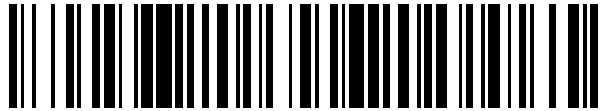


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 570 552**

51 Int. Cl.:

**H04L 5/00**

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.06.2012 E 12171175 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **10.02.2016 EP 2538604**

54 Título: **Método y aparato para transmitir/recibir señales de difusión**

30 Prioridad:

**07.06.2011 US 201161493982 P**

**27.06.2011 US 201161501737 P**

**29.06.2011 US 201161502848 P**

**22.05.2012 US 201261649939 P**

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

**19.05.2016**

73 Titular/es:

**LG ELECTRONICS INC. (100.0%)  
128, Yeoui-daero, Yeongdeungpo-gu  
Seoul 07336, KR**

72 Inventor/es:

**MOON, SANGCHUL y  
KO, WOOSUK**

74 Agente/Representante:

**DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto**

**ES 2 570 552 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 transmitir/recibir señales de difusión

### Campo técnico

5 La presente invención se refiere a un método para transmisión/recepción de señales de difusión y un aparato para transmisión/recepción de señales de difusión y, más particularmente, a un método para transmisión/recepción de señales de difusión, que puede mejorar la eficacia de transmisión de datos y es compatible con métodos convencionales para transmisión/recepción de señales de difusión y un aparato de transmisión/recepción de las mismas.

### Antecedentes de técnica

10 Ya que la difusión analógica terminará pronto, se han desarrollado una variedad de tecnologías para transmitir y recibir señales de difusión digitales. Las señales de difusión digitales pueden transmitir una mayor capacidad de datos de audio/vídeo que las señales de difusión analógicas y pueden incluir una variedad de datos opcionales además de datos de audio/vídeo.

15 Un sistema de difusión digital puede proporcionar imágenes de Alta Definición (HD), sonido multicanal y una variedad de servicios opcionales. No obstante, la eficacia de transmisión de datos para una alta capacidad de transmisión de datos, la robustez de redes de transmisión y recepción y la flexibilidad de las redes en consideración de equipos de recepción móvil son problemas que aún se deberían mejorar. El documento: organización DVB: "NGH077r1\_Sony\_TUBS\_NGH\_CfTresponse.pdf" DVB, Difusión de Vídeo Digital, C/O EBU-17A Ancienne Route-CH-1218 Grand Saconnex, Ginebra-Suiza 20 de marzo de 2010 (20-03-2010) describe un método de transmisión de  
20 señales en el que se emplea procesamiento de MIMO.

### Descripción

Problema técnico

25 Un objeto técnico de una realización de la presente invención es proporcionar un método y aparato para transmisión/recepción de señales de difusión, que pueden mejorar la eficacia de transmisión de datos en un sistema de difusión digital.

Otro objeto técnico de la presente invención es proporcionar un método y aparato para transmisión/recepción de señales de difusión, que pueden recibir señales de difusión digitales sin errores incluso bajo un entorno de interior o usando equipos de recepción móviles.

30 Un objeto técnico adicional de la presente invención es proporcionar un método y aparato para transmisión/recepción de señales de difusión, que pueden mantener compatibilidad con un sistema de difusión convencional además de lograr los objetos descritos anteriormente.

Solución técnica

Para lograr el objeto, se describen métodos para transmitir y recibir señales de difusión en las reivindicaciones 1 y 9.

En otro aspecto, se describen dispositivos para transmitir y recibir señales de difusión en las reivindicaciones 5 y 12.

35 Efectos ventajosos

Según la presente invención, en un sistema de difusión digital, es posible mejorar la eficacia de transmisión de datos y aumentar la robustez en términos de transmisión y recepción de señales de difusión en virtud de la provisión de un sistema de MIMO.

40 Además, según la presente invención, incluso en el caso en el que los caminos o canales de transmisión sean similares entre sí en un sistema de difusión de MIMO, es posible recuperar y usar un servicio de difusión, en virtud del suministro de tecnologías SVC.

45 Además, según la presente invención, un sistema de difusión que usa MIMO de la presente invención puede lograr las ventajas descritas anteriormente mientras que mantiene la compatibilidad con un sistema de difusión convencional que no usa MIMO, en virtud de la disposición de señales de difusión de MIMO que están codificadas SVC por PLP o por trama.

### Descripción de los dibujos

La FIG. 1 ilustra un transmisor de señal de difusión que usa el esquema de MIMO según una realización de la presente invención.

La FIG. 2 ilustra un codificador de BICM según una realización de la presente invención.

- La FIG. 3 ilustra un receptor de señal de difusión según una realización de la presente invención.
- La FIG. 4 ilustra un decodificador de BICM según una realización de la presente invención.
- La FIG. 5 ilustra una estructura de trama adicional basada en PLP según una realización de la presente invención.
- 5 La FIG. 6 ilustra una estructura de una trama adicional basada en FEF según una realización de la presente invención.
- Las FIG. 7(A) y 7(B) ilustran un procedimiento de generación de símbolo de P1 para identificar tramas adicionales según una realización de la presente invención.
- La FIG. 8 ilustra sistemas de transmisión y recepción de MIMO según una realización de la presente invención.
- 10 La FIG. 9 ilustra un gráfico de BER/SNR que muestra la diferencia de rendimiento entre el esquema de SM y el esquema de GC usando el código exterior según una realización de la presente invención.
- La FIG. 10 ilustra gráficos de BER/SNR que muestran la diferencia de rendimiento entre el esquema de SM y el esquema de GC según la tasa de código del código exterior y el esquema de modulación según una realización de la presente invención.
- 15 La FIG. 11 ilustra un método de transmisión y recepción de datos según transmisión de MIMO del esquema de SM en un entorno de canal según una realización de la presente invención.
- La FIG. 12 ilustra señales de entrada y una señal de transmisión y recepción cuando se ha realizado un método de codificación de MIMO según una realización de la presente invención.
- La FIG. 13 ilustra un gráfico de BER/SNR que muestra el rendimiento del método de codificación de MIMO según una primera realización de la presente invención.
- 20 La FIG. 14 ilustra un gráfico de capacidad/SNR que muestra el rendimiento del método de codificación de MIMO según la primera realización de la presente invención en un canal no correlacionado.
- La FIG. 15 ilustra un gráfico de capacidad/SNR que muestra el rendimiento del método de codificación de MIMO según la primera realización de la presente invención en un canal completamente correlacionado.
- 25 La FIG. 16 ilustra una constelación cuando se usa un subconjunto de GC como una matriz de codificación de MIMO y una constelación cuando se aplica la primera realización.
- La FIG. 17 ilustra un gráfico de capacidad/SNR que muestra una comparación de rendimiento cuando se usa un subconjunto de GS como una matriz de codificación de MIMO y cuando se usa la primera realización.
- La FIG. 18 ilustra una relación entre una distancia euclidiana y una distancia de Hamming en una constelación cuando se usa un subconjunto de GC como una matriz de codificación de MIMO y en una constelación cuando se usa la primera realización.
- 30 La FIG. 19 ilustra señales de entrada y señales de transmisión y recepción cuando se ha realizado un método de codificación de MIMO según una segunda realización de la presente invención.
- La FIG. 20 ilustra un método de codificación de MIMO según una tercera realización de la presente invención.
- 35 La FIG. 21 ilustra señales de entrada y señales de transmisión y recepción cuando se ha realizado un método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.
- La FIG. 22 ilustra gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de los métodos de codificación de MIMO según la presente invención.
- La FIG. 23 ilustra diferentes gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de los métodos de codificación de MIMO según la presente invención.
- 40 La FIG. 24 ilustra gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de combinaciones de esquemas de modulación en el método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.
- 45 La FIG. 25 ilustra gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de diferentes niveles de correlación de canal cuando se usa un esquema de transmisión de MIMO QPSK+QPSK en el método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.

La FIG. 26 ilustra gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de diferentes niveles de correlación de canal cuando se usa un esquema de transmisión de MIMO QPSK+16-QAM en el método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.

5 La FIG. 27 ilustra gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de diferentes niveles de correlación de canal cuando se usa un esquema de transmisión de MIMO 16-QAM+16-QAM en el método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.

La FIG. 28 ilustra señales de entrada y señales de transmisión y recepción cuando se ha realizado un método de codificación de MIMO según una cuarta realización de la presente invención.

10 La FIG. 29 ilustra señales de entrada y señales de transmisión y recepción cuando se ha realizado un método de codificación de MIMO según una sexta realización de la presente invención.

Las FIG. 30 y 31 son diagramas de bloques de dispositivos de transmisión y recepción de señal de difusión que usan un esquema de MIMO híbrido según la presente invención.

La FIG. 32 ilustra gráficos que muestran el rendimiento de BER de un sistema que usa una matriz de MIMO según una realización de la presente invención.

15 La FIG. 33 ilustra gráficos que muestran el rendimiento de BER de un sistema que usa una matriz de MIMO según otra realización de la presente invención.

La FIG. 34 ilustra gráficos que muestran el rendimiento de BER de un sistema que usa una matriz de MIMO según otra realización de la presente invención.

20 La FIG. 35 ilustra gráficos que muestran el rendimiento de BER de un sistema que usa una matriz de MIMO según otra realización de la presente invención.

La FIG. 36 es un diagrama de flujo de un método de transmisión de señal de difusión según una realización de la presente invención.

La FIG. 37 es un diagrama de flujo de un método de recepción de señal de difusión según una realización de la presente invención.

## 25 **Mejor modo**

En lo sucesivo, aunque las realizaciones preferidas de la presente invención se describirán en detalle con referencia a los dibujos anexos y los contenidos que se describen con relación a los dibujos anexos, se tiene que entender que la presente invención no está limitada a las realizaciones.

30 Se han introducido distintas tecnologías para aumentar la eficacia de transmisión y realizar una comunicación robusta en un sistema de difusión digital. Una de tales tecnologías es un método de uso de una pluralidad de antenas en un lado de transmisión o un lado de recepción. Este método se puede clasificar en un esquema de Única Entrada Única Salida (SISO) en el que la transmisión se realiza a través de una única antena y la recepción se realiza a través de una única antena, un esquema de Única Entrada Múltiples Salidas (SIMO) en el que la transmisión se realiza a través de una única antena y la recepción se realiza a través de múltiples antenas, un esquema de Múltiples Entradas Única Salida (MISO) en el que la transmisión se realiza a través de múltiples antenas y la recepción se realiza a través de una única antena y un esquema de Múltiples Entradas Múltiples Salidas (MIMO) en el que la transmisión se realiza a través de múltiples antenas y la recepción se realiza a través de múltiples antenas. Aunque las múltiples antenas se pueden ejemplificar por 2 antenas por facilidad de explicación en la siguiente descripción, la descripción de la presente invención se puede aplicar a sistemas que usan 2 o más antenas.

40 El esquema de SISO corresponde a un sistema de difusión general que usa 1 antena de transmisión y 1 antena de recepción. El esquema de SIMO corresponde a un sistema de difusión que usa 1 antena de transmisión y una pluralidad de antenas de recepción.

45 El esquema de MISO corresponde a un sistema de difusión que usa una pluralidad de antenas de transmisión y 1 antena de recepción para proporcionar diversidad de transmisión. Un ejemplo del esquema de MISO es un esquema Alamouti. En el esquema de MISO, es posible recibir datos a través de 1 antena sin pérdida de rendimiento. Aunque un sistema de recepción puede recibir los mismos datos a través de una pluralidad de antenas de recepción a fin de mejorar el rendimiento, este caso se describirá como que pertenece a casos de MISO en esta especificación.

50 El esquema de MIMO corresponde a un sistema de difusión que usa una pluralidad de antenas de transmisión y una pluralidad de antenas de recepción para proporcionar diversidad de transmisión/recepción y alta eficacia de transmisión. En el esquema de MIMO, las señales se procesan (o manejan) de manera diferente en las dimensiones de tiempo y espacio y se transmite una pluralidad de flujos de datos a través de caminos paralelos que operan simultáneamente en la misma banda de frecuencia para lograr efectos de diversidad y alta eficacia de transmisión.

El rendimiento de un sistema que emplea la tecnología de MIMO depende de las características de un canal de transmisión. La eficacia de tal sistema es alta, especialmente, cuando el sistema tiene entornos de canal independientes. Es decir, el rendimiento del sistema que emplea la tecnología de MIMO puede mejorar cuando los canales de todas las antenas que oscilan desde antenas del lado de transmisión y antenas del lado de recepción son canales independientes que no tienen correlación entre sí. No obstante, en un entorno de canal en el que las correlaciones entre canales de antenas de transmisión y recepción son muy altas como en un entorno de línea de vista (LOS), el rendimiento del sistema que emplea la tecnología de MIMO se puede reducir significativamente o el sistema puede no ser capaz de operar.

Además, si se aplica el esquema de MIMO a un sistema de difusión que usa los esquemas de SISO y MISO, es posible aumentar la eficacia de transmisión de datos. No obstante, además de los problemas anteriores, hay una necesidad de mantener la compatibilidad para permitir a un receptor que tiene una única antena recibir servicios. Por consiguiente, la presente invención sugiere un método para resolver tales problemas existentes.

Además, la presente invención puede proporcionar un transmisor/receptor de señal de difusión y un método de transmisión y recepción de difusión para un sistema de difusión terrestre convencional y un sistema que puede transmitir y recibir señales de difusión adicionales (o señales de difusión mejoradas), por ejemplo, señales de difusión móviles, mientras que comparten una banda de frecuencia de RF con un sistema de difusión terrestre tal como DVB-T2.

Para lograr esto, en la presente invención, es posible usar un método de codificación de vídeo que tiene escalabilidad en el cual se puede transmitir de manera distinguible un componente de vídeo básico que tiene calidad de imagen baja aunque es robusto para un entorno de comunicación y un componente de vídeo extendido que es ligeramente débil para un entorno de comunicación aunque puede proporcionar una imagen de alta calidad. Aunque la presente invención se describirá con referencia a SVC como un método de codificación de vídeo que tiene escalabilidad, la presente invención se puede aplicar a cualquier otro método de codificación de vídeo. Una realización de la presente invención se describirá en más detalle con referencia a los dibujos.

Un transmisor y receptor de señal de difusión de la presente invención puede realizar procesamiento de MISO y procesamiento de MIMO sobre una pluralidad de señales que se transmiten y reciben a través de una pluralidad de antenas. La siguiente es una descripción de un transmisor y receptor de señal de difusión que realiza procesamiento de señal sobre 2 señales que se transmiten y reciben a través de 2 antenas.

La FIG. 1 ilustra un transmisor de señal de difusión que usa el esquema de MIMO según una realización de la presente invención.

Como se muestra en la FIG. 1, el transmisor de señal de difusión según la presente invención puede incluir un procesador de entrada 101100, un módulo de procesamiento de entrada 101200, un codificador de Modulación Codificada con Intercalado de Bit (BICM) 101300, un formador de tramas 101400 y un generador (o transmisor) de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) 101500. El transmisor de señal de difusión según la presente invención puede recibir una pluralidad de flujos MPEG-TS o un flujo de Encapsulación de Flujo General (GSE) (o flujo GS).

El procesador de entrada 101100 puede generar una pluralidad de PLP (conductos de capa física) sobre una base de servicio a fin de dar robustez a una pluralidad de flujos de entrada, es decir, una pluralidad de flujos MPEG-TS o flujos GSE.

Los PLP son unidades de datos que se identifican en la capa física. Específicamente, un PLP es un dato que tiene el mismo atributo de capa física que se procesa en el camino de transmisión y se puede correlacionar sobre una base celda por celda en una trama. Además, un PLP se puede considerar un canal de Multiplexación por División en el Tiempo (TDM) de capa física que transporta uno o una pluralidad de servicios. Específicamente, un camino a través del cual se transmite tal servicio o un flujo identificable en la capa física que se transmite a través del camino se conoce como un PLP.

A partir de entonces, el módulo de procesamiento de entrada 101200 puede generar una trama en Banda Base (BB) que incluye una pluralidad de PLP generados. El módulo de BICM 101300 puede añadir redundancia a la trama en BB para corregir un error en un canal de transmisión y puede intercalar datos de PLP incluidos en la trama en BB.

El codificador de BICM 101300 puede realizar codificación para corrección de errores. El codificador de BICM 101300 de la presente invención puede aplicar independientemente el esquema de MISO o el esquema de MIMO a cada elemento de datos de PLP y también puede aplicar independientemente el esquema de MISO o el esquema de MIMO a información de señalización de L1. La información de señalización de L1 según la presente invención puede incluir información de señalización posterior de L1 e información de señalización posterior de L1. Se describirá más tarde un procedimiento en el que el codificador de BICM 101300 realiza independientemente procesamiento de MISO y MIMO sobre datos de PLP.

A partir de entonces, cada elemento de datos se introduce al formador de tramas 101400. En este caso, el formador de tramas 101400 puede recibir datos de salida del codificador de BICM 101300 a través de un primer camino y un

segundo camino. Los datos introducidos a través del primer camino se pueden transmitir a través de una primera antena Tx\_1 y los datos introducidos a través del segundo camino se pueden transmitir a través de una primera antena Tx\_2.

5 Por consiguiente, el formador de tramas 101400 de la presente invención puede incluir un primer bloque de formación de tramas para procesar datos introducidos a través del primer camino y un segundo bloque de formación de tramas para procesar datos introducidos a través del segundo camino. El primer bloque de formación de tramas puede incluir un primer compensador de retardo, un primer correlacionador de celda por pares y un primer intercalador de frecuencia por pares para procesar datos introducidos a través del primer camino y el segundo  
10 bloque de formación de tramas puede incluir un segundo compensador de retardo, un segundo correlacionador de celda por pares y un segundo intercalador de frecuencia por pares para procesar datos introducidos a través del segundo camino.

El primer correlacionador de celda por pares y el primer intercalador de frecuencia por pares y el segundo correlacionador de celda por pares y el segundo intercalador de frecuencia por pares pueden operar de la misma manera para el primer camino y el segundo camino y también pueden operar independientemente.

15 La siguiente es una descripción de un método de procesamiento de datos para bloques incluidos en el primer bloque de formación de tramas y el segundo bloque de formación de tramas.

El primer compensador de retardo y el segundo compensador de retardo pueden compensar datos de señalización previa de L1 o datos de señalización posterior de L1 introducidos a través de cada camino tanto para retardo que  
20 corresponde a 1 trama como retardo causado por codificación de BICM. La información de señalización de L1 puede incluir no solamente información con respecto a una trama actual sino también información con respecto a una trama posterior. La razón para esto es que, en el procedimiento de procesamiento de entrada, la información de señalización de L1 se retarda comparado con los datos de PLP introducidos actualmente por una trama. Este procedimiento permite a una trama transmitir toda la información de señalización de L1 incluyendo información con respecto a la trama actual y la trama posterior.

25 El primer correlacionador de celda por pares y el segundo correlacionador de celda por pares pueden correlacionar datos de señalización de L1 y datos de PLP en símbolos introducidos a través de los caminos a una subportadora en un símbolo de OFDM en una trama sobre una base celda por celda.

En este caso, los datos de PLP introducidos a través de cada camino pueden incluir datos de PLP común y datos de PLP codificados con MISO/MIMO y el módulo procesador de subsegmento puede realizar subsegmentación sobre  
30 celdas de datos de PLP para correlacionar los mismos a una trama a fin de lograr efectos de diversidad.

Además, el primer correlacionador de celda por pares y el segundo correlacionador de celda por pares pueden emparejar 2 celdas de entrada consecutivas y correlacionar las mismas a una trama.

A fin de aumentar el rendimiento de reconstrucción de señal de MISO del receptor, hay una necesidad de asegurar la coherencia entre los canales de transmisión de MISO cuando se realiza codificación de MISO. Por consiguiente, a  
35 fin de asegurar la coherencia entre canales, el primer correlacionador de celda por pares y el segundo correlacionador de celda por pares pueden emparejar celdas generadas a partir de los mismos datos de PLP y correlacionar los mismos a una subportadora de modulación de OFDM para maximizar la coherencia entre canales. Específicamente, en la realización de la presente invención, dado que el codificador de MISO se sitúa en el codificador de BICM anterior al formador de tramas, el formador de tramas configura una estructura de trama sobre  
40 una base de par teniendo en consideración tal codificación de MISO.

El primer intercalador de frecuencia por pares y el segundo intercalador de frecuencia por pares pueden realizar intercalado en frecuencia sobre datos introducidos a través de cada camino sobre una base de celda y entonces pueden sacar los datos intercalados en frecuencia al generador de OFDM a través de cada camino.

45 En este caso, el primer intercalador de frecuencia por pares y el segundo intercalador de frecuencia por pares emparejan 2 celdas de entrada consecutivas y procesan las mismas como una unidad de intercalado para realizar intercalado de frecuencia. El propósito de esto es maximizar la coherencia entre canales.

No obstante, como se describe más tarde, cuando se incluye en una trama solamente unos datos de PLP de MISO o procesados con SISO, el primer y segundo intercaladores de frecuencia por pares pueden realizar intercalado en frecuencia sobre una base de celda OFDM en lugar de sobre una base por pares.

50 El generador de OFDM 101500 puede modular con OFDM datos introducidos correlacionados con una trama sobre una base de símbolo y sacar los datos modulados a una antena. En una realización de la presente invención, las señales de difusión se transmiten a través de 2 antenas de transmisión de una manera MISO o MIMO. De esta manera, el generador de OFDM 101500 puede recibir y modular señales de difusión a través del primer camino y el segundo camino y sacar las señales de difusión moduladas a 2 antenas Tx1 y Tx2.

En la presente invención, un bloque que modula una señal de difusión a ser transmitida a través de la primera antena Tx1 se puede conocer como un primer bloque de generación de OFDM y un bloque que modula una señal de difusión a ser transmitida a través de la segunda antena Tx2 se puede conocer como un segundo bloque de generación de OFDM.

5 Cuando la correlación de canal entre canales transmitidos a través de la primera antena y la segunda antena es alta, la primera y segunda antenas pueden transmitir una señal aplicando polaridad a la señal según si la correlación es negativa o positiva. En la presente invención, un esquema de MIMO que usa este método se puede conocer como un esquema de MIMO de multiplexación de polaridad, la primera antena que añade polaridad a una señal recibida para transmitir la señal se puede conocer como una antena vertical y la segunda antena que añade polaridad a una  
 10 señal recibida para transmitir la señal se puede conocer como una antena horizontal. Por consiguiente, el primer bloque de generación de OFDM de la presente invención puede modular con OFDM una señal de difusión introducida a través del primer camino y transmitir la señal de difusión modulada a través de la primera antena Tx1 y el segundo bloque de generación de OFDM de la presente invención puede modular con OFDM una señal de difusión introducida a través del segundo camino y transmitir la señal de difusión modulada a través de la segunda  
 15 antena Tx2.

Cada uno del primer bloque de generación de OFDM y el segundo bloque de generación de OFDM incluye los siguientes módulos.

El primer bloque de generación de OFDM puede incluir un módulo de inserción de piloto, un módulo de IFFT, un módulo de PAPR, un módulo de inserción de GI, un módulo de inserción de símbolo de P1, un módulo de inserción de símbolo de AP1 y un DAC.  
 20

El segundo bloque de generación de OFDM puede incluir un módulo de inserción de piloto, un módulo de IFFT, un módulo de PAPR, un módulo de inserción de GI, un módulo de inserción de símbolo de P1, un módulo de inserción de símbolo de AP1 y un DAC.. Los módulos del segundo bloque de generación de OFDM realizan las mismas funciones que las del primer bloque de generación de OFDM.

25 El primer y segundo bloques de generación de OFDM se han descrito con referencia al caso en el que un PLP de MISO y un PLP de MIMO se transmiten juntos a través de una trama. En el caso en que se transmiten a través de una trama solamente unos datos de PLP de MISO o procesados con SISO, el primer y segundo bloques de generación pueden incluir un codificador de MISO. En este caso, el codificador de MISO se puede situar anterior al módulo de inserción de piloto. La ubicación del codificador de MISO se puede cambiar según la intención del  
 30 diseñador.

De esta manera, las operaciones de los módulos incluidos en el primer bloque de generación de OFDM se describen más adelante en detalle. El módulo de inserción de piloto inserta un piloto que tiene un patrón piloto predeterminado en una trama en una posición correspondiente y saca la trama al módulo de IFFT. En este caso, el módulo de inserción de piloto puede insertar un piloto después de determinar la amplitud del piloto según un factor de  
 35 desequilibrio de potencia que se describirá más adelante. Además, el módulo de inserción de piloto puede reservar una parte de una subportadora de OFDM sin usar la parte de la misma a fin de reducir la relación de potencia pico a media (PAPR) en el dominio del tiempo.

El módulo de IFFT puede realizar una operación de IFFT (Transformada Rápida de Fourier inversa) sobre la señal insertada piloto de cada camino y sacar la señal resultante al módulo de PAPR.

40 El módulo de PAPR reduce la PAPR de las señales en el dominio del tiempo y saca las señales resultantes al módulo de inserción de GI. Específicamente, el módulo de PAPR puede calcular una PAPR de una señal de entrada. Entonces, si la PAPR calculada es mayor que un umbral objetivo, el módulo de PAPR puede ajustar la fase y la amplitud de una señal de núcleo de referencia que corresponde a un tono reservado y sacar las señales resultantes añadiendo la señal de entrada a las señales resultantes. Aquí, el módulo de PAPR puede ajustar  
 45 repetidamente la fase y la amplitud para reducir la PAPR de las señales resultantes hasta que la PAPR de las señales resultantes de salida llega a ser menor que el umbral objetivo.

Aquí, el módulo de PAPR puede alimentar la información requerida de vuelta al módulo de inserción de piloto según un algoritmo de reducción de PAPR.

El módulo de inserción de GI copia una última parte de un símbolo de OFDM eficaz e inserta un intervalo de guarda en cada símbolo de OFDM en un formato de prefijo cíclico (CP) y saca el símbolo resultante al módulo de inserción de símbolo de P1. La información de GI se puede transmitir a través de información de señalización de P1 o información de señalización previa de L1.  
 50

En una realización de la presente invención, un símbolo de P1 y un símbolo de AP1 se pueden insertar en cada trama en el módulo de inserción de P1 en el generador de OFDM 101500. Es decir, el módulo de inserción de P1 puede insertar 2 o más símbolos de preámbulo en cada trama. Cuando se usan 2 o más símbolos de preámbulo como en la presente invención, hay ventajas en que se aumenta aún más la robustez al desvanecimiento de ráfagas  
 55

que puede ocurrir en un entorno de desvanecimiento móvil y también se mejora el rendimiento de detección de señal.

El módulo de inserción de símbolo de P1 puede insertar un símbolo de P1 en cada trama en una parte inicial de la misma y sacar la trama resultante al módulo inserción de símbolo de AP1.

- 5 El módulo de inserción de símbolo de AP1 puede insertar un símbolo de AP1 (símbolo de preámbulo adicional) en el símbolo de P1 en una parte trasera del mismo y sacar la trama resultante al DAC.

El DAC puede convertir cada trama de señal, en la que se inserta el símbolo de AP1, en una señal analógica y transmitir la señal analógica a través de la primera antena de transmisión Tx1.

La FIG. 2 ilustra un codificador de BICM según una realización de la presente invención.

- 10 El codificador de BICM 101300 de la presente invención puede incluir un primer bloque de codificación de BICM para procesamiento de PLP de MISO, un segundo bloque de codificación de BICM para procesamiento de PLP de MIMO y un tercer bloque de codificación de BICM para realizar codificación de MISO o MIMO sobre una información de señalización previa de L1 y una información de señalización posterior de L1. El número de bloques de BICM se puede cambiar según el número de caminos a través de los cuales se introducen al codificador de BICM datos de PLP.

- 15 El primer bloque de codificación de BICM puede incluir un codificador de Corrección de Errores sin Canal de Retorno (FEC), un intercalador de bits, un demultiplexor, un correlacionador de constelación, un intercalador de celdas, un intercalador de tiempo y un codificador de MISO. El codificador de MISO se puede situar cerca del intercalador de tiempo y la ubicación del codificador de MISO se puede cambiar según la intención del diseñador. Como se describió anteriormente, una trama según una realización de la presente invención puede incluir un PLP de MISO o un PLP de MIMO. En el caso en que se transmiten juntos a través de una trama un PLP de MISO y un PLP de MIMO, el codificador de MISO se puede situar en el bloque de BICM como se describió anteriormente. En el caso en el que solamente está presente en una trama unos datos de PLP de MISO o procesados con SISO, el codificador de MISO se puede situar anterior al módulo de inserción de piloto del generador de OFDM 101500 descrito anteriormente. La ubicación del codificador de MISO se puede cambiar según la intención del diseñador. El codificador de MISO puede realizar codificación de MISO sobre datos de PLP intercalados en tiempo usando una matriz de codificación de MISO y sacar los datos de PLP codificados con MISO a través de 2 caminos. De esta manera, es posible lograr diversidad. Las realizaciones del método de codificación de MISO según la presente invención incluyen métodos de Código de Bloque de Espacio-Tiempo Ortogonal (OSTBC)/Código de Bloque de Espacio-Frecuencia Ortogonal (OSFBC)/código Alamouti.

- 20 El segundo bloque de codificación de BICM puede incluir un codificador de Corrección de Errores sin Canal de Retorno (FEC), un intercalador de bits, un demultiplexor, un primer y segundo correlacionadores de constelación, un codificador de MIMO, un primer y segundo intercaladores de celdas y un primer y segundo intercaladores de tiempo. Los números de los correlacionadores de constelación, los intercaladores de celdas y los intercaladores de tiempo se pueden cambiar según la intención del diseñador.

El tercer bloque de codificación de BICM puede sacar señales codificadas de la información de señalización previa de L1 y la información de señalización posterior de L1 a través de dos caminos, respectivamente.

- 35 El segundo bloque de codificación de BICM para procesamiento de MIMO se describe más adelante con referencia a la FIG. 2. El bloque de codificación mostrado en la FIG. 2 se incluye en el codificador de BICM 101300 de la FIG. 1 y realiza codificación de MIMO después de la correlación de constelación en una realización de la presente invención.

- 40 El receptor de señal de difusión puede incluir un decodificador de BICM que corresponde al codificador de BICM 101300 de la presente invención. El decodificador de BICM puede incluir un decodificador de MIMO, un desintercalador de tiempo y un desintercalador de celda y el decodificador de MIMO, el desintercalador de tiempo y el desintercalador de celda pueden realizar procesamiento sobre datos recibidos sobre una base por símbolo. Si el codificador de MIMO incluido en el codificador de BICM se sitúa cerca del intercalador de tiempo, el receptor necesita realizar primero una decodificación de MIMO sobre cada elemento de datos y por lo tanto cada elemento de datos se puede sacar sobre una base de bit y entonces se pueden realizar procesos de desintercalado de tiempo y desintercalado de celda. En este caso, aunque los datos se introducen en unidades de bits al intercalador de tiempo, se necesita adicionalmente información con respecto a las unidades de símbolos de los datos introducidos para realizar el intercalado de tiempo. Por consiguiente, la carga de memoria del receptor de señal de difusión se puede aumentar dado que el receptor de señal de difusión debería almacenar información con respecto a la correlación de símbolos de bits de entrada requerida para el procedimiento de desintercalado. Por consiguiente, en una realización de la presente invención, el bloque de codificación de BICM realiza codificación de MIMO después de una correlación de constelación. No obstante, esto se puede cambiar según la intención del diseñador.

Un codificador de FEC 604210 puede realizar codificación de LDPC y codificación de BCH para añadir redundancia para permitir al receptor corregir un error en un canal de transmisión para datos de PLP procesados en la entrada.



5 Un intercalador de bits 604220 puede realizar intercalado de bits en los datos de PLP codificados con FEC para permitir a los datos tener robustez a un error de ráfaga que puede ocurrir durante la transmisión. Un demultiplexor 604230 puede demultiplexar los datos de PLP intercalados en bits. Además, el demultiplexor 604230 puede demultiplexar datos de PLP y sacar los datos demultiplexados a través de 2 caminos requeridos para transmisión de MIMO. En este caso, las características de transmisión de los datos transmitidos a través de cada camino pueden diferir. Por consiguiente, el demultiplexor 604230 puede asignar aleatoriamente datos de PLP intercalados en bits a cada camino de entrada.

10 El primer y segundo correlacionadores de constelación 605240-1 y 605240-2 pueden correlacionar los bits de datos de PLP demultiplexados a una constelación sobre una base por símbolo. En este caso, el correlacionador de constelación puede girar la constelación en un ángulo predeterminado según un tipo de modulación. Las constelaciones giradas se pueden representar por un componente En fase (fase I) y un componente en Cuadratura de fase (fase Q). El correlacionador de constelación puede retardar solamente el componente en fase Q en un valor arbitrario. El correlacionador de constelación puede reasignar los datos de PLP demultiplexados a una nueva constelación usando el componente En fase y el componente en fase Q retardado.

15 Un codificador de MIMO 604250 puede realizar codificación de MIMO sobre los datos de PLP de entrada de los 2 caminos usando una matriz de codificación de MIMO y sacar los datos de PLP codificados con MIMO a través de los 2 caminos. La matriz de MIMO de la presente invención puede incluir multiplexación espacial, Código Golden (GC), código de diversidad total de tasa completa y código de dispersión lineal. Se describirán más tarde detalles de la matriz de codificación requerida para el procedimiento de codificación de MIMO.

20 El primer y segundo intercaladores de celdas 604260-1 y 604260-2 pueden realizar intercalado sobre datos de PLP sacados a través de 2 caminos sobre una base de celda, respectivamente y pueden realizar intercalado de celda solamente sobre datos de PLP que corresponden a una mitad del tamaño de una celda incluida en un bloque de FEC de entre los datos de PLP introducidos a través de cada camino. Por consiguiente, el intercalado de celda por los dos intercaladores de celda puede tener los mismos efectos que el intercalado por un intercalador de celda. Además, hay una ventaja en que el intercalado de celda se puede realizar usando un ajuste de memoria de un intercalado de celda sin asignar una memoria adicional a dos intercaladores de celda a fin de procesar datos de una pluralidad de caminos.

30 El primer y segundo intercaladores de tiempo 604270-1 y 604270-2 pueden realizar intercalado sobre los datos de PLP con intercalado de celda sacados a través de los caminos sobre una base de tiempo. Aquí, los intercaladores de tiempo pueden realizar intercalado usando bloques de FEC. En este caso, los intercaladores de tiempo pueden realizar intercalado de tiempo sobre datos de PLP introducidos a través de los caminos usando el mismo método y también pueden realizar intercalado de tiempo sobre los datos de PLP usando diferentes métodos.

35 El formador de tramas 101400 puede recibir datos codificados por el codificador de BICM 101300 y correlacionar los mismos a una trama. Como se describió anteriormente, el primer bloque de codificación de BICM puede sacar datos de PLP codificados con MISO a través de dos caminos y el segundo bloque de codificación de BICM puede sacar datos de PLP codificados con MIMO a través de dos caminos. Además, el tercer bloque de codificación de BICM puede sacar señales codificadas de la información de señalización previa de L1 y la información de señalización posterior de L1 a través de dos caminos, respectivamente.

40 A partir de entonces, cada elemento de datos se introduce al formador de tramas 101400. En este caso, el formador de tramas 101400 puede recibir datos de salida del codificador de BICM 101300 a través de un primer camino y un segundo camino. Los datos introducidos a través del primer camino se pueden transmitir a través de una primera antena Tx<sub>1</sub> y los datos introducidos a través del segundo camino se pueden transmitir a través de una segunda antena Tx<sub>2</sub>.

La FIG. 3 ilustra un receptor de señal de difusión según una realización de la presente invención.

45 Como se muestra en la FIG. 3, el receptor de señal de difusión puede realizar un procedimiento inverso al del transmisor de señal de difusión descrito anteriormente con referencia la FIG. 1. El receptor de señal de difusión según una realización de la presente invención puede incluir un demodulador de OFDM 107100, un analizador sintáctico de tramas (o descorrelacionador de tramas) 107200, un decodificador de BICM 107300 y un procesador de salida 107400.

50 El demodulador de OFDM (o receptor de OFDM) 107100 puede convertir las señales recibidas a través de una pluralidad de antenas de recepción en señales en el dominio de frecuencia. El demodulador de OFDM (o receptor de OFDM) 107100 puede realizar un procedimiento inverso al del generador de OFDM 101500 descrito anteriormente con referencia a la FIG. 1. En una realización de la presente invención, dos antenas de recepción Rx1 y Rx2 se pueden usar para recibir señales transmitidas de MIMO o MISO. Además, se puede usar MIMO de multiplexación de polaridad en una realización de la presente invención. Por consiguiente, el demodulador de OFDM 107100 puede demodular en OFDM una señal de difusión introducida a través de la primera antena Rx1 y sacar la señal demodulada al descorrelacionador de tramas a través del primer camino y un segundo bloque de demodulación de

OFDM puede demodular en OFDM una señal de difusión introducida a través de la segunda antena Rx2 y sacar la señal demodulada a un descorrelacionador de tramas 107200.

En este caso, el demodulador de OFDM 107100 puede incluir un primer bloque de demodulación de OFDM que recibe y procesa una señal desde la primera antena Rx1 y un segundo bloque de demodulación de OFDM que recibe y procesa una señal desde la segunda antena Rx2. Cada uno del primer y segundo bloques de demodulación de OFDM puede incluir un sintonizador, un módulo ADC, un módulo de detección de símbolo de P1, un módulo de detección de símbolo de AP1, un módulo de sincronización de tiempo/frecuencia, un extractor de GI, un módulo de FFT y un estimador (o ecualizador) de canal. Como se describió anteriormente, cuando un PLP de MISO y datos procesados con MISO se reciben a través de una trama como se describió anteriormente, el primer y segundo bloques de demodulación pueden incluir un decodificador de MISO. La siguiente es una breve descripción de cada uno de los módulos.

El módulo ADC puede convertir una señal recibida en una señal digital y el módulo de detección de símbolo de P1 y el módulo de detección de símbolo de AP1 pueden detectar un símbolo de P1 y un símbolo de AP1, respectivamente. El módulo de sincronización de tiempo/frecuencia puede realizar procesos tales como sincronización de tiempo y sincronización de frecuencia portadora incluyendo detección de intervalo de guarda en cada señal detectada. El extractor de GI puede eliminar un intervalo de guarda después de que se logra sincronización de señal y el módulo de FET puede realizar una transformada de Fourier sobre una señal de entrada para convertir la señal de entrada en una señal basada en frecuencia. El estimador de canal puede estimar canales transmitidos desde las antenas de transmisión Tx1 y Tx2 a las antenas de recepción Rx1 y Rx2 usando señales piloto insertadas en el dominio de frecuencia. Aquí, incluso cuando un desequilibrio de potencia se ha realizado sobre los pilotos en el lado de transmisión, el estimador de canal puede estimar canales sin la necesidad de tener en consideración el desequilibrio de potencia de los pilotos dado que ya se han compensado las amplitudes de los pilotos.

El descorrelacionador de tramas 107200 puede procesar datos introducidos a través del primer camino y el segundo camino y sacar los PLP para un servicio requerido. El descorrelacionador de tramas 107200 de la presente invención puede realizar un procedimiento inverso que el del formador de tramas 101400 descrito anteriormente con referencia a la FIG. 1. Por consiguiente, el descorrelacionador de tramas 107200 de la presente invención puede emparejar y extraer 2 celdas consecutivas y sacar las mismas a un decodificador de BICM 107300. No obstante, cuando se reciben a través de una trama solamente un PLP de MISO y datos procesados con SISO como se describió anteriormente, el descorrelacionador de tramas puede realizar desintercalado en frecuencia sobre la base de una celda de OFDM.

El decodificador de BICM 107300 puede corregir un error causado por un canal de transmisión y puede realizar un procedimiento inverso al del codificador de BICM 101300 descrito anteriormente con referencia a la FIG. 1. Por consiguiente, el decodificador de BICM 107300 de la presente invención puede aplicar independientemente un esquema de MISO a cada elemento de datos de entrada y también puede aplicar un esquema de MIMO.

Como resultado, el decodificador de BICM 107300 puede sacar datos de PLP de MISO decodificados con BICM, datos de PLP de MIMO decodificados con BICM y datos de señalización previa de L1 y posterior de L1 decodificados con BICM a un procesador de salida 107400.

El procesador de salida 107400 puede realizar procesos requeridos para generar una salida de TS o un flujo de GS. Aquí, el receptor de señal de difusión puede recibir una señal de polaridad doble como una señal de antena de entrada y sacar uno o una pluralidad de TS o flujos GS.

La FIG. 4 ilustra un decodificador de BICM según una realización de la presente invención.

Específicamente, la FIG. 4 ilustra un bloque de decodificación de BICM incluido en el decodificador de BICM y el bloque de decodificación de BICM puede realizar procesamiento de MIMO sobre datos de entrada. El bloque de decodificación de BICM de la FIG. 4 puede realizar un procedimiento inverso al del bloque de decodificación de BICM de la FIG. 2.

El bloque de decodificación de BICM mostrado en la FIG. 4 puede incluir un primer y segundo desintercaladores de tiempo 612210-1 y 612210-2, un primer y segundo desintercaladores de celda 612220-1 y 612220-2, un decodificador de MIMO 612230, un primer y segundo descorrelacionadores de constelación 612240-1 y 612240-2, un multiplexor 612250, un desintercalador de bits 612260 y un decodificador de FEC 612270.

El primer y segundo desintercaladores de tiempo 612210-1 y 612210-2 pueden realizar un desintercalado en el dominio del tiempo sobre datos de entrada sobre una base de celda para reconstruir (o restaurar) datos originales en el orden original. En este caso, el primer y segundo desintercaladores de celda 612220-1 y 612220-2 pueden realizar desintercalado de celda solamente sobre datos correspondientes a una mitad del tamaño de una celda incluida en un bloque de FEC de entre los datos introducidos a través de cada camino. Como resultado, el desintercalado de celda por el primer y segundo desintercaladores 612220-1 y 612220-2 puede tener los mismos efectos que el desintercalado de celda por un desintercalador que usa un bloque de FEC.

El decodificador de MIMO 612230 puede realizar una decodificación de MIMO sobre datos intercalados de celdas introducidos a través de dos caminos  $SRx_m$  y  $SRx_{m+1}$ . El decodificador de MIMO 612230 puede realizar operaciones, distintas de la cuarta operación (es decir, una operación de combinación de señales), de entre las 4 operaciones del decodificador de MISO 612110 descrito anteriormente de la misma manera que el decodificador de MISO 612110. Aquí, el decodificador de MIMO 612210 también puede realizar decodificación usando la matriz de codificación de MIMO descrita anteriormente.

Cada uno del primer y segundo descorrelacionadores de constelación 612240-1 y 612240-2 puede calcular un valor de LLP. Específicamente, en el caso en que el primer y segundo descorrelacionadores de constelación 604240-1 y 604240-2 descritos anteriormente con referencia la FIG. 2 hayan realizado una rotación de constelación y un retardo de componente de fase Q, cada uno del primer y segundo descorrelacionadores de constelación 612240-1 y 612240-2 puede calcular un valor de LLR después de retardar el componente fase I. El multiplexor 612250 puede reconstruir los datos descorrelacionados en un formato de flujo de bits. El desintercalador de bits 612260 puede realizar desintercalado sobre el flujo de bits de entrada y el decodificador de FEC 612270 puede realizar decodificación de FEC sobre los datos desintercalados para corregir un error en el canal de transmisión y entonces puede sacar datos de PLP de MIMO.

Además, aunque no se muestra en los dibujos, el decodificador de BICM 107200 puede incluir además un bloque de decodificación de BICM para procesamiento de MISO. Como se describió anteriormente, en el caso en que un PLP de MISO y un PLP de MIMO se reciban a través de una trama, el bloque de decodificación de BICM para procesamiento de MISO puede incluir un decodificador de MISO. En este caso, el decodificador de MISO se puede situar anterior al intercalador de tiempo o se puede situar anterior al descorrelacionador de constelación. En el caso en el que se reciben a través de una trama solamente un PLP de MISO y datos procesados con SISO, el decodificador de MISO puede incluir el demodulador de OFDM 107100 descrito anteriormente. Esto se puede cambiar según la intención del diseñador.

La FIG. 5 ilustra una estructura de trama adicional basada en PLP según una realización de la presente invención.

Como se muestra en la FIG. 5, una trama según una realización de la presente invención puede incluir un área de preámbulo y un área de datos. El área de preámbulo puede incluir un símbolo de P1 y un símbolo de P2 y el área de datos puede incluir una pluralidad de símbolos de datos. El símbolo de P1 puede transmitir información de señalización de P1 y el símbolo de P2 puede transmitir información de señalización de L1.

En este caso, un símbolo de preámbulo se puede asignar adicionalmente al preámbulo. Este símbolo de preámbulo adicional se conoce como un Preámbulo Adicional 1 (AP1). En una realización de la presente invención, uno o más símbolos de AP1 se pueden añadir a una trama a fin de mejorar el rendimiento de detección de una señal de difusión móvil bajo condiciones de desvanecimiento selectivo en tiempo o SNR muy bajos. La información de señalización de AP1 transmitida a través del símbolo de AP1 puede incluir un parámetro de transmisión adicional.

El área de preámbulo de la trama según la presente invención puede incluir un símbolo de P1, uno o más símbolos de AP1, uno o más símbolos de P2. El área de datos incluye una pluralidad de símbolos de datos (o símbolos de OFDM de datos). En una realización, el símbolo de P2 puede ser selectivo y si se inserta o no el símbolo de P2 se puede señalar a través de información de señalización de AP1 que se transmite a través de un símbolo de AP1.

En una realización de la presente invención, un módulo de inserción de P1 en el generador de OFDM 101500 del transmisor de señal de difusión puede insertar el símbolo de P1 y el símbolo de AP1 en cada símbolo. Es decir, el módulo de inserción de P1 puede insertar 2 o más símbolos de preámbulo en cada trama. En otra realización, un módulo de inserción de AP1 se puede añadir aguas abajo de (o cerca de) el módulo de inserción de P1 y el módulo de inserción de AP1 puede insertar el símbolo de AP1. Si se usan 2 o más símbolos de preámbulo como en la presente invención, hay ventajas en que la robustez al desvanecimiento de ráfagas que puede ocurrir en un entorno de desvanecimiento móvil se aumenta aún más y también se mejora el rendimiento de detección de señal.

El símbolo de P1 puede transmitir información de señalización de P1 asociada con un parámetro de transmisión básico y tipo de transmisión y un identificador de preámbulo correspondiente y el receptor puede detectar la trama usando el símbolo de P1. Se puede proporcionar una pluralidad de símbolos de P2 y puede transportar información de señalización de L1 e información de señalización tal como un PLP de comando. La información de señalización de L1 puede incluir información de señalización previa de L1 e información de señalización posterior de L1 y la información de señalización previa de L1 puede incluir información requerida para recibir y decodificar la información de señalización posterior de L1. La información de señalización posterior de L1 puede incluir parámetros requeridos por el receptor para decodificar datos de PLP. Como se muestra en la FIG. 5, la información de señalización posterior de L1 se puede situar cerca de la información de señalización previa de L1.

La información de señalización posterior de L1 puede incluir un bloque configurable, un bloque dinámico, un bloque de extensión, un bloque de Comprobación de Redundancia Cíclica (CRC) y un bloque de relleno de L1.

El bloque configurable puede incluir elementos de información que se pueden aplicar por igual a una trama y el bloque dinámico puede incluir elementos de información específica que corresponden a una trama transmitida actualmente.

El bloque de extensión puede ser un bloque que se puede usar cuando se extiende la información de señalización posterior de L1 y el bloque de CRC puede incluir elementos de información usados para corrección de errores de la información de señalización posterior de L1 y puede tener un tamaño de 32 bits. Cuando la información de señalización posterior de L1 se transmite separadamente a través de un número de bloques de codificación, el bloque de relleno se puede usar para adaptar el tamaño de información incluida en cada bloque de codificación y el tamaño de la misma puede ser variable.

El PLP común puede incluir información de red tal como una Tabla de Información de Red (NIT), información de PLP e información de servicio tal como una Tabla de Descripción de Servicio (SDT) o una Tabla de Información de Evento (EIT). El preámbulo de la presente invención puede incluir solamente el símbolo de P1, la información de señalización previa de L1 y la información de señalización posterior de L1 o puede incluir todos del símbolo de P1, la información de señalización previa de L1, la información de señalización posterior de L1 y el PLP común según la pluralidad de PLP. La pluralidad de PLP puede incluir flujos de TS de audio, vídeo y datos e información PSI/SI tal como una Tabla de Asociación de Programas (PAT) y una Tabla de Mapa de Programas (PMT). En la presente invención, un PLP que transmite información PSI/SI se puede conocer como un PLP base o un PLP de señalización. Los PLP pueden incluir un PLP de tipo 1 que se transmite a través de un subsegmento por trama y un PLP de tipo 2 que se transmite a través de dos subsegmentos por trama. La pluralidad de PLP puede transmitir un servicio y también puede transmitir componentes de servicio en un servicio. Cuando los PLP transmiten componentes de servicio, el lado de transmisión puede transmitir información de señalización que indica que los PLP transmiten componentes de servicio.

Además, se pueden transmitir datos adicionales (o una señal de difusión mejorada) además de datos básicos a través de un PLP específico mientras que comparten una banda de frecuencia de RF con el sistema de difusión terrestre convencional según una realización de la presente invención. En este caso, el lado de transmisión puede definir un sistema o una señal que se transmite actualmente a través de información de señalización del símbolo de P1 descrita anteriormente. La siguiente descripción se da con referencia al caso en el que los datos adicionales son datos de vídeo. Es decir, como se muestra en la FIG. 5, un PLP M1 112100 y un PLP (M1+M2) 112200 que son PLP de tipo 2 se pueden transmitir mientras que incluyen datos de vídeo adicionales. Además, en la presente invención, una trama que transmite tales datos de vídeo adicionales se puede conocer como una trama adicional y una trama que transmite datos básicos se puede conocer como una trama básica (o trama T2).

Además, una trama que puede transmitir no solamente datos adicionales sino también datos asociados con un nuevo sistema de difusión diferente del sistema de difusión terrestre convencional se puede conocer como una trama adicional. En este caso, una trama que transmite una difusión terrestre convencional se puede conocer como una trama de difusión terrestre y una trama adicional puede transmitir datos adicionales o datos básicos asociados con el nuevo sistema de difusión.

La FIG. 6 ilustra una estructura de una trama adicional basada en FEF según una realización de la presente invención.

Específicamente, la FIG. 6 muestra el caso en el que se usa una Trama de Extensión Futura (FEF) a fin de transmitir datos de vídeo adicionales. En la presente invención, una trama que transmite datos de vídeo básicos se puede conocer como una trama básica y una FEF que transmite datos de vídeo adicionales se puede conocer como una trama adicional.

La FIG. 6 muestra estructuras de supertramas 11100 y 113200 en cada una de las cuales se multiplexan una trama básica y una trama adicional. Las tramas 113100-1 a 113100-n que no están sombreadas de entre las tramas incluidas en la supertrama 113100 son tramas básicas y las tramas sombreadas 113120-1 y 113120-2 son tramas adicionales.

La FIG. 6(A) muestra el caso en el que la relación de tramas básicas a tramas adicionales es N:1. En este caso, el tiempo requerido para que el receptor reciba una siguiente trama adicional 113120-2 después de recibir una trama adicional 113120-1 puede corresponder a N tramas básicas.

La FIG. 6(B) muestra el caso en que la relación de tramas básicas a tramas adicionales es 1:1. En este caso, la proporción de tramas adicionales en la supertrama 113200 se puede maximizar y por lo tanto las tramas adicionales pueden tener una estructura muy similar a la de las tramas básicas a fin de maximizar la medida de compartición con las tramas básicas. Además, en este caso, el tiempo requerido para que el receptor reciba una siguiente trama adicional 113210-2 después de recibir una trama adicional 113210-1 corresponde a 1 trama básica 113220 y por lo tanto el periodo de supertrama es más corto que el de la FIG. 6(A).

Las FIG. 7(A) y 7(B) ilustran un procedimiento de generación de símbolo de P1 para identificar tramas adicionales según una realización de la presente invención.

En el caso en que se transmitan datos de vídeo adicionales a través de tramas adicionales que se distinguen de las tramas básicas que se muestran en la FIG. 6, hay una necesidad de transmitir información de señalización adicional para permitir al receptor identificar y procesar una trama adicional. Una trama adicional de la presente invención

puede incluir un símbolo de P1 para transmitir tal información de señalización adicional y el símbolo de P1 se puede conocer como un símbolo new\_system\_P1. Este símbolo new\_system\_P1 puede ser diferente de un símbolo de P1 que se usa en una trama convencional y se puede proporcionar una pluralidad de símbolos new\_system\_P1. En una realización, el símbolo new\_system\_P1 se puede situar antes de un símbolo de P2 en un área de preámbulo de la trama.

En la presente invención, un símbolo de P1 de una trama convencional se puede modificar y usar para generar la distancia de Hamming mínima. La presente invención sugiere un método en el que se genera una distancia de Hamming mínima modificando la estructura del símbolo de P1 de la trama convencional o se genera cambiando el generador de símbolo 114100 que genera los símbolos.

La FIG. 7(A) muestra la estructura del símbolo de P1 de la trama convencional. En la presente invención, la estructura del símbolo de P1 de la trama convencional mostrada en la FIG. 7(A) se puede modificar para generar una distancia de Hamming mínima. En este caso, la distancia de Hamming mínima se puede generar cambiando un desplazamiento en frecuencia f\_SH para el prefijo y sufijo del símbolo de P1 convencional o cambiando la longitud (específicamente, el tamaño de T\_P1C o T\_P1B) del símbolo de P1. No obstante, en el caso en que la distancia de Hamming mínima se genera modificando la estructura del símbolo de P1, hay una necesidad de modificar adecuadamente los parámetros (los tamaños de T\_P1C y T\_P1B y f\_SH) usados en la estructura de símbolo de P1.

La FIG. 7(B) muestra el generador de símbolo de P1 que genera los símbolos de P1. En la presente invención, el generador de símbolo de P1 mostrado en la FIG. 7(B) se puede modificar para generar una distancia de Hamming mínima. En este caso, se puede generar una distancia de Hamming mínima usando un método que cambia la distribución de las portadoras activas usadas para un símbolo de P1 en un módulo de tabla de CDS 114110, un módulo de MSS 114120 y un módulo de estructura C-A-B 114130 incluido en el generador de símbolo de P1 (por ejemplo, un método en el que el módulo de tabla de CDS 114110 usa un Conjunto Complementario de Secuencias (CSS) diferente) o un método que cambia un patrón para información que se transmite a través de un símbolo de P1 (por ejemplo, un método en el que el módulo de MSS 114120 usa un Conjunto Complementario de Secuencias (CSS) diferente).

Además, el símbolo de AP1 de la presente invención descrito anteriormente con referencia a la FIG. 6 se puede generar a través del procedimiento descrito anteriormente con referencia a la FIG. 7.

La FIG. 8 ilustra sistemas de transmisión y recepción de MIMO según una realización de la presente invención.

Como se muestra en la FIG. 8, el sistema de transmisión de MIMO incluye un generador de señal de entrada 201010, un codificador de MIMO 201020, una primera antena de transmisión 201030 y una segunda antena de transmisión 201040. A continuación, el generador de señal de entrada 201010 se puede conocer como un divisor y el codificador de MIMO 201020 se puede conocer como un procesador de MIMO.

El sistema de recepción de MIMO 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. A continuación, el generador de señal de salida 201080 se puede conocer como un fusionador y el decodificador de MIMO 201070 se puede conocer como un detector de ML.

En el sistema de transmisión de MIMO, el generador de señal de entrada 201010 genera una pluralidad de señales de entrada para transmisión a través de una pluralidad de antenas. A continuación, el generador de señal de entrada 201010 se puede conocer como un divisor. Específicamente, el generador de señal de entrada 201010 puede dividir una señal de entrada para transmisión en 2 señales de entrada y sacar la primera señal de entrada S1 y la segunda señal de entrada S2 para transmisión de MIMO.

El codificador de MIMO 201020 puede realizar codificación de MIMO sobre la pluralidad de señales de entrada S1 y S2 y sacar una primera señal de transmisión St1 y una segunda señal de transmisión St2 para transmisión de MIMO y las señales de transmisión de salida se pueden transmitir a través de una primera antena 201030 y una segunda antena 201040 a través de procedimientos de procesamiento y modulación de señal requeridos. La codificación de MIMO 201020 puede realizar codificación sobre una base por símbolo. El esquema de SM o el esquema de GC se pueden usar como el método de codificación de MIMO. A continuación, el codificador de MIMO se puede conocer como un procesador de MIMO. Específicamente, el codificador de MIMO puede procesar una pluralidad de señales de entrada según una matriz de MIMO y un valor de parámetro de la matriz de MIMO que se describen más adelante.

Aunque no se ilustra en la FIG. 8, el generador de señal de entrada 201010 es un elemento que saca una pluralidad de señales de entrada para codificación de MIMO y también puede ser un elemento tal como un demultiplexor o un formador de tramas dependiendo del sistema de transmisión. El generador de señal de entrada 201010 también se puede incluir en el codificador de MIMO 201020 de manera que el codificador de MIMO 201020 genera una pluralidad de señales de entrada y realiza codificación sobre la pluralidad de señales de entrada. El codificador de MIMO 201020 puede ser un dispositivo que realiza codificación de MIMO o procesamiento de MIMO sobre una pluralidad de señales y saca las señales codificadas o procesadas para adquirir ganancia de diversidad y ganancia de multiplexación del sistema de transmisión.

Dado que el procesamiento de señal se debería realizar sobre una pluralidad de señales de entrada después del generador de señal de entrada 201010, se puede proporcionar una pluralidad de dispositivos cerca del generador de señal de entrada 201010 para procesar señales en paralelo o se puede proporcionar un dispositivo que incluye una memoria para procesar secuencialmente señales o para procesar simultáneamente señales en paralelo.

5 El sistema de recepción de MIMO recibe una primera señal de recepción Sr1 y una segunda señal de recepción Sr2 usando una primera antena de recepción 201050 y una segunda antena de recepción 201060. El decodificador de MIMO 201070 entonces procesa la primera señal de recepción y la segunda señal de recepción y saca una primera señal de salida y una segunda señal de salida. El decodificador de MIMO 201070 procesa la primera señal de recepción y la segunda señal de recepción según el método de codificación de MIMO usado por el codificador de MIMO 201020. Como un detector de ML, el decodificador de MIMO 201070 saca una primera señal de salida y una  
10 segunda señal de salida usando información con respecto al entorno de canal, señales de recepción y la matriz de MIMO usada por el codificador de MIMO en el sistema de transmisión. En una realización, cuando se realiza detección de ML, la primera señal de salida y la segunda señal de salida pueden incluir información de probabilidad de bits en lugar de valores de bits y también se pueden convertir en valores de bits a través de decodificación FEC.

15 El decodificador de MIMO del sistema de recepción de MIMO procesa la primera señal de recepción y la segunda señal de recepción según el tipo de QAM de la primera señal de entrada y la segunda señal de entrada procesado en el sistema de transmisión de MIMO. Dado que la primera señal de recepción y la segunda señal de recepción recibidas por el sistema de recepción de MIMO son señales que se han transmitido después de ser generadas realizando codificación de MIMO sobre la primera señal de entrada y la segunda señal de entrada del mismo tipo de  
20 QAM o diferentes tipos de QAM, el sistema de recepción de MIMO puede determinar una combinación de tipos de QAM de las señales de recepción para realizar decodificación de MIMO sobre las señales de recepción. Por consiguiente, el sistema de transmisión de MIMO puede transmitir información que identifica el tipo de QAM de cada señal de transmisión en la señal de transmisión y la información de identificación de tipo de QAM se puede incluir en una parte de preámbulo de la señal de transmisión. El sistema de recepción de MIMO puede determinar la  
25 combinación de los tipos de QAM de las señales de recepción a partir de la información de identificación de tipo de QAM de las señales de transmisión y realizar decodificación de MIMO sobre las señales de recepción en base a la determinación.

El generador de señal de salida 201080 puede fusionar la primera señal de salida y la segunda señal de salida para generar una señal de salida.

30 La siguiente es una descripción de un codificador de MIMO y un método de codificación de MIMO que tiene complejidad de sistema baja, eficiencia de transmisión de datos alta y rendimiento de reconstrucción (o restauración) de señal alto en diversos entornos de canal según una realización de la presente invención.

El esquema de SM es un método en el que los datos se transmiten simultáneamente a través de una pluralidad de antenas sin codificación de MIMO. En este caso, el receptor puede adquirir información a partir de datos que se  
35 reciben simultáneamente a través de una pluralidad de antenas de recepción. El esquema de SM tiene una ventaja en que la complejidad de un decodificador de Máxima Verosimilitud (ML) que el receptor usa para realizar reconstrucción (o restauración) de señal es relativamente baja dado que el decodificador solamente necesita comprobar una combinación de señales recibidas. No obstante, el esquema de SM tiene una desventaja en que no se puede lograr transmitir diversidad en el lado de transmisión. En el caso del esquema de SM, el codificador de  
40 MIMO desvía una pluralidad de señales de entrada. A continuación, tal proceso de desviación se puede conocer como codificación de MIMO.

El esquema de GC es un método en el que se transmiten datos a través de una pluralidad de antenas después de que los datos se codifican según una regla predeterminada (por ejemplo, según un método de codificación que usa código Golden). Cuando el número de las antenas es 2, se adquiere diversidad de transmisión en el lado de  
45 transmisión dado que la codificación se realiza usando una matriz 2x2. No obstante, hay una desventaja en que la complejidad del decodificador de ML del receptor es alta dado que el decodificador de ML necesita comprobar 4 combinaciones de señal.

El esquema de GC tiene una ventaja en que es posible realizar una comunicación más robusta que usando el esquema de SM dado que se logra diversidad de transmisión. No obstante, tal comparación se ha hecho cuando  
50 solamente se usan el esquema de GC y el esquema de SM para procesamiento de datos para transmisión de datos y, si se transmiten datos usando codificación de datos adicional (que también se puede conocer como codificación exterior), la diversidad de transmisión del esquema de GC puede dejar de producir ganancia adicional. Este fallo ocurre fácilmente especialmente cuando tal codificación exterior tiene una distancia de Hamming mínima grande. Por ejemplo, la diversidad de transmisión del esquema de GC puede dejar de producir ganancia adicional  
55 comparado con el esquema de SM cuando se transmiten datos después de ser codificados añadiendo redundancia para corrección de errores usando un código de Comprobación de Paridad de Baja Densidad (LDPC) que tiene una distancia de Hamming mínima grande. En este caso, puede ser ventajoso para el sistema de difusión usar el esquema de SM que tiene baja complejidad.

La FIG. 9 ilustra un gráfico BER/SNR que muestra la diferencia de rendimiento entre el esquema de SM y el esquema de GC usando el código exterior según una realización de la presente invención.

Específicamente, la FIG. 9 muestra el rendimiento de BER/SNR del esquema de SC y el esquema de GC según la tasa de código del código exterior bajo la suposición de que se usa un esquema de modulación QPSK y los canales están en un entorno de canal de Rayleigh. En los gráficos descritos más adelante, el término "entorno de canal de Rayleigh" se refiere a un entorno en el cual los canales no tienen correlación entre caminos cuando se realiza transmisión y recepción de MIMO.

A partir de la FIG. 9, se puede ver que el esquema de SM presenta mayor rendimiento que el esquema de GC a una tasa de código baja (1/4, 1/3, 2/5, 1/2) que tiene una distancia de Hamming mínima grande. No obstante, también se puede ver que el esquema de GC presenta mayor rendimiento que el esquema de SM a una tasa de código alta (2/3, 3/4, 4/5, 5/6) que tiene una distancia de Hamming mínima pequeña dado que la ganancia de diversidad de transmisión del esquema de GC es alta comparada con la mejora de rendimiento debida a codificación.

La FIG. 10 ilustra gráficos BER/SNR que muestran la diferencia de rendimiento entre el esquema de SM y el esquema de GC según la tasa de código del código exterior y el esquema de modulación según una realización de la presente invención.

El gráfico 203010 de la FIG. 10 muestra el caso en el que se usan un código exterior que tiene una tasa de código de 1/2 y un esquema de modulación QPSK, el gráfico 203020 muestra el caso en el que se usan un código exterior que tiene una tasa de código de 3/4 y un esquema de modulación QPSK y el gráfico 203030 muestra el caso en el que se usan un código exterior que tiene una tasa de código de 5/6 y un esquema de modulación 64-QAM.

A partir de la comparación de los gráficos 203010 a 203030, se puede ver que el esquema de SM presenta mayor rendimiento que el esquema de GC cuando se usa una tasa de código baja (1/2) como se muestra en el gráfico 203010 y cuando se aplica un tamaño de QAM grande (64-QAM) como se muestra en el gráfico 203030.

Por consiguiente, la presente invención sugiere que un sistema de difusión de MIMO más eficiente sea diseñado usando un código exterior robusto mientras que usa un esquema de SM que tiene baja complejidad. No obstante, el esquema de SM puede tener un problema asociado con la reconstrucción (o restauración) de la señal de recepción dependiendo del grado de correlación entre una pluralidad de canales de transmisión y recepción de MIMO.

La FIG. 11 ilustra un método de transmisión y recepción de datos según transmisión de MIMO del esquema de SM en un entorno de canal según una realización de la presente invención.

El sistema de transmisión de MIMO puede transmitir una señal de entrada 1 (S1) y una señal de entrada 2 (S2) respectivamente a través de la antena de transmisión 1 y la antena de transmisión 2 según el esquema de SM. La FIG. 11 ilustra una realización en la que el lado de transmisión transmite un símbolo modulado según 4-QAM.

La antena de transmisión 1 recibe una señal a través de dos caminos. En el entorno de canal de la FIG. 9, la señal recibida de la antena de recepción 1 es  $S1 \cdot h_{11} + S2 \cdot h_{21}$  y la señal recibida de la antena de recepción 2 es  $S1 \cdot h_{12} + S2 \cdot h_{22}$ . El lado de recepción puede adquirir S1 y S2 a través de estimación de canal para reconstruir datos.

Este es un escenario en el que los caminos de transmisión y recepción son independientes uno de otro. A continuación, tal entorno se conoce como que no está correlacionado. Por otra parte, los canales de los caminos de transmisión y recepción pueden tener una correlación muy alta uno con otro como en un entorno de Línea de Vista (LOS), que se conoce como que está completamente correlacionado en la siguiente descripción.

En el caso en el que los canales están completamente correlacionados en MIMO, cada canal se puede representar por una matriz 2x2 cuyos elementos son todos 1 (es decir,  $h_{11} = h_{12} = h_{21} = h_{22} = 1$ ) como se muestra en la FIG. 11. Aquí, la antena de recepción 1 y la antena de recepción 2 reciben la misma señal de recepción (S1+S2). Es decir, si las señales transmitidas a través de 2 antenas de transmisión pasan a través del mismo canal y se reciben por 2 antenas de recepción, una señal de recepción recibida por el receptor, es decir, datos añadidos (o combinados) a través del canal, no pueden expresar tanto símbolos S1 como S2. Como se muestra en la FIG. 11, en el entorno de canal completamente correlacionado, el receptor no puede recibir un símbolo 16-QAM, en el cual se combinan la señal S1 representada por un símbolo 4-QAM y la señal S2 representada por un símbolo 4-QAM y el receptor no puede separar y reconstruir las señales S1 y S2 dado que el receptor recibe una señal combinada S1+S2 representada por 9 símbolos como se muestra en el lado derecho de la FIG. 11.

En este caso, el receptor no puede reconstruir una señal recibida según MIMO usando el esquema de SM incluso cuando el receptor está en un entorno de SNR muy alta. En el caso de un sistema de comunicación, la comunicación se realiza generalmente en dos sentidos y por lo tanto tal entorno de canal se puede señalar al transmisor a través de un canal de realimentación establecido entre el transmisor y el receptor para permitir al transmisor cambiar el método de transmisión. No obstante, en el caso de un sistema de difusión, puede ser difícil realizar comunicación bidireccional a través de un canal de realimentación y un transmisor cubre un gran número de receptores y un gran alcance y por lo tanto puede ser difícil tratar con varios cambios de entorno de canal. Por consiguiente, si se usa el esquema de SM en tal entorno de canal completamente correlacionado, el receptor no

puede recibir servicios y es difícil de tratar con tal entorno, aumentando costes, a menos que se reduzca la cobertura de la red de difusión.

La siguiente es una descripción de un método para tratar con el caso en el que la correlación entre canales de MIMO es 1, es decir, el caso en el que los canales están en un entorno de canal completamente correlacionado.

5 La presente invención sugiere que un sistema de MIMO sea diseñado de manera que las señales recibidas a través de canales de MIMO satisfagan las siguientes condiciones para tratar con el caso en el que los canales de MIMO están completamente correlacionados.

10 1) Una señal recibida debería ser capaz de representar ambas señales originales S1 y S2. Es decir, las coordenadas de una constelación recibidas por el receptor deberían ser capaces de representar unívocamente las secuencias de S1 y S2.

2) Una distancia euclidiana mínima de una señal recibida se debería aumentar para reducir la tasa de error de símbolo.

3) Las características de la distancia de Hamming de una señal recibida deberían ser buenas para reducir la tasa de error de bit.

15 En primer lugar, la presente invención sugiere un método de codificación de MIMO que usa una matriz de codificación de MIMO que incluye un factor de codificación "a" como se expresa en la siguiente Expresión 1 para satisfacer tales requisitos.

[Expresión 1]

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

20 Cuando un codificador de MIMO codifica las señales de entrada S1 y S2 usando una matriz de codificación de MIMO como se muestra en la Expresión 1, la señal de recepción 1 (Rx1) y la señal de recepción 2 (Rx2) recibidas por la antena 1 y la antena 2 se calculan como se expresa en la siguiente Expresión 2. La señal de recepción 1 (Rx1) y la señal de recepción 2 (Rx2) se calculan como se expresa en la última línea de la Expresión 2, especialmente, cuando los canales de MIMO están completamente correlacionados.

25 [Expresión 2]

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

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

30 En primer lugar, cuando los canales de MIMO no están correlacionados, la señal de recepción 1 (Rx1) se calcula como  $Rx_1 = h_{11}(S1+a*S2)+ h_{21}(a*S1 - S1)$  y la recepción de señal 2 (Rx2) se calcula como  $Rx_2 = h_{12}(S1+a*S2)+ h_{22}(a*S1 - S2)$ . De esta manera, dado que las señales S1 y S2 tienen la misma potencia, es posible usar la ganancia del sistema de MIMO junto con el esquema de SM. Cuando los canales de MIMO están completamente correlacionados, se adquieren las señales de recepción ( $R=Rx_1=Rx_2$ ) expresadas por  $R = h\{(a+1) S1 + (a-1) S2\}$  y por lo tanto es posible separar y adquirir las señales S1 y S2 y las señales S1 y S2 se diseñan de manera que ambas tienen diferente potencia y por lo tanto es posible asegurar la robustez en consecuencia.

35 Es decir, el codificador de MIMO puede codificar las señales de entrada S1 y S2 de manera que las señales de entrada S1 y S2 tienen diferentes potencias según el factor de codificación "a" y también se reciben con diferentes distribuciones incluso en canales completamente correlacionados. Por ejemplo, las señales de entrada S1 y S2 se pueden codificar de manera que ambas tengan diferente potencia y las señales codificadas entonces se pueden transmitir usando constelaciones que tengan diferentes distancias euclidianas a través de normalización para permitir al receptor separar y reconstruir las señales de entrada incluso cuando las señales han pasado a través de canales completamente correlacionados.

40 La matriz de codificación de MIMO descrita anteriormente se puede representar según la Expresión 3 teniendo en consideración un factor de normalización.

[Expresión 3]



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

La codificación de MIMO del codificador de MIMO que usa la matriz de codificación de MIMO (o matriz de rotación) mostrada en la Expresión 3 se puede considerar como que rota las señales de entrada en un ángulo arbitrario de  $\theta$  que se puede representar por el factor de codificación  $a$ , separando los componentes coseno y seno (o componentes real e imaginario) de las señales rotadas, asignando signos positivo y negativo (+/-) a los componentes separados y transmitiendo los componentes separados a través de diferentes antenas. Por ejemplo, el codificador de MIMO puede codificar las señales de entrada S1 y S2 de manera que el componente coseno de la señal de entrada S1 y el componente seno de la señal de entrada S2 se transmitan a través de una antena de transmisión y el componente seno de la señal de entrada S1 y el componente coseno de la señal de entrada S2 al cual se une un signo negativo se transmitan a través de otra antena de transmisión. El ángulo, en el que se rotan las señales de entrada, cambia según el cambio del valor del factor de codificación "a" y las distribuciones de potencia de las señales de entrada S1 y S2 llegan a ser diferentes según el valor del factor y el ángulo. Dado que la diferencia de distribución de potencia se puede representar por una distancia entre las coordenadas de símbolo en las constelaciones, las señales de entrada codificadas se pueden representar por diferentes constelaciones incluso cuando las señales de entrada se reciben por el lado de recepción a través de canales completamente correlacionados de manera que es posible identificar y separar las señales, permitiendo por ello la reconstrucción de las señales de entrada originales.

Específicamente, las distancias euclidianas de las señales de transmisión cambian según cambian las distribuciones de potencia, las señales de transmisión recibidas por el lado de recepción se pueden representar por constelaciones identificables que tienen diferentes distancias euclidianas de manera que es posible reconstruir las señales incluso cuando las señales han pasado a través de un canal completamente correlacionado. Es decir, el codificador de MIMO puede codificar la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 en señales que tienen diferentes distancias euclidianas según el valor "a" y el lado de recepción puede recibir y reconstruir las señales codificadas y transmitidas usando constelaciones identificables.

El codificador de MIMO puede realizar codificación sobre señales de entrada usando la matriz de codificación de MIMO descrita anteriormente mientras que se ajusta adicionalmente el factor de codificación  $a$ . Es decir, es posible ajustar y optimizar el factor de codificación "a" teniendo en consideración el rendimiento de reconstrucción de datos adicionales del sistema de transmisión y recepción de MIMO.

1. Primera realización: método de codificación de MIMO que optimiza el factor de codificación "a" teniendo en consideración distancias euclidianas (en un entorno de canal de MIMO completamente correlacionado)

Es posible calcular el valor del factor de codificación "a" teniendo en consideración la distancia euclidiana mientras que se usa la matriz de codificación de MIMO. En un sistema de MIMO que tiene dos antenas de transmisión y dos antenas de recepción, cuando la señal de transmisión St1 es un símbolo de M-QAM y la señal de transmisión St2 es un símbolo de N-QAM, una señal St1+St2 que se recibe por el lado de recepción a través de un canal de MIMO completamente correlacionado es una señal de (M\*N)-QAM.

La FIG. 12 ilustra señales de entrada y señales de transmisión y recepción cuando un método de codificación de MIMO se ha realizado según una realización de la presente invención.

En la realización de la FIG. 12, una señal de entrada S1 tiene una constelación 205010 como un símbolo de 4-QAM y una señal de entrada S2 tiene una constelación 205020 como un símbolo de 4-QAM. Cuando la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 se codifican con MIMO usando la matriz de codificación de MIMO, las señales de transmisión codificadas St1 y St2 transmitidas a través de la antena 1 (Tx1) y la antena 2 (Tx2) son símbolos de 16-QAM y tienen una constelación 205030 y una constelación 205040 como se muestra en la FIG. 12.

La primera realización de la presente invención sugiere un método para optimizar el valor "a" de manera que los símbolos tienen la misma distancia euclidiana en una constelación 205050 de un símbolo de una señal de recepción que ha pasado a través de un canal completamente correlacionado como se muestra en la FIG. 11. En la FIG. 11, la constelación 205050 de la señal de recepción es una constelación obtenida ajustando la distancia euclidiana usando el valor "a" como se expresa en la siguiente Expresión 4. Es decir, en el caso en el que las señales de entrada se codifican usando la matriz de MIMO, es posible calcular o fijar el valor del factor de codificación "a" de manera que los símbolos de recepción tengan las mismas distancias euclidianas en una constelación de una señal de recepción que ha pasado a través de un canal completamente correlacionado y codificar las señales de entrada usando el valor calculado o fijado "a" del factor de codificación. Tal valor "a" se puede representar por la Expresión 4 para cada combinación de esquemas de modulación.

[Expresión 4]

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

En una realización de la FIG. 12, la constelación 205050 de los símbolos de recepción corresponde a una constelación en la que el valor "a" se ha fijado a 3 y las señales de entrada se han codificado con MIMO a través de una combinación de 4-QAM y 4-QAM (es decir, QPSK+QPSK). Es decir, la distribución y constelación de los símbolos de transmisión y recepción cambian según los esquemas de modulación de las señales de recepción y una combinación de los esquemas de modulación y la distancia euclidiana cambia según la distribución y constelación de los símbolos y por lo tanto también puede cambiar en consecuencia el valor "a" para optimizar la distancia euclidiana. La Expresión 4 también muestra un valor de factor de codificación "a" para optimizar la distancia euclidiana calculada cuando las señales de transmisión y recepción son una combinación de 4-QAM y 16-QAM (es decir, QPSK+16-QAM) y un valor de factor de codificación "a" calculado cuando las señales de transmisión y recepción son una combinación de 16-QAM y 16-QAM (es decir, 16-QAM+16-QAM).

La FIG. 13 ilustra un gráfico BER/SNR que muestra el rendimiento del método de codificación de MIMO según la primera realización de la presente invención.

Específicamente, la FIG. 13 muestra una diferencia de rendimiento simulada entre el esquema de Código Golden (GC), el esquema de SM y el método de codificación de MIMO (SM OPT1) según la primera realización cuando las señales de transmisión y recepción son de 16-QAM en un canal completamente correlacionado y se proporcionan 2 antenas de transmisión y 2 antenas de recepción. Los siguientes gráficos también muestran resultados de simulación cuando un entorno de canal AWGN que tiene el mismo canal según los caminos de transmisión y recepción de MIMO es un entorno de canal completamente correlacionado como en la FIG. 13.

Se puede ver a partir de la FIG. 13 que el método de codificación de MIMO según la primera realización presenta un rendimiento significativamente mejor que el esquema de GC o el esquema de SM. En el gráfico de la FIG. 13, una flecha muestra la ganancia de SNR de la primera realización de la presente invención. Específicamente, se puede ver a partir de la FIG. 13 que la ganancia de SNR aumenta a medida que aumenta la tasa de código del código exterior. Especialmente, se puede ver que, en el caso del esquema de SM, no se puede realizar decodificación en un entorno de canal de MIMO completamente correlacionado y no se pueden recibir servicios con independencia de la SNR a una tasa de código mayor que 2/5.

La FIG. 14 ilustra un gráfico de capacidad/SNR que muestra el rendimiento del método de codificación de MIMO según la primera realización de la presente invención en un canal no correlacionado.

En la FIG. 14, se muestra una capacidad que satisface una tasa de error específica en el eje horizontal que representa la SNR según cada esquema de MIMO. En el gráfico de la FIG. 14, OSFBC indica el esquema Alamouti. A partir del gráfico, se puede ver que el método de codificación de MIMO de la primera realización de la presente invención presenta el mismo rendimiento que el esquema de SM mientras que presenta el mejor rendimiento entre otros esquemas.

La FIG. 15 ilustra un gráfico de capacidad/SNR que muestra el rendimiento del método de codificación de MIMO según la primera realización de la presente invención en un canal completamente correlacionado.

Se puede ver a partir de la FIG. 15 que, en un canal de MIMO completamente correlacionado, el método de codificación de MIMO según la primera realización presenta un rendimiento de SNR significativamente mejor que el esquema de SM y el esquema de GC y también presenta mejor rendimiento que el esquema de SISO.

Por consiguiente, se puede ver a partir de los gráficos de las FIG. 14 y 15, el método de codificación de MIMO según la primera realización de la presente invención puede lograr mayor rendimiento que el esquema de GC mientras que se usa un sistema que tiene menor complejidad que el esquema de GC y también puede lograr un rendimiento significativamente mejor que el esquema de SM que tiene similar complejidad en un entorno de canal completamente correlacionado.

En otra realización de la presente invención, se puede usar un subconjunto de GC como una matriz de codificación de MIMO cuando se realiza codificación de MIMO. En este caso, la matriz de codificación de MIMO se representa por la Expresión 5.

[Expresión 5]

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

El uso de la matriz de codificación de la Expresión 5 presenta mejor rendimiento que la primera realización de la presente invención.

La FIG. 16 ilustra una constelación cuando se usa un subconjunto de GC como una matriz de codificación de MIMO y una constelación cuando se aplica la primera realización.

5 La constelación de la FIG. 16 es una constelación en el caso en el que una señal de entrada de tipo 16-QAM S1 y una señal de entrada de tipo 16-QAM S2 se codifican con MIMO usando una matriz de codificación de MIMO y las señales transmitidas a través de 2 antenas de transmisión se reciben por un receptor a través de un canal completamente correlacionado. La parte izquierda de la FIG. 16 muestra una constelación de recepción cuando se usa un subconjunto de GC y la parte derecha muestra una constelación de recepción cuando se usa la primera realización.

10 La FIG. 17 ilustra un gráfico de capacidad/SNR que muestra una comparación de rendimiento entre cuando se usa un subconjunto de GC como una matriz de codificación de MIMO y cuando se usa la primera realización.

15 Como se puede ver a partir del gráfico, el rendimiento de SNR es mayor cuando se usa el subconjunto de GC mientras que la distancia euclidiana mínima de una constelación de una señal de recepción cuando se aplica la primera realización (SM OPT1) es mayor que cuando se usa el subconjunto de GC. De esta manera, el rendimiento de la primera realización difiere debido a un factor distinto de la distancia euclidiana, la razón de lo cual se describe más adelante.

20 La FIG. 18 ilustra una relación entre la distancia euclidiana y la distancia de Hamming en una constelación cuando se usa un subconjunto de GC como una matriz de codificación de MIMO y en una constelación cuando se usa la primera realización.

La razón de por qué el rendimiento de SNR de la primera realización es menor que aquél cuando se usa el subconjunto de GC aunque la distancia euclidiana mínima de la primera realización es mayor que cuando se usa el subconjunto de GC está asociada con la relación entre la distancia euclidiana y la distancia de Hamming.

25 Las distribuciones de distancias de Hamming cuando se aplica la primera realización y cuando se usa el subconjunto de GC son similares y no tienen correlación gray. No obstante, se puede ver a partir de la FIG. 18 que la distancia euclidiana de un par de líneas verdes y un par de líneas negras que tienen una distancia de Hamming mayor cuando se usa el subconjunto de GC es mayor que aquélla cuando se aplica la primera realización. Es decir, aunque las distancias euclidianas internas de constelaciones de 16-QAM 4 por 4 que están distribuidas sobre 16 áreas en la constelación total son similares en ambos casos, la distancia euclidiana entre las constelaciones de 16-QAM 4 por 4 cuando se usa el subconjunto de GC es mayor, compensando por ello la diferencia de rendimiento de la distancia de Hamming.

30 Debido a tales características, el caso de uso del subconjunto de GC presenta mayor rendimiento de BER que el caso de la primera realización aunque la distancia euclidiana mínima cuando se usa el subconjunto de GC es menor que cuando se aplica la primera realización. Por consiguiente, a continuación, la presente invención sugiere un método de codificación de MIMO que tiene mayor rendimiento SNR o rendimiento de BER.

35 2. Segunda realización: método de codificación de MIMO que tiene en consideración una correlación gray además de una distancia euclidiana

40 La segunda realización sugiere un método de codificación de MIMO en el que se fija un valor de factor de codificación "a" para optimizar la distancia euclidiana, similar a la primera realización y se realiza codificación de MIMO de manera que una señal de recepción que ha pasado a través de un canal totalmente correlacionado tiene una correlación gray (o forma de correlación gray).

45 En el método de codificación de MIMO de la segunda realización, en el lado de recepción, los signos de las partes real e imaginaria de la señal de entrada S2 entre las señales de entrada S1 y S2 se pueden cambiar según un valor de la señal de entrada S1 de manera que cada señal llega a ser una señal de correlación gray. Los valores de los datos incluidos en la señal de entrada S2 se pueden cambiar usando un método representado por la siguiente Expresión 6. Es decir, el codificador de MIMO puede realizar codificación de MIMO después de cambiar los signos de la señal de entrada S2 según el valor de la señal de entrada S1 mientras que se usa el mismo factor de codificación de MIMO que se usa en la primera realización.

[Expresión 6]

50  $S1 = b_0b_1...b_{N-1}$ ,  $N = \log_2 M$ ,  $M = \text{tamaño de QAM de S1}$

$$\text{real}(S1) = b_0b_2...b_{N-2}$$

$$\text{imag}(S1) = b_1b_3...b_{N-1}$$

para  $i = 1...N-1$

```

si = sq = 1
si i = índice de real (S1) y bi = 1
    si = - si
si i = índice de imag (S1) y bi = 1
5     sq = - sq
    fin para
    S2 = si · real (S2) + i · sq · imag(S2)

```

La FIG. 19 ilustra señales de entrada y señales de transmisión y recepción cuando se ha realizado un método de codificación de MIMO según la segunda realización de la presente invención.

10 Si se aplica una función XOR a los valores de bits asignados a las partes real e imaginaria de la señal de entrada *S1* 212010 entre las señales de entrada *S1* y *S2* 212010 y 212020 como en la Expresión 6 y los signos de las partes real e imaginaria se determinan según el valor al que se ha aplicado una función XOR y la señal de transmisión 1 202030 y la señal de transmisión 2 212040 se transmiten respectivamente a través de la antena 1 y la antena 2, entonces los símbolos de recepción de una señal de recepción 212050, que se recibe por el receptor a través de un canal completamente correlacionado, tienen una forma de correlación gray de manera que la distancia de Hamming entre símbolos adyacentes en la constelación no excede de 2 como se muestra en la FIG. 19.

20 Dado que una señal de (*M*\**N*) – QAM recibida por el receptor tiene una distancia euclidiana mínima y una forma de correlación gray, la segunda realización puede lograr el mismo rendimiento que el esquema de SIMO incluso en un entorno de canal de MIMO completamente correlacionado. No obstante, cuando las señales *S1* y *S2* se adquieren decodificando la señal de recepción en el decodificador de ML, se puede aumentar la complejidad dado que el valor de *S2* depende del valor de *S1* y el rendimiento se puede degradar debido a la correlación entre señales de entrada en un canal de MIMO no correlacionado.

3. Tercera realización: método de codificación de MIMO que fija el factor de codificación de MIMO teniendo en consideración la distancia de Hamming además de la distancia euclidiana

25 La tercera realización sugiere un método en el que se realiza codificación de MIMO fijando un valor de factor de codificación “a” para optimizar la distancia euclidiana teniendo en consideración la distancia de Hamming de una señal de recepción en lugar de permitir a la constelación entera de la señal de recepción tener una distancia euclidiana como en la primera realización.

La FIG. 18 ilustra un método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.

30 La FIG. 20 ilustra una relación entre el valor de un factor de codificación “a” de una matriz de codificación de MIMO y una distancia de Hamming en una constelación de una señal de recepción recibida a través de un canal de MIMO completamente correlacionado. En la tercera realización, una distancia de Hamming del intervalo *D\_E1* es menor que una distancia de Hamming del intervalo *D\_E2* en la constelación de la señal de recepción y por lo tanto la distancia euclidiana se ajusta para compensar la diferencia de distancia de Hamming manteniendo la diferencia de potencia entre el intervalo *D\_E1* y el intervalo *D\_E2* de manera que la potencia del intervalo *D\_E1* es dos veces la potencia del intervalo *D\_E2*. Es decir, la distancia euclidiana se ajusta para compensar la diferencia de rendimiento de reconstrucción debida a la diferencia de distancia de Hamming usando la diferencia de potencia.

40 En el ejemplo de la FIG. 20, la distancia de Hamming del intervalo *D\_E2* es dos veces mayor que la del intervalo *D\_E1*. Es decir, la distancia euclidiana entre símbolos adyacentes en un intervalo, cuya distancia de Hamming es dos veces mayor que otro intervalo dado que el número de bits del mismo es dos veces mayor que el otro intervalo, se puede aumentar para aumentar la potencia del intervalo, compensando por ello la degradación de rendimiento debida a la diferencia de distancia de Hamming cuando se reconstruye una señal de recepción. En primer lugar, se determina una distancia euclidiana relativa de una señal de recepción en la que se combinan 2 señales de transmisión *St1* y *St2* recibidas por el receptor como se muestra en la FIG. 8. Se puede ver a partir de la Expresión 1 anterior que la distancia euclidiana mínima de un símbolo de 16-QAM cuya potencia se reduce es  $2^{(a-1)}$  y la distancia euclidiana mínima de un símbolo 16-QAM cuya potencia se aumenta es  $2^{(a+1)}$  (dado que una señal de recepción se expresa como  $R = h\{(a+1)S1 + (a-1)S2\}$ ). Se puede ver a partir de la FIG. 20 que *d\_E1* es igual a la distancia euclidiana de símbolos de 16-QAM cuya potencia se ha reducido. También se puede ver a partir de la FIG. 20 que *D\_E2* es dos veces una distancia obtenida sustrayendo 3/2 de la distancia euclidiana de símbolos de 16-QAM cuya potencia se ha reducido desde 1/2 de la distancia euclidiana de símbolos de 16-QAM cuya potencia se ha aumentado. Esto se puede representar por la Expresión 7.

[Expresión 7]

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

Es decir, el codificador de MIMO realiza codificación de MIMO sobre las señales de entrada distribuyendo diferente potencia a las señales de entrada usando la matriz de MIMO de manera que las señales tienen diferentes distancias euclidianas. En este caso, el codificador de MIMO puede realizar codificación de MIMO calculando y fijando el valor del factor de codificación "a" de manera que las señales de entrada con potencia distribuida tienen distancias euclidianas para compensar una diferencia de distancia de Hamming según la tercera realización.

La FIG. 21 ilustra señales de entrada y señales de transmisión y recepción cuando se ha realizado un método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.

En el ejemplo de la FIG. 21, cuando se codifican con MIMO una señal de entrada S1 (214010) y una señal de entrada S2 (214020) según la tercera realización, las señales de transmisión codificadas tienen constelaciones (214030) y (214040). Cuando las señales de transmisión se transmiten a través de un canal de MIMO, una señal de recepción recibida por el receptor tiene una constelación 214050. Se puede ver a partir de la constelación de la señal de recepción 214050 que la distancia euclidiana se ha ajustado según la distancia de Hamming.

En el ejemplo descrito anteriormente con referencia a las FIG. 20 y 21, el valor "a" se calcula cuando la señal de entrada S1 es una señal de 16-QAM y la señal de entrada S2 también es una señal de 16-QAM. El valor "a" de un esquema de modulación diferente se puede calcular como se muestra en la Expresión 8 usando el mismo principio.

[Expresión 8]

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

Aquí, se supone que, en el caso de MIMO de QPSK+16-QAM, los valores sugeridos anteriormente se obtienen cuando la potencia de las señales de entrada S1 y S2 se han normalizado a 1 después de que las señales de entrada S1 y S2 se modulen con QAM a través de QPSK y 16-QAM, respectivamente, en el correlacionador de símbolos. Cuando la potencia no se ha normalizado, el valor "a" se puede modificar en consecuencia.

Además, en el caso de QPSK+16-QAM, se puede usar como el valor "a" un valor de 4,0 distinto de los valores sugeridos anteriormente. La razón para esto es que la señal combinada puede representar todas las señales de entrada S1 y S2 incluso cuando el esquema SM se aplica en un entorno de canal completamente correlacionado. En este caso, se puede usar un valor de 4,0 o un valor cercano a 4,0 en lugar del valor calculado usando la Expresión 7 a fin de compensar una tasa de código alta del código exterior.

La FIG. 22 ilustra gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de métodos de codificación de MIMO según la presente invención.

Se puede ver a partir del gráfico izquierdo que, en un entorno de canal de MIMO completamente correlacionado, el método de codificación de MIMO (SM OPT2) de la segunda realización tiene casi el mismo rendimiento que el esquema de SIMO. No obstante, se puede ver a partir del gráfico derecho que, en un entorno de canal de MIMO no correlacionado, el método de codificación de MIMO (SM OPT2) de la segunda realización sufre de degradación de rendimiento debido a la relación entre las señales codificadas con MIMO y transmitidas S1 y S1, específicamente, dado que la señal S2 depende de la señal S1 como se describió anteriormente.

Se puede ver que el método de codificación de MIMO (SM OPT3) de la tercera realización no experimenta pérdida de rendimiento en un canal de MIMO no correlacionado mientras que se presenta un mejor rendimiento que la primera realización (SM OPT1) en un canal (o entorno de canal) de MIMO completamente correlacionado.

La FIG. 23 ilustra diferentes gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de métodos de codificación de MIMO según la presente invención.

Se puede ver a partir del gráfico izquierdo que, en un entorno de canal de MIMO completamente correlacionado, el método de codificación de MIMO (SM OPT3) de la tercera realización presenta mejor rendimiento que la primera realización (SM OPT1) y el método de codificación de MIMO (SM OLDP Golden) que usa un subconjunto de Código

Gold (GC) y también se puede ver a partir del gráfico derecho que el método de codificación de MIMO (SM OPT3) de la tercera realización no experimenta pérdida de rendimiento en un entorno de canal de MIMO no correlacionado.

5 Cuando la segunda realización y la tercera realización se comparan con referencia a las descripciones y gráficos anteriores, se puede ver que la segunda realización presenta el mismo rendimiento que SIMO en un entorno de canal de MIMO completamente correlacionado y de esta manera no sufre ninguna pérdida de rendimiento, resolviendo por ello los problemas del esquema de MIMO en un entorno de canal de MIMO completamente correlacionado. No obstante, en la segunda realización, las señales de entrada S1 y S2 no son independientes una de otra debido a la codificación de MIMO de manera que la señal S2 cambia según la señal S1, causando por ello degradación de rendimiento en un canal no correlacionado como se puede ver a partir de las FIG. 21 y 22. Por consiguiente, se puede usar detección de ML iterativa a fin de resolver el problema de que se reflejen errores de recepción y decodificación de la señal S1 en la señal S2, causando un error de decodificación adicional de la señal S2.

15 En el método de detección de ML iterativo, se incluye un código exterior en un bucle iterativo y se reduce un error de detección de la señal S1 usando un valor de probabilidad a posteriori suave de la señal S1 sacado de un puerto exterior como un valor de probabilidad a priori del detector de ML, reduciendo por ello la probabilidad de aplicación del error de detección de la señal S1 para detección de la señal S2. Este método permite al método de codificación de MIMO de la segunda realización presentar un rendimiento del sistema de SIMO en un entorno de canal de MIMO completamente correlacionado y presentar un rendimiento del sistema de SIMO en un entorno de canal de MIMO no correlacionado.

20 En el método de codificación de MIMO de la tercera realización, una señal de recepción recibida a través de un canal de MIMO completamente correlacionado se diseña teniendo en consideración tanto la distancia de Hamming como la distancia euclidiana. Por consiguiente, el método de codificación de MIMO de la tercera realización no solamente tiene mejor rendimiento en un canal de MIMO completamente correlacionado sino que tampoco tiene ninguna pérdida de rendimiento comparado con el esquema de SM en un canal de MIMO no correlacionado de manera que es posible usar ambas ganancias de transmisión y recepción de MIMO. En este caso, hay una ventaja en la implementación del receptor dado que el receptor tiene una complejidad similar al esquema de SM.

25 La FIG. 24 ilustra gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de combinaciones de esquemas de modulación en el método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.

30 Específicamente, la FIG. 24 muestra una comparación de rendimiento de un esquema de transmisión de MIMO de QPSK+QPSK y un esquema de transmisión de MIMO de 16-QAM+16-QAM de la tercera realización con esquemas de SIMO de 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM y esquemas de SISO de 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM.

35 A partir del gráfico izquierdo, se puede ver que, en un entorno de canal no correlacionado, la tercera realización logra la ganancia de transmisión y recepción de MIMO y presenta un rendimiento significativamente mejor que el esquema de SIMO o SISO. A partir del gráfico derecho, se puede ver también que, en un entorno de canal completamente correlacionado, la tercera realización presenta mejor rendimiento que el esquema de SISO pero hay una diferencia de rendimiento entre el esquema de transmisión de MIMO de QPSK+QPSK y el esquema de transmisión de MIMO de 16-QAM+16-QAM que se muestra. Se puede usar un esquema de transmisión de QPSK+16-QAM para compensar la diferencia de rendimiento. En el esquema de transmisión de QPSK+16-QAM, los datos de una de las señales de entrada S1 y S2 usados para codificación/decodificación de MIMO son un símbolo de QPSK y los datos de la otra son un símbolo de 16-QAM. En este caso, la cantidad de datos que se transmiten a la vez es similar a 64-QAM del esquema de SISO.

45 La FIG. 25 ilustra gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de diferentes niveles de correlación de canal cuando se usa un esquema de transmisión de MIMO de QPSK+QPSK en el método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.

Los gráficos de la FIG. 25 muestran el rendimiento medido de diferentes niveles de correlación de canal de MIMO. Una gama desde (cor 0,0) que corresponde a un nivel de correlación de 0 a (cor 1,0) que corresponde a un nivel de correlación de 1 se divide en 0,0, 0,3, 0,5, 0,7, 0,9 y 1,0 y el rendimiento de cada nivel de correlación se muestra en un gráfico correspondiente.

50 A partir de los gráficos de la FIG. 25, se puede ver que, cuando el método de codificación de la tercera realización usa un esquema de transmisión de MIMO de QPSK+QPSK, el rendimiento aumenta a medida que aumenta la correlación entre canales. También se puede ver que el rendimiento se degrada en la medida que no es posible decodificar en el caso de un canal de MIMO completamente correlacionado (cor 1,0) cuando se usa el esquema de SM.

55 Cuando se usa el esquema de GS, el método de codificación puede presentar un rendimiento que aumenta a medida que aumenta la tasa de código. No obstante, el rendimiento aumentado aún puede ser pequeño y el método presenta un rendimiento menor que las realizaciones de la presente invención a una tasa de código baja. A partir del

gráfico de la FIG. 25, se puede ver que el rendimiento del esquema GC se degrada seriamente en un entorno de canal de MIMO completamente correlacionado.

5 La FIG. 26 ilustra gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de diferentes niveles de correlación de canal cuando se usa un esquema de transmisión de MIMO de QPSK+16-QAM en el método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.

Los gráficos de la FIG. 26 muestran el rendimiento medido de diferentes niveles de correlación de canal de MIMO. Una gama desde (cor 0,0) que corresponde a un nivel de correlación de 0 a (cor 1,0) que corresponde a un nivel de correlación de 1 se divide en 0,0, 0,3, 0,5, 0,7, 0,9 y 1,0 y el rendimiento de cada nivel de correlación se muestra en un gráfico correspondiente.

10 A partir de los gráficos de la FIG. 26, se puede ver que, cuando el método de codificación de la tercera realización usa un esquema de transmisión de MIMO de QPSK+16-QAM, el rendimiento aumenta a medida que aumenta la correlación entre canales. También se puede ver que el rendimiento se degrada significativamente en un canal de MIMO completamente correlacionado (cor 1,0) cuando se usa el esquema de SM o el esquema de GC.

15 La FIG. 27 ilustra gráficos de capacidad/SNR que muestran una comparación de rendimiento de diferentes niveles de correlación de canal cuando se usa un esquema de transmisión de MIMO de 16-QAM+16-QAM en el método de codificación de MIMO según la tercera realización de la presente invención.

20 Los gráficos de la FIG. 27 muestran el rendimiento medido de diferentes niveles de correlación de canal de MIMO. Una gama desde (cor 0,0) que corresponde a un nivel de correlación de 0 a (cor 1,0) que corresponde a un nivel de correlación de 1 se divide en 0,0, 0,3, 0,5, 0,7, 0,9 y 1,0 y el rendimiento de cada nivel de correlación se muestra en un gráfico correspondiente.

25 A partir de los gráficos de la FIG. 27, se puede ver que, cuando el método de codificación de la tercera realización usa un esquema de transmisión de MIMO de 16-QAM+16-QAM, el rendimiento aumenta a medida que aumenta la correlación entre canales. También se puede ver que el rendimiento se degrada significativamente en un canal de MIMO completamente correlacionado (cor 1,0) cuando se usa el esquema de SM o el esquema de GC. Especialmente, se puede ver que, cuando se usa el esquema de SM, no es posible decodificar en absoluto tasas de código en un entorno de canal de MIMO completamente correlacionado.

30 El desequilibrio de potencia puede ocurrir entre señales que se transmiten a través de los caminos de comunicación respectivos cuando se realiza transmisión y recepción de MIMO. Es decir, señales transmitidas a través de una pluralidad de antenas de transmisión se pueden recibir por un receptor con diferentes potencias. En el caso peor, solamente se puede recibir por el receptor una señal transmitida por una antena de transmisión. La siguiente es una descripción de un método de codificación de MIMO que puede minimizar la degradación de rendimiento en tal situación de desequilibrio de potencia. Especialmente, un método de codificación de MIMO en el que se realiza codificación de MIMO teniendo en consideración adicionalmente una situación de desequilibrio de potencia mientras que se usa la matriz de codificación de MIMO de la presente invención que tiene un factor de codificación como se describió anteriormente.

35 4. Cuarta realización: método de codificación de MIMO para minimizar el valor de factor de codificación "a" teniendo en consideración la distancia euclidiana de la señal de transmisión

40 El valor "a" se puede calcular teniendo en consideración la distancia euclidiana de la señal de transmisión mientras que usa la matriz de codificación de MIMO descrita anteriormente. En un sistema de MIMO que tiene 2 antenas de transmisión y 2 antenas de recepción, cuando una señal de entrada S1 es un símbolo de M-QAM y una señal de entrada S2 es un símbolo de N-QAM, una señal S1+S2 recibida por un lado de recepción a través de un canal de MIMO completamente correlacionado es una señal de (M\*N)-QAM.

La FIG. 28 ilustra señales de entrada y señales de transmisión y recepción cuando un método de codificación de MIMO se ha realizado según la cuarta realización de la presente invención.

45 En la realización de la FIG. 28, la señal de entrada S1 tiene una constelación 221010 como un símbolo de 16-QAM y la señal de entrada S2 tiene una constelación 221020 como un símbolo de 16-QAM. Si la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 se codifican con MIMO usando la matriz de codificación de MIMO, las señales de transmisión codificadas S1 y S2 transmitidas a través de la antena 1 (Tx1) y la antena 2 (Tx2) son símbolos de 256-QAM y las constelaciones de las señales de transmisión codificadas no tienen distancia euclidiana mínima. Aunque el valor "a" se puede determinar optimizando la distancia euclidiana con referencia a una señal de recepción como se describió anteriormente en la primera realización, esto puede degradar el rendimiento de decodificación en una situación de desequilibrio de potencia. Por consiguiente, si la distancia euclidiana se optimiza con referencia a las señales de transmisión desde el lado de transmisión, es posible minimizar la degradación de rendimiento que ocurre en una situación de desequilibrio de potencia en el lado de recepción. El valor "a" para optimizar la distancia euclidiana con referencia a las señales de transmisión se pueden representar por la Expresión 9.

[Expresión 9]

$$a = \begin{cases} 2 & , \text{ para QPSK + QPSK} \\ 4 & , \text{ para 16QAM + 16QAM} \end{cases}$$

5 Cuando se usa el valor "a" determinado según la Expresión 9, es decir, cuando el valor "a" se fija a 4 y se realiza codificación de MIMO usando lo mismo que en el ejemplo de la FIG. 28, las señales de transmisión St1 y St2 tienen una constelación 221030 y una constelación 221040, respectivamente. A partir de las constelaciones 221030 y 221040 de las señales de transmisión St1 y St2, se puede ver que la distancia euclidiana se distribuye uniformemente. Por consiguiente, se puede entender que, cuando se usa el método de codificación de MIMO de la cuarta realización, es posible minimizar la degradación de rendimiento de recepción dado que se ha optimizado la distancia euclidiana de las señales de transmisión recibidas en una situación de desequilibrio de potencia.

10 No obstante, necesita ser usado un valor diferente cuando los tipos de símbolos de las señales de entrada son diferentes que en el método de transmisión de QPSK+16-QAM. La razón para esto es que, cuando los esquemas de modulación de las señales de entrada usadas para transmisión de MIMO son diferentes, ocurre un problema de solución de compromiso de manera que, si se usa el valor optimizado "a" para una antena de transmisión, entonces se transmite una señal que tiene un rendimiento relativamente bajo a través de otra antena de transmisión.

15 2. Quinta realización: método de codificación de MIMO teniendo en consideración la correlación gray además de la distancia euclidiana de la señal de transmisión

20 La quinta realización sugiere un método de codificación de MIMO en el que se fija un valor de factor de codificación "a" para optimizar la distancia euclidiana de la señal de transmisión, similar a la cuarta realización y la codificación de MIMO se realiza de manera que una señal de transmisión que ha pasado a través de un canal completamente correlacionado tiene una correlación gray (o forma de correlación gray) en una situación de desequilibrio de potencia.

25 En el método de codificación de MIMO de la quinta realización, los signos de las partes real e imaginaria de la señal de entrada S2 entre las señales de entrada S1 y S2 se pueden cambiar según un valor de la señal de entrada S1 de manera que cada señal de transmisión llega a ser una señal de correlación gray. Similar a la segunda realización, los valores de datos incluidos en la señal de entrada S2 se pueden cambiar usando un método representado por la Expresión 6 descrita anteriormente.

30 Se puede aplicar una función XOR a los valores de bits asignados a las partes real e imaginaria de la señal de entrada S1 entre las señales de entrada S1 y S2 como en la Expresión 6 y los signos de las partes real e imaginaria se pueden determinar según el valor al que se aplica la función XOR y la señal de transmisión 1 y la señal de transmisión 2 que tienen una forma de correlación gray entonces se pueden transmitir respectivamente a través de la antena 1 y la antena 2.

35 Dado que una señal de (M\*N)-QAM transmitida por el lado de transmisión tiene una distancia euclidiana mínima y una correlación de gray, la quinta realización puede lograr el mismo rendimiento que el esquema de SIMO incluso en una situación de desequilibrio de potencia. No obstante, cuando se adquieren las señales S1 y S2 decodificando la señal de recepción en el decodificador de ML, se puede aumentar la complejidad dado que el valor de S2 depende del valor de S1.

3. Sexta realización: método de codificación de MIMO teniendo en consideración la distancia de Hamming además de la distancia euclidiana de la señal de transmisión

40 En la sexta realización, se fija un valor de factor de codificación "a" para optimizar la distancia euclidiana teniendo en consideración la distancia de Hamming de una señal de transmisión en lugar de permitir a la constelación entera de la señal de transmisión tener una distancia euclidiana como en la cuarta realización. Específicamente, es posible diseñar una matriz de codificación de manera que el cuadrado de la distancia euclidiana entre puntos de constelación adyacentes cuando la distancia de Hamming entre los puntos de constelación adyacentes es 2 sea dos veces el cuadrado de la distancia euclidiana entre los puntos cuando la distancia de Hamming es 1. Es decir, la distancia euclidiana se ajusta de manera que una diferencia de rendimiento de reconstrucción debida a una diferencia de distancia de Hamming se puede compensar usando una diferencia de potencia.

45 Suponiendo que la señal de transmisión tiene una constelación mostrada en la FIG. 18, una distancia de Hamming del intervalo D\_E1 es 1/2 de una distancia de Hamming del intervalo D\_E2 y por lo tanto la distancia euclidiana se puede ajustar para compensar la diferencia de distancia de Hamming manteniendo la diferencia de potencia entre el intervalo D\_E1 y el intervalo D\_E2 de manera que la potencia del intervalo D\_E1 es dos veces la potencia del intervalo D\_E2. Es decir, la distancia de Hamming del intervalo D\_E2 es dos veces mayor que la del intervalo D\_E1. Específicamente, la distancia euclidiana entre símbolos adyacentes en un intervalo, cuya distancia de Hamming es dos veces mayor que otro intervalo dado que el número de bits del mismo es dos veces mayor que el otro intervalo, se puede incrementar para aumentar la potencia del intervalo, compensando por ello la degradación de rendimiento debida a la diferencia de distancia de Hamming cuando se reconstruye una señal de recepción.

55 El valor "a" se puede obtener usando las condiciones anteriores, que se pueden representar por la Expresión 10.



[Expresión 10]

$$\alpha = \begin{cases} \sqrt{2} + 1 & , \text{ para QPSK + QPSK} \\ \sqrt{2} + 3 & , \text{ para 16QAM + 16QAM} \end{cases}$$

La FIG. 29 ilustra señales de entrada y señales de transmisión y recepción cuando se ha realizado un método de codificación de MIMO según la sexta realización de la presente invención.

- 5 En la realización de la FIG. 29, la señal de entrada S1 tiene una constelación 222010 como símbolo de 16-QAM y la señal de entrada S2 tiene una constelación 222020 como símbolo de 16-QAM y. Si la señal de entrada S1 y la señal de entrada S2 se codifican con MIMO usando la matriz de codificación de MIMO que incluye el factor de codificación fijado a la sexta realización, las señales de transmisión codificadas St1 y St2, transmitidas a través de la antena 1 (Tx1) y la antena 2 (Tx2), son símbolos de 256-QAM y las señales de transmisión codificadas tienen constelaciones
- 10 208030 y 208040 que tienen distancias euclidianas que tienen en consideración distancias de Hamming. Además, dado que cada una de las señales de transmisión tiene una distribución de símbolo que tiene una distancia euclidianas que tiene en consideración la distancia de Hamming, es posible minimizar la pérdida de rendimiento cuando un receptor realiza decodificación usando solamente una de las señales de transmisión en una situación de desequilibrio de potencia.
- 15 No obstante, necesita ser usado un valor diferente cuando los tipos de símbolo de señales de entrada son diferentes como en el método de transmisión de QPSK+16-QAM. La razón para esto es que, cuando los esquemas de modulación de señales de entrada usadas para transmisión de MIMO son diferentes, puede ocurrir un problema de solución de compromiso de manera que, si se usa el valor 'a' optimizado para una antena de transmisión, entonces se transmite una señal que tiene rendimiento relativamente bajo a través de otra antena de transmisión.

- 20 Los dispositivos de transmisión y recepción de señal de difusión según una realización de la presente invención puede realizar independientemente procesamiento de MISO o MIMO sobre datos de PLP como se describió anteriormente. En este caso, los dispositivos de transmisión y recepción de señal de difusión según una realización de la presente invención pueden procesar datos usando un esquema de MIMO híbrido. La siguiente es una descripción de una realización de dispositivos de transmisión y recepción de señal de difusión que usa el esquema de MIMO híbrido.
- 25

- Cuando el codificador de BICM 101200 del dispositivo de transmisión de señal de difusión mostrado en la FIG. 1 realiza procesamiento de MIMO sobre datos de PLP usando un esquema de SM, la tasa de transferencia de datos puede variar mucho según el esquema de correlación de símbolos dado que el correlacionador de constelación y el descorrelacionador de constelación usan el mismo esquema de correlación/descorrelación de símbolos. Por ejemplo, si el correlacionador de constelación usa un esquema de correlación de símbolo de QAM, se pueden transmitir datos usando una tasa de transferencia de datos tal como 4bps/Hz (QPSK + QPSK), 8bps/Hz (16QAM + 16QAM), 12bps/Hz (64QAM + 64QAM) o 16bps/Hz (256QAM + 256QAM). En este caso, no se pueden seleccionar las tasas de transferencia de datos tales como 6bps/Hz, 10bps/Hz y 14bps/Hz. Por consiguiente, el diseñador del sistema puede transmitir datos usando un sistema que tiene una tasa de transferencia de datos mayor que una tasa de datos que corresponde a la cantidad de datos que va a ser transmitida. En este caso, se puede aumentar una Relación Señal a Ruido (SNR) requerida para el lado de recepción para recibir los datos.
- 30
- 35

Es decir, cuando se usa tecnología de MIMO, la tasa de transferencia de datos puede variar según el esquema de correlación de símbolos y la variación de la tasa de transferencia de datos según el esquema de correlación de símbolos puede aumentar cuando se transmiten datos usando más de 2 caminos de transmisión.

- 40 Por consiguiente, en el caso en el que las señales se transmiten a través de una pluralidad de caminos usando tecnología de MIMO, la tasa de transferencia de datos se puede ajustar usando un número de esquemas de correlación de símbolos diferentes que corresponden al número de los caminos de transmisión. Es decir, si la codificación de MIMO se realiza aplicando un esquema de correlación de símbolos diferente a cada uno de los datos de entrada para codificación de MIMO, la tasa de datos transmitida por unidad de tiempo puede cambiar según el esquema de correlación de símbolos de manera que el diseñador del sistema puede seleccionar y usar un sistema según una tasa de transferencia de datos específica de entre tasas de transferencia de datos subdivididas. Una realización específica de este método se describe más adelante.
- 45

Las FIG. 30 y 31 son diagramas de bloques de dispositivos de transmisión y recepción de señal de difusión que usan un esquema de MIMO híbrido según la presente invención.

- 50 Específicamente, la FIG. 30 ilustra una realización del dispositivo de transmisión de señal de difusión que usa el esquema de MIMO híbrido según la presente invención.

- Como se muestra en la FIG. 30, el dispositivo de transmisión de señal de difusión que usa el esquema de MIMO híbrido según la presente invención incluye un codificador de FEC 280100, un demultiplexor 280200, un primer correlacionador de constelación (o primer correlacionador de símbolos) 280300, un segundo correlacionador de constelación (o segundo correlacionador de símbolos) 280310, una primera unidad de corrección de potencia (o
- 55

primera unidad de calibración de potencia) 280400, una segunda unidad de corrección de potencia (o segunda unidad de calibración) 280410, un codificador de MIMO 2802500, un primer correlacionador de tramas 280600, un segundo correlacionador de tramas 280610, un primer modulador de OFDM 280700 y un segundo modulador de OFDM 280710.

- 5 El correlacionador de FEC 280100 puede realizar codificación con corrección de errores sobre los datos a ser transmitidos usando un esquema de código de corrección de errores específico.

El demultiplexor 280200 puede dividir los datos codificados con corrección de errores en el mismo número de secciones de datos que el número de antenas y puede sacar las secciones de datos divididas. Por ejemplo, cuando los datos codificados con corrección de errores se transmiten a través de 2 antenas, el demultiplexor 280200 puede demultiplexar los datos de entrada en 2 secciones de datos y sacar las 2 secciones de datos a 2 caminos de transmisión.

- 10

El primer correlacionador de constelación 280300 y el segundo correlacionador de constelación 280310 pueden realizar correlación de símbolos sobre cada una de las secciones de datos multiplexados. El esquema de correlación de símbolos puede variar según cada correlacionador de símbolos y los esquemas de correlación de símbolos del primer correlacionador de constelación 280300 y del segundo correlacionador de constelación 280310 mostrados en la FIG. 28 pueden diferir unos de otros.

- 15

La primera unidad de corrección de potencia 280400 y la segunda unidad de corrección de potencia 280410 pueden ajustar las potencias de símbolos a las potencias óptimas respectivas según dos esquemas de correlación de símbolos diferentes. Por ejemplo, se pueden transmitir símbolos con una potencia media de símbolos según los dos esquemas de correlación de símbolos.

- 20

El codificador de MIMO 280500 recibe símbolos, que se obtienen usando los diferentes esquemas de correlación de símbolos que se describieron anteriormente y realiza codificación de MIMO sobre los símbolos recibidos. El codificador de MIMO 280500 puede sacar señales de datos codificadas con MIMO, que van a ser transmitidas a través de antenas de transmisión, a los caminos de transmisión respectivos.

- 25 Cada uno del primer correlacionador de tramas 280600 y el segundo correlacionador de tramas 280610 puede crear una trama de señal a ser transmitida a través de un camino de antena respectivo.

Cada uno del primer modulador de OFDM 280700 y el segundo modulador de OFDM 280710 puede modular la trama de señal según un esquema de modulación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) y entonces transmitir la señal modulada a través de una antena respectiva.

- 30 La FIG. 31 ilustra una realización del dispositivo de recepción de señal de difusión que usa el esquema de MIMO según la presente invención.

Como se muestra en la FIG. 31, el dispositivo de transmisión de señal de difusión que usa el esquema de MIMO híbrido según la presente invención incluye un primer sincronizador 290100, un segundo sincronizador 290110, un primer demodulador de OFDM 290200, un segundo demodulador de OFDM 290210, un primer analizador sintáctico de tramas 290300, un segundo analizador sintáctico de tramas 290310, un decodificador de MIMO 290400, una primera unidad de corrección de potencia (o primera unidad de calibración de potencia) 290500, una segunda unidad de corrección de potencia (o segunda unidad de calibración de potencia) 290510, un primer descorrelacionador de constelación (o primer descorrelacionador de símbolos) 290600, un segundo descorrelacionador de constelación (o segundo descorrelacionador de símbolos) 290610, un multiplexor 290700 y un decodificador de FEC 290800. El dispositivo de recepción de señal de difusión según la presente invención puede realizar descorrelación sobre señales, que se han recibido a través de una pluralidad de antenas usando un esquema de MIMO, según diferentes esquemas de descorrelación de símbolos.

- 35
- 40

El primer sincronizador 290100 y el segundo sincronizador 290110 pueden adquirir sincronización en el dominio del tiempo y de la frecuencia de las señales recibidas desde las antenas.

- 45 El primer demodulador de OFDM 290200 y el segundo demodulador de OFDM 290210 pueden realizar demodulación sobre las señales sincronizadas según un esquema de OFDM. El primer demodulador de OFDM 290200 y el segundo demodulador de OFDM 290210 entonces pueden adquirir información de canal de las señales recibidas a través de caminos de 2 antenas y pueden realizar ecualización de canal sobre las mismas.

- 50 El primer analizador sintáctico de tramas 290300 y el segundo analizador sintáctico de tramas 290310 pueden analizar sintácticamente las tramas de señal de las señales que se han ecualizado en canal después de ser recibidas a través de las dos antenas.

El decodificador de MIMO 290400 puede recibir señales de las tramas de señal analizadas sintácticamente y puede realizar decodificación de MIMO sobre las mismas.

La primera unidad de corrección de potencia 290500 y la segunda unidad de corrección de potencia 290510 pueden corregir las potencias de símbolos, que se han cambiado cuando se transmiten los símbolos, a las potencias originales.

5 El primer descorrelacionador de constelación 290600 y el segundo descorrelacionador de constelación 290610 pueden realizar descorrelación de símbolos según diferentes esquemas de descorrelación de símbolos. Los esquemas de descorrelación de símbolos corresponden a los esquemas de correlación de símbolos y se pueden adquirir diversas tasas de transferencia de datos (es decir, diversas granularidades de bit) usando diferentes esquemas de correlación de símbolos o usando diferentes esquemas de descorrelación de símbolos. Cada uno del primer descorrelacionador de constelación 290600 y el segundo descorrelacionador de constelación 290610 puede adquirir una relación de probabilidad (LLR) de un nivel de bit para un símbolo ajustado en potencia de un camino de transmisión respectivo y puede realizar descorrelación de símbolos usando la LLR adquirida.

El multiplexor 290700 puede multiplexar los símbolos, que se han obtenido a través de descorrelación de símbolos según los esquemas de descorrelación de símbolos del primer descorrelacionador de símbolos 290600 y el segundo descorrelacionador de símbolos 290610, en un flujo de bits.

15 El decodificador de FEC 290800 puede realizar decodificación con corrección de errores sobre la salida del flujo de bits desde el multiplexor 290700.

Por consiguiente, se puede usar el mismo número de diferentes esquemas de correlación/descorrelación de símbolos que el número de caminos de múltiples antenas a través de los cuales se realiza la transmisión y recepción según un esquema de MIMO híbrido y se pueden ajustar las potencias de símbolos obtenidas a través de correlación de símbolos, permitiendo por ello que los símbolos que corresponden a los diferentes esquemas de correlación de símbolos sean transmitidos con la precisión adecuada.

20 En una realización, los dispositivos de transmisión y recepción de señal de difusión de la presente invención pueden usar un esquema de MIMO de multiplexación de polaridad como se describió anteriormente. Además, el procesamiento de MIMO de la presente invención se puede aplicar a 6, 8, 10 bits/unidad de celda (bpcu) y también a un desequilibrio de potencia intencional de 0, 3 y 6 dB entre dos antenas de transmisión.

A continuación, la presente invención sugiere que las matrices de MIMO que incluyen matrices de precodificación y matrices de salto de fase sean usadas a fin de mejorar el rendimiento del esquema de SM de entre los esquemas de codificación de MIMO descritos anteriormente.

30 El proceso de precodificación se lleva a cabo sobre pares de símbolos de QAM normalizados desde la salida del correlacionador de constelación. También, el proceso de precodificación se repite para cada par de símbolos de QAM sucesivamente.

Las matrices de precodificación se pueden definir y usar como matrices que incluyen solamente la matriz de rotación de la Expresión 3 anterior y también se pueden definir y usar como matrices que incluyen la matriz de desequilibrio de potencia y la matriz de rotación de la Expresión 3 anterior. Esto se puede cambiar según la intención del diseñador. La matriz de rotación de la Expresión 3 puede expresar ambas señales de entrada S1 y S2 proporcionadas a través de la antena 1 y la antena 2 incluso en un canal completamente correlacionado, aumentando por ello la diversidad. Además, cuando las distancias euclidianas de las señales de entrada S1 y S2 son diferentes, la matriz de desequilibrio de potencia puede hacer las distancias euclidianas iguales. Por consiguiente, en el caso en el que se aplique la matriz de precodificación, es posible reducir la degradación de rendimiento cuando las señales sacadas desde las antenas de transmisión tienen diferentes potencias y las señales sacadas a través de las antenas de transmisión se han modulado según diferentes esquemas de modulación. Los desequilibrios de potencia disponibles son 0dB, 3 dB y 6 dB. En la siguiente descripción de la presente invención, un parámetro  $\alpha$  de una matriz de desequilibrio de potencia para ajustar desequilibrios de potencia de las señales de entrada S1 y S2 se puede conocer como un factor de potencia  $\alpha$  desigual.

45 Además, se puede aplicar salto de fase a la salida de tal precodificación y puede incluir aplicar un cambio de fase incremental a las celdas transmitidas a través de antenas de transmisión. Cuando se realiza salto de fase, es posible minimizar la influencia de los cambios de canal según las características del transmisor de manera que el transmisor puede adquirir diversidad adicional. En la presente invención, según la intención del diseñador, se puede aplicar una rotación de fase a un camino que corresponde solamente a una específica de las múltiples antenas, lo cual se puede cambiar según la intención del diseñador. También, la matriz de salto de fase es independiente de la modulación y el desequilibrio de potencia.

La siguiente Expresión 11 muestra una matriz de MIMO obtenida realizando rotación de fase sobre una matriz de precodificación.

[Expresión 11]

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\phi(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, \phi(k) = \frac{2\pi}{N} k, k = 0, \dots, N-1$$

5 Los signos positivo/negativo (+/-) de los componentes coseno y seno de la matriz de rotación incluidos en la matriz de rotación incluida en la Expresión 11 se pueden cambiar según la intención del diseñador. El índice "k" de salto de fase puede corresponder al índice de una portadora de OFDM o un índice de un bloque de LDPC correlacionado a un símbolo de QAM.

Cuando se usa la matriz de MIMO, se puede determinar una relación de potencia "r" de antenas de transmisión que tienen diferentes polaridades como se muestra en la Expresión 12. En una realización de la presente invención, la relación de potencia "r" se conoce como un factor lineal de desequilibrio de potencia.

[Expresión 12]

$$\begin{aligned} P_{tx1} &= \alpha \cos^2 \theta + (1-\alpha) \sin^2 \theta \\ P_{tx2} &= \alpha \sin^2 \theta + (1-\alpha) \cos^2 \theta \end{aligned} \quad r = \frac{P_{tx2}}{P_{tx1}}$$

10

El factor lineal de desequilibrio de potencia "r" se puede usar para determinar el ángulo  $\theta$  de la matriz de rotación de la Expresión 11. El ángulo  $\theta$  se puede determinar según la Expresión 13.

[Expresión 13]

$$\theta = \arctan \left( \frac{\sqrt{\alpha(r+1)} - 1}{\sqrt{\alpha(r+1)} - r} \right)$$

15 Por consiguiente, el diseñador del sistema de transmisión de señal de difusión puede diseñar un sistema de transmisión y recepción de difusión de MIMO que puede optimizar el factor de potencia desigual " $\alpha$ " para el factor lineal de desequilibrio de potencia "r" de las antenas de transmisión usando la Expresión 13. Además, el receptor, que recibe señales a las que se han aplicado las expresiones anteriores, puede separar las señales S1 y S2 de las señales codificadas con MIMO según la tecnología, tales como decodificación de ML y esfera, usando el factor de potencia desigual optimizado " $\alpha$ ", el factor lineal de desequilibrio de potencia "r" y la Expresión 11.

20

La FIG. 32 ilustra gráficos que muestran el rendimiento de BER de un sistema que usa una matriz de MIMO según una realización de la presente invención.

25 Específicamente, la FIG. 32 ilustra gráficos que muestran un rendimiento de BER codificada y de BER no codificada de diversos factores de potencia desiguales " $\alpha$ " para codificación de MIMO que se realiza sobre una señal de entrada S1 que usa QPSK y se realiza sobre una señal de entrada S2 usando 16-QAM (6 bits/celda) cuando el desequilibrio de potencia es 0dB, 3dB y 6dB.

Los gráficos de la izquierda muestran un rendimiento de BER no codificada y los gráficos de la derecha muestran un rendimiento de BER codificada.

30 Los gráficos de la FIG. 32 muestran rendimiento de BER en el caso en el que una potencia media de símbolos de QAM usados para codificación de MIMO se normaliza a 1. Es decir, el factor de normalización puede ser  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  en el

caso de QPSK y puede ser  $\frac{1}{\sqrt{10}}$  en el caso de 16-QAM. En el caso de BER codificada, se puede usar LDPC usada para DVB-S2/T2 como un código de FEC, que se puede cambiar según la intención del diseñador.

35 Como se muestra en la FIG. 32, un factor de potencia desigual  $\alpha$  que optimiza la BER no codificada cuando el desequilibrio de potencia es 0dB es 0,33 y los factores de potencia desigual  $\alpha$  que optimizan la BER no codificada cuando el desequilibrio de potencia es 3dB y 6dB no se han especificado. También se puede ver a partir de la FIG. 32 que un factor de potencia desigual  $\alpha$  que optimiza la BER codificada cuando el desequilibrio de potencia es 0dB es 0,44 y los factores de potencia desigual  $\alpha$  que optimizan la BER codificada cuando el desequilibrio de potencia es 3dB y 6dB son alrededor de 0,32 y 0,2.

El diseñador del sistema puede adquirir un factor de potencia desigual  $\alpha$  optimizado para la BER codificada como rendimiento final del sistema y adquirir un ángulo  $\theta$  sustituyendo el factor de potencia desigual  $\alpha$  adquirido en la Expresión 13. Este sistema de transmisión de señal de difusión puede tener características robustas a ruido mientras que satisface los desequilibrios de potencia de 0dB, 3dB y 6dB entre las antenas de transmisión.

5 La FIG. 33 ilustra gráficos que muestran un rendimiento de BER de un sistema que usa una matriz de MIMO según otra realización de la presente invención.

Específicamente, la FIG. 33 ilustra gráficos que muestran rendimiento de BER no codificada y de BER codificada de diversos factores de potencia desigual " $\alpha$ " para codificación de MIMO que se realiza sobre una señal de entrada S1 usando 16-QAM y se realiza sobre una señal de entrada S2 usando 16-QAM (8 bits/celda) cuando el desequilibrio de potencia es 0dB, 3dB y 6dB. Similar a los gráficos de la FIG. 32, los gráficos de la FIG. 33 muestran un rendimiento de BER en el caso en el que una potencia media de los símbolos de QAM usados para codificación de MIMO se normaliza a 1.

Como se muestra en la FIG. 33, no se han especificado los factores de potencia desigual  $\alpha$  que optimizan la BER no codificada cuando el desequilibrio de potencia es 3dB y 6dB. También se puede ver a partir de la FIG. 33 que los factores de potencia desigual  $\alpha$  que optimizan la BER codificada cuando el desequilibrio de potencia es 3dB y 6dB son alrededor de 0,32 y 0,2 aunque se especifican con precisión.

Como se describió anteriormente, si se especifican el factor lineal de desequilibrio de potencia " $r$ " y los factores de potencia desigual " $\alpha$ " de las señales de entrada S1 y S2, entonces el ángulo  $\theta$  de la matriz de rotación se determina a través de la Expresión 13. La siguiente Tabla 1 resume los valores del ángulo  $\theta$  descrito a través de la Expresión 13.

[Tabla 1]

		0dB		3dB		6dB	
		$\alpha$	$\theta$	$\alpha$	$\theta$	$\alpha$	$\theta$
6 bits/celda	S1: QPSK S2: 16QAM	0,44	45°	1/3	0	1/5	0
8 bits/celda	S1: 16QAM S2: 16QAM	0,50	$\text{atan} \left( \frac{\sqrt{2} + 4}{\sqrt{2} + 2} \right)$	1/3	0	1/5	0

Aunque el ángulo  $\theta$  se puede determinar en base al factor lineal de desequilibrio de potencia " $r$ " y los factores de potencia desigual " $\alpha$ " de las señales de entrada S1 y S2 según la Expresión 13, puede ser posible que el ángulo  $\theta$  no se pueda optimizar cuando el desequilibrio de potencia es 3dB o 6dB como se muestra en la Tabla 1.

Por consiguiente, en una realización de la presente invención, una matriz de control de potencia de salida de MIMO para controlar potencia de una señal codificada con MIMO sacada de cada antena de transmisión se usa a fin de optimizar el ángulo  $\theta$  cuando el desequilibrio de potencia es 3dB o 6dB. La matriz de control de potencia de salida de MIMO se puede definir como que se incluye en la matriz (o matrices) de precodificación descritas anteriormente. La matriz de control de potencia de salida de MIMO incluye un factor de control de potencia de símbolo de salida " $\beta$ " y se usa para optimizar el ángulo  $\theta$ . En este caso, el factor de potencia desigual " $\alpha$ " de las señales de entrada S1 y S2 puede corresponder al parámetro " $\beta$ " y de esta manera se puede conocer como un factor de control de potencia de símbolo de entrada. Además, las matrices de control de potencia de salida de MIMO que incluyen una matriz de desequilibrio de potencia incluyendo un factor de control de potencia de símbolo " $\alpha$ " y una matriz de control de potencia de salida de MIMO incluyendo un factor de control de potencia de símbolo de salida " $\beta$ " se puede conocer como matrices de desequilibrio de potencia y también se pueden conocer como una primera matriz de desequilibrio de potencia y una segunda matriz de desequilibrio de potencia, respectivamente. Esto se puede cambiar según la intención del diseñador. La matriz de precodificación que incluye la matriz de control de potencia de salida de MIMO y la matriz de MIMO que incluye la matriz de salto de fase se representan por la Expresión 14.

[Expresión 14]

$$\sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\phi(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, \phi(k) = \frac{2\pi}{N} k, k=0, \dots, N-1, (N=9)$$

En este caso, el factor de control de potencia de símbolo de salida “ $\beta$ ” para el ángulo  $\theta$ , el factor de control de potencia de símbolo de entrada “ $\alpha$ ” y el factor lineal de desequilibrio de potencia “ $r$ ” entre antenas de transmisión dadas se pueden determinar a través de la Expresión 15.

5 [Expresión 15]

$$p_1 = \alpha \cos^2 \theta + (1 - \alpha) \text{sen}^2 \theta$$

$$p_2 = \alpha \text{sen}^2 \theta + (1 - \alpha) \cos^2 \theta$$

$$\beta = \frac{p_2}{(p_1 r + p_2)}$$

La FIG. 34 ilustra gráficos que muestran un rendimiento de BER de un sistema que usa una matriz de MIMO según otra realización de la presente invención.

10 Específicamente, la FIG. 34 ilustra gráficos que muestran un ángulo  $\theta$  que optimiza un rendimiento de BER codificada de un factor de potencia desigual “ $\alpha$ ” para codificación de MIMO que se realiza sobre una señal de entrada S1 usando QPSK y se realiza sobre una señal de entrada S2 usando 16-QAM (6 bits/celda) y codificación de MIMO que se realiza sobre una señal de entrada S1 usando 16-QAM y se realiza sobre una señal de entrada S2 usando 16-QAM (8 bits/celda), especialmente cuando el desequilibrio de potencia es 3dB y 6dB en el cual el ángulo  $\theta$  no se puede optimizar como se muestra en la Tabla 1.

15 Los gráficos superiores muestran un rendimiento de BER codificada para codificación de MIMO que se realiza sobre una señal de entrada S1 usando QPSK y se realiza sobre una señal de entrada S2 usando 16-QAM (6 bits/celda) y los gráficos inferiores muestran un rendimiento de BER codificada para codificación de MIMO que se realiza sobre una señal de entrada S1 usando 16-QAM y se realiza sobre una señal de entrada S2 usando 16-QAM (8 bits/celda).

20 El ángulo  $\theta$  que optimiza un rendimiento de BER codificada se puede obtener sustituyendo 0,44, que es el factor de potencia desigual  $\alpha$  óptimo del desequilibrio de potencia de 0dB en el caso de 6 bits/celda como se muestra en la Tabla 1 y 0,5, que es el factor de potencia desigual  $\alpha$  óptimo del desequilibrio de potencia de 0dB en el caso de 8 bits/celda, en las Expresiones 14 y 15.

25 Se puede ver a partir de la FIG. 34 que, en el caso de 6 bits/celda, el ángulo  $\theta$  que optimiza el rendimiento de BER codificada cuando el desequilibrio de potencia es 3dB es alrededor de  $0^\circ$  y el ángulo  $\theta$  que optimiza el rendimiento de BER codificada cuando el desequilibrio de potencia es 6dB es  $0^\circ$ . También se puede ver a partir de la FIG. 34 que, en el caso de 8 bits/celda, el ángulo  $\theta$  que optimiza el rendimiento de BER codificada cuando el desequilibrio de potencia es 3dB es alrededor de  $25^\circ$  y el ángulo  $\theta$  que optimiza el rendimiento de BER codificada cuando el desequilibrio de potencia es 6dB es  $0^\circ$ .

La siguiente Tabla 2 resume los valores de tales parámetros determinados a través de la Expresión 13.

30 [Tabla 2]

		0dB			3dB			6dB		
		$\beta$	$\theta$	$\alpha$	$\beta$	$\theta$	$\alpha$	$\beta$	$\theta$	$\alpha$
6 bits/celda	S1: QPSK S2: 16QAM	0,50	$45^\circ$	0,44	1/3	0	0,50	0,20	0	0,50
8 bits/celda	S1: 16QAM S2: 16QAM	0,50	$\text{atan} \left( \frac{\sqrt{2}+4}{\sqrt{2}+2} \right)$	0,50	1/3	$25^\circ$	0,50	0,20	0	0,50

La FIG. 35 ilustra gráficos que muestran un rendimiento de BER de un sistema que usa una matriz de MIMO según otra realización de la presente invención.

5 Específicamente, la FIG. 35 ilustra gráficos que muestran un ángulo  $\theta$  que optimiza el rendimiento de BER codificada de un factor de potencia desigual " $\alpha$ " para codificación de MIMO que se realiza sobre una señal de entrada S1 usando 16-QAM y se realiza sobre una señal de entrada S2 usando 64-QAM (10 bits/celda), especialmente cuando el desequilibrio de potencia es 0dB, 3dB y 6dB.

10 El rendimiento de BER codificada se puede medir para diversos valores de  $\alpha$  después de fijar el factor de control de potencia de salida  $\beta$  a 0,5 usando la Expresión 13 a fin de optimizar el factor de control de potencia de señal de entrada cuando el desequilibrio de potencia entre las antenas de transmisión es 0dB. Aunque no se muestra en la FIG. 35, cuando el desequilibrio de potencia entre las antenas de transmisión es 0dB, 3dB y 6dB en el caso de 10 bits/celda, el rendimiento óptimo se obtiene a valores de  $\alpha$  de 0,5, 1/3 y 0,2, respectivamente.

15 Entonces, un ángulo  $\theta$  que optimiza el rendimiento de BER codificada se puede determinar sustituyendo el valor de  $\alpha$  y el valor de  $\beta$  en la Expresión 14. Como se muestra en la FIG. 32, un rendimiento de BER codificada se puede medir para el ángulo  $\theta$  mientras que varía el ángulo  $\theta$  después de que el valor de  $\alpha$  se fija a 0,5 y el valor de  $\beta$  se fija a cada uno de los valores 0,5, 1/3 y 0,2 que son los valores de  $\alpha$  obtenidos anteriormente.

Se puede ver a partir de la FIG. 35 que un ángulo  $\theta$  que optimiza el rendimiento de BER codificada cuando el desequilibrio de potencia es 0dB es alrededor de 22°, un ángulo  $\theta$  que optimiza el rendimiento de BER codificada cuando el desequilibrio de potencia es 3dB es alrededor de 15° y un ángulo  $\theta$  que optimiza el rendimiento de BER codificada cuando el desequilibrio de potencia es 6dB es 0°.

20 La siguiente Tabla 3 resume los valores de tales parámetros determinados a través de las Expresiones 14 y 15 cuando el desequilibrio de potencia es 0dB, 3dB y 6dB, que incorporan los resultados de los gráficos de la FIG. 35.

[Tabla 3]

		0dB			3dB			6dB		
		$\beta$	$\theta$	$\alpha$	$\beta$	$\theta$	$\alpha$	$\beta$	$\theta$	$\alpha$
6 bits/celda	S1: QPSK S2: 16QAM	0,50	45°	0,44	1/3	0	0,50	0,20	0°	0,50
8 bits/celda	S1: 16QAM S2: 16QAM	0,50	$\text{atan}\left(\frac{\sqrt{2}+4}{\sqrt{2}+2}\right)$	0,50	1/3	25°	0,50	0,20	0°	0,50
10 bits/celda	S1: 16QAM S2: 64QAM	0,50	22°	0,50	1/3	15°	0,50	0,20	0°	0,50

25 En una realización, cada uno de los dispositivos de transmisión y recepción de señal de difusión inserta un piloto en una trama como se describió anteriormente brevemente con referencia a la FIG. 1 o la FIG. 3. Es decir, se modulan diversas celdas dentro de la trama con información de referencia cuyo valor transmitido es conocido por el receptor. Las celdas que contienen información de referencia se transmiten a nivel de potencia "aumentado". La información transmitida en estas celdas son celdas de piloto (o pilotos) dispersos, continuos, de borde, de P2 o de cierre de trama. Los pilotos se pueden usar para sincronización de trama, sincronización de frecuencia, sincronización de tiempo, estimación de canal, identificación de modo de transmisión y también se pueden usar para seguir el ruido de fase. El término "piloto disperso" se refiere a un piloto que se propaga en una señal de OFDM y "piloto continuo" se refiere a un piloto que se inserta continuamente en tramas en las mismas posiciones. El término "pilotos de borde" se refiere a pilotos que se sitúan en símbolos de OFDM en ambos extremos de una trama y "piloto de P2" se refiere a un piloto que se sitúa en un símbolo de OFDM situado inmediatamente cercano a un símbolo o preámbulo de P2. El término "piloto de cierre de trama" se refiere a un piloto que se inserta en una trama en el último de los símbolos de OFDM incluidos en la trama. Información de piloto tal como la ubicación y amplitud de cada piloto se puede determinar según el modo de transmisión de SISO o MIXO. El valor de la información de piloto se deriva de una secuencia de referencia, que es una serie de valores, una para cada portadora transmitida sobre cualquier símbolo dado.

La siguiente es una descripción de la amplitud de cada uno de los pilotos descritos anteriormente.

En una realización de la presente invención, la amplitud del piloto disperso se define como  $A_{SP}$ , la amplitud del piloto continuo se define como  $A_{CP}$  y la amplitud del piloto de P2 se define como  $A_{P2}$ .

- 5 Información de referencia, tomada de la secuencia de referencia, se transmite en celdas de piloto disperso en cada símbolo excepto P1, P2 y el símbolo de cierre de trama (si es aplicable) de la trama. Las amplitudes de los pilotos dispersos se definen como se muestra en la tabla 4 de más adelante.

[Tabla 4]

Patrón de piloto disperso	Amplitud ( $A_{SP}$ )	Aumento equivalente (dB)
PP1, PP2	4/3	2,5
PP3, PP4	7/4	4,9
PP5, PP6, PP7	7/3	7,4

- 10 Como se describe en la Tabla 4, la amplitud de los pilotos dispersos puede variar según el patrón de los pilotos dispersos. Los patrones de pilotos dispersos se pueden dividir en los patrones PP1 a PP7 según el número de símbolos que constituyen un piloto disperso y una separación de piloto.

Además de los pilotos dispersos descritos anteriormente, un número de pilotos continuos se insertan en cada símbolo de la trama excepto para P1 y P2 y el símbolo de cierre de trama (en su caso). El número y ubicación de los pilotos continuos depende tanto del tamaño de FFT como del patrón de piloto disperso PP1-PP7 en uso.

- 15 También, el valor de modulación de los pilotos dispersos se define como se muestra en la expresión 16 de más adelante.

[Expresión 16]

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} &= 2 A_{CP} (1/2 - r_{l,k}) \\ \operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} &= 0. \end{aligned}$$

- 20 En la Expresión 16, m indica índice de trama, l indica el índice de tiempo de los símbolos, k indica el índice de frecuencia de las portadoras y  $r_{l,k}$  indica un bit aleatorio 0 o 1 creado a partir de una trama correspondiente y los índices de frecuencia l y k en el generador de PRBS. Esta secuencia de referencia se aplica a todos los pilotos (es decir, pilotos Dispersos, Continuos, de Borde, de P2 y de Cierre de Trama) de cada símbolo de una trama, incluyendo tanto los símbolos de P2 como de Cierre de Trama.

- 25 Los pilotos continuos se transmiten a niveles de potencia aumentados, donde el aumento depende del tamaño de FFT. La Tabla 5 da la amplitud de modulación  $A_{CP}$  para cada tamaño de FFT.

[Tabla 5]

Tamaño de FFT	1K	2K	4K	8K	16K
$A_{CP}$	4/3	4/3	$(4\sqrt{2})/3$	8/3	8/3

El valor de modulación para los pilotos continuos se define como se muestra en la expresión 17 más adelante.

[Expresión 17]

- 30 
$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} &= 2 A_{CP} (1/2 - r_{l,k}) \\ \operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} &= 0. \end{aligned}$$

Las portadoras de borde, las portadoras  $k=K_{\min}$  y  $k=K_{\max}$ , son pilotos de borde en cada símbolo excepto para el(los) símbolo(s) de P1 y de P2. Se insertan a fin de permitir interpolación de frecuencia hasta el borde del espectro. La modulación de los pilotos de borde es exactamente la misma que para los pilotos dispersos.



Las celdas de piloto en el(los) símbolo(s) de P2 se transmiten en niveles de potencia aumentados. Según una realización de la presente invención, la amplitud de los pilotos de P2 se puede definir como  $A_{P2} = \frac{\sqrt{31}}{5}$ .

También, la modulación correspondiente de los pilotos de P2 se define como se muestra en la expresión 18 de más adelante.

5 [Expresión 18]

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} &= .2 A_{P2} (1/2 - r_{l,k}) \\ \operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} &= 0 \end{aligned}$$

Los pilotos de cierre de trama se aumentan por el mismo factor que los pilotos dispersos,  $A_{SP}$ . También, la modulación correspondiente de los pilotos de cierre de trama es exactamente la misma que para los pilotos dispersos.

10 En una realización de la presente invención, cuando los dispositivos de transmisión y recepción de señal de difusión de la presente invención usan MISO/MIMO (o MIXO), los dispositivos de transmisión y recepción de señal de difusión emplean un esquema en el que los pilotos descritos anteriormente se agrupan sobre una base de antena de Tx y cada grupo se invierte en una posición específica. En este caso, las amplitudes de pilotos del grupo se definen por  $A_{SP}$ ,  $A_{CP}$  o  $A_{P2}$  y solamente se cambia (o invierte) el signo de cada piloto.

15 Como se describió anteriormente, la presente invención sugiere una matriz de MIMO que puede usar eficazmente MIMO sin gran pérdida incluso en un entorno que es débil a MIMO tal como un entorno de canal correlacionado en una red de difusión que no tiene canal de realimentación. Específicamente, la matriz de desequilibrio de potencia según una realización de la presente invención permite a dos antenas de transmisión tener diferentes potencias y de esta manera tiene ventajas en que es posible reducir la influencia de una señal de transmisión que puede aparecer como una interferencia en un receptor basado en SISO y es posible usar eficazmente el esquema de MIMO incluso cuando hay una limitación tal como una limitación relacionada con el regulador.

20 No obstante, dado que la matriz de MIMO se usa solamente para datos procesados con MIMO, la matriz de desequilibrio de potencia descrita anteriormente necesita ser aplicada igualmente a otro tipo de datos en el sistema tal como un PLP de MISO o datos procesados con SISO a fin de evitar que potencia de la antena de transmisión sea cambiada mientras que se mantiene el desequilibrio de potencia.

25 Cuando la matriz de desequilibrio de potencia se aplica a todos los datos en el sistema de esta manera, la matriz de desequilibrio de potencia también necesita ser aplicada a los pilotos descritos anteriormente dado que, si el desequilibrio de potencia no se aplica a los pilotos, el desequilibrio de potencia entre las antenas de transmisión puede cambiar según el patrón de pilotos insertados en una trama. Además, si el desequilibrio de potencia no se aplica a los pilotos, la eficacia de estimación de canal del receptor se puede reducir dado que la relación de la potencia de cada piloto a la potencia de una portadora de datos correspondiente es menor que una cierta relación.

30 Por consiguiente, la presente invención sugiere una amplitud de piloto modificada que se obtiene aplicando la matriz de desequilibrio de potencia a la amplitud de los pilotos. Especialmente, la presente invención sugiere un método en el que la amplitud de los pilotos se modifica usando una matriz de control de potencia de salida de MIMO entre las matrices incluidas en las matrices de precodificación. A continuación, la matriz de control de potencia de salida de MIMO se conoce como una matriz de potencia por facilidad de explicación.

35 La siguiente Expresión 19 muestra una amplitud de piloto modificada que se obtiene aplicando una matriz de desequilibrio de potencia a la amplitud del piloto disperso  $A_{SP}$ , la amplitud del piloto continuo  $A_{CP}$  y la amplitud del piloto de P2  $A_{P2}$  para las antenas de transmisión Tx1 y Tx2. Específicamente,  $A'_{SP}$  es una amplitud modificada del piloto disperso,  $A'_{CP}$  es una amplitud modificada del piloto continuo y  $A'_{P2}$  es una amplitud modificada del piloto de P2.

[Expresión 19]

$$\begin{bmatrix} A'_{SP}(Tx1) \\ A'_{SP}(Tx2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{SP} \\ A_{SP} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A'_{CP}(Tx1) \\ A'_{CP}(Tx2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{CP} \\ A_{CP} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A'_{P2}(Tx1) \\ A'_{P2}(Tx2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{P2} \\ A_{P2} \end{bmatrix}$$

“ $\beta$ ” en la Expresión 19 es idéntica a “ $\beta$ ” descrita en la Tabla 4 anterior.

La Expresión 19 se puede aplicar no solamente a la amplitud de un piloto de datos procesados con SISO sino también a la amplitud de un piloto de MISO/MIMO (o MIXO).

- 5 Por consiguiente, cuando el receptor usa los pilotos para estimar diversos desplazamientos o canales de frecuencia/tiempo, el receptor puede estimar la amplitud del piloto según la Expresión 19 y operar según la amplitud estimada.

La FIG. 36 es un diagrama de flujo de un método de transmisión de señal de difusión según una realización de la presente invención.

- 10 Como se describió anteriormente con referencia a la FIG. 1, el codificador de FEC incluido en el codificador de BICM 101300 según una realización de la presente invención puede realizar codificación de LDPC y codificación de BCH para añadir redundancia para permitir al receptor corregir un error en un canal de transmisión para datos de PLP procesados en la entrada (S360000).

- 15 Como se describió anteriormente con referencia a las FIG. 1 y 2, el codificador de MISO incluido en el codificador de BICM 101300 según una realización de la presente invención puede realizar procesamiento de MISO sobre datos de PLP codificados (S360100). Cuando un PLP de MISO y un PLP de MIMO se transmiten juntos a través de una trama, el codificador de MISO se puede situar dentro del bloque de BICM como se describió anteriormente. Cuando solamente está presente en una trama un PLP de MISO o datos procesados con SISO, el codificador de MISO se puede situar anterior al módulo de inserción de piloto del generador de OFDM 101500 descrito anteriormente. Esto se puede cambiar según la intención del diseñador.

- 20 El codificador de MISO se puede situar cerca del intercalador de tiempo y la ubicación del codificador de MISO se puede cambiar según la intención del diseñador. El codificador de MISO puede realizar codificación de MISO sobre los datos de PLP intercalados en el tiempo usando una matriz de codificación de MISO y sacar datos de PLP codificados con MISO a través de 2 caminos. De esta manera, es posible lograr diversidad. Las realizaciones del método de codificación de MISO según la presente invención incluyen métodos de Código de Bloque de Espacio/Tiempo Ortogonal (OSTBC)/Código de Bloque de Espacio Frecuencia Ortogonal (OSFBC)/Código Alamouti.

- 25 Como se describió anteriormente con referencia a las FIG. 1 y 2, el codificador de MIMO 604250 incluido en el codificador de BICM 101300 según una realización de la presente invención puede realizar codificación de MIMO sobre los datos de PLP de entrada de los 2 caminos usando una matriz de codificación de MIMO y sacar los datos de PLP codificados con MIMO a través de los 2 caminos (S360200). La matriz de codificación de MIMO de la presente invención puede incluir multiplexación espacial, Código Golden (GC), código de diversidad total de tasa completa y código de dispersión lineal.

- 30 La operación de procesamiento de MIMO se puede realizar por el procesador de MIMO como se describió anteriormente. Este procesador de MIMO es una realización del codificador de MIMO que se describió anteriormente como que se incluye en el codificador de BICM 101300 en la FIG. 1. El procesador de MIMO puede usar matrices de MIMO que corresponden a realizaciones descritas anteriormente. Es decir, el procesador de MIMO (o codificador de MIMO) del transmisor de señal de difusión según una realización de la presente invención puede realizar procesamiento de MIMO usando una matriz de MIMO de entre las matrices de MIMO descritas anteriormente con referencia a las FIG. 8 a 24 y las matrices de MIMO descritas anteriormente con referencia a las Expresiones 1 a 10 o las FIG. 32 a 35 y las Expresiones 11 a 15.

Específicamente, el procesador de MIMO según una realización de la presente invención puede realizar procesamiento de MIMO usando una matriz (o matrices) de MIMO que incluye una matriz (o matrices) de precodificación y una matriz (o matrices) de salto de fase.

Las matrices de precodificación pueden incluir una matriz de rotación y una matriz de desequilibrio de potencia o pueden incluir una matriz de rotación, una matriz de desequilibrio de potencia y una matriz de control de potencia de salida de MIMO. La matriz de desequilibrio de potencia puede incluir un parámetro para controlar los desequilibrios de potencia de una primera señal de entrada y una segunda señal de entrada introducidos para procesamiento de MIMO. La matriz de control de potencia de salida de MIMO puede incluir un parámetro para controlar el desequilibrio de potencia entre señales de difusión transmitidas a través de antenas de transmisión. El proceso de precodificación se lleva a cabo sobre pares de símbolos de QAM normalizados desde la salida del correlacionador de constelación. También, el proceso de precodificación se repite para cada par de símbolos de QAM sucesivamente.

En una realización, los valores descritos en las Tablas 1 a 3 se usan como los valores de los parámetros.

Se puede aplicar salto de fase a la salida de tal precodificación y puede incluir aplicar un cambio de fase incremental a celdas transmitidas a través de antenas de transmisión. También, la matriz de salto de fase es independiente de la modulación y el desequilibrio de potencia.

Un formador de tramas según una realización de la presente invención puede generar al menos 2 tramas de señal (S360300). Este formador de tramas es una realización del formador de tramas 101400 descrito anteriormente con referencia a la FIG. 1 y puede emparejar y correlacionar señales de entrada a una trama.

A partir de entonces, una unidad de transmisión según una realización de la presente invención puede realizar modulación de OFDM sobre datos incluidos en las al menos 2 tramas de señal y sacar los datos modulados a través de al menos 2 antenas de transmisión (S360400). En este caso, como se describió anteriormente, cuando la correlación de canal entre canales transmitidos a través de la primera antena y la segunda antena es alta, la primera y segunda antenas pueden transmitir una señal aplicando polaridad a la señal según si la correlación es negativa o positivo. En la presente invención, un esquema de MIMO que usa este método se puede conocer como un esquema de MIMO de multiplexación de polaridad, la primera antena que añade polaridad a una señal recibida para transmitir la señal se puede conocer como una antena vertical y la segunda antena que añade polaridad a una señal recibida para transmitir la señal se puede conocer como una antena horizontal. Por consiguiente, el primer bloque de generación de OFDM de la presente invención puede modular con OFDM una señal de difusión introducida a través del primer camino y transmitir la señal de difusión modulada a través de la primera antena de Tx1 y el segundo bloque de generación de OFDM de la presente invención puede modular con OFDM una señal de difusión introducida a través del segundo camino y transmitir la señal de difusión modulada a través de la segunda antena Tx2. La unidad de transmisión es una realización del generador de OFDM 101500 descrito anteriormente con referencia a la FIG. 1.

Además, el módulo de inserción de piloto incluido en el generador de OFDM 101500 inserta un piloto que tiene un patrón de piloto predeterminado en una trama en una posición correspondiente y saca la trama al módulo de IFFT. En este caso, el módulo de inserción de piloto puede determinar amplitudes de piloto modificadas obtenidas aplicando la matriz de desequilibrio de potencia a la amplitud de los pilotos y entonces puede insertar los pilotos resultantes. Aquí, en una realización, el módulo de inserción de piloto usa la Expresión 19 para determinar las amplitudes de piloto modificadas. Además, el módulo de inserción de piloto puede reservar una parte de una subportadora de OFDM sin usar la parte de la misma a fin de reducir la relación de potencia pico a media (PARP) en el dominio del tiempo.

La FIG. 37 es un diagrama de flujo de un método de recepción de señal de difusión según una realización de la presente invención.

Una unidad de recepción de un receptor de señal de difusión según una realización de la presente invención recibe datos de al menos dos señales de difusión a través de al menos dos antenas de recepción y demodula las al menos dos señales de difusión recibidas a través de un método de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) (S370000). Las al menos dos antenas de recepción pueden tener polaridades como se describió anteriormente. La unidad de recepción, que es una realización del demodulador de OFDM 101700 descrito anteriormente con referencia a la FIG. 3, puede realizar un procedimiento inverso al de la unidad de transmisión del transmisor de señal de difusión según la realización de la presente invención descrita anteriormente con referencia a la FIG. 36.

Además, el estimador de canal incluido en la unidad de recepción puede estimar canales transmitidos desde las antenas de transmisión Tx1 y Tx2 a las antenas de recepción Rx1 y Rx2 usando señales de piloto insertadas en el dominio de frecuencia. Aquí, incluso cuando el desequilibrio de potencia se ha realizado sobre los pilotos en el lado de transmisión, el estimador de canal puede estimar canales sin la necesidad de tener en consideración el desequilibrio de potencia de los pilotos dado que ya se han compensado las amplitudes de los pilotos.

Un analizador sintáctico de tramas del receptor de señal de difusión según una realización de la presente invención se configura para analizar sintácticamente al menos dos tramas de señal a partir de las señales de difusión demoduladas (S370100). El analizador sintáctico de tramas, que es una realización del analizador sintáctico de tramas 107200 descrito anteriormente con referencia a la FIG. 3, puede realizar un procedimiento inverso al del formador de tramas descrito anteriormente en la FIG. 36.

Un decodificador (o procesador) de MISO del receptor de señal de difusión según una realización de la presente invención se configura para realizar procesamiento de MISO sobre datos en las al menos dos tramas de señal analizadas sintácticamente (S370200).

5 El decodificador de MISO puede realizar un procedimiento inverso al del codificador de MISO descrito anteriormente con referencia a la FIG. 36. Además, como se describió anteriormente, el decodificador de BICM 107200 además puede incluir un bloque de decodificación de BICM para procesamiento de MISO. Como se describió anteriormente, en el caso en el que un PLP de MISO y un PLP de MIMO se reciban a través de una trama, el bloque de decodificación de BICM para procesamiento de MISO puede incluir un decodificador de MISO. En este caso, el decodificador de MISO se puede situar anterior al intercalador de tiempo o anterior al descorrelacionador de  
10 constelación. En el caso en el que solamente un PLP de MISO y datos procesados con SISO se reciben a través de una trama, el decodificador de MISO puede incluir el demodulador de OFDM 107100 descrito anteriormente. Esto se puede cambiar según la intención del diseñador.

15 Un decodificador (o procesador) de MIMO del receptor de señal de difusión según una realización de la presente invención se configura para realizar procesamiento de MIMO sobre datos en las al menos dos tramas de señal analizadas sintácticamente (S350300). El procesador de MIMO puede realizar un procedimiento inverso al del procesador de MIMO descrito anteriormente con referencia a la FIG. 36. Este procesador de MIMO es una realización del decodificador de MIMO que se describió anteriormente como un bloque incluido en el decodificador de BICM 107300 descrito anteriormente con referencia a la FIG. 3. El procesador de MIMO puede realizar procesamiento de MIMO usando una matriz de MIMO de entre las matrices de MIMO descritas anteriormente con  
20 referencia a las FIG. 8 a 24 y las matrices de MIMO descritas anteriormente con referencia a las Expresiones 1 a 10 o las FIG. 32 a 35 y las Expresiones 11 a 15.

El decodificador según una realización de la presente invención decodifica datos en las al menos dos tramas de señal (S370400). Aquí, el decodificador puede realizar un procedimiento inverso al del codificador de FEC descrito anteriormente con referencia a la FIG. 36.

25 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.

**REIVINDICACIONES**

1. Un método para transmitir señales de difusión, el método que comprende;

codificar unos primeros datos de Conducto de Capa Física, PLP, para corrección de Errores sin canal de retorno;

codificar unos segundos datos de PLP para corrección de errores sin canal de retorno;

5 procesar con Múltiples Entradas Única Salida, MISO, los primeros datos de PLP codificados;

procesar con Múltiples Entradas Múltiples Salidas, MIMO, los segundos datos de PLP codificados, en donde el procesamiento de MIMO incluye un procesamiento de desequilibrio de potencia usando una matriz de MIMO para controlar un desequilibrio de potencia, en donde la matriz de MIMO incluye un primer parámetro  $\alpha$ , un segundo parámetro  $\beta$ , en donde la matriz de MIMO se expresa como

10 
$$\sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\phi(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, \phi(k) = \frac{2\pi}{N} k, k=0, \dots, N-1, (N=9)$$
 ;

formar al menos dos tramas de señal correlacionando los primeros datos de PLP procesados con MISO y los segundos datos de PLP procesador con MIMO; y

15 modular datos en las al menos dos tramas de señal por un método de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal, OFDM y transmitir al menos dos señales de difusión que tienen los datos modulados por al menos dos antenas de transmisión, en donde la modulación incluye insertar pilotos en las al menos dos tramas de señal y en donde las amplitudes de los pilotos se procesan con desequilibrio de potencia usando el segundo parámetro  $\beta$ .

2. El método de la reivindicación 1, en donde el procesamiento de MISO incluye el procesamiento de desequilibrio de potencia usando el segundo parámetro  $\beta$  para controlar un desequilibrio de potencia.

20 3. El método de la reivindicación 2, en donde el procesamiento de desequilibrio de potencia se aplica para al menos uno de desequilibrio de potencia de 0, 3, 6 dB entre las al menos dos antenas de transmisión.

4. El método de la reivindicación 3, en donde cuando el desequilibrio de potencia es 0dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 0,5, cuando el desequilibrio de potencia es 3dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 1/3 y cuando el desequilibrio de potencia es 6dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 0,20.

25 5. Un aparato para transmitir señales de difusión, el aparato que comprende;

un codificador (101300) para codificar unos primeros datos de Conducto de Capa Física, PLP, para corrección de errores sin canal de retorno, realizar procesamiento de Múltiples Entradas Única Salida MISO, sobre los primeros datos de PLP codificados, en donde el codificador (101300) además codifica unos segundos datos de PLP para la corrección de errores sin canal de retorno y realiza procesamiento de Múltiples Entradas Múltiples Salidas, MIMO, sobre los segundos datos de PLP codificados, en donde el procesamiento de MIMO incluye un procesamiento de desequilibrio de potencia usando una matriz de MIMO para controlar un desequilibrio de potencia, en donde la matriz de MIMO incluye un primer parámetro  $\alpha$ , un segundo parámetro  $\beta$ , en donde la matriz de MIMO se expresa como

30 
$$\sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\phi(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, \phi(k) = \frac{2\pi}{N} k, k=0, \dots, N-1, (N=9)$$
 ;

35 un formador de tramas (101400) para formar al menos dos tramas de señal correlacionando los primeros datos de PLP procesados con MISO y los segundos datos de PLP procesados con MIMO; y

40 una unidad de transmisión (101500) para realizar modulación de datos en las al menos dos tramas de señal por un método de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal, OFDM y transmitir al menos dos señales de difusión que tienen los datos modulados por al menos dos antenas de transmisión, en donde la modulación incluye una inserción de pilotos en las al menos dos tramas de señal y en donde las amplitudes de los pilotos se procesan con desequilibrio de potencia usando el segundo parámetro  $\beta$ .

6. El aparato de la reivindicación 5, en donde el procesamiento de MISO incluye el procesamiento de desequilibrio de potencia usando el segundo parámetro  $\beta$  para controlar un desequilibrio de potencia.

7. El aparato de la reivindicación 6, en donde el procesamiento de desequilibrio de potencia se aplica para al menos uno de desequilibrio de potencia de 0, 3, 6 dB entre las al menos dos antenas de transmisión.

8. El aparato de la reivindicación 7, en donde cuando el desequilibrio de potencia es 0dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 0,5, cuando el desequilibrio de potencia es 3dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 1/3 y cuando el desequilibrio de potencia es 6dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 0,20.

9. Un método para recibir señales de difusión, el método que comprende;

recibir datos de al menos dos señales de difusión por al menos dos antenas de recepción, demodular las al menos dos señales de difusión recibidas por un método de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal, OFDM, en donde la demodulación realiza estimación de canal usando pilotos en las al menos dos señales de difusión recibidas, en donde las amplitudes de los pilotos se procesan con desequilibrio de potencia usando un segundo parámetro  $\beta$  ;

analizar sintácticamente al menos dos tramas de señal a partir de las señales de difusión demoduladas;

procesar con Múltiples Entradas Única Salida MISO, unos primeros datos en las al menos dos tramas de señal analizadas sintácticamente;

procesar con Múltiples Entradas Múltiples Salidas, MIMO, unos segundos datos en las al menos dos tramas de señal analizadas sintácticamente en donde el procesamiento de MIMO incluye un procesamiento de desequilibrio de potencia usando una matriz de MIMO para controlar un desequilibrio de potencia, en donde la matriz de MIMO incluye un primer parámetro  $\alpha$  , un segundo parámetro  $\beta$  , en donde la matriz de MIMO se expresa como

$$\sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\phi(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, \phi(k) = \frac{2\pi}{N} k, k=0, \dots, N-1, (N=9)$$

decodificar los primeros datos en las al menos dos tramas de señal; y

decodificar los segundos datos en las al menos dos tramas de señal.

10. El método de la reivindicación 9, en donde el procesamiento con desequilibrio de potencia se aplica para al menos uno del desequilibrio de potencia de 0, 3, 6 dB entre las al menos dos antenas de transmisión.

11. El método de la reivindicación 10, en donde cuando el desequilibrio de potencia es 0dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 0,5, cuando el desequilibrio de potencia es 3dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 1/3 y cuando el desequilibrio de potencia es 6dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 0,20.

12. Un aparato para recibir señales de difusión, el aparato que comprende;

una unidad de recepción (107100) para recibir datos de al menos dos señales de difusión por al menos dos antenas de recepción, realizar demodulación de las al menos dos señales de difusión recibidas por un método de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal, OFDM,

en donde la demodulación realiza estimación de canal usando pilotos en las al menos dos señales de difusión recibidas, en donde las amplitudes de los pilotos se procesan con desequilibrio de potencia usando un segundo parámetro  $\beta$

un analizador sintáctico de tramas (107200) para analizar sintácticamente al menos dos tramas de señal a partir de las señales de difusión demoduladas; y

un decodificador (107300) para realizar procesamiento de Múltiples Entradas Única Salida MISO, sobre unos primeros datos en las al menos dos tramas de señal analizadas sintácticamente y decodificar los primeros datos procesados con MISO en las al menos dos tramas de señal, en donde el decodificador (107300) además realiza procesamiento con Múltiples Entradas Múltiples Salidas, MIMO, sobre los segundos datos en las al menos dos tramas de señal analizadas sintácticamente y decodifica los segundos datos procesados con MIMO en las al menos dos tramas de señal, en donde el procesamiento de MIMO incluye un procesamiento con desequilibrio de potencia usando una matriz de MIMO para controlar un desequilibrio de potencia, en donde la matriz de MIMO incluye un primer parámetro  $\alpha$  , el segundo parámetro  $\beta$  , en donde la matriz de MIMO se expresa como

$$\sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\phi(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, \phi(k) = \frac{2\pi}{N}k, k=0, \dots, N-1, (N=9)$$

13. El aparato de la reivindicación 12, en donde el procesamiento de desequilibrio de potencia se aplica para al menos uno de un desequilibrio de potencia de 0, 3, 6 dB entre las al menos dos antenas de transmisión.

5 14. El aparato de la reivindicación 13, en donde cuando el desequilibrio de potencia es 0dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 0,5, cuando el desequilibrio de potencia es 3dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 1/3 y cuando el desequilibrio de potencia es 6dB, un valor del segundo parámetro  $\beta$  es 0,20.

FIG. 1

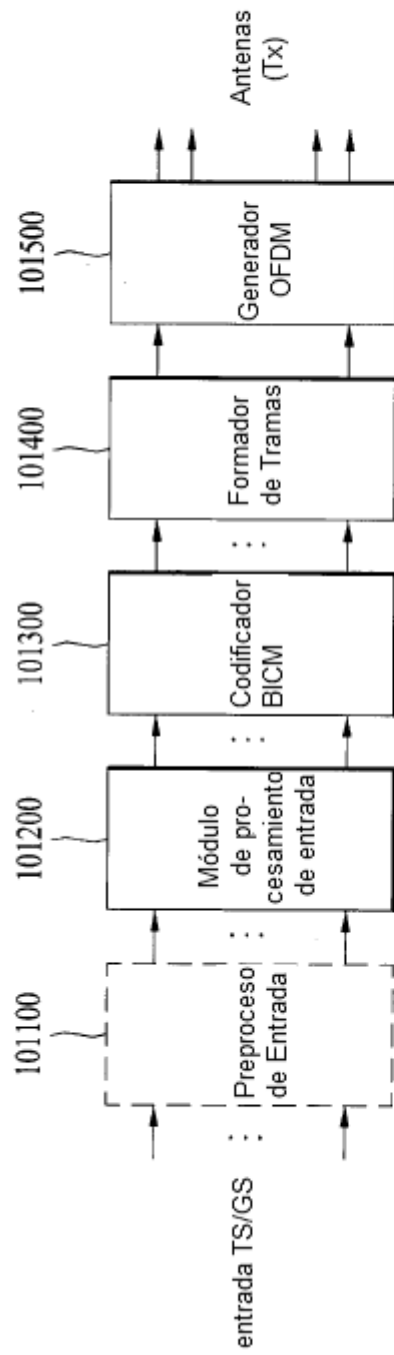




FIG. 2

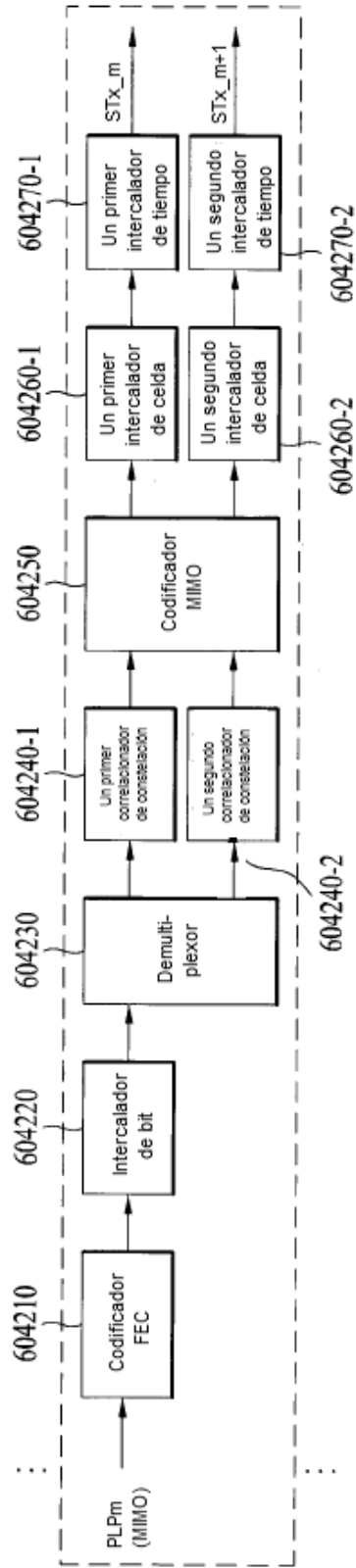


FIG. 3

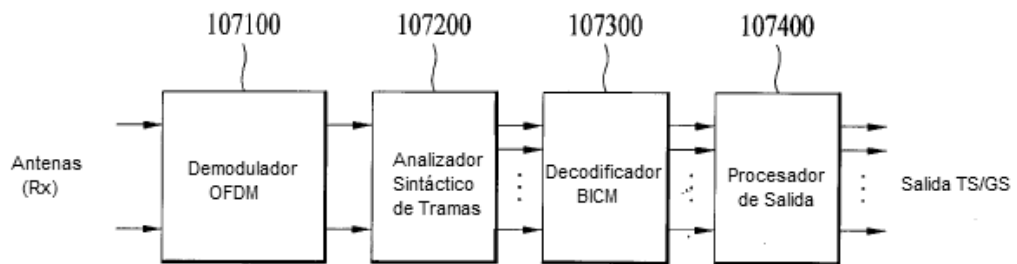


FIG. 4

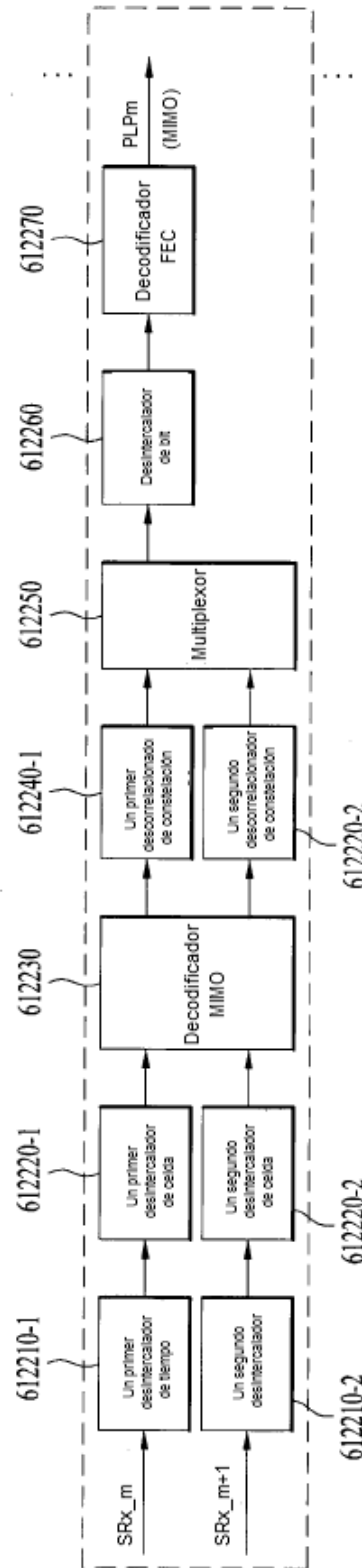


FIG. 5

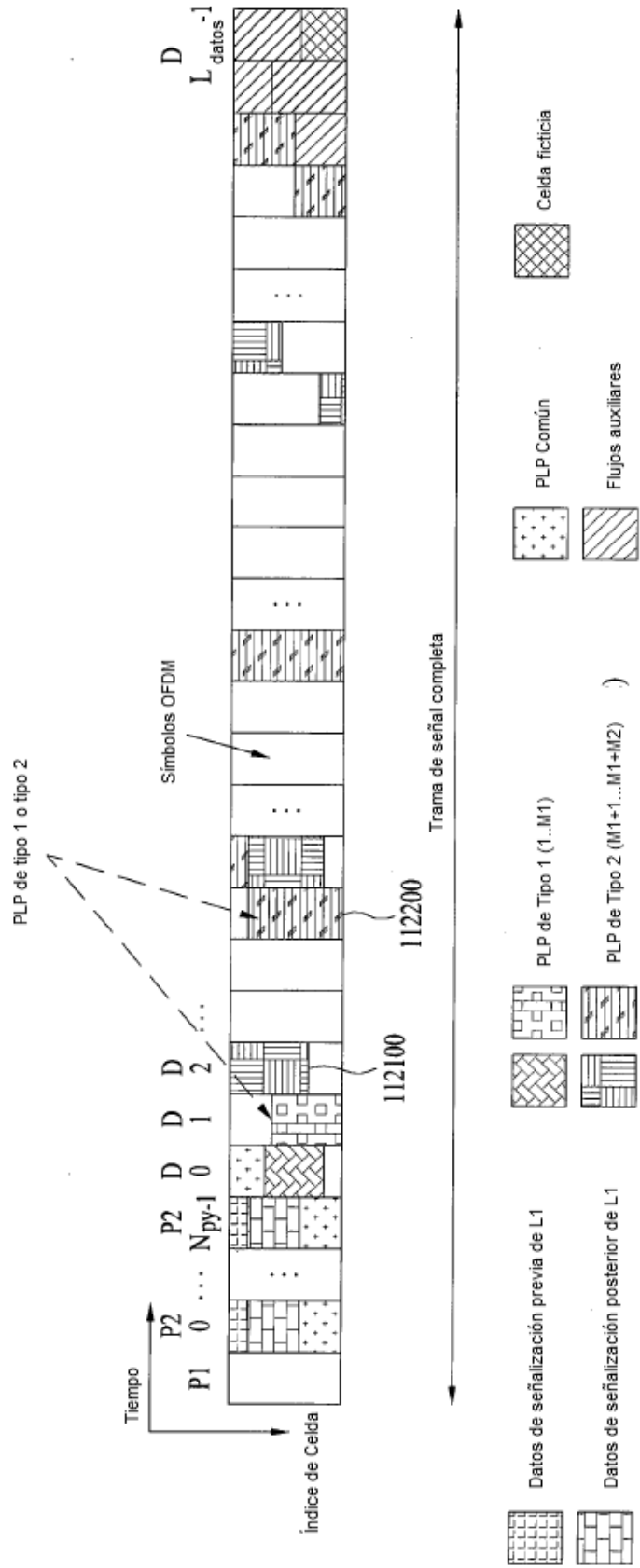


FIG. 6

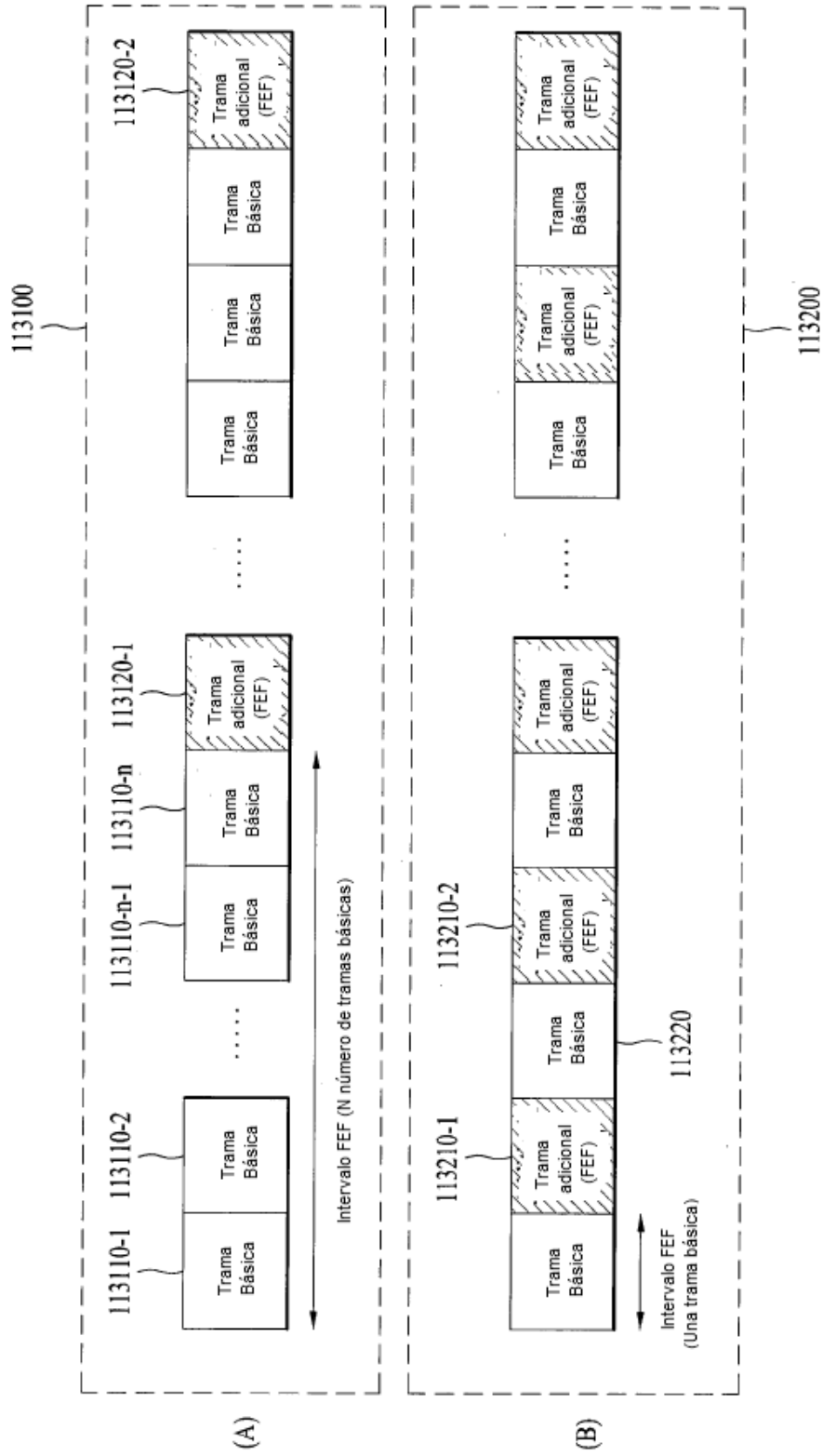


FIG. 7

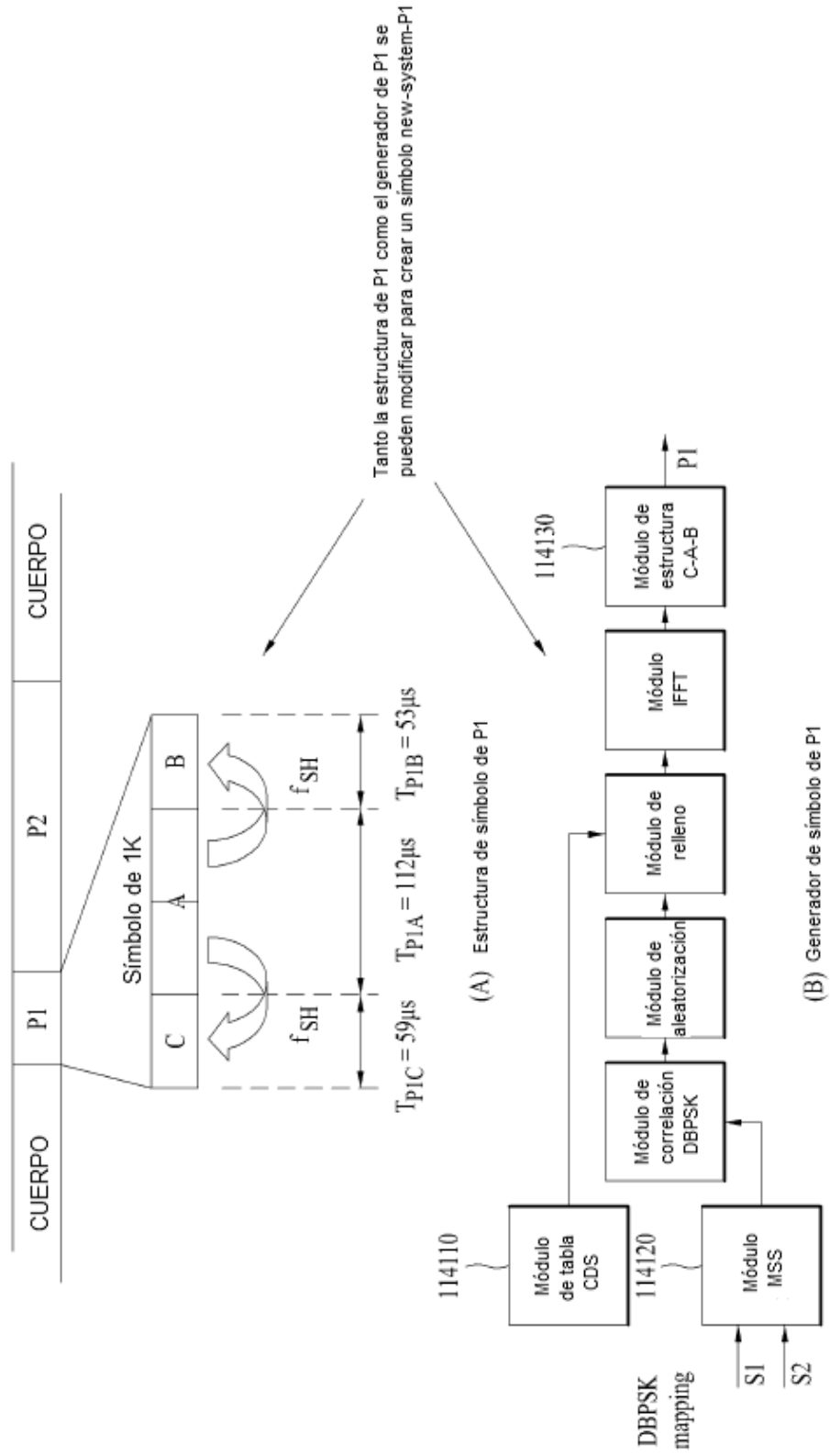


FIG. 8

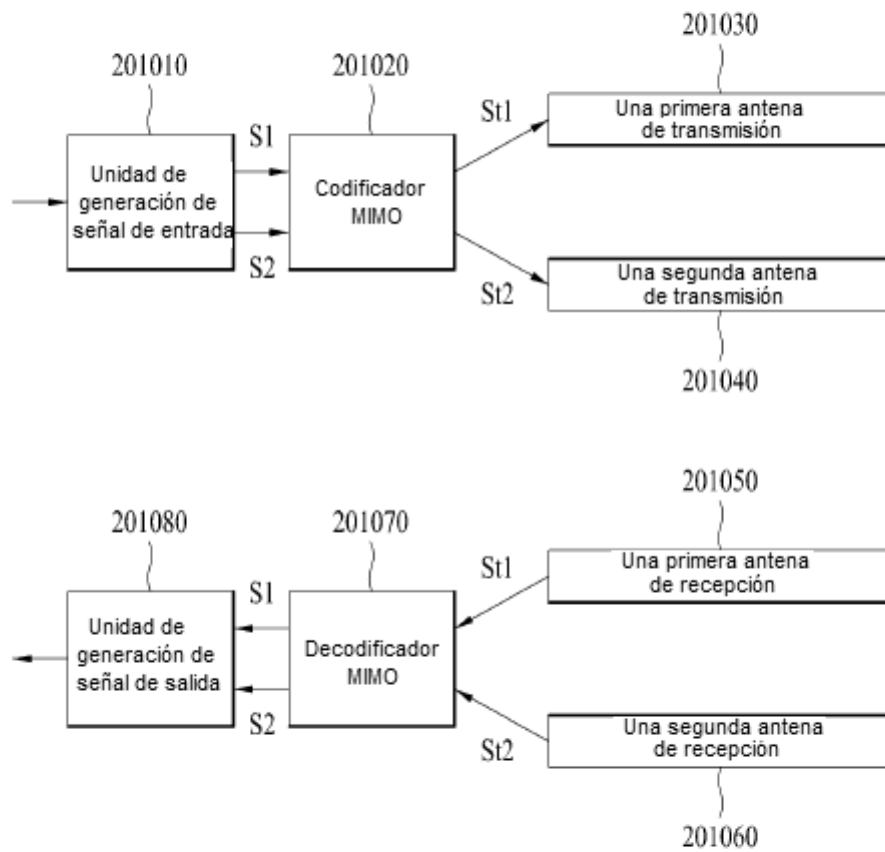


FIG. 9

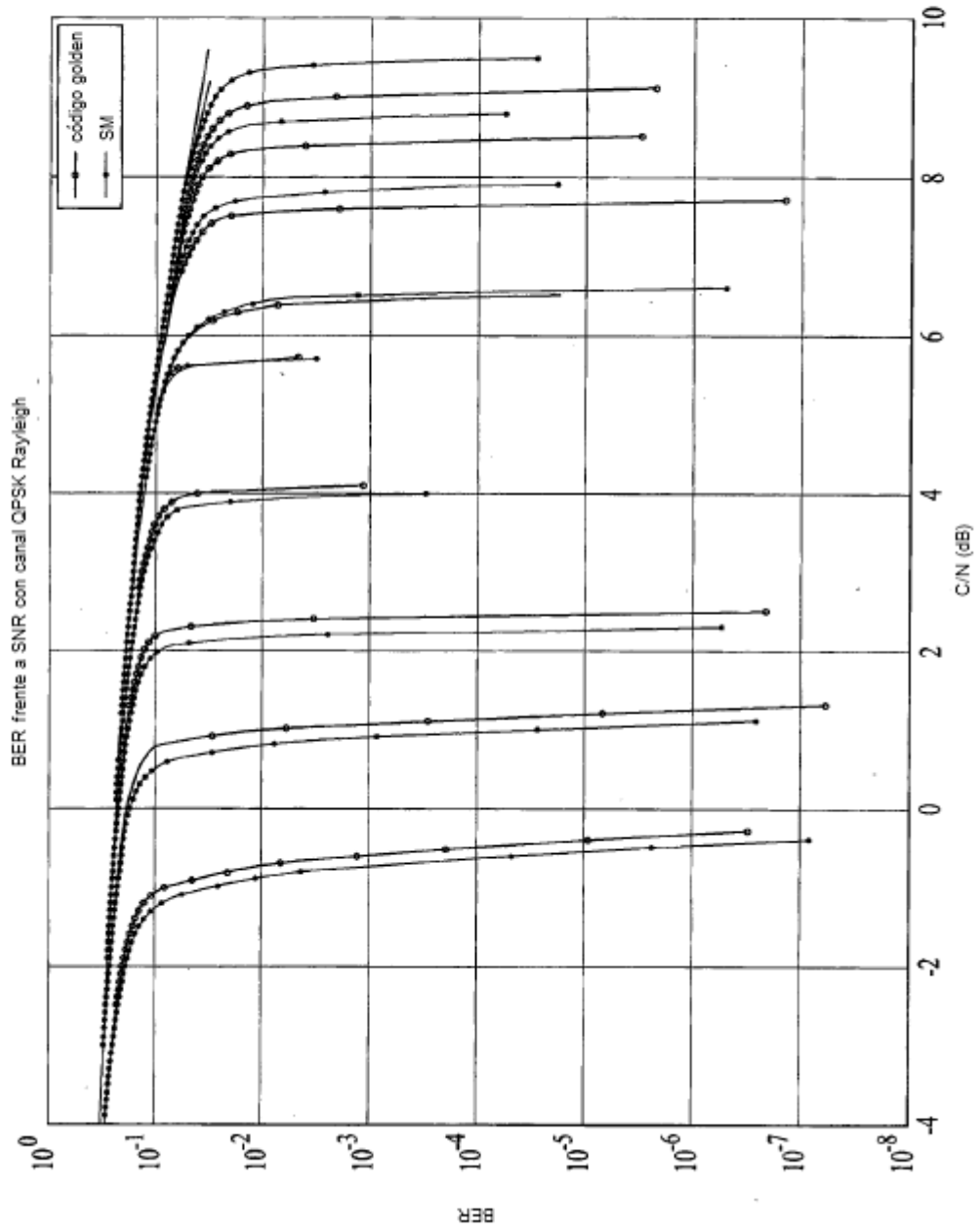




FIG. 10

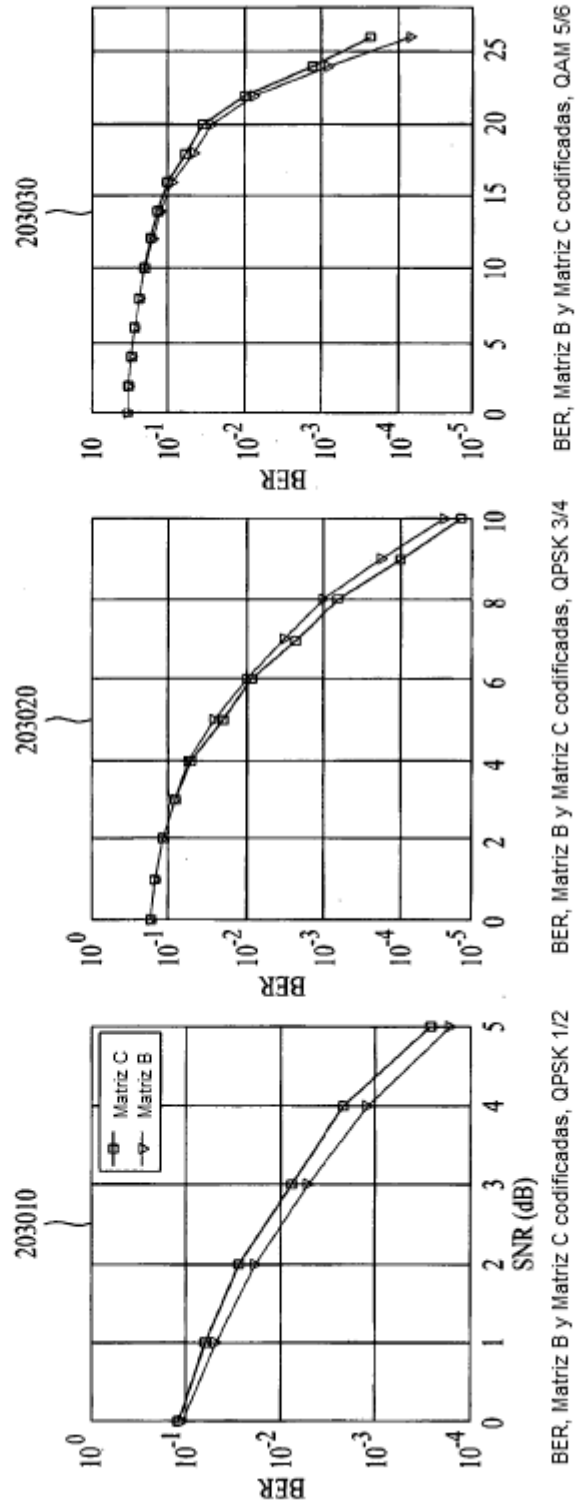


FIG. 11

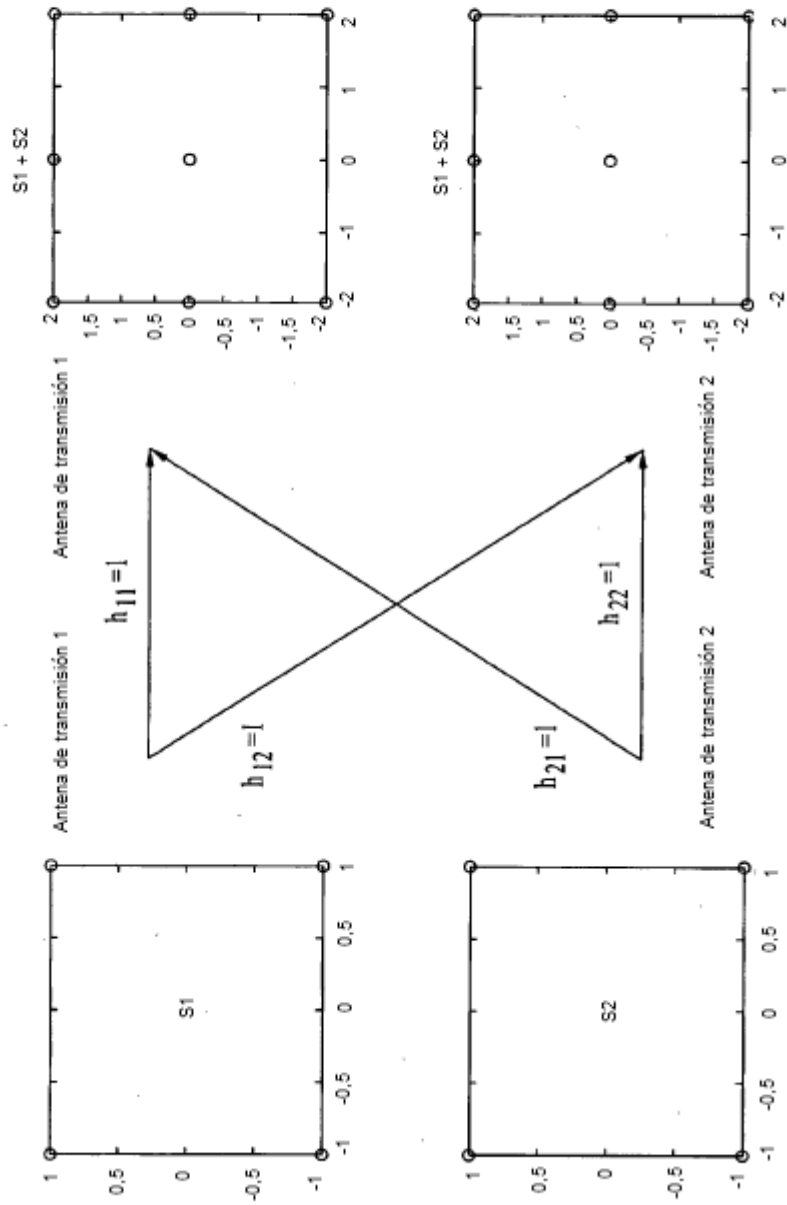


FIG. 12

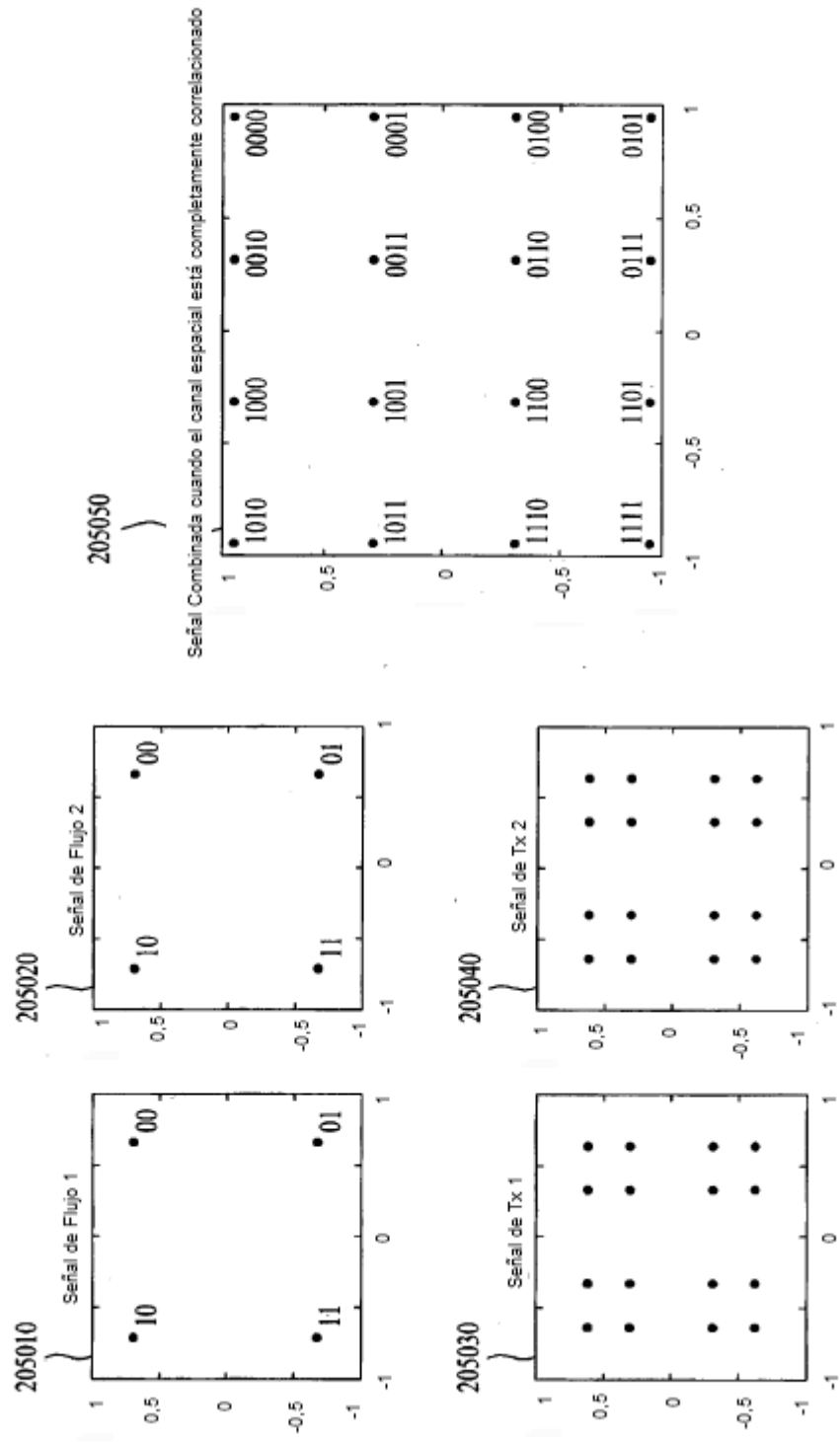


FIG. 13

BER frente a SNR con canal 16 QAM AWGN

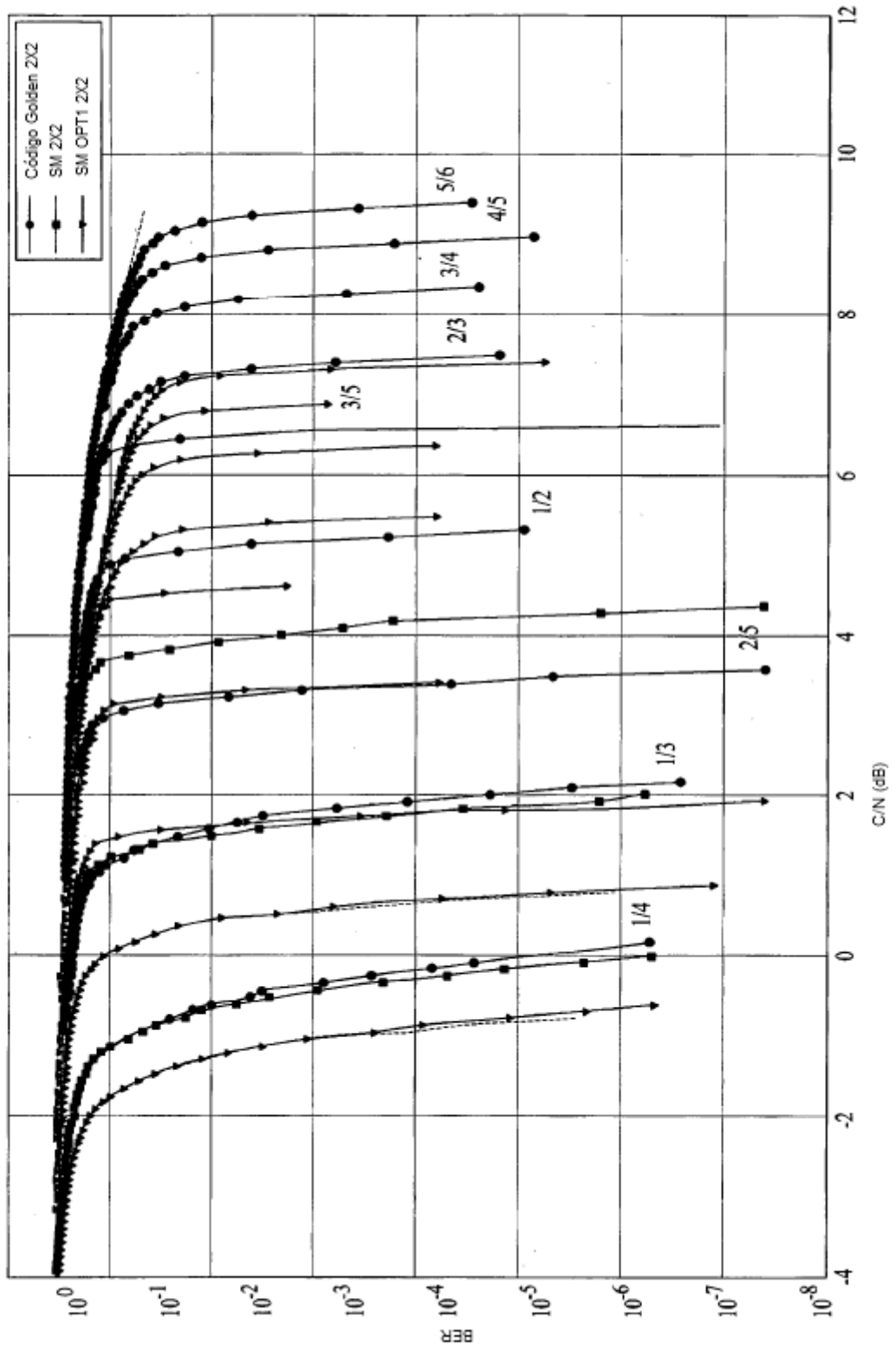


FIG. 14

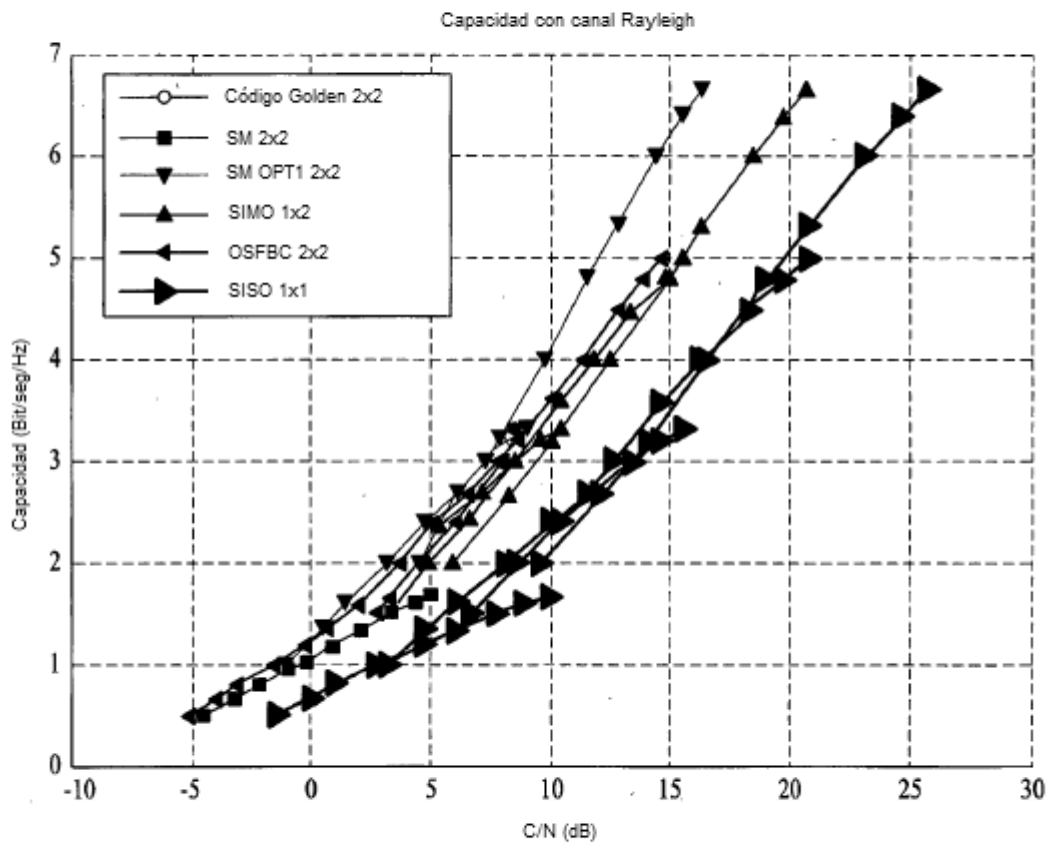


FIG. 15

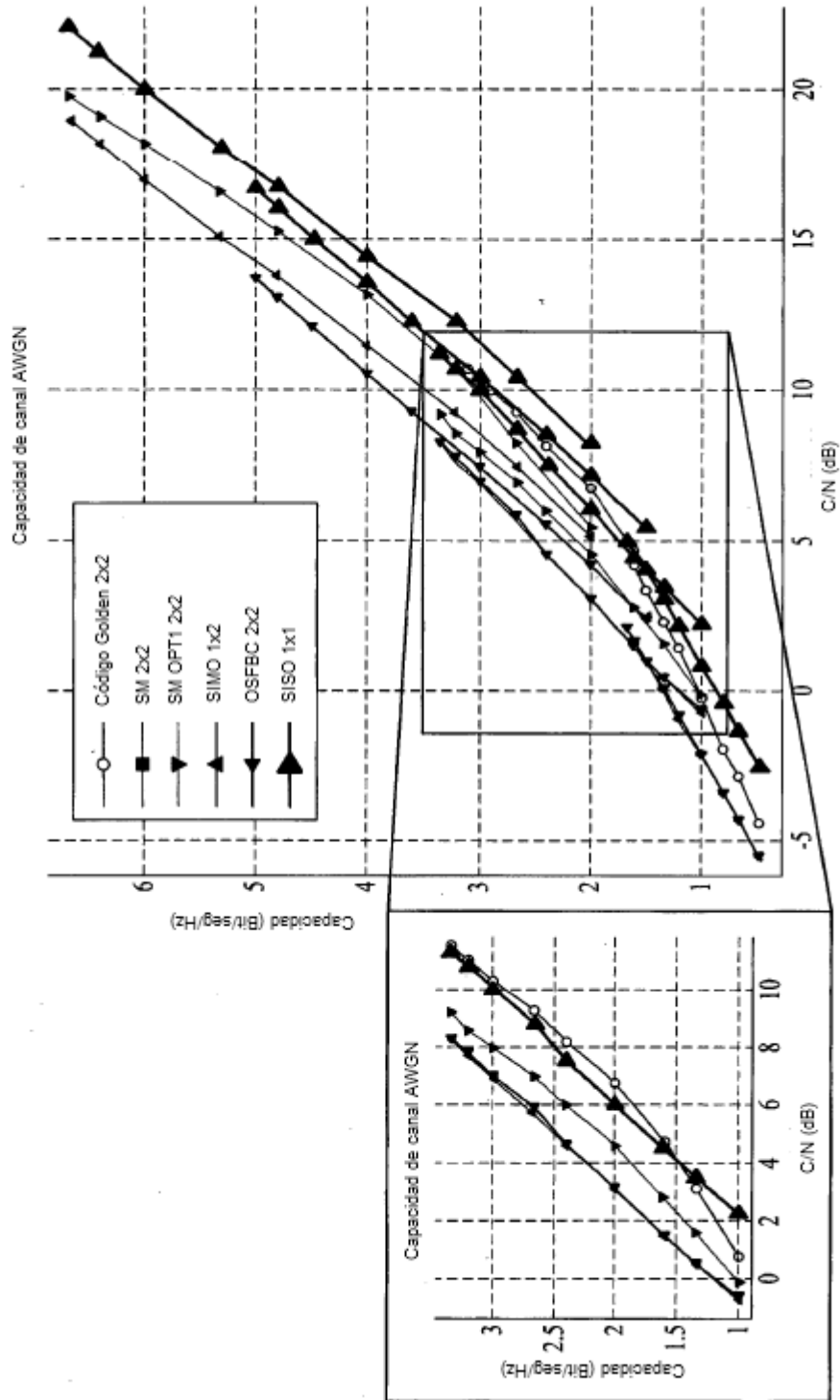


FIG. 16

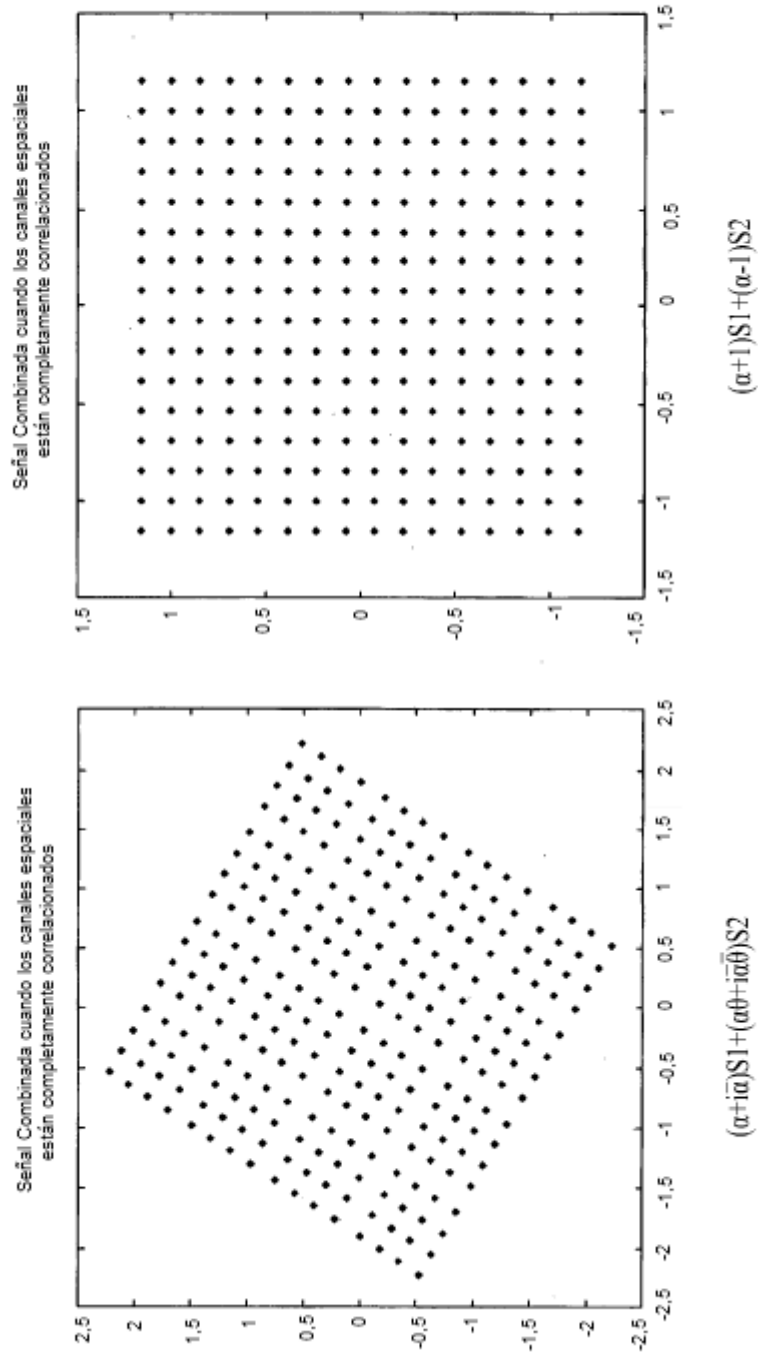


FIG. 17

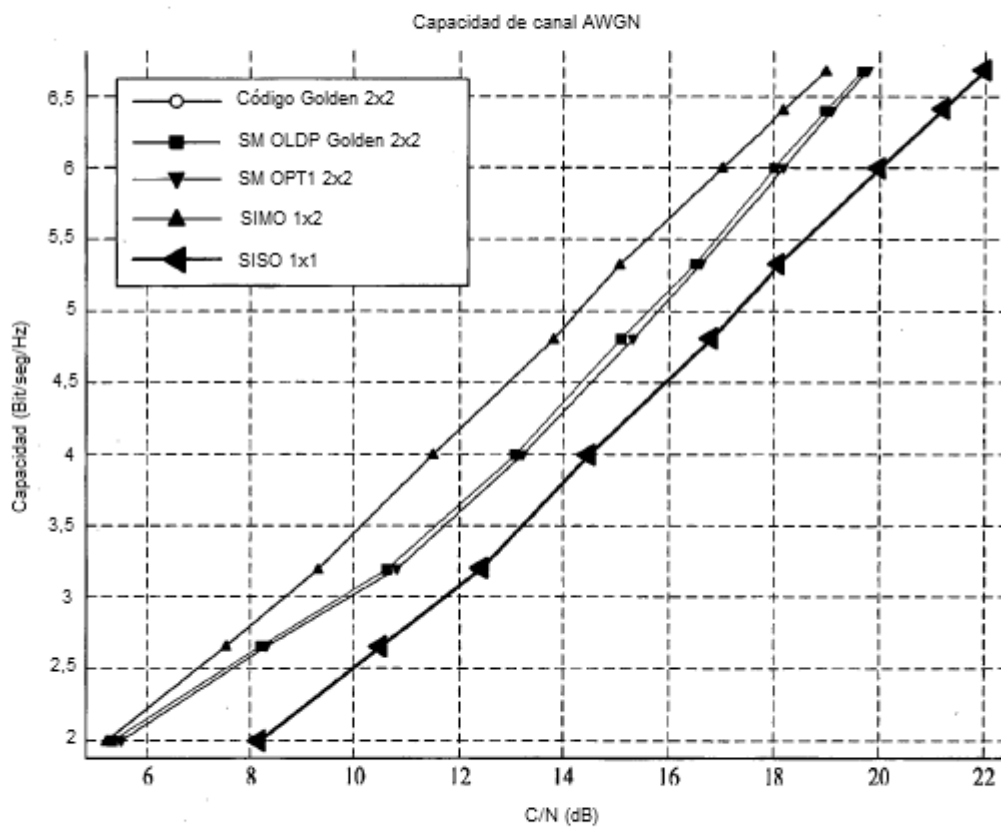




FIG. 18

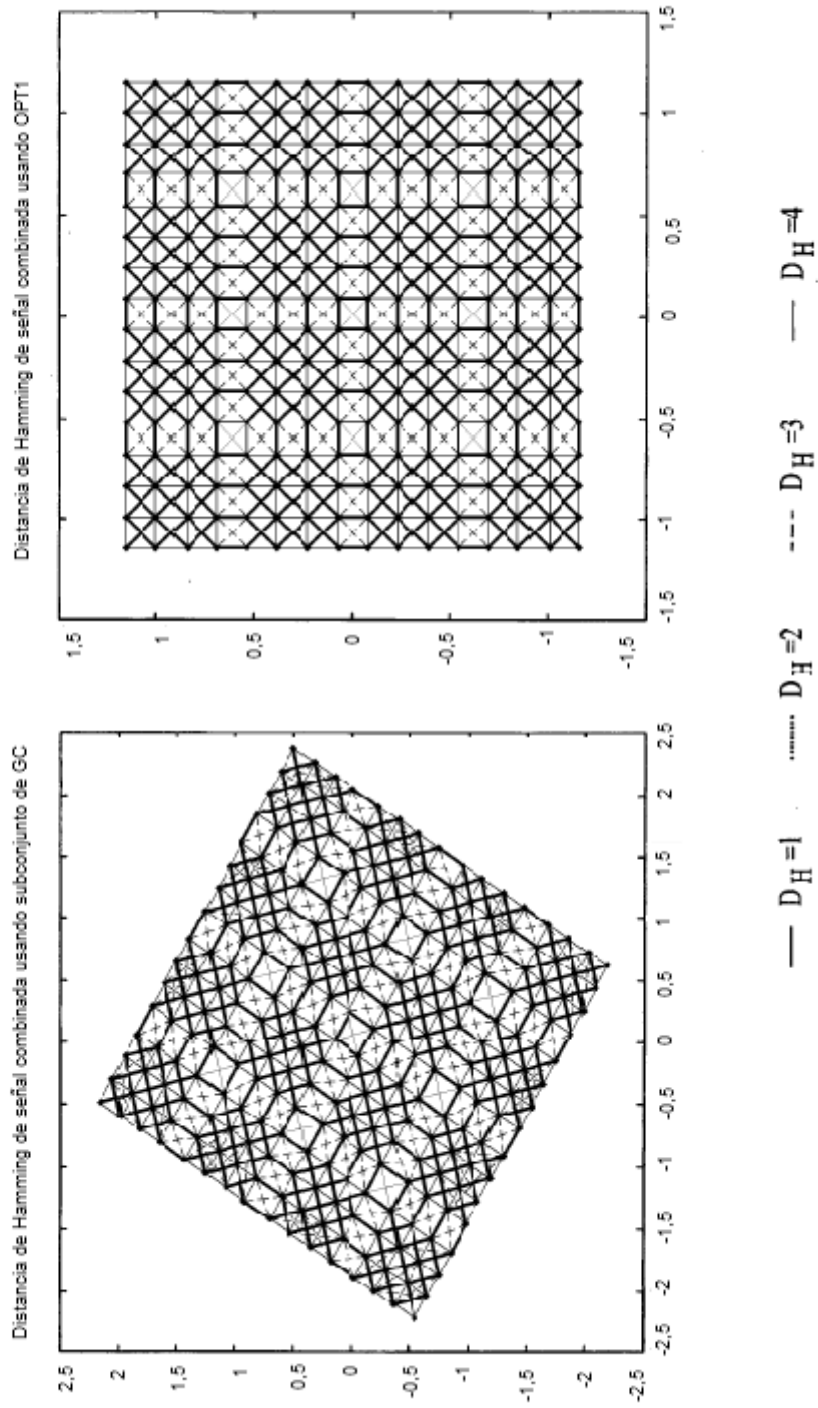


FIG. 19

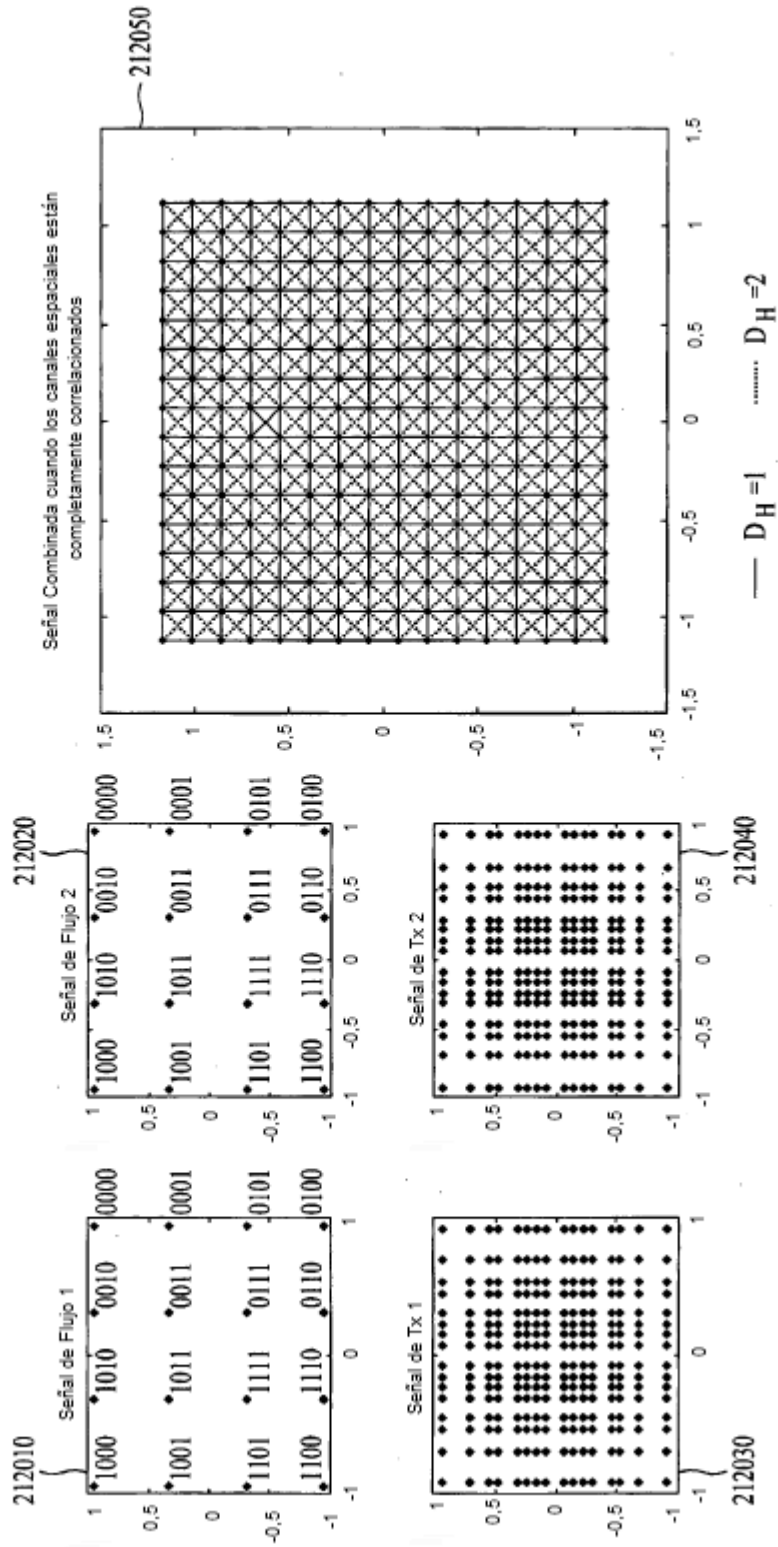


FIG. 20

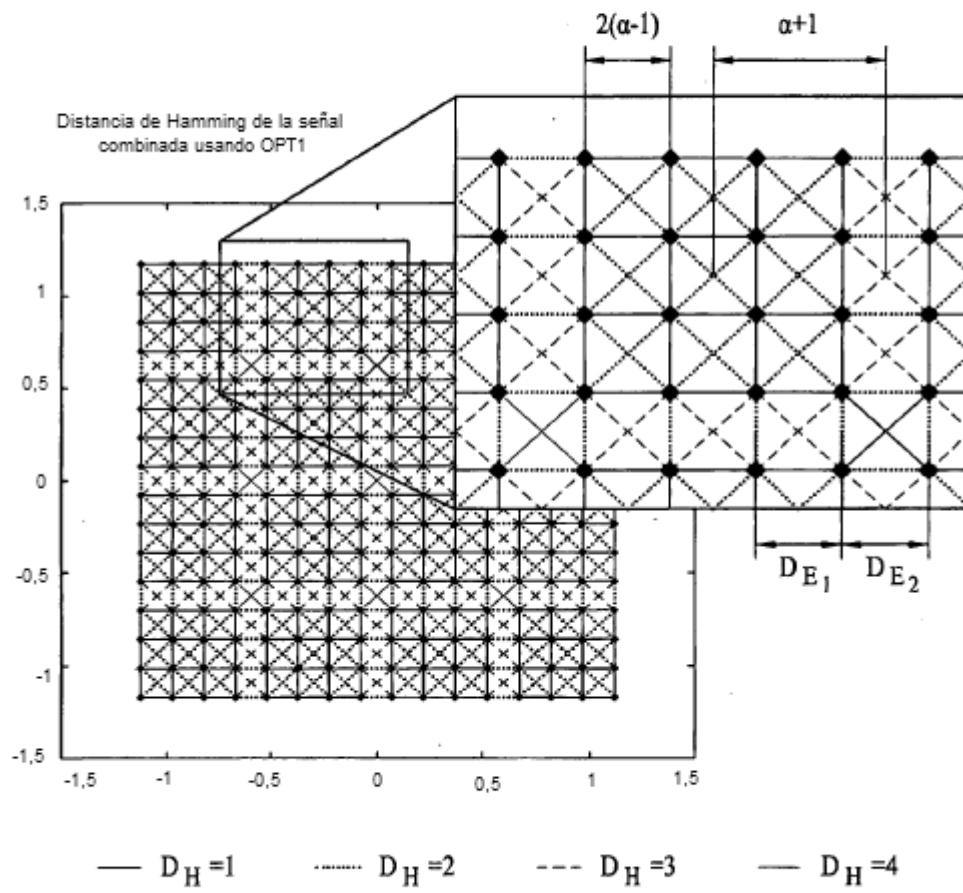


FIG. 21

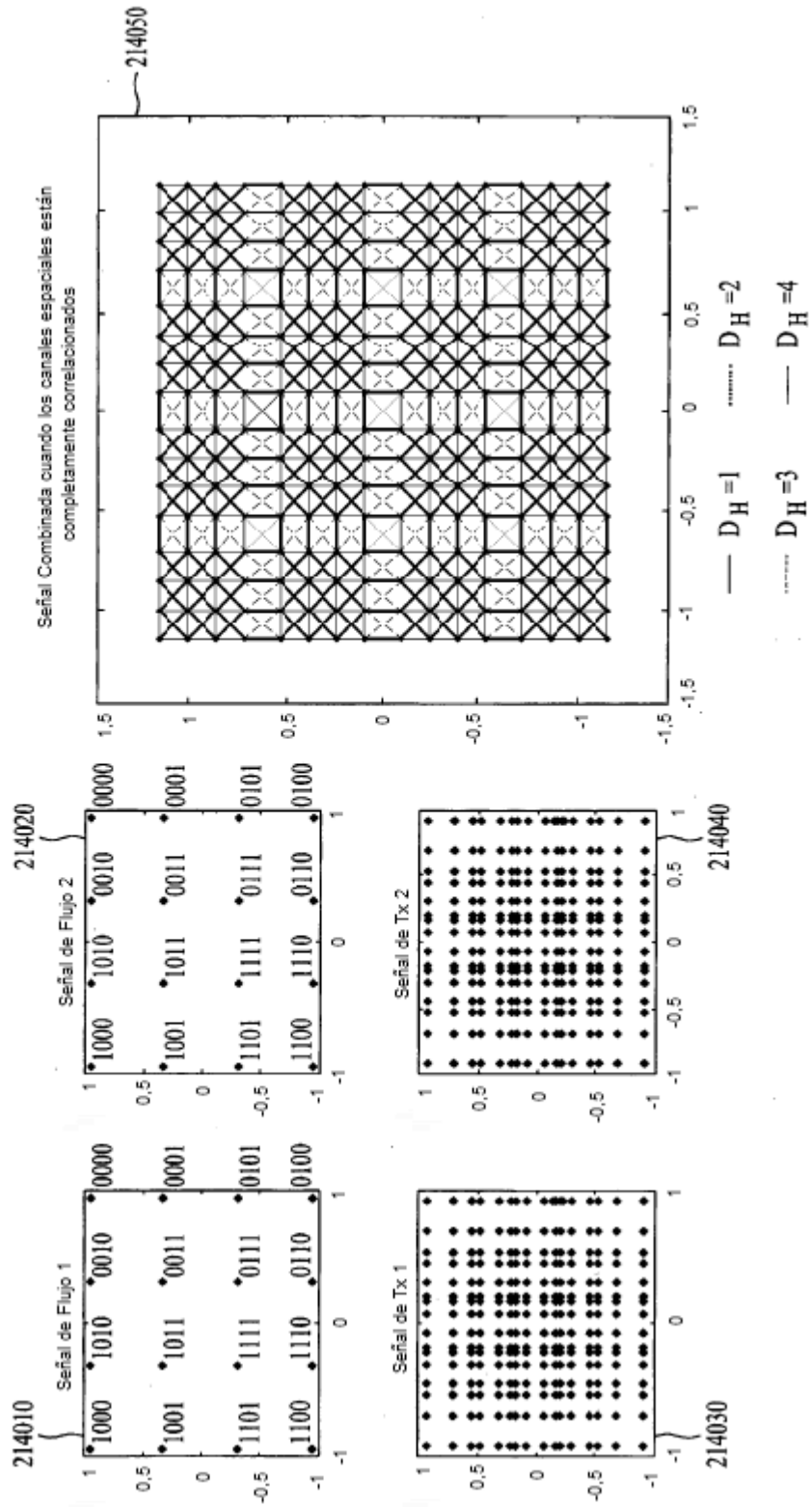


FIG. 22

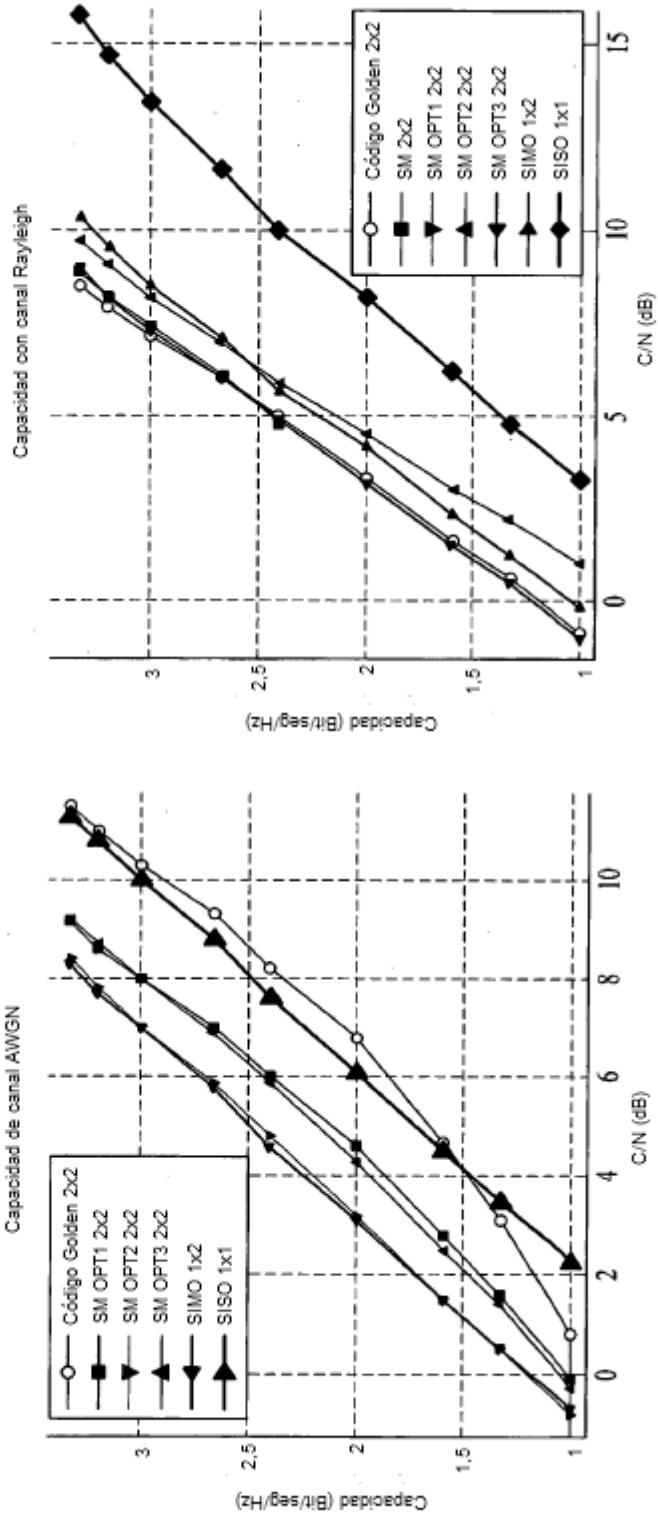


FIG. 23

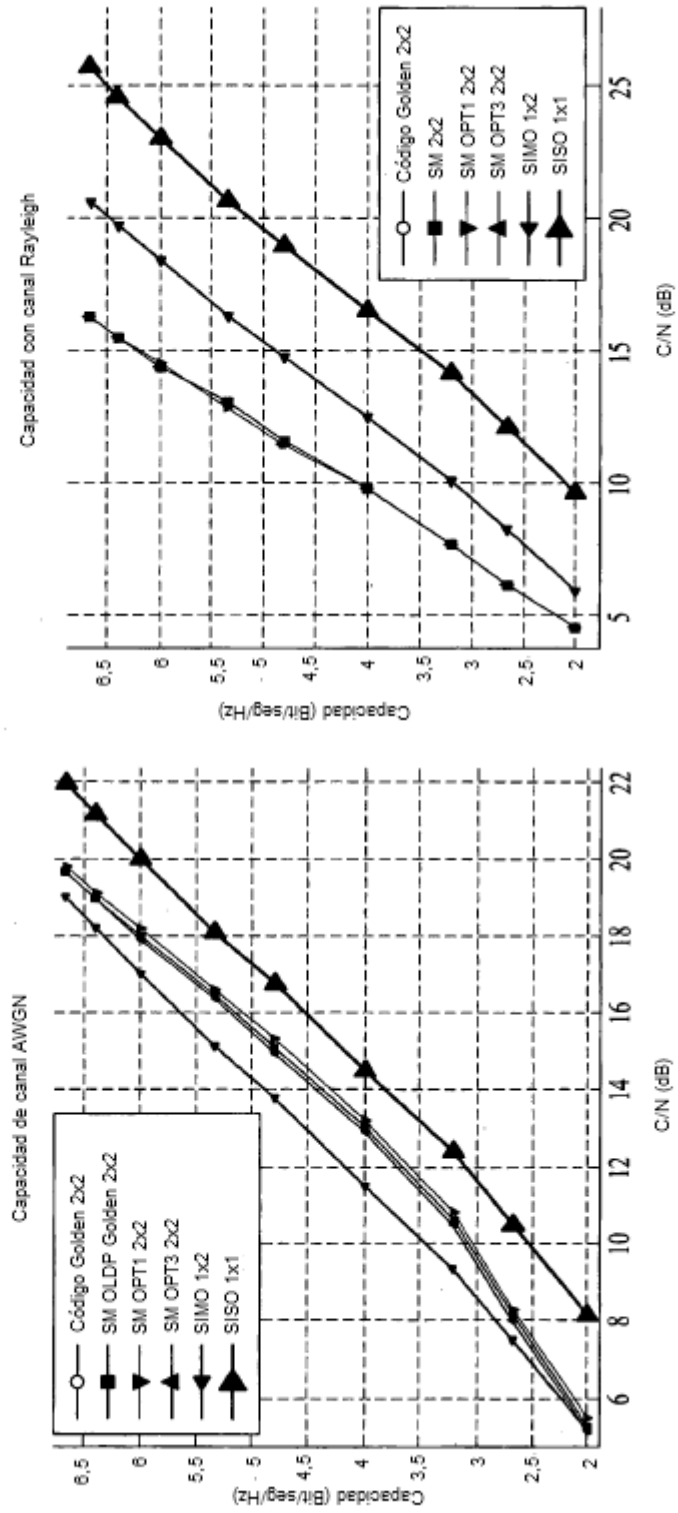


FIG. 24

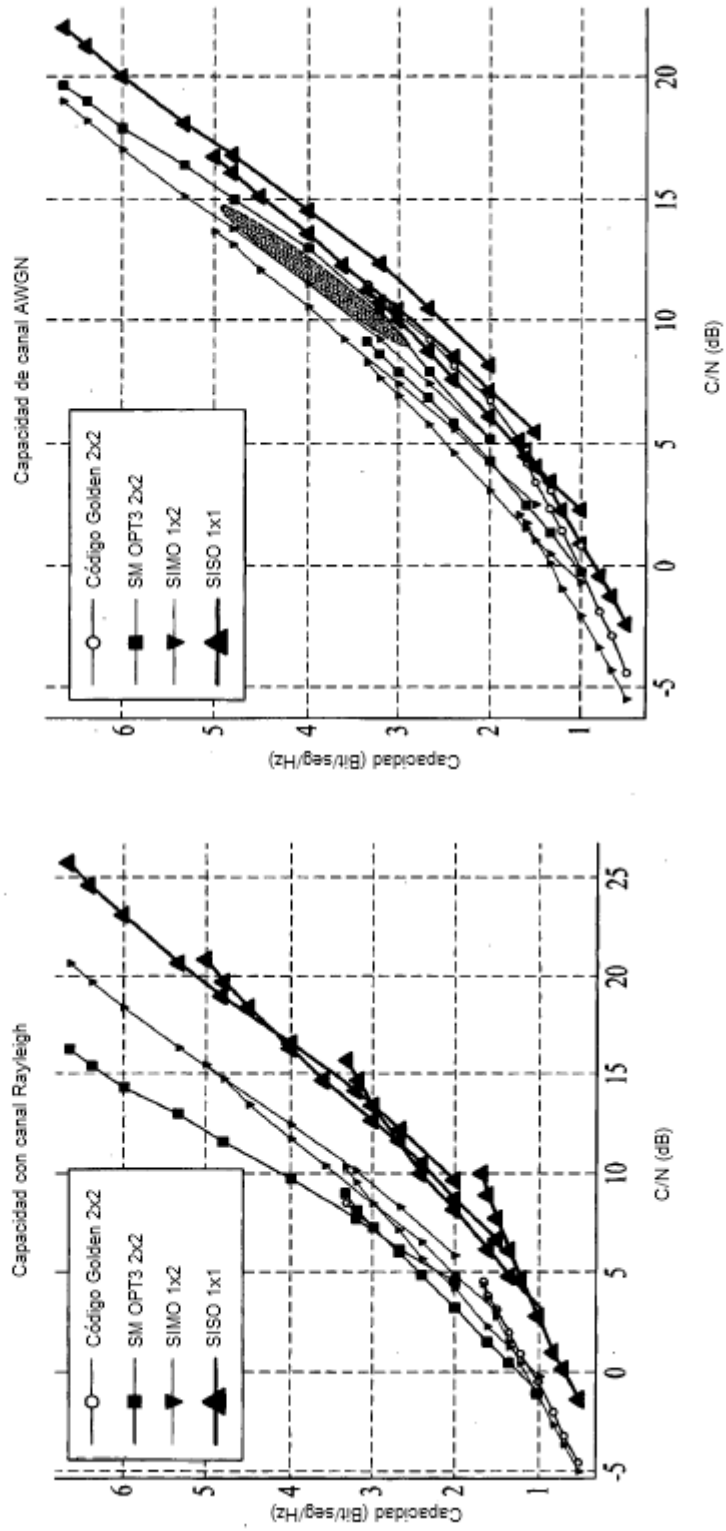


FIG. 25

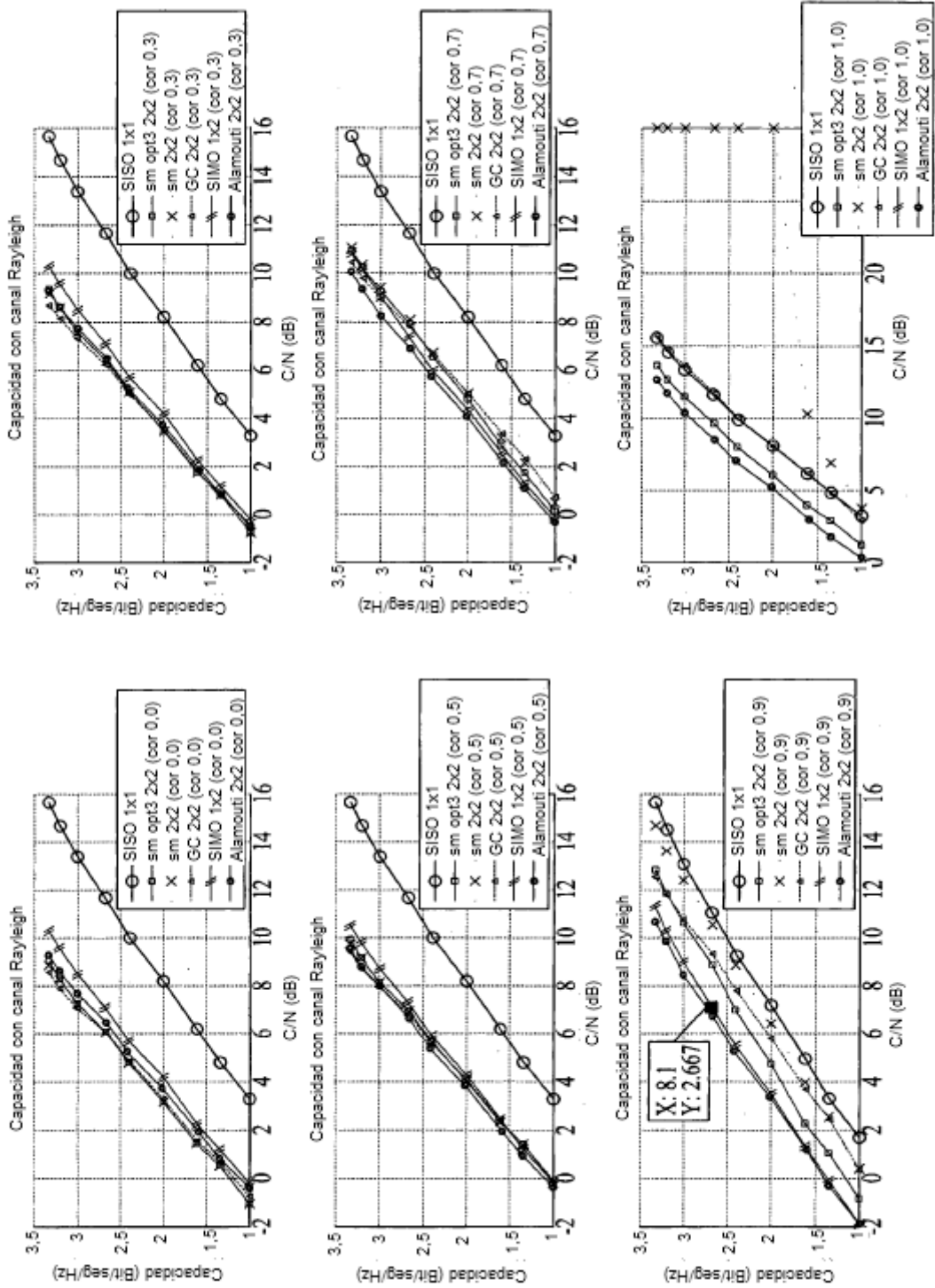




FIG. 26

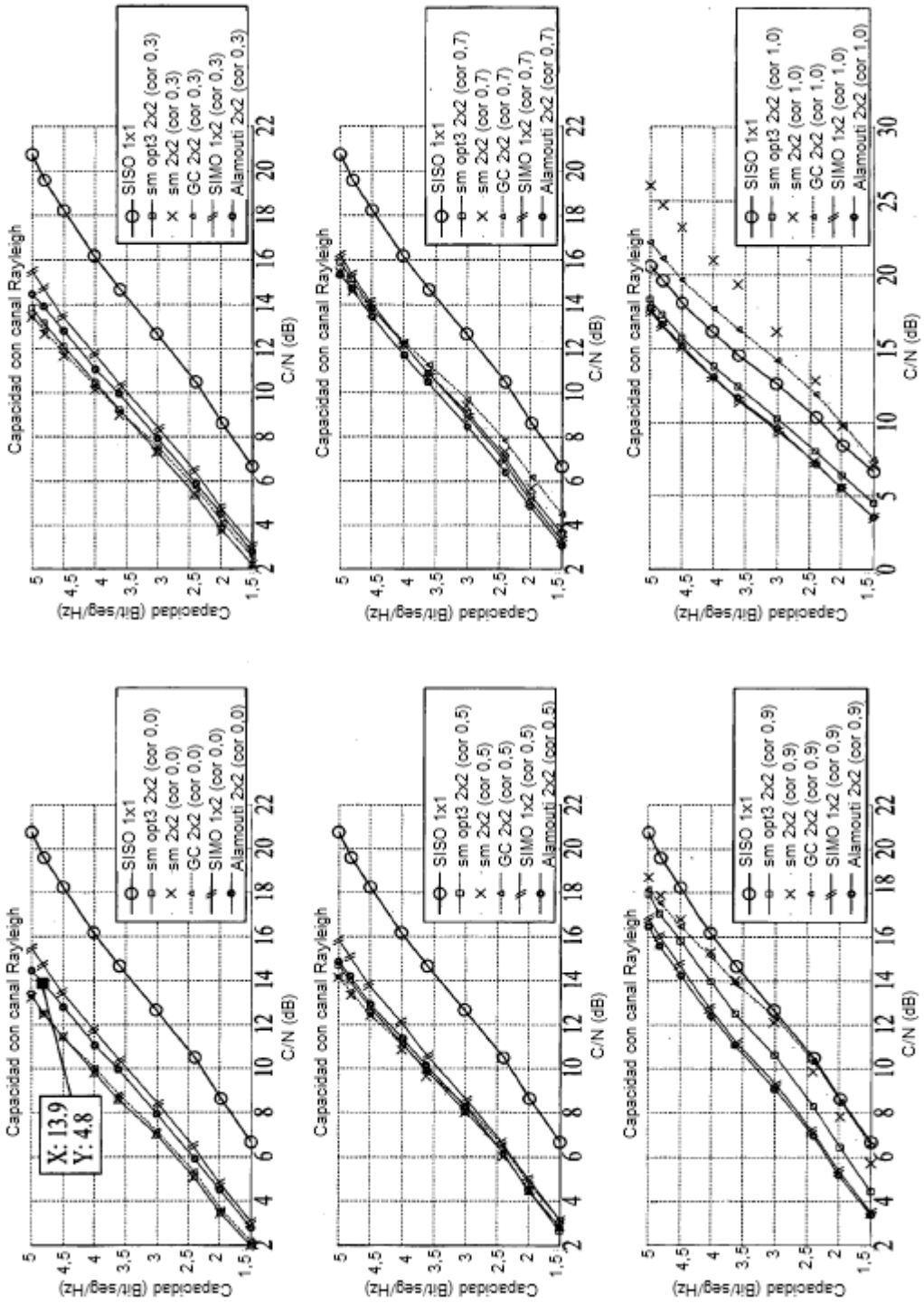


FIG. 27

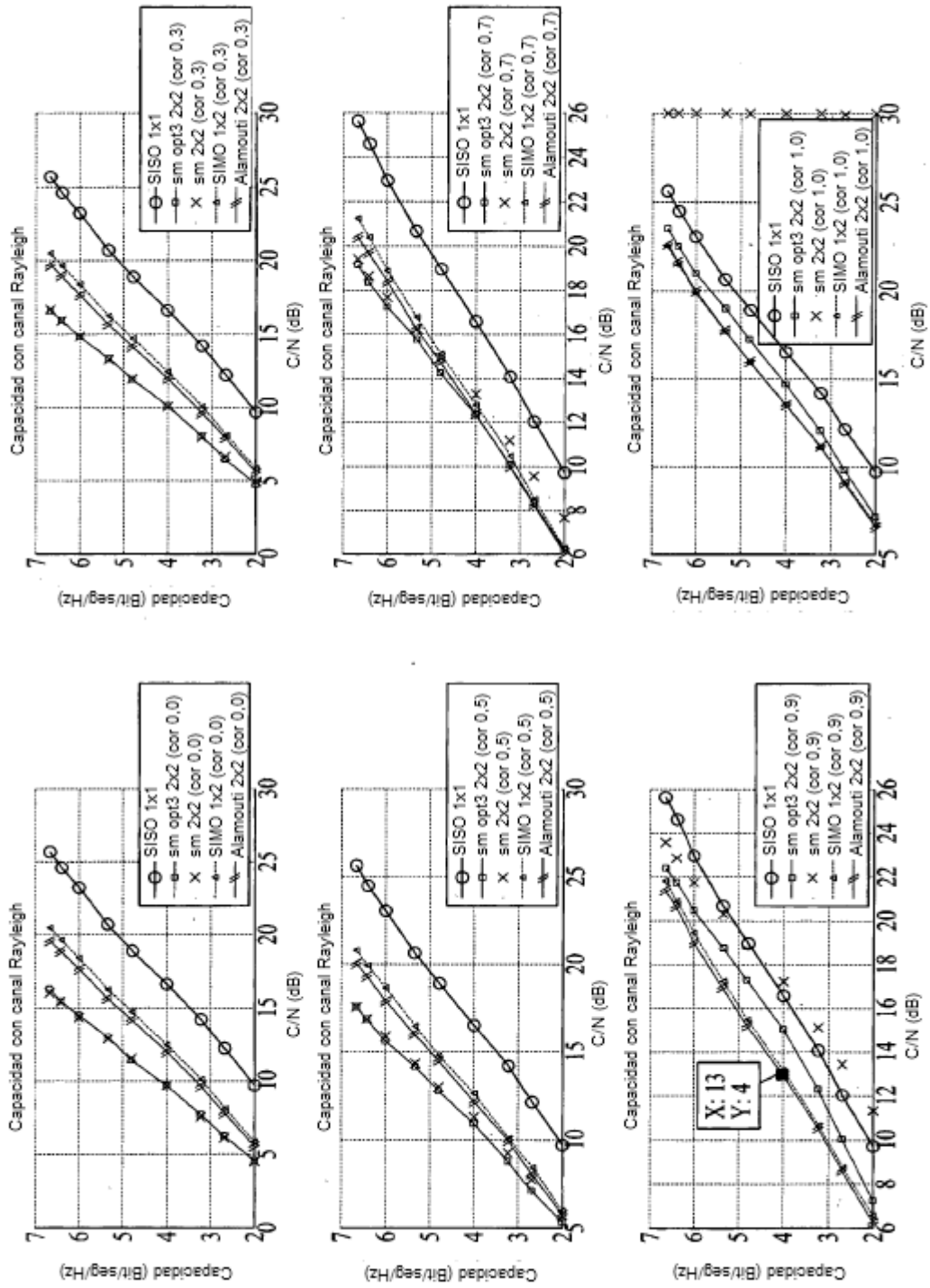


FIG. 28

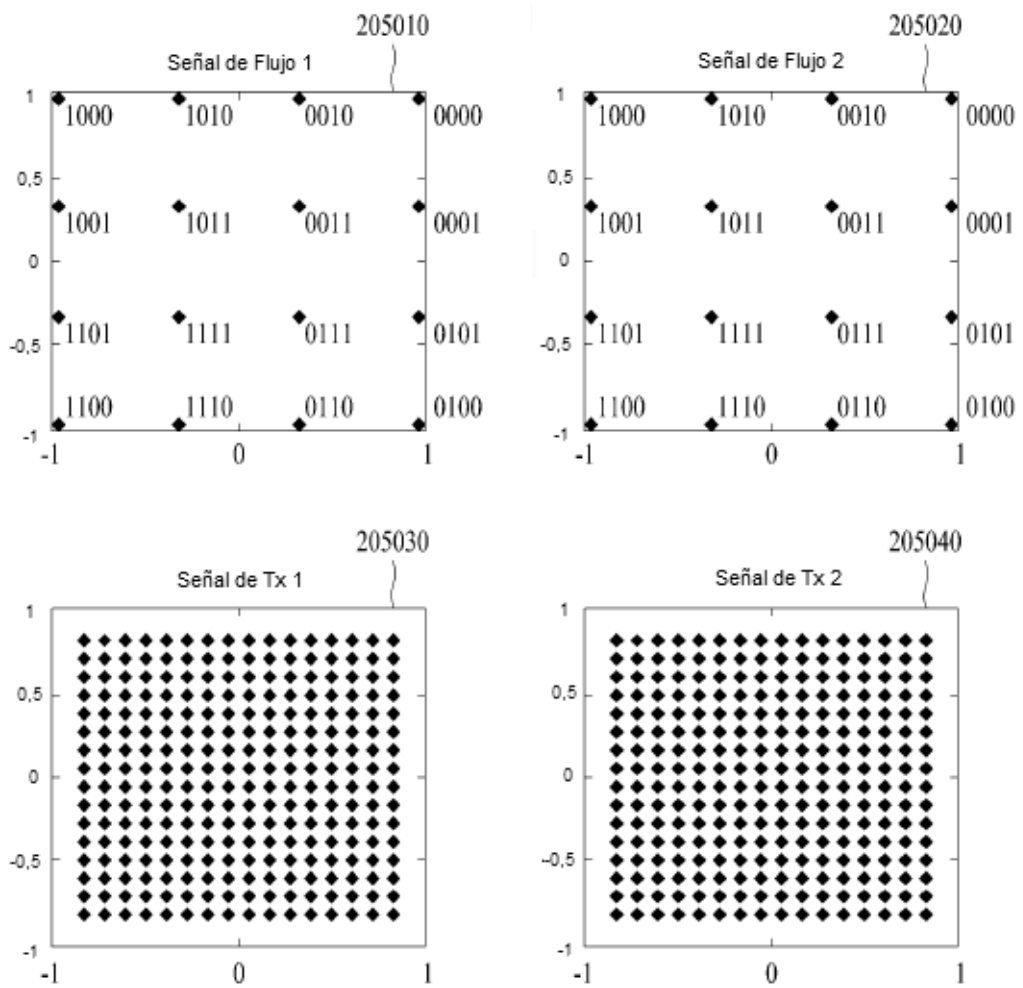


FIG. 29

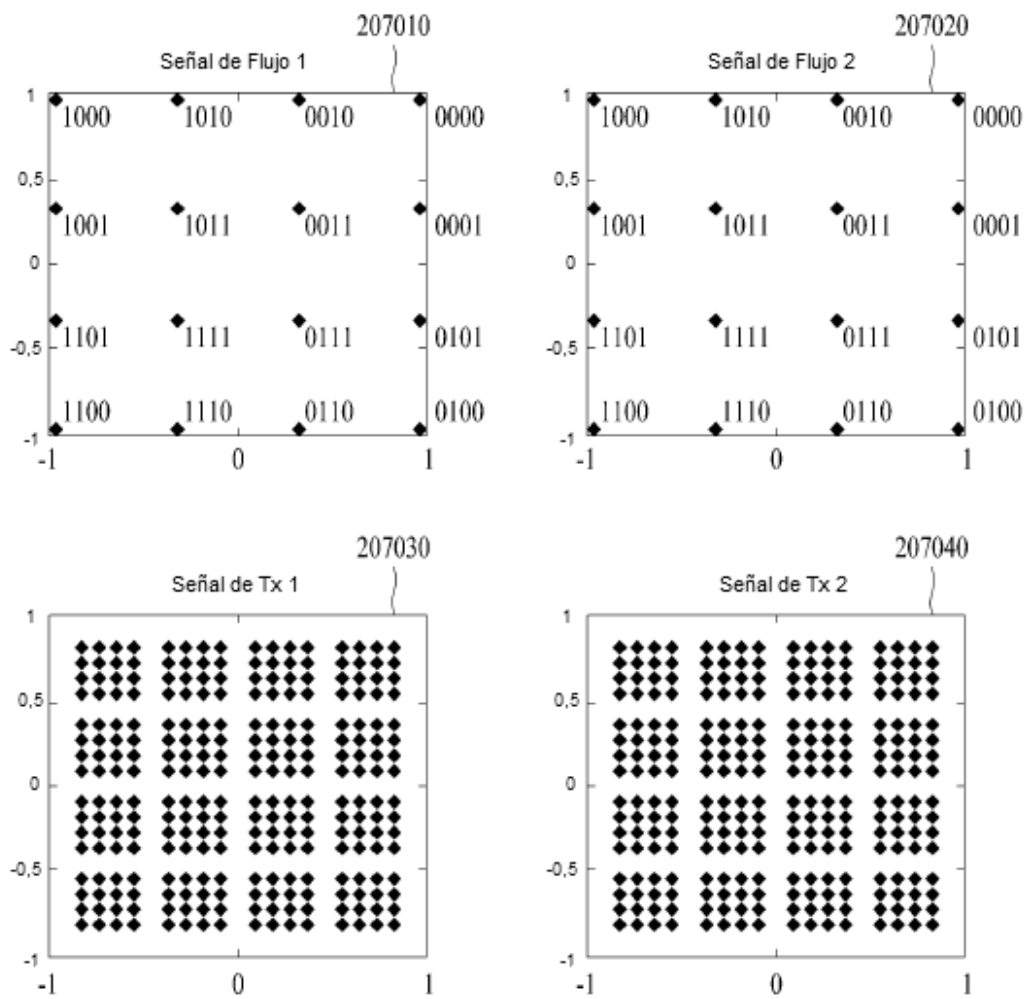


FIG. 30

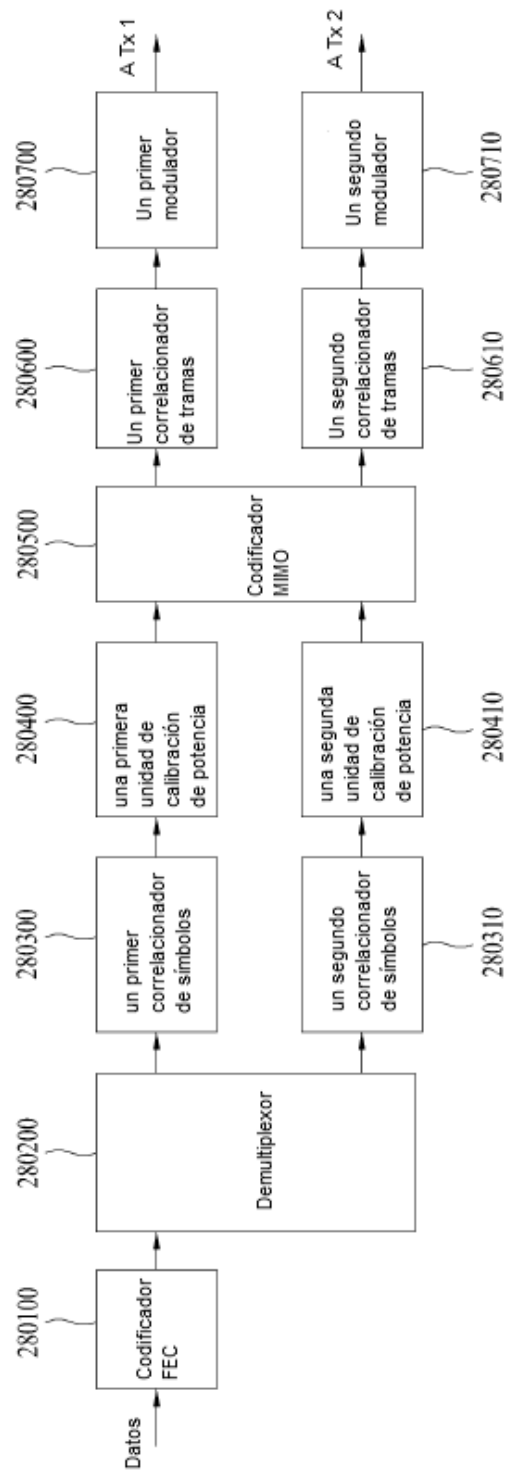


FIG. 31

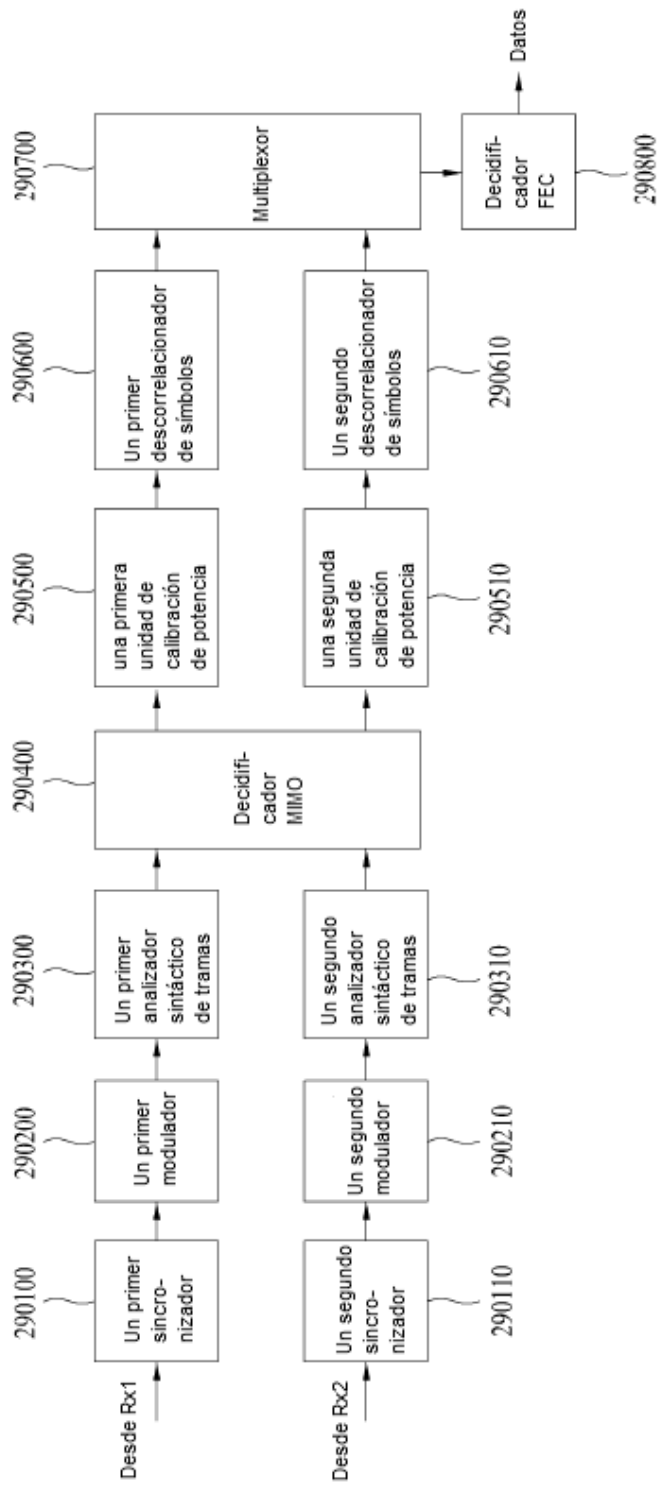


FIG. 32

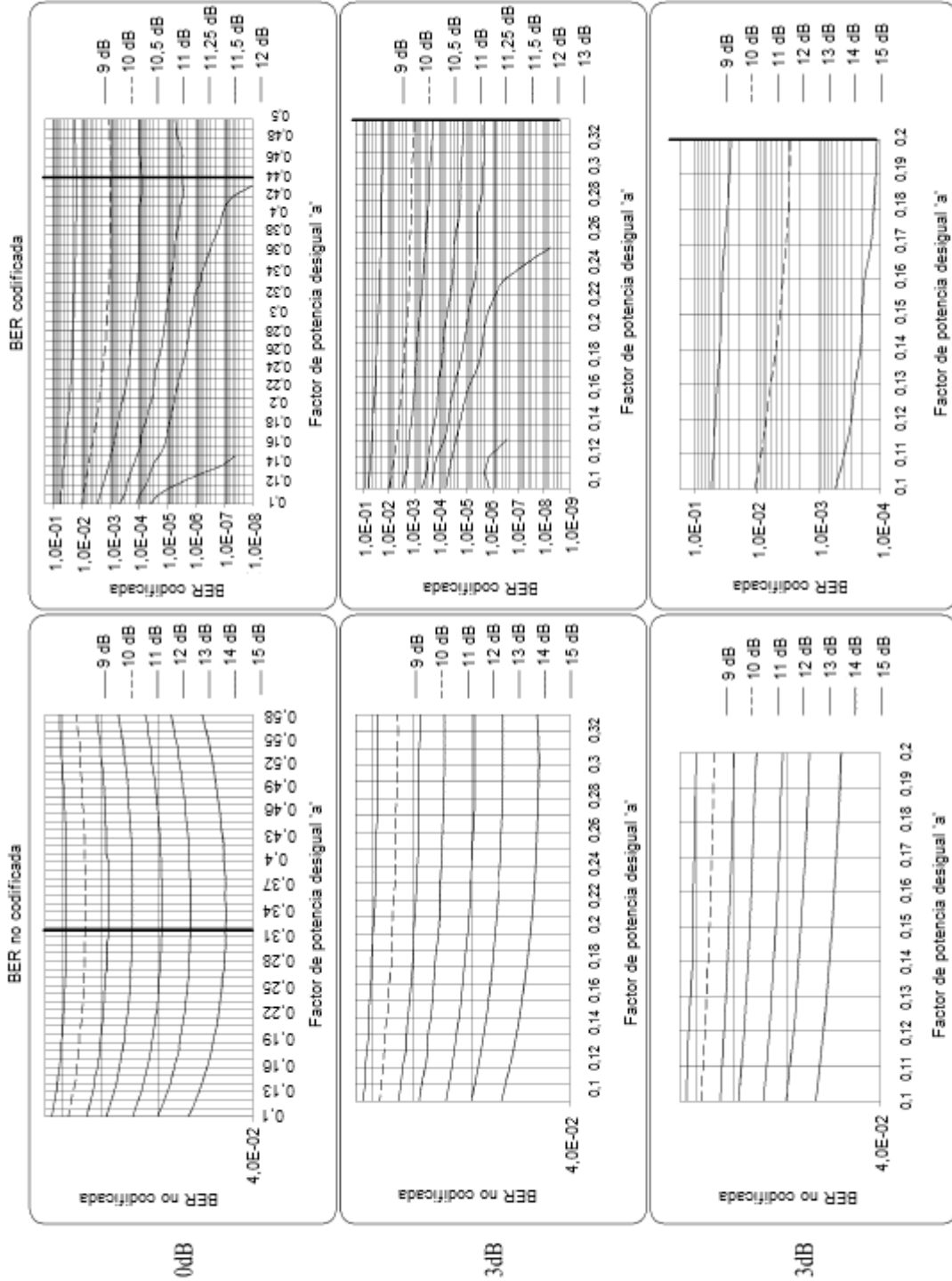
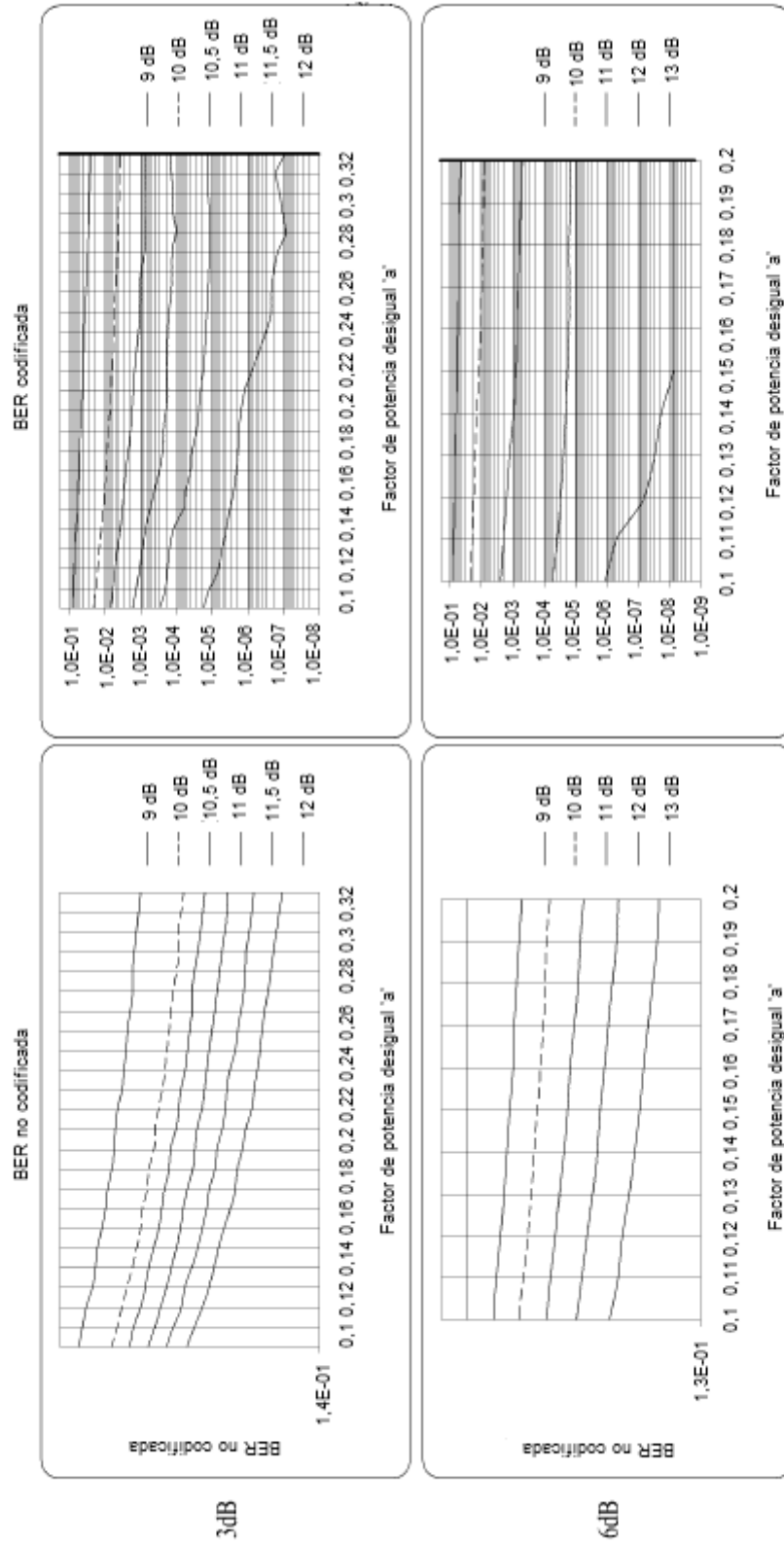


FIG. 33



Canal: Helisinki 2 exterior fd=0Hz



FIG. 34

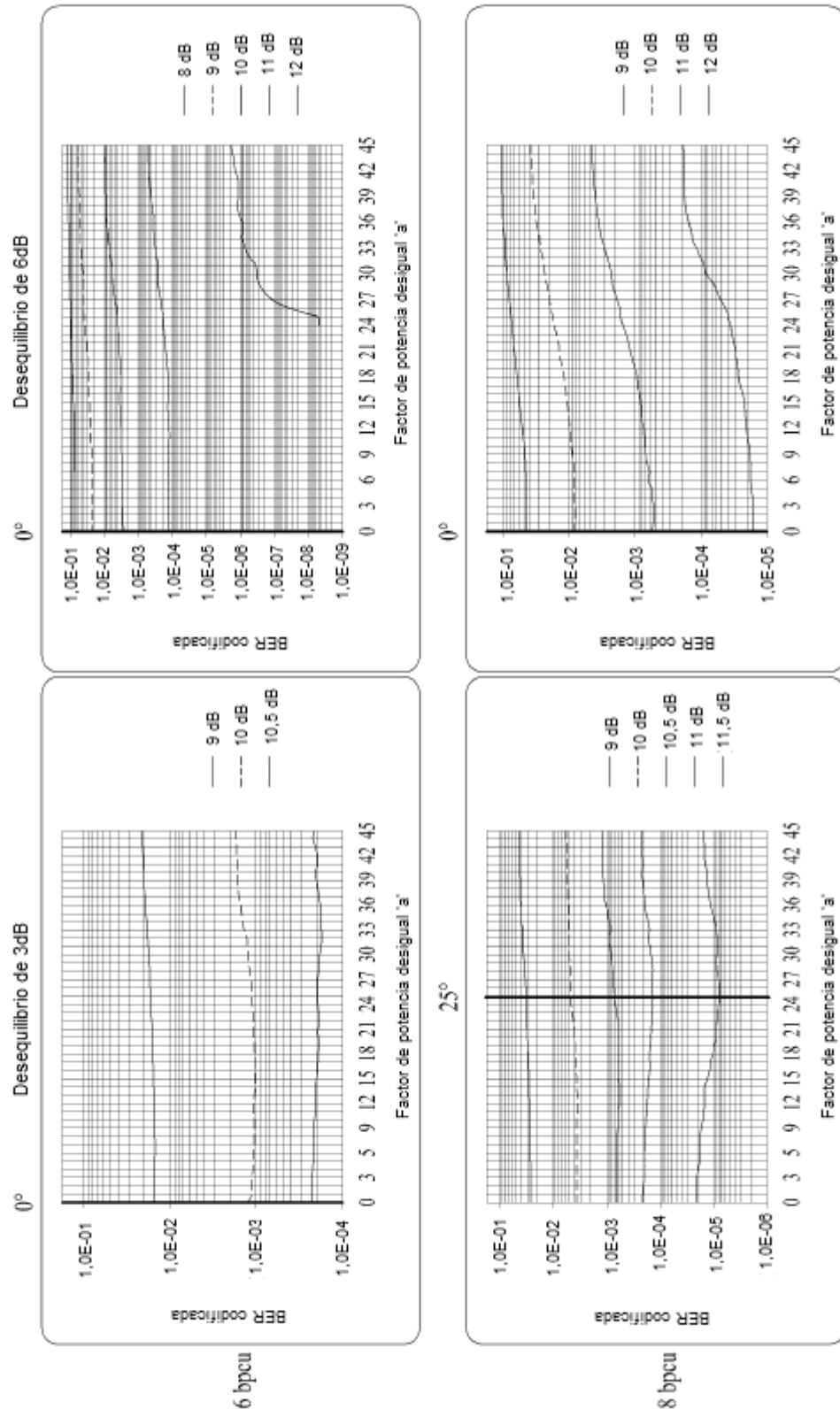


FIG. 35

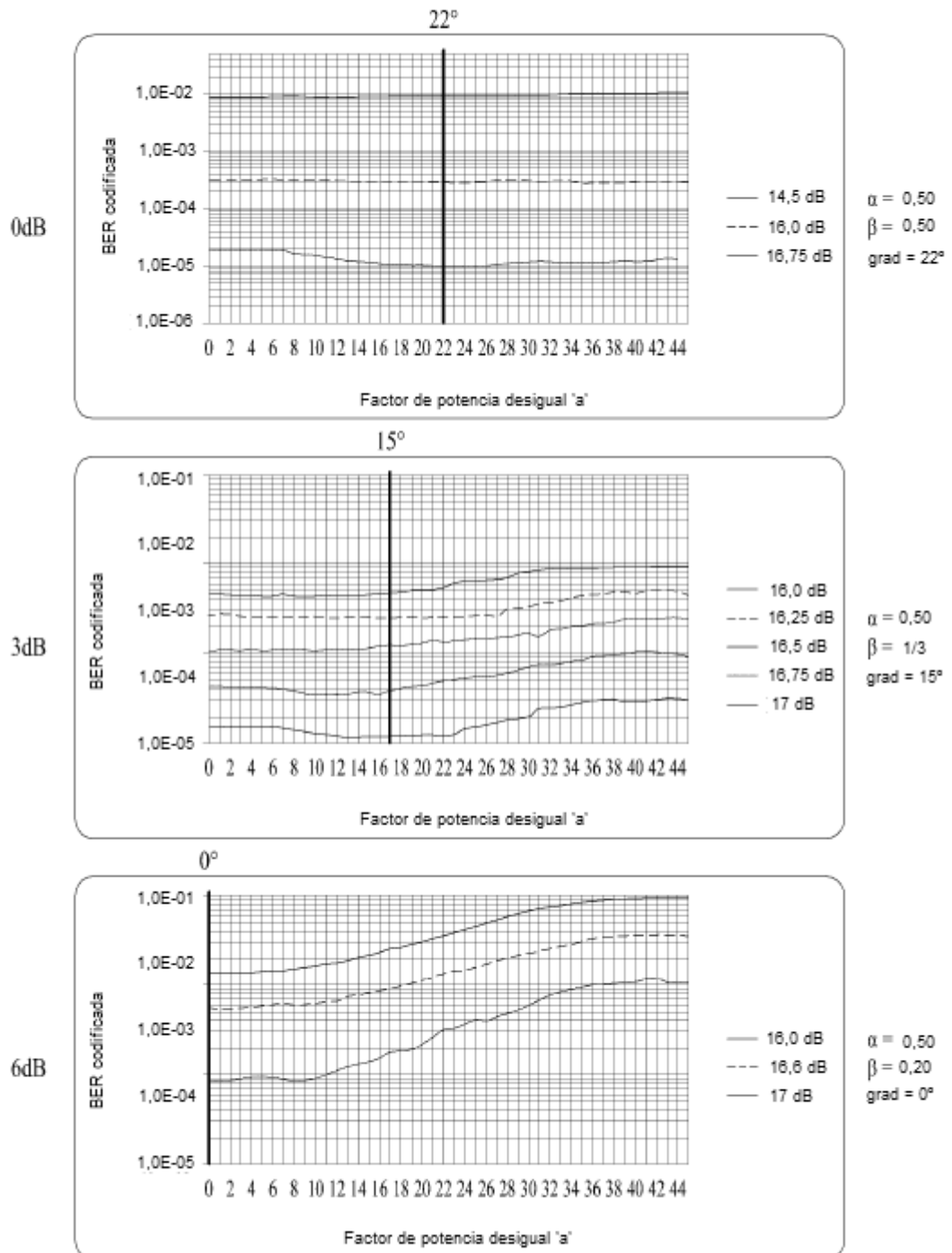


FIG. 36

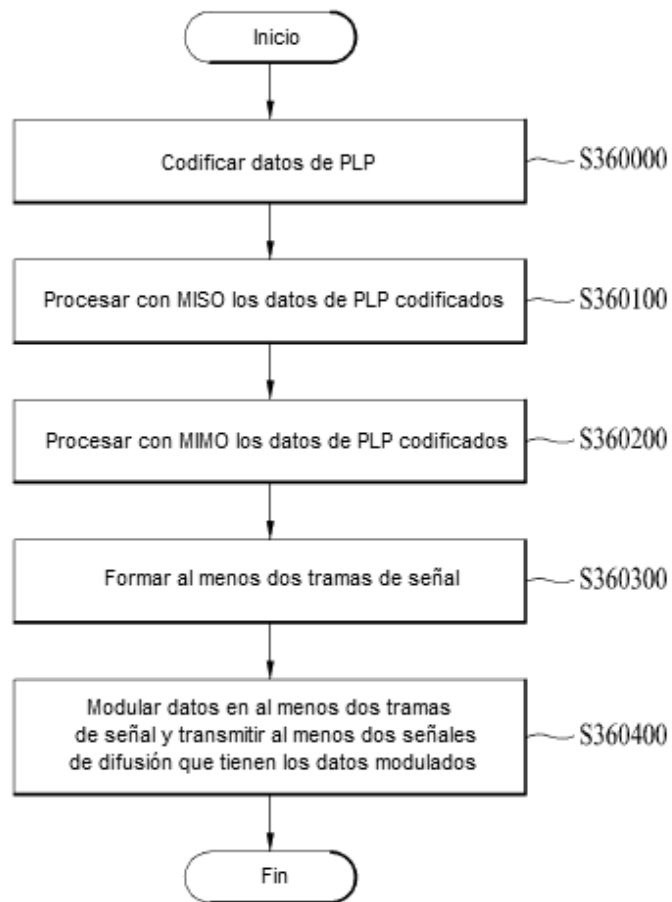


FIG. 37

