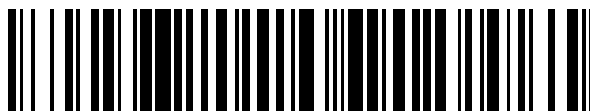


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 529 621**

51 Int. Cl.:

H04N 7/015 (2006.01)
H04B 7/04 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)
H04L 1/00 (2006.01)
H04L 5/00 (2006.01)
H04L 25/03 (2006.01)
H04H 40/18 (2008.01)
H04H 60/07 (2008.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.02.2011 E 11740064 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.12.2014 EP 2536133**

54 Título: **Método y aparato para recibir una señal de difusión**

30 Prioridad:

08.02.2010 US 302522 P

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

23.02.2015

73 Titular/es:

**LG ELECTRONICS INC. (100.0%)
20 Yeouido-dong, Yeongdeungpo-gu
Seoul 150-721, KR**

72 Inventor/es:

**KO, WOO SUK y
MOON, SANG CHUL**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 529 621 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

Método y aparato para recibir una señal de difusión

Campo técnico

- 5 La presente invención se refiere a un aparato de transmisión de señal 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 concretamente, 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 de 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 datos de audio/vídeo de alta capacidad comparado con una señal de difusión analógica y, además de los datos de audio/vídeo, la señal de difusión digital también puede incluir datos diversos adicionales.

- 15 Más específicamente, un sistema de difusión digital para difusión digital puede proporcionar imágenes de nivel de HD (Alta Definición), sonido (o audio) de múltiples canales y una amplia gama de servicios adicionales. No obstante, todavía se requiere que sean mejoradas la eficiencia de transmisión de datos para transmitir datos de alta capacidad, la robustez de la red de transmisión y la recepción y la flexibilidad en una red considerando equipos de recepción móviles. La EP2071791 describe métodos para transmitir y recibir datos usando una técnica de segmentación tiempo-frecuencia. La WO2009/022462 describe un dispositivo terminal que está libre de interferencia
20 entre un canal de acceso aleatorio (RACH) y un canal compartido de enlace ascendente físico (PUSCH). La EP1482699 describe un sistema de transmisión de datos que emplea un primer y segundo preámbulos. La US2009/225822 describe un sistema para recibir símbolos de OFDM sin conocimiento de características de canal. La EP2086193 describe un sistema para transmitir un preámbulo en un sistema de difusión de vídeo digital (DVB). El documento del ETSI: "Digital video broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second
25 generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)", EN 302 755 V1.1.1 del ETSI, septiembre de 2009 (09-2009) describe un estándar para difusión de televisión digital.

Descripción detallada de la invención

Objetos técnicos

- 30 La invención se refiere a la realización presentada con respecto a la Figura 29 (aparato de recepción) con la estructura particular presentada en la Figura 49. Todas las otras referencias a "realizaciones" se tienen que entender como ejemplos útiles para comprender la invención.

Por consiguiente, un objeto de la presente invención es proporcionar un aparato de recepción de señal de difusión que puede recibir señales de difusión adicionales, un método para recibir señales de difusión adicionales, usando una señal de RF de un sistema de difusión convencional sin tener que asegurar ninguna frecuencia adicional.

- 35 Otro objeto es proporcionar un aparato de recepción de señal de difusión que pueda recibir señales de difusión móviles, un método para recibir señales de difusión móviles, usando una señal de RF de un sistema de difusión convencional sin tener que asegurar ninguna frecuencia adicional.

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

- Aún otro objeto de la presente invención es proporcionar un aparato de recepción de señal de difusión y un método para recibir señales de difusión móviles, que puedan 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
45 móvil en la señal de difusión y transmitiendo la señal de difusión que tiene la señal de piloto insertada dentro de la misma.

- Un objeto adicional de la presente invención es proporcionar un aparato de recepción de señal de difusión y un método para recibir señales de difusión móviles, que puedan llegar a ser más robustos contra un efecto de
50 desvanecimiento por 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.

Soluciones técnicas

Según aspectos de la invención, se proporcionan un método según la reivindicación 1 y un receptor según la reivindicación 5. A fin de lograr los objetos técnicos descritos anteriormente de la presente invención, según un

ejemplo, un método para transmitir una señal de difusión según un ejemplo de la presente invención incluye los pasos de recibir una señal de difusión que se transmite a través de una 1ª antena de transmisión y una 2ª antena de transmisión, mientras que se mantiene coherentemente un ancho de banda de subbanda y se cambia una frecuencia de sintonización para cada unidad de celda, detectando una 1ª señal de preámbulo y una 2ª señal de preámbulo que se insertan en una trama de señal, en donde la señal de difusión recibida incluye la trama de señal, identificando una posición de piloto que se inserta en la trama de señal, en base a la información de tamaño de FFT incluida en la 1ª señal de preámbulo detectada y en base a información de patrón de piloto incluida en la 2ª señal de preámbulo detectada, estimando un canal de transmisión a través del cual se transmite la señal de difusión usando una señal de piloto correspondiente a la posición de piloto identificada y realizando ecualización de canal en base al canal de transmisión estimado y realizando corrección de errores sobre la señal de difusión con ecualización de canal.

Según un ejemplo, la trama de señal incluye al menos uno o más símbolos de OFDM, en donde una suma de dos señales de piloto que se transmiten desde la 1ª y 2ª antenas de transmisión se detecta desde una subportadora de al menos una posición de piloto dentro de cada símbolo de OFDM y en donde una diferencia entre dos señales de piloto que se transmiten desde la 1ª y 2ª antenas de transmisión se detecta desde una subportadora de al menos otra posición de piloto.

Según otro ejemplo, la trama de señal incluye al menos uno o más símbolos de OFDM, en donde una suma de dos señales de piloto que se transmiten desde la 1ª y 2ª antenas de transmisión se detecta desde una subportadora de al menos una posición de piloto dentro de cada símbolo de OFDM y en donde una diferencia entre dos señales de piloto que se transmiten desde la 1ª y 2ª antenas de transmisión se detecta a partir de una subportadora de al menos otra posición de piloto.

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 un dominio de frecuencia estrecha de unidad de subbanda. Puede ser más eficaz aplicar tal realización de la presente invención a un transceptor de difusión para comunicación móvil.

Insertando y transmitiendo un 9º patrón de piloto (PP9) y haciendo al receptor usar el 9º patrón de piloto (PP9) recibido para realizar una estimación de canal, la presente invención puede ser capaz de responder a los cambios de canal rápidos y frecuentes con robustez. Más concretamente, 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 porque se puede mejorar la movilidad, mientras que se usa una infraestructura de red de un sistema de difusión terrestre convencional sin ninguna modificación.

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

Por otra parte, usando un sistema de MIMO, la presente invención pueden mejorar la eficacia 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 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 en un entorno de interior.

Breve descripción de los dibujos

La Fig. 1 ilustra una estructura de supertrama 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.

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.

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

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

- 5 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 de OFDM según una realización de la presente invención.

- 10 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.

La Fig. 12 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un demodulador de 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.

- 15 La Fig. 14 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un decodificador de 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.

- 20 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.

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

- 25 La Fig. 19 ilustra una transmisión y recepción de datos respectiva a una transmisión de MIMO de tipo de 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 realizan un método de codificación de MIMO según una realización ejemplar de la presente invención.

- 30 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 de MIMO y a un caso según una primera realización de la presente invención.

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 de MIMO y un diagrama de constelación respectivo a un caso según una primera realización de la presente invención.

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

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

- 40 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.

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.

- 45 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.

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

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

- 10 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.

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 invención.

(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.

- 15 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 invención.

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

- 20 La Fig. 43 ilustra una estructura de supertrama 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 de OFDM según aún otra realización de la presente invención.

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

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.

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

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

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

- 35 La Fig. 51 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un detector de símbolo de 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 de AP1 según una realización de la presente invención.

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

Mejor modo para llevar a cabo la presente invención

- 45 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 y espíritu de la presente invención no estará limitado solamente a las realizaciones ejemplares presentadas en la presente memoria.

Aunque los términos usados la presente invención se seleccionan a partir de términos conocidos y usados de manera general, los significados detallados de los cuales se describen en las parte 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 la práctica general de cualquier experto en la técnica y también dependiendo de la llegada 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, los términos usados en la presente memoria. Por otra parte, se requiere que la presente invención se entienda, no simplemente por los términos reales usados sino por el significado de cada término que 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 conocido 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 a una señal que se procesa y transmite según un método no de MIMO (Múltiples Entradas Múltiples Salidas) o un método de MIMO. En la presente memoria, un método de MISO (Múltiples Entradas Única Salida), un método de SISO (Única Entrada Única Salida) y demás, pueden corresponder al método no de MIMO.

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

El método de 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 de 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 alcance del método de MISO. Por el contrario, el método de SIMO corresponde a un método que usa una única antena de transmisión y múltiples antenas de recepción.

El método de MIMO se refiere a un método de suministro de diversidad de transmisión/recepción y eficacia de transmisión alta de una señal de difusión usando múltiples antenas de transmisión y múltiples antenas de recepción. Más específicamente, el método de 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 de MIMO puede lograr un efecto de diversidad y una eficacia de transmisión alta.

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

La Fig. 1 ilustra una estructura de supertrama ejemplar que incluye una señal de difusión adicional (por ejemplo, una señal de difusión móvil) según la presente invención. Una supertrama puede estar configurada de una pluralidad de tramas y las tramas que pertenecen a una supertrama se pueden transmitir usando el mismo método de transmisión. La supertrama según la realización de la presente invención puede estar configurada de múltiples tramas de T2 (también conocida como una trama de difusión terrestre o una trama de señal) y tramas de 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 de T2. La señal de difusión adicional se puede incluir en la trama de T2 o FEF, para ser transmitida.

Para la simplicidad de la descripción de la presente invención, una parte de la FEF que transmite una señal de difusión móvil se conocerá como una trama (o trama de señal) de NGH (Próxima Generación Portátil). En este punto, 1 trama de NGH se puede transmitir por cada N número de tramas de T2 (es decir, relación de trama de NGH-T2 = $1/N$) y una trama de T2 y una trama NGH también se pueden 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 una cualquiera de una trama de T2, una FEF y una trama de NGH, una trama para una señal de difusión de extensión (o mejora).

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

La información de señalización de P1, que está siendo transportada por el símbolo de P1, incluye un tipo de transmisión y parámetros de transmisión esenciales. Por 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 del campo S1 es igual a 000, el preámbulo puede corresponder a un preámbulo de T2 y se puede indicar que los datos correspondientes se transmiten en un formato de SISO (T2_SISO). Y, cuando el valor del campo S1 es igual a 001, esto puede indicar que los datos correspondientes se transmiten en el formato de MISO

(T2_MISO). Y, cuando el valor del campo S1 es igual a 010, esto puede indicar que la trama corresponde a una trama no T2.

Con referencia la Fig. 1, cada PLP (conducto de capa física) que configura la trama de 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. Una 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 de otro para ser transmitidos respectivamente a diferentes PLP. Cuando múltiples componentes de servicio que configuran un único servicio están siendo diferenciados unos de otros y transmitidos respectivamente a diferentes PLP, los componentes de servicio transmitidos separadamente entonces se pueden integrar de nuevo para un único servicio en el extremo de recepción.

Adicionalmente, según la presente invención, un camino de señal que va a ser procesado independientemente se conocerá 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 está siendo transmitido tal servicio 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 señalización de P1 se puede asignar a una parte principal de la trama de señal correspondiente y, entonces, la parte señalización de L1 y la parte de PLP se pueden asignar secuencialmente después de la parte señalización de P1. En la descripción de la presente invención, solamente la información que se incluye en la parte señalización de L1 se puede conocer como información de señalización de L1 o la información de señalización que se incluye en la parte de señalización de P1 y la información de señalización que se incluye en la parte señalización de L1 se pueden conocer colectivamente como la información de señalización de L1.

Como se muestra 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 sincronización. En base a la información de señalización de P1, se codifica la parte de señalización de L1 posterior, para adquirir información sobre la estructura de PLP y la configuración de la 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 además puede incluir 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 audio, vídeo y flujos de TS de datos e información PSI/SI, tal como una PAT (Tabla de Asociación de Programas), PMT (Tabla de Correlación de Programas) 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, vídeo (también conocido como vídeo de una capa base), vídeo de extensión (también conocido como vídeo de una capa de mejora), audio, componente (o flujo) de datos. En el caso de que el PLP de datos corresponda a un componente de servicio en lugar de a un servicio, la información de señalización posterior de L1 y, más concretamente, un campo PLP_TIPO 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 una decodificación sobre una combinación de PLP1 de datos + PLP2 de datos. La información que configura el PLP común puede incluir información PSI/SI. Además, se pueden añadir adicionalmente Datos Auxiliares a la trama de señal. Más específicamente, con referencia a la trama de señal a nivel de símbolo, el símbolo de P1 transmite la información de señalización de P1, al menos uno o más símbolos de P2 transmiten la información de señalización previa de L1, la información de señalización posterior de L1 y el PLP común. Y, los símbolos de datos transmiten el PLP de datos.

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

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

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

El procesador previo de entrada (128000) recibe al menos uno del flujo de MPEG-TS, flujo de IP y flujo de GS 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 procesador previo 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 en PLP relacionados con el servicio y PLP relacionados con el componente de servicio, para generar la trama en BB respectiva. El módulo de 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 de BICM (128200) puede realizar intercalado. El formador de tramas (128300) correlaciona múltiples PLP a la trama de transmisión en unidades de celda, completando por ello la estructura de la trama de transmisión.

El generador de OFDM (128400) realiza modulación de OFDM sobre los 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 de CRC-8 (129200), un insertador de cabecera en BB (129300), un insertador de relleno (129300) y un aleatorizador de BB (129400). En la descripción de la Fig. 4, el módulo de interfaz de entrada (129100), el codificador de CRC-8 (129200) y el insertador de cabecera en BB (129300) se conocerán colectivamente como un módulo de adaptación de modo y el insertador de relleno (129300) y el aleatorizador de BB (129400) se conocerán colectivamente como un módulo de adaptación de flujo.

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

En caso de que un tamaño de datos del flujo de bits 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 de BB (129400) puede realizar una operación XOR (OR Exclusiva) en un modo de bit sobre un flujo de bits de la trama en BB usando una PRBS (Secuencia Binaria Pseudo Aleatoria), para realizar la 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) respectivo 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~p), p+1 número de eliminadores de paquetes nulos (111230-0~p), p+1 número de codificadores de CRC (Comprobación de Redundancia Cíclica) (111240-0~p) 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, se pueden omitir de la estructura los compensadores

de retardo y los eliminadores de paquetes nulos. Por otra parte, si el tipo de flujo de entrada corresponde a una GSE, se pueden omitir de la estructura los compensadores de retardo, los eliminadores de paquetes nulos y los codificadores de CRC.

Los flujos de GSE o IP o MPEG-TS introducidos se pueden convertir a p+1 número de flujos cada uno que se puede procesar independientemente por el procesador previo de entrada (12800) o procesador de entrada (128100). En este punto, un flujo que va a ser procesado independientemente puede corresponder a un flujo de TS entero (o completo) que incluye múltiples componentes de servicio o también puede corresponder a un flujo de TS de unidad mínima que incluye solamente un componente servicio (por ejemplo, audio o vídeo). 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 servicio. Por otra parte, usando el mismo método, tal flujo también puede corresponder a un flujo de IP entero (o completo) que incluye múltiples componentes de servicio o también puede corresponder a un flujo de IP que incluye solamente un componente servicio.

En este punto, incluyendo una 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 eficacia de transmisión. Como se muestra la Fig. 5, el PLP-0 realiza tal función y, en la descripción de la presente invención, tal PLP se conoce como un PLP común. El número P restante de 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 conoce 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 el PLP-0 de la Fig. 5, se pueden usar en la presente invención.

Los módulos de interfaz de entrada (111200-0~p) pueden segmentar el flujo de entrada del PLP correspondiente en un número de bits requeridos para generar la trama en BB (trama en Banda Base), para generar una trama en BB requerida.

Cuando la unidad de recepción correspondiente realiza una recuperación de servicio, los módulos de sincronismo de flujo de entrada (11210-0~p) pueden generar información de temporización de sincronismo basada en todos los retardos que pueden ocurrir en los canales respectivos y la transmisión procesada, de manera que el servicio correspondiente se puede recuperar para 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 eficazmente. Más específicamente, en base a la información de temporización de sincronismo generada por los módulos de sincronismo de flujo de entrada (11210-0~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 eliminadores de paquetes nulos (111230-0~p) pueden borrar los paquetes nulos insertados, para aumentar la eficacia de transmisión. En este punto, se puede insertar un número de paquetes nulos borrados (DNP) en las posiciones borradas, para ser transmitido.

Los codificadores de CRC (111240-0~p) realizan codificación de 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 delantera 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 del 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 Byte de Sincronismo de Paquete 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 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 en banda/relleno (130200-0~p) y p+1 número de aleatorizadores de 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 el caso de que el sistema use un método de MIMO, el programador (110300) puede incluir un programador para MIMO de polaridad doble. Más específicamente, el programador (110300) puede generar parámetros que se pueden usar por un segundo Demultiplexador, un intercalador de celda, un intercalador de tiempo del módulo de 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 tramas (130100-0~p) pueden retardar los datos de entrada en una trama de transmisión, de manera que se puede transmitir la información de programación respectiva a una siguiente trama 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 en banda/relleno (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 en una trama de transmisión. En este caso, si existe espacio en exceso dentro de los datos de entrada, se puede insertar un bit de relleno en el espacio en exceso o se puede insertar información de señalización en banda en el espacio en exceso.

Cada uno de los aleatorizadores de 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.

Por otra parte, el programador (110300) puede transmitir la información de señalización de L1 al módulo de 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 único, 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 en banda/relleno (130200-0~p) 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 de BICM (128200) de un aparato de transmisión de señal de difusión según una realización de la presente invención.

Como se muestra la Fig. 7, el módulo de BICM (110200), que está configurado para codificar los datos incluidos en los PLP múltiples, puede incluir p+1 número de codificadores de FEC (131100-0~p), p+1 número de intercaladores de bits (131200-0~p), p+1 número de primeros de Demultiplexadores (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 se puede conocer como un correlacionador de Símbolo. Y, el primer demultiplexor también se puede conocer como un demultiplexador (demultiplexor) de Bit a Celda.

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

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 de 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 de FEC (131100-0), un intercalador de bits (131200-0), un primer Demultiplexador (o demultiplexor) (131300-0), un correlacionador de constelación (131400-0), un segundo Demultiplexador (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 de 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 de 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 de 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 un intercalado en unidades de bit sobre el flujo de bits codificado y el primer Demultiplexador (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 Demultiplexador (131300-0) ajusta el orden de salida de los bits, para distribuir y colocar la dispersión de la fiabilidad

de los datos que ocurre durante un proceso de codificación de LDPC, cuando el correlacionador de constelación (131400-0) realiza correlación de símbolos en un proceso posterior.

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

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

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

Según otra realización de la presente invención, un módulo de retardo Q de ROT (rotación) se puede equipar 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 de ROT puede adquirir ganancia adicional.

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

El módulo de BICM de la Fig. 8 puede incluir un generador de señalización de L1 (132100), 2 codificadores de FEC (132200-0~1), un intercalador de bits (132200), un primer demultiplexador (o demultiplexor) (132300) y 2 correlacionadores de constelación (132400-0~1). La presente invención además se puede equipar con un intercalador de tiempo en una parte trasera de extremo 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 de BICM. Como se muestra la Fig. 8, a fin de realizar las funciones de un código de FRFD, que corresponde a un componente de MIMO, el módulo de BICM puede incluir además 2 segundos Demultiplexadores (o demultiplexores) (132500-0~1) y 2 rotadores/re correlacionadores de constelación (132600-0~1). En la presente memoria, el primer Demultiplexador también se puede conocer como un Demultiplexador de Bit a Celda y el segundo Demultiplexador también se puede conocer como un Demultiplexador 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 y la información de señalización posterior de L1 configurable introducidas, 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 de FEC (132200-0~1) realizan un procedimiento de codificación de FEC, que incluye procesos de acortamiento y perforación, en 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 de FEC puede incluir codificación de BCH y codificación de LDPC.

Cada uno del intercalador de bits (132200), el primer Demultiplexador (o demultiplexor) (132300), los 2 correlacionadores de constelación (132400-0~1), los 2 segundos Demultiplexadores (o demultiplexores) (132500-0~1) y los 2 rotadores/re correlacionadores de constelación (132600-0~1) realizan las mismas funciones que los bloques mostrados en la Fig. 7. Y, por lo tanto, se omitirá 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 celdas (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 subsegmento (133200-2), un ensamblador de PLP de datos (133200-3) y un ensamblador de información de señalización (133200-4).

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

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

5 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 los caminos de polaridad, cada uno que es diferente uno de otro, según el método de 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.

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

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

20 La Fig. 10 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un generador de OFDM (128400) según una realización de la presente invención. Más concretamente, la Fig. 10 muestra un generador de 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.

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

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

35 A fin de simplificar la descripción de la presente invención, se hará una descripción detallada de la presente invención sobre un insertador de pilotos (134200-0) del primer transmisor, un módulo de 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.

40 El insertador de pilotos (134200-0) inserta un piloto de un patrón de piloto decidido 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 una estimación de canal de transmisión y una sincronización de tiempo/frecuencia. Adicionalmente, a fin de reducir la PAPR del dominio del tiempo del símbolo de OFDM incluido en la trama de transmisión, no se pueden transmitir datos a una portadora específica.

El módulo de 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 en el dominio del tiempo.

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

50 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 de OFDM eficaz a una parte delantera del símbolo de OFDM respectivo.

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

El DAC (134700-0) convierte una trama de transmisión, que está configurada en un formato digital, que tiene el símbolo de P1 insertado dentro de la misma, en 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).

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

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

- 10 El descorrelacionador de tramas (138200) también se puede conocer como un analizador sintáctico de tramas. Según la realización de la presente invención, se puede incluir al menos un sintonizador en una parte delantera del demodulador de 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 al sintonizador ser aplicado a un sistema de TFS.

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

- 20 La Fig. 12 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un demodulador de 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).

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

- 30 La primera unidad de recepción puede incluir un ADC (139100-0), un detector de símbolo de P1 (139200-0), una unidad de sincronización de tiempo/frecuencia (139300-0), un extractor de GI (139400-0), un módulo de FFT (139500-0), un estimador de canal (139600-0) y una ecualización/decodificador de MISO (139700-0). Y, la segunda unidad de recepción puede incluir un ADC (139100-1), un detector de símbolo de P1 (139200-1), una unidad de sincronización de tiempo/frecuencia (139300-1), un extractor de GI (139400-1), un módulo de FFT (139500-1), un estimador de canal (139600-1) y una ecualización/decodificador de MISO (139700-1). La descripción de la presente invención se hará principalmente 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 las mismas.

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

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

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

El extractor de GI (139400-0) extrae el GI de la señal sincronizada y el módulo de FFT (139500-0) convierte la señal con GI extraído en una señal en el dominio de frecuencia.

- 50 El estimador de canal (139600-0) usa una señal de 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 de MISO (139700-0) usa el canal estimado, para compensar una distorsión en el canal de transmisión y realizar una decodificación de 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 difusión según la presente invención.

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

5 El desintercalador de frecuencia (140100) realiza un 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 un 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 la pluralidad de desintercalados de frecuencia puede realizar un desintercalado en frecuencia sobre cada señal de entrada de MIMO en paralelo. El descorrelacionador de celdas (140200) puede extraer celdas de un PLP común, celdas de PLP de datos y celdas de señalización de L1 a partir de la señal intercalada en frecuencia. Y, cuando se requiere, los datos que se distribuyen y transmiten a múltiples subsegmentos se funden, para configurar un PLP único.

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

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

20 El decodificador de BICM (138300) usa un decodificador de datos (141100) para decodificar una pluralidad de PLP y el decodificador de BICM (138300) también usa un decodificador de información de señalización (141200) para decodificar información de señalización. Según una 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 multiplexadores (o multiplexores), segundos multiplexadores (o multiplexores), desintercaladores de bits y decodificadores de FEC que corresponden al número de PLP introducidos.

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

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

35 El desintercalador de bits desintercala el flujo de bits introducido y recupera el flujo de bits en su orden inicial y el decodificador de FEC recibe el flujo de bits con desintercalado de bits para corregir cualquier error que ocurre durante la transmisión. En este caso, según la presente invención, una decodificación de LDPC y/o un método de decodificación de BCH se usan como el método de decodificación.

Adicionalmente, según la realización de la presente invención, la unidad de decodificación de información de señal (141200) incluye un descorrelacionador de constelación, un primer multiplexador (o multiplexor), un segundo multiplexador (o multiplexor), un desintercalador de bits y un decodificador de FEC, a fin de realizar una 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 multiplexador (o multiplexor) y un decodificador de FEC, a fin de realizar una 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 de 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 de 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 de FEC incluido en la unidad de decodificación de información de señalización (141200) realiza una decodificación de FEC, después de realizar un desacortamiento y una 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 nuevo en 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 multiplexador de Polaridad a Celda, el primer multiplexador corresponde a un bloque que es necesario para soportar un método de MIMO de polaridad doble. En la presente memoria, el segundo multiplexador también se puede conocer como un multiplexador 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 extractor de relleno (142200), un decodificador de CRC-8 (142300) y un procesador de trama en BB (142400).

15 El desaleatorizador en BB (142100) desaleatoriza un flujo de bits introducido y, siempre que se requiera, el extractor de relleno (142200) extrae el bit de relleno insertado. El decodificador de CRC-8 (142300) realiza una decodificación de CRC sobre el flujo de bits introducido. Y, después de decodificar la información incluida en una cabecera de trama en BB, el procesador de trama en BB (142400) usa la información decodificada para recuperar un flujo de TS/IP/GS y sacar el flujo de 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 extractores de relleno (143200-0~ p), $p+1$ número de decodificadores de 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 extractores de relleno (143200-0~ p), los decodificadores de CRC-8 (143300-0~ p), 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, se proporcionarán en detalle en la presente memoria solamente las partes que son diferentes de la descripción de la Fig. 15.

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 han sido extraídos 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 nuevo al flujo de 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 trama 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 los PLP de datos y saca la información recuperada.

En lo sucesivo, un esquema de MIMO según diversas realizaciones de la presente invención, que permite a la presente invención transmitir y recibir señales de difusión usando el método de 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 de BPSK (Modulación de Cambio 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 de QPSK (Modulación de Cambio 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, el MIMO de QAM M+M indica que se usan M-QAM idénticas como las QAM para el procedimiento de codificación de MIMO y el procedimiento de decodificación de MIMO.

- 5 En otro ejemplo, el MIMO de QAM M+M indica que se usan diferentes M-QAM y N-QAM como las QAM para el procedimiento de codificación de MIMO y el procedimiento de decodificación de 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 de MIMO según una realización de la presente invención. En lo sucesivo, el sistema de transmisión de señal de difusión que soporta el método de MIMO se usará en combinación con el sistema de transmisión o transmisor de MIMO.

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

En lo sucesivo, el codificador de MIMO (201020) también se puede conocer como un procesador de 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 de MIMO. El codificador de MIMO (201020) puede realizar codificación de 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 de MIMO. Y, cada una de las señales de transmisión sacadas se puede procesar con el procesamiento de señal requerido y los procesos de modulación, que se transmiten por ello a través de cada una de la primera antena de transmisión (201030) y la segunda antena de transmisión (201040). El codificador de MIMO (201020) puede realizar una codificación en unidades de símbolo.

Como el método de codificación de MIMO, la presente invención puede usar el método de SM, el método de GC y así sucesivamente. Según otra realización de la presente invención, la presente invención propone un nuevo método de codificación de MIMO. El codificador de MIMO puede usar el método de codificación de MIMO, que se describirá en lo sucesivo en detalle, para ser capaz de realizar codificación de MIMO sobre la pluralidad de señales de entrada. Más concretamente, el codificador de MIMO (201020) procesa la pluralidad de señales de entrada según una matriz de MIMO, que se propondrá en lo sucesivo y un valor de parámetro de la matriz de MIMO y, entonces, el codificador de 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 de MIMO, el generador de señal de entrada (201010) también puede funcionar como un elemento, tal como un demultiplexor, un formador de tramas y demás, dependiendo del sistema de transmisión. Adicionalmente, estando incluido en el codificador de MIMO (201020), el codificador de MIMO (201020) puede generar una pluralidad de señales de entrada y puede, entonces, realizar codificación sobre las señales de entrada generadas. Por otra parte, el codificador de MIMO (201020) puede representar un dispositivo configurado para realizar codificación de MIMO o procesamiento de MIMO sobre múltiples señales, para adquirir ganancia de diversidad y ganancia de multiplexación del sistema de transmisión de 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 en paralelo una pluralidad de dispositivos para procesar las señales o un dispositivo que está 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 de MIMO según una realización de la presente invención. En lo sucesivo, el sistema de recepción de señal de difusión que soporta el método de MIMO se usará en combinación con un sistema de recepción o receptor de MIMO.

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

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

una realización de la presente invención, cuando se realiza detección de ML, cada una de la primera señal de transmisión y la segunda señal de salida puede 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 de FEC.

El decodificador de 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 de MIMO. Dado que la primera señal de recepción y la segunda señal de recepción, que se reciben por el sistema de recepción de 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 de MIMO y se transmiten en consecuencia, el sistema de recepción de MIMO puede determinar a qué combinación de tipo de QAM corresponden las señales de recepción, siendo capaz por ello de realizar decodificación de MIMO sobre las señales de recepción. Por lo tanto, el sistema de transmisión de 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, una 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 configurable. Adicionalmente, cuando se realiza decodificación de MIMO sobre la señal de recepción, el sistema de recepción de 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 de MIMO y un método de codificación de MIMO que tiene un nivel de complejidad de sistema bajo, un nivel de eficacia 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 de SM corresponde a un método de transmisión de datos de manera simultánea, que van a ser transmitidos, a múltiples antenas sin realizar ningún procedimiento de codificación separado durante el método de 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 de SM, se requiere un decodificador de ML (Verosimilitud Máxima), que se usa cuando se realiza una recuperación de señal en el receptor, para determinar (o verificar) la combinación de múltiples señales recibidas. Por lo tanto, el método de SM es ventajoso porque el nivel de complejidad es comparativamente bajo. No obstante, el método de SM es desventajoso porque no se puede esperar diversidad de transmisión en el extremo de transmisión. En lo sucesivo, en caso del método de SM, las múltiples señales de entrada evitan el codificador de MIMO y tal desviación se puede expresar como codificación de MIMO.

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

Comparado con el método de SM, el método de GC es ventajoso porque está disponible una comunicación más robusta debido a la adquisición de diversidad de transmisión. No obstante, esta comparación se limita solamente a los casos de uso del método de GC y el método de 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 separados (también conocido como un procedimiento de codificación exterior), la diversidad de transmisión del método de GC puede no ser capaz de proporcionar ganancia adicional. Más concretamente, 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 de GC puede no proporcionar ganancia adicional comparada con el método de SM. Y, en tal caso, será más ventajoso para el sistema de difusión usar el método de SM, que tiene un nivel de complejidad más bajo. En la presente memoria, la distancia de hamming representa un número de bits sin coincidencia entre códigos binarios que tienen el mismo número de bits.

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

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

El sistema de transmisión de 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 de 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 una estimación de canal, el extremo de recepción puede adquirir S1 y S2, para recuperar los datos.

- 5 Como un escenario correspondiente a cuando los caminos de transmisión y recepción son independientes uno de otro, tal entorno se conocerá en lo sucesivo como que está incorrelacionado. Por el contrario, justo como en un entorno de LOS (Línea De Vista), la correlación entre los canales correspondientes a caminos de transmisión y recepción puede ser extremadamente alta y tal entorno se conocerá 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 ambos símbolos S1 y S2. Con referencia a la Fig. 19, en caso del entorno de canal completamente correlacionado, el receptor es incapaz de recibir un símbolo de 16-QAM, que corresponde a una suma agregada de la señal S1, que se expresa como un símbolo de 4-QAM y la señal S2, que también se expresa como un símbolo de 4-QAM. Y, como se muestra en el lado derecho del dibujo, dado que el receptor es capaz de recibir una señal $S1+S2$, que se expresa como 9 símbolos, S1 y S2 no se pueden separar y recuperar.
- 20

- 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 agregada de todas las señales de transmisión transmitidas desde el sistema de transmisión de 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 de MIMO, se asumirá 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 de MIMO se describirá en detalle en base a tal suposición.
- 25

- En este caso, incluso si un receptor se incluye en un entorno de SNR alta, el receptor es incapaz de recuperar la señal, que se transmite a través de MIMO usando el método de SM. En caso de un sistema de comunicación, dado que 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 puede 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 más alto y 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 de SM, el receptor no puede usar un servicio correspondiente y si la cobertura de la red de difusión no se reduce, la dificultad que puede ocurrir es responder a tal entorno de canal, causando por ello un aumento en el coste.
- 30
- 35

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

La presente invención busca diseñar el sistema de MIMO, de manera que el canal de 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 de manera única las secuencias de S1 y S2.

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

- 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 de MIMO que usa una matriz de codificación de MIMO, que incluye un parámetro de codificación (también conocido como un coeficiente de codificación) a, como se muestra más adelante en la Ecuación 1.
- 55

Ecuación 1

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

Cuando un codificador de MIMO realiza una codificación sobre las señales de entrada S1 y S2 usando una matriz de codificación de 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 concretamente, en caso de que el canal de MIMO corresponda a un canal completamente correlacionado, las señales se calculan usando la última línea mostrada en la Ecuación 2.

Ecuación 2

$$Rx_1 = h_{11}(S1+aS2) + h_{21}(aS1-S2)$$

$$Rx_2 = h_{12}(S1+aS2) + h_{22}(aS1-S2), \text{ si } h_{11} = h_{21} = h_{12} = h_{22} = h,$$

$$R = Rx_1 = Rx_2 = h\{(a+1)S1+(a-1)S2\}$$

Ante todo, en caso de que el canal de MIMO corresponda a un canal no correlacionado, la señal de recepción 1 (Rx1) se puede calcular como $Rx_1 = h_{11}(S1+aS2) + h_{21}(aS1-S2)$ y la señal de recepción 2 (Rx2) se puede calcular como $Rx_2 = h_{12}(S1+aS2) + h_{22}(aS1-S2)$, de manera que S1 y S2 pueden tener la misma potencia. Por consiguiente, toda la ganancia del sistema de MIMO se puede usar como en el método de SM.

Mientras tanto, cuando el canal de MIMO corresponde a un canal completamente correlacionado, las señales de recepción ($R=Rx_1=Rx_2$) 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 que tengan diferentes niveles de potencia y usando tales niveles de potencia diferentes se puede asegurar la robustez.

En otras palabras, el codificador de MIMO puede codificar señales de entrada, de manera que las señales de entrada S1 y S2 pueden tener diferentes niveles la potencia, según un parámetro de codificación (también conocido como un coeficiente de codificación) a, y de manera que S1 y S2 también se pueden 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 niveles de potencia diferentes y transmitiendo las S1 y S2 codificadas a una constelación que tiene 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 en consecuencia.

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

Ecuación 3

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

Un método de codificación de MIMO del codificador de MIMO, que usa la matriz de codificación de 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 de coseno de la señal rotada y un elemento de seno (o elemento de número real y elemento de número imaginario (o falso)) y asignar los signos +/- a cada uno de los elementos divididos, transmitiendo por ello la señal procesada a otra antena. Por ejemplo, el codificador de MIMO puede realizar una codificación de manera que un elemento de coseno de la señal de entrada S1 y un elemento de seno de la señal de entrada S2 se pueden transmitir a una antena de transmisión y que un elemento de seno de la señal entrada S1 y un elemento de coseno, que tiene un signo - añadido al mismo, de la señal de entrada S2 se pueden transmitir a otra antena de transmisión. Un ángulo de rotación puede variar dependiendo de un cambio en el valor del parámetro de codificación a y la distribución de potencia entre las 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, una distancia euclidiana) entre coordenadas de símbolo 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 la distancia euclidiana entre señales de transmisión varía a un nivel correspondiente 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 de 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 en consecuencia.

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

Ecuación 4

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

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

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

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

El valor a, que corresponde a un parámetro de codificación, se puede calcular usando la matriz de codificación de MIMO descrita anteriormente mientras que se considera la distancia euclidiana. Según la primera realización de la presente invención, una señal que se combina con el extremo de recepción, después de pasar a través de un canal de MIMO completamente correlacionado, se puede dar una distancia euclidiana, tal como una señal de QAM. Por ejemplo, en un sistema de MIMO que tiene 2 antenas de transmisión y recepción, cuando una 1ª señal de transmisión St1 corresponde a un símbolo de M-QAM y cuando una 2ª señal de transmisión St2 corresponde un símbolo de N-QAM, la señal S1+S2 que está siendo combinada por el extremo de recepción, después de pasar a través del canal de MIMO completamente correlacionado, puede corresponder a una señal (M*N)-QAM. En otro ejemplo, también en un sistema de MIMO que tiene 2 antenas de transmisión y recepción, cuando una 1ª señal de transmisión St1 corresponde a un símbolo de M-QAM y cuando una 2ª señal de transmisión St2 corresponde a un símbolo de M-QAM, la señal S1+S2 que está siendo combinada por el extremo de recepción, después de pasar a través del canal de MIMO completamente correlacionado, puede corresponder a una señal de (M*M)-QAM. La Fig. 20 ilustra una señal de entrada y una señal de transmisión o recepción que realiza un método de codificación de MIMO según la primera realización de la presente invención.

Según la realización mostrada en la Fig. 20, la señal de entrada S1 puede tener una constelación (203010) de un símbolo de 4-QAM y la señal de entrada S2 puede tener una constelación (203020) de un símbolo de 4-QAM. Cuando la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 se codifican con MIMO usando una matriz de codificación de 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 de 16-QAM y las constelaciones respectivas pueden corresponder a la constelación (203030) y la constelación (203040) mostradas en la Fig. 20.

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 las 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 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.

Más específicamente, cuando el codificador de MIMO usa la matriz de MIMO descrita anteriormente para codificar las señales de entrada, el codificador de MIMO puede calcular o determinar el valor del parámetro de codificación a, de manera que la distancia euclidiana entre los símbolos de recepción pueda ser coherente (o igual) 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 de MIMO puede realizar un proceso de codificación. Tal valor a se puede expresar según la Ecuación 5 mostrada más adelante, según una combinación de los métodos de modulación.

5 Ecuación 5

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

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 de 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 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 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+16QAM).

En otras palabras, en caso de que 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 están codificadas en MIMO y combinadas con la 1ª señal de transmisión y la 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 de 16-QAM.

El método de codificación de MIMO según la primera realización de la presente invención muestra un rendimiento de SNR más excelente comparado con cuando se usa el método de GC o el método de SM en el canal de MIMO completamente correlacionado. Más concretamente, la ganancia de SNR según la primera realización de la presente invención llega a ser mayor que la tasa de codificación de los aumentos de código exterior. Por el contrario, en caso del método de 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 del servicio. Adicionalmente, el método de codificación de MIMO según la primera realización de la presente invención muestra el mismo rendimiento en un canal no correlacionado que el método de SM y el rendimiento es más excelente comparado con los otros métodos.

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

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

Ecuación 6

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

En caso de usar una matriz de codificación de la Ecuación 6, el rendimiento se muestra que es 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 de MIMO y a un caso 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 de MIMO, para realizar una codificación de MIMO sobre una señal de entrada S1 de tipo 16-QAM y una señal de entrada S2 de tipo 16-QAM, transmitiendo por ello las señales de entrada codificadas en 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 de 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).

5 Cuando el proceso de codificación de MIMO que usa el subconjunto de GC realizado en el canal de MIMO completamente correlacionado se compara con el proceso de codificación de MIMO realizado según la primera realización de la presente invención (SM OPT1) en el canal de 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
10 rendimiento de SNR respectivo al caso de usar el subconjunto de GC (Golden OLDP de SM) se muestra que es mejor que el caso de usar la primera realización de la presente invención. Por consiguiente, se puede saber que puede ocurrir una diferencia en rendimiento debido a factores distintos de la distancia euclidiana y la razón de la misma se describirá en detalle en lo sucesivo.

15 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 (o subconjunto de GC) como una matriz de codificación de 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
20 cuando se usa la primera realización de la presente invención.

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

25 Para el caso de uso de la primera realización de la presente invención y para el caso de uso del 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 las constelaciones 16-QAM 4 por 4, que se distribuyen a 16 regiones dentro de la constelación total puede ser similar una a otra para ambos casos. No obstante, la distancia euclidiana es mayor que en el caso de uso del
30 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 uso del subconjunto de GC es menor que la distancia euclidiana mínima que corresponde al caso de uso de la primera realización de la presente invención. No obstante, el caso de uso del GC muestra un rendimiento de BER mayor que el caso de uso de la primera realización de la presente invención. Por lo tanto, en la siguiente descripción de la presente invención,
35 se propondrá un método de codificación de MIMO que tiene un rendimiento de SNR mejor o un rendimiento de BER mejor.

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

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

En el método de codificación de 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 entrada S2 se
45 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 de MIMO puede usar la matriz de codificación de MIMO usada en la primera realización de la presente invención y puede realizar una codificación de MIMO cambiando el signo de la señal
50 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 entrada S2 según el signo de la señal de entrada S1, se puede aplicar una matriz de codificación de MIMO 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

55 $S1 = b_0 b_1 \dots b_{N-1}, N = \log_2 M, M = \text{tamaño de QAM de S1}$

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

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

para $i = 1 \dots N-1$

$$si = sq = 1$$

5 $si \ i = \text{índice de real}(S1) \text{ y } b_i = 1$

$$si = -si$$

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

$$sq = -sq$$

fin para

10 $S2 = si \cdot \text{real}(S2) + i \cdot sq \cdot \text{imag}(S2)$

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

Como se muestra la Ecuación 7, se realiza una operación XOR sobre cada uno de los valores de bits 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 una señal de transmisión 1 (206030) y una 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 de MIMO aplicadas 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 través del canal completamente correlacionado y que se reciben por el receptor, pueden tener una correlación de gray. Por lo tanto, como se muestra 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 de (M*N)-QAM (o señal de (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 de SIMO en el canal de MIMO completamente correlacionado. No obstante, cuando el decodificador de ML decodifica la señal de recepción y la S1 y S2 adquiridas, dado que el valor de S2 depende de S1, se puede aumentar el nivel de complejidad. Y, en un canal de MIMO no correlacionado, el rendimiento probablemente va a ser degradado debido a una correlación entre las señales de entrada.

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

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

La Fig. 24 ilustra un método de codificación de 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 de MIMO completamente correlacionado y un valor del parámetro de codificación α de la matriz de codificación de 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 puede compensar teniendo la sección D_E1 que mantener 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 2 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 del otro símbolo, una degradación del 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 mayor nivel de potencia. Ante todo, se determina una distancia euclidiana relativa con respecto a la 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 de 16-QAM que tiene un nivel de potencia que disminuyen es igual a 2 (a-1) y que la distancia euclidiana mínima de un símbolo de 16-QAM que tiene un nivel de potencia que aumenta es igual a 2 (a+1) (esto es debido a que una señal de recepción se expresa como $R = h\{(a+1)S1 + (a-1)S2\}$). Con referencia a la Fig. 24, D_E1 corresponde a la distancia euclidiana de símbolos de 16-QAM que tienen niveles de potencia disminuidos. Adicionalmente, puede ser conocido que D_E2 corresponde a 2 veces una distancia, que se calcula sustrayendo una distancia, que corresponde a 3/2 de la distancia euclidiana de símbolos de 16-QAM que tienen niveles de potencia disminuidos, de 1/2 de la distancia euclidiana de símbolos de 16-QAM que tienen niveles de potencia aumentados. Y, esto se puede expresar usando la Ecuación 8 mostrada más adelante.

Ecuación 8

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

En otras palabras, el codificador de MIMO usa la matriz de MIMO descrita anteriormente a fin de realizar codificación de MIMO, de manera que cada señal de entrada se pueda asignar con un nivel de potencia diferente y de manera que cada señal de entrada pueda tener una distancia euclidiana diferente. En este caso, según la tercera realización de la presente invención, el codificador de 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 de MIMO.

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

Con referencia a la Fig. 25, cuando se realiza una codificación de MIMO sobre la señal entrada S1 (208010) y la 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 puede 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 de 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 la Fig. 24 y la Fig. 25, corresponde a un ejemplo de cálculo del valor a, cuando la señal 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.

Ecuación 9

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

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

Adicionalmente, además del valor propuesto en el caso de MIMO de QPSK+16QAM, un valor de 4,0 se puede usar como el valor a. En caso de MIMO de QPSK+16QAM, esto es debido a la característica que permite a la señal combinada expresar tanto S1 como S2, incluso en un caso de uso del método de 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.

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 de MIMO completamente correlacionado, la segunda realización de la presente invención muestra un rendimiento idéntico al de la SIMO, no causando por ello ninguna pérdida en el rendimiento. Por consiguiente, se pueden mejorar las desventajas del método de MIMO del canal de MIMO completamente correlacionado. No obstante, según la segunda realización de la presente invención, debido al proceso de codificación de 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 de 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 para S2, causando por ello un error de decodificación adicional en S2. A fin de resolver tal problema, la presente invención puede usar un proceso de detección de ML iterativa.

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

El proceso de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención está ideado y diseñado de manera que la señal de recepción que se recibe a través del canal de 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 de MIMO completamente correlacionado. Y, en comparación con el método de SM, dado que el proceso de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención no muestra pérdida de rendimiento en el canal de MIMO no correlacionado, se verifica que se puede usar la ganancia tanto en la transmisión de MIMO como en la recepción de MIMO. En este caso, dado que el nivel de complejidad del receptor es similar al nivel de complejidad que corresponde al método de SM, el proceso de codificación de 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 de MIMO o procesamiento de MIMO descritos anteriormente y un aparato de recepción de señal de difusión, que recibe las señales de difusión procesadas con codificación de MIMO y procesamiento de 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 de 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 de 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 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 de BICM (209010), un formador de tramas (209020), un codificador de MIMO (209040) y un generador de OFDM (209050). Y, el módulo de BICM (209010) puede incluir un codificador de FEC (209060), un intercalador de bits (209070), un Demultiplexador (o demultiplexor) (209080), un correlacionador de constelación (209090) y un intercalador de tiempo (209100).

El codificador de MIMO (209040) también se puede conocer como un procesador de 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 de BICM (209010) puede incluir además un módulo de Q-retardo ROT (ROTación) y un intercalador de celdas entre el correlacionador de constelación (209090) y el intercalador de tiempo (209080). El módulo de Q-retardo de ROT puede rotar la constelación correlacionada con 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 un intercalado de unidad de celda, para reducir una regularidad de la FEC. En el aparato de transmisión de señal de difusión, se introducen múltiples PLP a través de caminos de BICM respectivos. Y, la Fig. 26 muestra un ejemplo en donde un PLP único está siendo introducido al módulo de BICM (209010) y el aparato de transmisión de señal de difusión según la realización de la invención se describirá en consecuencia. En la presente memoria, se puede proporcionar una pluralidad de módulos de BICM y cada uno de los PLP procesados con BICM separadamente se puede introducir 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 omitirá por simplicidad una descripción detallada de los mismos. 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 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 Demultiplexador (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 una correlación de gray de M-QAM sobre el flujo de bits, que se saca desde el Demultiplexador (209080), para sacar un flujo de símbolos de M-QAM. El intercalador de tiempo (209100) intercala el flujo de símbolos en unidades de tiempo y, más concretamente, el intercalador de tiempo (209100) realiza intercalado de tiempo sobre los símbolos que se sacan desde un bloque de LDPC o múltiples bloques de LDPC. Con referencia a la Fig. 26, el procedimiento de procesamiento de señal realizado por los bloques colocados después del correlacionador de constelación se puede realizar en unidades de símbolo.

El formador de tramas (209020) reúne (o coloca) los símbolos de PLP unidad, que son sacados cada uno después de pasar a través de cada camino de BICM, en 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 una transmisión de 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 ser codificados en MIMO colectivamente. En la realización mostrada la Fig. 26, en donde se realiza una transmisión a través de 2 antenas, el formador de tramas (209020) puede reunir (o colocar) 2 símbolos, cada uno que es diferente uno de otro, en 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 un intercalado sobre los 2 datos de símbolo en el dominio de frecuencia usando el mismo patrón.

El codificador de MIMO (209040) realiza una codificación de 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 de MIMO según las realizaciones primera a tercera de la presente invención se puede usar como el método de codificación de MIMO. Más específicamente, el proceso de codificación de MIMO se puede realizar usando una matriz de codificación de MIMO que incluye el parámetro de codificación a descrito anteriormente. Para una descripción detallada del mismo, se puede hacer referencia al método de codificación de MIMO descrito anteriormente.

El generador de OFDM (209050) puede realizar una modulación de OFDM sobre los datos de símbolo codificados con MIMO y puede transmitir los datos de símbolo modulados con OFDM. En la presente memoria, el generador de OFDM (209050) puede incluir un insertador de pilotos, un módulo de 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 la Fig. 10 para la descripción del generador de OFDM (209050), se omitirá por simplicidad una descripción detallada del mismo.

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

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

Adicionalmente, el número de los intercaladores de frecuencia y los generadores de OFDM (209050), que se proporcionan en paralelo, puede corresponder al número de señales de entrada que se transmiten a múltiples antenas usando el método de MIMO. Y, tal operación se puede realizar en paralelo. Alternativamente, según la realización de la presente invención, un intercalador de frecuencia y un generador de 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, corresponden respectivamente a BPSK+QPSK, QPSK+16-QAM. En lo sucesivo, esto se expresara como M-QAM+N-QAM. No obstante, en relación con las operaciones del demultiplexador (o

demultiplexor), se describirán colectivamente en detalle casos que corresponden a QPSK+QPSK, QPSK+16-QAM, 16-QAM+16-QAM.

En este caso, el Demultiplexador (209080) puede ajustar el orden de salida de bits del flujo de bits, que está siendo sacado desde el intercalador de bits (209070). En la presente memoria, este proceso se lleva a cabo a fin de realizar una colocación dispersa de la fiabilidad de datos, lo cual ocurre durante el proceso de codificación de LDPC, cuando se realiza una correlación de símbolos. El Demultiplexador (209080) demultiplexa el flujo de bits con referencia a M-QAM y N-QAM y entonces saca el flujo de bits demultiplexado. El demultiplexador (209080) puede realizar adicionalmente la función del generador de señal de entrada, que genera o coloca múltiples señales de entrada a fin de realizar una transmisión de MIMO. El correlacionador de constelación (209090) puede realizar una correlación de gray M-QAM/N-QAM sobre el flujo de bits, que se saca desde el demultiplexador (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) puede realizar una 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 demultiplexador (209080) se puede operar de manera diferente según el tamaño de QAM de cada señal de entrada que se usa para la transmisión de MIMO. Más específicamente, en caso de que la combinación de las señales de entrada para la transmisión de MIMO corresponda a MIMO de QPSK+QPSK o 16-QAM+16-QAM, se pueden usar un demultiplexador de QAM y un demultiplexador 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 de 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 de 256-QAM. En la presente memoria, la transmisión de MIMO de M+N-QAM realiza una transmisión de un número de bits, que es igual a SISO de $M \times N$ QAM, toda de una vez. En la presente memoria, para la parte de la presente invención que no se ha descrito, se puede aplicar sin ninguna modificación la descripción del procesamiento de M-QAM+M-QAM.

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 de 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 de 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 de OFDM (209110), un decodificador de MIMO (209120), un desintercalador de frecuencia (209130), un analizador sintáctico de tramas (209140), un desintercalador de tiempo (209150), un multiplexador (209160), un desintercalador de bits (209170) y un decodificador de FEC (209180). El desintercalador de frecuencia (209130) y el analizador sintáctico de tramas (209140) se puede conocer colectivamente como un descorrelacionador de tramas. Y, el analizador sintáctico de tramas también se puede conocer como un descorrelacionador de celdas. El desintercalador de tiempo (209150), el multiplexador (209160), el desintercalador de bits (209170) y el decodificador de FEC realizan colectivamente los procesos inversos del módulo de BICM incluido en el extremo de transmisión y en lo sucesivo se pueden conocer colectivamente como un decodificador de BICM (209190). El decodificador de MIMO (209120) también se puede conocer como un detector de 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 tienen el mismo nombre mostradas 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 puede aplicar sin ninguna modificación. Más específicamente, la descripción sobre la operación del demodulador de OFDM mostrado en la Fig. 12 se puede usar directamente sin ninguna modificación para la descripción de la operación del demodulador de OFDM (209110).

El decodificador de MIMO (209120) procesa información de canal adquirida a partir del demodulador de OFDM (209110) y múltiples datos de símbolo de recepción, para sacar múltiples señales de salida. El decodificador de 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 de 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 de Alamouti y el método de 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 de MIMO y t representa una unidad de tiempo. W representa una de las muchas matrices de codificación de 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 de MIMO. En la presente memoria, la s pequeña corresponde a una unidad respectiva a 2 señales, que se usan para la transmisión de MIMO.

En la Ecuación 10,

$$\|Y - HWS\|^2$$

indica una diferencia entre un vector de señal recibida (dado que se reciben simultáneamente 2 señales, el vector de señal también puede ser conocido como un vector) y un vector de señal transmitida. Por consiguiente, el decodificador de MIMO (209120) busca encontrar un vector S_s que pueda minimizar la diferencia entre el vector de señal recibida y el vector de señal transmitida. Por lo tanto, dado que el decodificador de MIMO (209120) es consciente de los valores de $y_{h,t}$, $h_{h,t}$ y W , el decodificador de MIMO (209120) puede usar la Ecuación 10, para comparar que una verosimilitud del bit correspondiente sea igual a 1 (S_1) con una verosimilitud de bit correspondiente que es igual a 0 (S_0) en un dominio logarítmico, para adquirir una LLR (Relación de Verosimilitud logarítmica).

Como se describió anteriormente, el decodificador de MIMO (209120) puede usar la Ecuación 10 a fin de usar un método de búsqueda de 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 detección, que se detecta por el decodificador de MIMO (209120), corresponde a una probabilidad de unidad de bit, las múltiples señales de salida que se sacan desde el decodificador de MIMO (209120) corresponden a datos de bit unidad que se expresan como LLR (Relación de Verosimilitud Logarítmica). En este punto, el decodificador de MIMO (209120) realiza una operación de comparar todas las combinaciones de datos usadas para la codificación de MIMO con los datos que se reciben usando la información de canal, a fin de conseguir el valor de LLR. En la presente memoria, el decodificador de MIMO (209120) puede usar un método de ML Aproximada usando solamente el valor más aproximado a los datos, que se reciben a fin de reducir el nivel de complejidad, un método de decodificación de Esfera usando solamente una combinación de datos dentro de una proximidad predeterminada a la señal recibida y así sucesivamente. Más específicamente, con referencia la Fig. 27, el decodificador de MIMO (209120) puede realizar decodificación de MIMO sobre 2 señales de recepción, que se reciben usando 2 antenas, para sacar múltiples señales de salida S_1 y S_2 , tales como las señales de entrada del extremo de transmisión. En este punto, las señales de salida S_1 y S_2 que están siendo sacadas pueden corresponder a un flujo de unidad de bits. En este caso, cada una de las señales de salida pueden corresponder a una señal de salida respectiva al tipo de QAM de las señales de entrada del extremo de transmisión.

Entre las ecuaciones usadas en el decodificador de MIMO (209120), WS y W , que corresponden a matrices de codificación de MIMO, incluyen todas las matrices de codificación de MIMO del método de codificación de MIMO propuesto como se describió anteriormente. El sistema de transmisión de MIMO puede transmitir información que indica una matriz de codificación de MIMO usada para el proceso de codificación de MIMO y el sistema de recepción de MIMO puede usar tal información para determinar y decodificar la matriz de codificación de MIMO. Opcionalmente, el sistema de recepción de MIMO también puede usar una matriz de codificación de 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 símbolo, dado que el intercalador de frecuencia (209130) del receptor usa información de bits de LLR, el desintercalador de frecuencia (209130) realinea todos los conjuntos de la información de bits de LLR que pertenecen a un único símbolo de QAM en unidades de símbolo y saca la información de bits de LLR realineada. En la presente memoria, se proporciona una pluralidad de los intercaladores de frecuencia (209130) en el aparato de recepción de señal de difusión, de manera que el desintercalado de frecuencia se puede realizar en paralelo sobre cada una de las señales de entrada de MIMO.

El analizador sintáctico de tramas (209140) adquiere solamente los datos de PLP queridos (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 un 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 bits, a diferencia de en el transmisor, el desintercalador de tiempo (209150) también puede realinear los flujos de bits en base a la información de bits de LLR y sacar los flujos de bits realineados. En este punto, el analizador sintáctico de tramas (209140) realiza un análisis sintáctico de tramas sobre las múltiples señales de entrada y recoloca (o reensambla) las señales de entrada en un flujo único, para sacar el flujo único. 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 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 flujo único.

El multiplexador (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 multiplexador (209160). El decodificador de FEC (209180) realiza decodificación de LDPC/BCH sobre la salida del desintercalador de bits (209170) para realizar corrección de errores, sacando por ello los datos de bits del PLP. Se proporciona una pluralidad del intercalador de frecuencia, desintercalador de frecuencia, generador de OFDM y demodulador de 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 de MIMO según el número de señales de transmisión y recepción de MIMO. Por otra parte, la pluralidad de los bloques descritos anteriormente también se puede recolocar con un intercalador de frecuencia, un desintercalador de frecuencia, un generador de OFDM y un demodulador de OFDM colectivamente incluyendo una memoria que puede procesar múltiples conjuntos de datos todos al mismo tiempo, para reducir la complejidad del sistema.

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 unos de otros. 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 expresara como M-QAM+N-QAM.

En este caso, el desintercalador de frecuencia (209130) realiza un 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 bits 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 bits de LLR que pertenecen a un símbolo N-QAM en unidades de símbolos y saca los datos de bits de LLR realineados. Más concretamente, dado que el número de datos de bits incluidos en el símbolo de M-QAM de la señal entrada de MIMO y el número de datos de bits incluidos en el símbolo de N-QAM de la señal de entrada de MIMO pueden ser diferentes uno de otro, el proceso de desintercalado se debería realizar con respecto a tal diferencia. Esto aplica idénticamente en el desintercalador de tiempo (209150). El multiplexador (209160) realiza un proceso inverso de la unidad de generación de señal de entrada, que se describió en la Fig. 17 y los bloques que se colocan después del multiplexador (209160) en el aparato de recepción de señal de difusión realizan un procesamiento de señal sobre un flujo único. En la presente memoria, para la parte de la presente invención que no se describe, la descripción del procesamiento M-QAM+N-QAM se puede aplicar directamente sin ninguna modificación.

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 de 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 al 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 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 de BICM (210010), un formador de tramas (210020) y un generador de OFDM (210040). Y, el módulo de BICM (210010) puede incluir un codificador de FEC (210050), un intercalador de bits (210060), un demultiplexador (o demultiplexor) (210070), un

correlacionador de constelación (210080), un codificador de 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 la Fig. 26 es la posición del codificador de MIMO. Más específicamente, el codificador de MIMO (210090) de la Fig. 28 se coloca entre el correlacionador de constelación (210080) y el intercalador de tiempo (210100). Y, el codificador de MIMO (209040) de la Fig. 26 se coloca entre el intercalador de frecuencia del formador de tramas (209020) y el generador de 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 omitirán 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 de QAM, que van a ser procesados con codificación de MIMO, en paralelo, mientras que, en la Fig. 28, el codificador de MIMO (210090) recibe los símbolos que se sacan desde el correlacionador de constelación (210080) y coloca los símbolos recibidos en paralelo. Entonces, el codificador de MIMO (210090) realiza una codificación de MIMO sobre los datos en paralelo y saca los datos codificados en MIMO. En la presente memoria, el codificador de MIMO (210090) realiza las funciones de la unidad de generación de señal de entrada, para generar múltiples señales de entrada. Entonces, el codificador de MIMO (210090) realiza codificación de MIMO sobre las señales de entrada generadas para sacar múltiples señales de transmisión. Los datos de transmisión de 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 de OFDM (210040) o por un intercalador de tiempo (210100), un formador de tramas (210020) y un generador de OFDM (210040), que procesan internamente datos en paralelo, para ser transmitidos después. En la realización que usa 2 antenas, como se muestra la Fig. 28, cada uno del intercalador de tiempo (210100), el formador de tramas (210020) y el generador de OFDM (210040) se puede proporcionar en pares, para ser capaces de procesar datos, que están siendo sacados desde el codificador de MIMO (210090).

Cualquiera de los métodos de codificación de MIMO según las realizaciones primera a tercera de la presente invención se puede usar como el método de codificación de MIMO realizado por el codificador de MIMO (210090). Más específicamente, el proceso de codificación de MIMO se puede realizar usando una matriz de codificación de MIMO que incluye el parámetro de codificación a descrito anteriormente. Para una descripción detallada del mismo, se puede hacer referencia al método de codificación de 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 unos de otros. 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 de 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 de MIMO, es idéntico uno al 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 de OFDM (210110), un desintercalador de frecuencia (210120), un analizador sintáctico de tramas (210130), un desintercalador de tiempo (210140), un decodificador de MIMO (210150), un multiplexador (210160), un desintercalador de bits (210170) y un decodificador de FEC (210180). El desintercalador de frecuencia (210120) y el analizador sintáctico de tramas (210130) se pueden conocer colectivamente como un descorrelacionador de tramas. Y, el analizador sintáctico de tramas (210130) también se puede conocer como un descorrelacionador de celdas.

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

La diferencia entre la Fig. 29 y la Fig. 27 es la posición del decodificador de MIMO. Más específicamente, el decodificador de MIMO (210150) de la Fig. 29 se coloca entre el desintercalador de tiempo (210140) y el multiplexador (210160). Y, el decodificador de MIMO (209120) de la Fig. 27 se coloca entre el demodulador de 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, 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 se omitirán por simplicidad. 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 de OFDM (210110), el desintercalador de frecuencia (210120), el analizador sintáctico de tramas (210130) y el desintercalador de tiempo (210140) pueden procesar una señal de MIMO, que se recibe a través de múltiples antenas, a través de múltiples caminos en unidades de símbolo. Y, el decodificador de MIMO (210150) convierte datos de símbolo unidad 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 de OFDM (210110), los desintercaladores de frecuencia (210120), los analizadores sintácticos de trama (210130) y los desintercaladores de tiempo (210140). Y, estando equipados con una memoria que puede realizar un procesamiento paralelo descrito anteriormente, la pluralidad de bloques descritos anteriormente se pueden 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 símbolo unidad, se puede reducir la complejidad o el tamaño de memoria requerido, comparado con la realización de la Fig. 27, la cual procesa la información de bits de LLR.

Con referencia la Fig. 26 a la Fig. 29, el formador de tramas/decorrelacionador de tramas realizan respectivamente las funciones de un divisor/fusionador. No obstante, las funciones del divisor/fusionador también se pueden realizar por otro elemento del dispositivo. Por ejemplo, en el aparato de transmisión de señal de difusión, el demultiplexador puede realizar la función del divisor y el divisor se puede proporcionar después del demultiplexador. 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 multiplexador y el fusionador se puede proporcionar en la parte delantera del multiplexador. 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, entonces pueden procesar señales de salida en paralelo a lo largo de un número de caminos correspondientes 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 divisor fusionador, pueden procesar 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 las 2 señales de entrada se modulan en QPSK+16-QAM y 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 de MIMO. En la presente memoria, según la realización de la presente invención, la información que indica el tipo de QAM se puede señalar en 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 tramas, también se pueden señalar en 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 ambas pueden tener el mismo tipo de QAM o bien pueden tener diferentes tipos de QAM. En este caso, el decodificador de MIMO del aparato de recepción de señal de difusión puede usar la información que indica el tipo de QAM de las señales de entrada, que se incluyen en la señal de recepción, para realizar decodificación de MIMO y sacar las señales de salida de tipo de QAM. No obstante, tales señales de salida de tipo de QAM incluyen datos de unidad de bit y tales datos de unidad de bit corresponden a un valor de decisión blando que indica la probabilidad (o verosimilitud) de bit unidad descrita anteriormente. Tales valores de decisión blandos entonces se pueden convertir a valores de decisión firmes realizando una decodificación de 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 transmitir.

Según la realización de la presente invención, codificando datos de vídeo usando el método de 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 puede 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.

Los datos de capa base corresponden a datos para imágenes que tienen 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 mayor calidad de imagen. 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.

5 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 datos de capa de mejora.

10 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 los datos de vídeo de capa base como los datos de vídeo de capa de mejora, para adquirir imágenes que tienen una mayor calidad de imagen. 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 (o vídeo)/voz (o audio)/datos básicos que corresponden a la capa base y la capa de mejora se puede usar para indicar datos que proporcionan un servicio superior incluyendo imagen (o vídeo)/voz (o audio)/datos de capa superior que corresponden a la capa de mejora.

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

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

30 Como se muestra la Fig. 30, el sistema de transmisión de MIMO puede incluir un codificador de SVC (244100), que codifica datos de difusión usando el método de SVC y un codificador de 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 de MIMO también se puede conocer como un procesador de MIMO.

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

40 El codificador de SVC (244100) realiza codificación SVC sobre los datos de difusión y saca los datos codificados en 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 de MIMO por el codificador de MIMO (244200), siendo por ello sacados respectivamente a través de la 1ª antena de transmisión (244300) y la 2ª antena de transmisión (244400) como datos idénticos o como datos diferentes. En este caso, el correlacionador de constelación del sistema de transmisión realiza una correlación de símbolos sobre el símbolo correspondiente según el tipo de modulación, como se muestra en el lado izquierdo del dibujo. Por ejemplo, el correlacionador de constelación puede realizar una modulación de capas, para correlacionar bits correspondientes a la capa base a una parte de MSB (Bit Más Significativo) del símbolo correspondiente y correlacionar bits correspondientes a la capa de mejora a una parte de LBS (Bit Menos Significativo) del símbolo correspondiente.

45 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 bits demodulada y adquirir los datos separados. Los datos de capa de mejora se pueden procesar con decodificación de MIMO, para ser adquiridos usando información de bit de una SVC final. En caso de que la información de bit que corresponde al MIMO no se pueda separar, el receptor puede usar solamente la información de bit que corresponde a la SISO o a las MISO, para adquirir los datos de capa base y proporcionar el servicio respectivo.

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

55 Como se muestra la Fig. 31, el sistema de transmisión de MIMO puede incluir un codificador de SVC (245100), que codifica datos de difusión usando el método de SVC y un codificador de 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 de FDM (Multiplexación por División de Frecuencia).

El codificador de SVC (245100) realiza codificación SVC sobre los datos de difusión y saca los datos codificados con SVC como los datos de capa base y los datos de capa de mejora. Los datos de capa base se transmiten por igual 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 de MIMO por el codificador de 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.

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

El sistema de recepción recibe un símbolo de OFDM. Entonces, el sistema de recepción realiza una decodificación de SISO/MISO sobre los datos correspondientes a la portadora de SISO/MISO, para adquirir los datos de capa base. Y, el sistema de recepción realiza una decodificación de MIMO sobre los datos correspondientes a la portadora de MIMO, para adquirir los datos de capa de mejora. A partir de entonces, en base al estado del canal y del sistema de recepción, cuando no se puede realizar el proceso de decodificación de MIMO, el proceso de decodificación se puede realizar usando solamente los datos de capa base. Alternativamente, cuando se puede realizar el proceso de decodificación de MIMO, 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 de MIMO se puede realizar después de correlacionar la información de bit del servicio a un símbolo, el codificador de MIMO (245200) se puede colocar después del correlacionador de constelación. Por consiguiente, la estructura del sistema de recepción se puede simplificar más comparada con la estructura del sistema de recepción mostrado la Fig. 30.

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

Como se muestra en la Fig. 32, el sistema de transmisión de MIMO puede incluir un codificador de SVC (246100), que codifica datos de difusión usando el método de SVC y un codificador de 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 que usa un método de un PLP de capa o un método de TDM.

En la realización mostrada en la Fig. 32, el sistema de transmisión puede transmitir respectivamente datos de capa base codificados con SVC y datos de capa de mejora codificados con SVC a través de un intervalo de SISO/MISO y un intervalo de 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 la Fig. 32, el intervalo se ilustra como un intervalo de unidad de tiempo. Por otra parte, este intervalo también puede corresponder a un PLP.

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 de SISO/MISO y el sistema de recepción puede recibir datos de capa de mejora desde el intervalo de MIMO. Y, como se describió anteriormente, en base al canal y al sistema de recepción, cuando no se puede realizar el proceso de decodificación de MIMO, el proceso de decodificación se puede realizar usando solamente los datos de capa base. Alternativamente, cuando se puede realizar el proceso de decodificación de MIMO, 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 de MIMO (244200, 245200, 246200) de la Fig. 30 a la Fig. 32 puede usar al menos uno de los métodos de codificación de MIMO propuestos en la primera realización a la tercera realización. Esto es meramente ejemplar y, por lo tanto, el proceso de codificación de MIMO también se puede realizar usando el método de SM o el método de 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 una trama de 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.

5 Según otra realización de la presente invención, los datos de capa base y los datos de capa de mejora solamente se pueden transmitir 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 conocerá como una trama de difusión de MIMO por simplicidad. En la presente memoria, la trama de difusión de MIMO se usará en combinación con una trama de señal o una trama de transmisión.

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

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

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

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

25 Dado que el aparato de recepción de señal de difusión terrestre convencional puede no ser capaz de procesar los datos de difusión de MIMO, se requiere que sea señalada información adicional para identificar el PLP de difusión terrestre y el PLP de difusión de 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 de PLP_TIPO de la información de señalización posterior de L1. En este punto, el PLP de difusión de MIMO se puede indicar usando cualquiera de los valores que oscilan desde 011~111 como el valor del campo PLP_TIPO.

30 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 de MIMO. Por ejemplo, a fin de identificar la tasa de codificación del PLP de difusión de MIMO, cualquiera de 110 o 111 se puede usar como el valor del campo PLP_COD.

Por otra parte, 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 de MIMO. Por ejemplo, a fin de identificar el método de modulación del PLP de difusión de MIMO, cualquiera de los valores 100 a 111 se puede usar como el valor del campo PLP_MOD.

40 En este punto, los datos de capa base y los datos de capa de mejora que configuran los datos de difusión de 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 puede usar un campo PLP_PERFIL, para indicar si el PLP actual corresponde al PLP de capa base o al PLP de capa de mejora.

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

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

La presente invención puede diferenciar los datos de difusión terrestre de los datos de difusión de MIMO en unidades de trama y puede transmitir los datos diferenciados en consecuencia. Y, en este punto, identificando una trama usando la información de señalización de L1 e ignorando (o descartando) la trama de difusión de MIMO, se puede evitar que funcione mal el aparato de recepción de difusión terrestre convencional.

- 5 (3) Método para transmitir un PLP de difusión de MIMO en una trama de difusión terrestre y una trama de difusión de MIMO

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

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

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

La Fig. 33 ilustra una estructura de supertrama 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 de transmisión de un PLP de capa de mejora a través de una trama de difusión de MIMO (es decir, una parte de FEF). En este punto, se puede transmitir un PLP que incluye datos de capa base usando un método de SISO o un método de MISO. Y, un PLP que incluye datos de capa de mejora se puede transmitir usando un método de SISO, un método de MISO o un método de MIMO.

La Fig. 34 ilustra una estructura de supertrama 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 de un PLP de capa de mejora a través de una trama de difusión de MIMO (es decir, una parte de FEF).

En este punto, un PLP de capa base que incluye datos de capa base se puede transmitir usando un método de SISO o un método de MISO. Y, un PLP de capa de mejora que incluye datos de capa de mejora se puede transmitir usando un método de SISO, un método de MISO o un método de 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 de MIMO puede variar dentro de una gama de 0~100%.

La Fig. 35 ilustra una estructura de supertrama 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 de MIMO (es decir, una parte de FEF). No obstante, a diferencia del ejemplo mostrado la Fig. 34, en el ejemplo mostrado en la Fig. 35, la capa base y la capa de mejora se transmiten estando diferenciadas como portadoras, en lugar de estar 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 de 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 de SVC configurado para realizar codificación SVC sobre los datos, para sacar los datos codificados con 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 que están incluidos en el PLP1 y los datos de capa de mejora se describen que están incluidos en el PLP2.

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

La descripción detallada de las operaciones del primer módulo de BICM (258100), el segundo módulo de BICM (258200), el formador de tramas (258300), el codificador de MIMO (258400), el primer generador de OFDM (258500) y el segundo generador de 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 de MIMO (258400) también se puede colocar entre un correlacionador de constelación y un intercalador de tiempo dentro del segundo módulo de 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 señales 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 PLP. Aunque no se muestra la Fig. 37, el aparato de recepción de señal de difusión puede incluir un decodificador de SVC configurado para realizar decodificación de 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 de OFDM (259100, 259200) cada uno configurado para realizar una demodulación de OFDM sobre las señales recibidas a través de múltiples antenas, un decodificador de MIMO (259300) configurado para realizar una decodificación de MIMO sobre las señales, que están demoduladas en OFDM por los demoduladores de 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 desde una trama de señal, que incluye la señal decodificada en MIMO y los decodificadores de BICM (259500, 259600) cada uno configurado para realizar un proceso inverso del módulo de BICM sobre cada PLP que se saca desde el descorrelacionador de tramas (259400), para corregir cualquier error que ocurre debido al canal de transmisión.

La descripción detallada de las operaciones de los demoduladores de OFDM (259100, 259200), el decodificador de MIMO (259300), el descorrelacionador de tramas (259400) y los decodificadores de BICM (259500, 259600), que se incluyen 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 sacan desde el primer decodificador de BICM (259500) y adquiere datos de capa de mejora a partir del PLP (PLP2), que se sacan desde el segundo decodificador de BICM (259600). Entonces, el aparato de recepción de señal de difusión puede realizar una decodificación de 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 alta calidad de imagen/calidad de sonido.

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 multiplexador en la parte delantera del módulo de 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 de SVC, se pueden incluir en un único PLP (PLP1) y entonces introducir al multiplexador. En este caso, el multiplexador puede diferenciar los datos de capa base de los datos de capa de mejora, que están ambos incluidos 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 de 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 puede combinar una con otra en el intercalador de tiempo y el intercalador de tiempo puede realizar intercalado mientras que se entremezclan las dos capas, adquiriendo por ello diversidad en el dominio del tiempo. En este punto, según la realización de la presente invención, los datos que corresponden a la capa base dentro de un PLP se pueden procesar en SISO o MISO y transmitir y los datos correspondientes a la capa de mejora se pueden procesar en MIMO y transmitir.

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 datos divididos en el dominio del tiempo y sacar los conjuntos de datos recolocados a cada flujo. Los decodificadores de 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 corregidos de errores, que se sacan desde los decodificadores de BICM (259500, 259600) se pueden decodificar en 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 el caso de adquirir tanto los datos de capa base como los datos de capa de mejora, se puede proporcionar un servicio que tiene alta calidad de imagen/calidad de sonido.

En el aparato de recepción de señal de difusión de la Fig. 37, un decodificador de MIMO (259300) se puede situar entre el decorrelacionador de tramas (259400) y los decodificadores de 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 está incluido 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 de BICM y, entonces, pueden correlacionar las celdas recibidas a las 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 concretamente, cuando la presente invención correlaciona las celdas del PLP a una trama de señal, la correlación se puede realizar a un dominio de frecuencia de unidad de subbanda estrecha, minimizando por ello la potencia consumida por el receptor. Más específicamente, cuando se permite al receptor recibir solamente el dominio de frecuencia estrecho, 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 comienzan desde el ADC del receptor, se puede minimizar 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 tramador de tramas realiza correlación de celdas, 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 de OFDM, la trama de señal puede incluir un símbolo de P1, al menos uno o más de los símbolos de P2, al menos uno o más símbolos de datos. En este punto, el símbolo de P1 se puede situar al comienzo de cada trama de señal y puede transmitir información de señalización de P1. El símbolo de P2 se puede situar inmediatamente después del símbolo de P1, para transmitir información de señalización de L1 y también puede transmitir datos. En la presente memoria, un área que incluye el símbolo de P1 y el símbolo de P2 se puede conocer como un área de preámbulo o un área de piloto. El símbolo de 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 concretamente, (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, se asigna una posición de frecuencia 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 una transmisión de PLP es limitado, se puede conseguir 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 haya recibido la salida del correlacionador de celdas, se puede realizar un proceso de correlación de celda final por un bloque de función situado después del intercalador de frecuencia. En este punto, el intercalado 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 para adquirir 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 coherentemente, 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 se puede fijar 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, a pesar de que produce un efecto de ahorro de potencia menor 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 intercalado de frecuencia más mejorado y efectos de ahorro de potencia.

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 una posición de frecuencia a la que se asigna el PLP se puede programar y asignar de manera diferente. Más específicamente, una frecuencia de sintonización y un 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 una recepción solamente con respecto a un ancho de banda limitado de una posición de frecuencia fija dentro de una única trama de señal, consiguiendo por ello un efecto de ahorro de potencia. Y, el receptor también puede conseguir 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 puede estar limitado 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 coherentemente, 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 asignan a diferentes posiciones de frecuencia para cada unidad de celda. Uno o más PLP se pueden asignar a una trama de señal.

La unidad de celda corresponde a una unidad según la cual el sintonizador del receptor puede realizar la 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 la programación se realiza de manera que un PLP se pueda transmitir para cada par de unidad de celda, allí 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 posición de sintonización y medir la ganancia de la señal recibida, para realizar las operaciones normales.

Por lo tanto, recibiendo un ancho de banda de subbanda limitado en la misma posición de frecuencia durante una unidad de celda, el receptor puede conseguir el efecto de ahorro de potencia y el receptor también puede conseguir

un efecto de intercalado en frecuencia dentro de una única trama de señal a través de diferentes posiciones de frecuencia respectivas a diferentes unidades de celda.

Por otra parte, 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 decodificación 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 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 el sintonizador del receptor para realizar salto de frecuencia, para ser recolocado (o mover) a una nueva posición de sintonización y medir la ganancia de la señal recibida, para realizar las operaciones normales. Según la realización de la presente invención, la información (N_GP) de periodo de guarda se señala en la información de señalización de L1. Según otra realización de la presente invención, la información (N_GP) de periodo de guarda también se puede señalar en una información de señalización en banda, que transmite la información de PLP.

En este punto, cuando se usa una unidad de celda 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 del 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 un área amplia tanto a los dominios de tiempo como de frecuencia al mismo tiempo, 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 conseguir un efecto de ahorro de potencia, la distancia entre las unidades de celda asignadas debería ser igual o mayor que el periodo de guarda (N_GP). Este caso puede corresponder al 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 de manera lógica 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 transmisión mayor, la ganancia de ahorro de potencia se debería abandonar inevitablemente y solamente se puede conseguir el efecto de diversidad. En este caso, la distancia entre las celdas unidad puede ser mayor que N_GP. Este caso puede corresponder a 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 intercalado se pueden conseguir 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 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 la Fig. 40, N_TS representa una distancia entre unidades de celda sobre un dominio de tiempo, en donde las unidades de celda se asignan usando un método de segmentación de tiempo sobre un PLP arbitrario. N_FS representa una distancia entre unidades de celda sobre un dominio de frecuencia, en donde las unidades de celda se asignan usando un método de segmentación de tiempo. En la presente memoria, el N_TS y el N_FS pueden tener cada uno un valor diferente para cada PLP. Y, el N_TS y el N_FS se pueden mantener también que tengan un valor fijo dentro de una única trama de señal y el N_TS y el N_FS también se pueden cambiar a una unidad de supertrama que tiene tramas de señal diferentes o múltiples tramas de señal como una única unidad. Por otra parte, N_CU representa un número total de unidades de celda disponibles en el dominio de frecuencia para un único símbolo de datos (es decir, un símbolo de OFDM).

En caso del método de correlación de celdas, mostrado 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 sintonización puede variar en otros símbolos de datos. Según la realización de la presente invención, se puede señalar información sobre el intervalo de tiempo (o distancia) (N_TS) y el intervalo de frecuencia (N_FS) entre unidades de celda en 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 en 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 que la asignación de unidad de celda cause contención entre cada uno de los PLP, cuando el proceso de programación se realiza usando el método de segmentación tiempo-frecuencia.

La Fig. 41 ilustra una estructura ejemplar de un receptor que recibe los 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 de OFDM (301020), un descorrelacionador de tramas (301030), un decodificador de BICM (301040) y un procesador de salida (301050). El receptor de la Fig. 41 puede usar al menos uno o más sintonizadores. Y, en el caso de que el receptor de la Fig. 41 use 2 sintonizadores, el receptor además puede incluir 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 la 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 correspondiente 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 de OFDM (301020).

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

La información de señalización de P1, que se transmite a un símbolo de P1, se detecta por el demodulador de 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 en frecuencia y descorrelación de celdas sobre la trama de señal demodulada, que se saca desde el demodulador de OFDM (301020), para recuperar cada PLP (o un PLP que incluye un servicio querido (o deseado) por el usuario, sacando por ello el PLP recuperado al decodificador de BICM (301040). En la presente memoria, el receptor se puede equipar solamente con un decodificador de BICM (301040) o el receptor se puede equipar con múltiples decodificadores de BICM respectivos a un número de PLP que se incluye en la trama de señal.

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

En lo sucesivo, se describirán en detalle las operaciones del sintonizador (301010) incluidas en el receptor de la Fig. 41, cuando se correlaciona un PLP a una trama de señal y 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.

Como se muestra en (a) de la Fig. 38, en una única trama de señal, cuando se mantiene coherentemente un ancho de banda de subbanda que asigna un PLP 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 realizar el proceso de sintonización.

Como se muestra en (b) de la Fig. 38, en una única trama de señal y cuando se mantiene coherentemente 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 dato de símbolo, 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 sintonización (es decir, la posición de sintonización) para cada símbolo de datos.

Como se muestra en (c) de la Fig. 38, en una única trama señal y cuando se mantienen coherentemente 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 dato de símbolo, la 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 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, posición de sintonización) para cada trama de señal. Más específicamente, el sintonizador realiza salto de frecuencia para cada trama de señal.

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

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 medir la ganancia de la señal recibida, para realizar las operaciones normales.

Cuando se realizan la asignación de celda y recepción, como se muestra en (a) de la Fig. 38 a (d) de la Fig. 38, un ADC del demodulador de 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 una conversión digital. Adicionalmente, un tamaño de FFT, que va ser realizada por el módulo de 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 de BICM (301040), se usa menos y también se disminuye una tasa de decodificación de LDPC. Como se describió anteriormente, dado que ocurre una disminución en la frecuencia, según la cual están siendo operados los módulos en conjunto del receptor, el receptor puede conseguir un efecto de ahorro de potencia.

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

Mientras tanto, como se muestra la Fig. 40, cuando se realiza una correlación de celdas usando una unidad de celda, el receptor puede realizar primero una decodificación sobre la información de señalización de L1 en el decodificador de BICM (301040), adquiriendo por ello información de correlación de celdas sobre un PLP, que se requiere que sea decodificado, desde cada campo que incluye la información de señalización de L1. En la presente memoria, la información de correlación de celda incluye información sobre un intervalo de tiempo (N_TS) y un intervalo de frecuencia (N_FS) entre unidades de celda, información sobre un número de unidades de celda (N_CU) usadas en el dominio de frecuencia y así sucesivamente. Entonces, en base a la información de correlación de celda 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 celda 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 de NGH y procesar la trama identificada. La presente invención transmite información de señalización separada a través del símbolo de P1. Y, en la presente memoria, el símbolo de P1 se conocerá como un símbolo de nuevo_sistema_P1.

El símbolo de nuevo_sistema_P1 puede ser diferente del símbolo de P1 y se puede usar en la presente memoria una pluralidad de símbolos de nuevo_sistema_P1. En este punto, según la realización de la presente invención, el símbolo de nuevo_sistema_P1 se sitúa en el comienzo de la trama de señal, es decir, se sitúa en la parte delantera de un primer símbolo de P2 dentro de una región de preámbulo. En este caso, la región de preámbulo puede estar configurada de al menos uno o más símbolos de nuevo_sistema_P1 y al menos uno o más símbolos de P2.

(a) de la Fig. 42 ilustra una estructura de símbolos de P1 según la presente invención. En (a) de la Fig. 42, la parte de símbolo de P1 y símbolo de P2 se conocerá como una región de preámbulo y una región del cuerpo se conocerá como una región de datos. La región de datos puede estar configurada de una pluralidad de símbolos de datos (también conocidos como símbolos de OFDM de datos).

En (a) de la Fig. 42, el símbolo de P1 se genera habiendo copiado cada una de una parte delantera y una parte final de un símbolo eficaz (o válido), habiendo realizado un cambio de frecuencia de tanto como $+f_{SH}$ y habiendo colocado respectivamente las copias cambiadas de frecuencia en la parte delantera (C) y una parte final (B) del símbolo eficaz (A). En la presente invención, la parte C se conocerá como un prefijo y la parte B se conocerá como un sufijo. Más específicamente, el símbolo de P1 está configurado 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 de P1 también se conocerá como una estructura C-A-B. En este punto, según la presente invención, el símbolo de P1 corresponde a un símbolo de OFDM de 1K. Y, según la realización de la presente invención, la parte A (T_{P1A}) puede tener la longitud de 112 μ s, la parte C (T_{P1C}) puede tener la longitud de 59 μ s y la parte B (T_{P1B}) puede tener la longitud de 53 μ s.

(b) de la Fig. 42 ilustra un diagrama de bloques que muestra una estructura ejemplar de un generador de símbolo de P1 según la presente invención. En la presente memoria, (b) de la Fig. 42 incluye un módulo de tabla de CDS (Secuencia de Distribución de Portadora) (280110), un módulo de MSS (Secuencia de Señalización de Modulación) (280120), un módulo de correlación de DBPSK (Modulación de Cambio de Fase Binaria Diferencial) (280130), un módulo de aleatorización (280140), un módulo de 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 de P1 mostrado en (b) de la Fig. 42, los símbolos de P1 mostrados en (a) de la Fig. 42 se sacan finalmente al módulo de estructura C-A-B (280170).

Según la realización de la presente invención, la estructura del símbolo de P1, mostrada en (a) de la Fig. 42, se puede modificar o el generador de símbolo de P1, mostrado en (b) de la Fig. 42 se puede modificar, para generar un símbolo de nuevo_sistema_P1.

Si el símbolo de nuevo_sistema_P1 se genera modificando el símbolo de P1 mostrado en (a) de la Fig. 42, el símbolo de nuevo_sistema_P1 se puede generar usando al menos uno de los siguientes métodos. Por ejemplo, el símbolo de nuevo_sistema_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 de nuevo_sistema_P1 se puede generar modificando (o cambiando) la longitud del símbolo de P1 (por ejemplo, las longitudes de T_{P1C} y T_{P1B}). Aún en otro ejemplo, el símbolo de nuevo_sistema_P1 se puede generar sustituyendo la longitud del símbolo de 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 de P1.

Si el símbolo de nuevo_sistema_P1 se genera modificando el generador de símbolo de P1 mostrado en (b) de la Fig. 42, el símbolo de nuevo_sistema_P1 se puede generar usando al menos uno de los siguientes métodos. Por ejemplo, el símbolo de nuevo_sistema_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 de CDS (280110) que usa otro CSS (Conjunto Complementario de Secuencias)), que se usan para el símbolo de P1, a través del módulo de tabla de CDS (280110), el módulo de MSS (280120) y el módulo de estructura C-A-B (280170). En otro ejemplo, el símbolo de nuevo_sistema_P1 se puede generar usando un método de cambio de un patrón para transmitir información al símbolo de P1 (por ejemplo, un método que tiene el módulo de 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 conocerá como un símbolo de 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 o una condición de desvanecimiento selectivo en el tiempo considerablemente bajos, se añaden a la trama de señal al menos uno o más símbolos de AP1.

En este punto, según la realización de la presente invención, el símbolo de AP1 se sitúa entre un símbolo de P1 y un primer símbolo de P2 dentro de la región de preámbulo de una trama de señal. Más específicamente, el símbolo de P1 y el símbolo de AP1 se transmiten consecutivamente. Según la realización de la presente invención, si el símbolo de P2 no se transmite a la trama de señal, el símbolo de AP1 se puede situar entre el símbolo de P1 y el primer símbolo de datos dentro de la región de preámbulo de la trama señal. Según otra realización de la invención, el símbolo de P1 y el símbolo de 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 está configurada de un símbolo de P1, al menos uno o más símbolos de AP1 y al menos uno o más símbolos de P2. Y, la región de datos puede estar configurada de una pluralidad de símbolos de datos (o símbolos de OFDM de datos).

Como se describió en las realizaciones para generar el símbolo de nuevo_sistema_P1, según la realización de la presente invención, el símbolo de AP1 se puede generar modificando la estructura del símbolo de P1, mostrada en (a) de la Fig. 42 o modificando el generador de símbolo de P1, mostrado en (b) de la Fig. 42. Según la realización de la presente invención, el símbolo de AP1 se puede generar modificando tanto la estructura del símbolo de P1, mostrada en (a) de la Fig. 42 como el generador de símbolo de P1, mostrado en (b) de la Fig. 42.

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

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

Aparte del símbolo de AP1, dado que los otros símbolos restantes son idénticos a los descritos en la Fig. 1, se puede omitir 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 de 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 en 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 propaga a los símbolos de datos de la región de datos, el receptor puede ser consciente del patrón de piloto anterior para decodificar 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 de OFDM, que se incluye en el aparato de transmisión de señal de difusión, para insertar el símbolo de AP1 según una realización de la presente invención. El generador de OFDM de la Fig. 44 muestra una realización ejemplar que corresponde a cuando una señal de difusión está siendo transmitida usando un método de MISO o MIMO. Más concretamente, la Fig. 44 muestra un ejemplo de transmisión de una señal de difusión a través de 2 antenas de transmisión usando el método de MISO o MIMO.

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

A fin de transmitir señales a través de 2 antenas de transmisión, el procesador de MISO/MIMO (302110) primero realiza codificación de MISO y/o de MIMO sobre las señales, cada una que se introduce a través de un camino

diferente, de manera que las señales pueden conseguir diversidad de transmisión. El procesador de MISO/MIMO (302110) saca respectivamente las señales codificadas en MISO y/o en MIMO a cada uno de los 2 insertadores de piloto (302121, 302122). En la presente memoria, la codificación de MIMO se puede realizar por un correlacionador de constelación incluido en el módulo de BICM. Y, en este caso, la codificación de MIMO no se realiza por el generador de 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 de IFFT (302131, 302132). En este punto, la información de patrón de piloto se puede señalar en la información de señalización de AP1 o se puede señalar en la información de señalización de L1. Alternativamente, la información de patrón de piloto también se puede señalar tanto en la información de señalización de AP1 como en la información de señalización de L1.

Cada uno de los módulos de 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 de 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 del tiempo y entonces puede 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 la información requerida a los insertadores de piloto (302121, 302122).

Coplando una última parte de un símbolo de OFDM eficaz en una parte delantera del símbolo de 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 de P1 (302161, 302162). En la presente memoria, la información de GI se puede señalar en la información de señalización previa de L1. Y, una parte de la información de GI se puede señalar en la información de señalización de P1.

Cada uno de los módulos de inserción de símbolo de P1 (302161, 302162) puede insertar un símbolo de P1 al 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 de AP1 (302171, 302172).

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

Cada uno de los DAC (302181, 302182) puede convertir cada una de las tramas de señal insertadas de símbolo de 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 la sincronización de trama, sincronización de frecuencia, sincronización de tiempo, estimación de canal, reconocimiento de modo de transmisión y así sucesivamente.

El piloto según la presente invención se puede dividir en 2 tipos diferentes, uno 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 radio. Y, el piloto continuo para permitir al receptor extraer cualquier sincronización de frecuencia precisa o error de fase.

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 disperso, se puede seleccionar un patrón de piloto disperso según un tamaño de FFT y un tamaño de intervalo guía (GI), para ser insertados en símbolos de OFDM de una trama de señal y transmitir los símbolos con pilotos insertados. Más específicamente, según la realización de la invención, cuando la presente invención usa el método de MIMO, entre 9 patrones de piloto disperso (PP1~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 de OFDM de la trama de señal correspondiente.

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

La información del tamaño de GI se puede señalar en un campo de INTERVALO_DE_GUARDA de la información de señalización previa de L1. Y, la información del patrón de piloto, que está siendo insertado en la trama de señal actual, se puede señalar en 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.

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 de OFDM usados entre subportadoras de piloto de la misma posición dentro del dominio de tiempo. Más específicamente, Dx se refiere a una distancia (o intervalo) entre subportadoras (es decir, Separación de subportadoras que portan pilotos) que transmiten un piloto dentro de un único símbolo de OFDM y Dy se refiere a una distancia (o intervalo) entre símbolos de OFDM de un piloto (es decir, Número de símbolos que forman una secuencia de piloto disperso).

En la presente memoria, en un 1º 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 1º patrón de piloto disperso (PP1) se puede asignar a un símbolo de OFDM específico dentro de la trama de señal en un intervalo de 6 subportadoras. Y, el 1º patrón de piloto disperso (PP1) también se puede asignar a 4 símbolos de OFDM dentro de una subportadora específica de la misma posición dentro de la trama de señal. En un 2º patrón de piloto disperso (PP2), el valor de Dx es igual a 12 y un valor de Dy es igual a 2. En un 3º patrón de piloto disperso (PP3), el valor de Dx es igual a 12 y un valor de Dy es igual a 4. En un 4º patrón de piloto disperso (PP4), el valor de Dx es igual a 24 y un valor de Dy es igual a 2. En un 5º patrón de piloto disperso (PP5), el valor de Dx es igual a 24 y un valor de Dy es igual a 4. En un 6º patrón de piloto disperso (PP6), el valor de Dx es igual a 48 y un valor de Dy es igual a 2. En un 7º patrón de piloto disperso (PP7), el valor de Dx es igual a 24 y un valor de Dy es igual a 4. En un 8º 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 9º 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 9º patrón de piloto disperso (PP9) se puede asignar a un símbolo de OFDM específico dentro de la trama de señal en un intervalo de 6 subportadoras. Y, el 9º patrón de piloto disperso (PP9) también se puede asignar a 2 símbolos de 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 9º 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.

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 de 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 2º patrón de piloto (PP2), el 4º patrón de piloto (PP4) y el 5º 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 2º patrón de piloto (PP2), el 3º patrón de piloto (PP3) y el 9º 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 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 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 de OFDM entre subportadoras de piloto que se sitúan en la misma posición dentro del dominio del tiempo corresponde a $Dy=2$. Esta regla se aplica igualmente a todos los símbolos de OFDM excluyendo el último símbolo de OFDM dentro de la trama de señal. En el último símbolo de 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 de OFDM es igual a 3.

El 9º patrón de piloto disperso (PP9) de la Fig. 47 se usa en un sistema de MIMO/MISO, que usa dos antenas de transmisión. Por simplicidad en la descripción de la Fig. 47, un símbolo de OFDM que incluye celdas de piloto tramadas con patrones de puntos (o celdas de piloto de puntos), se conocerá como un símbolo de OFDM de índice par y un símbolo de OFDM que incluye celdas piloto tramadas con patrones de líneas diagonales (o celdas de piloto tramadas diagonalmente), se conocerá como un símbolo de OFDM de índice impar. En este caso, se excluirá el último símbolo de OFDM. Más específicamente, el último símbolo de OFDM incluye tanto las celdas de piloto de puntos como las celdas de piloto tramadas diagonalmente. Adicionalmente, un piloto se inserta en la primera celda (es decir, la primera subportadora) de los símbolos de OFDM de índice par y en la primera celda (es decir, la primera subportadora) de los símbolos de OFDM de índice impar. En este caso, la distancia (o intervalo) entre la primera celda de piloto de cada símbolo de OFDM de índice impar y la segunda celda de piloto de cada símbolo de 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 de OFDM de índice par, el transmisor puede unificar el signo del piloto disperso, que va ser transmitido a 2 antenas y para el símbolo de 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 televisión 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 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 de 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 puede 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 a 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 en 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 de OFDM. Más específicamente, la suma y la diferencia se pueden transmitir en un periodo de ciclo de 2 símbolos de OFDM.

Cuando la suma y la diferencia se transmiten como se describió anteriormente, el receptor puede usar la suma y la 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 de 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 de OFDM. Dado que esta condición es idéntica a la condición del caso descrito anteriormente cuando $D_y=2$, cualquier requisito adicional causado por el valor de D_y no ocurre. En este punto, dado que el valor de D_y es igual a 2 y el valor de D_x 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 $D_x=12$ y el número de símbolos de OFDM entre subportadoras de piloto que se sitúan en la misma posición dentro del dominio de tiempo corresponde a $D_y=3$. Esta regla se aplica igualmente a todos los símbolos de OFDM excluyendo el último símbolo de OFDM dentro de la trama de señal. En el último símbolo de 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 de OFDM es igual a 4.

El 9º patrón de piloto disperso (PP9) de la Fig. 48 se usa en un sistema de MIMO/MISO, que usa dos antenas de transmisión. Cada símbolo de 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 de OFDM y las celdas de piloto tramadas diagonalmente se asignan a la segunda subportadora de cada símbolo de 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 de OFDM de índice par, el transmisor puede transmitir una suma y una 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, una suma de los valores de piloto que se transmiten desde dos antenas de transmisión se puede 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.

En un patrón de piloto que tiene la estructura mostrada en la Fig. 48, la suma y la diferencia de los valores de piloto se transmiten para cada símbolo de OFDM. Más concretamente, las primeras 2 subportadoras de cada símbolo de OFDM se usa 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 de OFDM. Esta condición de requisito corresponde a la más rápida velocidad de estimación de canal que se puede proporcionar por un sistema que usa el método de 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 $Dy=3$, a fin de adquirir la velocidad de estimación de canal máxima descrita anteriormente, el demodulador de OFDM según la presente invención realiza una interpolación sobre el canal estimado solamente en el dominio de frecuencia comenzando 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 de OFDM, cada símbolo de 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 la suma y la diferencia se transmiten como se describió anteriormente, el receptor puede usar la suma y la 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 de 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 el cual está siendo recibido 1 símbolo de OFDM.

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

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

En la Fig. 49, un símbolo de AP1, que se muestra en el lado derecho, se genera teniendo copiada cada una de una parte delantera y una parte final de un símbolo eficaz (o válido), teniendo realizado un cambio de frecuencia de tanto como $-f_{SH}$ y teniendo colocadas las copias cambiadas de frecuencia respectivamente en una parte delantera (F) y una parte final (E) del símbolo eficaz (D). En la presente invención, la parte F se conocerá como un prefijo y la parte E se conocerá como un sufijo. Más específicamente, un símbolo de AP1 está configurado 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 de P1 y el símbolo de AP1, pueden tener el mismo valor absoluto aunque se dan con 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 puede fijar que tengan valores diferentes. Y, las longitudes B y E, que se copian en la parte final del símbolo eficaz, se puede fijar que tengan valores diferentes. Alternativamente, las longitudes C y F se puede fijar que tengan diferentes valores y las longitudes B y E se puede fijar que tengan el mismo valor o viceversa. Según otra realización de la presente invención, se pueden determinar de manera diferente una longitud de símbolo eficaz del símbolo de P1 y una longitud de símbolo eficaz del símbolo de AP1. Y, según aún otra realización de la presente invención, un CSS (Conjunto Complementario de Secuencias) se puede usar para selección de tonos y se puede aleatorizar por un AP1 una aleatorización de datos dentro del AP1.

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

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

Ecuación 11

$$\text{Longitud de C (T}_C\text{)} = \{\text{Longitud de A (T}_A\text{)} / 2 + 30\}$$

$$\text{Longitud de B (T}_B\text{)} = \{\text{Longitud de A (T}_A\text{)} / 2 - 30\}$$

$$\text{Longitud de F (T}_F\text{)} = \{\text{Longitud de D (T}_D\text{)} / 2 + 15\}$$

$$\text{Longitud de E (T}_E\text{)} = \{\text{Longitud de D (T}_D\text{)} / 2 - 15\}$$

Como se muestra la Ecuación 11, el símbolo de P1 y el símbolo de AP1 tienen el mismo valor de cambio de frecuencia. No obstante, cada uno del símbolo de P1 y el símbolo de AP1 se dan con signos opuestos. 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 de P1 se fija a 30 y el valor de desplazamiento del símbolo de 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 se pueden variar o cambiar fácilmente por cualquier experto en la técnica. De esta manera, la presente invención no se limitará solamente a los valores presentados en la presente memoria.

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

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

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

El demodulador de OFDM de la 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 de P1 (306601), un detector de símbolo de AP1 (306602), una unidad de sincronización de Tiempo/Frecuencia (306603), un extractor de GI (306604), un módulo de FFT (306605) y un estimador de canal (306606). Y, la 2ª unidad de recepción incluye un ADC (306610), un detector de símbolo de P1 (306611), un detector de símbolo de AP1 (306612), una unidad de sincronización de Tiempo/Frecuencia (306613), un extractor de GI (306614), un módulo de FFT (306615) y un estimador de canal (306616). En la presente memoria, la 1ª unidad de recepción además puede incluir una ecualización/decodificador de MISO y la 2ª unidad de recepción también puede incluir además una ecualización/decodificador de 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 de P1 (306601). En la presente memoria, entre las señales de difusión digitales, el detector de símbolo de P1 (306601) detecta y decodifica el símbolo de P1, que transmite información de señalización de P1, para determinar la configuración de trama de la señal recibida actualmente. Entre las señales de difusión digitales, el detector de símbolo de AP1 (306602) detecta y decodifica el símbolo de AP1, que transmite información de señalización de AP1, para adquirir información de patrón de piloto de la trama de señal actual. En la presente memoria, la detección y decodificación del símbolo de P1 y el símbolo de AP1 se pueden realizar por el detector de símbolo de P1 (306601). Y, en este caso, se puede omitir el detector de símbolo de 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 una sincronización de tiempo y una sincronización de frecuencia incluyendo detección de intervalo de guarda. Después de realizar el proceso de sincronización, el extractor de intervalo de guarda (GI) (306604) puede extraer 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 de FFT (306605). El estimador de canal (306606) estima un canal de transmisión que comienza desde la antena de transmisión a un canal de recepción de las señales de piloto insertadas en el dominio de frecuencia.

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

El desplazador descendente (307101) 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 descendente (307101), la señal que está cambiada en frecuencia e introducida 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 una conjugación compleja sobre la señal, que se retarda en una longitud de la 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 promedio móvil que tiene la longitud de $T_R=T_A$, para extraer (o eliminar) cualquier elemento de modulación restante excesivo e innecesario, sacando por ello la señal procesada a un 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 una 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 promedio móvil que tiene la longitud de $T_R=T_A$, para extraer (o eliminar) cualquier elemento de modulación restante excesivo e innecesario, 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, se puede detectar un símbolo de P1 desde 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 de AP1 (306602) según una realización de la presente invención. En la presente memoria, el detector de símbolo de AP1 (306602) también se puede conocer 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 de P1 (306601) se puede introducir a un desplazador ascendente (308101), un 1º conjugador (308103) y un 2º retardador (308106) del detector de símbolo de 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 está cambiada de frecuencia e introducida 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 de P1 (306601). No obstante, la dirección de frecuencia de cada proceso de modulación inverso es completamente opuesta una de otra. La señal que se modula inversa por el desplazador ascendente (308101) se puede sacar a un 1º retardador (308102) y a un 2º conjugador (308107).

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

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

El multiplicador (308109) multiplica la salida del 2º filtro (308109) por una señal, que se retarda en una longitud de la parte D (T_D). De esta manera, un símbolo de AP1 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 una información de señalización de P1, una información de señalización de AP1 y una 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 a partir del demodulador de OFDM, para extraer el tamaño de FFT y puede decodificar la información de señalización de L1 a partir del decodificador de BICM, 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 de 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 a partir de cada símbolo de 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 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 de 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 de 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 1ª unidad de recepción y la 2ª unidad de recepción dentro del modulador de OFDM.

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

Con referencia la Fig. 47, la distancia (o intervalo) entre las subportadoras que transmiten un piloto en el dominio de frecuencia corresponde a $D_x=6$ y el número de símbolos de OFDM entre subportadoras de piloto que se sitúan en la misma posición dentro del dominio de tiempo corresponde a $D_y=2$. Y, más específicamente, cada una de las celdas de puntos corresponde a una posición, a la que 2 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 conocer como p y un canal de transmisión que comienza desde la antena de transmisión x a la antena de transmisión y se puede conocer como h_{xy} . Por consiguiente, un método que usa un método de MIMO 2x2 puede adquirir un valor de piloto, que se recibe por cada antena de recepción durante una sección de símbolo de OFDM de índice par, que incluye las celdas de puntos, usando la Ecuación 12 mostrada más adelante.

Ecuación 12

$$r1(2k) = h11*p + h21*p$$

$$r2(2k) = h12*p + h22*p$$

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

Ecuación 13

$$r1(2k+1) = h11*p - h21*p$$

$$r2(2k+1) = h12*p - h22*p$$

Con referencia las Ecuaciones 12 y 13, $rm(n)$ significa un valor de piloto que se recibe durante un período de duración de símbolo de 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 comienza desde cada antena de transmisión a cada antena de recepción se puede adquirir realizando un simple cálculo usando la Ecuación 14 mostrada más adelante.

5 Ecuación 14

$$h_{11} = (r_1(2k) + r_1(2k+1)) / 2p$$

$$h_{12} = (r_2(2k) + r_2(2k+1)) / 2p$$

$$h_{21} = (r_1(2k) - r_1(2k+1)) / 2p$$

$$h_{22} = (r_2(2k) - r_2(2k+1)) / 2p$$

10 El valor de estimación de canal calculado se puede usar para ecualización de canal y decodificación de MIMO. En este punto, dado que una posición de subportadora (es decir, la 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, la posición de celda tramada diagonalmente), que recibe la diferencia entre los valores de piloto dentro de la trama de señal, la suma y la diferencia de los valores de piloto en todas las posiciones de subportadora se debería 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 de OFDM, para realizar una demodulación y para estimar primero el valor de canal en una posición de piloto. A partir de entonces, el estimador de canal realiza una interpolación de frecuencia, para adquirir el valor de canal que corresponde 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 de OFDM de índice par y también se pueden usar para calcular la diferencia entre los valores de canal correspondientes al símbolo de 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.

25 Otro método para realizar estimación de canal en el estimador de canal se describirá en detalle en lo sucesivo. Ante 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 diferentes valores de canal interpolado en el tiempo, la estimación de canal se puede realizar para cada símbolo de 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 no se deberían cambiar (o deberían permanecer sin cambios) todos los canales de transmisión durante un período de duración de 2 símbolos de OFDM. Por consiguiente, ocurre una coherencia de tiempo durante el periodo de duración de 2 símbolos de 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.

35 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 de OFDM entre subportadoras 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 conocer como p y un canal de transmisión que comienza desde la antena de transmisión x a la antena de recepción y se puede conocer como h_{xy} . Por consiguiente, un receptor que usa un método de MIMO 2x2 puede adquirir un valor de piloto, que se recibe desde la celda de puntos de cada símbolo de OFDM, usando la Ecuación 12 mostrada anteriormente.

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

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

50 El valor de estimación de canal calculado se puede usar para ecualización de canal y decodificación de MIMO. En este punto, cuando se usa un 9º patrón de piloto, como se muestra la Fig. 48, dado que se transmiten una suma de los valores de piloto y una diferencia entre los valores de piloto 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 de OFDM, se puede adquirir la suma y la diferencia de valores de canal de transmisión respectivas a un símbolo de OFDM. Por lo tanto, según la realización de la presente invención, con independencia del símbolo de OFDM de

índice par o el símbolo de OFDM de índice impar, se pueden obtener la suma y la diferencia de los valores de piloto usando solamente la estimación de canal realizada sobre un símbolo de OFDM. Y, el cálculo de canal separado se puede realizar usando el valor de la suma y la diferencia obtenidos usando el método descrito anteriormente. En este caso, no se requiere que se realice interpolación adicional a lo largo de la dirección del tiempo.

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

- 10 Según la presente invención, teniendo el transmisor que insertar un 9º patrón de piloto (PP9), mostrado en la Fig. 47 y la Fig. 48, en una trama de señal y transmitir la trama de señal procesada y teniendo el receptor que usar 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 concretamente, el 9º patrón de piloto (PP9) es ventajoso y porque se puede mejorar la movilidad, mientras que se usa una infraestructura de red del sistema de difusión terrestre convencional sin ninguna modificación.

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

El sintonizador recibe una señal de difusión que se transmite a través de una primera antena de transmisión y una segunda antena de transmisión mientras que se mantiene coherentemente un ancho de banda de subbanda y se cambia una frecuencia de sintonización para cada unidad de celda (S36010).

- 20 El demodulador de OFDM detecta una 1ª señal de preámbulo y una 2ª señal de preámbulo, que se insertan en una trama de señal de la señal de difusión recibida (S36020). A partir de entonces, el demodulador de OFDM identifica una posición de piloto, que se inserta en la trama de señal, en base a la información de tamaño de FFT incluida en la 1ª señal de preámbulo detectada y en base a la información de patrón de piloto incluida en la 2ª señal de preámbulo detectada, estima un canal de transmisión a través del cual se transmite la señal de difusión usando una señal de piloto que corresponde a la posición de piloto identificada y entonces realiza una ecualización de canal (S36030). Posteriormente, el demodulador de OFDM realiza una corrección errores sobre la señal de difusión ecualizada en el canal (S36040).

- 25 Si el aparato de recepción de señal de difusión incluye 2 antenas, el sintonizador puede estar configurado de un 1º sintonizador y un 2º sintonizador y el demodulador de OFDM puede estar configurado de una 1ª unidad de recepción y una 2ª unidad de recepción. En la presente memoria, según la realización de la presente invención, el 2º sintonizador realiza las mismas operaciones que el 1º sintonizador, para recibir la señal de difusión y la 2ª unidad de recepción realiza las mismas operaciones que la 1ª unidad de recepción, para realizar estimación de canal y ecualización de canal usando un piloto. Según la realización de la presente invención, la corrección errores se realiza por el decodificador de BICM.

- 30 La 1ª señal de preámbulo corresponde a un símbolo de P1 y la 2ª señal de preámbulo corresponde a un símbolo de AP1.

Según la realización de la presente invención, la 1ª señal de preámbulo se detecta realizando un proceso de modulación inverso de multiplicación de la señal de difusión por un valor $e^{-j2\pi f_{SH}t}$ y la 2ª señal de preámbulo se detecta realizando un proceso de modulación inversa de multiplicación de la señal de difusión por un valor $e^{j2\pi f_{SH}t}$.

- 35 Según la realización de la presente invención, la trama de señal incluye al menos uno o más símbolos de OFDM de índice par y al menos uno o más símbolos de OFDM de índice impar. Y, la suma de dos señales de piloto que se transmiten desde la 1ª antena de transmisión y la 2ª antena de transmisión se detecta a partir de una subportadora de una posición de piloto de cada símbolo de OFDM de índice par de la trama de señal. Y, la diferencia entre dos señales de piloto que se transmiten desde la 1ª antena de transmisión y la 2ª antena de transmisión se detecta a partir de una subportadora de una posición de piloto de cada símbolo de OFDM de índice impar de la trama de señal. Esto corresponde a una detección ejemplar que se realiza en un caso cuando se recibe una señal de piloto, que se inserta según un 9º patrón de piloto mostrado la Fig. 47.

- 40 Según otra realización de la presente invención, la trama de señal incluye al menos uno o más símbolos de OFDM. Y, en la presente memoria, una suma de dos señales de piloto que se transmiten desde la 1ª y 2ª antenas de transmisión se detecta a partir de una subportadora de al menos una señal de piloto dentro de cada símbolo de OFDM. Y, una diferencia entre dos señales de piloto que se transmiten desde la 1ª y 2ª antenas de transmisión se detecta a partir de una subportadora de al menos otra señal de piloto. Esto corresponde a una detección ejemplar

que se realiza en un caso cuando se recibe una señal de piloto, que se inserta según un 9º patrón de piloto mostrado la Fig. 48.

5 La presente invención no se limitará solamente a las realizaciones ejemplares descritas 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 la invención. 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.

Modo para llevar a cabo la presente invención

10 Como se describió anteriormente, la presente invención se describe con respecto al mejor modo de 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 digitales.

REIVINDICACIONES

1. Un método para recibir una señal de difusión en un receptor, el método que comprende:

5 recibir una primera señal de difusión que se transmite a través de al menos una de una primera y segunda antenas de transmisión y recibir una segunda señal de difusión que se transmite a través de al menos una de la primera y segunda antenas de transmisión, la primera señal de difusión que incluye una primera trama y la segunda señal de difusión que incluye una segunda trama, cada una de la primera y segunda tramas que incluye símbolos de datos, un símbolo de preámbulo y un símbolo de preámbulo adicional;

obtener el símbolo de preámbulo y el símbolo de preámbulo adicional de la primera trama a partir de la primera señal de difusión recibida;

10 obtener el símbolo de preámbulo y el símbolo de preámbulo adicional de la segunda trama a partir de la segunda señal de difusión recibida;

en donde el símbolo de preámbulo incluye una parte principal, un primer prefijo colocado en una parte delantera de la parte principal y un primer sufijo colocado en una parte final de la parte principal, en donde el primer prefijo transporta una versión cambiada de frecuencia de una parte de la parte principal mientras que el primer sufijo transporta una versión cambiada de frecuencia de la otra parte de la parte principal, en donde un cambio de frecuencia de f_{SH} se aplica al primer prefijo y sufijo,

en donde el símbolo de preámbulo adicional incluye una parte principal adicional, un segundo prefijo colocado en una parte delantera de la parte principal adicional y un segundo sufijo colocado en una parte final de la parte principal adicional, en donde el segundo prefijo transporta una versión cambiada de frecuencia de una parte de la parte principal adicional mientras que el segundo sufijo transporta una versión cambiada de frecuencia de la otra parte de la parte principal adicional y en donde un cambio de frecuencia de $-f_{SH}$ se aplica al segundo prefijo y sufijo;

desintercalar en tiempo los símbolos de datos de la primera trama y los símbolos de datos de la segunda trama;

25 decodificar en Múltiples Entradas Múltiples Salidas, MIMO, los símbolos de datos desintercalados en tiempo de la primera trama y los símbolos de datos desintercalados en tiempo de la segunda trama en base al menos al símbolo de preámbulo obtenido o el símbolo de preámbulo adicional obtenido y sacar los datos de Conducto de Capa Física, PLP; y

realizar una decodificación de Corrección de Errores sin Canal de Retorno, FEC, sobre los datos de PLP.

30 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.

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.

35 4. El método de la reivindicación 1, en donde el símbolo de preámbulo se obtiene realizando un proceso de modulación inverso de multiplicación de la primera o segunda señal de difusión por un valor $e^{j2\pi f_{SH}t}$ y el símbolo de preámbulo adicional se obtiene realizando un proceso de modulación inverso de multiplicación de la primera o segunda señal de difusión por un valor $e^{j2\pi f_{SH}t}$.

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

40 medios (Rx1, Rx2) configurados para recibir una primera señal de difusión que se transmite a través de al menos una de una primera y segunda antenas de transmisión y recibir una segunda señal de difusión que se transmite a través de al menos una de la primera y segunda antenas de transmisión, la primera señal de difusión que incluye una primera trama y la segunda señal de difusión que incluye una segunda trama, cada una de la primera y segunda tramas que incluye símbolos de datos, un símbolo de preámbulo y un símbolo de preámbulo adicional;

45 medios (306601, 306602) configurados para obtener el símbolo de preámbulo y el símbolo de preámbulo adicional de la primera trama a partir de la primera señal de difusión recibida;

medios (306611, 306612) configurados para obtener el símbolo de preámbulo y el símbolo de preámbulo adicional de la segunda trama a partir de la segunda señal de difusión recibida;

50 en donde el símbolo de preámbulo incluye una parte principal, un primer prefijo colocado en una parte delantera de la parte principal y un primer sufijo colocado en una parte final de la parte principal, en donde el primer prefijo transporta una versión cambiada de frecuencia de una parte de la parte principal mientras que el primer sufijo transporta una versión cambiada de frecuencia de la otra parte de la parte principal, en donde un cambio de frecuencia de f_{SH} se aplica al primer prefijo y sufijo, en donde el símbolo de preámbulo adicional incluye una parte

- principal adicional, un segundo prefijo colocado en una parte delantera de la parte principal adicional y un segundo sufijo colocado en una parte final de la parte principal adicional, en donde el segundo prefijo transporta una versión cambiada de frecuencia de una parte de la parte principal adicional mientras que el segundo sufijo transporta una versión cambiada de frecuencia de la otra parte de la parte principal adicional y en donde un cambio de frecuencia de $-f_{SH}$ se aplica al segundo prefijo y sufijo;
- 5 medios (210140) configurados para desintercalar en tiempo los símbolos de datos de la primera trama y los símbolos de datos de la segunda trama;
- medios (210150) configurados para decodificar en MIMO los símbolos de datos desintercalados en tiempo de la primera trama y los símbolos de datos desintercalados en tiempo de la segunda trama en base a al menos el símbolo de preámbulo obtenido o el símbolo de preámbulo adicional obtenido; y
- 10 medios (210180) configurados para realizar una decodificación de FEC sobre los datos de PLP.
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.
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.
- 15 8. El aparato de la reivindicación 5, en donde el símbolo de preámbulo se obtiene realizando un proceso de modulación inverso de multiplicación de la primera o segunda señal de difusión por un valor $e^{-j2\pi f_{SH}t}$ y el símbolo de preámbulo adicional se obtiene realizando un proceso de modulación inverso de multiplicación de la primera o segunda señal de difusión por un valor $e^{j2\pi f_{SH}t}$.
- 20

FIG. 1

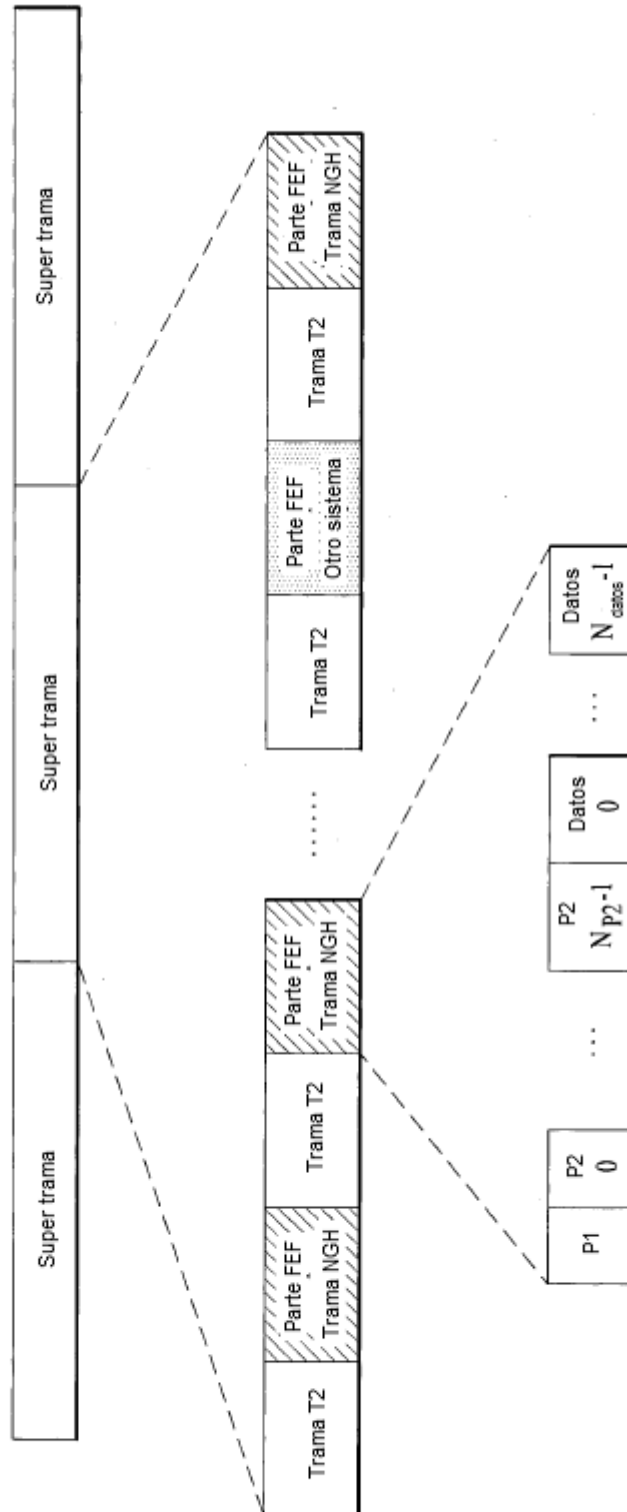


FIG. 2

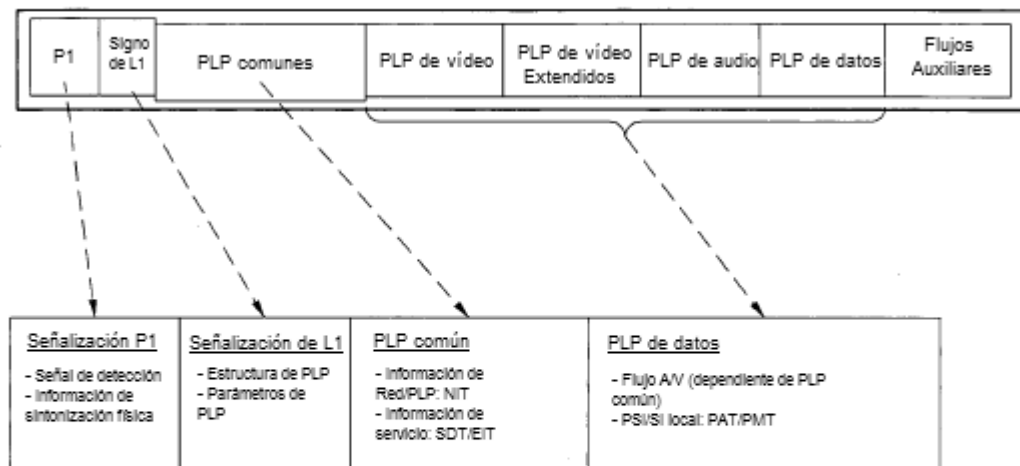


FIG. 3

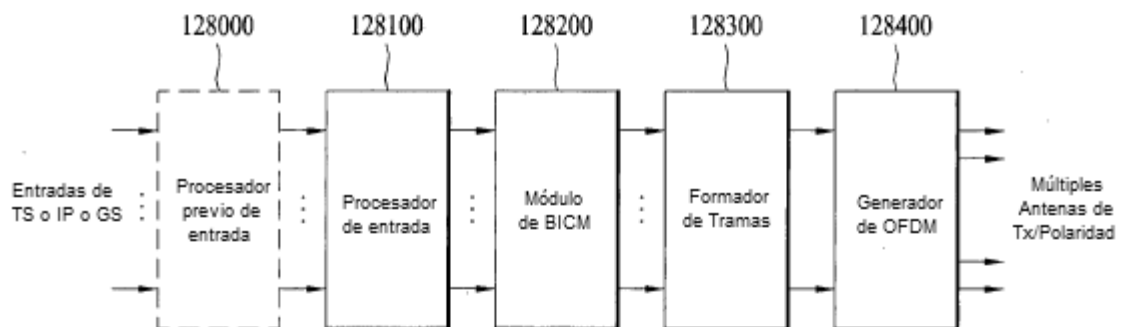


FIG. 4

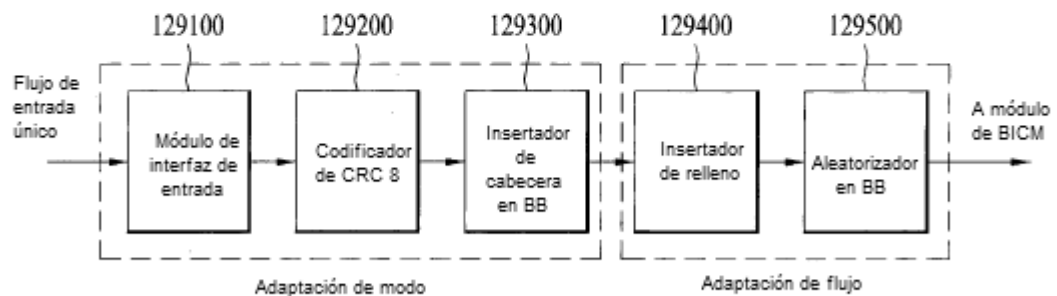


FIG. 5

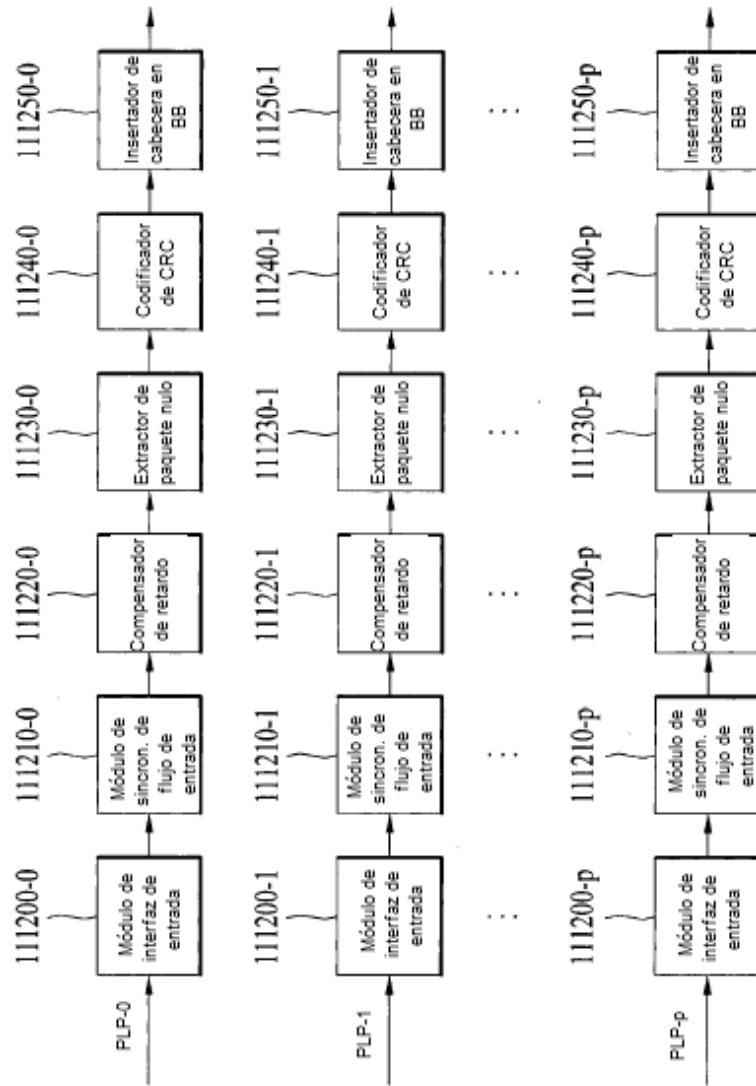


FIG. 6

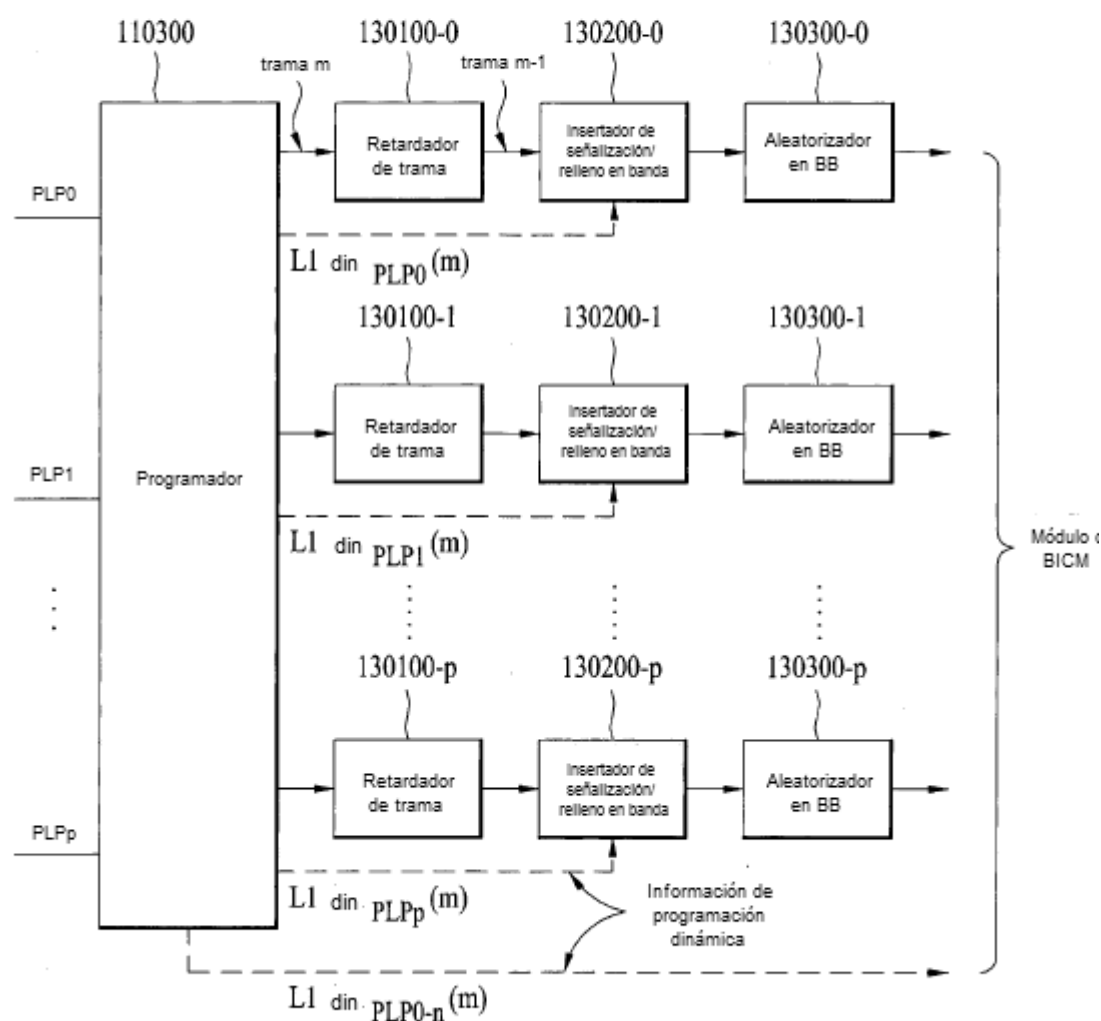


FIG. 7

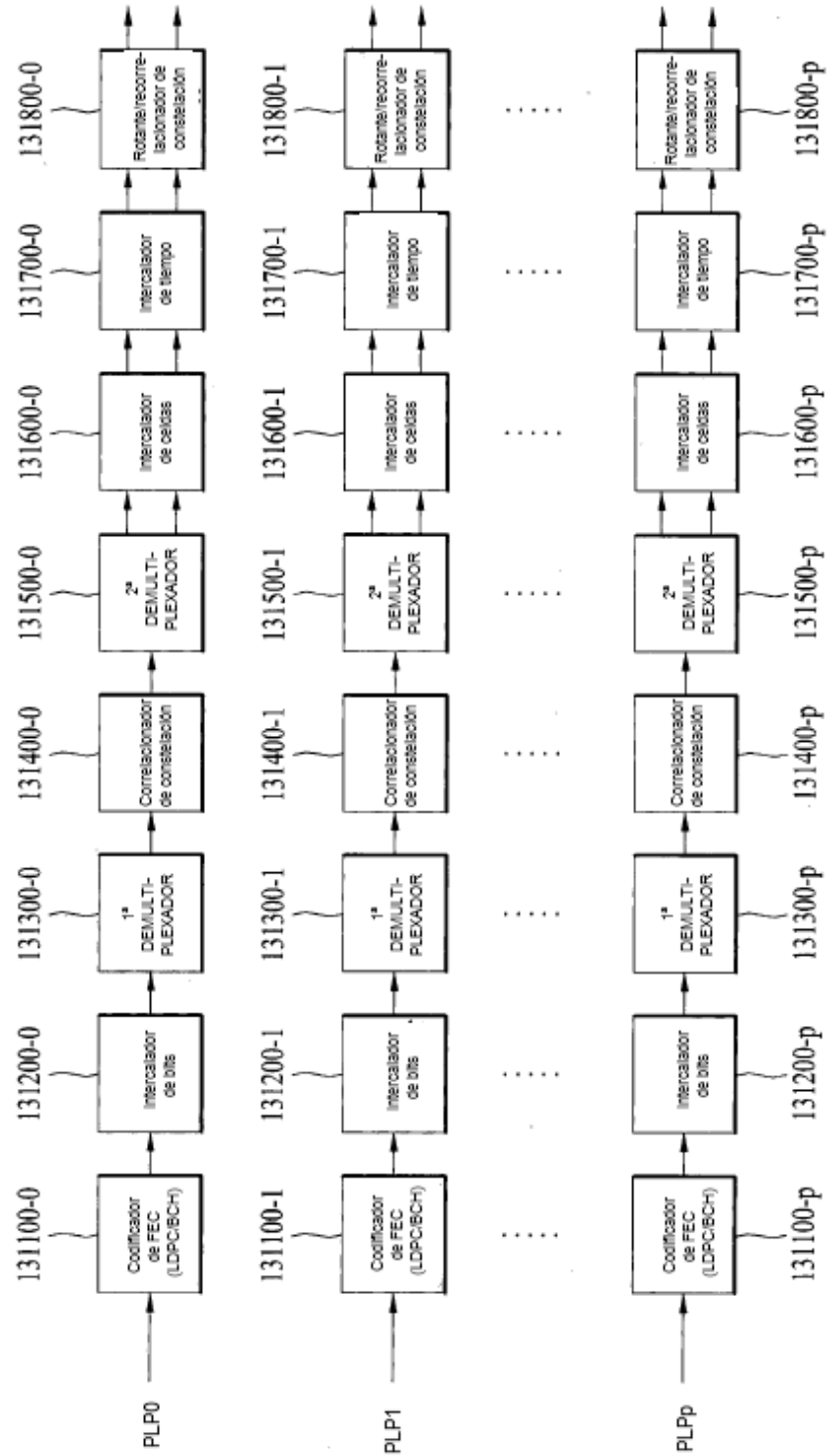


FIG. 8

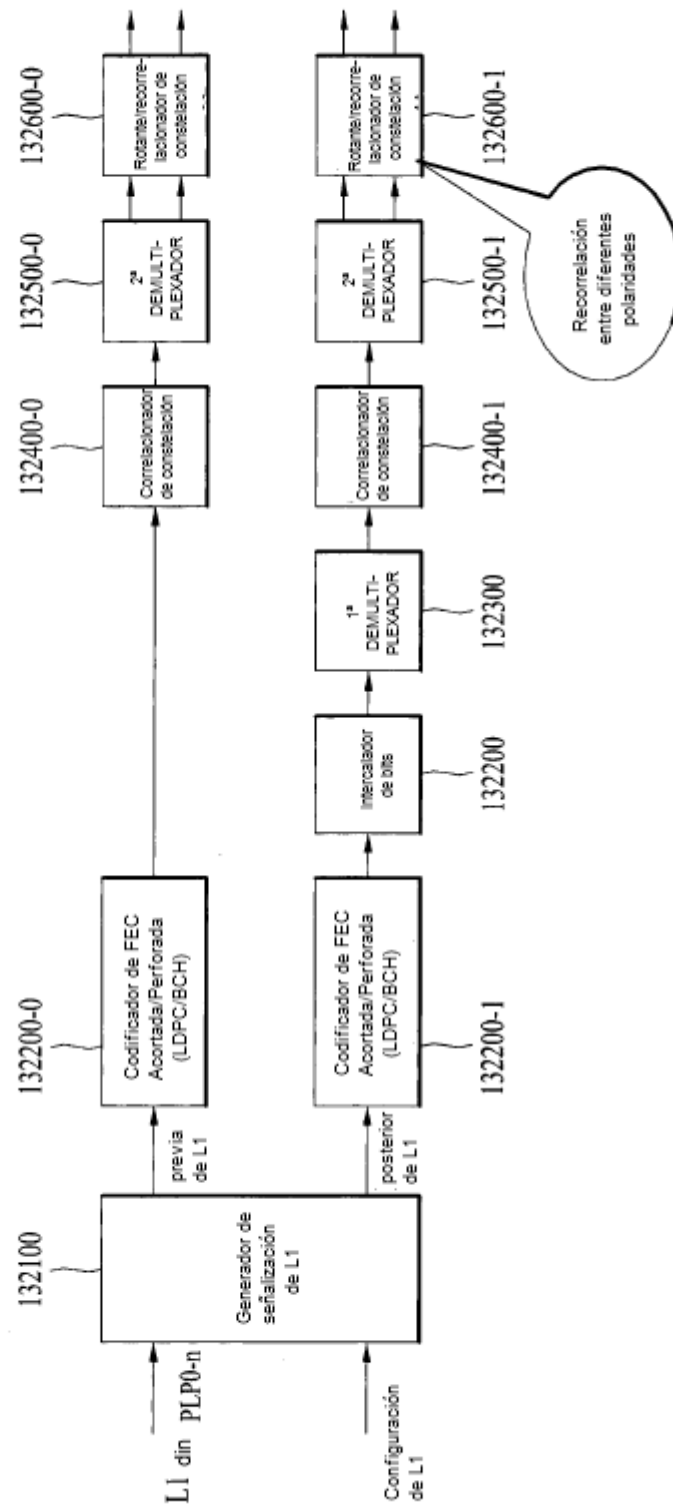


FIG. 9

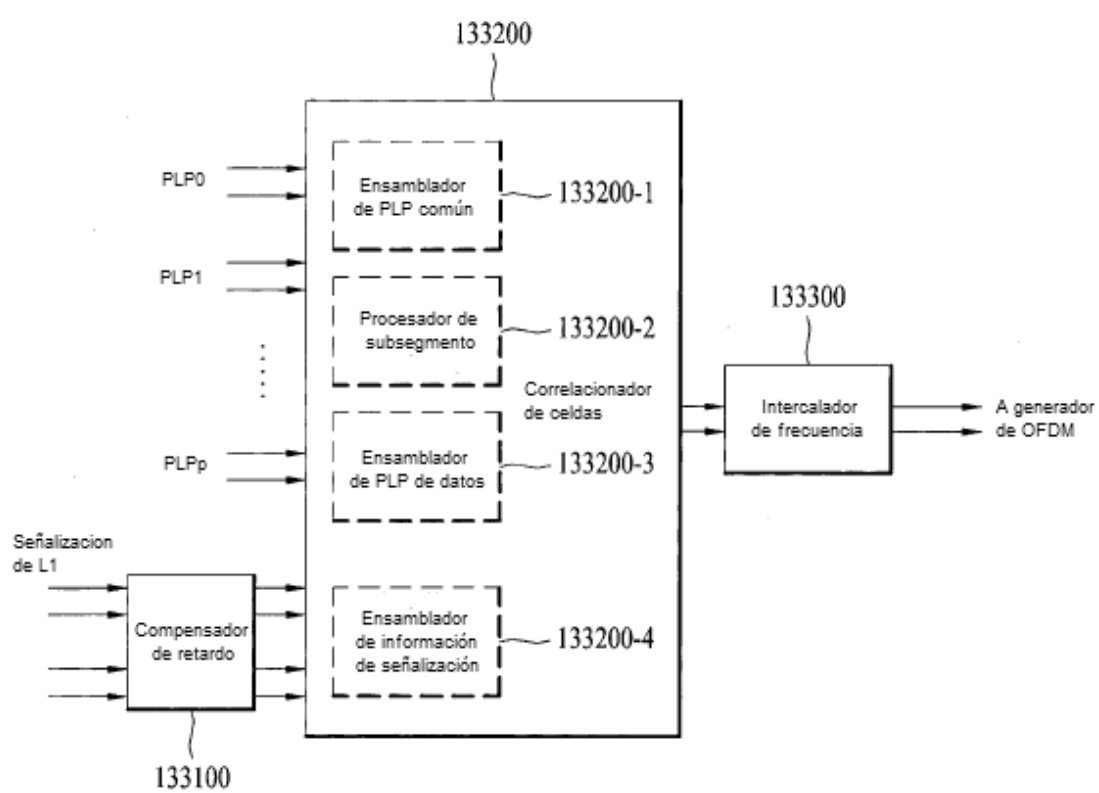


FIG. 10

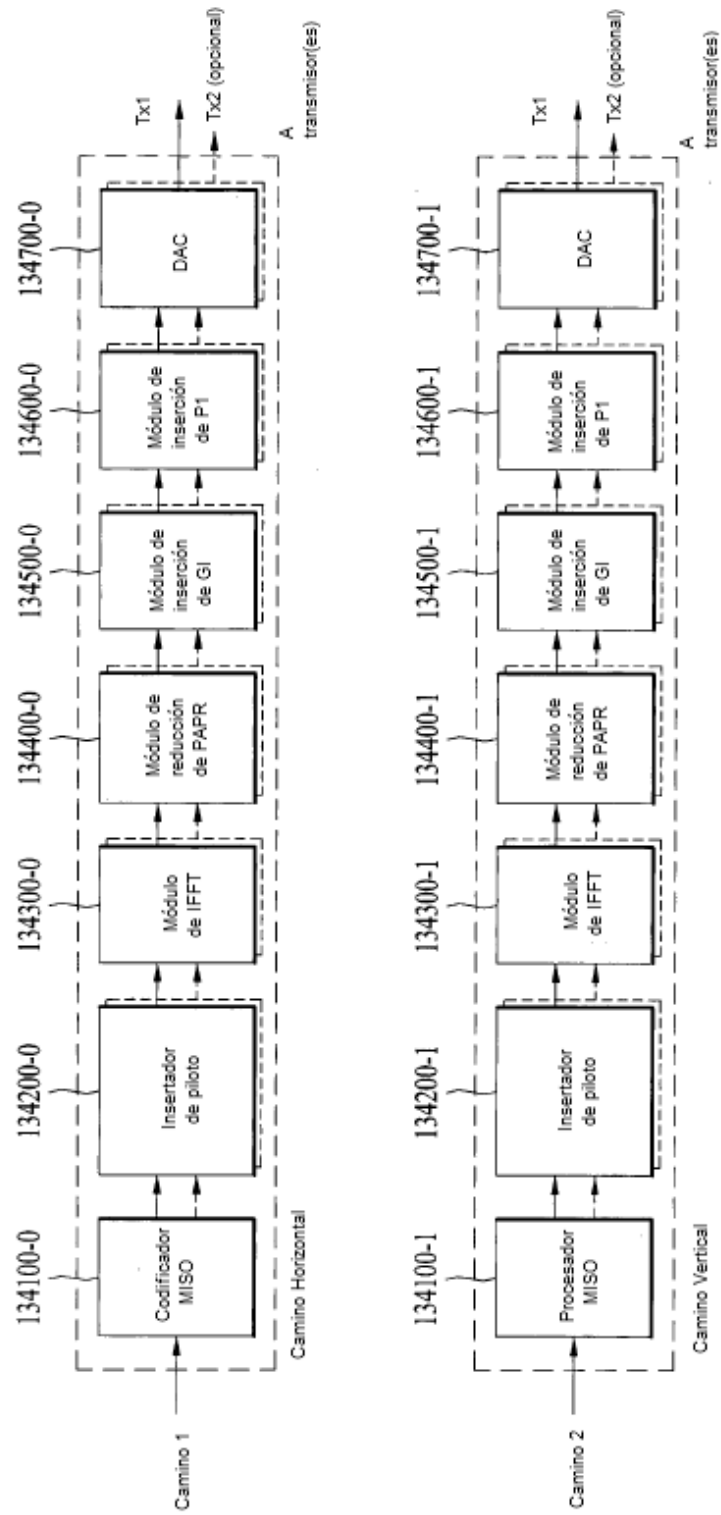


FIG. 11

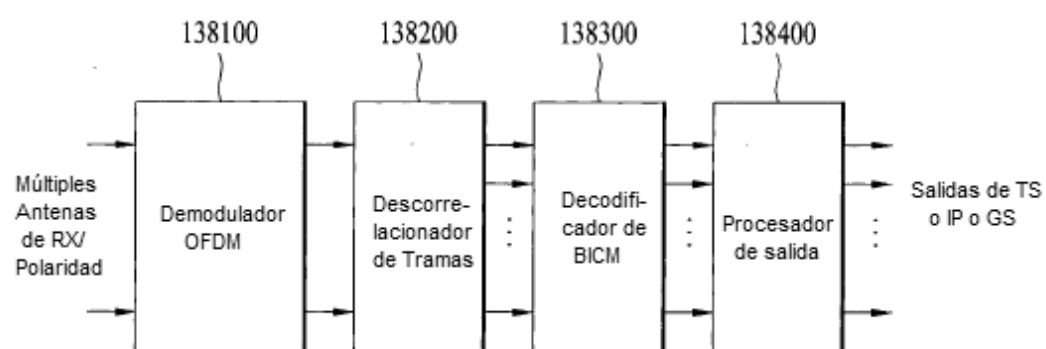


FIG. 12

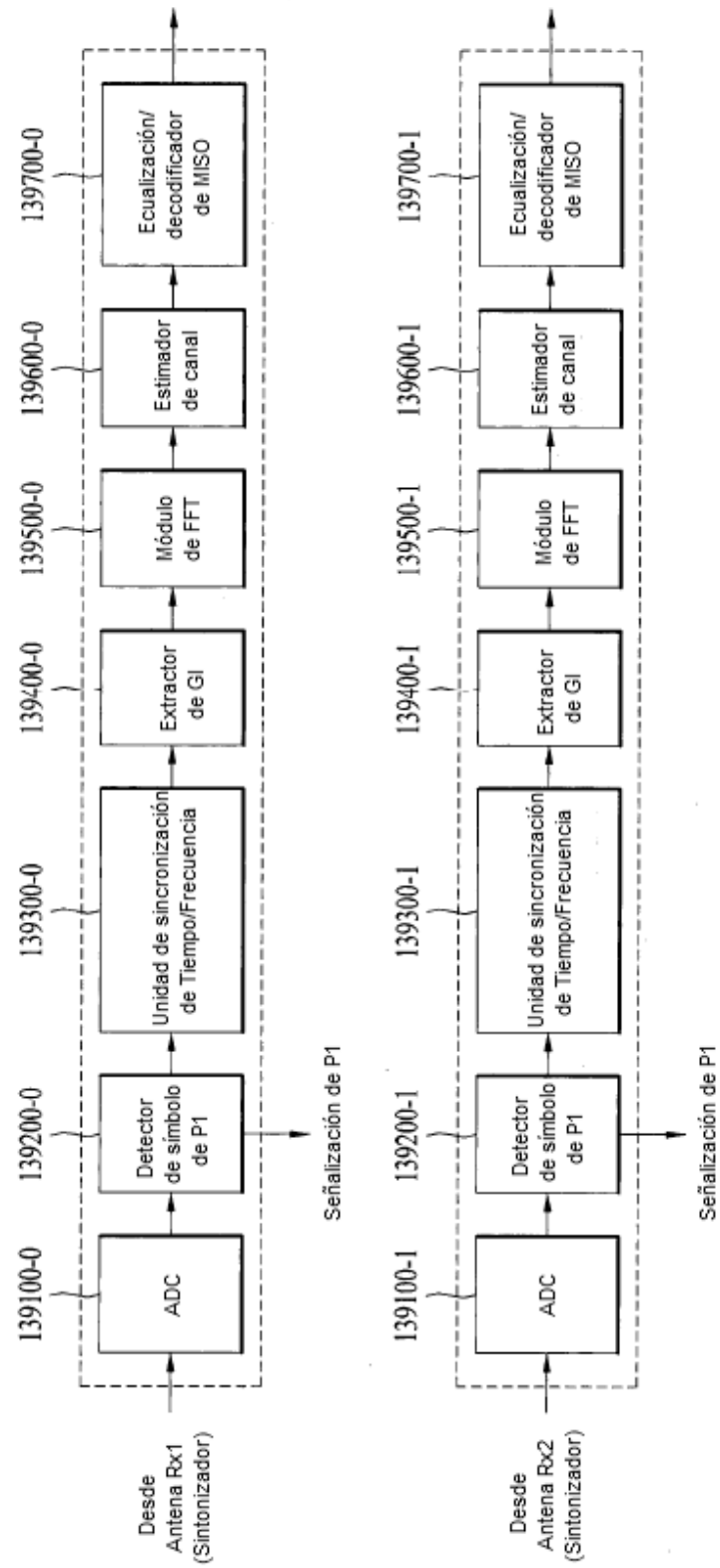


FIG. 13

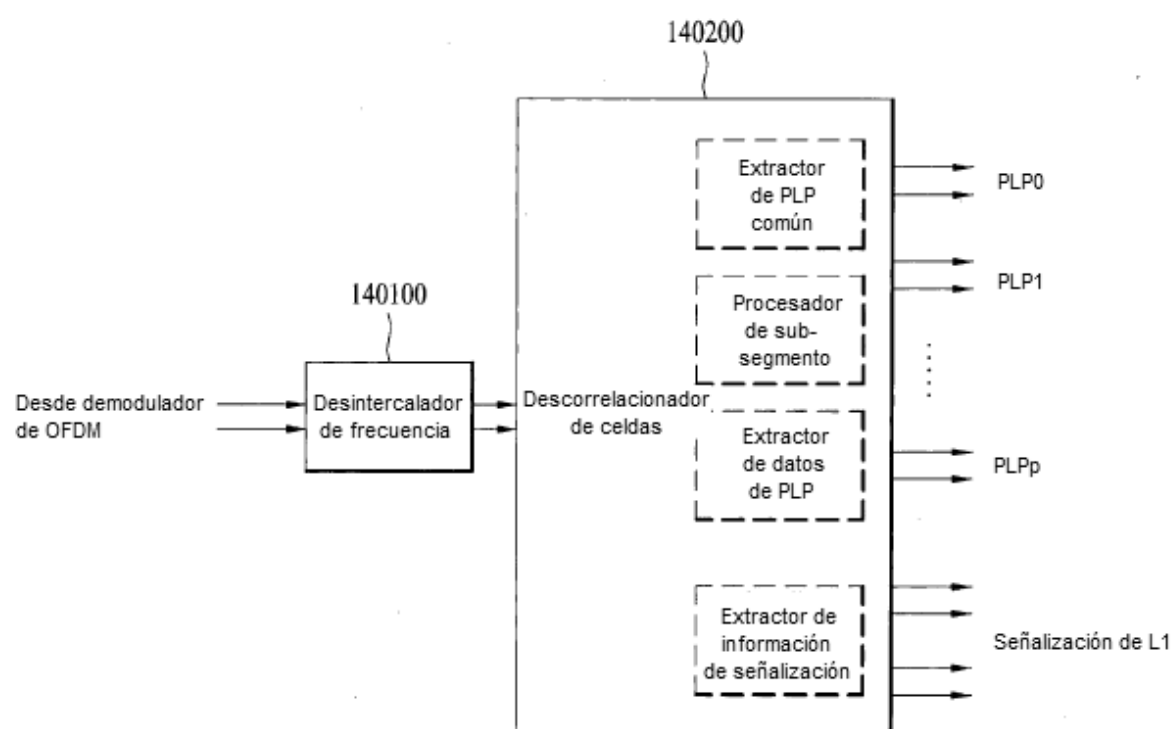


FIG. 14

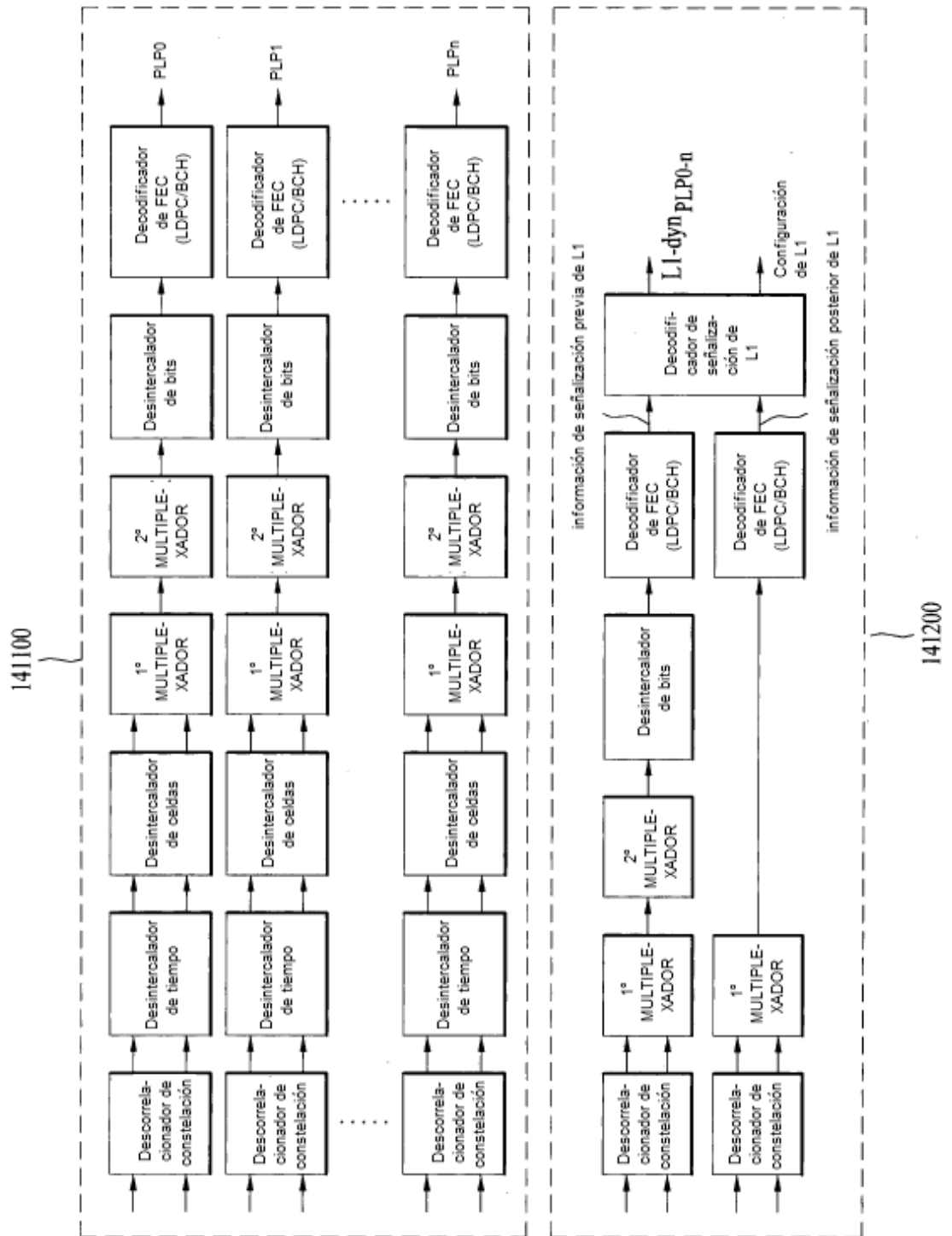


FIG. 15

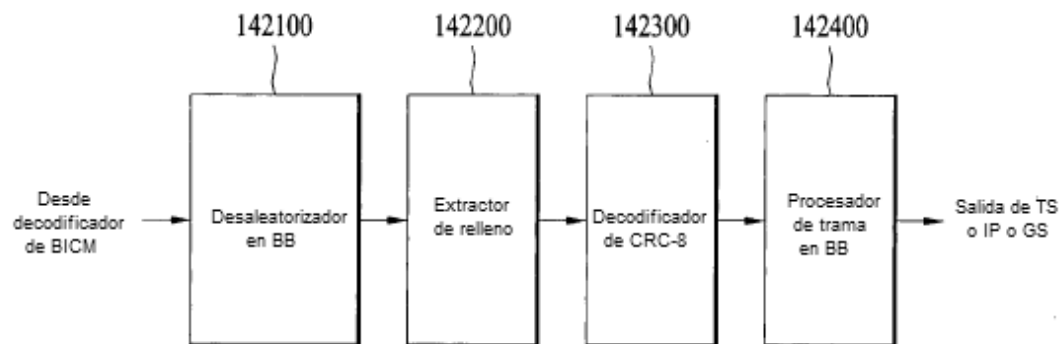


FIG. 16

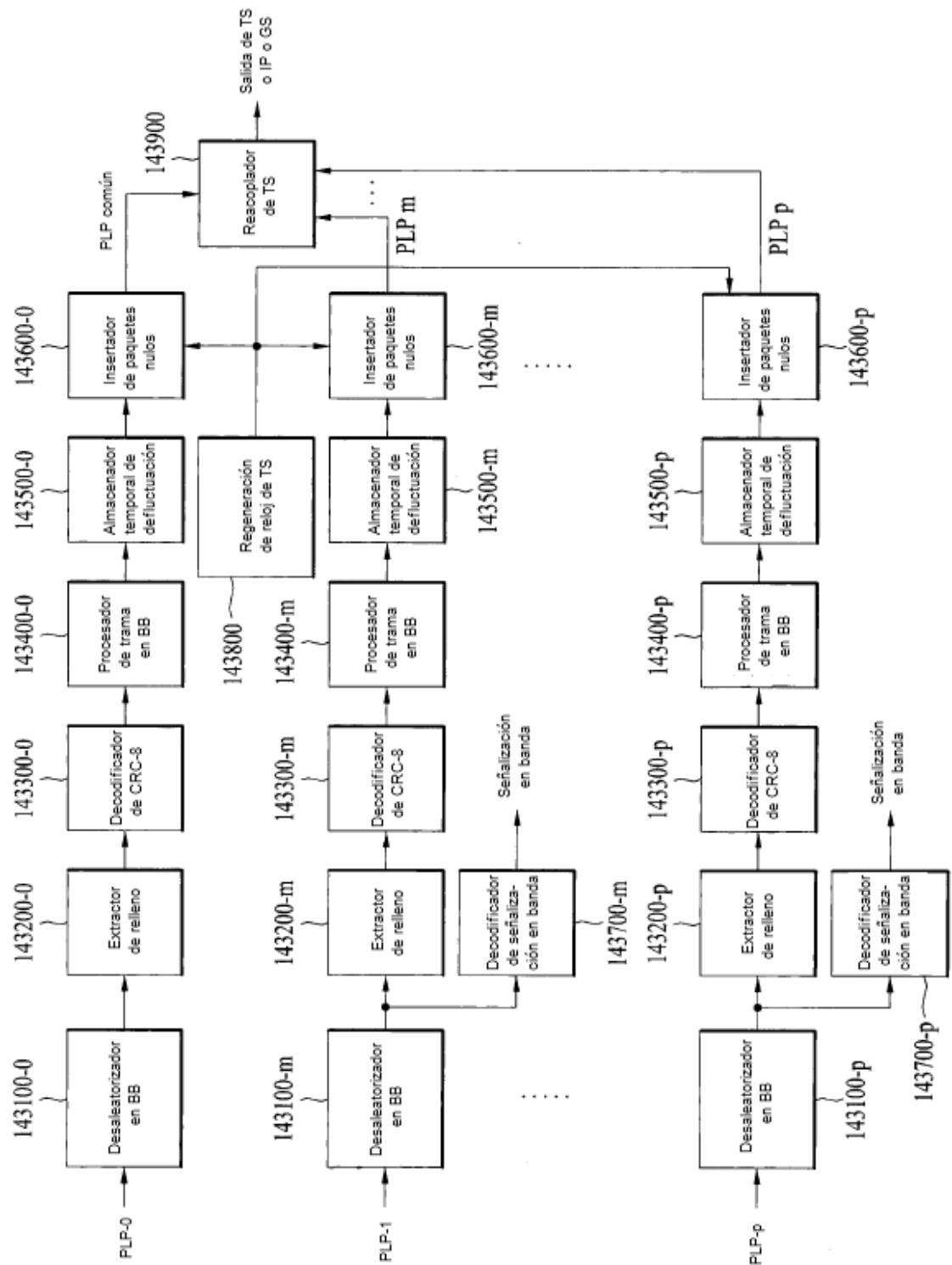


FIG. 17

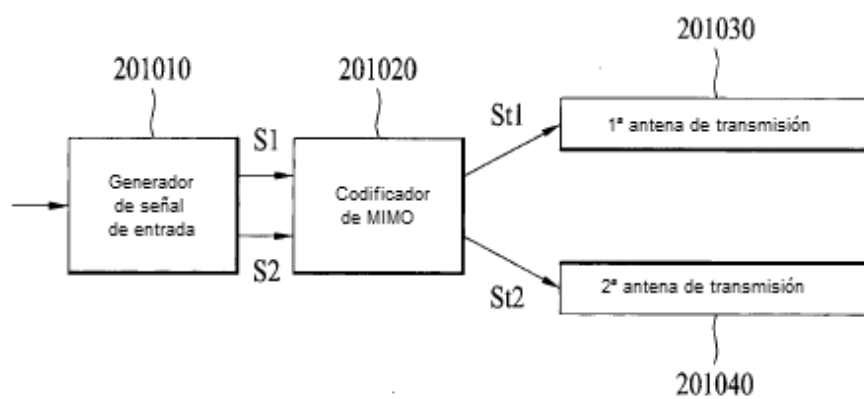


FIG. 18

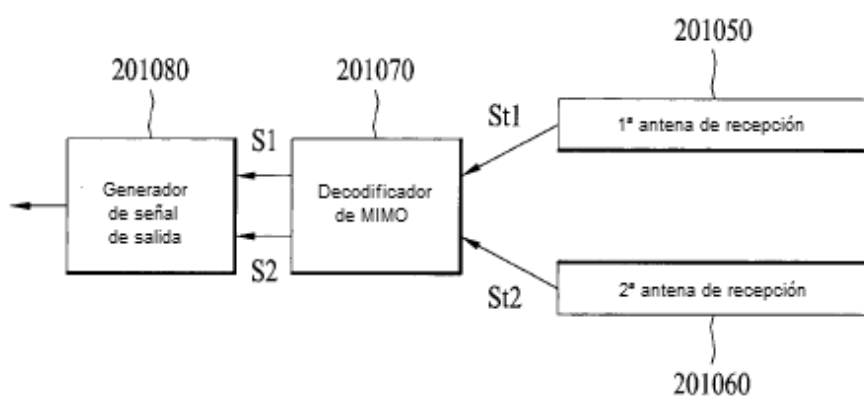


FIG. 19

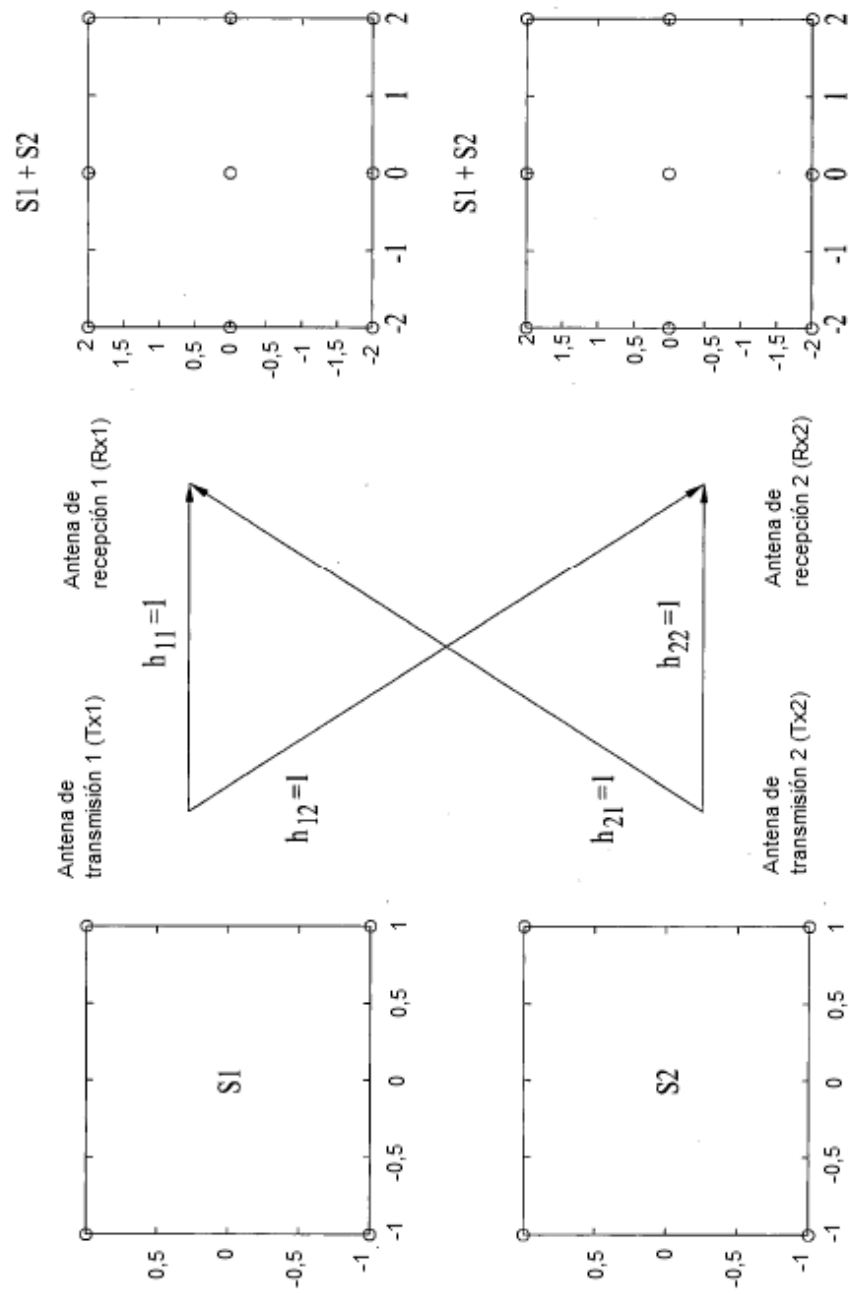


FIG. 20

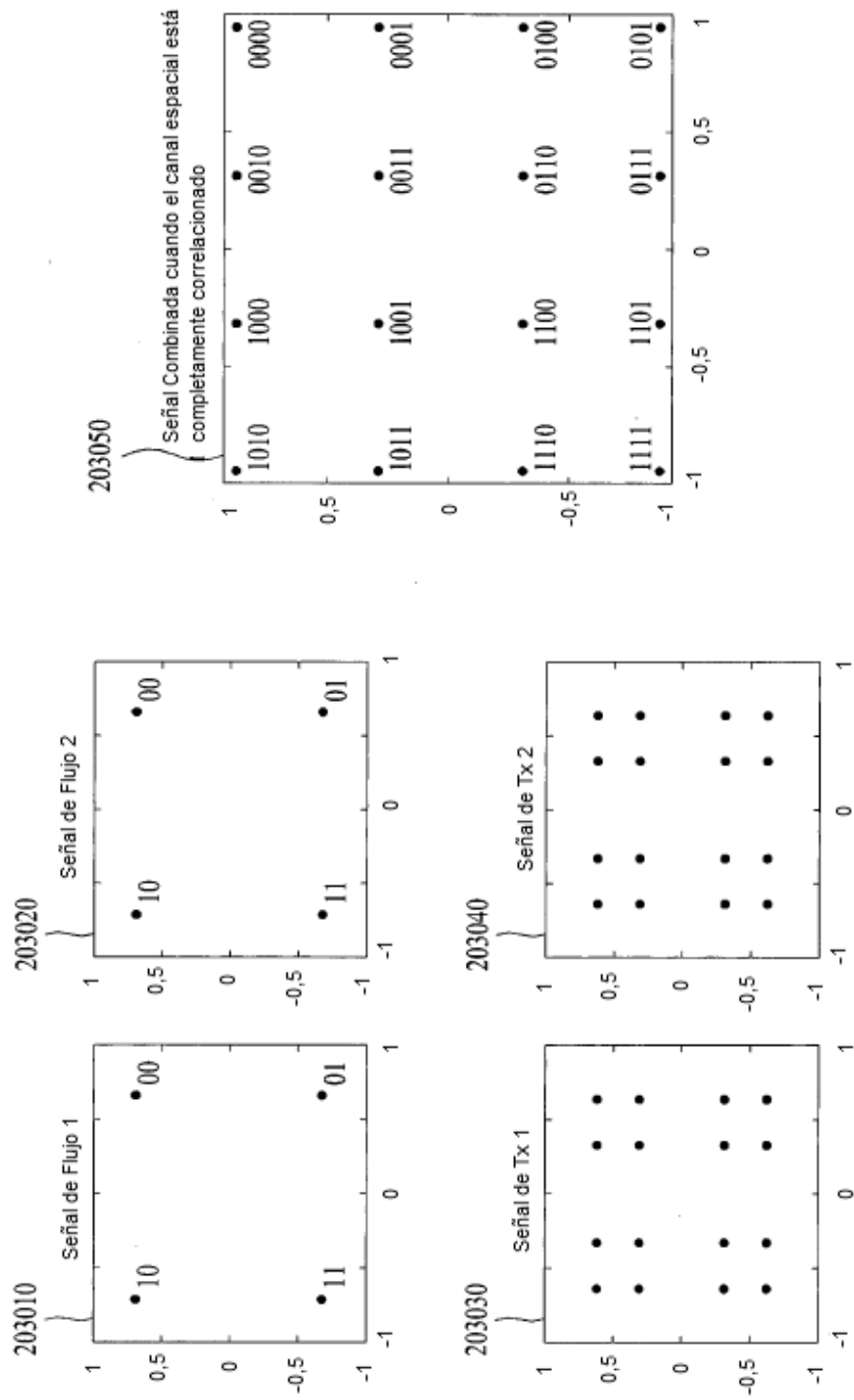
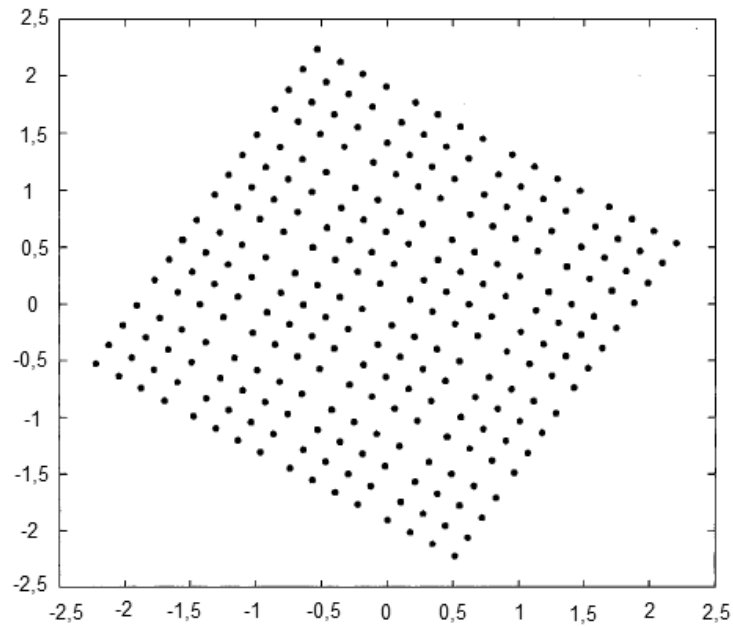


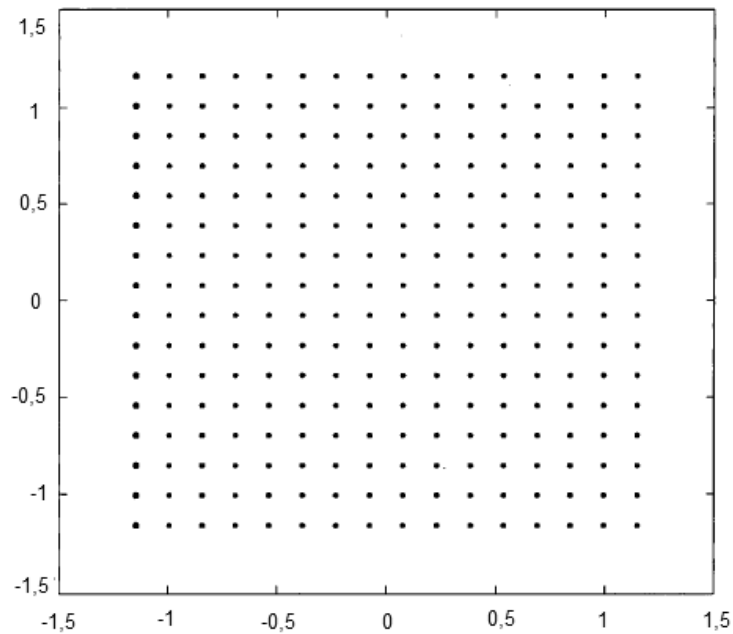
FIG. 21

Señal Combinada cuando los canales espaciales están completamente correlacionados



$$(a+i\bar{a})S_1 + (a\theta+i\bar{a}\bar{\theta})S_2$$

Señal Combinada cuando los canales espaciales están completamente correlacionados



$$(a+1)S_1 + (a-1)S_2$$

FIG. 22

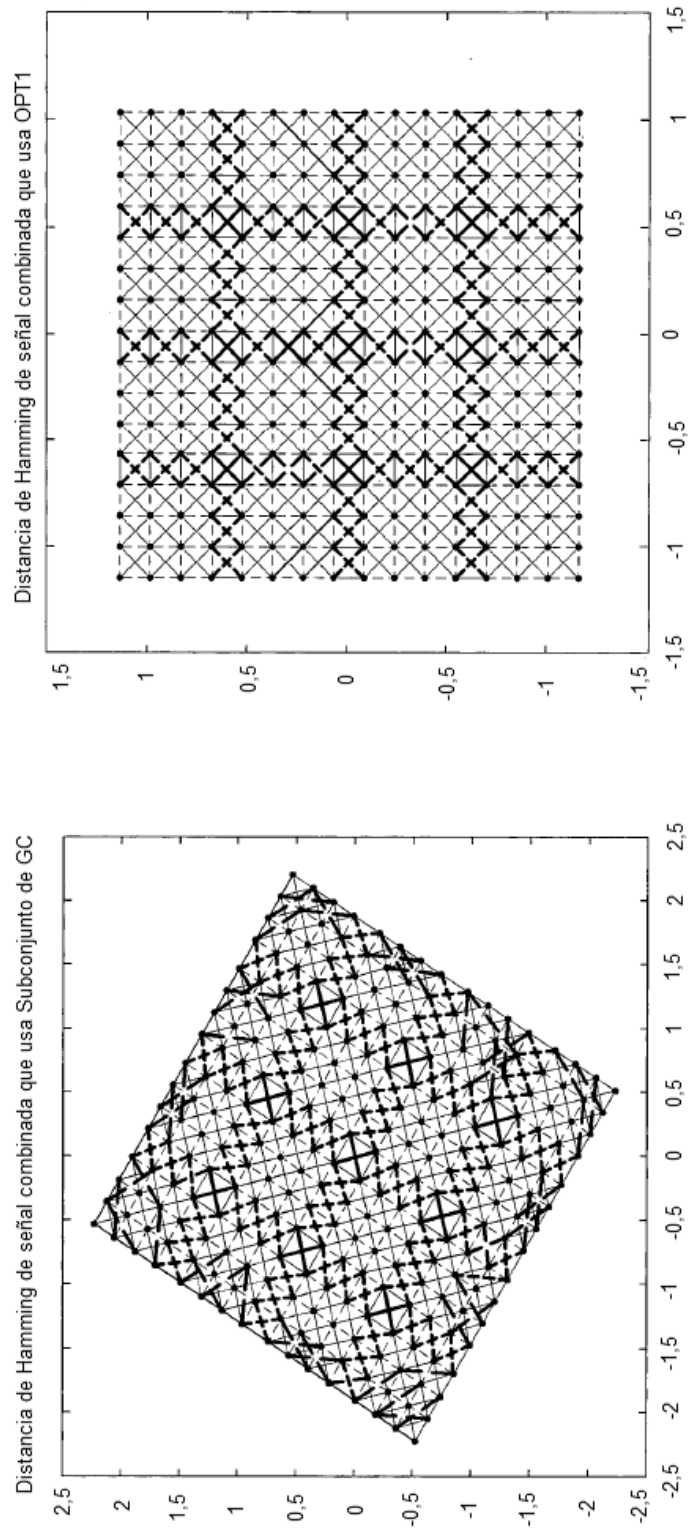
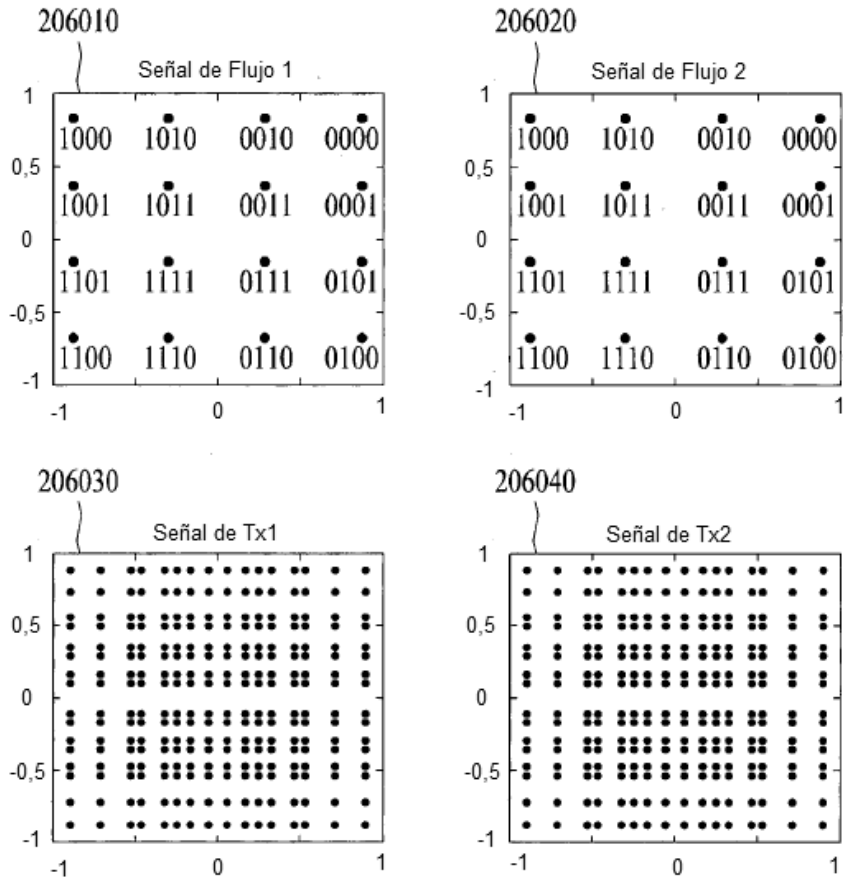


FIG. 23



Señal Combinada cuando los canales espaciales están completamente correlacionados

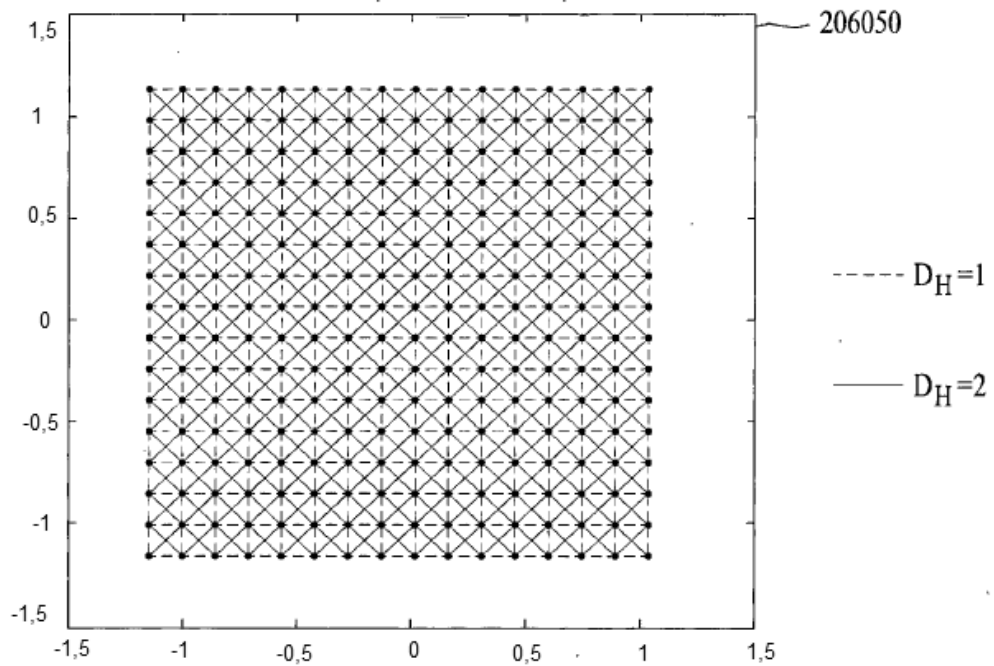


FIG. 24

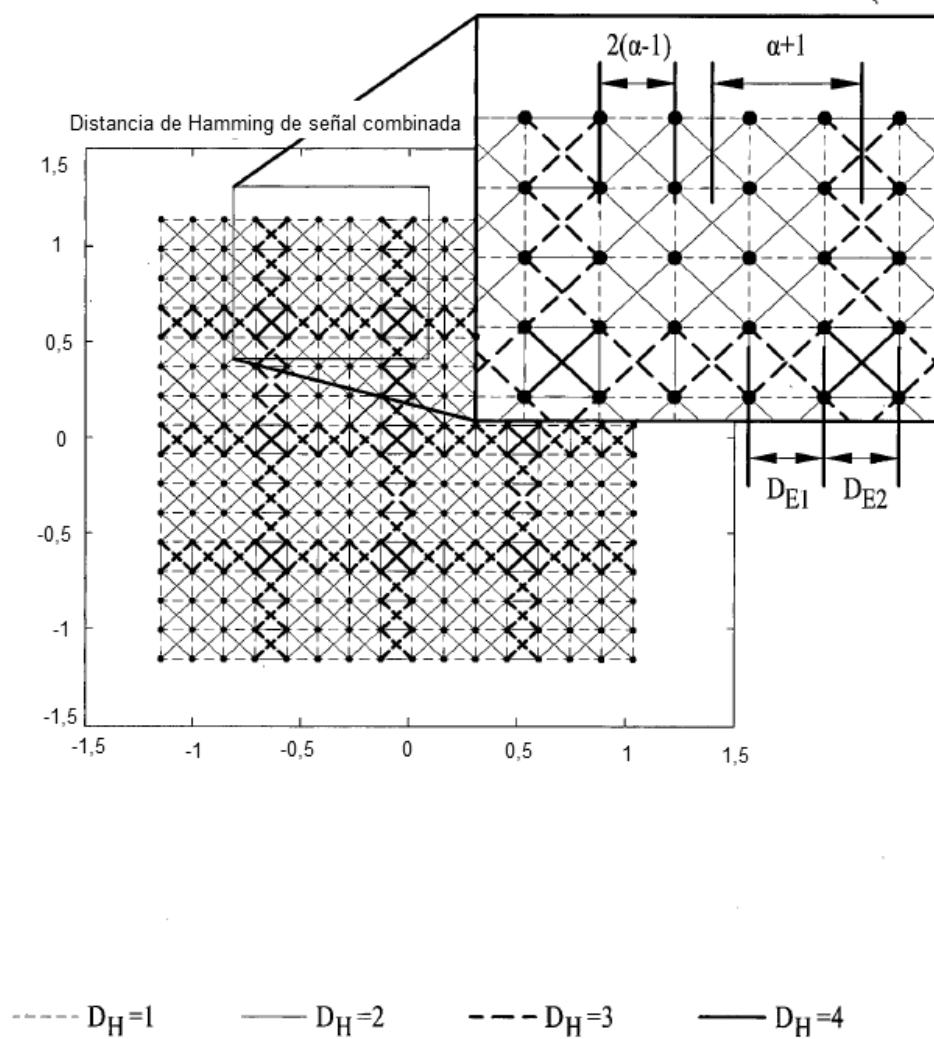


FIG. 25

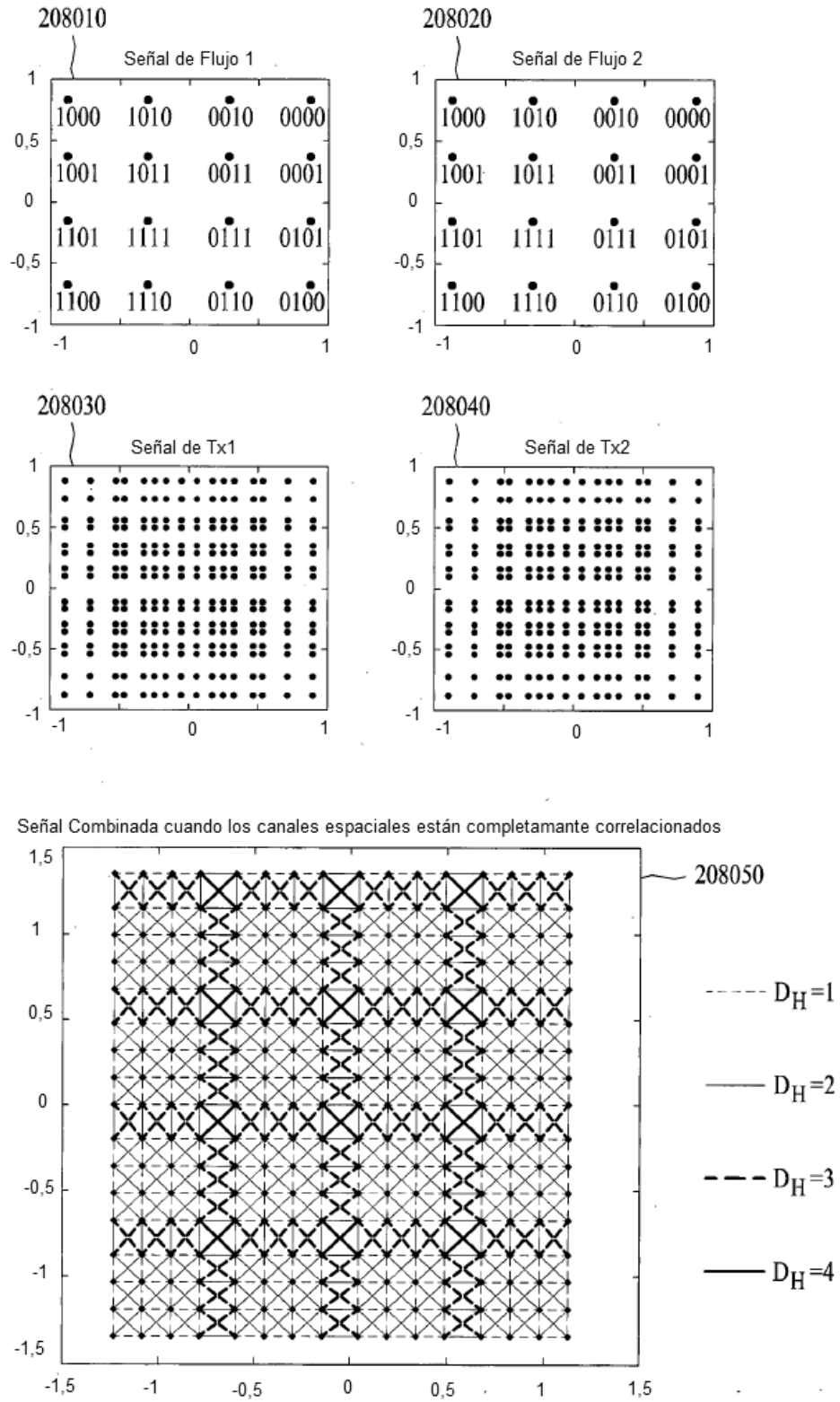


FIG. 26

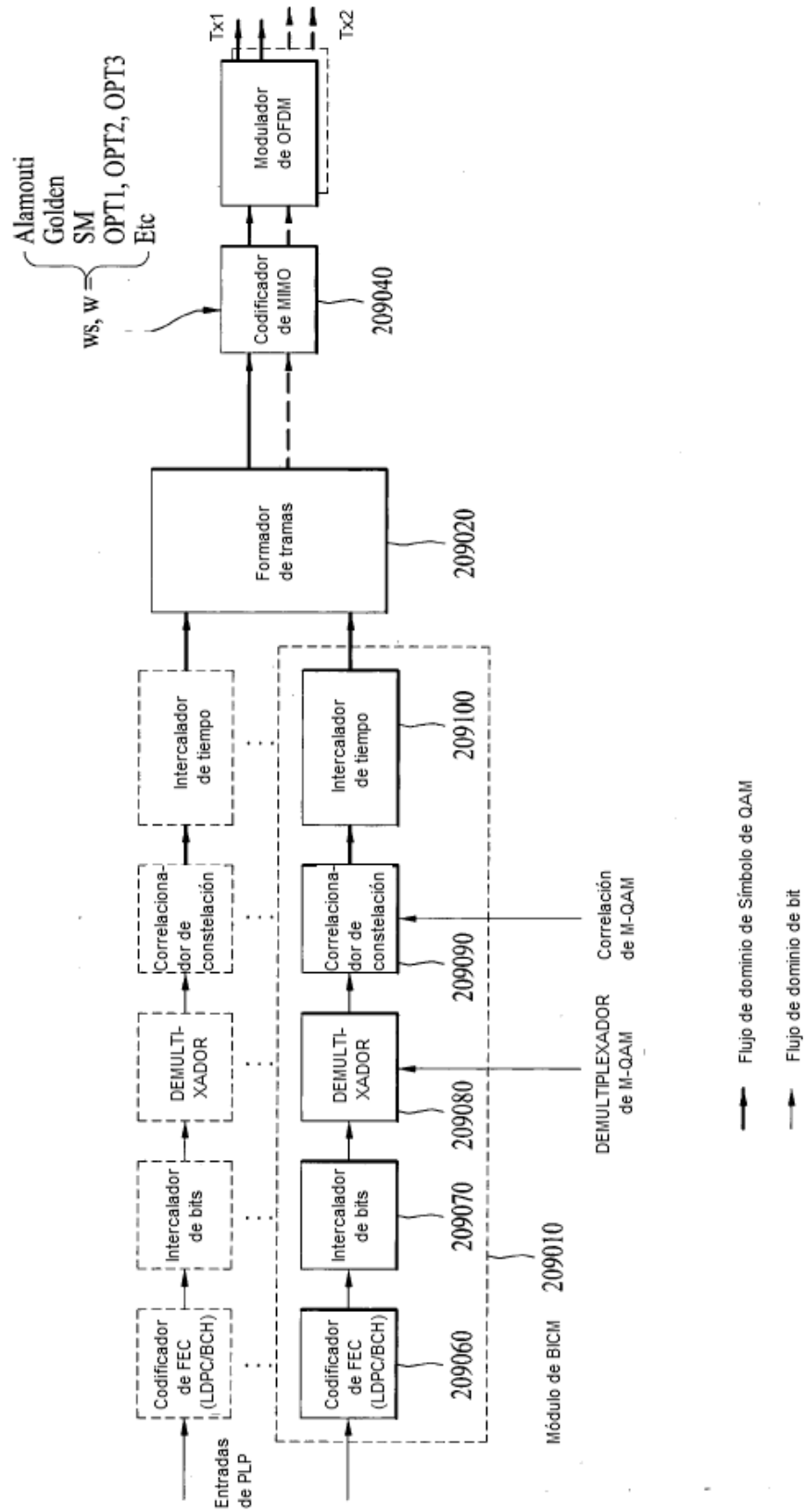


FIG. 27

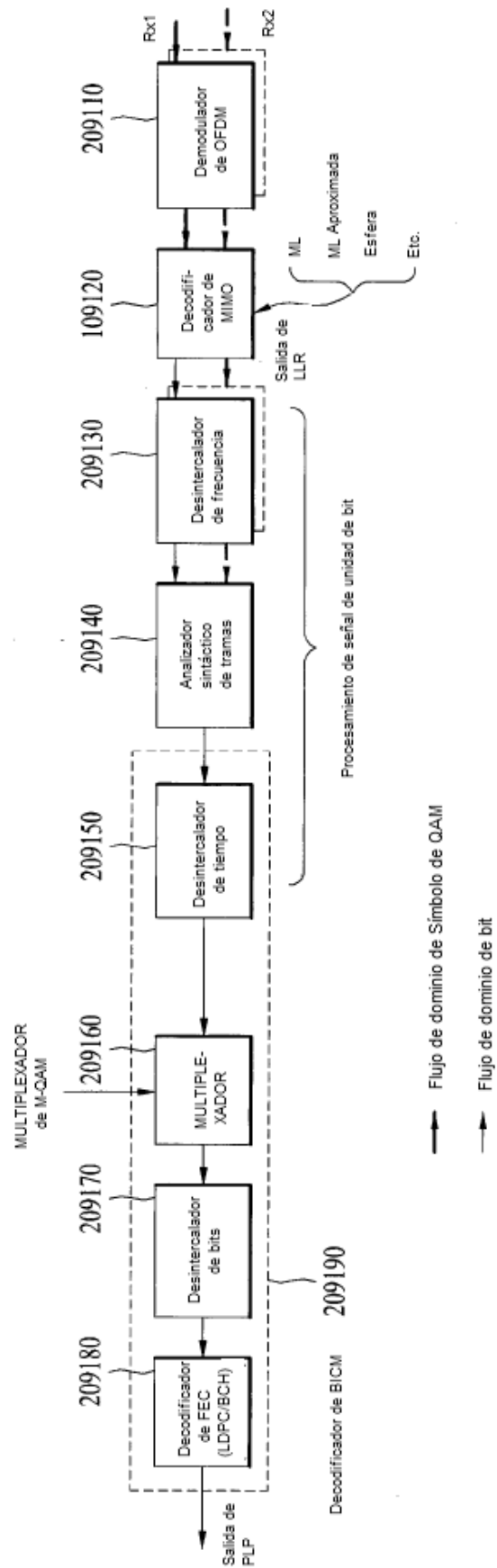


FIG. 28

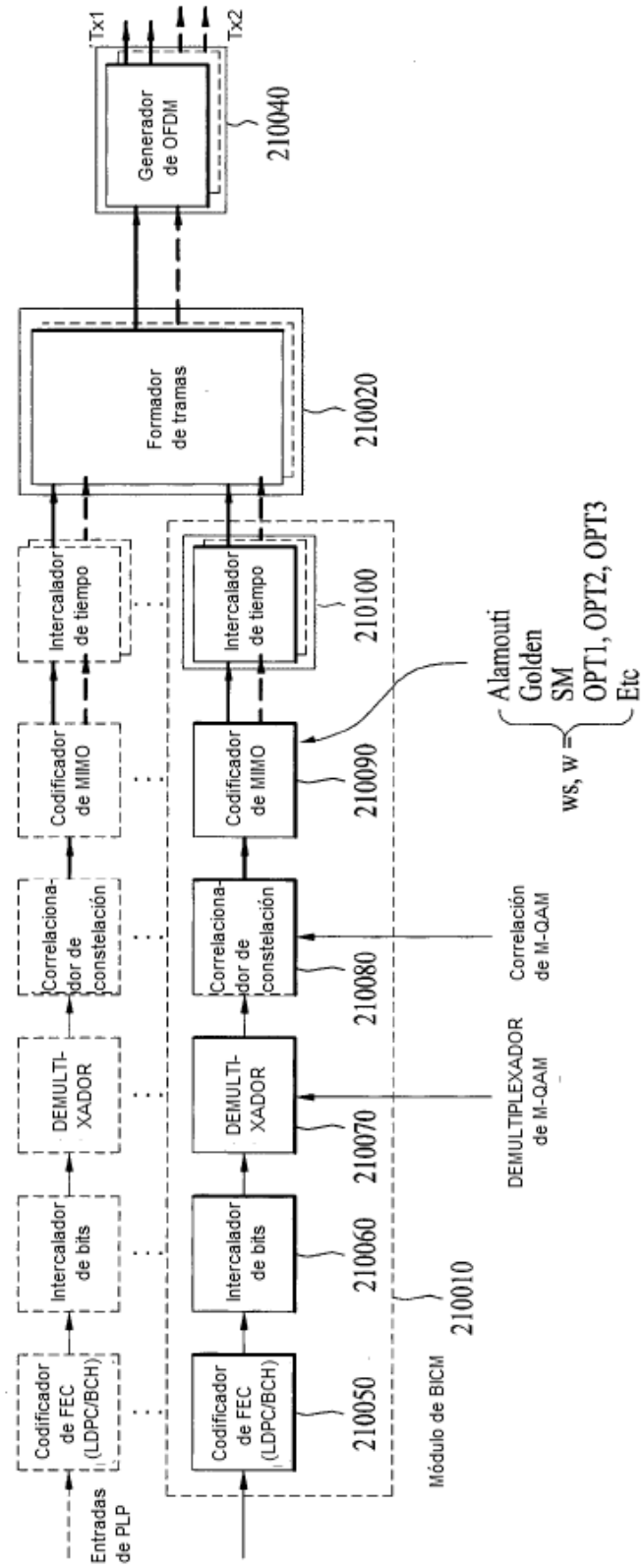


FIG. 29

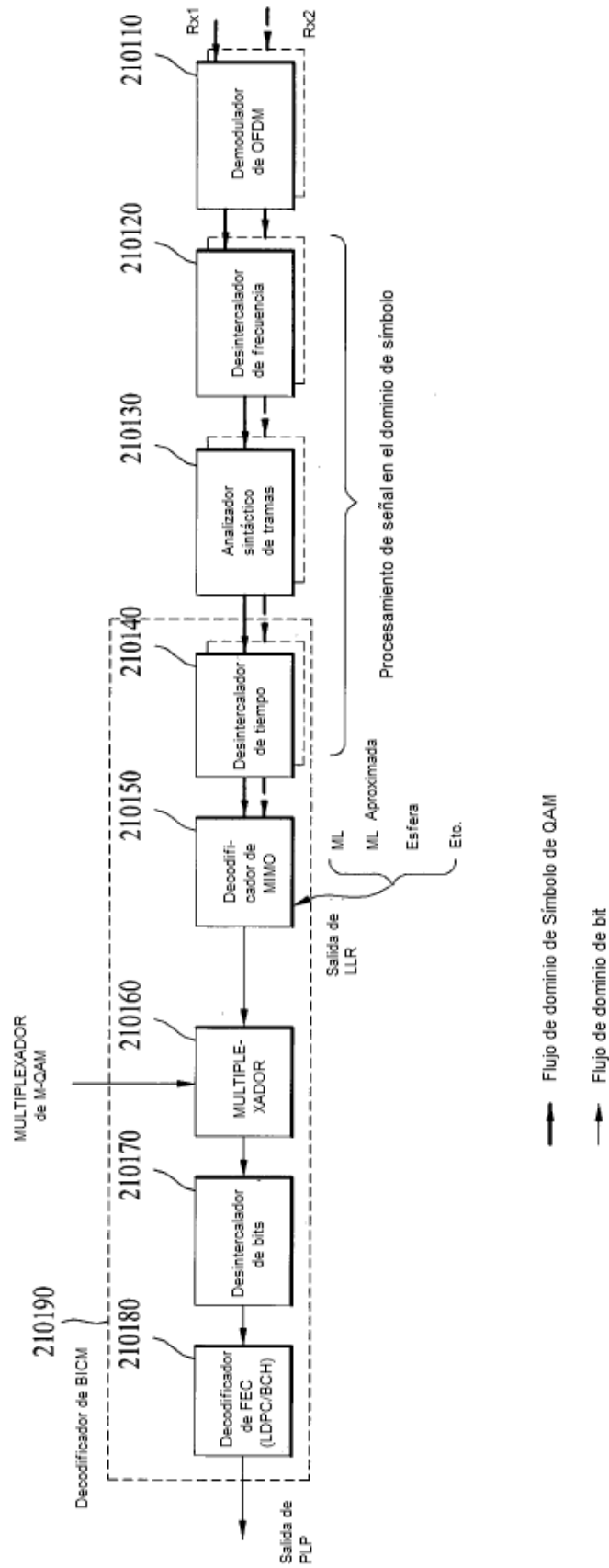


FIG. 30

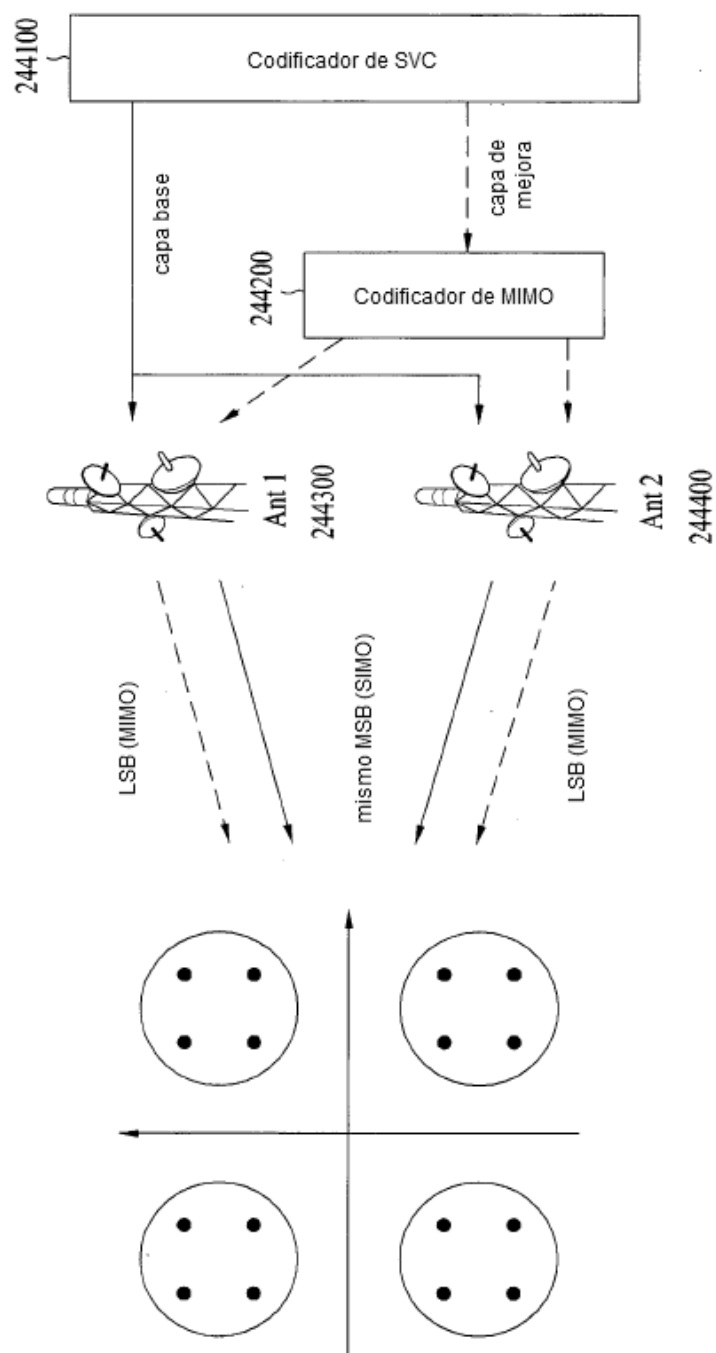


FIG. 31

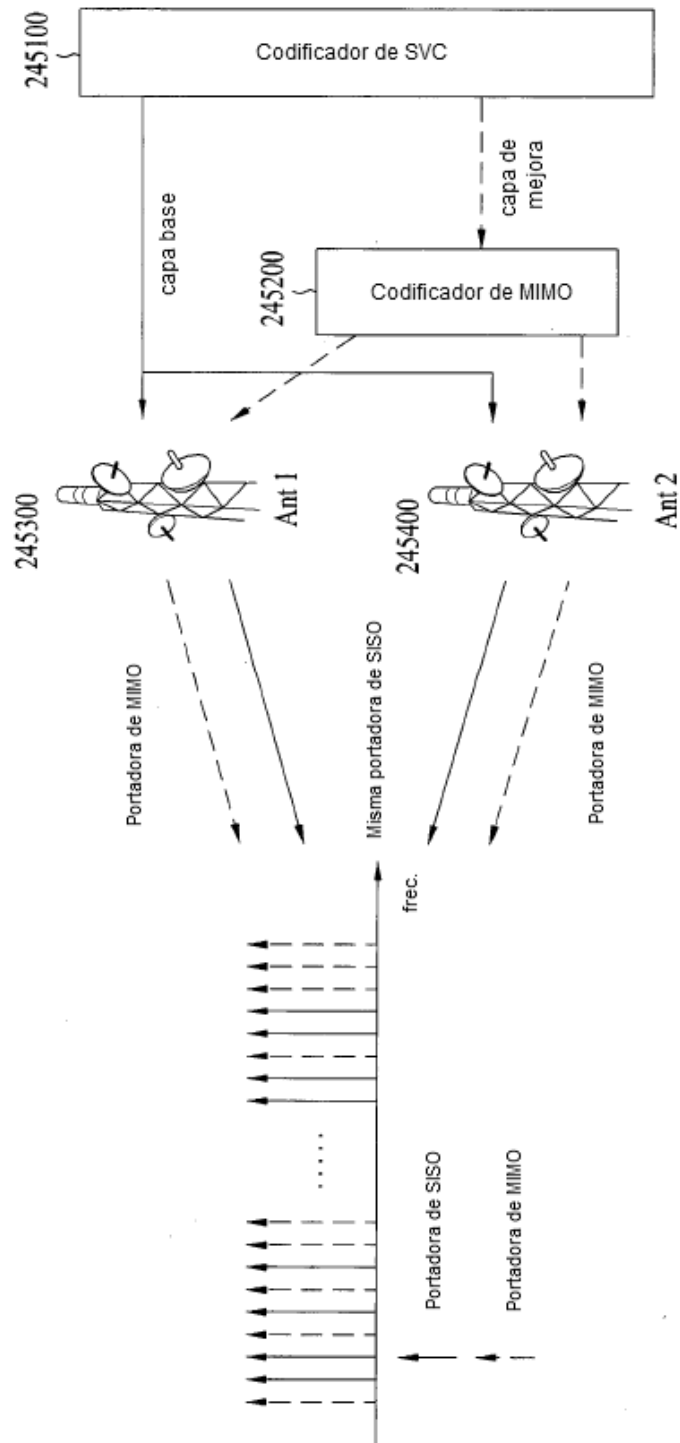


FIG. 32

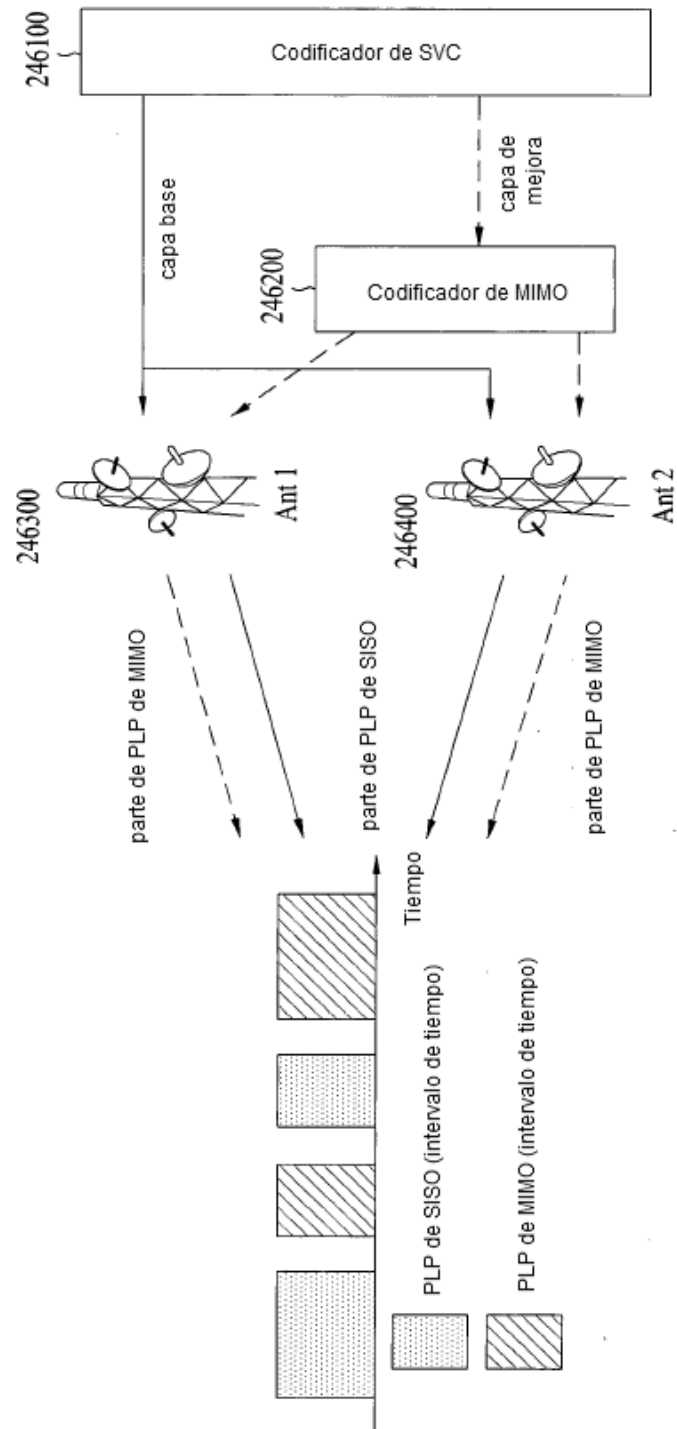


FIG. 33

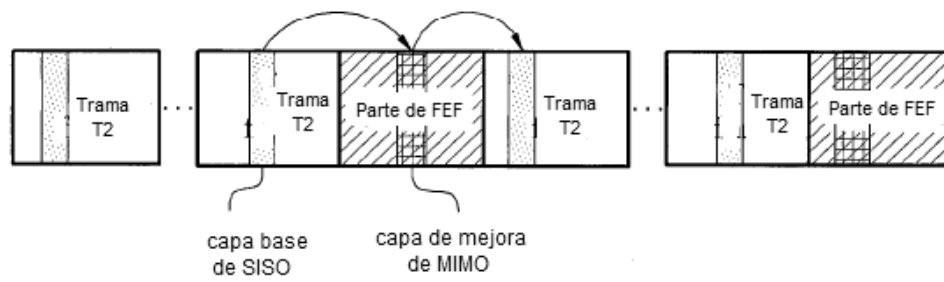


FIG. 34

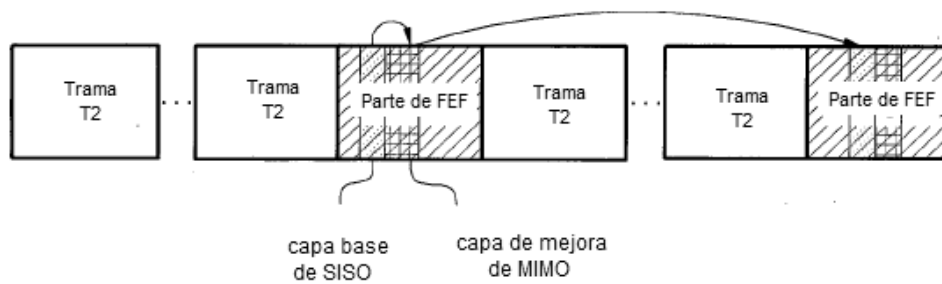


FIG. 35

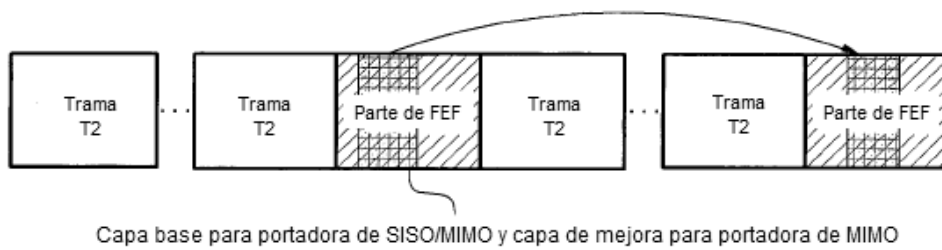


FIG. 36

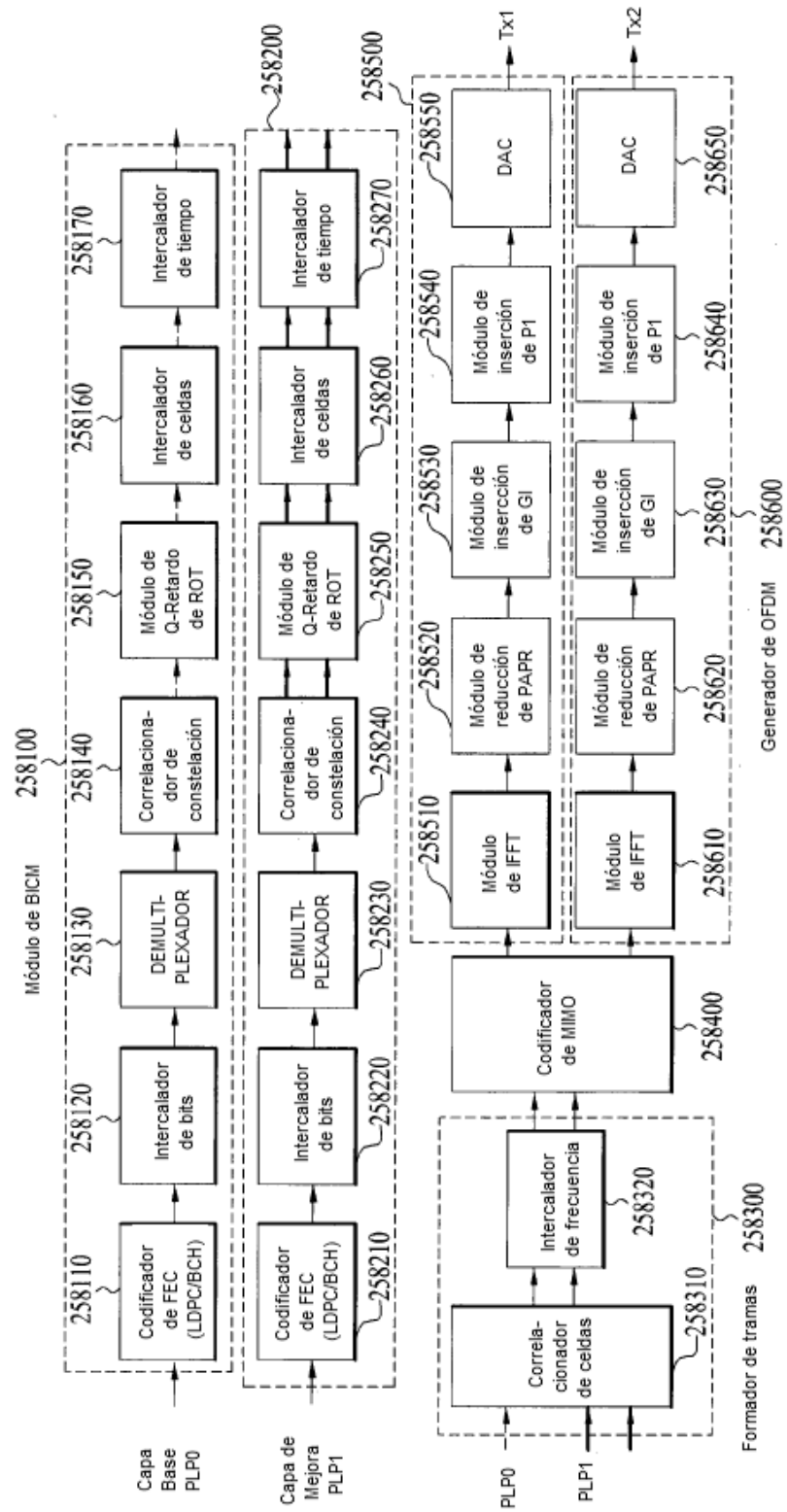


FIG. 37

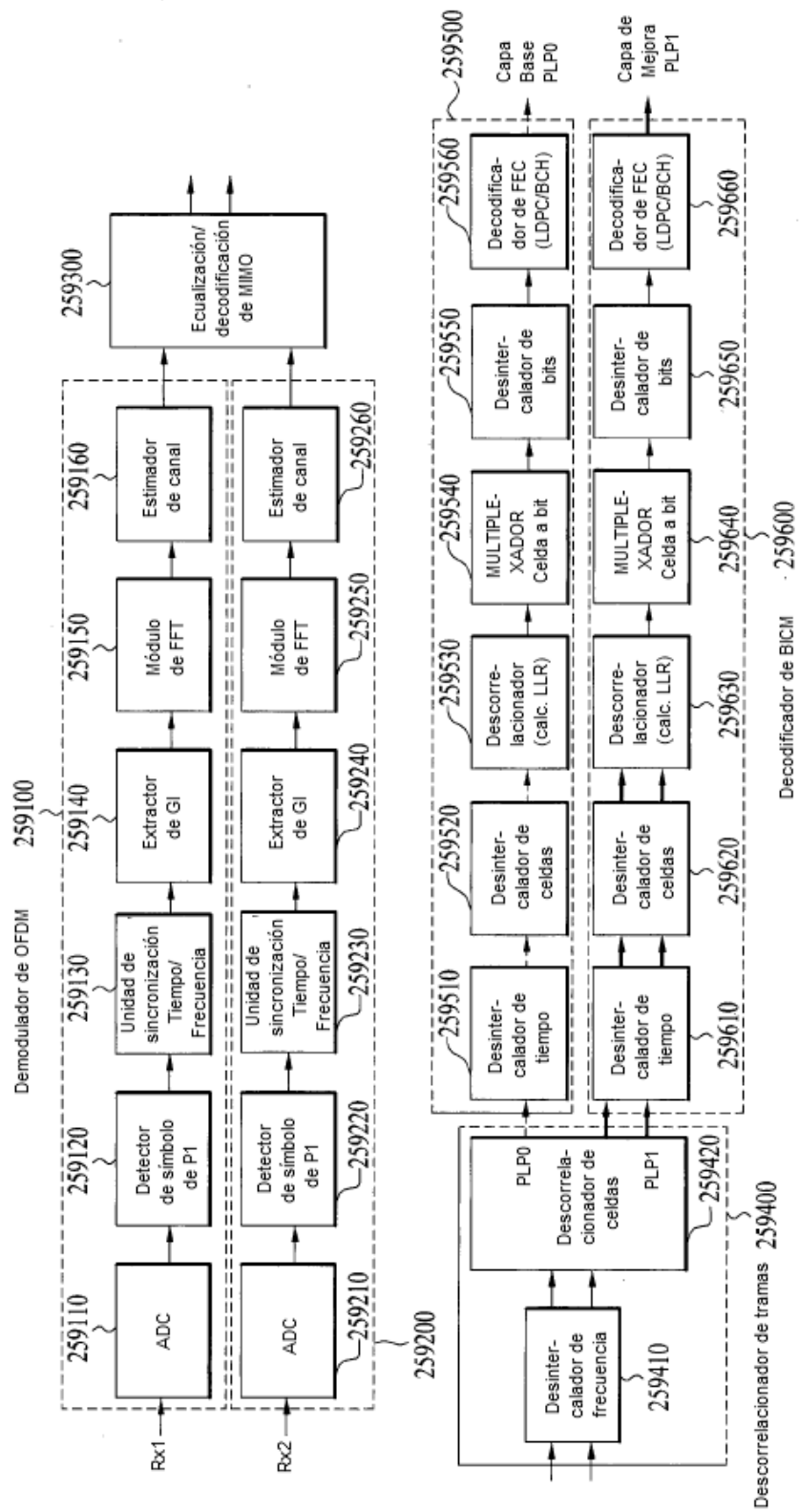


FIG. 38

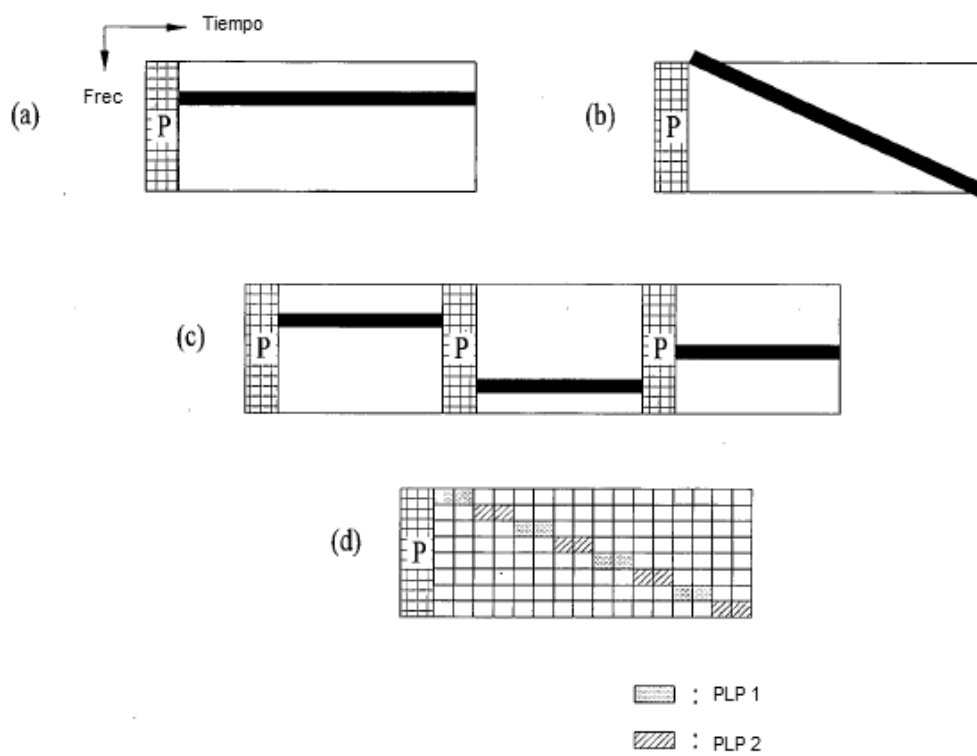


FIG. 39

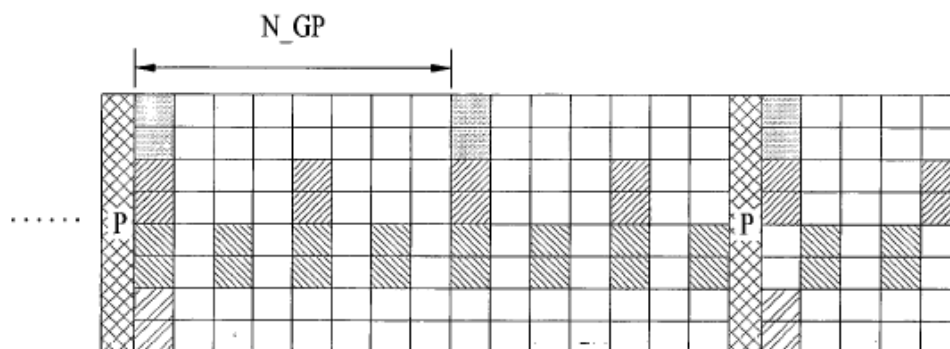


FIG. 40

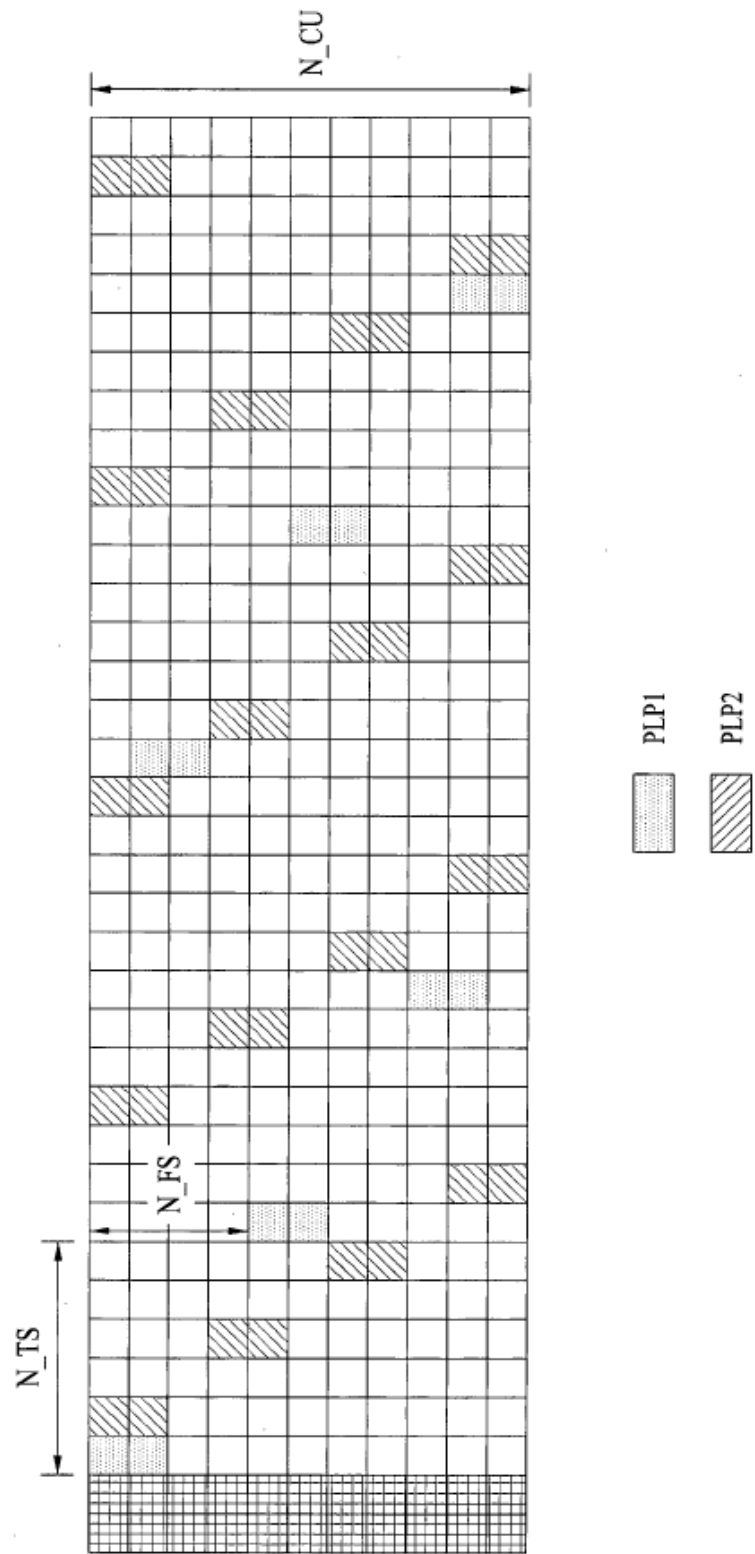


FIG. 41

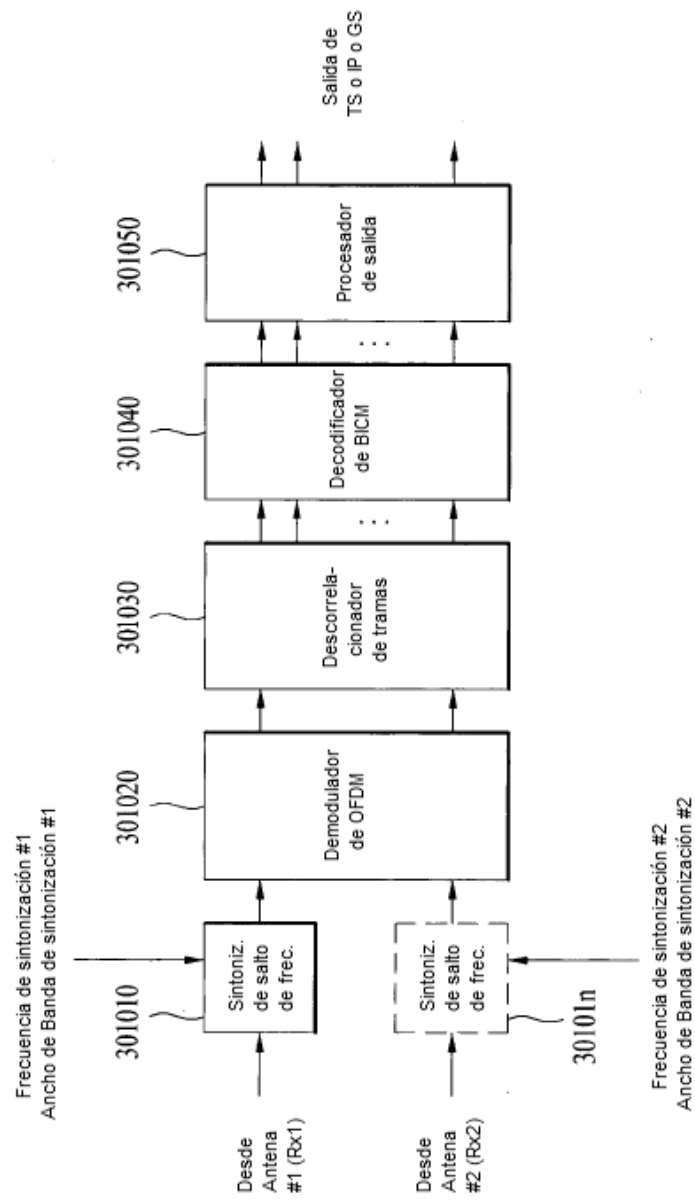


FIG. 42

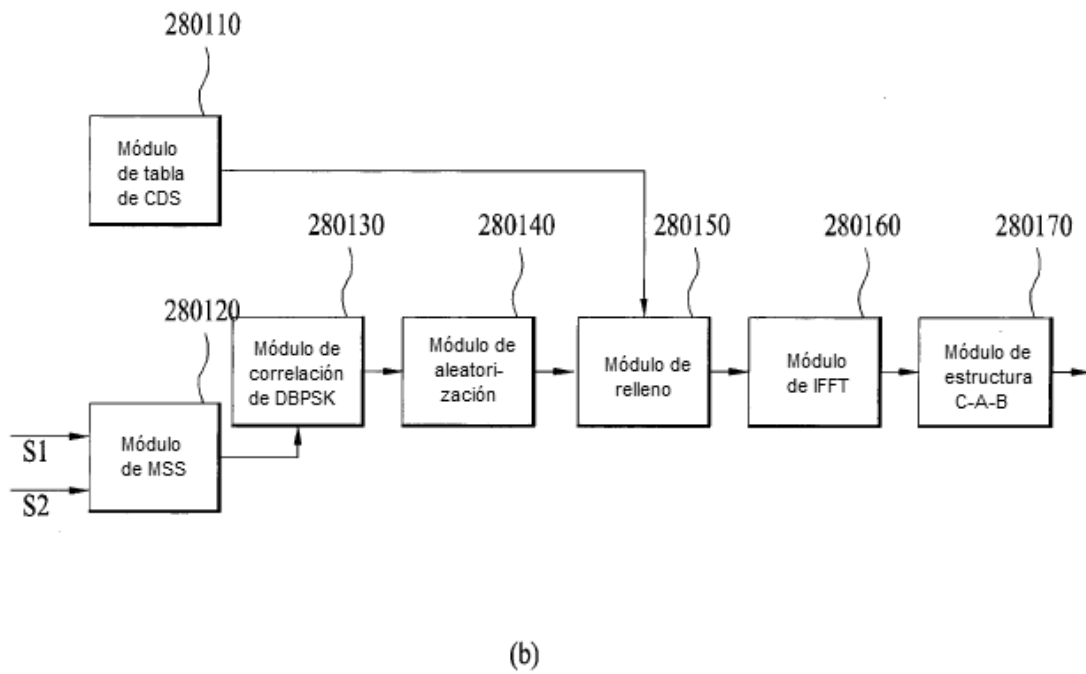
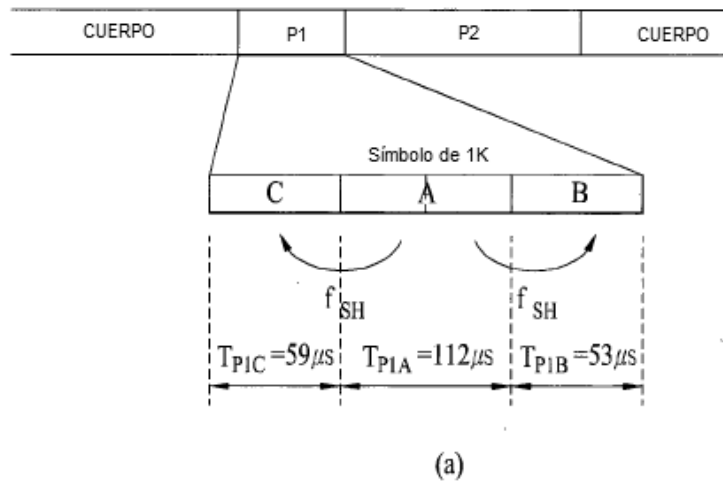


FIG. 43

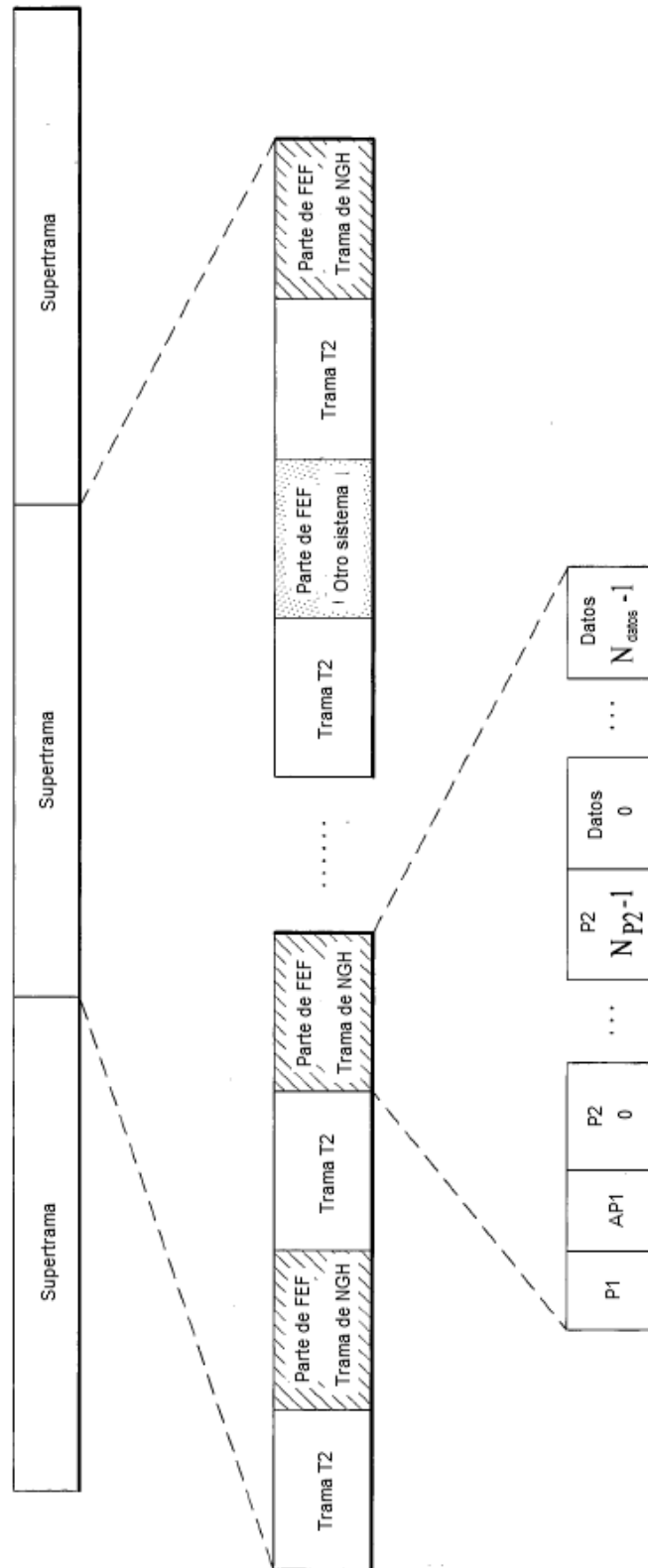


FIG. 44

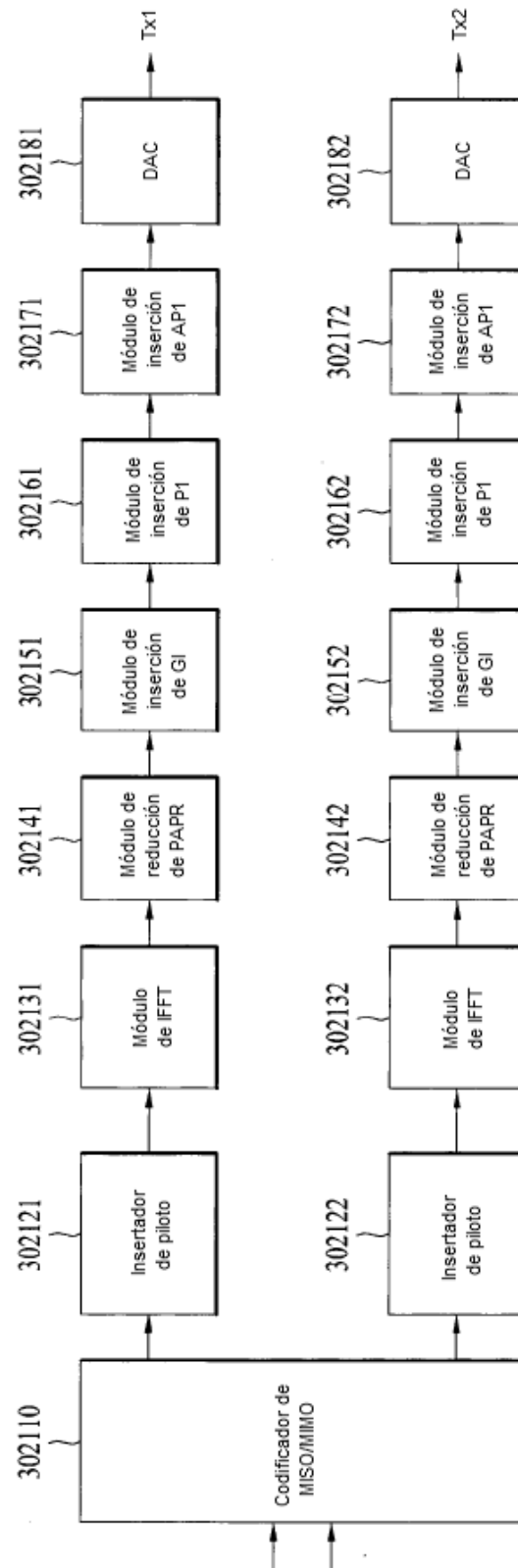


FIG. 45

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	6	2	PP9	6	2			
				PP5	24	4	PP9	6	2	PP9	6	2									
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	6	2	PP9	6	2			
				PP5	24	4															
4K				PP2	12	2	PP3	12	4				PP1	6	4						
				PP4	24	2	PP2	12	2				PP9	6	2						
				PP5	24	4															
2K				PP2	12	2	PP3	12	4				PP1	6	4						
				PP4	24	2	PP2	12	2				PP9	6	2						
				PP5	24	4															
1K							PP3	12	4				PP1	6	4						
							PP2	12	2				PP9	6	2						

FIG. 47

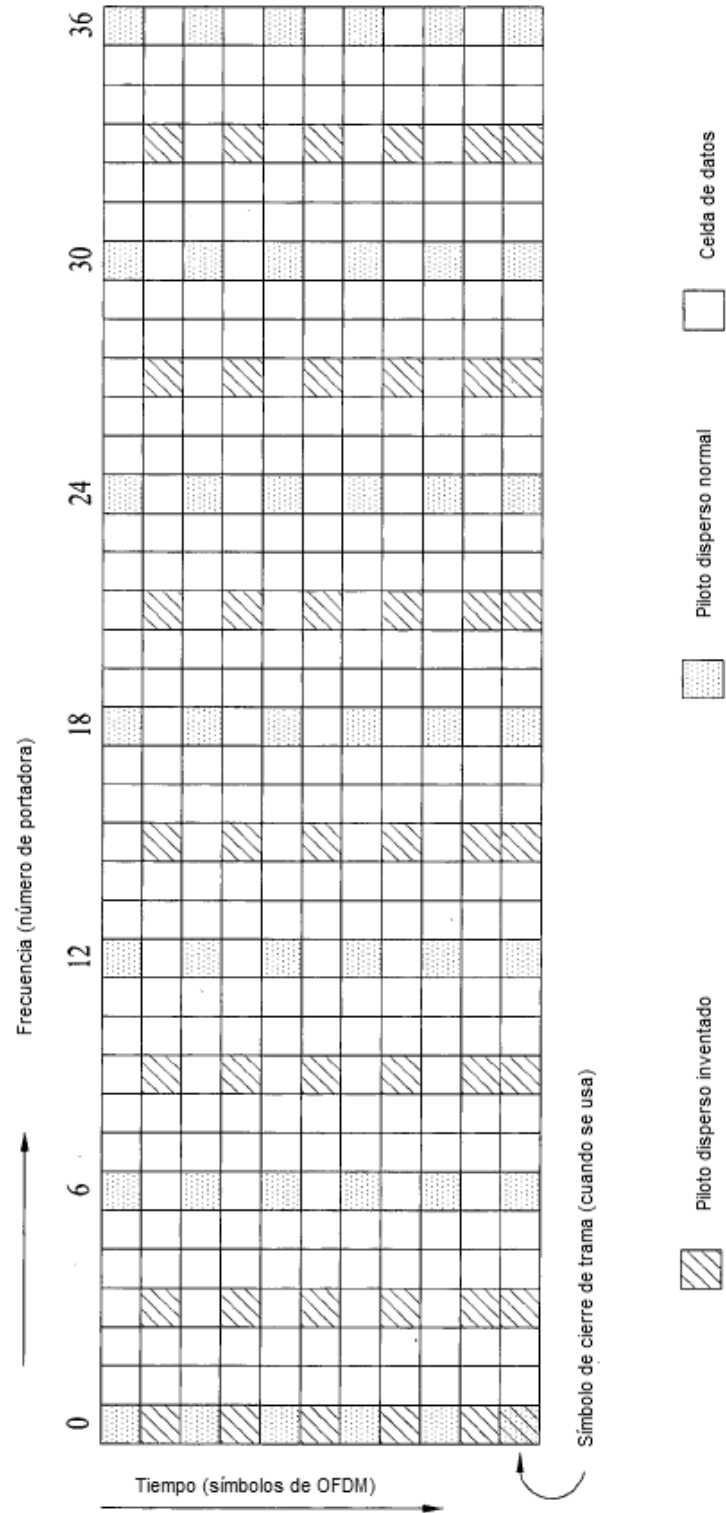


FIG. 48

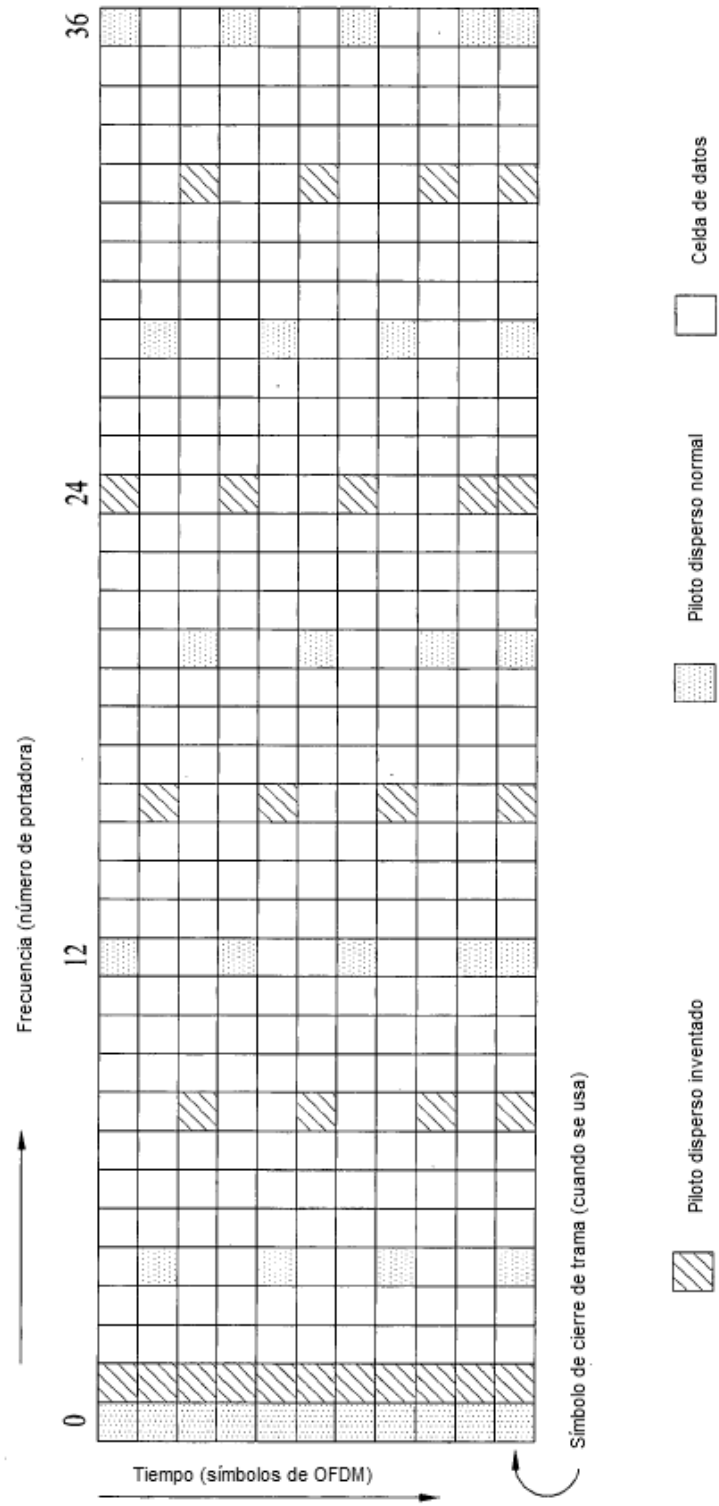


FIG. 49

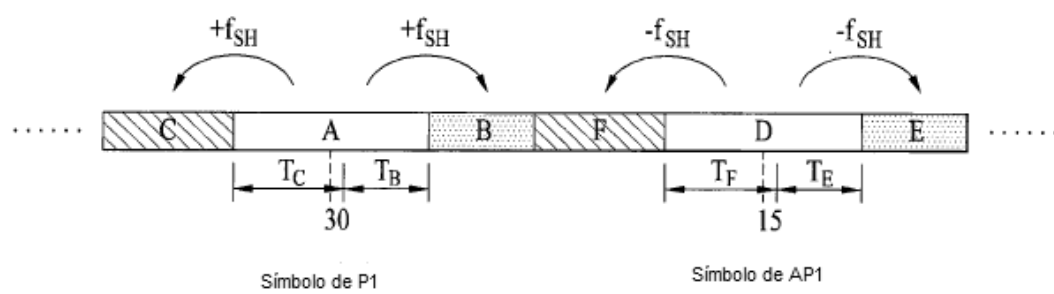


FIG. 50

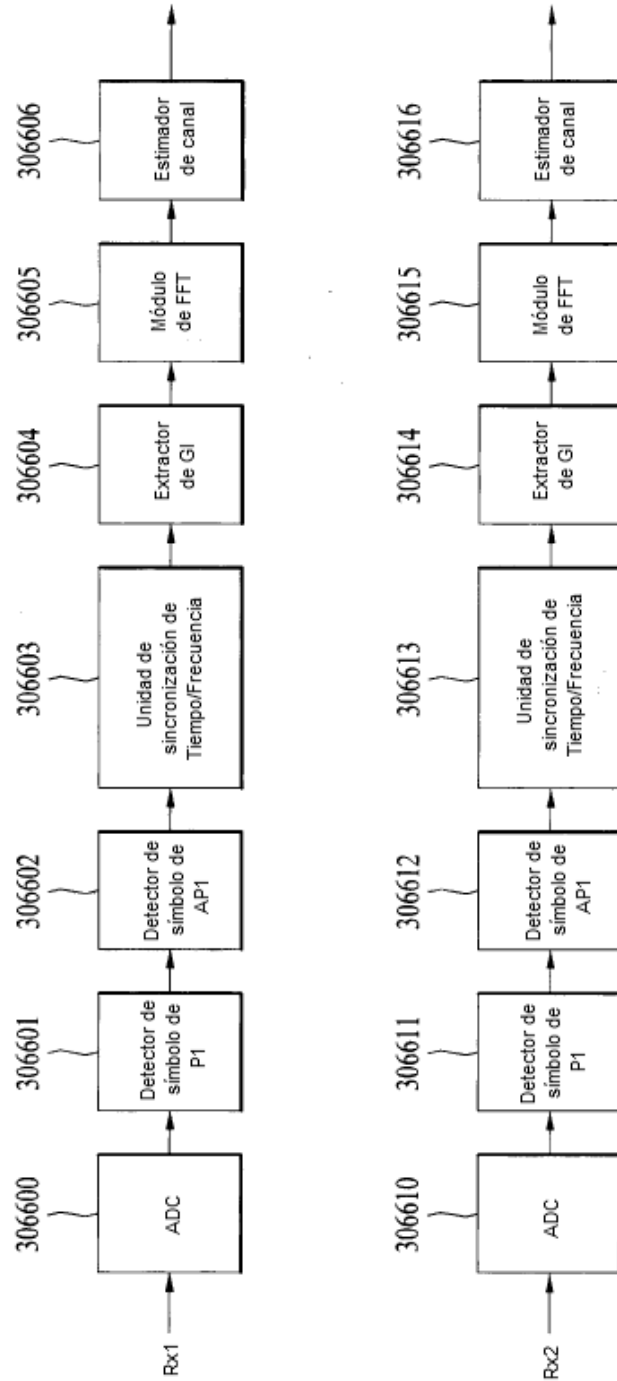


FIG. 51

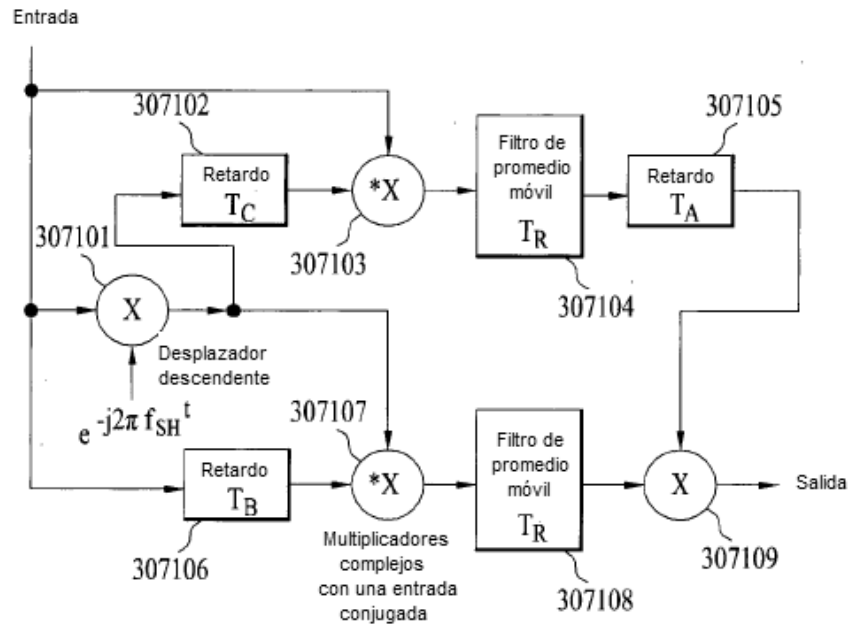


FIG. 52

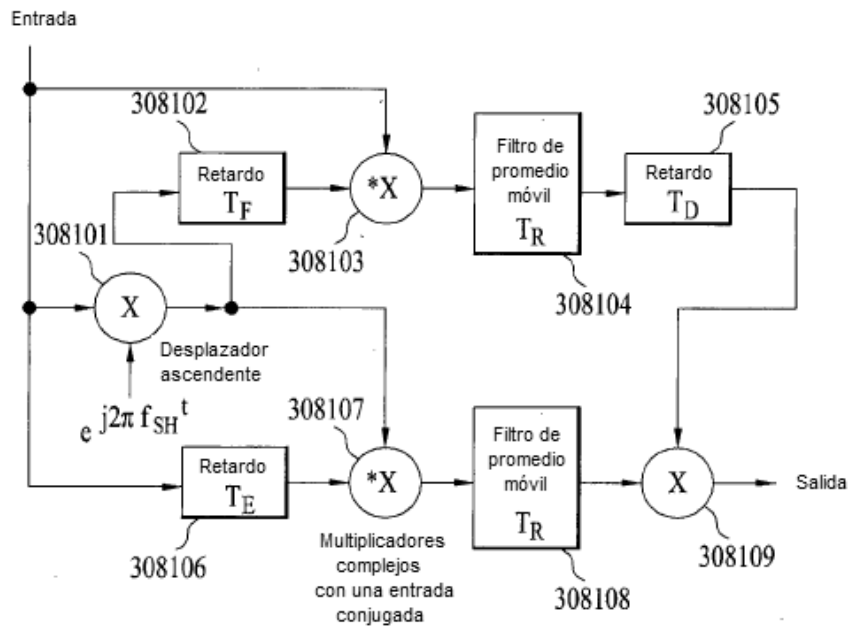


FIG. 53

