estimación de canal en el borde de un espectro.

Cuando se transmiten la suma y diferencia como se describió anteriormente, el receptor puede usar la suma y diferencia transmitidas, para recuperar la señal de piloto, que se transmite desde cada antena de transmisión y para estimar el canal. En este caso, incluso si se recibe 1 símbolo OFDM, se pueden recibir tanto la suma como la diferencia del piloto. En este caso, el tiempo de coherencia de un canal corresponde a una duración de símbolo durante la cual se está recibiendo 1 símbolo OFDM.

La Fig. 49 ilustra una estructura ejemplar de un símbolo P1 y una estructura ejemplar de un símbolo AP1 según una realización de la presente invención. La Fig. 49 muestra un ejemplo de generación de un símbolo AP1 modificando el símbolo P1.

En la Fig. 49, un símbolo P1, que se muestra en el lado izquierdo, se genera teniendo cada una de una parte delantera y una parte final de un símbolo eficaz (o válido) copiado, teniendo un cambio de frecuencia realizado tanto como $+f_{sh}$ y teniendo las copias de frecuencia cambiada colocadas respectivamente en una parte delantera (C) y una parte final (B) del símbolo eficaz (A). En la presente invención, la parte C se referirá como un prefijo y la parte B se referirá como un sufijo. Más específicamente, el símbolo P1 se configura de una parte de prefijo, una parte de símbolo eficaz y una parte de sufijo.

En la Fig. 49, un símbolo AP1, que se muestra en el lado derecho, se genera teniendo cada una de una parte delantera y una parte final de un símbolo eficaz (o válido) copiado, teniendo un cambio de frecuencia realizado tanto como $-f_{sh}$ y teniendo las copias de frecuencia cambiada colocadas respectivamente en una parte delantera (F) y una parte final (E) del símbolo eficaz (D). En la presente invención, la parte F se referirá como un prefijo y la parte E se referirá como un sufijo. Más específicamente, el símbolo AP1 se configura de una parte de prefijo, una parte de símbolo eficaz y una parte de sufijo.

En la presente memoria, los dos valores de cambio de frecuencia $+f_{sh}$, $-f_{sh}$, que se usan en el símbolo P1 y el símbolo AP1, pueden tener el mismo valor absoluto pero se dan signos opuestos. Más específicamente, el cambio

de frecuencia se realiza en direcciones opuestas. Y, las longitudes C y F, que se copian en la parte delantera del símbolo eficaz, se pueden fijar para tener diferentes valores. Y, las longitudes B y E, que se copian en la parte final del símbolo eficaz, se pueden fijar para tener diferentes valores. Alternativamente, las longitudes C y F se pueden fijar para tener valores diferentes y las longitudes B y E se pueden fijar para tener el mismo valor o viceversa. Según otra realización de la presente invención, una longitud de símbolo eficaz del símbolo P1 y una longitud de símbolo eficaz del símbolo AP1 se puede determinar de manera diferente. Y, según aún otra realización de la presente invención, se puede usar un CSS (Conjunto Complementario de Secuencias) para selección de tono y una aleatorización de datos dentro del AP1 se puede aleatorizar por AP1.

Según la realización de la presente invención, las longitudes C y F, que se copian en la parte delantera del símbolo eficaz (o válido), se pueden fijar para tener diferentes valores y las longitudes de B y E, que se copian en la parte final del símbolo eficaz (o válido), también se pueden fijar para tener diferentes valores.

Las longitudes C, B, F, E según la presente invención se pueden obtener usando la Ecuación 11 mostrada más adelante.

Ecuación 11

Longitud de C (T_C) = {Longitud de A (T_A) / 2 + 30}

Longitud de B (T_B) = {Longitud de A (T_A) / 2 - 30}

Longitud de E (T_F) = {Longitud de D (T_D) / 2 + 15}

Longitud de E (T_E) = {Longitud de D (T_D) / 2 - 15}

Como se muestra en la Ecuación 11, el símbolo P1 y el símbolo AP1 tienen el mismo valor de cambio de frecuencia. No obstante, se dan signos opuestos a cada uno del símbolo P1 y del símbolo AP1. Adicionalmente, a fin de determinar las longitudes de C y B, la presente invención determina un valor de desplazamiento que se añade a o sustrae de un valor que corresponde a la longitud de A (T_A) / 2. Y, a fin de determinar las longitudes de F y E, la presente invención determina un valor de desplazamiento que se añade a o sustrae de un valor que corresponde a la longitud de D (T_D) / 2. En la presente memoria, cada uno de los valores de desplazamiento se ajusta de manera diferente. Según la realización de la presente invención, el valor de desplazamiento del símbolo P1 se fija a 30 y el valor de desplazamiento del símbolo AP1 se fija a 15. No obstante, los valores dados en los ejemplos descritos anteriormente son meramente ejemplares. Y, por lo tanto, será evidente que los valores correspondientes pueden ser variados o cambiados fácilmente por cualquier experto en la técnica. De esta manera, la presente invención no estará limitada solamente a los valores presentados en la presente memoria.

Según la presente invención, generando un símbolo AP1 y un símbolo AP1 para configurar la estructura mostrada en la Fig. 49 e insertando los símbolos generados a cada trama de señal, el símbolo P1 no degrada el rendimiento de detección del símbolo AP1 y, al contrario, el símbolo AP1 no degrada el rendimiento de detección del símbolo P1. Adicionalmente, el rendimiento de detección del símbolo P1 es casi idéntico al rendimiento de detección del símbolo AP1. Además, configurando los símbolos de manera que el símbolo P1 y el símbolo AP1 tengan estructuras de símbolos similares, se puede reducir el nivel de complejidad del receptor.

En este punto, el símbolo P1 y el símbolo AP1 se pueden transmitir consecutivamente o cada uno de los símbolos se puede asignar a diferentes posiciones dentro de la trama de señal y entonces se puede transmitir. Y, en caso de que el símbolo P1 y el símbolo AP1 estén cada uno asignado a una posición diferente dentro de la trama de señal, para ser transmitido, se puede obtener un efecto de diversidad de tiempo alta con respecto al símbolo de preámbulo. Según la realización de la presente invención, el símbolo P1 y el símbolo AP1 se transmiten consecutivamente.

La Fig. 50 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura de un demodulador OFDM según aún una realización de la presente invención. Según una realización de la presente invención, el demodulador OFDM usa 2 antenas de recepción (Rx1, Rx2) a fin de recibir las señales transmitidas a través de MIMO o MISO. El demodulador OFDM de la Fig. 50 recibe una señal de difusión que pasa a través de cada camino y que se recibe a través de dos antenas (Rx1, Rx2), realizando por ello demodulación OFDM sobre cada una de las señales recibidas.

El demodulador OFDM de Fig. 50 consta de una 1ª unidad de recepción y una 2ª unidad de recepción. En la presente memoria, la 1ª unidad de recepción incluye un ADC (306600), un detector de símbolo P1 (306601), un detector de símbolo AP1 (306602), una unidad de sincronización de Tiempo/Frecuencia (306603), un eliminador de GI (306604), un módulo FFT (306605) y un estimador de canal (306606). Y, la 2ª unidad de recepción incluye un ADC (306610), un detector de símbolo P1 (306611), un detector de símbolo AP1 (306612), una unidad de sincronización de Tiempo/Frecuencia (306613), un eliminador de GI (306614), un módulo FFT (306615) y un estimador de canal (306616). En la presente invención, la 1ª unidad de recepción puede incluir además una ecualización/decodificador MISO y la 2ª unidad de recepción también puede incluir además una ecualización/decodificador MISO.

Dado que la 1ª unidad de recepción y la 2ª unidad de recepción tienen la misma estructura en la presente invención, solamente se describirá en detalle la 1ª unidad de recepción.

Más específicamente, el ADC (306600) convierte una señal de difusión analógica, que se recibe a través de una antena (Rx1), a una señal digital, sacando por ello la señal de difusión digital convertida al detector de símbolo P1 (306601). En la presente memoria, entre las señales de difusión digital, el detector de símbolo P1 (306601) detecta y decodifica el símbolo P1, que transmite información de señalización P1, para determinar la configuración de trama de la señal recibida actualmente. Entre las señales de difusión digital, el detector de símbolo AP1 (306602) detecta y decodifica el símbolo AP1, que transmite información de señalización AP1, para adquirir información de patrón de piloto de la trama de señal actual. En la presente memoria, la detección y decodificación del símbolo P1 y el símbolo AP1 se pueden realizar por el detector de símbolo P1 (306601). Y, en este caso, se puede omitir el detector de símbolo AP1 (306602).

La unidad de sincronización de tiempo/frecuencia (306603) usa la información de señalización de P1 y la información de señalización de AP1, para realizar sincronización en tiempo y sincronización en frecuencia incluyendo detección de intervalo de guarda. Después de realizar el proceso de sincronización, el eliminador de intervalo de guarda (GI) (306604) puede eliminar el intervalo de guarda de la señal recibida y procesada. Entonces, la señal procesada se puede convertir a una señal en el dominio de frecuencia por el módulo FFT (306605). El estimador de canal (306606) estima un canal de transmisión que comienza desde la antena de transmisión a un canal de recepción desde las señales de piloto insertadas en el dominio de frecuencia.

La Fig. 51 ilustra una estructura ejemplar de un detector de símbolo P1 (306601) según una realización de la presente invención. En la presente memoria, el detector de símbolo P1 (306601) también se puede referir como un detector de preámbulo C-A-B. Más específicamente, la señal que se convierte a una señal digital desde el ADC (306600) se puede introducir a un desplazador descendente (307101), un 1º conjugador (307103) y un 2º retardador (307106) del detector de símbolo P1 (306601).

El desplazador descendente (307101) realiza modulación inversa multiplicando

$$e^{-j2\pi f_{SH}t}$$

por la señal de entrada. Cuando se realiza una modulación inversa por el desplazador descendente (307101), la señal que se cambia en frecuencia e introduce se recupera a la señal original. La señal modulada inversa se puede sacar a un 1º retardador (307102) y un 2º conjugador (307107).

El 1º retardador (307102) retarda la señal modulada inversa en una longitud de la parte C (T_C) y entonces saca la señal retardada al 1º conjugador (307103). El 1º conjugador (307103) realiza conjugación compleja sobre la señal, que se retarda en una longitud de parte C (T_C). Entonces, el 1º conjugador (307103) multiplica la señal de entrada por la señal conjugada compleja, sacando por ello la señal procesada a un 1º filtro (307104). El 1º filtro (307104) usa un filtro de media móvil que tiene la longitud de $T_R=T_A$, para extraer (o eliminar) cualquier elemento de modulación restante de manera excesiva e innecesaria, sacando por ello la señal procesada al 3º retardador (307105). El 3º retardador (307105) retarda la señal filtrada en una longitud de la parte A (es decir, el símbolo eficaz (o válido)) (T_A), para sacar la señal retardada a un multiplicador (307109).

El 2º retardador (307106) retarda la señal de entrada en una longitud de la parte B (T_B) y entonces saca la señal retardada al 2º conjugador (307107). El 2º conjugador (307107) realiza conjugación compleja sobre la señal, que se retarda en una longitud de la parte B (T_B). Entonces, el 2º conjugador (307107) multiplica la señal conjugada compleja por una señal modulada inversa, sacando por ello la señal procesada a un 2º filtro (307108). El 2º filtro (307108) usa un filtro de media móvil que tiene la longitud de $T_R=T_A$, para extraer (o eliminar) cualquier elemento de modulación restante de manera excesiva e innecesaria, sacando por ello la señal procesada al multiplicador (307109).

El multiplicador (307109) multiplica la salida del 2º filtro (307109) por una señal, que se retarda en una longitud de la parte A (T_A). De esta manera, el símbolo P1 se puede detectar a partir de cada trama de señal de la señal de difusión recibida.

En la presente memoria, la longitud de la parte C (T_C) y la longitud de la parte B (T_B) se pueden obtener aplicando la Ecuación 11 mostrada anteriormente.

La Fig. 52 ilustra una estructura ejemplar de un detector de símbolo AP1 (306602) según una realización de la presente invención. En la presente memoria, el detector de símbolo AP1 (306602) también se puede referir como un detector de preámbulo F-D-E. Más específicamente, la señal que se convierte a una señal digital desde el ADC (306600) o una señal que se saca desde el detector de símbolo P1 (306601) se puede introducir a un desplazador ascendente (308101), un 1º conjugador (308103) y un 2º retardador (308106) del detector de símbolo AP1 (306602).

El desplazador ascendente (308101) realiza una modulación inversa multiplicando

$$e^{j2\pi f_{SH}t}$$

por la señal de entrada. Cuando se realiza una modulación inversa por el desplazador ascendente (308101), la señal que se cambia en frecuencia e introduce se recupera a la señal original. Más específicamente, el desplazador ascendente (308101) de la Fig. 52 tiene la misma estructura que el desplazador descendente (307101) del detector de símbolo P1 (306601). No obstante, la dirección de frecuencia de cada proceso de modulación inverso es completamente opuesta una a otra. La señal que se modula inversa por el desplazador ascendente (308101) se puede sacar a un 1^{er} retardador (308102) y un 2^o conjugador (308107).

El 1^{er} retardador (308102) retarda la señal modulada inversa en una longitud de la parte F (T_F) y entonces saca la señal retardada al 1^{er} conjugador (308103). El 1^{er} conjugador (308103) realiza conjugación compleja sobre la señal, que se retarda en una longitud de la parte F (T_F). Entonces, el 1^{er} conjugador (308103) multiplica la señal de entrada por la señal conjugada compleja, sacando por ello la señal procesada a un 1^{er} filtro (308104). El 1^{er} filtro (308104) usa un filtro de media móvil que tiene la longitud de $T_R=T_D$, para extraer (o eliminar) cualquier elemento de modulación restante de manera excesiva e innecesaria, sacando por ello la señal procesada a un 3^{er} retardador (308105). El 3^{er} retardador (308105) retarda la señal filtrada en una longitud de la parte D (es decir, el símbolo eficaz (o válido)) (T_D), para sacar la señal retardada a un multiplicador (308109).

El 2^o retardador (308106) retarda la señal de entrada en una longitud de la parte E (T_E) y entonces saca la señal retardada a un 2^o conjugador (308107). El 2^o conjugador (308107) realiza conjugación compleja sobre la señal, la cual se retarda en una longitud de la parte E (T_E). Entonces, el 2^o conjugador (308107) multiplica la señal conjugada compleja por una señal modulada inversa, sacando por ello la señal procesada a un 2^o filtro (308108). El 2^o filtro (308108) usa un filtro de media móvil que tiene la longitud de $T_R=T_D$, para extraer (o eliminar) cualquier elemento de modulación restante de manera excesiva e innecesaria, sacando por ello la señal procesada al multiplicador (308109).

El multiplicador (308109) multiplica la salida del 2^o filtro (308109) por una señal, que se retarda en una longitud de la parte D (T_D). De esta manera, el símbolo P1 se puede detectar a partir de cada trama de señal de la señal de difusión recibida. En la presente memoria, la longitud de la parte F (T_F) y la longitud de la parte E (T_E) se pueden obtener aplicando la Ecuación 11 mostrada anteriormente.

Mientras tanto, el receptor usa el piloto, para realizar sincronización de trama, sincronización de frecuencia, sincronización de tiempo, estimación de canal y reconocimiento de modo de transmisión.

A fin de hacerlo así, el receptor debería usar primero información de señalización de P1, información de señalización de AP1 e información de señalización de L1, para ser consciente de un tamaño de FFT, un tamaño de GI, un patrón de piloto y así sucesivamente, de la trama de señal correspondiente. El receptor de la presente invención puede decodificar la información de señalización de P1 desde el demodulador OFDM, para extraer el tamaño de FFT y puede decodificar la información de señalización de L1 desde el decodificador OFDM, para extraer el tamaño de GI, el patrón de piloto y así sucesivamente. En este punto, el patrón de piloto se puede adquirir a partir de la información de señalización de AP1, que se decodifica por el generador OFDM. Más específicamente, el estimador de canal (306606, 306616) de la Fig. 50 puede calcular la posición de una subportadora que tiene un piloto insertado dentro de la misma de cada símbolo OFDM dentro de cada trama de señal, en base al tamaño de FFT, el tamaño de GI y la información de patrón de piloto, que se adquieren a partir de la información de señalización de P1, la información de señalización de AP1 y la información de señalización de L1. También, usando un valor de piloto que corresponde a la posición de subportadora de piloto, que se calcula como se describió anteriormente, se puede estimar el canal de transmisión. Tal valor de canal estimado se puede usar en el receptor para ecualización de canal o decodificación MIMO en un proceso posterior. Si solamente se usa una antena de recepción, la información de señalización descrita anteriormente (es decir, información de señalización de P1, AP1, L1) se puede adquirir por una unidad de recepción dentro del demodulador OFDM y, entonces, se puede realizar un proceso de estimación de canal usando la señal de piloto. En otro ejemplo, cuando se proporcionan 2 antenas de recepción, el proceso descrito anteriormente se puede realizar simultáneamente por la 1^a unidad de recepción y la 2^a unidad de recepción dentro del modulador OFDM.

En lo sucesivo, se describirá en detalle el proceso de estimación de un canal usando un piloto disperso, como se muestra en la Fig. 47.

Con referencia a la Fig. 47, la distancia (o intervalo) entre las subportadoras que transmiten un piloto en el dominio de frecuencia corresponde a $Dx=6$ y el número de símbolos OFDM entre subportadoras de piloto que se sitúan en la misma posición dentro del dominio de tiempo corresponde a $Dy=2$. Y, más específicamente, cada una de las celdas de puntos corresponde a una posición, a la que dos antenas de transmisión transmiten los mismos valores de piloto que tienen el mismo signo. Y, aunque cada una de las celdas tramadas diagonalmente corresponde a una posición, a la que dos antenas de transmisión transmiten los mismos valores de piloto que tienen el mismo signo, los valores de piloto corresponden a posiciones opuestas de señales de puntos.

En este punto, el valor absoluto del valor de piloto que pertenece al extremo de transmisión se puede referir como p y un canal de transmisión que empieza desde la antena de transmisión x a la antena de recepción y se puede referir

como h_{xy} . Por consiguiente, un receptor que usa un método MIMO 2x2 puede adquirir un valor de piloto, que se recibe por cada antena de recepción durante una sección de símbolo OFDM de índice par, que incluye las celdas de puntos, usando la Ecuación 12 mostrada más adelante.

Ecuación 12

$$\begin{aligned} r1(2k) &= h11*p + h21*p \\ r2(2k) &= h12*p + h22*p \end{aligned}$$

De manera similar, un valor de piloto, que se recibe por cada antena de recepción durante una sección de símbolo OFDM de índice impar, que incluye las celdas tramadas diagonalmente, usando la Ecuación 13 mostrada más adelante

10 Ecuación 13

$$\begin{aligned} r1(2k+1) &= h11*p - h21*p \\ r2(2k+1) &= h12*p - h22*p \end{aligned}$$

Con referencia a las Ecuaciones 12, 13, $rm(n)$ significa un valor de piloto que se recibe durante un periodo de duración de símbolo OFDM de orden n por una antena de recepción de orden m . Por lo tanto, el resultado de un proceso de estimación de canal que empieza desde cada antena de transmisión a cada antena de recepción se puede adquirir realizando un simple cálculo usando la Ecuación 14 mostrada más adelante.

Ecuación 14

$$\begin{aligned} h11 &= (r1(2k) + r1(2k+1)) / 2p \\ h12 &= (r2(2k) + r2(2k+1)) / 2p \\ h21 &= (r1(2k) - r1(2k+1)) / 2p \\ h22 &= (r2(2k) - r2(2k+1)) / 2p \end{aligned}$$

El valor de estimación de canal calculado se puede usar para ecualización de canal y decodificación MIMO. En este punto, dado que una posición de subportadora (es decir, posición de celda de puntos), que recibe la suma de los valores de piloto dentro de la trama de señal, es diferente de una posición de subportadora (es decir, posición de celda tramada diagonalmente), que recibe la diferencia entre los valores de piloto dentro de la trama de señal, la suma y diferencia de los valores de piloto en todas las posiciones de subportadora se deberían calcular primero anterior a realizar la estimación de canal. A fin de hacerlo así, el estimador de canal del receptor usa un valor de piloto en una posición de piloto para cada símbolo OFDM, para realizar demodulación y para estimar primero el valor de canal en una posición de piloto. A partir de entonces, el estimador de canal realiza interpolación de frecuencia, para adquirir el valor de canal correspondiente a todas las posiciones de subportadora. Los valores de canal, que se adquieren como se describió anteriormente, se pueden usar para calcular la suma de los valores de canal que corresponden al símbolo OFDM de índice par y también se pueden usar para calcular la diferencia entre los valores de canal que corresponden al símbolo OFDM de índice impar. Usando los dos valores, cuando se realiza el mismo cálculo aplicando el valor $p=1$ en las Ecuaciones 12 y 13, se pueden calcular y obtener los valores de canal de transmisión respectivos a todas las posiciones de subportadora.

Otro método para realizar estimación de canal en el estimador de canal se describirá en detalle en lo sucesivo. Primero de todo, se realiza un proceso de interpolación de tiempo a lo largo de una dirección de tiempo en cada una de una posición de celda de puntos y una posición de celda tramada diagonalmente. Entonces, usando los dos valores diferentes de canal interpolados en el tiempo, se puede realizar estimación de canal para cada símbolo OFDM usando la Ecuación 14. A partir de entonces, cuando se inserta un piloto en forma de un patrón de piloto mostrado en la Fig. 47, se asumirá que todos los canales de transmisión no se deberían cambiar (o deberían permanecer sin cambios) durante un periodo de duración de 2 símbolos OFDM. Por consiguiente, ocurre coherencia de tiempo durante el periodo de duración de 2 símbolos OFDM.

En lo sucesivo, se describirá en detalle el proceso de estimación de un canal usando un piloto disperso, como se muestra en la Fig. 48.

Con referencia a la Fig. 48, la distancia (o intervalo) entre las subportadoras que transmiten un piloto en el dominio de frecuencia corresponde a $Dx=12$ y el número de símbolos OFDM entre subportadoras de piloto que se sitúan en la misma posición dentro del dominio de tiempo corresponde a $Dy=3$. Y, más específicamente, cada una de las celdas de puntos corresponde a una posición, a la que dos antenas de transmisión transmiten los mismos valores de piloto que tienen el mismo signo. Y, aunque cada una de las celdas tramadas diagonalmente corresponde a una posición, a la que dos antenas de transmisión transmiten los mismos valores de piloto que tienen el mismo signo, los valores de piloto corresponden a posiciones opuestas de las señales de puntos.

En este punto, el valor absoluto del valor de piloto que pertenece al extremo de transmisión se puede referir como p y un canal de transmisión que empieza desde la antena de transmisión x a la antena de recepción y se puede referir como h_{xy} . Por consiguiente, un receptor que usa un método MIMO 2x2 puede adquirir un valor de piloto, que se recibe desde la celda de puntos de cada símbolo OFDM, usando la Ecuación 12 mostrada anteriormente.

- 5 De manera similar, un valor de piloto, que se recibe desde la celda tramada diagonalmente de cada símbolo OFDM, usando la Ecuación 13 mostrada anteriormente.

Además, se puede adquirir el resultado de un proceso de estimación de canal que empieza desde cada antena de transmisión a cada antena de recepción realizando un simple cálculo usando la Ecuación 14 mostrada anteriormente.

- 10 El valor de estimación de canal calculado se puede usar para ecualización de canal y decodificación MIMO. En este punto, cuando se usa un 9º patrón de piloto, como se muestra en la Fig. 48, dado que una suma de los valores de piloto y una diferencia entre los valores de piloto se transmiten para cada símbolo OFDM, incluso si el estimador de canal realiza solamente el proceso de interpolación de frecuencia en el dominio de frecuencia para cada símbolo OFDM, se pueden adquirir la suma y la diferencia de valores de canal de transmisión respectivas a un símbolo OFDM. Por lo tanto, según la realización de la presente invención, con independencia del símbolo OFDM de índice par o el símbolo OFDM de índice impar, se puede obtener la suma y la diferencia de los valores de piloto usando solamente la estimación de canal realizada sobre un símbolo OFDM. Y, el cálculo de canal separado se puede realizar usando el valor de la suma y diferencia usando el método descrito anteriormente. En este caso, no se requiere que sea realizada una interpolación adicional a lo largo de la dirección de tiempo.

- 20 Si la transmisión corresponde a un caso cuando una velocidad Doppler es baja, aún cuando sea alto un efecto de desvanecimiento selectivo en frecuencia causado por múltiples caminos, el receptor puede usar otro método a fin de mejorar el rendimiento de estimación de canal. Según una realización de la presente invención, un proceso de interpolación de tiempo se realiza primero a lo largo de una dirección de tiempo sobre cada una de una posición de celda de puntos y una posición de celda tramada diagonalmente. Entonces, cuando un proceso de interpolación de frecuencia se realiza a lo largo de una dirección de frecuencia usando el resultado de interpolación de tiempo, esto da como resultado eficaz $D_x=8$. Por consiguiente, también se puede realizar estimación de canal sobre un perfil de retardo de canal, que es 3 veces más larga que $D_x=24$, que corresponde al caso descrito anteriormente de usar solamente el proceso de interpolación de frecuencia.

- 30 Según la presente invención, teniendo el transmisor que inserta un 9º patrón de piloto (PP9), mostrado en la Fig. 47 y la Fig. 48, en una trama de señal y transmite la trama de señal procesada y teniendo el receptor que usa la trama de señal procesada para estimación de canal, la presente invención puede ser capaz de responder a los cambios de canal rápidos y frecuentes con robustez. Más particularmente, el 9º patrón de piloto (PP9) es ventajoso en que se puede mejorar la movilidad, mientras que se usa una nueva red infra del sistema de difusión terrestre convencional sin ninguna modificación.

- 35 La Fig. 53 ilustra un diagrama de flujo que muestra los pasos de proceso de un método para transmitir una señal de difusión según una realización de la presente invención.

- Más específicamente, el codificador MIMO recibe una primera señal de entrada correlacionada a un primer símbolo de tipo QAM y una segunda señal de entrada correlacionada a un segundo símbolo de tipo QAM, para realizar codificación MIMO, sacando por ello las señales codificadas MIMO como una primera señal de transmisión y una segunda señal de transmisión (536010). En este punto, según la realización de la presente invención, el codificador MIMO se puede situar entre un correlacionador de constelación y un intercalador de tiempo. Por consiguiente, la primera señal de entrada correlacionada a un primer símbolo de tipo QAM y la segunda señal de entrada correlacionada a un segundo símbolo de tipo QAM se puede recibir desde el correlacionador de constelación. Según otra realización de la presente invención, el codificador MIMO se puede situar entre el intercalador de frecuencia y un generador OFDM. En la presente memoria, según la realización de la presente invención, el primer tipo de QAM corresponde a un tipo M-QAM y el segundo tipo de QAM corresponde a uno de un tipo M-QAM y un tipo N-QAM.

- Por ejemplo, cuando el primer tipo de QAM corresponde al tipo M-QAM y cuando el segundo tipo de QAM corresponde al tipo M-QAM, las dos señales de entrada pueden tener el mismo tipo de símbolo. Si el valor de M es igual a 4, la primera señal de entrada corresponde a una señal correlacionada a un símbolo de tipo 4-QAM (es decir, QPSK) y la segunda señal de entrada también corresponde a una señal correlacionada a un símbolo de tipo 4-QAM.

- En otro ejemplo, cuando el primer tipo de QAM corresponde al tipo M-QAM y cuando el segundo tipo de QAM corresponde al tipo N-QAM, las dos señales de entrada pueden tener diferentes tipos de símbolo. Si el valor de M es igual a 4 y si el valor de N es igual a 16, la primera señal de entrada corresponde a una señal correlacionada a un símbolo de tipo 4-QAM (es decir, QPSK) y la segunda señal de entrada corresponde a una señal correlacionada a un símbolo de tipo 16-QAM.

Además, el proceso de codificación MIMO se realiza usando al menos uno o más de los métodos de codificación MIMO, que se describieron anteriormente en detalle con referencia a la Fig. 17 a la Fig. 29.

El formador de tramas correlaciona la primera señal de transmisión, mientras que se mantiene consistentemente un ancho de banda de subbanda dentro de la primera trama de señal. En este punto, la primera señal de transmisión se correlaciona a diferentes posiciones de subportadora para cada unidad de celda. Adicionalmente, el formador de tramas también correlaciona la segunda señal de transmisión, mientras que se mantiene consistentemente un ancho de banda de subbanda dentro de la segunda trama de señal. En este punto, también, la segunda señal de transmisión se correlaciona a diferentes posiciones de subportadora para cada unidad de celda (S36020).

A partir de entonces, una primera unidad de transmisión incluida en el generador OFDM se usa para insertar una señal de piloto que tiene un patrón de piloto, que se decide en base a la información de tamaño de FFT, en la primera trama de señal que tiene la primera señal de transmisión correlacionada a la misma (S36030). Y, la primera unidad de transmisión inserta una primera y segunda señales de preámbulo a una parte de inicio (o comienzo) de la primera trama de señal que tiene la señal de piloto insertada a la misma (S36040). En la presente memoria, la primera señal de preámbulo puede corresponder a un símbolo P1 y la segunda señal de preámbulo puede corresponder a un símbolo AP1.

Además, una segunda unidad de transmisión incluida en el generador OFDM se usa para insertar una señal de piloto que tiene un patrón de piloto, que se decide en base a la información de tamaño de FFT, en la segunda trama de señal que tiene la segunda señal de transmisión correlacionada a la misma (S36030). Y, la segunda unidad de transmisión inserta una primera y segunda señales de preámbulo a una parte de inicio (o comienzo) de la segunda trama de señal que tiene la señal piloto insertada a la misma (S36040). En la presente memoria, la primera señal de preámbulo puede corresponder a un símbolo P1 y la segunda señal de preámbulo puede corresponder a un símbolo AP1. La señal de señalización de P1, que se transmite a través del símbolo P1, incluye información de tamaño de FFT de la trama de señal correspondiente. Y, la señal de señalización de AP1, que se transmite a través del símbolo AP1, incluye información de patrón de piloto de la trama de señal correspondiente.

Según una realización de la presente invención, la primera señal de preámbulo se puede generar teniendo cada una de una parte delantera y una parte final de un primer símbolo eficaz (o válido) copiado, en donde el primer símbolo eficaz incluye información de tamaño de FFT de la trama de señal correspondiente, teniendo un cambio de frecuencia realizado de tanto como $+f_{sh}$ y teniendo las copias de frecuencia cambiada colocadas respectivamente en una parte delantera y una parte final del primer símbolo eficaz y la segunda señal de preámbulo se puede generar teniendo cada una de una parte delantera y una parte final de un segundo símbolo eficaz copiado, en donde el segundo símbolo eficaz incluye información de patrón de piloto de la trama de señal correspondiente, teniendo un cambio de frecuencia realizado de tanto como $-f_{sh}$ y teniendo las copias de frecuencia cambiada colocadas respectivamente en una parte delantera y una parte final del segundo símbolo eficaz.

La presente invención no se limitará solamente a las realizaciones ejemplares presentadas en la descripción expuesta en la presente memoria. Y, será evidente para los expertos en la técnica que se pueden hacer diversas modificaciones y variaciones en la presente invención sin apartarse del alcance de las invenciones. De esta manera, se pretende que la presente invención cubra las modificaciones y variaciones de esta invención a condición de que queden dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas y sus equivalentes.

Modo para llevar a cabo la presente invención

Como se describió anteriormente, la presente invención se describe con respecto al mejor modo para llevar a cabo la presente invención.

Aplicabilidad industrial

Como se describió anteriormente, la presente invención se puede aplicar completamente (o enteramente) o parcialmente a sistemas de difusión digital.

REIVINDICACIONES

1. Un método de procesamiento de una señal de difusión en un transmisor, el método que comprende:

correlacionar datos de Conducto de Capa Física, PLP, en una constelación usando Modulación de Amplitud en Cuadratura, QAM;

5 realizar codificación de Múltiples Entradas Múltiples Salidas, MIMO, sobre una primera señal y una segunda señal de los datos de PLP correlacionados en la constelación;

construir una primera trama incluyendo la primera señal codificada MIMO y una segunda trama que incluye la segunda señal codificada MIMO;

10 insertar un primer símbolo de preámbulo, P1, y un primer símbolo de preámbulo adicional, AP1, en un comienzo de la primera trama; e

insertar el primer símbolo de preámbulo, P1 y el primer símbolo de preámbulo adicional, AP1, en un comienzo de la segunda trama,

15 en donde el símbolo P1 incluye una primera parte de prefijo, una parte principal, una primera parte de sufijo, en donde la primera parte de prefijo transporta una versión cambiada de frecuencia de una parte de la parte principal mientras que la primera parte de sufijo lleva una versión cambiada de frecuencia de la otra parte de la parte principal, en donde un cambio de frecuencia de f_{sh} se aplica a las partes de primer prefijo y sufijo,

20 en donde el símbolo AP1 incluye una segunda parte de prefijo, una parte principal adicional, una segunda parte de sufijo, en donde la segunda parte de prefijo transporta una versión cambiada de frecuencia de una parte de la parte principal adicional mientras que la segunda parte de sufijo lleva una versión cambiada de frecuencia de la otra parte de la parte principal adicional, en donde un cambio de frecuencia de $-f_{sh}$ se aplica a las partes de segundo prefijo y sufijo,

en donde la primera trama y la segunda trama cada una incluye además una señal de piloto de un patrón de piloto específico y datos de señalización previa de Capa 1, previa de L1,

25 en donde al menos uno del símbolo AP1 y los datos de señalización previa de L1 incluye información para identificar el patrón de piloto específico incluido en la trama correspondiente,

en donde el símbolo P1 incluye una información de tipo de transmisión y parámetros de transmisión esenciales,

en donde los datos de señalización previos de L1 se transportan a través de al menos un segundo símbolo de preámbulo, P2, dentro de cada trama y

30 en donde el símbolo P1 se sitúa justo antes del símbolo AP1 y el al menos un símbolo P2 se sitúa justo después del símbolo AP1.

2. El método de la reivindicación 1, en donde la parte de la parte principal corresponde a una parte delantera de la parte principal y la otra parte de la parte principal corresponde a una parte trasera de la parte principal.

35 3. El método de la reivindicación 1, en donde la parte de la parte principal adicional corresponde a una parte delantera de la parte principal adicional y la otra parte de la parte principal adicional corresponde a una parte trasera de la parte principal adicional.

4. El método de la reivindicación 1, que además comprende:

intercalar en tiempo la primera señal codificada MIMO y la segunda señal codificada MIMO, respectivamente.

5. Un aparato para transmitir una señal de difusión, el aparato que comprende:

40 un correlacionador de constelación (210080) configurado para correlacionar datos de Conducto de Capa Física, PLP, en una constelación usando una Modulación de Amplitud en Cuadratura, QAM;

un codificador MIMO (210090) configurado para realizar codificación MIMO sobre una primera señal y una segunda señal de los datos de PLP correlacionados en la constelación;

un formador de tramas (210020) configurado para construir una primera trama que incluye la primera señal codificada MIMO y una segunda trama que incluye la segunda señal codificada MIMO;

45 un primer módulo de inserción de preámbulo (302161, 302171) configurado para insertar un primer símbolo de preámbulo, P1 y un primer símbolo de preámbulo adicional, AP1, en un comienzo de la primera trama; y

un segundo módulo de inserción de preámbulo (302162, 302172) configurado para insertar el primer símbolo de preámbulo, P1 y el primer símbolo de preámbulo adicional, AP1, en un comienzo de la segunda trama;

5 en donde el símbolo P1 incluye una primera parte de prefijo, una parte principal, una primera parte de sufijo, en donde la primera parte de prefijo transporta una versión cambiada de frecuencia de una parte de la parte principal mientras que la primera parte de sufijo lleva una versión cambiada de frecuencia de la otra parte de la parte principal, en donde un cambio de frecuencia de f_{sh} se aplica a las partes de primer prefijo y sufijo,

10 en donde el símbolo AP1 incluye una segunda parte de sufijo, una parte principal adicional, una segunda parte de sufijo, en donde la segunda parte de prefijo transporta una versión cambiada de frecuencia de una parte de la parte principal adicional mientras que la segunda parte de sufijo lleva una versión cambiada de frecuencia de la otra parte de la parte principal adicional, en donde un cambio de frecuencia de $-f_{sh}$ se aplica a las partes de segundo prefijo y sufijo,

en donde la primera trama y la segunda trama cada una incluye además una señal de piloto de un patrón de piloto específico y datos de señalización previa de Capa 1, previa de L1,

15 en donde al menos uno del símbolo AP1 y los datos de señalización previa de L1 incluye información para identificar el patrón de piloto específico incluido en la trama correspondiente,

en donde el símbolo P1 incluye una información de tipo de transmisión y parámetros de transmisión esenciales,

en donde los datos de señalización previos de L1 se transportan a través de al menos un segundo símbolo de preámbulo, P2, dentro de cada trama y

20 en donde el símbolo P1 se sitúa justo antes del símbolo AP1 y el al menos un símbolo P2 se sitúa justo después del símbolo AP1.

6. El aparato de la reivindicación 5, en donde la parte de la parte principal corresponde a una parte delantera de la parte principal y la otra parte de la parte principal corresponde a una parte trasera de la parte principal.

25 7. El aparato de la reivindicación 5, en donde la parte de la parte principal adicional corresponde a una parte delantera de la parte principal adicional y la otra parte de la parte principal adicional corresponde a una parte trasera de la parte principal adicional.

8. El aparato de la reivindicación 5, que además comprende:

un intercalador de tiempo (210100) configurado para intercalar en tiempo la primera señal codificada MIMO y la segunda señal codificada MIMO, respectivamente.

FIG. 1

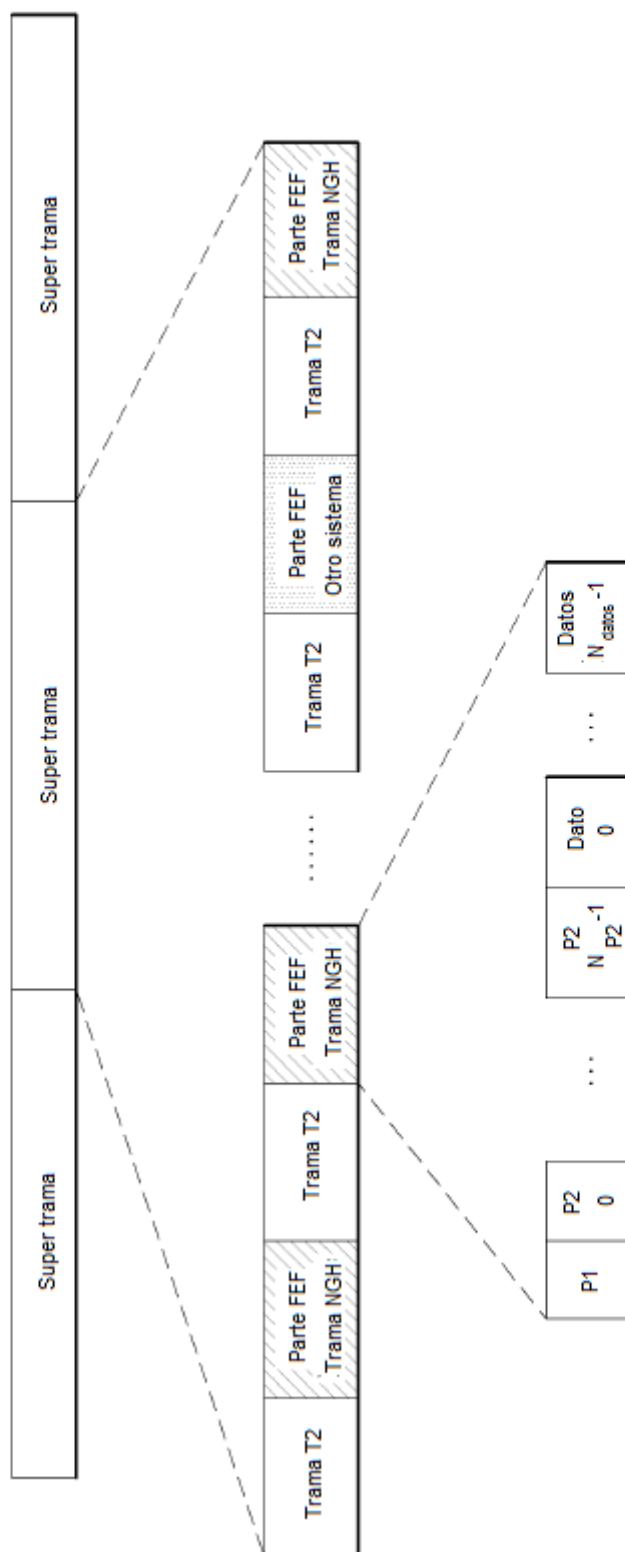


FIG. 2

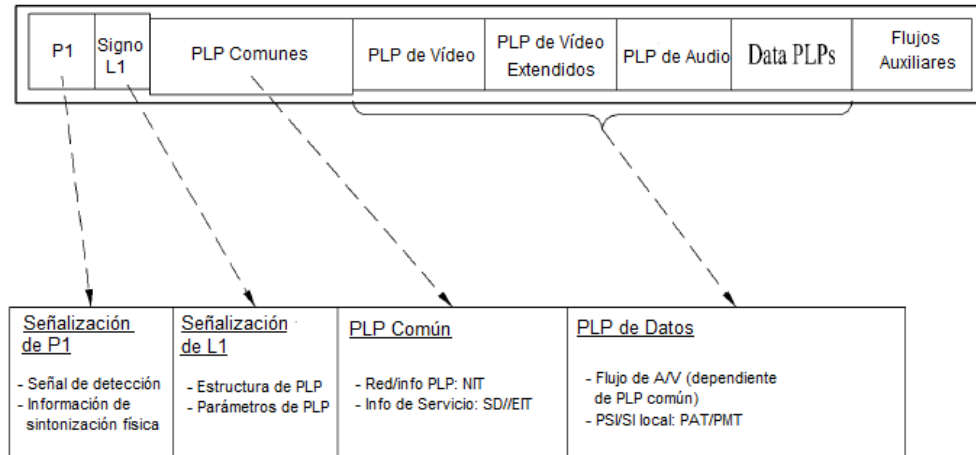


FIG. 3

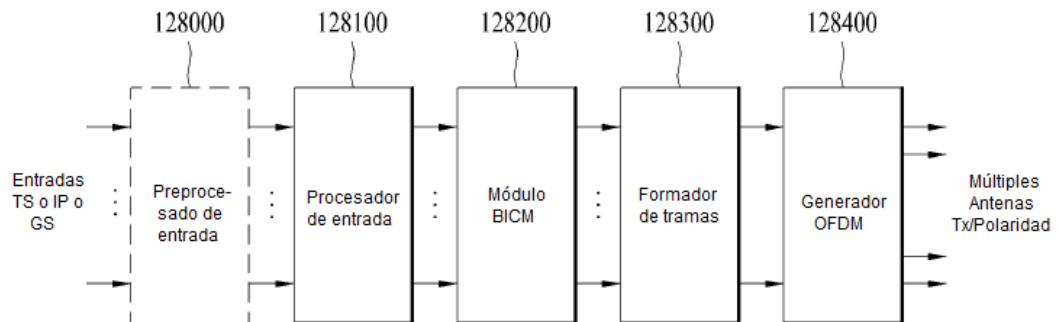


FIG. 4

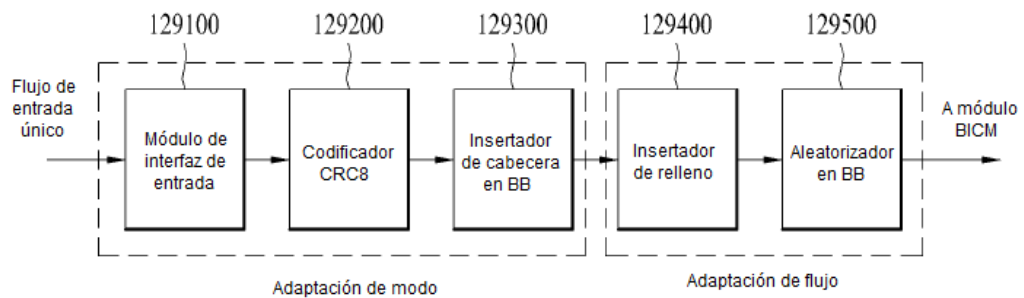


FIG. 5

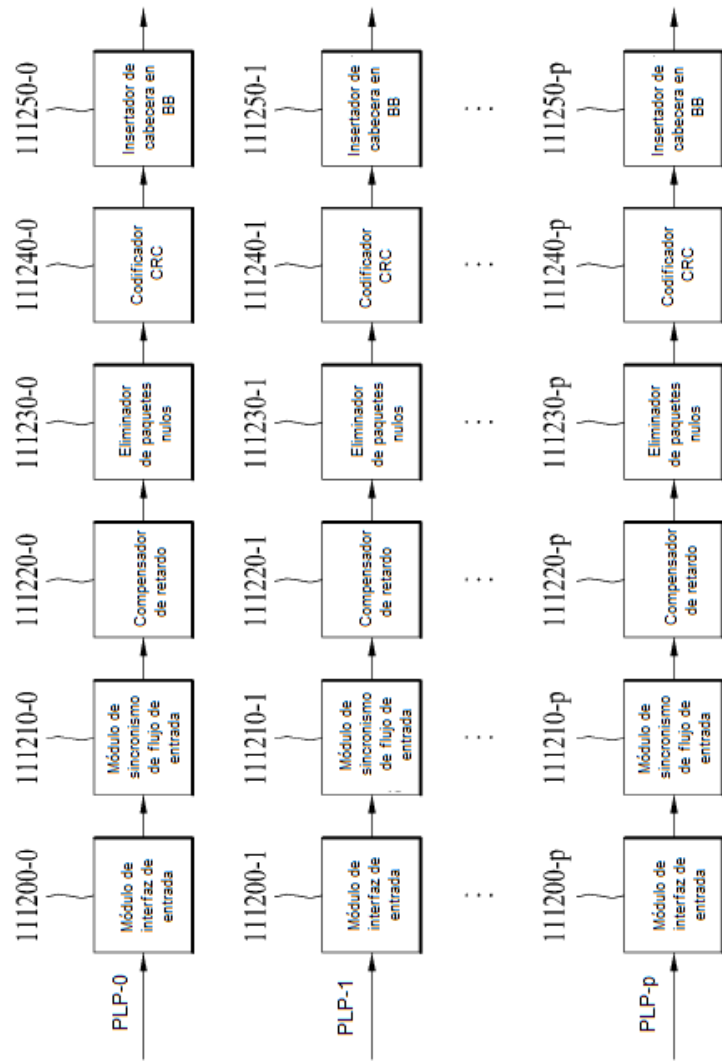


FIG. 6

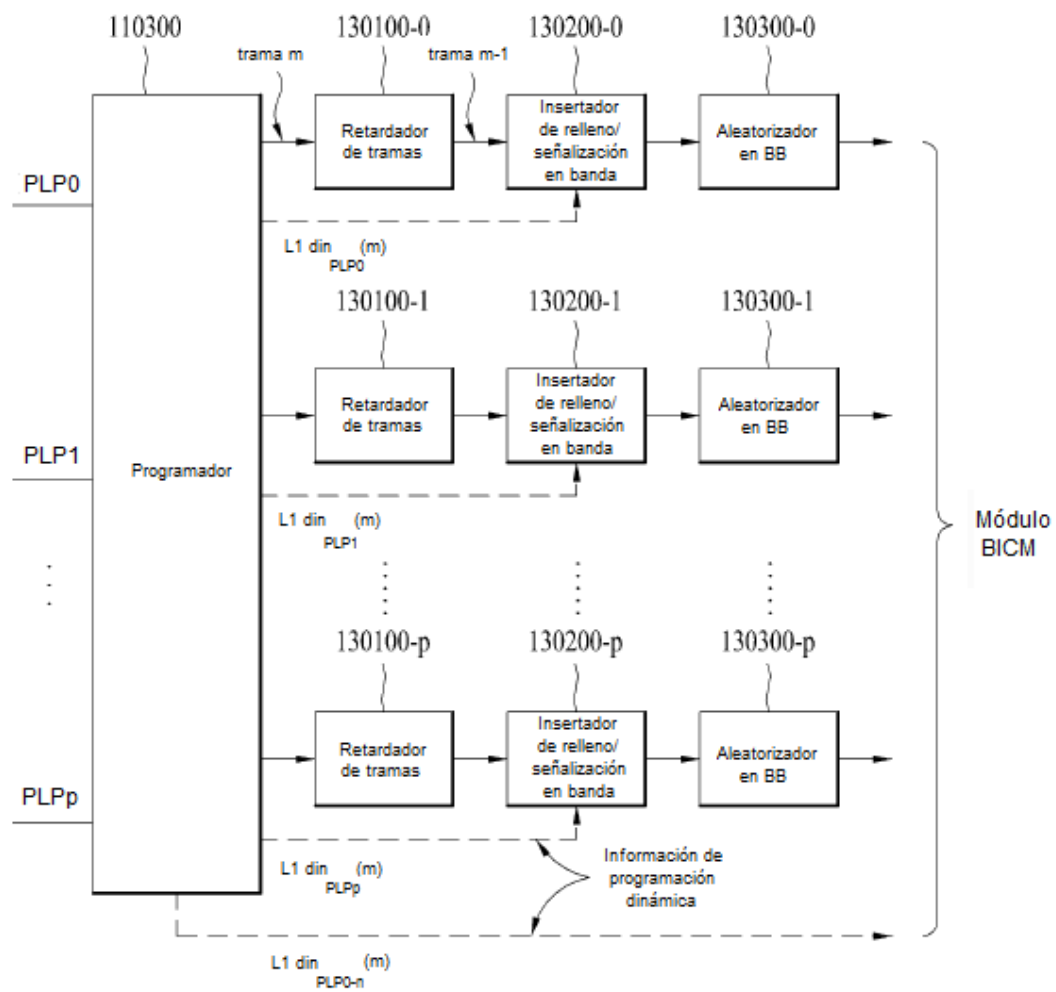


FIG. 7

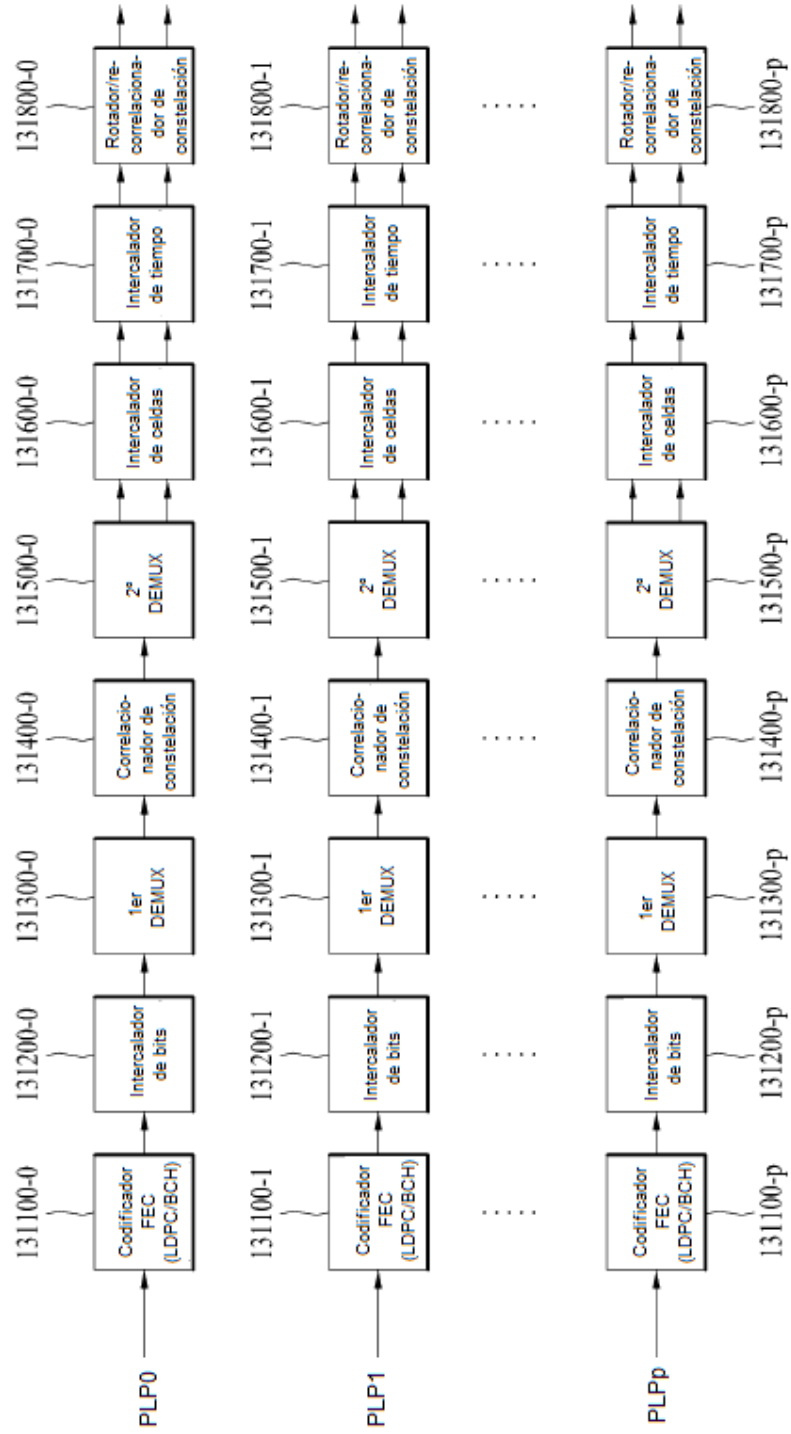


FIG. 8

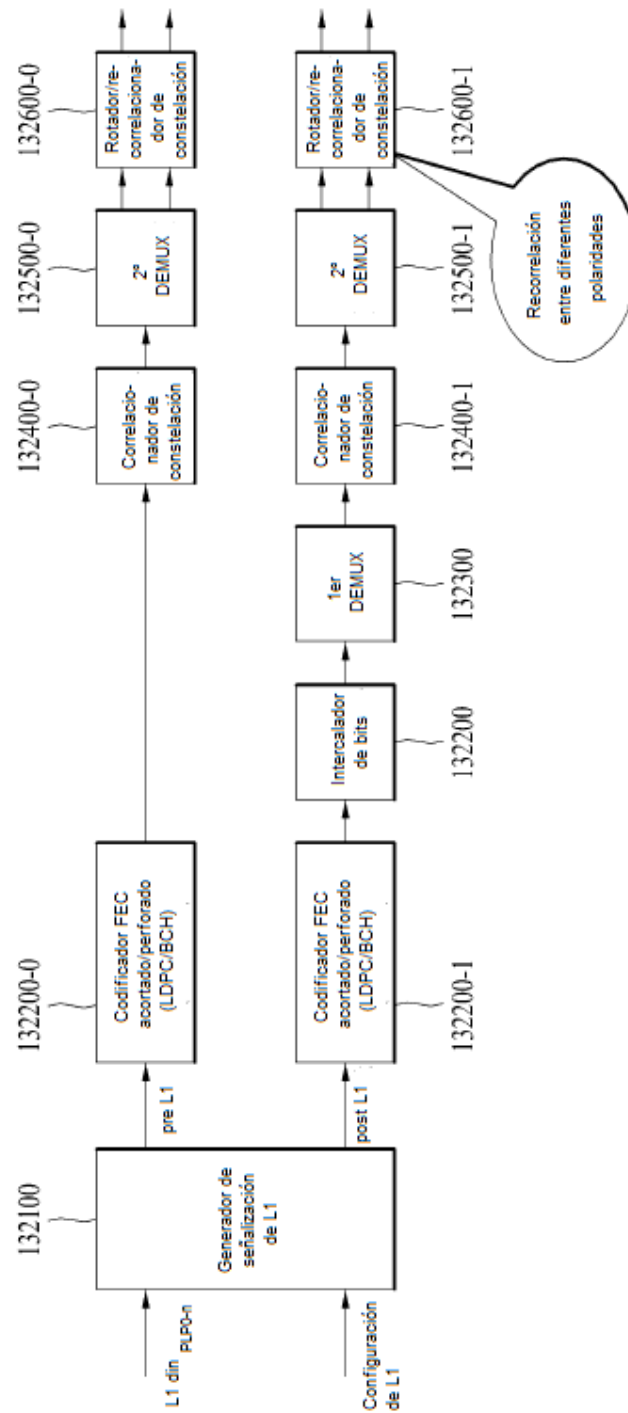


FIG. 9

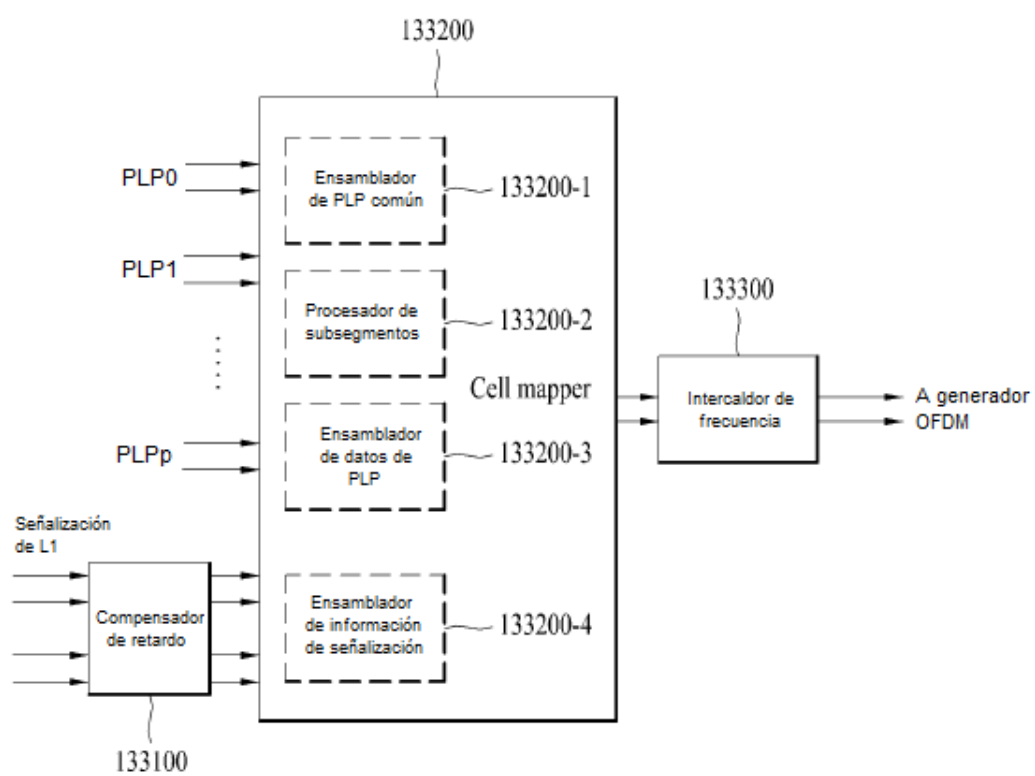


FIG. 10

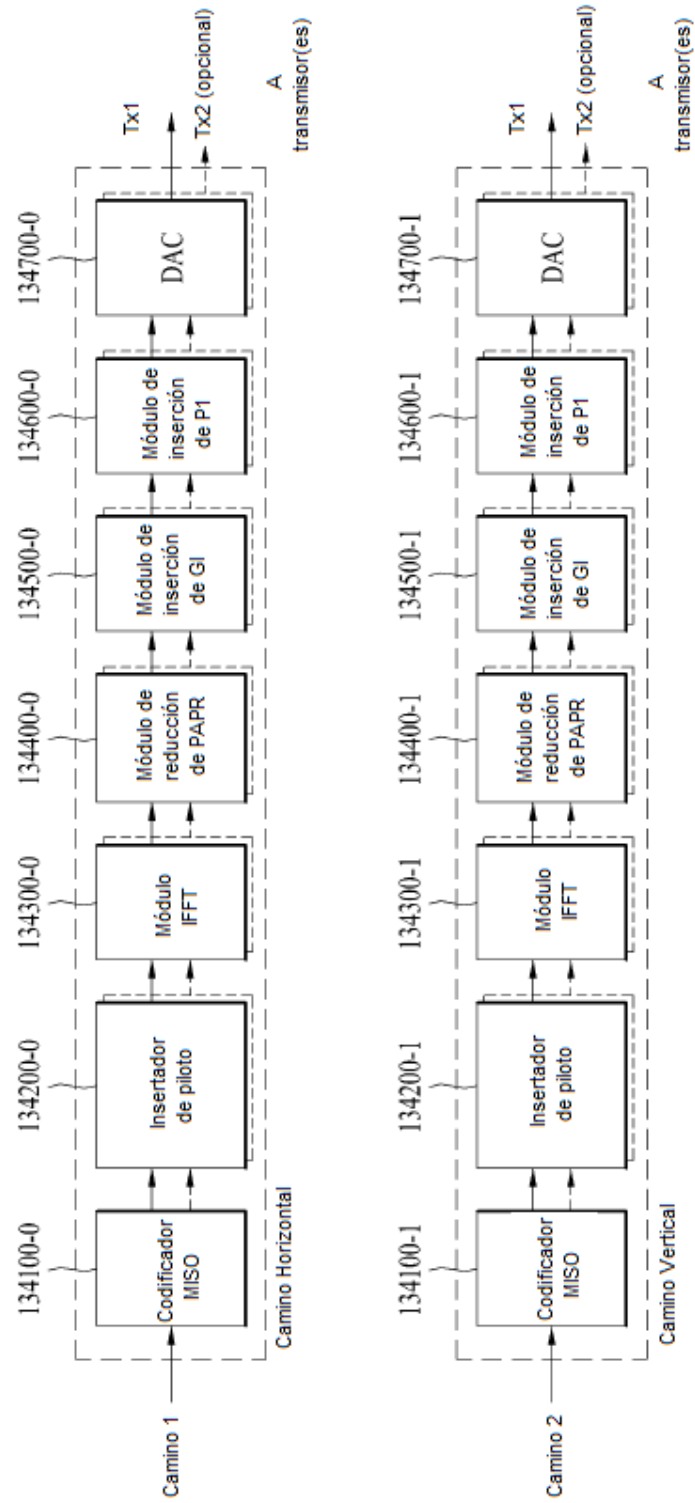


FIG. 11

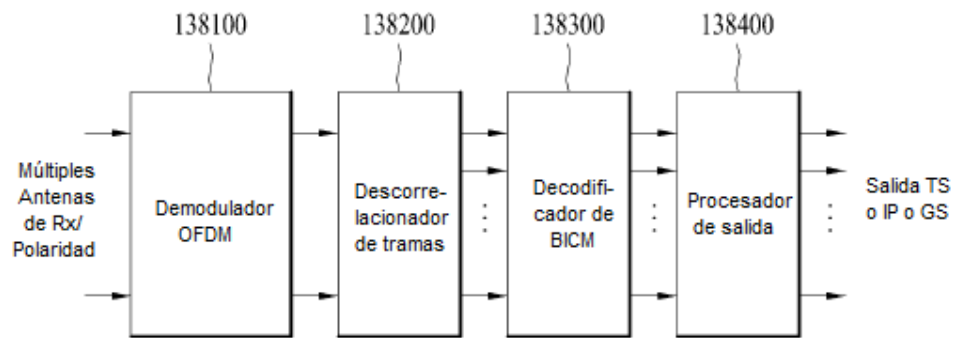


FIG. 12

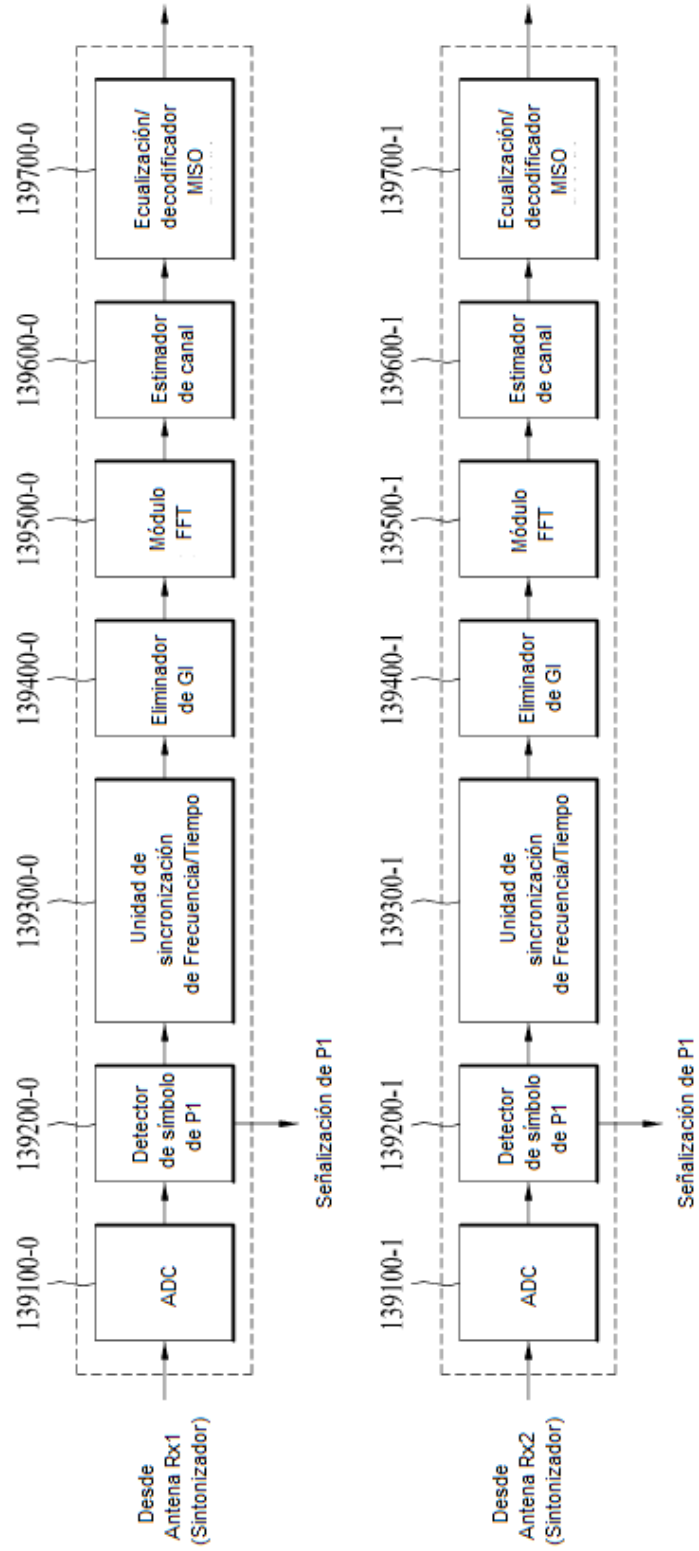


FIG. 13

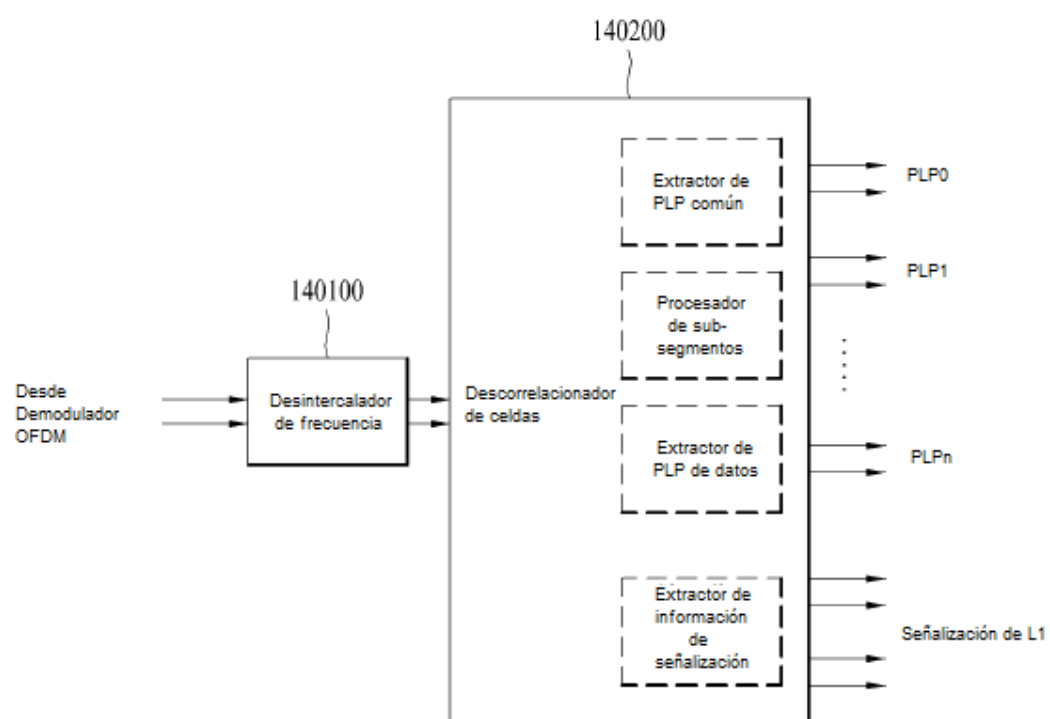


FIG. 14

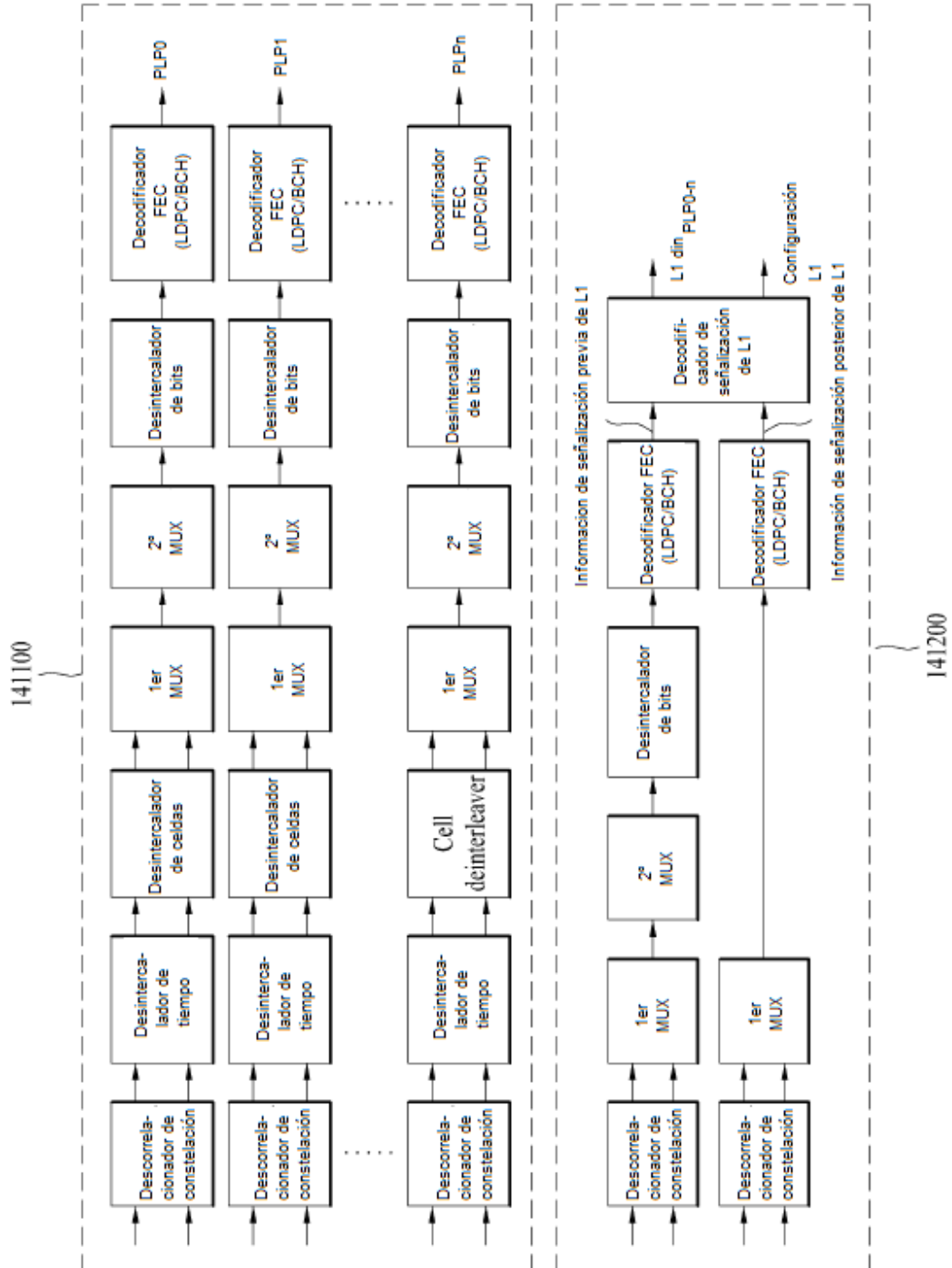


FIG. 15

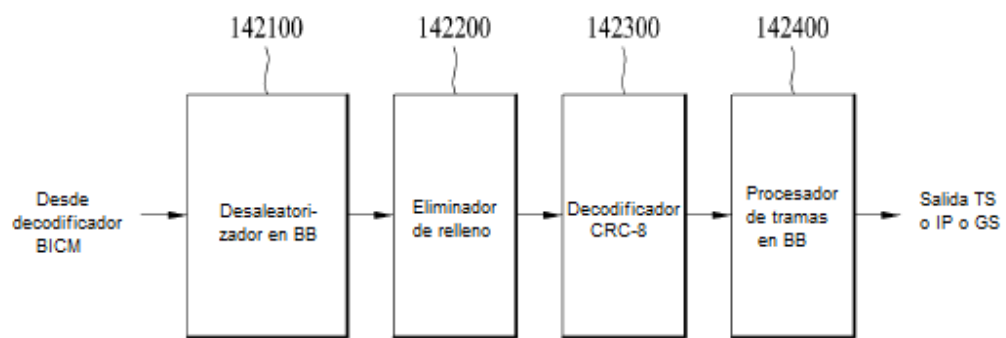


FIG. 16

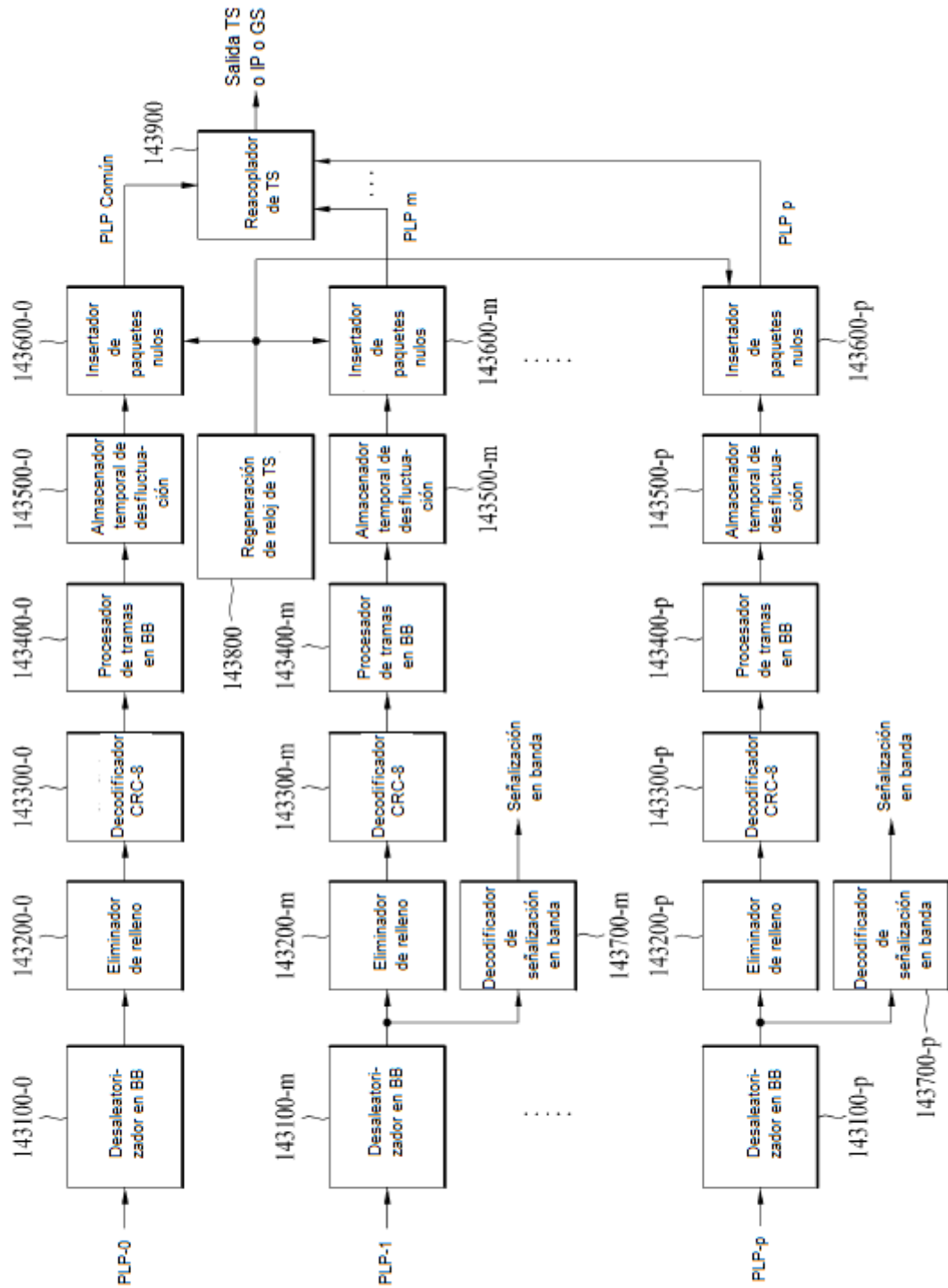


FIG. 17

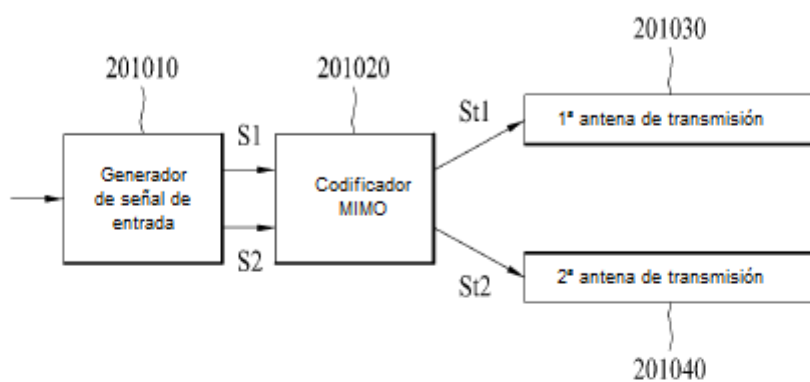


FIG. 18

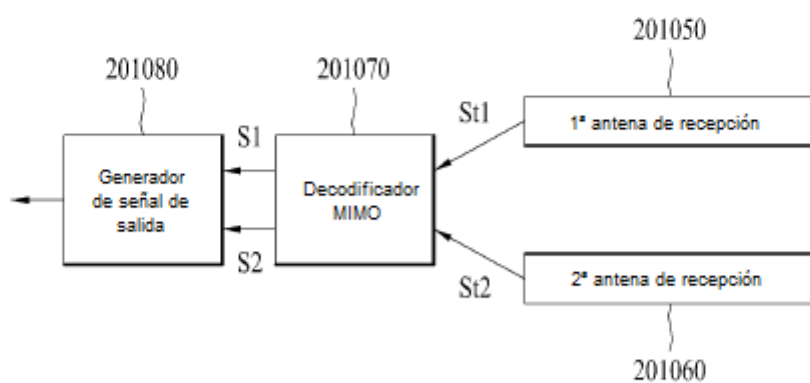


FIG. 19

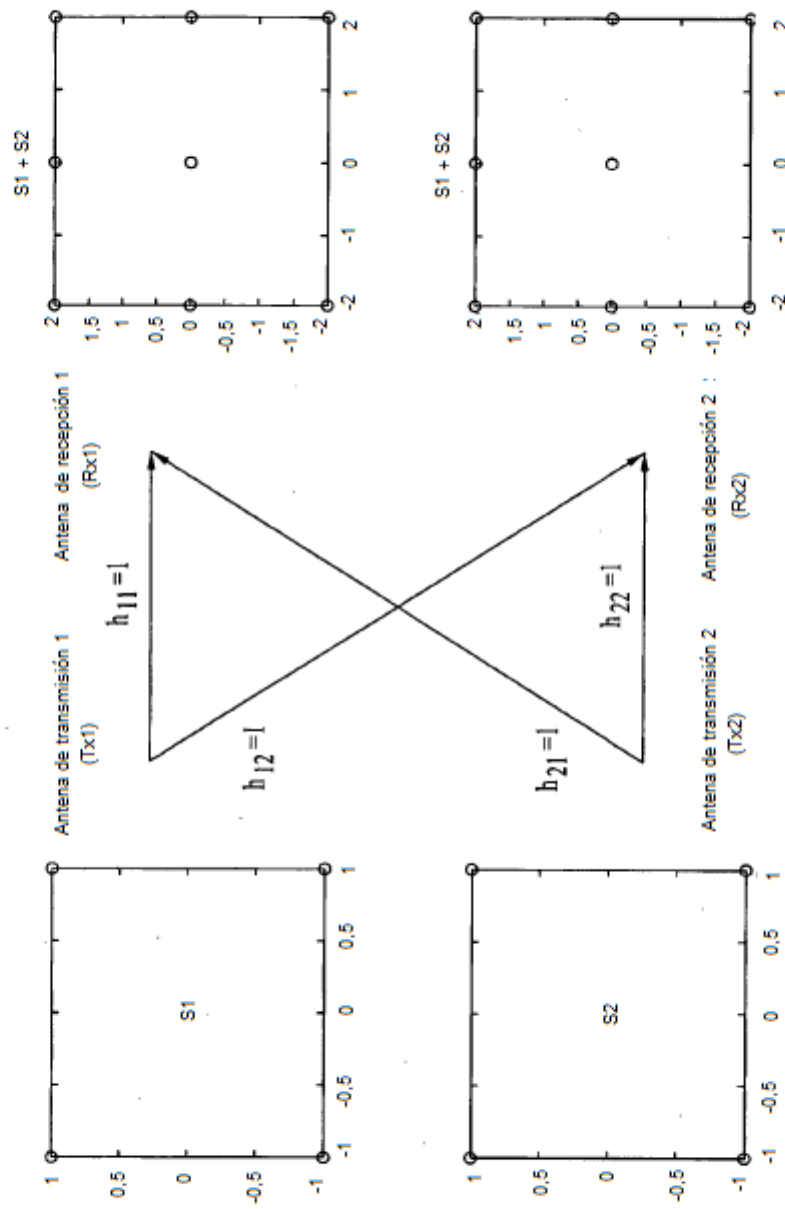


FIG. 20

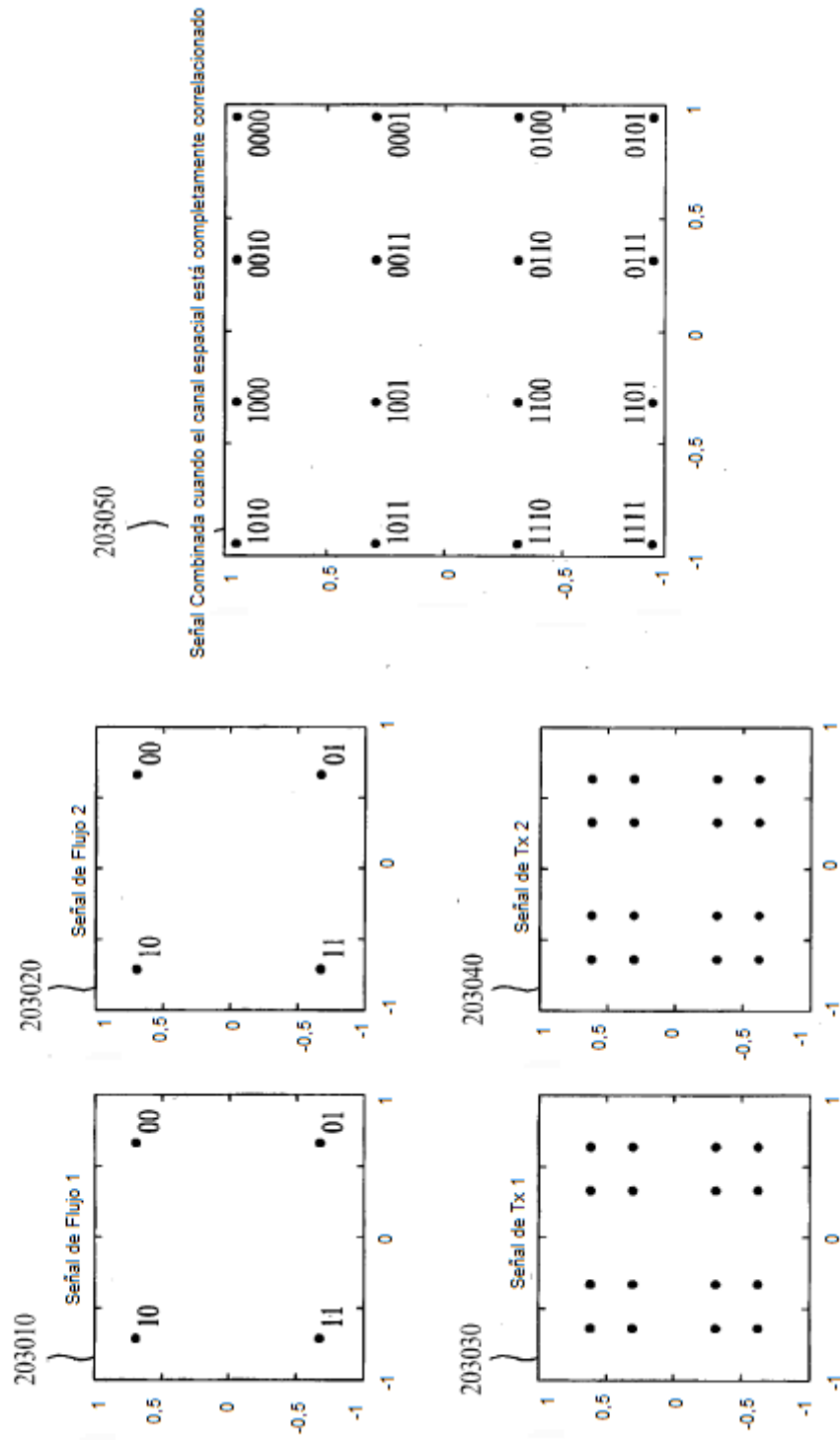


FIG. 21

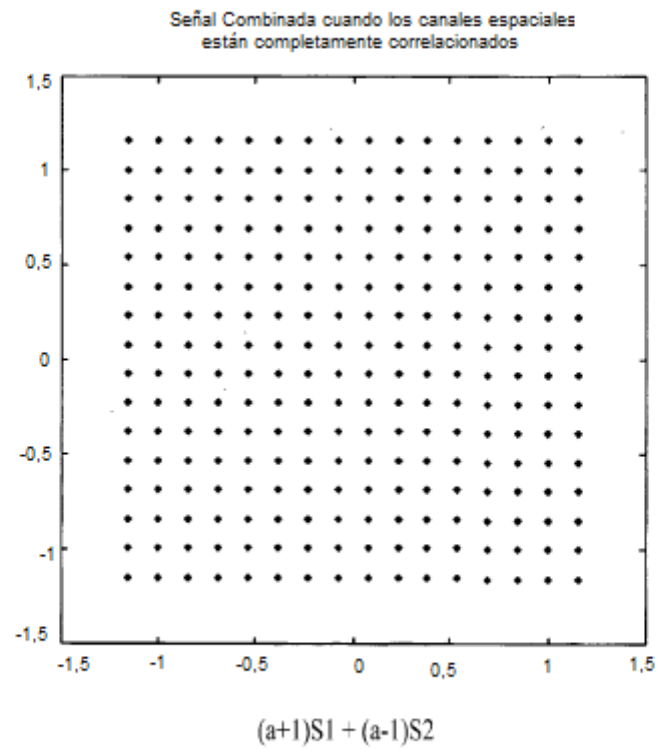
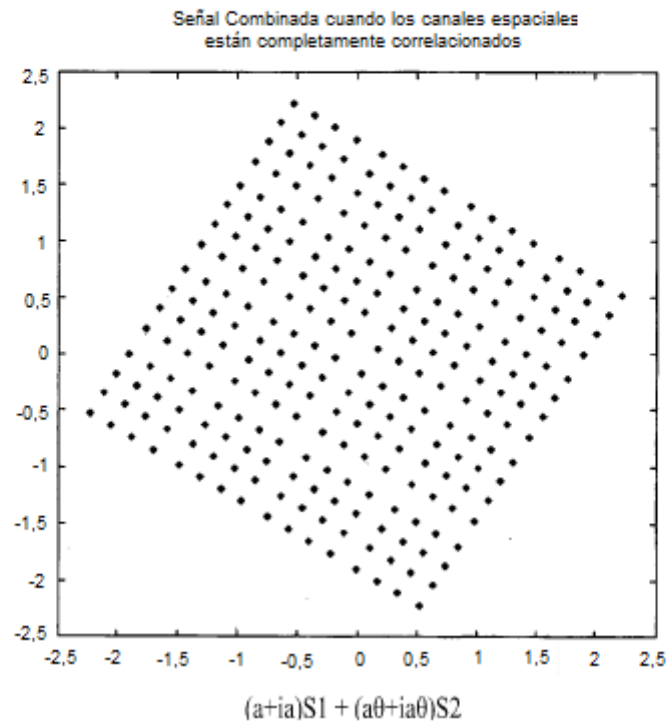


FIG. 22

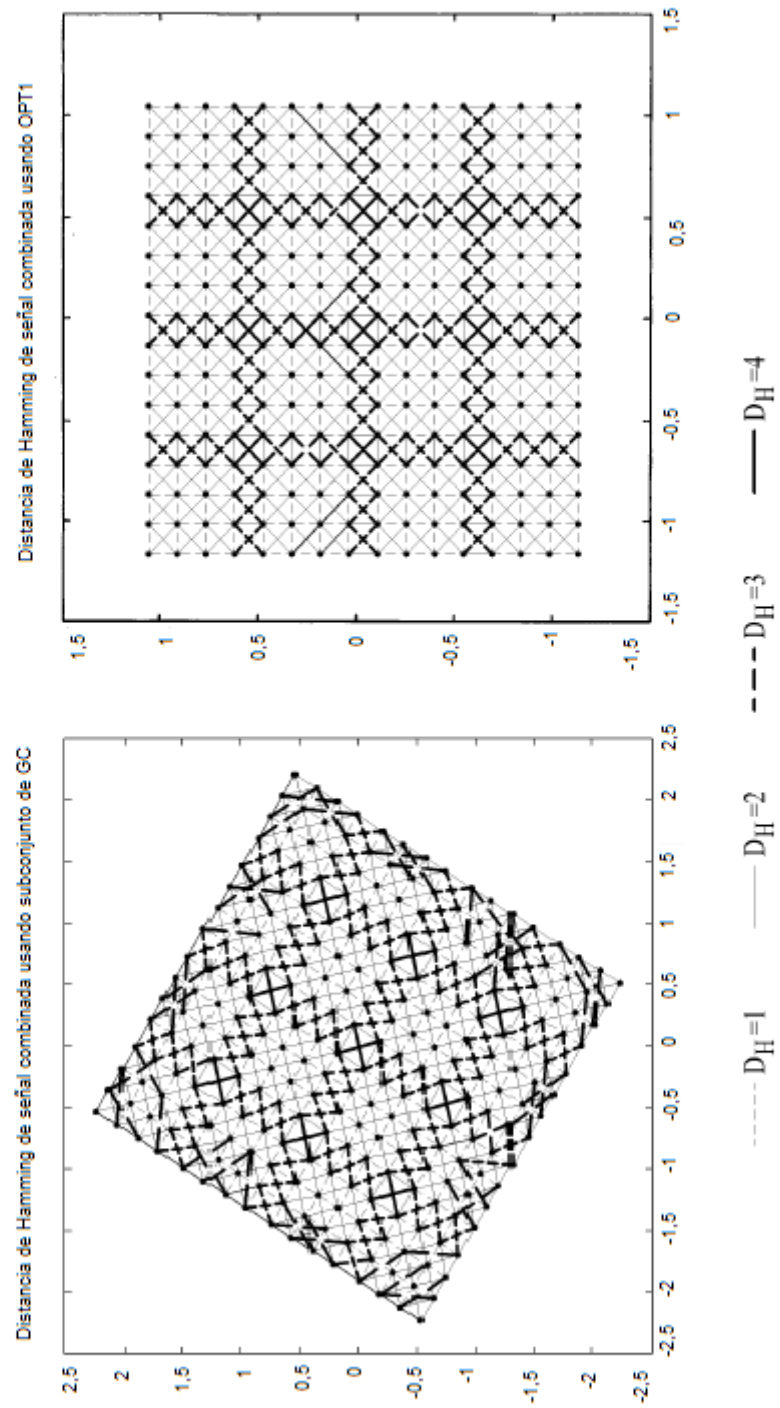


FIG. 23

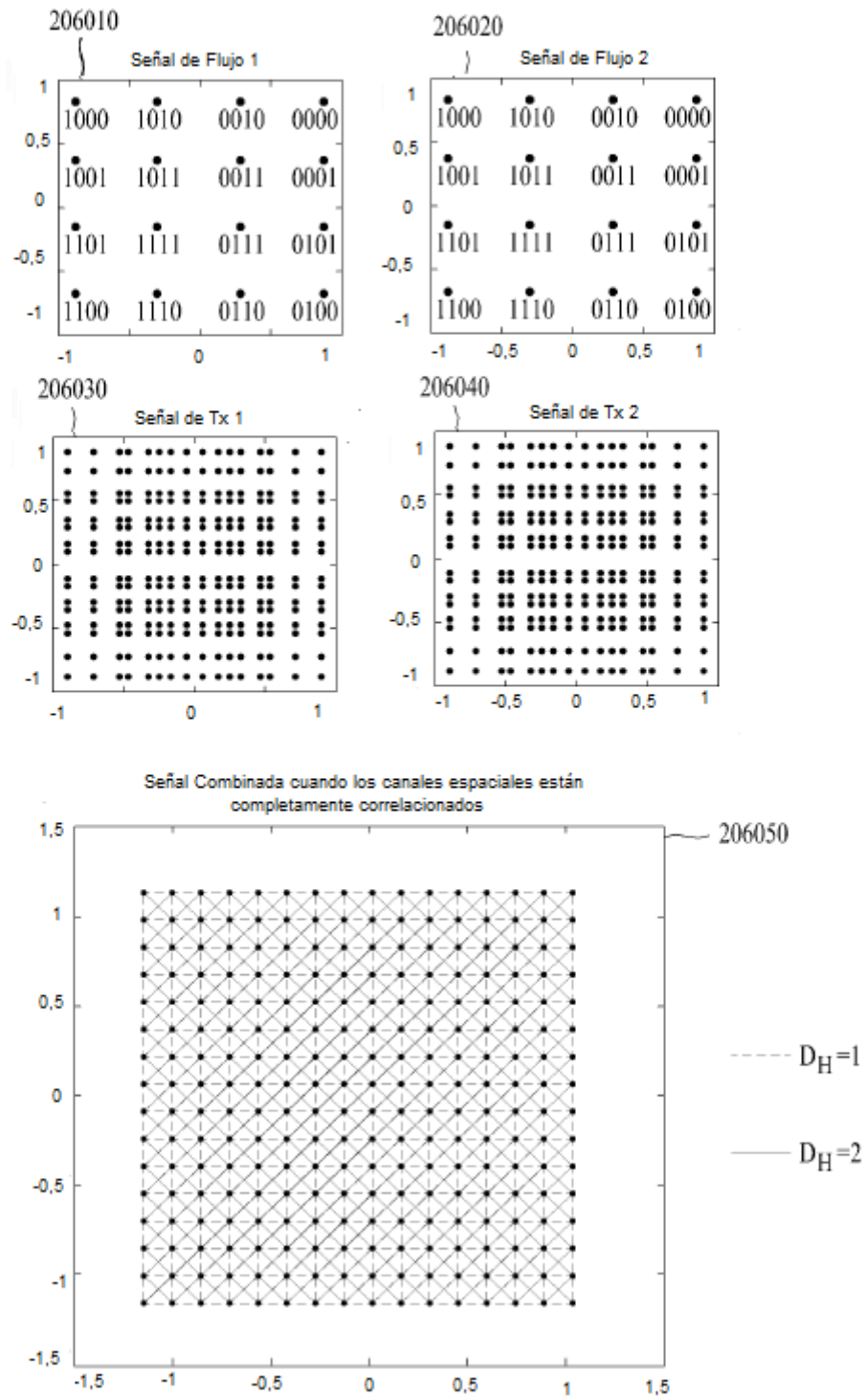
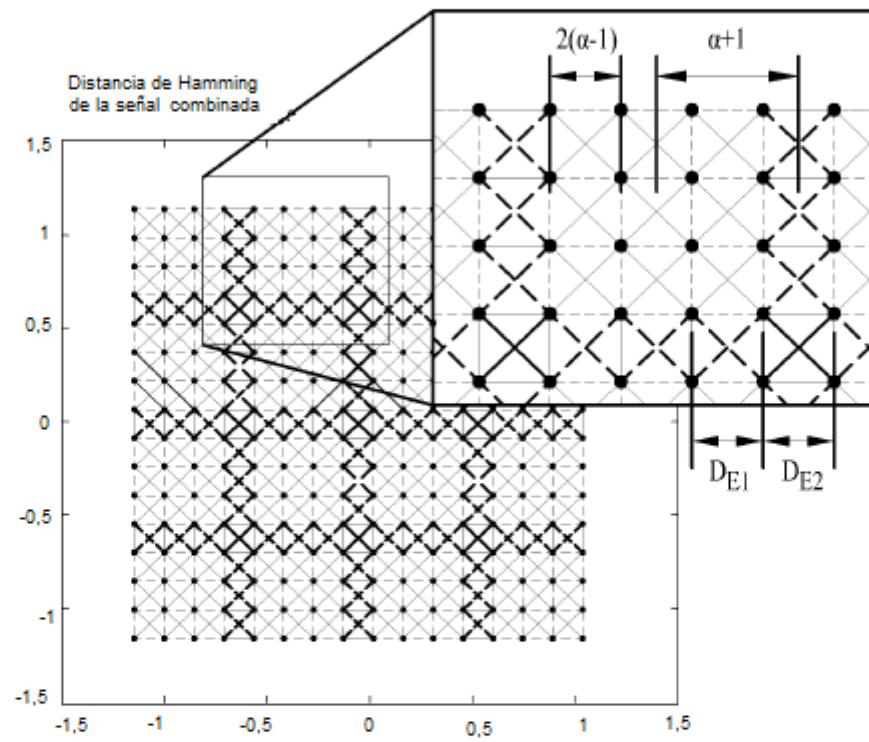


FIG. 24



----- $D_H=1$ ——— $D_H=2$ - - - $D_H=3$ ——— $D_H=4$

FIG. 25

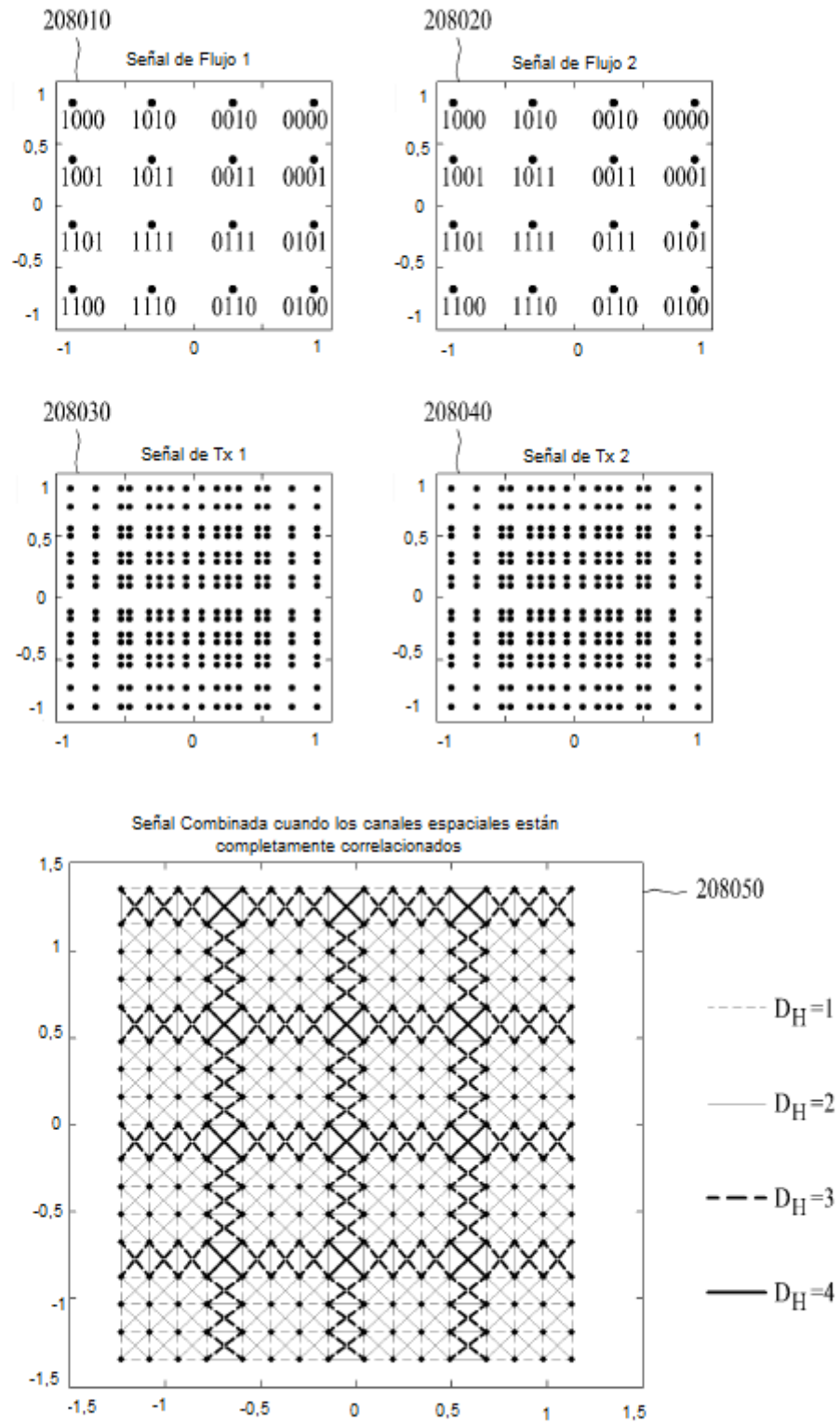


FIG. 26

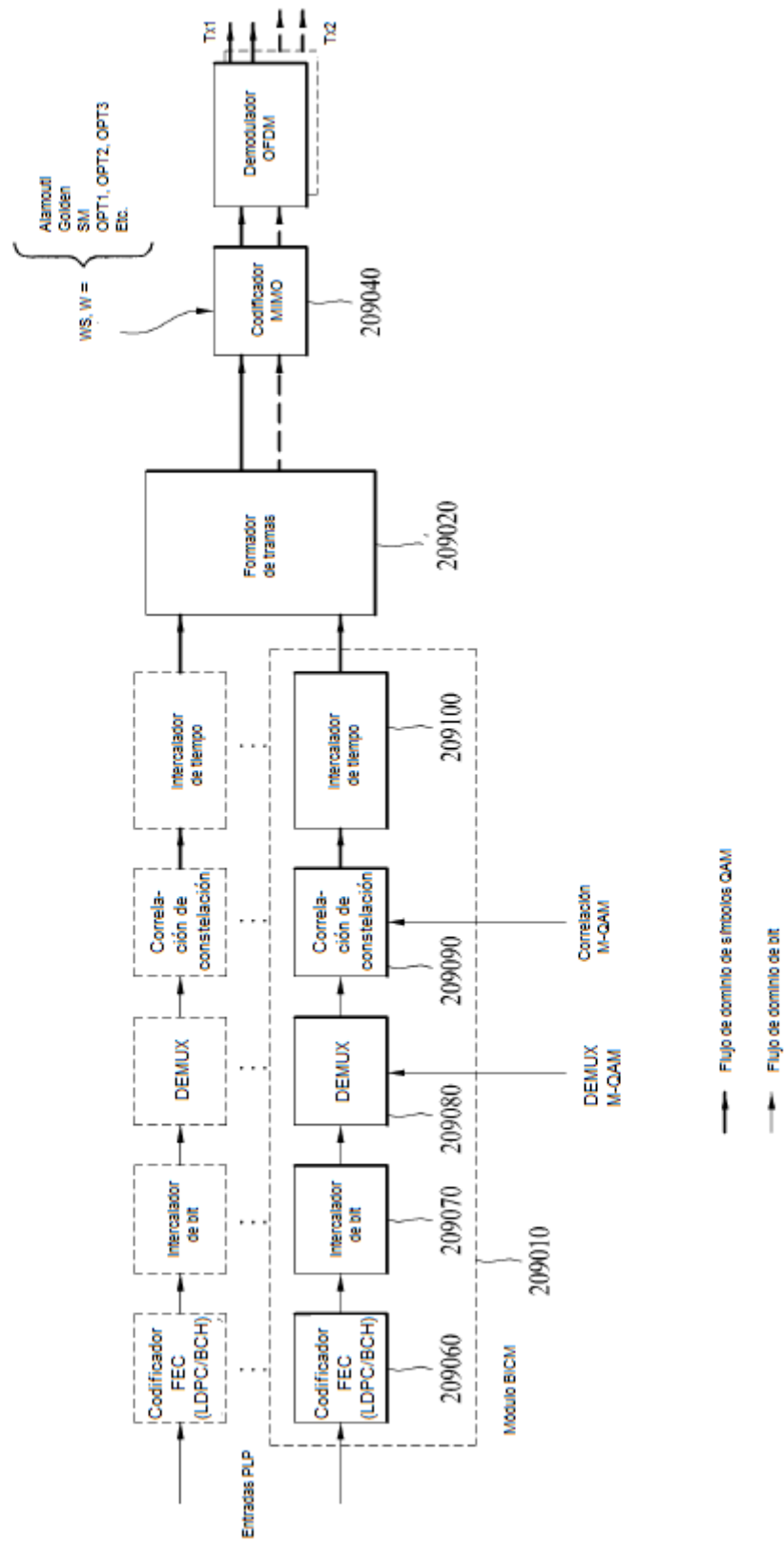


FIG. 27

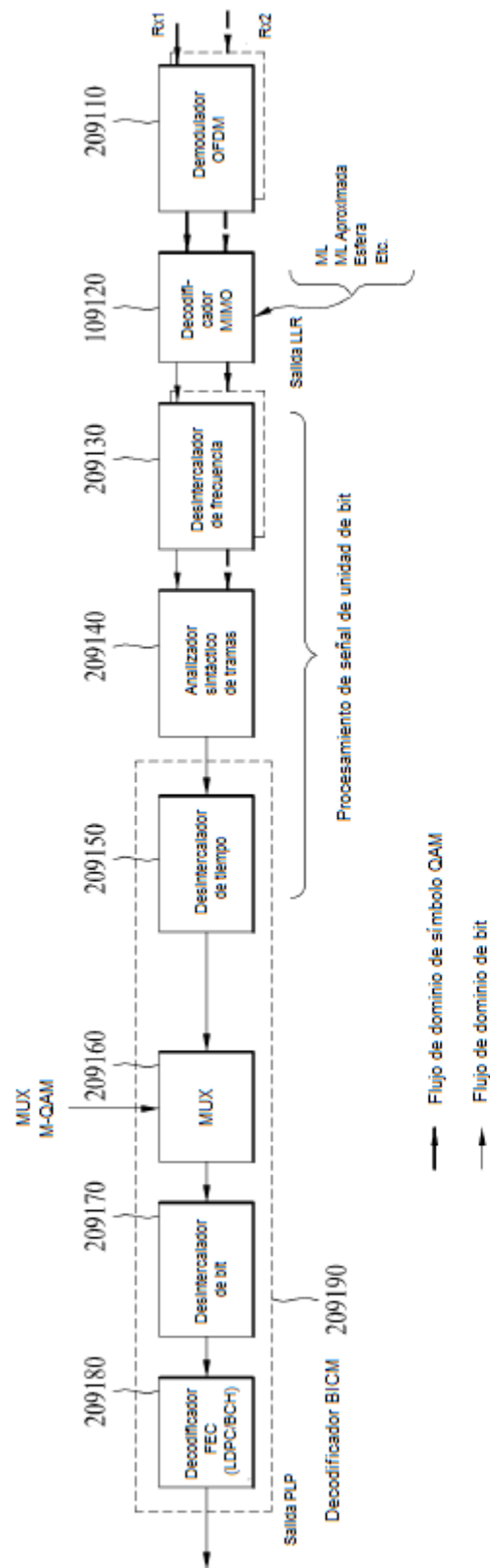


FIG. 28

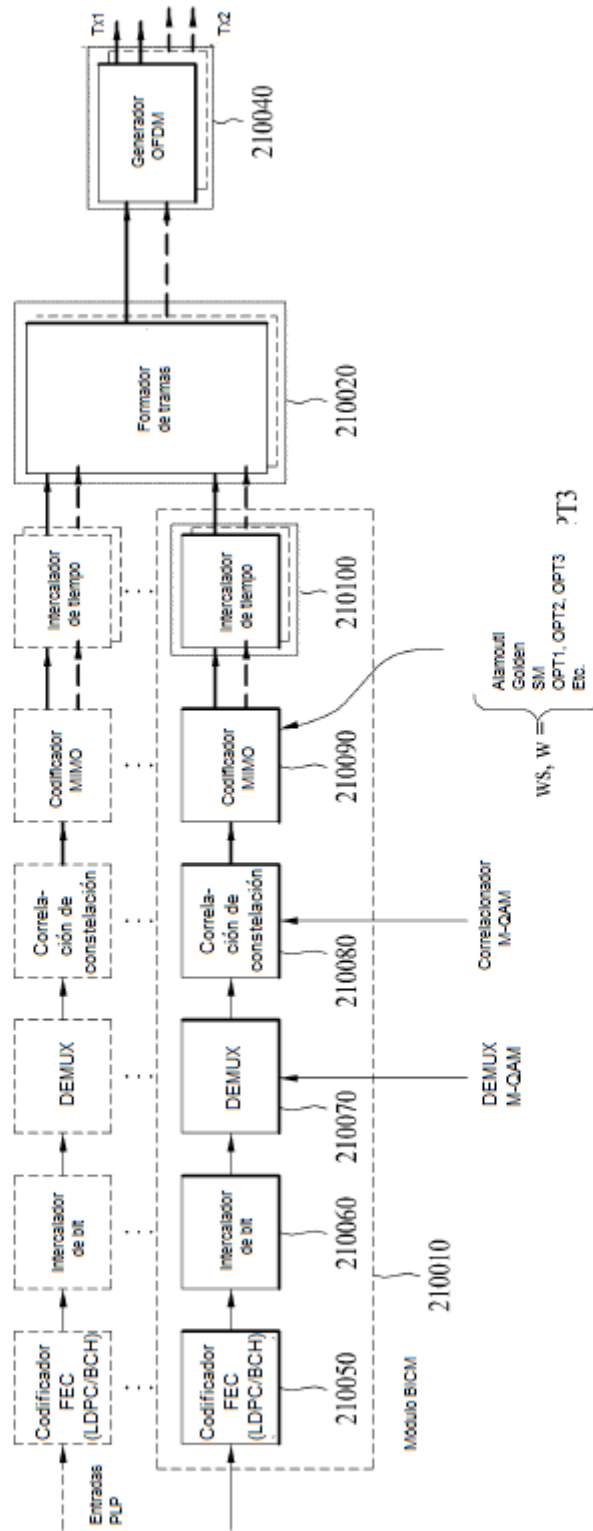


FIG. 29

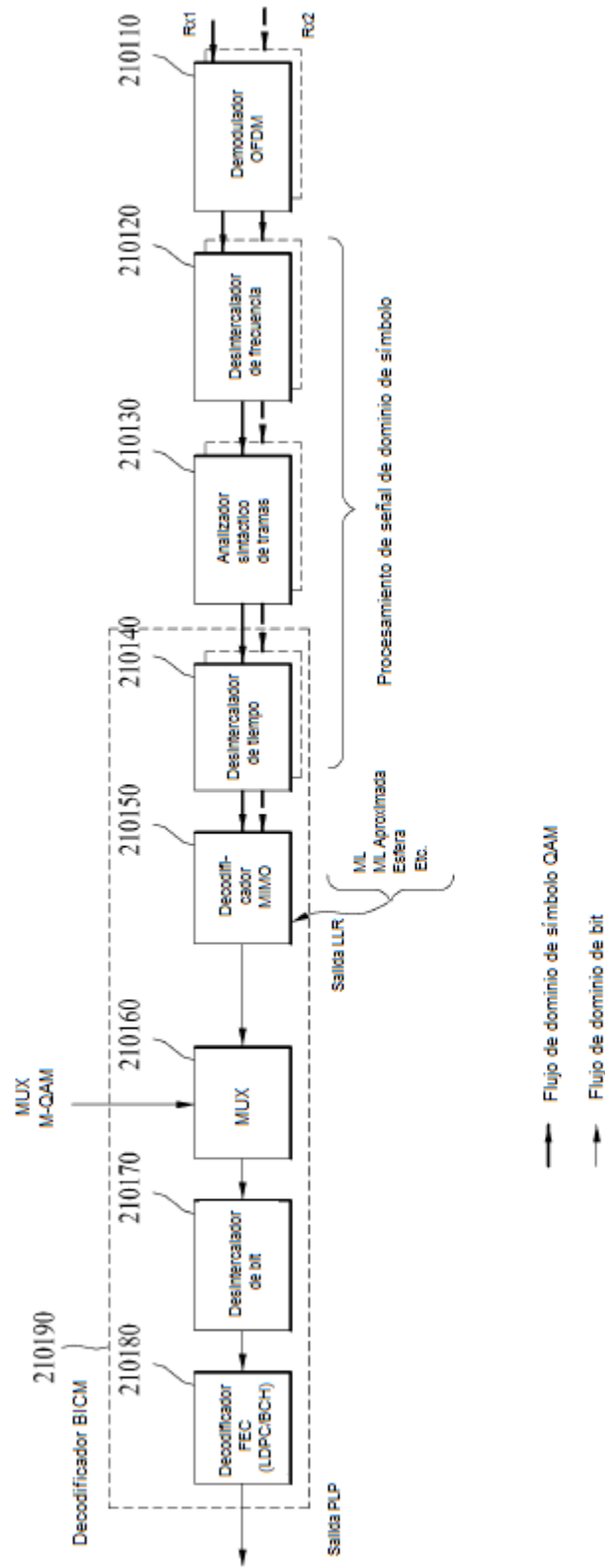


FIG. 30

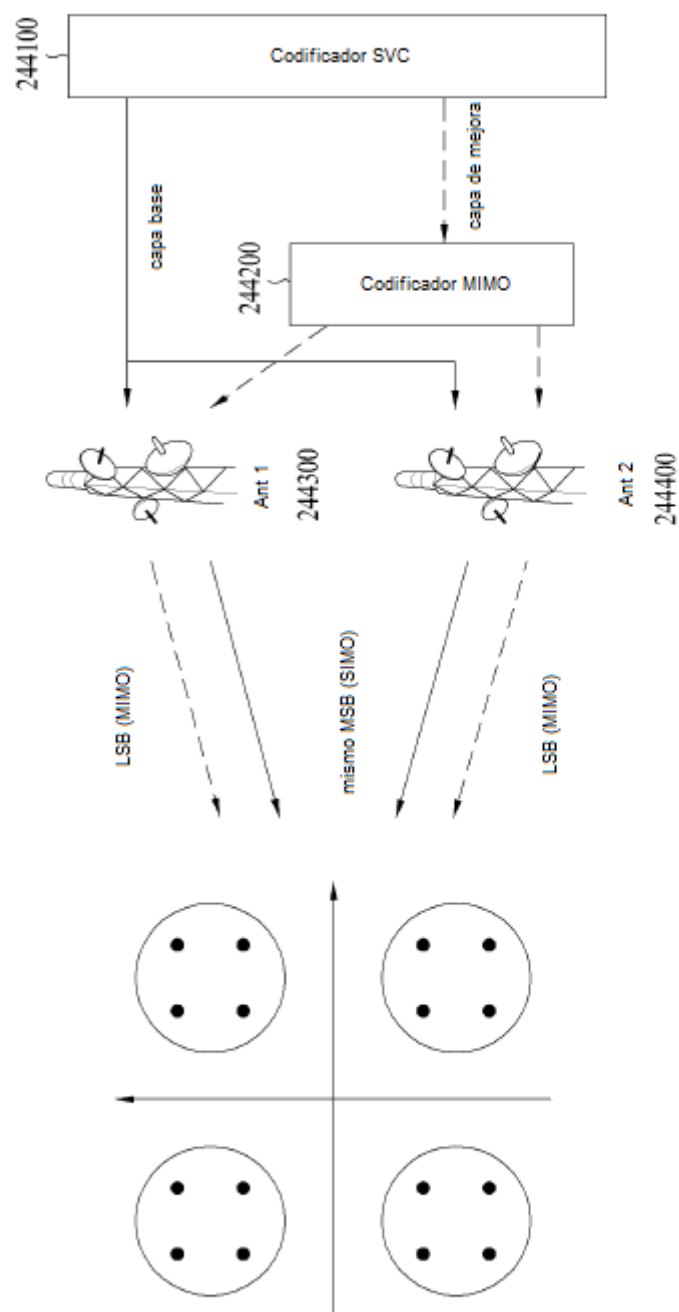


FIG. 31

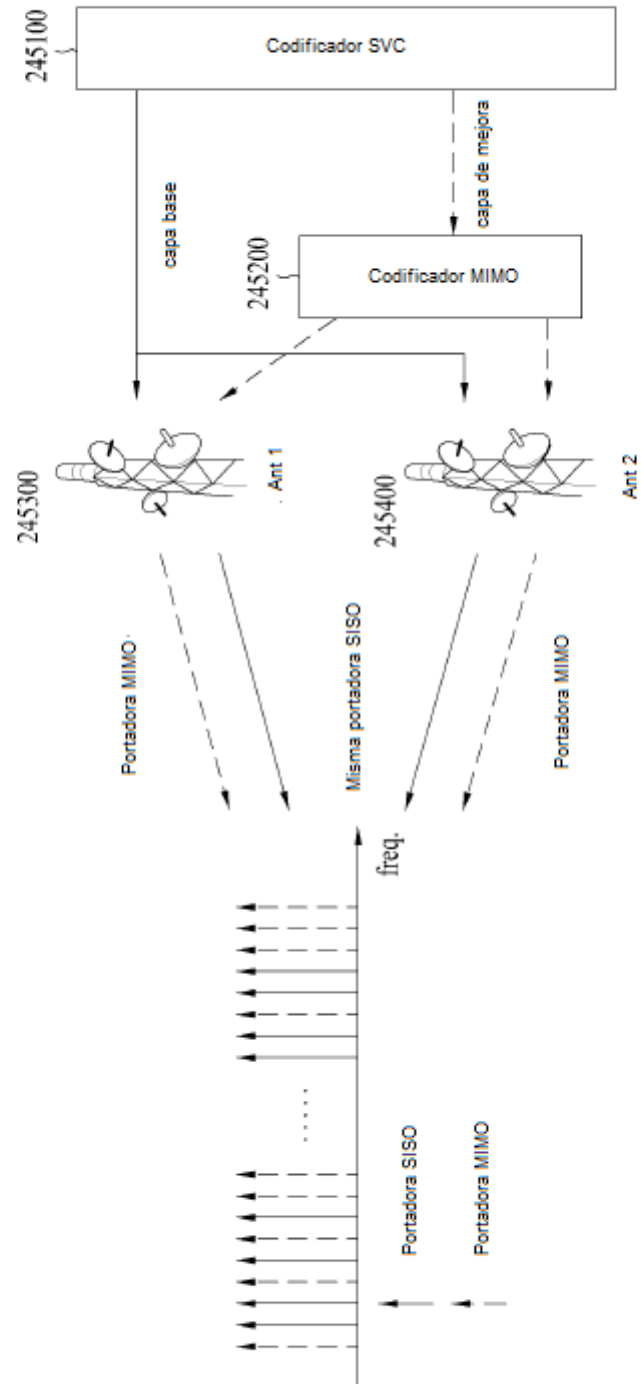


FIG. 32

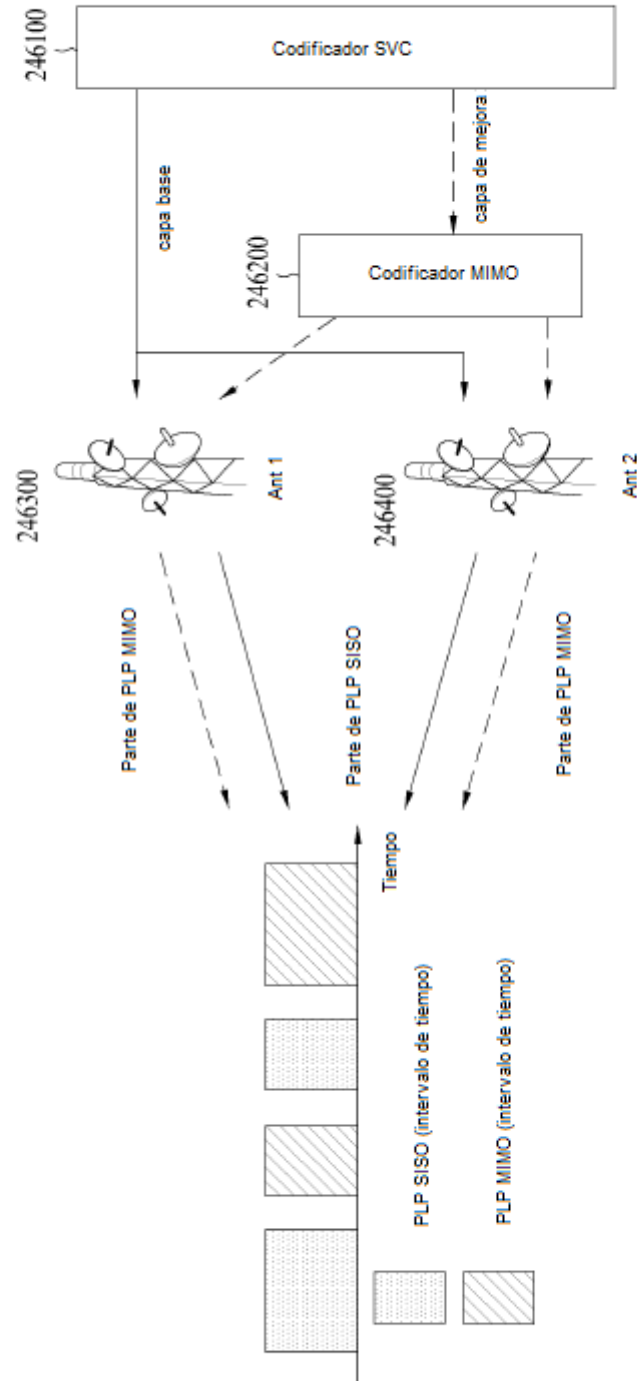


FIG. 33

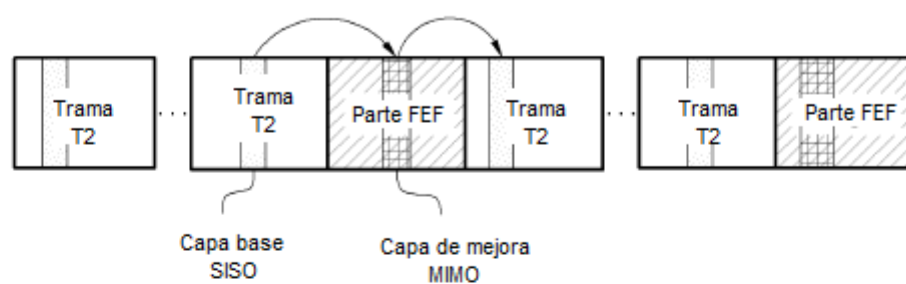


FIG. 34

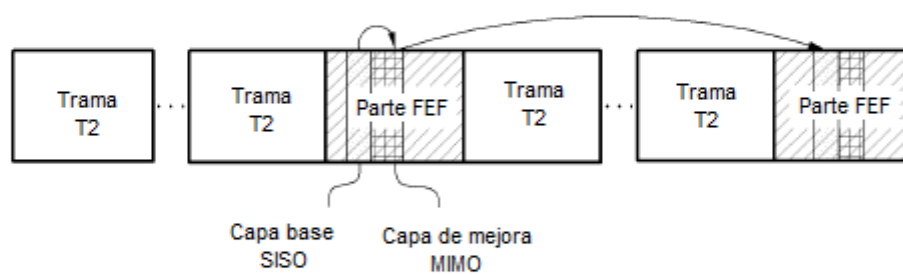


FIG. 35

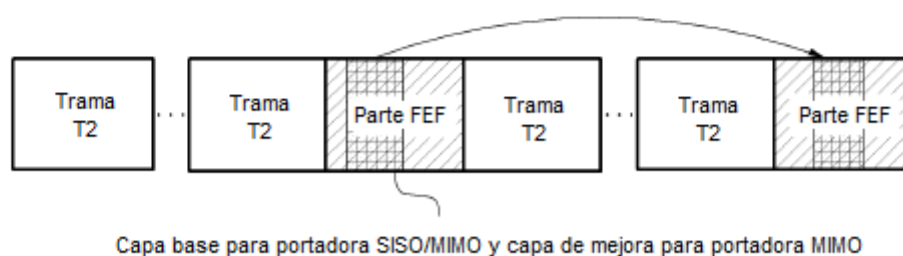


FIG. 36

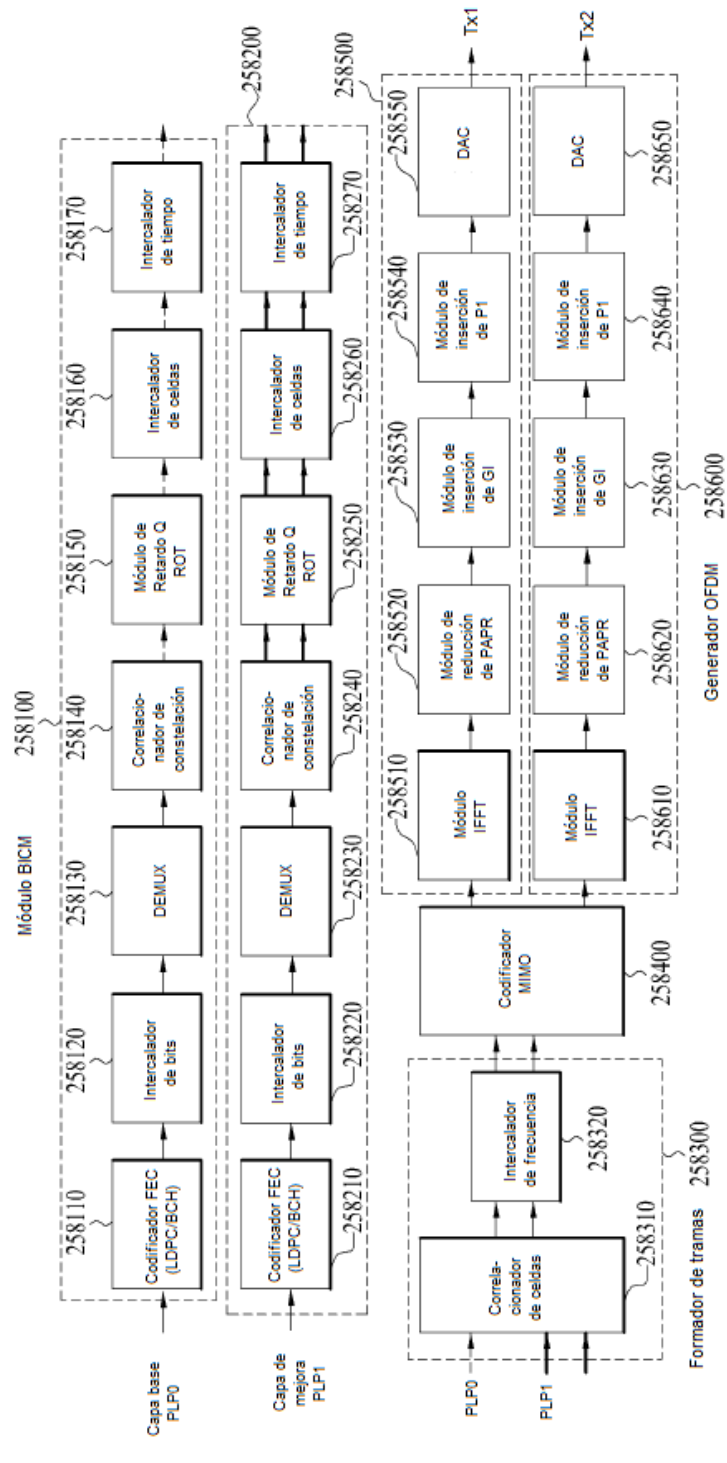


FIG. 37

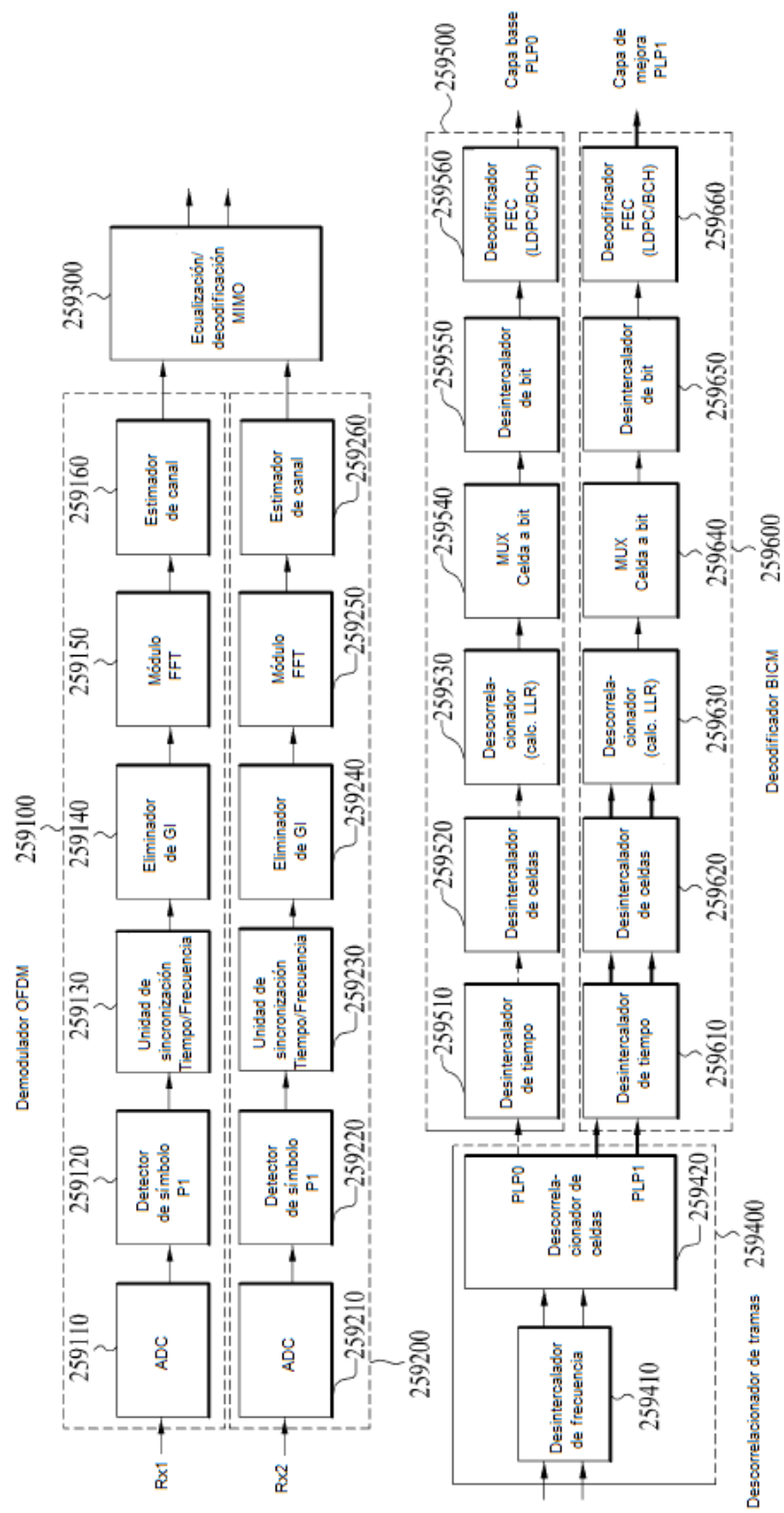


FIG. 38

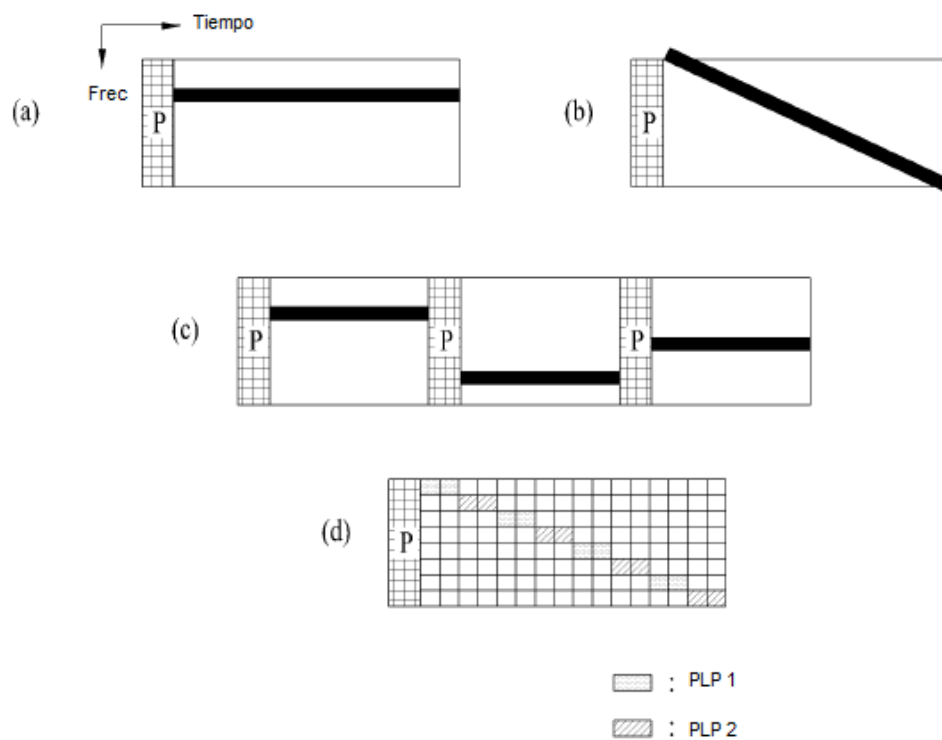


FIG. 39

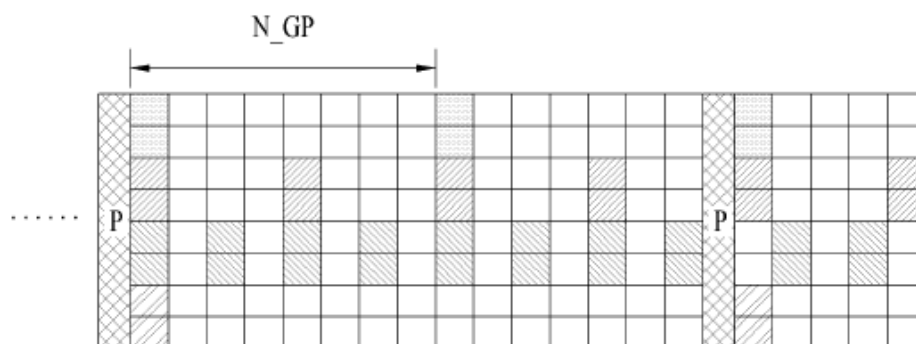


FIG. 40

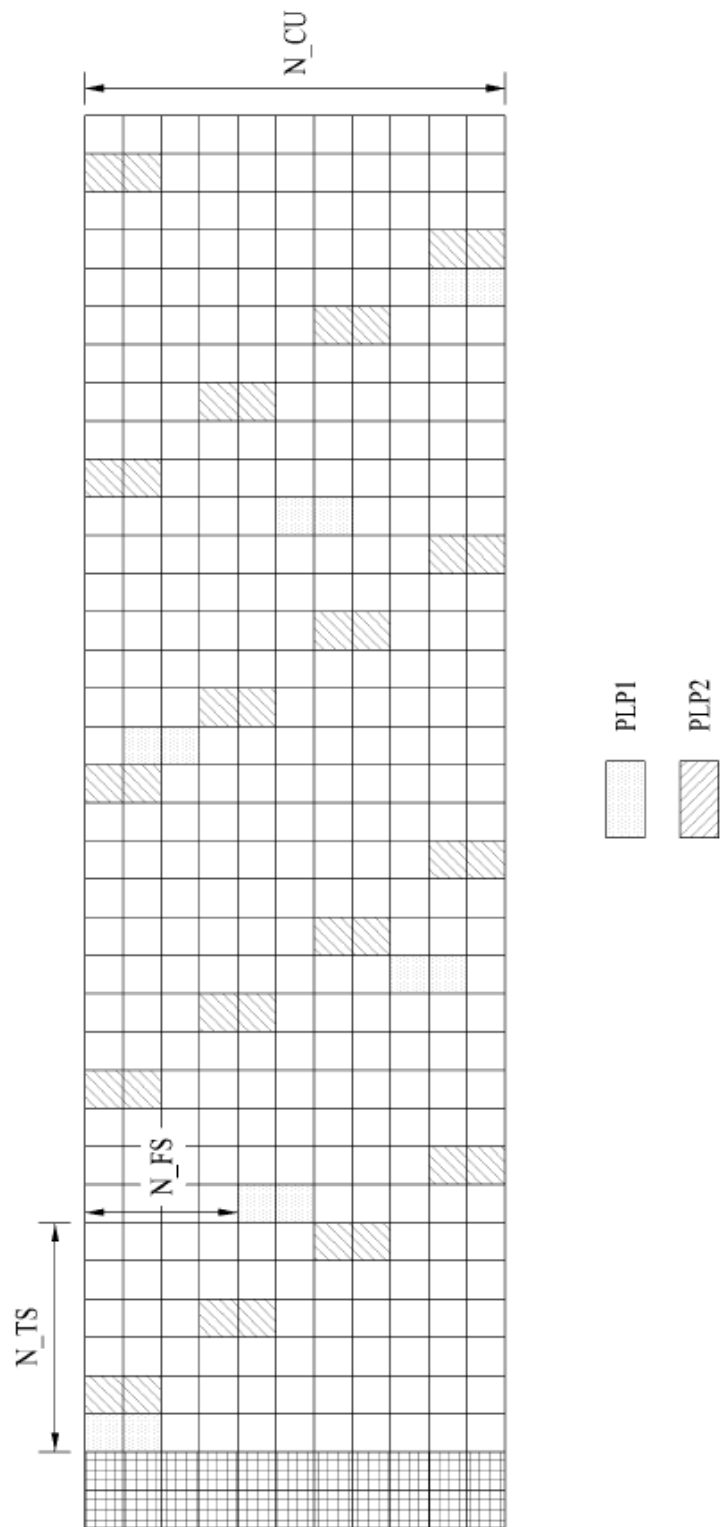


FIG. 41

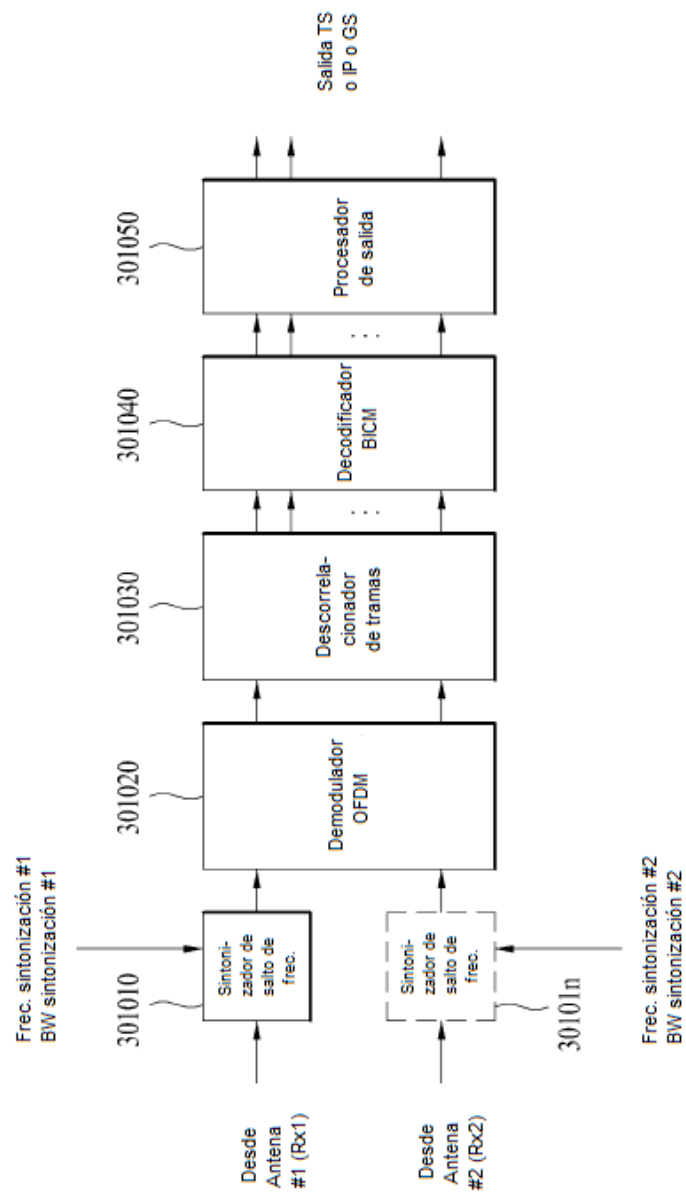


FIG. 42

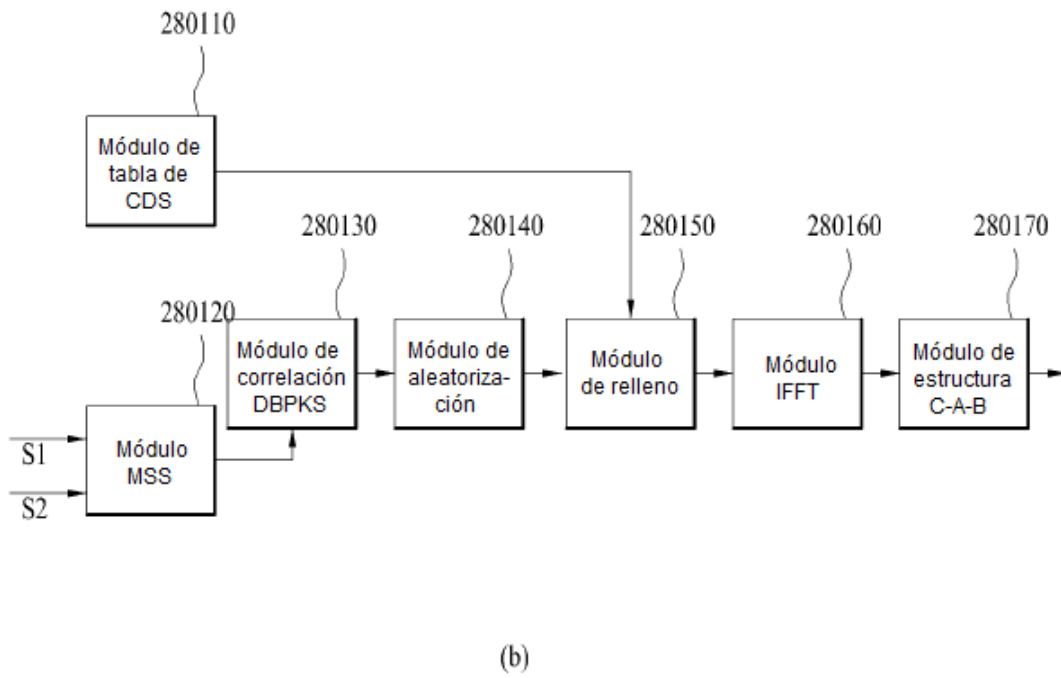
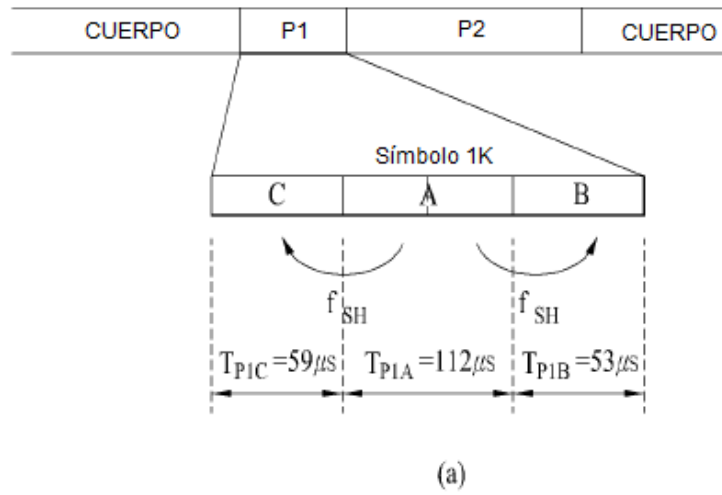


FIG. 43

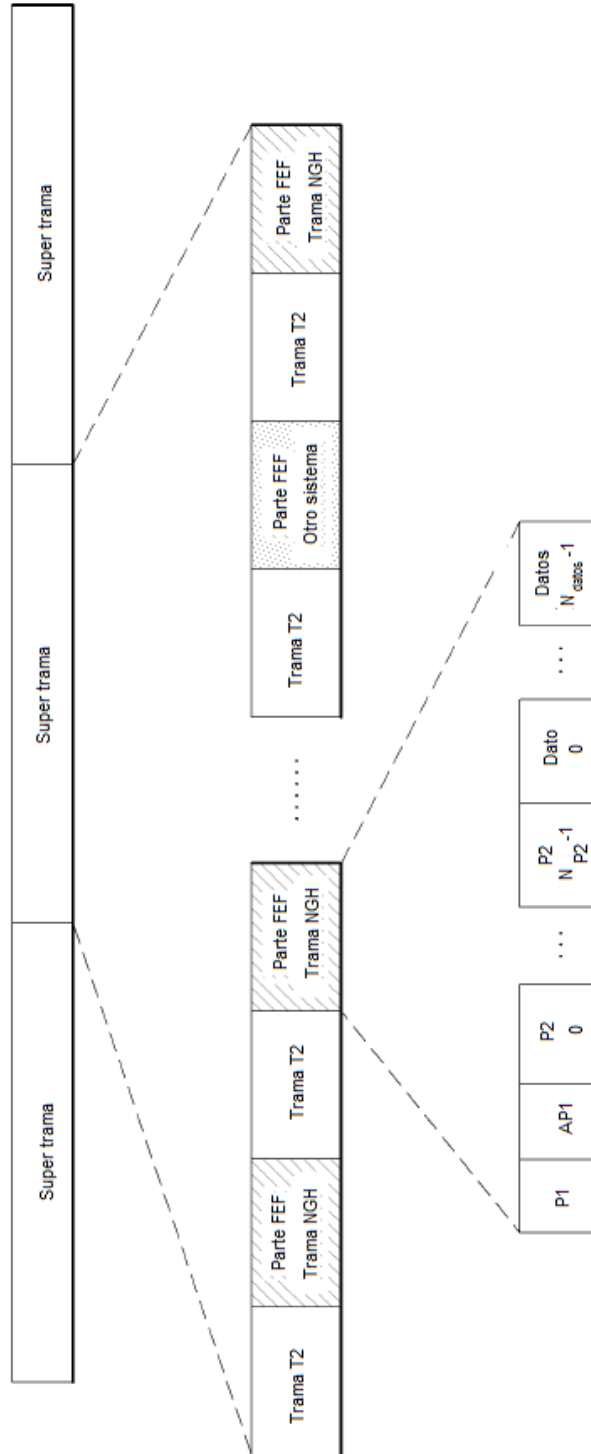


FIG. 44

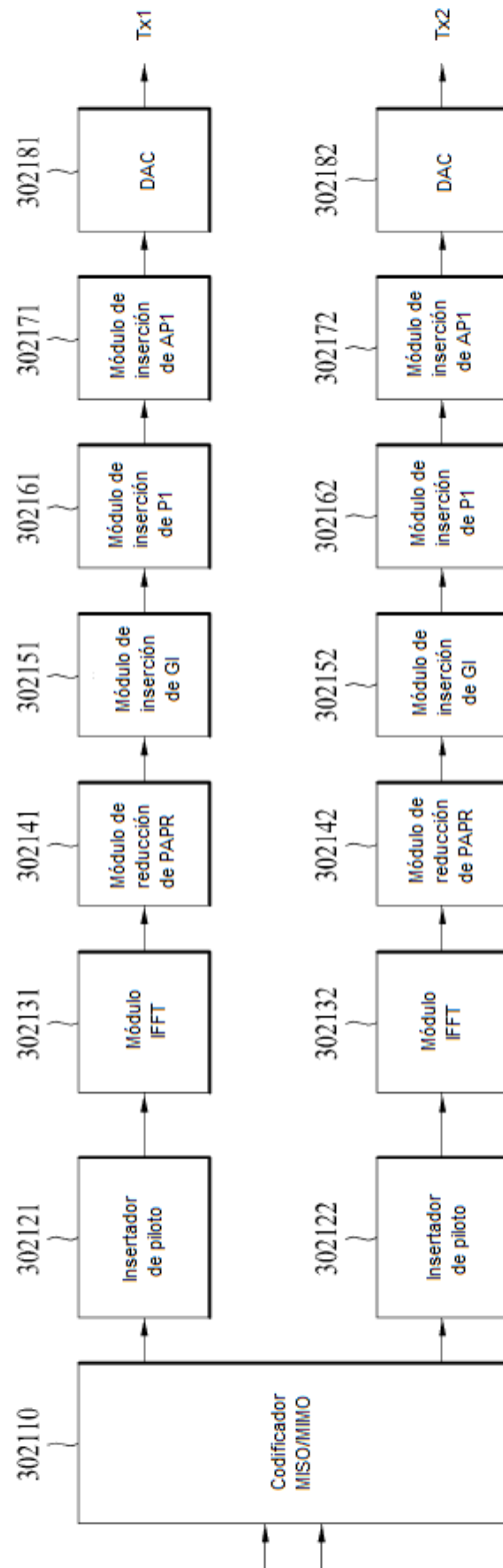


FIG. 45

Patrón de Piloto	Dx	Dy
pp1	6	4
pp2	12	2
pp3	12	4
pp4	24	2
pp5	24	4
pp6	48	2
pp7	24	4
pp8	12	16
pp9	6	2

FIG. 46

FFT	1/128	Dx	Dy	1/32	Dx	Dy	1/16	Dx	Dy	19/256	Dx	Dy	1/8	Dx	Dy	19/128	Dx	Dy	1/4	Dx	Dy
32K	PP8	12	16	PP8	12	16	PP2	12	2	PP2	12	2									
	PP4	24	2	PP4	24	2	PP8	12	16	PP8	12	16									
	PP6	48	2																		
16K	PP4	24	2	PP2	12	2	PP2	12	2	PP2	12	2	PP1	6	4	PP1	6	4			
	PP5	24	4	PP4	24	2	PP3	12	4	PP3	12	4	PP9	12	3	PP9	12	3			
				PP5	24	4	PP9	12	3	PP9	12	3									
8K	PP4	24	2	PP2	12	2	PP3	12	4	PP3	12	4	PP1	6	4	PP1	6	4			
	PP5	24	4	PP4	24	2	PP2	12	2	PP2	12	2	PP9	12	3	PP9	12	3			
				PP5	24	4															
4K				PP2	12	2	PP3	12	4				PP1	6	4						
				PP4	24	2	PP2	12	2				PP9	12	3						
				PP5	24	4															
2K				PP2	12	2	PP3	12	4				PP1	6	4						
				PP4	24	2	PP2	12	2				PP9	12	3						
				PP5	24	4															
1K							PP3	12	4				PP1	6	4						
							PP2	12	2				PP9	12	3						

FIG. 47

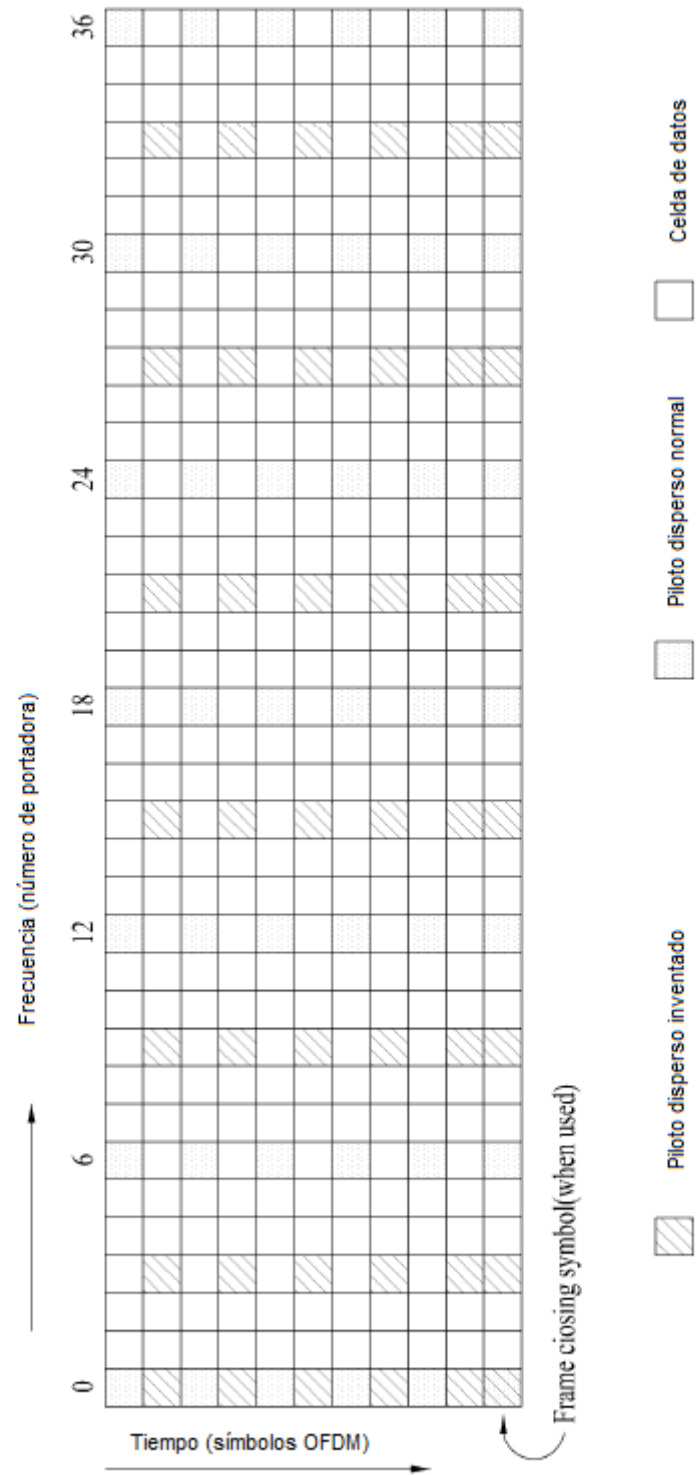


FIG. 48

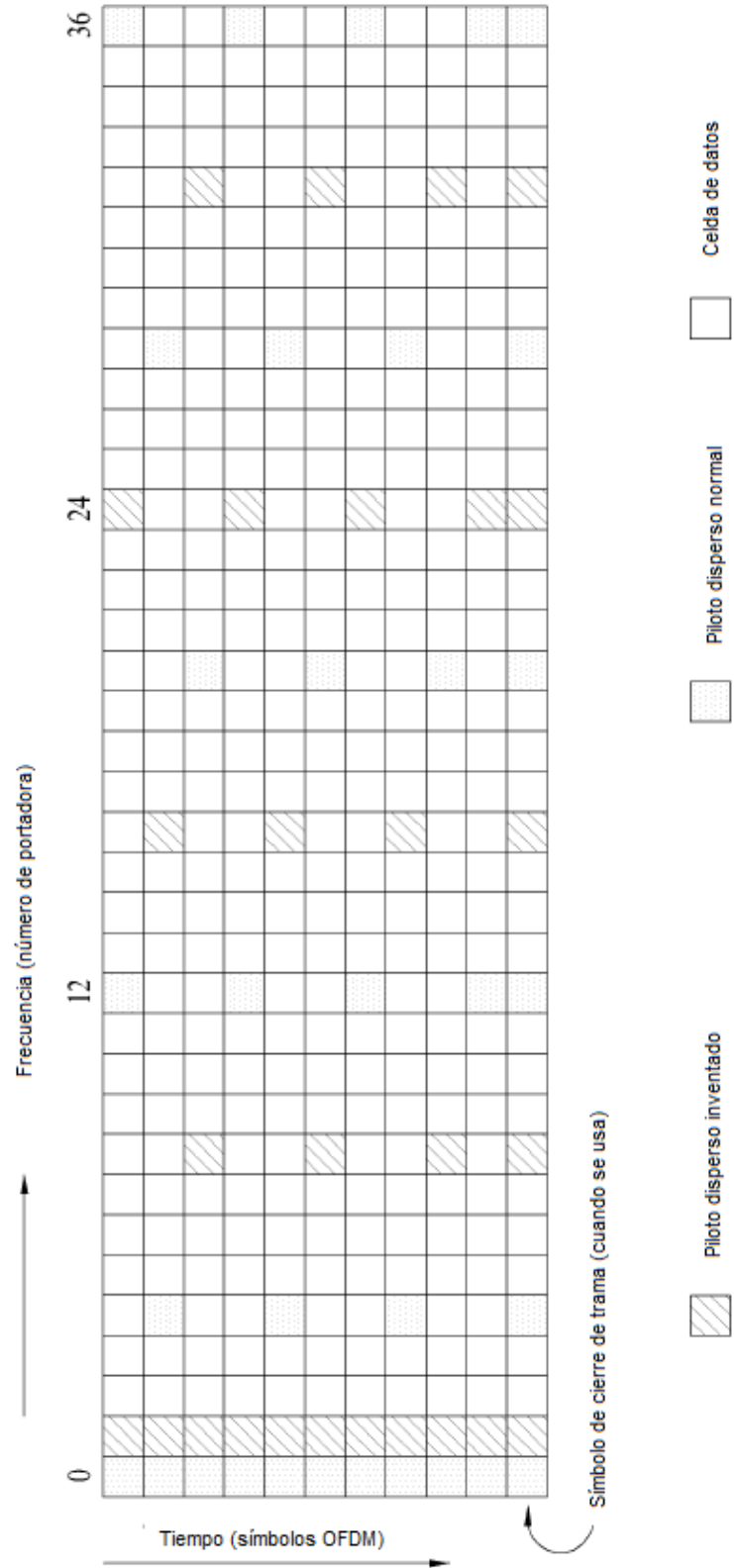


FIG. 49

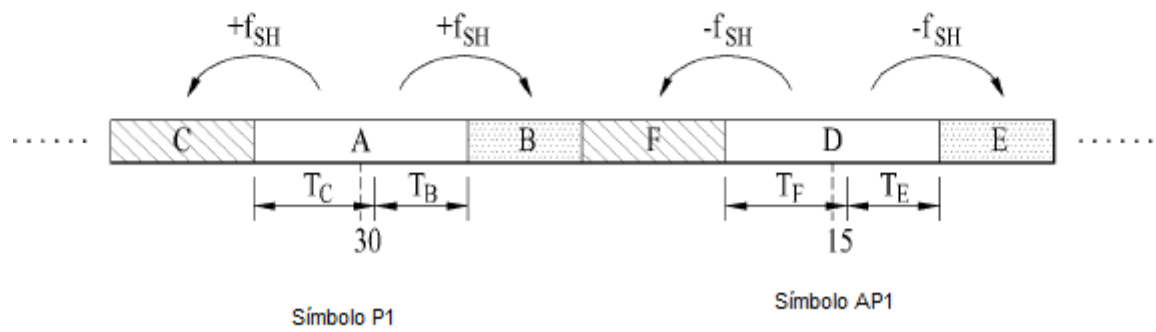


FIG. 50

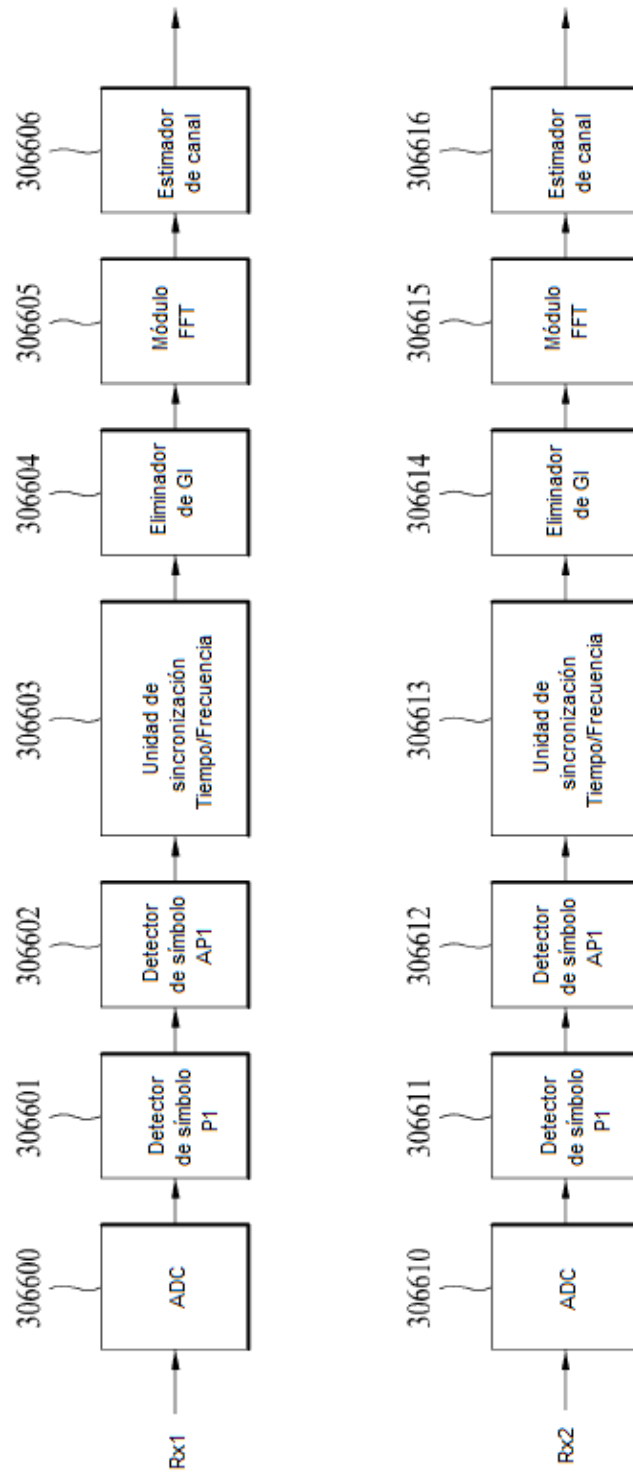


FIG. 51

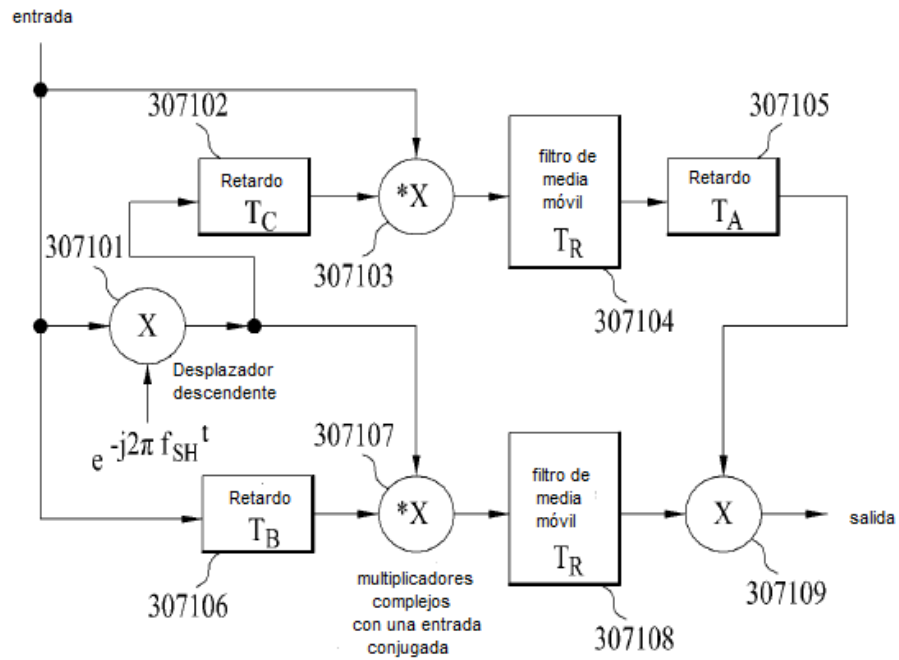


FIG. 52

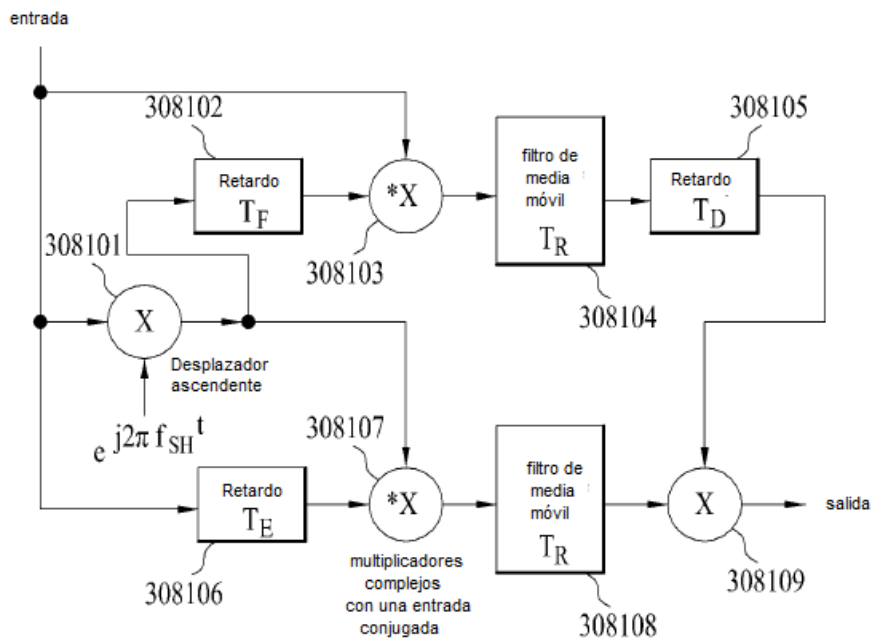


FIG. 53

