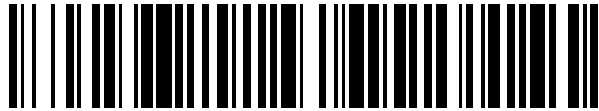


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 489 740**

51 Int. Cl.:

**H04L 1/00** (2006.01)

**H03M 13/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.03.2011 E 11002046 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.06.2014 EP 2498432**

54 Título: **Código de corrección de errores adaptativo para comunicaciones de datos a través de una fibra óptica de plástico**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**02.09.2014**

73 Titular/es:

**KNOWLEDGE DEVELOPMENT FOR POF, S.L.  
(100.0%)  
Ronda de Poniente 16, 2º A  
28760 Tres Cantos, Madrid, ES**

72 Inventor/es:

**PÉREZ DE ARANDA ALONSO, RUBÉN y  
PARDO VIDAL, CARLOS**

74 Agente/Representante:

**MILTENYI, Peter**

**ES 2 489 740 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

Código de corrección de errores adaptativo para comunicaciones de datos a través de una fibra óptica de plástico

5 La presente invención se refiere a una transmisión de datos a través de una fibra óptica de plástico. En particular, la presente invención se refiere a un método y a un aparato para transmitir y recibir datos a través de una fibra óptica de plástico usando un código de corrección de errores adaptativo y un esquema de modulación.

**Antecedentes de la invención**

10 Los sistemas de comunicaciones actuales utilizan diversos tipos de interfaces de cable y radio. Los más fiables son las fibras ópticas de vidrio que también permiten tasas de transmisión muy altas. Por otro lado, los cables de cobre todavía forman parte de las líneas telefónicas que también se usan para la transmisión de datos. Especialmente en las últimas décadas, las comunicaciones inalámbricas se han desarrollado rápidamente. Todos estos medios de transporte de datos tienen sus propias características y son adecuados para su implantación en escenarios y arquitecturas diferentes.

15 Las fibras ópticas de vidrio (GOF) se usan en la actualidad especialmente para la comunicación que requiere un ancho de banda muy alto y una atenuación muy baja. Puesto que las fibras ópticas de vidrio tienen diámetros muy pequeños y aperturas numéricas (NA) bajas su instalación requiere herramientas de conexión especiales y caras e instaladores expertos.

20 Otra posibilidad es la implantación de fibras ópticas de plástico (POF), por ejemplo, basadas en polimetacrilato (PMMA) con un diámetro de núcleo mayor (aproximadamente 1 mm) y una apertura numérica alta (NA de aproximadamente 0,3 a 0,5). La fibra óptica de plástico menos cara y más usada es una SI-POF con una apertura numérica de 0,5. Sin embargo, también hay una SI-POF con una apertura numérica baja de 0,3 que permite tasas de transmisión de datos mayores así como PMMA GI-POF con un producto ancho de banda-longitud próximo a 1 GHz x 100 metros. PMMA tiene varias ventanas de atenuación que permiten usar POF con diferentes fuentes de luz visible desde diodos emisores de luz (LED) azules a rojos o diodos láser (LD) rojos.

25 En comparación con GOF, las fibras ópticas de plástico tienen la ventaja de una instalación muy fácil. Pueden implantarse por instaladores profesionales o no profesionales usando herramientas básicas tales como tijeras o cúters y conectores de plástico baratos. Soporta una desalineación y vibraciones fuertes de modo que puede instalarse en entornos industriales y de automoción sin pérdida de capacidad de comunicación. Las conexiones POF también tienen una tolerancia al polvo residual en las caras terminales mucho mayor que GOF, debido al diámetro de núcleo mayor.

30 Puesto que la transmisión a través de POF es óptica, las fibras ópticas de plástico son completamente inmunes al ruido eléctrico. Por tanto, el cableado de cobre existente no interferirá con los datos que pasan por las fibras ópticas de plástico por lo que puede instalarse incluso junto a un cableado eléctrico. Los conectores de fibra óptica de plástico y la optoelectrónica para POF son principalmente piezas de consumo de bajo coste que permiten a los instaladores ahorrar en costes de cable y en tiempo de instalación, prueba y mantenimiento. Las fibras ópticas de plástico se han empleado ampliamente, en particular, para redes de entretenimiento informativo (*infotainment*) en coches y ahora pueden encontrarse como norma global para redes de a bordo para coches, de alta velocidad, tales como transporte de sistemas orientados a medios (MOST).

35 La figura 1 ilustra un ejemplo de un sistema para la transmisión y recepción de datos a través de POF. La transmisión a través de fibras ópticas de plástico se basa en una modulación de intensidad de luz con detección directa. La señal que va a transmitirse se genera desde un circuito digital 110 para codificar y modular la información de flujo de bits de usuario y se pasa a un extremo frontal analógico (AFE) de transmisor (Tx) 120 para una conversión de datos digitales en una señal eléctrica para controlar el elemento emisor de luz 130. Después de esta conversión de la señal eléctrica en una señal óptica, esta última se introduce entonces en la fibra óptica 150. Los convertidores electroópticos usados para las fibras ópticas de plástico son normalmente diodos emisores de luz (LED) caracterizados por propiedades tales como una longitud de onda pico, un ancho de longitud de onda o distribución modal de lanzamiento.

40 Durante la transmisión de la señal a través de fibras ópticas de plástico 150, la luz se ve afectada por una atenuación fuerte así como una distorsión debida principalmente a una dispersión modal. La dispersión modal está provocada por modos de luz diferentes que se propagan en la fibra en trayectorias diferentes y con velocidades y atenuaciones diferentes, dando como resultado tiempos de llegada diferentes en el receptor. La señal óptica también se ve afectada por un denominado acoplamiento de modos en el que la energía de modos de orden superior se transfiere a modos de orden inferior y viceversa. En consecuencia, se ensancha un impulso óptico que conduce a una disminución del ancho de banda de la señal.

45 En un receptor, la señal óptica de la fibra óptica de plástico 150 se convierte en intensidad eléctrica por medio de un convertidor optoelectrónico 170 tal como un fotodiodo. Entonces, la señal eléctrica se procesa por el extremo frontal analógico (AFE) 180. En particular, se amplifica, entre otras cosas mediante un amplificador de transimpedancia (TIA) y se conecta a un receptor digital 190. El TIA es normalmente la fuente de ruido más importante que limita la

sensibilidad final del sistema de comunicación.

Con respecto a la tecnología de transmisión de datos, GOF ha estado usando satisfactoriamente una modulación sin retorno a cero (NRZ). En particular, los sistemas de comunicación por fibra de vidrio actuales utilizan principalmente codificación de línea 8b/10b NRZ o 4b/5b NRZI, que requiere una tasa de baudios de 1,25 GHz y 125 MHz para soluciones de 1 Gbps y 100 Mbps, respectivamente. Por tanto, las soluciones de fibra óptica de plástico actuales también han adoptado una modulación NRZ para comunicaciones de datos. Sin embargo, las fibras ópticas de plástico tienen una respuesta en frecuencia y tiempo diferente de la de las fibras de vidrio y también tienen una atenuación considerablemente mayor. Como medio de comunicación, las fibras ópticas de plástico muestran una dispersión modal muy alta debido a su importante retardo de modo diferencial y atenuación de modo diferencial. Los fotodiodos de área grande requeridos para el acoplamiento con una fibra tienen normalmente un ancho de banda limitado. En vista de la respuesta en frecuencia de una fibra óptica de plástico, son posibles soluciones que soportan 100 ó 150 Mbps de hasta aproximadamente 50 metros; sin embargo, parece que no puede conseguirse 1 Gbps sin una tecnología más avanzada.

La figura 2A muestra una variación del ancho de banda óptico de POF (eje y, en MHz) en función de la longitud de fibra (axis x, en metros). La figura 2B muestra la variación del producto ancho de banda-longitud (eje y, en MHz 100 m) en función de la longitud de fibra. En este caso, la fibra es una SI-POF con una apertura numérica NA de 0,5 (en particular, modelo Mitsubishi Eska-GH4001) y la fuente de luz es un RCLED con FWHN en condiciones de lanzamiento NA de 0,31, un pico de longitud de onda de 658 nanómetros y un ancho de longitud de onda FWHN de 21 nanómetros. Tal como puede observarse a partir de la figura 1, una respuesta plana adecuada para una tasa de baudios de 1,25 GHz deseada es sólo posible en los primeros metros de la fibra óptica de plástico. Para una fuente de luz láser, el ancho de banda óptico en función de la longitud es muy similar. Por tanto, el cuello de botella de ancho de banda se produce por las fibras ópticas de plástico independientemente de lo rápida que sea la fuente de luz porque el factor de limitación es, en particular, la dispersión modal por el acoplamiento de modos en la fibra.

El documento "DC-Free Coset Codes" de R. H. Deng *et al.* en IEEE Trans. on Inf. Theory, vol. 34. N.º 4, julio de 1988 describe códigos por clases laterales en bloque para su uso en enlaces de fibra óptica de alta velocidad.

El documento "KDPOF, the path to gigabit POF" de Pardo *et al.* de la 19<sup>th</sup> International Conference on Plastic Optical Fibers (POF 2010) en Yokohama, Japón muestra en la figura 2 un esquema de un codificador de tres niveles con códigos BCH, mapeo y transformación de los símbolos codificados sugerido para su aplicación en transmisión a través de fibra óptica de plástico.

### Sumario de la invención

En vista de las limitaciones mencionadas anteriormente de la fibra óptica de plástico, el objetivo de la presente invención es proporcionar un sistema de transmisión eficaz y adaptativo basado en fibras ópticas de plástico.

Esto se consigue mediante las características de las reivindicaciones independientes.

Se exponen realizaciones ventajosas adicionales en las reivindicaciones dependientes.

El empleo de fibra óptica de plástico proporciona muchas ventajas. En particular, con respecto a los medios de transmisión inalámbricos y eléctricos, las POF soportan una interferencia electromagnética. En comparación con la fibra óptica de vidrio, POF permite una instalación más fácil, es menos cara y proporciona mayor robustez con respecto a las conexiones. La presente invención aprovecha las ventajas de POF y proporciona un sistema adaptativo que permite una comunicación con tasa de transmisión de datos alta a través de POF.

La fibra óptica de plástico en este caso es cualquier fibra óptica comercialmente disponible hecha de plástico. La presente invención se refiere a un procesamiento digital que va a realizarse en el transmisor antes de que la señal se convierta en valores analógicos para controlar un elemento emisor de luz para generar la señal óptica inyectada en POF y/o en el receptor después de que la señal óptica se haya detectado por un elemento fotoeléctrico.

La codificación por clases laterales de tres niveles es una codificación por clases laterales de múltiples niveles que proporciona una constelación multidimensional en la que los bits que seleccionan entre clases laterales del primer nivel se codifican mejor que los bits que seleccionan entre clases laterales del segundo nivel y/o los puntos de la constelación. Los bits que seleccionan una clase lateral están mejor protegidos que los bits que especifican el punto de la constelación. Los bits que seleccionan la clase lateral en un nivel inferior están mejor protegidos que los bits que seleccionan una clase lateral en un nivel superior del código por clases laterales de múltiples niveles.

Se proporciona adaptabilidad a posibles cambios de las condiciones de canal mediante la posibilidad de definir/seleccionar el número de bits en las tres divisiones de datos, por ejemplo, de entre configuraciones válidas predefinidas soportadas por la codificación, mapeo, transformación reticular y número de estados de modulación de dominio de tiempo empleados. Además, la capacidad de selección o bien del segundo o bien del tercer código BCH en el segundo nivel proporciona una posibilidad incluso más fina de conseguir una eficacia espectral deseada, especialmente eficacias espectrales inferiores.

Ventajosamente, el método de la presente invención comprende además una etapa de seleccionar en el segundo nivel el segundo o el tercer código BCH basándose en, por ejemplo, condiciones de canal. La selección del procesamiento que va a realizarse en el segundo nivel debe llevarse a cabo de manera síncrona en el transmisor y en el receptor. Esto puede conseguirse, por ejemplo, definiendo un protocolo adecuado para un intercambio de mensajes entre el transmisor y el receptor y/o reglas/condiciones para la conmutación. De la misma manera, puede configurarse la selección del número de bits introducidos en los niveles respectivos. El número de bits en los niveles segundo y tercero pueden ser cero para algunas configuraciones.

En general, un algoritmo adaptativo para una eficacia espectral del codificador por clases laterales de tres niveles puede establecerse basándose en la relación señal a ruido (SNR) o calidad de recepción medida en el receptor (tal como tasa de errores de bits, tasa de errores de bloques o cualquier otra medida de calidad). El receptor puede alimentar entonces esta información al transmisor. Esto se realiza ventajosamente empleando cabeceras de capa físicas (o una parte de tales cabeceras) definidas para este fin y transmitidas a través de un canal de realimentación. Sin embargo, la presente invención no se limita al mismo y puede emplearse cualquier mecanismo para la conmutación. Por ejemplo, el receptor puede medir un indicador de calidad tal como se indicó a modo de ejemplo anteriormente y, basándose en el mismo, estimar una configuración de codificador apropiada, que se señala entonces al transmisor. El canal de realimentación puede estar previsto dentro de cabeceras de paquete de los paquetes de capa física o, alternativamente, en paquetes dedicados para tal canal de realimentación. La indicación de calidad puede enviarse regularmente en periodos de tiempo predefinidos / en instancias de tiempo predefinidas, o pueden enviarse de manera irregular tan pronto como se requiera un cambio en los ajustes del codificador, por ejemplo debido a un cambio en la calidad de canal.

Según esta información (indicación de calidad) el transmisor puede conmutar entonces la configuración de MLCC y señalar la conmutación al receptor codificando una indicación correspondiente dentro de la cabecera de capa física. El cambio de configuración se sincroniza de esta manera por medio de su señalización dentro de una cabecera para garantizar que el receptor pueda decodificar siempre apropiadamente los datos. Por otro lado, la cabecera usa preferiblemente un esquema de codificación MLCC fijo configurado con la eficacia espectral más baja, de modo que la cabecera pueda decodificarse robustamente en cualquier condición de ruido y distorsión, para la que se haya diseñado el sistema. Sin embargo, el mecanismo de conmutación descrito anteriormente es sólo un ejemplo y la presente invención también puede funcionar con otros mecanismos de conmutación.

Preferiblemente, los códigos BCH binarios segundo y tercero tienen el mismo polinomio primitivo. Esto permite usar la misma implementación de segundo nivel para tanto el segundo como el tercer código.

Según una realización ventajosa de la presente invención, el primer codificador BCH genera palabras de código con 2044 bits basándose en 1637 bits de información de entrada, y/o el segundo codificador BCH genera palabras de código con 2044 bits basándose en 2022 bits de información de entrada, y el tercer codificador BCH genera palabras de código con 1022 bits basándose en 1000 bits de información de entrada. Esta configuración es particularmente adecuada para la tasa de transmisión deseada de aproximadamente 1 Gbps. Sin embargo, la presente invención no se limita a la misma. La longitud del polinomio primitivo así como el código particular se seleccionará preferiblemente según los requisitos del sistema.

Ventajosamente, el mapeo es uno de un mapeo de Gray QPSK, un mapeo BPSK,  $Z^2$  o  $RZ^2$ , la transformación reticular incluye traslación, ajuste a escala y/o rotación de un símbolo, y/o la modulación de dominio de tiempo es M-PAM. En particular, el mapeador de primer nivel puede ser un mapeador de Gray QPSK, el mapeador de segundo nivel puede ser o bien el mapeador de Gray QPSK o bien un mapeador BPSK dependiendo del código BCH seleccionado, y el mapeador de tercer nivel es un mapeador  $Z^2$  o  $RZ^2$  (siempre que sea posible de Gray). Un mapeo de Gray tiene la ventaja de que el error de detectar, en lugar de un punto de la constelación, otro punto de la constelación cercano, da como resultado un número inferior de errores de bits, por ejemplo, un error de un solo bit. Se observa que la presente invención no se limita a M-PAM como modulación. En general, la presente invención también puede funcionar bien con modulaciones de diferencia, tales como una M-PAM de diferencia basada en un dispositivo de cuantificación. También pueden considerarse otras modulaciones de dominio de tiempo tales como modulaciones por desplazamiento de fase, sin embargo, las mismas conducirían probablemente a un sistema menos eficaz.

Preferiblemente, el método comprende además una etapa de precodificación de Tomlinson-Harashima aplicada a los símbolos modulados. Sin embargo, también son posibles otros enfoques de equalización para la presente invención. Por ejemplo, en lugar de precodificación, puede aplicarse un equalizador con prealimentación en el receptor. Esto puede ser más adecuado para sistemas en los que es difícil de implementar un canal de realimentación del receptor al transmisor. Se observa que estos han sido sólo ejemplos y la presente invención también puede funcionar con cualquier otra técnica de equalización.

Según una realización preferida de la presente invención, se proporciona un circuito integrado, que implementa cualquiera de los métodos descritos anteriormente.

Ventajosamente, se proporciona un sistema para transmitir datos digitales a través de una fibra óptica de plástico. El sistema comprende un transmisor que incluye un aparato de codificación tal como se describió anteriormente, un

convertidor electroóptico para convertir la señal codificada en señal óptica y para inyectar la señal óptica en la POF, un elemento de detección optoelectrónico para transformar una señal óptica recibida desde la POF en una señal eléctrica, y un decodificador tal como se describió anteriormente para decodificar la señal recibida.

- 5 Los anteriores y otros objetos y características de la presente invención resultarán más evidentes a partir de la siguiente descripción y la realización preferida proporcionada junto con los dibujos adjuntos en los que:
- la figura 1 es un dibujo esquemático que ilustra un ejemplo de un sistema para la transmisión y recepción de datos a través de POF;
- la figura 2A es una gráfica que ilustra un ancho de banda óptico de una fibra óptica de plástico en función de su longitud;
- 10 la figura 2B es una gráfica que ilustra un producto entre el ancho de banda óptico y la longitud en función de la longitud;
- la figura 3 es un diagrama de bloques que ilustra la funcionalidad de la precodificación de Tomlinson-Harashima;
- la figura 4 es una gráfica que ilustra el rendimiento de transmisión de la precodificación de Tomlinson-Harashima;
- la figura 5A es un diagrama de bloques que ilustra un codificador según la presente invención;
- 15 la figura 5B es un diagrama de bloques que ilustra un decodificador según la presente invención;
- la figura 6 es un diagrama de bloques que muestra un transmisor con una codificación por clases laterales de tres niveles y modulación según una realización de la presente invención;
- la figura 7 es un diagrama de bloques que ilustra una arquitectura de ejemplo de un mapeador;
- la figura 8 es un diagrama de bloques que ilustra una implementación de un mapeador de Gray a binario;
- 20 la figura 9 es un diagrama de bloques que ilustra una arquitectura de ejemplo de un mapeador para un caso especial;
- la figura 10 es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de la operación de traslación reticular para un primer nivel;
- la figura 11 es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de la operación de traslación reticular, ajuste a escala y rotación para un segundo nivel;
- 25 la figura 12 es un diagrama de bloques que ilustra una transformación reticular de ejemplo para un tercer nivel;
- la figura 13 es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de la implementación de sumador reticular (suma de vectores);
- la figura 14 es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de una transformación reticular de segunda etapa;
- 30 la figura 15 es un diagrama de bloques que ilustra una implementación de ejemplo de una operación de módulo;
- la figura 16 es un diagrama de bloques que ilustra la salida de modulación M-PAM;
- la figura 17 es una tabla que incluye configuraciones válidas del código MLCC según una realización ventajosa de la presente invención;
- 35 la figura 18 incluye diagramas de constelación para el primer y el segundo nivel, para constelaciones después del mapeo y la transformación reticular, y para la constelación final, suponiendo la segunda configuración de la figura 17;
- la figura 19 incluye diagramas de constelación para el primer y el segundo nivel, para constelaciones después del mapeo y la transformación reticular, y para la constelación final, suponiendo la tercera configuración de la figura 17;
- 40 la figura 20 incluye diagramas de constelación para el primer, segundo y tercer nivel, para constelaciones después del mapeo y la transformación reticular, y para la constelación final, suponiendo la cuarta configuración de la figura 17;
- la figura 21 incluye diagramas de constelación para el primer, segundo y tercer nivel, para constelaciones después del mapeo y la transformación reticular, y para la constelación final, suponiendo una la sexta configuración de la figura 17;
- 45 la figura 22 es una gráfica que representa curvas de tasa de errores de bits para velocidades de código BCH

diferentes en el primer nivel;

la figura 23 es una gráfica que representa curvas de tasa de errores de bits para el primer nivel y el segundo nivel así como para todo el esquema sin código BCH en el segundo nivel;

5 la figura 24 es una gráfica que representa curvas de tasa de errores de bits para el primer nivel y el segundo nivel así como para todo el esquema con un código BCH que puede corregir un único error de bit en el segundo nivel, y en el que se codifica 1 bit por dimensión en el segundo nivel;

la figura 25 es una gráfica que representa curvas de tasa de errores de bits para el primer nivel y el segundo nivel así como para todo el esquema con un código BCH que puede corregir dos errores de bits en el segundo nivel, y en el que se codifica 1 bit por dimensión en el segundo nivel;

10 la figura 26 es una gráfica que representa curvas de tasa de errores de bits para el primer nivel y el segundo nivel así como para todo el esquema con un código BCH que puede corregir dos errores de bits en el segundo nivel, y en el que se codifican 0,5 bits por dimensión en el segundo nivel;

la figura 27 es una gráfica que representa curvas de tasa de errores de bits para el primer nivel, el segundo nivel y el tercer nivel así como para todo el esquema;

15 la figura 28 es una gráfica que ilustra una estimación de potencia de enlace para condiciones predefinidas y tres bandas diferentes;

la figura 29 es un diagrama de flujo que ilustra un método de codificación según una realización de la presente invención;

20 la figura 30 es un diagrama de bloques que muestra un decodificador con una decodificación por clases laterales de tres niveles y demodulación según una realización de la presente invención;

la figura 31A es un diagrama de bloques que ilustra la precodificación de Tomlinson-Harashima adaptada según una realización de la presente invención;

la figura 31B es un diagrama de bloques que muestra un ecualizador con prealimentación, que puede usarse con la presente invención;

25 la figura 31C es un diagrama de bloques que muestra un ecualizador con realimentación de decisiones, que también puede usarse con la presente invención;

la figura 32 es un diagrama de bloques que ilustra un modulador diferencial según una realización de la presente invención;

30 la figura 33 es un diagrama de bloques que ilustra un demodulador diferencial según una realización de la presente invención; y

la figura 34 es un diagrama de flujo que ilustra un método de decodificación según una realización de la presente invención.

#### Descripción detallada

35 El problema que subyace a la presente invención se basa en la observación de que las técnicas usadas normalmente para la fibra de vidrio óptica no son suficientes para conseguir una transmisión eficaz de datos a través de una fibra óptica de plástico. Debido a una diferencia entre características de canales de fibra óptica de plástico en comparación con los canales de fibras ópticas de vidrio, inalámbricas o de cobre, las técnicas desarrolladas y empeladas para tales canales no pueden aplicarse directamente a fibras ópticas de plástico. Uno de los objetivos de la presente invención es permitir comunicaciones de datos espectralmente muy eficaces a través de POF.

40 Uno de los criterios generales para diseñar un sistema de comunicaciones es maximizar la capacidad del canal. El límite de capacidad de canal puede calcularse según la teoría de la información usando el límite de Shannon una la tasa de transmisión definido como la información mutua máxima de una variable aleatoria en la entrada y la salida del canal. Sin embargo, en la práctica es difícil conseguir tales límites teóricos. Esto se debe entre otras cosas a los elementos reales empleados, que en general no tienen características ideales. Otro factor importante cuando se diseña un sistema de comunicaciones es su eficacia en términos de complejidad de implementación, que tiene un  
45 impacto directo en los costes y viabilidad del producto así como en su latencia.

50 Cuando se diseña un sistema de comunicación que emplea fibras ópticas de plástico es por tanto necesario considerar las limitaciones de los elementos tanto eléctricos como ópticos necesarios para el procesamiento de señales. Teniendo en cuenta todos los elementos que afectan a la señal transmitida, tales como un conductor de corriente, elementos emisores de luz, la propia POF, fotodiodos, amplificadores de transimpedancia, etc., el canal de comunicación debe considerarse como no lineal. La fuente principal de no linealidad son las características de la

conversión de intensidad eléctrica en potencia óptica del LED. Por otro lado, las fibras ópticas de plástico son canales de comunicación con pico de potencia limitado. Esta característica hace que la POF sea diferente de otros tipos de canales usados para comunicaciones tales como canales de cobre o inalámbricos en los que se limita la señal de transmisión para cumplir una densidad espectral de potencia y/o potencia promedio dadas. El límite pico está causado por el hecho de que la señal óptica no puede ser negativa y que la intensidad eléctrica está limitada en los emisores de luz tales como LED o diodo láser con el fin de prolongar la vida del dispositivo.

Normalmente, los sistemas de comunicaciones se diseñan buscando un equilibrio entre el ancho de banda y la relación de señal a ruido (SNR). El objetivo de la optimización es conseguir los límites de capacidad conocidos a partir de la teoría. Las técnicas digitales clave que tienen impacto sobre la aproximación del límite de capacidad son modulación, compensación de la interferencia entre símbolos y codificación. Estas técnicas deben diseñarse teniendo en cuenta las características del canal de comunicación y posiblemente teniéndose en cuenta mutuamente.

El factor de cresta (también denominado relación pico a promedio) es una relación de una amplitud pico de la forma de onda dividida por la media cuadrática de la forma de onda. Para sistemas ópticos, es apropiada una modulación que minimiza el factor de cresta y maximiza la varianza de la señal óptica para una amplitud de modulación óptica (OMA) dada inyectada a la POF. Las técnicas de modulación que permiten esto son la modulación por amplitud de impulso M-aria (M-PAM) y la M-PAM de diferencia. Suponiendo una constelación de media cero antes de una conversión electroóptica, se minimiza el factor de cresta y la energía promedio del símbolo es mínima para una distancia mínima de constelación dada, puesto que varios niveles de la señal están distribuidos uniformemente. El número de niveles de la modulación por amplitud de impulso puede definirse en función del ancho de banda, tasa de transmisión de bits requerida y/o codificación. Con el fin de diseñar la modulación apropiadamente, debe analizarse una estimación de potencia de enlace de la fibra óptica de plástico. Para maximizar la estimación de potencia de enlace, existe un valor óptimo para el número de niveles y el ancho de banda de señal para una tasa de transmisión deseada tal como se mostrará más adelante. Un sistema de comunicaciones de alta eficacia espectral es necesario con el fin de maximizar la estimación de potencia de enlace. Basándose en este requisito, la ecualización y la codificación de canal deben diseñarse teniendo en cuenta la modulación.

En consecuencia de un ensanchamiento de la señal en el medio de transmisión, en este caso POF, los símbolos que transportan datos vecinos se superponen cuando se reciben, lo que dificulta detectarlos y decodificarlos correctamente. Este efecto se denomina interferencia entre símbolos. Con el fin de recuperar tales símbolos, se emplean normalmente técnicas de ecualización. Hay muchos enfoques de ecualización en el lado de receptor disponibles en la técnica anterior incluyendo ecualizador MMSE, ecualizador con prealimentación con forzado a cero, ecualizador con realimentación de decisiones, etc.

Con el fin de diseñar eficazmente un sistema de comunicación, tomando como base los modelos de Volterra que pueden obtenerse para un canal particular por medio de un análisis de sus características medidas, las partes lineales y no lineales de las características de canal pueden separarse. En cuanto a la parte lineal del canal, puede realizarse una maximización de la estimación de potencia de enlace según la teoría de la información. Además, la ecualización puede diseñarse independientemente para la parte lineal y no lineal del canal. En el lado de transmisor y/o de receptor puede emplearse un linealizador (una estructura de filtro no lineal) para proporcionar un canal lineal lo suficientemente lejano en el que pueden usarse las técnicas de ecualización ampliamente conocidas.

Por ejemplo, una ecualización con prealimentación (FFE) es una técnica de ecualización empleada en el receptor que corrige la forma de onda recibida basándose en información acerca de la propia forma de onda, en particular acerca de la forma de onda actual y la forma de onda asociada con los símbolos de comunicación recibidos previamente. La ecualización se realiza en la forma de onda (niveles de tensión) antes de que se llegue a cualquier decisión sobre los bits recibidos. Otra técnica ampliamente conocida es una ecualización de realimentación de decisiones (DFE). La DFE calcula un valor de corrección que adapta umbrales de decisión para detectar símbolos de modulación multidimensionales. Por tanto, la DFE da como resultado un cambio del umbral basándose en qué decisiones nuevas se toman (más detalles sobre DFE y ecualización pueden encontrarse en J. G. Proakis, Digital Communications, 4<sup>th</sup> Edition, McGraw-Hill Book Co., Nueva York, 2001, incorporado en el presente documento como referencia). Un inconveniente de la DFE es la propagación de errores, que es resultado de errores de decisión en la salida del dispositivo de decisión que provocan una estimación incorrecta de la interferencia entre símbolos (ISI) postcursora. La propagación de errores puede evitarse usando precodificación en el transmisor.

La precodificación permite mover la cancelación de la ISI postcursora al transmisor donde están disponibles los símbolos de datos. Además, se emplea un filtro de realimentación para precodificar la señal usando una respuesta de impulso de canal actual. La respuesta de impulso se estima normalmente en el receptor usando técnicas de filtro adaptativo y se realimenta al transmisor. Hay varias variaciones diferentes de precodificadores (véase, por ejemplo, G. D. Forney y G. Ungerboeck "Modulation and coding for linear Gaussian channels", IEEE Trans. on Information Theory, vol. 44, no. 6, octubre de 1998, págs. 2384-2415, que está incorporado en el presente documento como referencia). Una de las técnicas de precodificación, concretamente el precodificador de Tomlinson-Harashima (THP), es de interés particular. La precodificación de Tomlinson-Harashima (para más detalles véase, por ejemplo, R. D. Wessel, J. M. Cioffi, "Achievable rates for Tomlinson-Harashima Precoding", IEEE Trans. on Inf. Theory, vol. 44, n.º 2, marzo de 1998, págs. 824-831, que también está incorporado en el presente documento como referencia) se considera un esquema de precodificación destacado especialmente debido a su capacidad de cancelar eficazmente

la interferencia conocida en el lado de transmisor. Por tanto, las tasas de transmisión de información conseguidas por THP son superiores a las conseguidas por esquemas de precodificación lineal convencionales.

5 La figura 3 ilustra un empleo conocido de THP con una modulación M-PAM. El precodificador de Tomlinson-Harashima mueve el filtro de realimentación 330 de una estructura de DFE al transmisor y lo combina con un operador de módulo 310 con el fin de reducir los símbolos con ISI postcursora compensada a la región de Voronoi de precodificación de la constelación M-PAM correspondiente. El filtro con prealimentación 340 permanece en el receptor para compensar la ISI cursora y precursora y blanquear el ruido. Entonces, es necesario un operador de módulo 320 análogo al operador de módulo de lado de transmisor 310 para recuperar los símbolos transmitidos. El THP puede realizar una aproximación del rendimiento de la DFE ideal sin propagación de errores, para  
10 modulaciones de eficacia espectral media y alta.

Sin embargo, la ecualización de THP presenta cuatro pérdidas de capacidad inherentes: pérdida de precodificación, pérdida de factor de cresta, pérdida de módulo y pérdida de conformación, de las que sólo las dos primeras son relevantes para la aplicación prevista en POF. Estas pérdidas están provocadas principalmente por la aplicación del operador de módulo y dependen del número de niveles de modulación, tal como se muestra a continuación.

15 El operador de módulo junto con el filtro de realimentación en el transmisor convierte una distribución uniforme discreta de símbolos M-PAM en una distribución uniforme continua que se extiende a la región de Voronoi completa de la constelación original (suponiendo que la dispersión de energía del filtro de realimentación es lo suficientemente grande para llenar completamente la región de Voronoi que corresponde a la precodificación). Esto da como resultado un aumento de energía de señal de transmisión, que es necesario que se compense por el transmisor con el fin de introducir la misma potencia promedio a la POF. Por tanto, el aumento de energía conduce en el receptor a una pérdida de la SNR disponible, lo que se denomina pérdida de precodificación. La pérdida de precodificación  
20 puede estimarse en función de varios niveles de modulación M como:

$$\xi(dB) = 20 \cdot \log_{10} \left( \sqrt{\frac{M^2}{M^2 - 1}} \right).$$

25 Por ejemplo, para PAM con 2 niveles (2-PAM), la pérdida de precodificación es de aproximadamente 1,25 dB. Para constelaciones mayores, la pérdida de precodificación disminuye a cero.

La traslación de la constelación discreta M-PAM a la región de Voronoi continua realizada por THP también da como resultado un aumento del factor de cresta. El factor de cresta de una modulación M-PAM depende de M y varía entre 0 dB para la 2PAM y los 4,77 dB asintóticos para un número alto arbitrario de niveles de modulación. Una señal precodificada por THP tiene un factor de cresta constante de 4,77 dB, suponiendo que se llena toda la región de Voronoi. La pérdida del factor de cresta es una diferencia entre el factor de cresta en la entrada y la salida y se define como:  
30

$$\gamma(dB) = 20 \cdot \log_{10} \left( \sqrt{3 \cdot \frac{M - 1}{M + 1}} \right).$$

Puesto que POF es un canal de pico de potencia limitado, la pérdida de factor de cresta representa ciertamente un rendimiento disminuido.

35 La figura 4 muestra una pérdida de rendimiento (en dB) de una transmisión con THP considerando tanto la pérdida de precodificación como la pérdida de factor de cresta en función del número de niveles de modulación  $M = 2^k$ . La curva 420 representa la pérdida debida al factor de cresta de la modulación M-PAM que se ecualizará completamente por el receptor (ecualización con prealimentación o ecualización con realimentación de decisiones). Para 2-PAM ( $k=1$ ) no hay pérdida, puesto que el factor de cresta de 2-PAM es 0 dB. La curva 430 muestra la pérdida de transmisión para THP (la pérdida de precodificación más la pérdida de factor de cresta) que se vuelve asintóticamente la misma que la pérdida de factor de cresta para los números altos de los niveles de modulación. Finalmente, la curva 410 ilustra la ventaja de M-PAM con respecto a THP en función de M. Puesto que el factor de cresta para THP es constante e igual para todos los valores de M, concretamente 4,77 dB, puede considerarse una pérdida adicional debida a la precodificación en el intervalo bastante pequeño de M hasta 4. La pérdida de rendimiento es despreciable para M igual a o mayor que 4 (correspondiendo a  $k \geq 2$ ). Cuando M es lo suficientemente alto, los símbolos precodificados son independientes y son variables aleatorias distribuidas uniformemente. Esto implica que la estadística de los símbolos precodificados es muy similar a la estadística de los símbolos de datos originales y el espectro de los símbolos precodificados es blanco. Además, puesto que se emplea precodificación en el lado de transmisor, no hay problema con aplicar una codificación de modulación más complicada tal como modulación con codificación reticulada o codificación por clases laterales, que requiere  
45 posponer decisiones y no puede combinarse bien por tanto con una DFE en el receptor.  
50

Sin embargo, el THP empleado en el transmisor requiere una realimentación desde el receptor con el fin de obtener



una respuesta de canal actual. A pesar de este pequeño inconveniente de implementación, el THP sigue siendo adecuado para la mayor parte de las aplicaciones de POF previstas. Por ejemplo, el THP es adecuado para cualquiera de una topología en estrella, una topología en cadena margarita o topología en árbol. En la topología en estrella, cada nodo está conectado a la red a través de un conmutador por paquetes por medio de una POF dúplex que tiene dos fibras para las dos direcciones respectivas. En una topología en cadena margarita, algunos nodos tienen capacidad de conmutación por paquetes y más de una interfaz dúplex. Un nodo está conectado a la red y, al mismo tiempo, funciona como puente entre los dominios de red diferentes con los que está interconectado. La topología en árbol es una evolución de la topología en cadena margarita, en la que algunos nodos tienen más de dos interfaces de POF dúplex. Estas tres topologías son en general adecuadas para cualquier tipo de aplicaciones de sensores basadas en vídeo o distribución de medios, especialmente para las aplicaciones de red doméstica, plantas industriales o aplicaciones de automoción, en particular, interconexión de cámaras y pantallas.

Sin embargo, las aplicaciones de automoción actuales basadas en POF también utilizan una topología de un anillo físico a través de una POF simple. Por consiguiente, varios nodos están conectados en serie o están conectados a una unidad central. Tal topología no es necesariamente óptima para aplicaciones de un sensor. Además, la implementación de un canal de realimentación para cada par de nodos a lo largo de un anillo común es difícil de implementar, especialmente para un número mayor de nodos implicados. Por tanto, para tales topologías pueden ser más convenientes técnicas de ecualización distintas de THP. Por ejemplo, una ecualización con prealimentación (FFE), que no requiere realimentación desde el receptor al transmisor. Cuando se requiere una topología de anillo físico, FFE puede funcionar mejor que DFE debido a una M-PAM de eficacia espectral alta, a pesar de la pérdida de rendimiento debido al aumento de ruido. Concretamente, DFE puede experimentar una propagación de errores considerable en un sistema de este tipo.

Con el fin de conseguir un empleo eficaz de modulación, codificación y precodificación, es importante que estas técnicas estén diseñadas teniendo en cuenta mutuamente. En particular, cuando se emplea una codificación por clases laterales de múltiples niveles, pueden evitarse pérdidas adicionales diseñando los operadores de módulo para separar cada nivel de codificación en la estructura de decodificador de múltiples fases y ser congruente con la región de Voronoi del THP. La estructura del decodificador de múltiples fases en el receptor por tanto lleva a cabo tanto una separación de canales de división (niveles de codificación) como una reducción de THP en una única etapa de modo que el decodificador de código por clases laterales de múltiples niveles basado en MSD puede conectarse directamente a la salida del filtro de prealimentación tal como se describirá más adelante con referencia a la figura 31A.

En vista de las características de POF comentadas anteriormente, la alta eficacia espectral pretendida por la presente invención sólo puede conseguirse cuando se emplean esquemas de codificación y modulación avanzados, tales como una modulación con codificación reticulada, modulación codificada entrelazada binaria, codificación por clases laterales u otros esquemas de codificación-modulación. Por ejemplo, la modulación codificada entrelazada binaria tiene la desventaja de una latencia extensiva provocada por el entrelazador. Además, tiene un rendimiento inferior cuando se emplea para modulaciones de eficacia espectral media y alta y una ganancia de codificación no uniforme para una tasa de transmisión de bits adaptativa.

Una codificación por clases laterales de múltiples niveles es una técnica de codificación que consigue una capacidad limitada a la esfera. La descripción teórica y el diseño de MLCC puede encontrarse en G. D. Forney *et al.*, "Sphere-bound-achieving coset codes and multilevel coset codes": IEEE Trans. on Information Theory, vol. 46, n.º 3, mayo de 2000, págs. 820-850, en particular, en las Secciones V.E, V.F y VII.B así como en U. Wachsmann *et al.* "Multilevel Codes: Theoretical Concepts and Practical Design Rules": IEEE Trans. on Information Theory, vol. 45, n.º 5, julio de 1999, págs. 1361-1391, ambos incorporados en el presente documento como referencia. Las reglas teóricas se formulan en términos de velocidad de código de los códigos de componentes, capacidades de canal de división y ruido suavizado en módulo presentes en cada nivel de decodificación suponiendo una decodificación con decodificador de múltiples fases (MSD). Sin embargo, la teoría matemática no aborda las características particulares de los códigos de componentes binarios que también son adecuados para una implementación en un "mundo real", lo que significa, por ejemplo, implementación en hardware o software. En la bibliografía mencionada anteriormente se han estudiado códigos de comprobación de paridad de baja densidad (LDPC) como posibles códigos de componentes para MLCC. Se ha sugerido una combinación de LDPC en el primer nivel y BCH en el segundo nivel soportando una adaptabilidad de eficacia espectral de hasta 0,25 bits/s/Hz/dim.

Sin embargo, los códigos LDPC requieren una complejidad computacional bastante alta para la decodificación, lo que, por otro lado, requiere más área en la implementación en hardware y provoca un consumo de potencia mayor. En términos de estimación de potencia de enlace óptico, la mejora provocada por el empleo de LDPC además de BCH parece despreciable. Además, con el código LCPC hay un posible suelo de error cuya compensación podría requerir el empleo de un código externo algebraico adicional.

Los códigos binarios de Bose, Chaudhuri, Hocquenghem (BCH) son códigos algebraicos casi perfectos en términos de distancia de Hamming mínima entre las palabras de código. Los códigos BCH no tienen un suelo de error cuando se aplica codificación de decisión firme (*hard-decision*). Los códigos BCH también proporcionan la ventaja de una implementación sencilla que puede incrustarse fácilmente, por ejemplo, en un circuito integrado. Para velocidades de código altas, los códigos BCH proporcionan una alta ganancia de codificación, que, por otro lado, disminuye para

velocidades de código medias y bajas. Por tanto, los códigos BCH no son particularmente adecuados para una adaptabilidad en cuanto a su velocidad de código configurable.

A pesar de ello, según la presente invención, los códigos BCH se emplean ciertamente en un sistema con adaptación de eficacia espectral. Sin embargo, la velocidad de código de los códigos BCH empleados es fija y la adaptación se realiza por medio de retículas. En particular, la velocidad de código de los códigos BCH que pueden seleccionarse en un nivel es sustancialmente igual con el fin de evitar una degradación de ganancia de codificación cuando se adapta la eficacia espectral. Es beneficioso tener códigos BCH que pueden seleccionarse con la misma velocidad de código. Sin embargo, la velocidad de código de estos códigos BCH también pueden variar siempre que la velocidad de código de los códigos BCH segundo y tercero se seleccione según la primera velocidad de código BCH, con el fin de evitar una pérdida de rendimiento de todo el esquema MLCC.

Las retículas bidimensionales usadas en una de las realizaciones de la presente invención permiten una adaptación con una etapa de 0,5 bits/s/Hz/dim. Sin embargo, una etapa más fina puede conseguirse, por ejemplo, por medio de la división en clases laterales implementada sobre retículas de 4 dimensiones. La etapa de 0,5 bits/s/Hz/dim permite una adaptación de la tasa de transmisión de bits en variaciones de 3 dB de la SNR de canal. Esta variación de SNR sólo representa una variación de 1,5 dB de la potencia óptica que entra en el convertidor (fotodiodo) óptico a eléctrico incluido en el sistema de comunicación óptico puesto que una variación de N dB de la potencia óptica recibida produce una variación de 2 veces N dB de la amplitud de corriente eléctrica procedente del fotodiodo, dando como resultado una variación de 2 veces N dB en la SNR. El lado más relevante procede del amplificador de transimpedancia usado para convertir la corriente eléctrica en señal de tensión. Una etapa más fina de 0,25 bits/s/Hz/dim permitiría la adaptación en etapas de 0,75 dB de la potencia óptica recibida, que sólo representa una variación del 19% en comparación con el 41% de los 1,5 dB. Por tanto, la etapa de 1,5 dB es suficiente para la presente aplicación. La implementación de las retículas de 4 dimensiones es más cara y el beneficio proporcionado debe juzgarse con respecto a la aplicación particular pretendida.

Con el fin mantener la latencia y la complejidad de implementación baja, MLCC con códigos de componentes BCH y adaptabilidad basada en retículas es ventajosa puesto que no es necesario ningún entrelazador y puede implementarse eficazmente una codificación y decodificación BCH binaria. Con el fin de reducir el número de operaciones por ciclo, el esquema MLCC está diseñado además de manera que cada código de componentes binarios implicado en la estructura de múltiples niveles funciona a la tasa de símbolos y los bits codificados en la salida se mapean en la constelación MLCC con hasta 1 bit por dimensión. En particular, el código MLCC incluye tres niveles que funcionan con retículas de dos dimensiones y una división de Ungerboeck. Los tres niveles pueden codificarse independientemente y de manera sucesiva en el receptor mediante un decodificador de múltiples fases.

La figura 5A y la figura 5B ilustran el codificador 500a y el decodificador 500b respectivos, que pueden formar parte del circuito digital del transmisor 110 y del circuito digital del receptor 190 tal como se muestra en la figura 1. En particular, en el codificador 500a se introduce una secuencia de bits digital, que se codifica entonces mediante una codificación por clases laterales de múltiples niveles (MLCC) 510. Los símbolos MLCC codificados se modulan entonces mediante una modulación de dominio de tiempo tal como una modulación de amplitud de impulso M-aria (M-PAM), que se considera en este caso parte del codificador MLCC 510, y los símbolos PAM se precodifican adicionalmente mediante un precodificador 530. El decodificador 500b incluye un demodulador de dominio de tiempo 580 para demodular la señal del receptor y un decodificador de múltiples fases 590 para decodificar los símbolos demodulados. Si no se aplicó THP, puede emplearse FFE 570 como ecualizador (véase la figura 31B y la descripción a continuación). Si se aplicó THP (véase la figura 31A), FFE puede ecualizar el cursor y el postcursor de la respuesta de impulso de canal, así como blanquear el ruido. En tal caso, 570 es el filtro de prealimentación 340 de la estructura de THP.

La figura 6 ilustra un codificador MLCC 600 que puede emplearse en lugar del codificador MLCC 510 mostrado en la figura 5A según la presente invención. En el codificador 600 se introduce una secuencia de bits x de información de longitud  $\alpha_{MLCC}$  que pertenece a la palabra de código de MLCC que va a transmitirse. El número de bits  $\alpha_{MLCC}$  puede seleccionarse según la eficacia espectral deseada con respecto a la calidad de canal. Los bits de información x que van a codificarse como una palabra de código de MLCC se dividen en primer lugar en un demultiplexor de MLCC 610 en tres niveles de MLCC. En particular, una parte de información con  $\alpha_{MLCC}$  bits se divide en partes que tienen  $\beta(1)$ ,  $\beta(2)$ ,  $\beta(3)$  bits respectivamente, introduciéndose cada una de ellas en un nivel de MLCC correspondiente, donde  $\alpha_{MLCC} = \beta(1) + \beta(2) + \beta(3)$ . La cantidad de bits de información introducidos por nivel es configurable en función de la eficacia espectral adaptativa tal como se mostrará más adelante. El orden de los bits debe

establecerse para minimizar una latencia en el receptor de MSD. Suponiendo un vector de entrada  $X = [X_0, \dots, X_{\alpha_{MLCC}-1}]$

en el divisor 610, después de una demultiplexación, la entrada en el primer nivel es  $Y_1 = [X_0, \dots, X_{\beta(1)-1}]$ . Los flujos de segundo y tercer nivel se incluyen en función de la configuración de eficacia espectral (introduciendo en los mismos un número distinto de cero de bits de entrada). En particular, en el segundo nivel puede introducirse el

vector  $Y_2 = [X_{\beta(1)}, \dots, X_{\beta(1)+\beta(2)-1}]$  (cuando un número distinto de cero de bits va a estar presente) y en el tercer

nivel puede introducirse el vector  $Y_3 = [X_{\beta(1)+\beta(2)}, \dots, X_{\alpha_{MLCC}-1}]$  (cuando un número distinto de cero de bits va a estar presente).

Los primeros dos niveles del codificador MLCC incluyen codificación con corrección de errores hacia delante 620a y 620b. El tercer nivel no está codificado. El codificador con corrección de errores hacia delante 620a codifica los  $\beta(1)$  bits en  $n_c(1)$  bits codificados, mientras que el codificador con corrección de errores hacia delante 620b codifica los  $\beta(2)$  bits en  $n_c(2)$  bits codificados. En el tercer nivel no codificado, de manera análoga  $n_c(3) = \beta(3)$ . En particular, al igual que los códigos de componentes con corrección de errores hacia delante MLCC, los códigos BCH se seleccionaron tal como se comentó anteriormente. La selección de códigos BCH binarios particulares para cada nivel es crítica para garantizar el rendimiento y evitar un suelo de error del esquema de MLCC tal como se mostrará más adelante.

La codificación BCH de primer nivel 620a se realiza siempre. Las palabras de código resultantes con  $n_c(1)$  bits se mapean entonces por medio de un mapeador de Gray QPSK 630a, que mapea con un número de bits codificados por dimensión  $n_b(1) = 1$  bit/dim. Según una realización ventajosa de la presente invención,  $n_c(1)=2044$  es la longitud de la palabra de código de BCH, mientras que el número de bits de información por palabra de código  $k_c(1) = \beta(1) = 1637$  bits es la longitud de la palabra de información antes de la codificación.

El segundo nivel puede emplear dos códigos BCH diferentes con el fin de proporcionar ajuste a escala de la eficacia espectral por medio de mapeo con  $n_b(2)$  de o bien 0,5 o bien 1 bit/dim. Alternativamente,  $n_b(2)$  puede ser cero, en cuyo caso también  $\beta(2) = 0 = \beta(3)$ . Por tanto, en tal caso, no se realiza ninguna codificación en el segundo nivel. El polinomio primitivo de ambos códigos BCH en el segundo nivel es el mismo para ambas configuraciones de  $n_b(2)$  y se realiza un acortamiento del código BCH para adaptar los bits de información que pertenecen al segundo nivel a la eficacia espectral configurada. Por tanto, la velocidad de código del código BCH permanece sustancialmente igual, mientras que su longitud de palabra de código cambia. En particular, la velocidad de código  $r_c(i)$  para el  $i$ -ésimo nivel se define como la relación del número de bits de información por palabra de código y la longitud de la palabra de

código:  $r_c(i)=k_c(i)/n_c(i)$ . La eficacia espectral  $\eta$  se define entonces como  $\eta = \sum_{i=1}^3 n_b(i)r_c(i)$ . Para  $n_b(2) = 0,5$  bit/dim, se usa un mapeador de modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK) 630b, mientras que para  $n_b(2) = 1$  bit/dim, se aplica un mapeador de modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK). Según la realización ventajosa de la presente invención, el código BCH para  $n_b(2) = 1$  bit/dim es un código (2044, 2022) y el código BCH para  $n_b(2) = 0,5$  bit/dim es un código (1022, 1000). En este caso, el primer número se refiere a un número de bits de la palabra de código emitida desde el codificador BCH respectivo y el segundo número se refiere al número de bits de la palabra de información en la entrada del codificador BCH respectivo.

El tercer nivel siempre permanece no codificado para cualquier configuración y los  $\beta(3)$  bits se mapean directamente 630c en una constelación  $Z^2$  o  $RZ^2$  configurable.

Después del mapeo descrito anteriormente, cada nivel produce el mismo número de símbolos por dos dimensiones  $N_{MLCC} / 2$ . Las transformaciones reticulares 640a, 640b y 640c están definidas para implementar división de Ungerboeck. Tras la suma 650, los símbolos están contenidos en  $Z^2$  independientemente de la configuración de eficacia espectral seleccionada. Además, una siguiente transformación reticular 660 da como resultado una constelación cuadrada bidimensional de media cero final sobre una retícula  $Z^2$  o  $RZ^2$ , dependiendo de la eficacia espectral configurada. Finalmente, el modulador PAM 670 genera símbolos PAM basándose en la constelación cuadrada bidimensional.

A continuación, los mapeadores y las transformaciones reticulares que se han mencionado anteriormente se describen en más detalle según una realización de la presente invención. Se observa que aunque la siguiente arquitectura proporciona la ventaja de una implementación eficaz, por ejemplo, en un circuito integrado, la presente invención no se limita a la misma y puede emplearse cualquier implementación alternativa de estas funciones.

Los mapeadores mapean bits en puntos de una constelación predefinida. La figura 7 muestra una arquitectura de un mapeador 700 que puede implantarse para implementar los mapeadores 630a, 630b y 630c en los tres niveles de MLCC. Para el  $i$ -ésimo nivel ( $i=1, 2$  ó  $3$ )  $k_{QAM} = 2 \cdot n_b(i)$  bits por 2 dimensiones. En particular, para  $k_{QAM} \geq 2$  el mapeador funciona tal como sigue.

El flujo de bits de entrada se demultiplexa en subflujos. Uno de los subflujos se mapea en el componente en fase (I) de la constelación bidimensional y el otro subflujo se mapea en el componente en cuadratura (a) de la constelación. El componente en fase corresponde a una parte real de un símbolo complejo y la parte en cuadratura corresponde a una parte imaginaria del símbolo complejo. Los bits de entrada consecutivos  $d_{in}$  se asignan a los componentes respectivos según la configuración de  $k_{QAM}$ . El demultiplexor 710 se controla por el bit menos significativo de un contador libre 715 que cuenta desde 0 hasta  $k_{QAM}-1$  sincronizado a la misma tasa de transmisión de bits de entrada. Si  $k_{QAM}$  es par, se asigna el mismo número de bits a cada componente. Si es impar, el componente en fase recibe más bits que el componente en cuadratura. Por tanto, el número de bits por dimensión asignados a cada componente es

$$k_I = \left\lceil \frac{k_{QAM}}{2} \right\rceil, \quad k_Q = \left\lfloor \frac{k_{QAM}}{2} \right\rfloor,$$

donde  $\lceil \cdot \rceil$  indica un redondeo hacia arriba y  $\lfloor \cdot \rfloor$  indica un redondeo hacia abajo. En los dos subflujos, los bits se convierten entonces de serie a paralelo (S/P) en símbolos con  $k_I$  y  $k_Q$  bits en el componente en fase y en cuadratura, respectivamente. El bit derecho es el bit más significativo. Entonces se aplica un convertidor de Gray a binario (G2B).

Un ejemplo de un convertidor de Gray a binario se muestra en la figura 8. El bus de entrada  $g$  y el bus de salida  $b$  son buses paralelos buses con el ancho de  $k$  ( $k_I$  y  $k_Q$  respectivamente). El convertidor asigna para cada  $j \in [1, k-1]$ :

$$b[k-1] = g[k-1]$$

$$b[k-1-j] = g[k-1-j] \oplus b[k-j]$$

donde " $\oplus$ " indica la operación o exclusiva (xor) o suma módulo 2. Los números enteros que resultan de la conversión de Gray a binario se procesan entonces tal como se muestra adicionalmente en la figura 7 por medio de un desplazamiento a izquierda y derecha ( $\ll 1$  y  $\gg 1$ , respectivamente). El bit menos significativo  $b_0$  emitido desde el G2B en el componente en fase se usa para controlar el multiplexor que establece 1 o -1 en la entrada del último sumador. Finalmente, el último multiplexor 790 emite símbolos a la rama de cuadratura según el tipo de constelación. Para constelaciones en las que  $k_I = k_Q$ , las operaciones aritméticas llevadas a cabo en ambas ramas (componentes I y Q) son las mismas. Éste es el caso, por ejemplo, para constelaciones de modulación de amplitud en cuadratura (QAM) de Gray cuadradas. Para  $k_I > k_Q$ , la rama Q se transforma para generar una constelación QAM casi de Gray rotada, requerida para mapear un número impar de bits por dos dimensiones.

Un caso especial de mapeador es el mapeador para  $k_{QAM}=1$ , que se usa por el segundo y el tercer nivel de MLCC cuando  $n_b(2)$  y  $n_b(3)$  es de 0,5 bit/dim. Tal mapeador está ilustrado en la figura 9. El flujo de entrada binario  $d_{in}$  se considera como bus de número entero de un bit. El mapeador asigna el mismo valor para ramas de componente en fase y en cuadratura para cada símbolo. Esto corresponde a una modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK).

Después del mapeo, los símbolos emitidos desde los mapeadores respectivos en cada nivel de MLCC se transforman adicionalmente mediante una transformación reticular, que realiza una división en clases laterales. La transformación reticular entera está compuesta por tres suboperaciones: 1) la retícula se traslada para permitir que la constelación esté contenida dentro del primer cuadrante bidimensional, 2) la retícula se ajusta a escala para permitir la división en clases laterales mediante suma de vectores con la constelación de los otros niveles, 3) la retícula se hace rotar 45 grados antes de la suma de vectores para constelaciones con un número impar de bits por dos dimensiones.

La traslación indicada en este caso como  $\Lambda'_{1,1}(l)$  se define para cada  $x \in \mathbb{C}$  ( $x$  es un número complejo), donde

$j = \sqrt{-1}$  y  $l$  indica nivel de la MLCC, como

$$\Lambda'_{1,1}(l)(x) = \frac{1}{2}(x + (1+j)(2^{l n_b(l)} - 1)).$$

El ajuste a escala y la rotación se agrupan en una única suboperación indicada como  $\Lambda'_{1,2}(l)$  y definida para cada  $x \in \mathbb{C}$  como

$$\Lambda'_{1,2}(l)(x) = x \cdot 2^{\sum_{i=1}^{l-1} \lceil n_b(i) \rceil} \cdot \left( \frac{1+j}{2} \right)^{\text{res}(2 \cdot n_b(l), 2)}$$

donde la operación "res" indica un resto después de una división de número entero. En particular, la fórmula anterior, es un resto de la división del primer operando entre el segundo operando (2).

La transformación reticular completa  $\Lambda'_i(l)$  que incluye traslación, ajuste a escala y rotación se define como

$$\Lambda'_i(l)(x) = \Lambda'_{1,2}(l)(\Lambda'_{1,1}(l)(x)).$$

La transformación reticular 640a para el primer nivel no incluye ajuste a escala y rotación puesto que  $n_b(1) = 1$  bit/dim. La arquitectura de transformación reticular correspondiente se muestra en la figura 10. Las señales de entrada y salida para cada rama de componente se consideran números enteros y las operaciones aritméticas se

definen con un aumento de ancho de bus natural. En la salida del mapeador, los símbolos  $S_I$  y  $S_Q$  se introducen en el transformador reticular 640a.

5 Para el segundo nivel, se distinguen dos casos diferentes. Para  $n_b(2) = 1$  bit/dim, no se realiza la rotación. Para  $n_b(2) = 0,5$  bit/dim se requiere una rotación puesto que la constelación 2D correspondiente mapea 1 bit por dos dimensiones (número impar). La arquitectura de transformación reticular de segundo nivel está ilustrada en la figura 11. Tal como puede observarse a partir de la figura, el valor de  $n_b(2)$  controla el multiplexor para realizar o no la rotación.

La transformación reticular para el tercer nivel se muestra en la figura 12. La rotación se implementa para valores  $n_b(3)$  de 0,5, 1,5, 2,5, 3,5,... etc. bit/dim. Para  $n_b(3) = 1, 2, 3, 4, \dots$  etc., se deshabilita la rotación.

10 Después de realizar las transformaciones reticulares 640a, 640b, y 640c, los símbolos transformados por retícula de cada uno de los tres niveles se suman 650 realizándose así la división en clases laterales sobre la retícula  $Z^2$  y la división final. En particular, los componentes en fase y en cuadratura de los tres niveles se suman por separado para generar un respectivo nuevo componente en fase  $S_I^a$  y componente en cuadratura  $S_Q^a$  tal como se ilustra en la figura 13.

15 Los símbolos con componente en fase  $S_I^a$  y componente de cuadratura  $S_Q^a$  emitidos desde el sumador reticular 650 se transforman adicionalmente entonces con el fin de obtener la constelación cuadrada bidimensional de media cero final sobre  $Z^2$  o  $RZ^2$ . La transformación reticular de segunda etapa 660 incluye las siguientes tres etapas: 1) rotación de -45 grados para  $\xi = 1,5, 2,5, 3,5, \dots$ , etc. bits por dimensión (donde  $\xi = \sum_{i=1}^3 n_b(i)$ ), 2) operación de módulo que limita los símbolos de la constelación a una región cuadrada dentro del primer cuadrante 2D, 3) centrado y ajuste a escala. En particular, la operación de módulo se define como  $\text{mod}(x,z) = x - n \cdot z$ , donde  $n = \lfloor x/z \rfloor$ , y donde  $z$  es una potencia de dos de número entero, y  $x$  es real. Puesto que  $z = 2^{\xi}$ , la operación de módulo puede definirse por medio de una operación "y" lógica tal como se ilustra en la figura 15. La figura 15 muestra la operación  $y = \text{mod}(x, 2^{\xi})$  realizada de manera equivalente como binaria  $y = x \& (2^{\xi} - 1)$ .

20 Esta transformación reticular se ilustra en la figura 14. Tal como se observa en la figura 14, la primera parte 1410 implementa la rotación de -45 grados en función del valor de  $\xi$ . El módulo se aplica después de limitar los símbolos a una constelación cuadrada en el primer cuadrante 2D. Luego, se realiza el ajuste a escala y el centrado de la constelación, dando como resultado una constelación QAM cuadrada o rotada de media cero final con la distancia mínima de 2 ó  $2\sqrt{2}$ , respectivamente. Los componentes de símbolo transformados  $\Lambda'_2(S_I^a)$  y  $\Lambda'_2(S_Q^a)$  adoptan valores impares.

30 Los componentes en fase y en cuadratura  $\Lambda'_2(S_I^a)$  y  $\Lambda'_2(S_Q^a)$  de los símbolos 2D emitidos desde la transformación reticular de segunda etapa se multiplexan entonces en dominio de tiempo dando como resultado una secuencia de símbolos 1D que pertenecen a una constelación  $2^{\lceil \xi \rceil}$ -PAM. Estos símbolos o bien se transmiten directamente al canal de comunicación o bien se precodifican, por ejemplo mediante el THP tal como se describió anteriormente. La operación de multiplexación está ilustrada en la figura 16. Un contador libre desde 0 hasta 1 está sincronizado a la tasa de símbolos 1D y controla la entrada del multiplexor para adoptar de manera alterna los símbolos de entrada en fase y en cuadratura.

35 La constelación  $2^{\lceil \xi \rceil}$ -PAM también puede transformarse para generar una constelación M-PAM de diferencia tal como está ilustrada en la figura 32 (modulador) y la figura 33 (demodulador). En particular, el esquema de modulación diferencial ilustrado en estas figuras está diseñado para evitar una pérdida de módulo durante una decodificación de múltiples fases. El modulador diferencial 3200 transforma los símbolos M-PAM 3201 a partir del alfabeto  $\{-M+1, -M+3, \dots, M-3, M-1\}$ , donde  $M = 2^k$ , en símbolos M-PAM diferenciales 3202 a partir del alfabeto  $\{-M+1, -M+3, \dots, M-3, M-1\}$ . Por consiguiente, se crea una dependencia de un símbolo diferencial actual en un símbolo modulado previamente. De manera correspondiente, un demodulador 3300 transforma los símbolos M-PAM diferenciales 3301 a partir del alfabeto  $\{-M+1, -M+3, \dots, M-3, M-1\}$  en símbolos M-PAM 3302 a partir del alfabeto  $\{-M+1, -M+3, \dots, M-3, M-1\}$ . El bloque indicado como  $z^{-1}$  es un elemento de retardo de símbolo. La operación ">>1" es un desplazamiento a la derecha por un bit y "<<1" es un desplazamiento a la izquierda por un bit.

40 Las modulaciones de diferencia son particularmente adecuadas para circuitos de receptor diseñados acoplados a CA (corriente alterna), y en los que se destruye el valor absoluto de la amplitud de señal de la señal óptica de entrada, por ejemplo como consecuencia de un filtrado paso alto con un filtro que tiene una frecuencia de corte inferior.

50 La figura 17 muestra una tabla con todas las configuraciones válidas para los códigos BCH comentados anteriormente, según una realización ventajosa de la presente invención. La primera columna muestra el número de símbolos M-PAM 1D por palabra de código emitida a partir de toda la MLCC. La segunda columna muestra un

número de bits de información de entrada por palabra de código de MLCC. Las columnas tercera a quinta especifican respectivamente el número de bits por nivel en que se divide la palabra de código de información de entrada. La sexta columna especifica la eficacia espectral que corresponde a una configuración respectiva, mientras que la séptima columna muestra el número de estados de PAM. Las columnas octava a décima especifican el número de bits codificados por dimensión en cada nivel.

A continuación se visualiza el efecto del mapeo y la transformación reticular en las constelaciones de símbolos. Supongamos que  $\xi=1,5$  bit/dim,  $n_b(1)=1$  bit/dim,  $n_b(2)=0,5$  bit/dim y  $n_b(3)=0$  bit/dim (véase segunda línea de la tabla en la figura 17). Después de los respectivos mapeadores 630, las transformaciones reticulares de primera etapa 640, el sumador de retículas 650 y la transformación reticular de segunda etapa 660, se obtiene una constelación 8-QAM sobre  $RZ^2$ , que se convierte adicionalmente en 4-PAM.

La figura 18 muestra esto por etapas. En particular, con (a) se muestra la constelación del primer nivel después del mapeador 630a y con (b) se muestra la constelación del segundo nivel después del mapeador 630b. Después de la transformación reticular 640a y 640b respectiva, y después de la suma de vectores 650, la división en clases laterales es tal como se muestra con (c). Se obtiene cada uno de los ocho posibles puntos de la constelación a partir de la combinación de un punto de primer nivel 1801 y un punto de segundo nivel 1802. En particular, mediante transformación reticular 640a, los puntos del primer nivel se han ajustado a escala para obtener una distancia mínima de 1 y se han trasladado al primer cuadrante 2D. Mediante transformación reticular 640b, los puntos 1802 del segundo nivel se han hecho rotar 45 grados y se han trasladado al primer cuadrante con una distancia mínima de 2. Por tanto, el primer nivel divide el espacio 2D en cuatro clases laterales, correspondiendo cada una a un punto de la constelación QPSK original. El MSD en el receptor tiene que decidir en primer lugar cuál de las clases laterales se transmitió. Cuando se conoce esta clase lateral, la siguiente etapa es decidir entre los dos puntos 1802. La relación entre distancia de constelación mínima y desviación estándar de ruido en el receptor es mínima para el primer nivel (puntos 1801) y se aumenta dos veces para el segundo nivel. Por tanto, el primer nivel requiere un código binario con capacidades de corrección de errores mayores que el segundo nivel. La clase lateral de primer nivel se decide para todos los símbolos que pertenecen a una palabra de código de MLCC simultáneamente, por medio de decisión firme y decodificación por bloques BCH. Se realiza un remapeo de la palabra de código BCH decodificada para obtener la clase lateral de primer nivel antes de la decodificación de segundo nivel en el MSD. Después de la transformación reticular de segunda etapa 660, se obtiene una constelación cuadrada de media cero sobre  $RZ^2$  tal como se muestra con (d) en la figura 18.

Otro ejemplo está ilustrado en la figura 19 para  $\xi=2$  bit/dim. De manera similar al ejemplo anterior, se usan sólo los niveles primero y segundo,  $n_b(1)=1$  bit/dim,  $n_b(2)=1$  bit/dim y  $n_b(3)=0$  bit/dim (véase la tercera línea de la tabla en la figura 17). En particular, con (a) se muestra la constelación del primer nivel después del mapeador 630a y con (b) se muestra la constelación del segundo nivel después del mapeador 630b (no se aplica ninguna rotación en el segundo nivel). Después de la transformación reticular 640a y 640b respectiva, y después de la suma de vectores 650, la división en clases laterales es tal como se muestra con (c). Después de la transformación reticular de segunda etapa, la constelación de media cero resultante se muestra con (d) en la figura 19, dando como resultado una constelación 16-QAM.

La figura 20 ilustra otra configuración de ejemplo del codificador MLCC tal como es describió anteriormente. Ahora,  $\xi=2,5$  bit/dim,  $n_b(1)=1$  bit/dim,  $n_b(2)=1$  bit/dim y  $n_b(3)=0,5$  bit/dim (véase la cuarta línea de la tabla de la figura 17). Ésta es la configuración más sencilla que incluye los tres niveles. La constelación y el mapeo de bits para los niveles primero, segundo y tercero se ilustran con (a), (b) y (c). Con (d) se muestra la división en clases laterales realizada mediante las transformaciones reticulares de primera etapa y la suma de vectores. El primer nivel divide los puntos 2D en 4 clases laterales (puntos 2001) y cada clase lateral de primer nivel se divide adicionalmente en otras 4 clases laterales (punto 2002) mediante la transformación de segundo nivel. El MSD en el receptor decide las clases laterales de primer nivel que corresponden a cada símbolo. Esto proporciona un aumento de 6 dB de SNR en la decodificación de segundo nivel con respecto al primer nivel. Entonces, el MSD decide entre 4 clases laterales, lo que proporciona otro aumento de 6 dB de SNR. El tercer nivel realiza decodificación con una SNR superior en 12 dB con respecto al primer nivel puesto que la distancia de constelación mínima ha aumentado en 4. La constelación final después de la transformación 660 con etiquetado se muestra con (e) y corresponde a una 32-QAM rotada, cuyos símbolos deben convertirse en símbolos 8-PAM por el modulador 670.

La figura 21 proporciona una cuarta configuración de ejemplo del codificador MLCC. Ahora,  $\xi=3,5$  bit/dim,  $n_b(1)=1$  bit/dim,  $n_b(2)=1$  bit/dim y  $n_b(3)=1,5$  bit/dim (véase la sexta línea de la tabla en la figura 17). La constelación y el mapeo de bits para los niveles primero, segundo y tercero se ilustran con (a), (b) y (c). Con (d) se muestra la división en clases laterales realizada por las transformaciones reticulares de primera etapa y la suma de vectores. La constelación final después de la transformación reticular de segunda etapa 660 con etiquetado se muestra con (e), sus símbolos deben convertirse en símbolos 16-PAM por el modulador 670.

Según una realización preferida de la presente invención, para fibra óptica de plástico se consideran los códigos de componentes BCH con polinomios primitivos binarios sobre un campo de Galois  $GF(2^m)$  con  $m=11$ . Los polinomios primitivos de los niveles primero y segundo tienen ventajosamente 2047 bits de longitud y un acortamiento mínimo de 3 bits, dando como resultado  $N_{MLCC}=2044$  símbolos 1D en la salida. En el ejemplo anterior de una transmisión a través de POF descrita con referencia a la figura 6, como una realización ventajosa, se han aplicado BCH (2044,

1637) en el primer nivel y códigos BCH con (2044, 2022) y (1022, 1000) en el segundo nivel.

La selección de códigos BCH binarios para cada nivel es importante para garantizar el rendimiento y la ausencia del suelo de error del esquema de MLCC presentado. A continuación se comenta la selección de códigos BCH en detalle con el fin de garantizar la operación de todo el sistema de MLCC-MSD a tasas de errores muy bajas así como con el fin de obtener una ganancia de codificación posiblemente alta a partir de los códigos BCH implicados. El rendimiento de los códigos BCH se estima teniendo en cuenta las características de un decodificador de decisión firme BCH así como las operaciones de módulo llevadas a cabo por el MSD para separar la decodificación de los tres niveles de MLCC.

Con el fin de estimar el rendimiento del sistema de transmisión basado en MLCC según la presente invención, la tasa de errores de bits (BER) en función de la separación de Shannon de toda la MLCC se analiza con las siguientes suposiciones con respecto a la implementación del decodificador de múltiples fases en el receptor:

- Se implementa decisión firme para la detección de símbolos en cada nivel de decodificación. Para separar la información recibida que corresponde a cada nivel, se implementan los operadores de módulo tal como se definen en G. D. Forney *et al.*, "Sphere-bound-achieving coset codes and multilevel coset codes": IEEE Trans. on Information Theory, vol. 46, n.º 3, mayo de 2000, págs. 820-850.

- Se usa decodificación de distancia limitada tal como el algoritmo de Berlekamp-Massey (BMA) para la decodificación BCH. BMA se usa ampliamente para la decodificación BCH en implementaciones de hardware. Por tanto, las estimaciones presentadas en este caso son una estimación precisa del rendimiento que puede conseguirse en implementaciones reales.

- Se considera que la aplicación del esquema de MLCC a un canal de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN). Se considera la eliminación de la interferencia entre símbolos por medio de un ecualizador bien diseñado. Éste es el caso para la precodificación de Tomlinson-Harashima, pero no para el ecualizador con realimentación de decisiones (DFE) o el ecualizador con prealimentación lineal (FFE), porque la propagación de errores da como resultado ruido con color en el detector. No obstante, la combinación de la MLCC presentada con FFE es adecuada, aunque con una determinada pérdida de capacidad producida por la autocorrelación de ruido de detección. Para THP, la división en clases laterales presentada anteriormente se ha asignado de tal manera que no se requiere ninguna operación de módulo antes de la decodificación de múltiples fases. Por tanto, no se produce ninguna pérdida adicional por un módulo de THP.

- La operación de módulo se implementa en cada nivel antes de la decodificación. Cuando están habilitados los tres niveles (porque la eficacia espectral configurada es lo suficientemente alta), los operadores de módulo en los dos primeros niveles se implementan para separar la información dirigida a cada uno de estos niveles. El operador de módulo en el tercer nivel tiene la misma funcionalidad que realizaría el módulo de THP después del filtro de prealimentación, pero sin pérdida de capacidad alguna. La operación de módulo se implementa sobre una retícula 1D en el precodificador (lado de transmisor), pero puede decodificarse óptimamente en el nivel de decodificación habilitado superior de la estructura de MSD sobre una retícula 2D.

La predicción de rendimiento tiene en cuenta las pérdidas de conformación y de módulo, pero no la pérdida de precodificación experimentada por THP. El esquema de MLCC provoca una pérdida de conformación porque la señal de transmisión se distribuye de manera uniforme (es decir todos los símbolos PAM son probables por igual) independientemente de si se aplica THP o no. Puesto que POF es un canal de potencia pico limitada, las técnicas de conformación de constelación conducen a un aumento del factor de cresta que da como resultado una reducción de la capacidad de canal del sistema. De hecho, el verdadero límite de Shannon corresponde al límite de esfera (también denominado límite de conformación). Por otro lado, la pérdida de módulo se considera en la evaluación de la probabilidad de errores de símbolos en cada nivel de decodificación.

Shannon mostró que en un canal AWGN con una SNR dada y un ancho de banda  $B$  (Hz), la tasa de transmisión de datos  $R$  (bits/s) de una transmisión fiable está limitada por arriba en  $R < B \log_2(1 + \text{SNR})$ . De manera equivalente, el resultado de Shannon muestra que la eficacia espectral (bits/s/Hz) está limitada por arriba en  $\eta < \log_2(1 + \text{SNR})$ , o, dada una eficacia espectral  $\eta$ , que la SNR necesaria para una transmisión fiable está limitada por abajo en  $\text{SNR} > 2^\eta - 1$ . Definamos un parámetro de SNR normalizado  $\text{SNR}_n$  como  $\text{SNR}_n = \text{SNR} / (2^\eta - 1)$ . Para cualquier esquema de codificación fiable  $\text{SNR}_n > 1$ , es decir, el límite de Shannon (límite inferior) en  $\text{SNR}_n$  es 1 (0 dB), independientemente de la eficacia espectral  $\eta$ . Además,  $\text{SNR}_n$  mide la separación con respecto a la capacidad, es decir la diferencia en decibelios (dB) entre la SNR usada en realidad por un esquema de codificación y el límite de Shannon dado en SNR para una  $\eta$  dada.

La probabilidad normalizada de error de símbolos por 2 dimensiones viene dada por la siguiente estimación de límite de unión, en función de los parámetros  $\Lambda$  de retícula y la varianza de ruido, suponiendo AWGN y una detección de distancia mínima:

$$P_{e\Lambda} \approx \frac{2K(\Lambda)}{n} Q\left(\sqrt{\frac{d^2(\Lambda)}{4\sigma^2}}\right)$$

En este caso,  $d^2(\Lambda)$  es la distancia al cuadrado mínima entre puntos de la retícula,  $K(\Lambda)$  es el número de osculación de la retícula,  $n$  es el número de dimensiones y  $\sigma^2$  es la varianza de un ruido de  $n$  dimensiones con volumen  $V_d(n, \sigma^2) = (2\pi e \sigma^2)^{n/2}$ , es decir, una esfera de ruido de radio al cuadrado  $n\sigma^2 Q(\cdot)$  es la probabilidad gaussiana de función de errores. Esta ecuación significa que la probabilidad promedio normalizada de error de símbolos es una función de la relación entre la distancia mínima al cuadrado y la varianza de ruido. Esta relación, dependiendo de la retícula y constelación usadas, está relacionada con la  $SNR_n$  de una manera diferente. El número de osculación es el número promedio de puntos a una distancia mínima alrededor de un punto de la constelación.

La división en clases laterales se basa en retículas 2D  $qZ^2$  para constelaciones QAM, y  $qRZ^2$  para constelaciones QAM rotadas, donde  $q$  es un factor de ajuste a escala que depende del nivel. Para ambas retículas  $n=2$ .

Para constelaciones  $2^k$ -QAM, donde  $k$  es impar,  $d^2(qZ^2) = q^2$ , y la energía de la constelación promedio es

$$E_{\text{prom.}} = \frac{q^2}{2} \frac{2^k - 1}{3}$$

A partir de esto, la  $SNR_n$  viene dada por:

$$SNR = \frac{E_{\text{prom.}}}{2\sigma^2} = q^2 \frac{2^k - 1}{4 \cdot 3 \cdot \sigma^2}$$

$$SNR_n = \frac{q^2}{4 \cdot 3 \cdot \sigma^2}$$

Por tanto, la probabilidad promedio del error de símbolos se estima tal como sigue:

$$P_{es}(SNR_n) = K(\Lambda) Q\left(\sqrt{3 SNR_n}\right)$$

El número de osculación es 4 para una constelación muy grande dentro de la retícula. Sin embargo, para retículas pequeñas, se prefiere considerar el número promedio de puntos a una distancia mínima, puesto que los puntos de límite tienen normalmente una mitad de los puntos internos. No obstante, cuando los operadores de módulo de MSD se implementan antes de la detección firme y se produce un suavizado de ruido,  $K(\Lambda) = 4$  se considera preciso, especialmente cuando se aplica THP. Para constelaciones  $2^k$ -QAM rotadas en las que  $k$  es impar, a continuación se presenta una estimación de la probabilidad de error de símbolos. Mediante métodos de suma en serie, se calcula la energía de constelación promedio como

$$E_{\text{prom.}} = \frac{q^2}{4} \frac{2^{2\lceil k/2 \rceil} - 1}{3}$$

y por tanto, la  $SNR_n$  viene dada por:

$$SNR = \frac{E_{\text{prom.}}}{2\sigma^2} = q^2 \frac{2^{2\lceil k/2 \rceil} - 1}{8 \cdot 3 \cdot \sigma^2}$$

$$SNR_n = \frac{q^2}{8 \cdot 3 \cdot \sigma^2} \frac{2^{2\lceil k/2 \rceil} - 1}{2^k - 1}$$

y la probabilidad de error de símbolos es tal como sigue:



$$P_{\alpha}(SNR_n) = K(\Lambda) Q\left(\sqrt{6 \frac{2^k - 1}{2^{2k/2} - 1} SNR_n}\right)$$

El número de osculación se considerará que es 4 para las k constelaciones de QAM pares.

A partir de esto, puede calcularse ahora la probabilidad de error de símbolos promedio para cada nivel de decodificación implicado en MSD.

- 5 Para el esquema de MLCC configurado con un total de  $\xi$  bits codificados por dimensión y eficacia espectral de  $\eta$  bits/Hz/s por dimensión, la SNR normalizada para cada nivel l se define en función del esquema de MLCC completo  $SNR_n$ . Cuando  $2\xi$  es par, la  $SNR_{n,l}$  viene dada por

$$SNR_{n,l} = SNR_n \frac{2^{2\eta} - 1}{2^{2\xi} - 1} \cdot 4 \sum_{i=1}^l n_b(i)$$

- 10 suponiendo una eficacia espectral actual del sistema ( $\eta$ ) que es menor o igual al número de bits codificados por dimensión ( $\xi$ ). Además, se supone que la distancia de constelación mínima aumenta en cada nivel en función de la suma del número de bits codificados por dimensión en los niveles previos. Cuando  $2\xi$  es impar, obtenemos:

$$SNR_{n,l} = SNR_n \frac{2(2^{2\xi} - 1)}{2^{2\xi} - 1} \frac{2^{2\eta} - 1}{2^{2\xi} - 1} \cdot 4 \sum_{i=1}^l n_b(i) = SNR_n \frac{2(2^{2\eta} - 1)}{2^{2\xi} - 1} \cdot 4 \sum_{i=1}^l n_b(i)$$

donde se ha considerado la desviación debida a la constelación  $2^{2\xi}$ -QAM rotada después de  $\Lambda'_1(l)$  y  $\Lambda'_2$ .

- 15 Indiquemos la probabilidad de error de símbolos para el nivel l en función de la SNR normalizada como  $P_{sb,l}^0(SNR_n)$  y la probabilidad de errores de bits promedio como  $P_{eb,l}^0(SNR_n)$ . La probabilidad de error de símbolos se calcula entonces como

$$P_{sb,l}^0(SNR_n) = 4Q(\sqrt{3SNR_{n,l}})$$

- 20 Con el fin de obtener la probabilidad de errores de bits debe evaluarse cuántos enlaces de distancia mínima entre puntos producen sólo un cambio de 1 bit en el mapeo y cuántos producen un cambio de 2 bits. Para constelaciones QAM pares, todos los enlaces tienen un cambio de 1 bit, puesto que se mapean por Gray. Para constelaciones QAM impares es más difícil, pero todavía puede calcularse de manera analítica, de manera cerrada. Cuando  $2 \cdot n_b(l)$  es par:

$$P_{eb,l}^0(SNR_n) = \frac{1}{2n_b(l)} P_{sb,l}^0(SNR_n)$$

y cuando  $2 \cdot n_b(l)$  es impar, la probabilidad de errores de bits promedio se estima mediante:

$$P_{eb,l}^0(SNR_n) = \frac{3\sqrt{2^{2n_b(l)+1}} - 2}{4n_b(l)(\sqrt{2^{2n_b(l)+1}} - 1)} P_{sb,l}^0(SNR_n)$$

- 25 Además, para los niveles codificados (el primer y posiblemente el segundo nivel descritos con referencia a la figura 6), la probabilidad de error de decodificación BCH puede estimarse a partir de  $P_{sb,l}^0(SNR_n)$ , porque para las constelaciones tanto QPSK como BPSK aplicadas en estos niveles, sólo falla un bit por decisión de símbolo defectuosa en un régimen de tasa de errores baja. Para el l-ésimo nivel, se define un código BCH ( $n_c(l), k_c(l), t_c(l)$ ) sobre un campo de Galois  $GF(2^m)$ , donde  $n_c(l)$  es el número de bits por palabra de código  $n_c(l) \leq 2^m - 1$  y es par,  $k_c(l)$  es el número de bits de información por palabra de código y  $t_c(l)$  es la capacidad de corrección de errores en bits por palabra de código. Los códigos BCH están diseñados por separado para el primer y segundo nivel, atendiendo a diferentes criterios.

- 35 Para códigos BCH lo suficientemente grandes, la siguiente ecuación estima de manera precisa la probabilidad de errores de bits de decodificación  $P_{eb,l}^1(P_{eb,l}^0)$  en función de la probabilidad de errores de bits de entrada:

$$P_{eb,l}^i(P_{eb,l}^0) = \sum_{i=l+1}^n \frac{i}{n} \binom{n}{i} (P_{eb,l}^0)^i (1 - P_{eb,l}^0)^{(n-i)}$$

Esta ecuación se aplica para los códigos BCH de primer y segundo nivel. El tercer nivel no está codificado y por tanto  $P_{eb,l}^i = P_{eb,l}^0$ . Una palabra de código entera se supone que es errónea cuando no puede corregirse y el número de bits defectuosos es desde  $t_c(l)+1$  hasta  $n_c(l)$ .

- 5 Usando las estimaciones descritas anteriormente, ahora es posible estimar la probabilidad de errores de bits para todo el esquema de MLCC decodificado por MSD en el receptor, en función de  $P_{eb,l}^i$  en todos los niveles de MLCC habilitados, indicando  $L_{max}$  el índice del nivel  $l$  más alto que está habilitado. La probabilidad de errores de bits de MLCC se estima como

$$P_{eb}^{MLCC}(SNR_n) = \sum_{l=1}^{L_{max}} \frac{n_b(l)r_c(l)}{\eta} P_{eb,l}^i(SNR_n)$$

- 10 donde  $r_c(l)$  es la velocidad de código de cada nivel, que es siempre  $r_c(3)=1$ , puesto que el 3<sup>er</sup> nivel no está codificado.

Ahora, según una realización de la presente invención, basándose en la probabilidad de errores de bits estimada derivada anteriormente, los códigos BCH se seleccionan para garantizar que la tasa de errores de bits (BER) de todo el sistema de MLCC-MSD es menor que una BER objetivo indicada como  $BER_0$ . La BER objetivo es un requisito de sistema que depende de la aplicación objetivo. Por ejemplo, para una Ethernet de 1 Gbps,  $BER_0 = 10^{-10}$ , y para 10 Gbps,  $BER_0 = 10^{-12}$ . El método para seleccionar los códigos BCH incluye las siguientes etapas:

- 15 1. Seleccionar  $m$ ,  $N_{MLCC}$  y  $n_c(1)$ . Para cualquier nivel  $l$ ,  $\beta(l) = k_c(l)$  es óptimo. Puesto que  $n_b(1) = 1$  bit/dim para cualquier configuración de MLCC según la figura 6,  $N_{MLCC} = n_c(1)$  símbolos unidimensionales por palabra de código de MLCC. Por otro lado, para un BCH sobre  $GF(2^m)$ , la elección de  $n_c(1)$  lo más próximo posible a  $2^m-1$  maximizará el rendimiento.  $m$  se selecciona basándose en requisitos de sistema; la ganancia de codificación BCH aumenta con  $m$ . Además,  $N_{MLCC}$  debe ser par puesto que la MLCC funciona sobre una retícula bidimensional, y cuando están implicadas constelaciones rotadas se mapeará un número impar de bits por 2 dimensiones. Por tanto:

1.1  $m$  se selecciona en función de los requisitos del sistema, teniendo en cuenta que a mayor  $m$ , la ganancia de codificación aumenta así como la complejidad y la latencia de decodificación.

- 25 1.2  $n_c(1)$  es un número entero par de manera que  $n_c(1) < 2^m - 1$ . Con el fin de maximizar la ganancia de codificación,  $n_c(1)$  debe seleccionarse lo más alto posible.

- 30 2. Selección de  $r_c(1)$ . La siguiente etapa es la selección de velocidad de código para el BCH usado en el primer nivel. Desde el punto de vista del rendimiento, para  $m$  y  $n_c(1)$  dados, hay un valor óptimo  $r_c(1)$  para el que la separación de Shannon es mínima. Los códigos BCH funcionan muy bien para velocidades de código altas. Cuando la velocidad de código disminuye de 1 a 0, la separación de Shannon disminuye, luego la ganancia de codificación aumenta hasta un valor dado  $r_c(1)_{opt}$ . A partir de este valor, la separación aumenta de manera monótona. Para la selección de  $r_c(1)$ , también deben considerarse las limitaciones de implementación de hardware. La complejidad computacional, por tanto el área de silicio, del decodificador BMA BCH es proporcional al factor  $m \cdot t$ .

- 35 3. Cálculo de  $k_c(1)$  y el polinomio primitivo. El código BCH  $(n_c(1), k_c(1), t_c(1))$  es una versión acortada de un código BCH  $(2^m-1, k_{co}(1), t_{co}(1))$ , donde  $k_{co}(1) = k_c(1) + 2^m - 1 - n_c(1)$ . A partir de este primer valor de tentativa, buscamos el polinomio primitivo válido con  $k \leq k_{co}(1)$ . A partir de esto, el BCH se define estrechamente mediante  $n_c(1)$  y  $k_c(1) = k + n_c(1) - 2^m + 1$ .

- 40 4. Selección de BCH para el segundo nivel: se usan dos códigos BCH diferentes en el segundo nivel, aunque son una versión acortada de un polinomio primitivo único, entonces, ventajosamente, sólo ha de implementarse un decodificador BCH para este nivel. Cuando  $n_b(2) = 1$  bit/dim, entonces  $n_c(2) = n_c(1)$ . Para  $n_b(2) = 0,5$  bits/dim,  $n_c(2) = n_c(1)/2$ . Si  $k_{co}(2)$  es el número de bits de información del polinomio primitivo,  $k_{co}(2)$  es el valor más alto que cumple

$$P_{eb}^{MLCC}(SNR_n) \approx \frac{n_b(1)r_c(1)}{\eta} P_{eb,l}^i(SNR_n)$$

cuando  $P_{eb}^{MLCC}(SNR_n) > BER_0$  para  $n_b(2) = 0,5$  bit/dim y  $n_b(1) = 1$  bit/dim. En otras palabras, el rendimiento de todo el sistema se establece por el primer nivel. Éste es un proceso iterativo que requiere calcular numéricamente las ecuaciones anteriores. Una vez hallado un  $k_{co}(2)$  válido,  $k_c(2)$  se calcula como  $k_c(2) = k_{co}(2) + n_c(2) - 2^m + 1$ .

- 45 A continuación se muestra un ejemplo de la selección de código BCH según las reglas introducidas anteriormente.

El exponente del polinomio primitivo de  $m = 11$  se selecciona como que proporciona un buen equilibrio rendimiento-complejidad para aplicaciones de POF de múltiples gigabits. Además,  $N_{MLCC} = 2044$  símbolos por palabra de código de MLCC, y por tanto  $n_c(l) = 2044$  bits.  $BER_0 = 10^{-12}$  para cumplir un requisito de 10 Gbps. Con el fin de seleccionar la velocidad de código,  $P_{cb}^{MLCC}(SNR_n)$  se calcula con  $n_b(2) = n_b(3) = 0$ , para varios valores de  $r_c(1)$ .

5 La figura 22 muestra las curvas de BER correspondientes. Tal como puede observarse a partir de esta figura, la separación de Shannon disminuye a medida que  $r_c(1)$  se reduce de 0,95 a 0,8, donde para  $r_c(1) = 0,80$ , la separación de Shannon está en el mínimo. Aumenta más para  $r_c(1) = 0,7$  y 0,6. Por tanto, se selecciona el BCH (2044, 1637) para el primer nivel.

10 Para la selección del código BCH de segundo nivel, en primer lugar se considera el caso en el que no se emplea BCH, concretamente  $r_c(2) = 1$  y  $n_b(2) = 1$  bit/dim. La figura 23 muestra la tasa de errores de bits  $P_{b,i}^1(SNR_n)$  para los niveles primero y segundo, así como el rendimiento de toda la MLCC en términos de  $P_{cb}^{MLCC}(SNR_n)$ . La eficacia espectral es  $\eta = 1,8$  bits/s/Hz/dim. Tal como puede observarse, la BER de MLCC está condicionada por el segundo nivel para  $BER < 10^{-7}$ .

15 Cuando la configuración se cambia y  $t_c(2) = 1$  bit, el rendimiento cambia tal como se muestra en la figura 24. Tal como se observa, el rendimiento de toda la MLCC está ahora más próximo al límite de Shannon. La figura 25 ilustra el rendimiento para  $t_c(2) = 2$  bits por palabra de código de BCH. Esta configuración es válida también para  $n_b(2) = 0,5$  bits/dim tal como se muestra en la figura 26. La figura 27 muestra el rendimiento para  $\eta \sim 3,3$  bits/s/Hz/dim y  $\xi = 3,5$  bits/dim, con  $n_b(1) = n_b(2) = 1$  bit/dim y  $n_b(3) = 1,5$  bits/dim. Tal como ya se comentó anteriormente, el rendimiento del tercer nivel no tiene influencia en el rendimiento cuando los códigos BCH se seleccionan bien para la  $BER_0$  que puede implementarse.

25 Tal como ya se mencionó anteriormente, la estimación de potencia de enlace es una medida importante de calidad de un sistema de comunicación óptico. Mide la atenuación máxima a la que el sistema de comunicación todavía puede garantizar una tasa de transmisión de datos dada con una tasa de errores de bits menor que un objetivo especificado (en condiciones definidas de ruido, distorsión, temperatura, etc.) El objetivo es seleccionar y desarrollar las técnicas de telecomunicación más adecuadas que conduzcan a una maximización de la estimación de potencia de enlace. Este problema se refiere al objetivo de realizar una aproximación de la capacidad del canal de comunicación para la que está diseñado el sistema. Por tanto, los criterios y límites de la teoría de la información pueden usarse para estimar la tasa de baudios óptima y el número de niveles de M-PAM que maximizan la estimación de enlace tal como se comentó anteriormente.

30 El siguiente ejemplo considera que THP se implementa como técnica de ecualización junto con el esquema de MLCC de la presente invención. El objetivo es proporcionar 1 Gbps usando un LED con ancho de longitud de onda FWHM de 20 nm, apertura numérica FWHM de 0,3 (con una condición de lanzamiento similar a EMD) y OMA de 0 dBm. Se consideran varios anchos de banda eléctricos de -3dB análogos del LED con el fin de mostrar cómo la estimación de enlace depende de los mismos. La estimación de enlace es para 50 metros de SI-POF (A4a.2) y la atenuación de POF se incluye dentro de la estimación de enlace. En otras palabras, la respuesta de POF se considera normalizada en CC, incluyéndose toda dispersión modal y la ISI consiguiente en la evaluación de estimación de potencia de enlace. Se considera un receptor óptico de área grande integrado comercialmente disponible. La capacidad de respuesta es de 0,5 A/W a 650 nm de longitud de onda y la transimpedancia se ajusta para optimizar el equilibrio ruido - ancho de banda en función de la tasa de baudios y el número de niveles de modulación.

45 La figura 28 muestra la estimación de enlace (dBo) en función de la tasa de baudios de señal ( $F_s$ ). Tal como puede observarse, la tasa de baudios que maximiza la estimación de enlace es de alrededor 300 MBaud, para anchos de banda de LED de entre 50 y 100 MHz, y algo más de 350 MBaud para 350 MHz. Por tanto, un ancho de banda de señal de alrededor de 150 MHz y modulación 16-PAM, que proporciona una eficacia espectral de  $\sim 3,3$  bits/símbolo (6,6 bits/s/Hz) son la configuración para maximizar la estimación de enlace. Cuando la estimación de potencia de enlace se agota porque hay un exceso de atenuación debido a un mal acoplamiento, mala terminación, conectores intermedios o demasiados pliegues, hay dos posibilidades: no establecer el enlace de comunicación o reducir la tasa de transmisión de datos (por ejemplo 800 Mbps de 1 Gbps) por medio de un algoritmo automático implementado en el sistema. Desde el punto de vista del usuario final, la solución de tasa de transmisión de bits adaptativa puede ser la clave para el éxito, especialmente para instalaciones amateur (requisito de fácil instalación), que probablemente serán las dominantes en instalaciones domésticas. Por otro lado, teniendo en cuenta las topologías de cableado tales como en cadena margarita o en árbol, que reducen la complejidad de la instalación dentro del hogar, la capacidad de tasa de transmisión bits adaptativa puede ser ventajosa en secciones comunes de la red (secciones que deben asumir el tráfico de varias otras secciones), donde puede ser necesario y proporcionarse más de 1 Gbps debido a un posible margen excesivo. La presente invención emplea un esquema de MLCC que soporta eficacia espectral programable para una tasa de transmisión de bits adaptativa.

55 La figura 29 resume un método según la presente invención. Por consiguiente, se introducen bits 2810 en el codificador por clases laterales de tres niveles y se dividen en tres niveles. Los bits en el primer y el segundo nivel se codifican 2820 mediante el código BCH. Los bits codificados de los primeros dos niveles así como los bits en el

tercer nivel se mapean entonces en constelaciones predefinidas respectivas 2830 y los símbolos resultantes se transforman entonces 2840 por medio de una transformación reticular, realizando de esta manera la división en clases laterales. Los símbolos transformados por retícula de cada nivel se suman y se procesan mediante una transformación reticular de segunda etapa 2850 con el fin de obtener una constelación de media cero con distribución de energía posiblemente uniforme. Después de la codificación por clases laterales de tres niveles, los símbolos se modulan 2860 y o bien se proporcionan para su transmisión o bien se precodifican 2870.

La figura 30 muestra un decodificador de múltiples fases 3000 de ejemplo que puede usarse para decodificar una señal codificada tal como se describió anteriormente. En primer lugar, la señal digital codificada (M-PAM) que tiene una longitud  $N_{MLCC}$  se demodula 3010 para obtener una palabra de código de símbolos bidimensional con una longitud  $N_{MLCC}/2$ . El símbolo demodulado se transforma entonces 3020 mediante una transformación reticular inversa (que coincide con la segunda transformación reticular 660 del codificador) y se decodifica con un decodificador de tres fases. El decodificador de tres fases aplica en la primera fase otra transformación reticular inversa 3030a (que coincide con la transformación reticular 640a en el codificador) y decisión firme 3040a, luego extrae una primera parte de la palabra de código de símbolos transformada aplicando una operación de módulo 3050a ( $\text{mod-}\Lambda_1$ ) al símbolo demodulado. Entonces, todavía en la primera fase, la primera parte extraída se demapea 3060a (lo que coincide con el mapeo 630a en el codificador) para obtener una palabra de código de BCH de  $n_c(1)$  bits de largo, que se decodifica con un primer decodificador BCH 3070a (que coincide con el codificador BCH 620a en el codificador) para obtener  $\beta(1)$  bits de información. La palabra de código decodificada de la primera parte con  $n_c(1)$  bits selecciona una primera clase lateral. La palabra de código decodificada de la primera parte se mapea entonces de nuevo de manera similar a 630a y se transforma mediante una transformación reticular que corresponde a 640a. La clase lateral de primer nivel resultante se sustrae entonces de la palabra de código de símbolos y se obtiene la segunda parte en la segunda fase aplicando operación de módulo ( $\text{mod-}\Lambda_2$ ) a la misma después de una transformación reticular inversa y decisión firme, que son similares a bloques funcionales descritos para la primera fase. La segunda parte se demapea entonces (lo que coincide con el mapeo 630b en el codificador) para obtener una palabra de código de BCH de  $n_c(2)$  bits de largo, que se decodifica con un segundo o un tercer decodificador BCH (que corresponde al codificador BCH 620b en el codificador) para obtener  $\beta(2)$  bits de información. La palabra de código decodificada de la segunda parte selecciona una segunda clase lateral. Una tercera parte con un tamaño de  $n_c(3) = \beta(3)$  bits se obtiene sustrayendo la palabra de código decodificada de la segunda clase lateral (mapeada 630b y transformada por retícula 640b de nuevo) y la clase lateral de primer nivel del símbolo demodulado y mediante transformación reticular inversa (que corresponde a la transformación reticular 640c en el codificador), decisión firme 3040c y operación de módulo ( $\text{mod-}\Lambda_3$ ) 3050c. Después de un demapeo 3060c (que corresponde al mapeo 630c en el codificador), basándose en la tercera parte obtenida, la palabra de código se decodifica finalmente multiplexando 3080 (multiplexor de MLCC) las tres partes decodificadas obtenidas en tres fases del decodificador para obtener la palabra decodificada de longitud  $\alpha_{MLCC}$ .

Las figuras 31A, 31B y 31C muestran posibles métodos de ecualización que pueden usarse con la presente invención. Ventajosamente, tal como se describió anteriormente, se usa precodificación de Tomlinson-Harashima, que incluye operación de módulo 3110 y filtrado de realimentación 3130, de manera similar a la precodificación conocida tal como se ilustra en la figura 3 (véase la operación de módulo 310 y el filtro de realimentación 330). Sin embargo, en el lado de decodificador, se prescinde ventajosamente del operador de módulo 320 de la figura 3 con el fin de reducir la pérdida de módulo y, en vista de que la operación de módulo se realiza durante la decodificación de múltiples fases. Por tanto, antes de entrar en el decodificador de múltiples fases (por ejemplo el decodificador de la figura 30), sólo se realiza filtrado con prealimentación 3120.

Alternativamente, cuando no se aplica precodificación de Tomlinson-Harashima, puede realizarse una ecualización con prealimentación tal como se muestra en la figura 31B. Todavía alternativamente, puede emplearse un ecualizador con realimentación de decisiones tal como se muestra en la figura 31C.

La figura 34 resume etapas de método realizadas según una realización de la presente invención. Una etapa 3410 de ecualización puede realizarse en los símbolos recibidos desde el canal POF. Esta etapa puede incluir filtrado de prealimentación tal como se ilustra en las figuras 31A, 31B y 31C. Entonces, los símbolos se demodulan 3420, por ejemplo, mediante un demodulador M-PAM. Una transformación reticular inversa 3430 se aplica entonces a los símbolos demodulados, que luego experimentan la decodificación de tres fases con las etapas 3440, 3450 y 3460 correspondientes. Básicamente, en cada una de estas fases, los símbolos se transforman por retícula inversa, se toma una decisión sobre su valor (que corresponde a la "decisión firme" en la figura 30), se extrae una parte de los datos designada como clase lateral/palabra de código por medio de un operador de módulo y, en la primera y/o segunda fase, se realiza decodificación BCH. Las partes obtenidas de esta manera de la primera, segunda y tercera fase se multiplexan (de manera binaria) 3470.

En particular, la presente invención puede implantarse en redes domésticas para implementaciones de IPTV emergentes que requieren un ancho de banda alto y una calidad de experiencia alta. Sin embargo, la presente invención también puede emplearse en redes de acceso, por ejemplo para entregar una difusión de alta definición a través de una fibra hasta el hogar directamente al usuario en la última parte del trayecto de transmisión. Gracias a las características inherentes de la fibra de plástico (coste y tiempo de instalación bajos, no es necesario conectar enchufes, inmunidad EMI, bajo diámetro, etc.) y las características de la presente invención, POF puede considerarse como alternativa a largo plazo para arquitecturas de red de acceso futuras. POF en conexión con la

tecnología de transmisión de datos proporcionada por la presente invención también puede usarse ventajosamente en el entorno industrial y en redes de entretenimiento informativo para coches. Las demandas de un mayor ancho de banda requeridas por sensores basados en vídeo pueden conseguirse con POF y la tecnología descrita anteriormente, permitiendo la instalación de cámaras de visión trasera de alta definición, visión de 360° multicámara, aparcamiento asistido, sustitución de espejo lateral, vigilancia de asiento trasero, visión nocturna, etc. de una manera económica.

Otra realización de la invención se refiere a la implementación de las diversas realizaciones descritas anteriormente usando hardware y software. Se reconoce que las diversas realizaciones de la invención pueden implementarse o realizarse usando dispositivos informáticos (procesadores). Un dispositivo informático o procesador puede ser, por ejemplo, procesadores de uso general, procesadores de señal digital (DSP), circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), disposición de puertas programables en campo (FPGA) u otros dispositivos lógicos programables, etc. Las diversas realizaciones de la invención también pueden realizarse o materializarse mediante una combinación de estos dispositivos.

Además, las diversas realizaciones de la invención también pueden implementarse por medio de módulos de software, que se ejecutan mediante un procesador o directamente en hardware. También puede ser posible una combinación de módulos de software y una implementación de hardware. Los módulos de software pueden almacenarse en cualquier tipo de medios de almacenamiento legibles por ordenador, por ejemplo RAM, EPROM, EEPROM, memoria *flash*, registros, discos duros, CD-ROM, DVD, etc.

En resumen, la presente invención se refiere a un sistema de codificación y modulación eficaz para la transmisión de datos digitales a través de fibras ópticas de plástico. En particular, la señal digital se codifica por medio de una codificación por clases laterales de tres niveles. La eficacia espectral del sistema es configurable por medio de la selección del número de bits que van a procesarse en cada uno de los niveles. El primer nivel aplica a los datos digitales una codificación BCH binaria y realiza división en clases laterales por medio de un mapeo de constelación y transformaciones reticulares. De manera similar, el segundo nivel aplica otra codificación de BCH binaria, que puede realizarse de manera seleccionable según la configuración deseada por dos códigos BCH con sustancialmente la misma velocidad de codificación, operando en palabras de código de tamaños diferentes. El tercer nivel no está codificado. Tanto el segundo como el tercer nivel experimentan mapeo y transformación reticular. Después de una suma de los niveles, se realiza una transformación reticular de segunda fase para obtener una constelación de media cero. Los símbolos emitidos desde tal codificador por clases laterales de tres niveles se modulan entonces adicionalmente.

REIVINDICACIONES

1. Método para codificar datos digitales para su transmisión a través de una fibra óptica de plástico (150), comprendiendo el método las etapas de:
  - 5 seleccionar el número de bits en una segunda y tercera parte de datos digitales de entrada en función de una eficacia espectral deseada;
  - codificar datos digitales de entrada mediante codificación por clases laterales de tres niveles que incluye:
    - separar (2910) de los datos digitales de entrada una primera parte, la segunda parte y la tercera parte de datos, cada una con un número predeterminado de bits;
    - codificar (2920) la primera parte de datos con un primer código BCH en un primer nivel;
    - 10 proporcionar en un segundo nivel un segundo código BCH y un tercer código BCH, en el que el tercer código BCH tiene una longitud de palabra de código menor que la longitud de palabra de código del primer y del segundo código BCH, y el tercer código BCH tiene sustancialmente la misma velocidad de código que el segundo código BCH;
    - codificar (2920) la segunda parte con o bien el segundo o bien el tercer código BCH en el segundo nivel;
    - 15 en el primer nivel, mapear (2930) la primera parte codificada en símbolos de una primera constelación QPSK y realizar una transformación reticular (2940) de los símbolos mapeados para conseguir una división en clases laterales, incluyendo la transformación reticular traslación y ajuste a escala;
    - en el segundo nivel, mapear (2930) la segunda parte codificada en símbolos de una segunda constelación predefinida usando mapeo QPSK o BPSK dependiendo de si se usó el segundo o el tercer código BCH y realizar una transformación reticular (2940) de los símbolos mapeados para conseguir una división en clases laterales, incluyendo la transformación reticular traslación, rotación de 45 grados y ajuste a escala de la constelación trasladada cuando el número de bits por dos dimensiones de la segunda constelación es impar;
    - 20 en el tercer nivel, mapear (2930) la tercera parte en símbolos de una tercera constelación sobre retículas  $Z^2$  o  $RZ^2$ , configurada según la eficacia espectral deseada y realizar una transformación reticular (2940) de los símbolos mapeados, incluyendo la transformación reticular traslación, rotación de la constelación trasladada de 45 grados cuando el número de bits por dos dimensiones de la constelación configurada es impar y ajuste a escala;
    - 25 sumar (2950) los símbolos transformados del primer, del segundo y del tercer nivel dando como resultado una constelación combinada sobre  $Z^2$  o  $RZ^2$ ;
    - 30 realizar (2950) una transformación reticular de segunda fase de la constelación combinada para conseguir una constelación de media cero, incluyendo la transformación reticular de segunda fase rotación de la constelación de -45 grados cuando el número de bits por dos dimensiones de la constelación combinada es impar y una operación de módulo para limitar los símbolos de la constelación combinada a una constelación cuadrada sobre  $Z^2$  o  $RZ^2$ ; y
    - 35 modular (2960) los símbolos codificados con la codificación por clases laterales de tres niveles usando una modulación de dominio de tiempo.
2. Método según la reivindicación 1, en el que los códigos BCH binarios segundo y tercero tienen el mismo polinomio primitivo.
- 40 3. Método según la reivindicación 1, que comprende además una etapa de, basándose en una eficacia espectral deseada, seleccionar el número de bits por dos dimensiones de cada nivel y adaptar las transformaciones reticulares aplicando dicha rotación de la constelación cuando el número de bits por dos dimensiones de la constelación combinada es impar y no aplicando la rotación en caso contrario.
4. Método según la reivindicación 1, en el que
  - 45 el primer codificador BCH genera palabras de código con 2044 bits basándose en 1637 bits de información de entrada, y/o
  - el segundo codificador BCH genera palabras de código con 2044 bits basándose en 2022 bits de información de entrada, y/o
  - 50 el tercer codificador BCH genera palabras de código con 1022 bits basándose en 1000 bits de información de entrada.

5. Método según la reivindicación 1, en el que la modulación de dominio de tiempo es M-PAM y

la transformación reticular de primera fase  $\Lambda'_1(l)$  viene dada por:

$$\Lambda'_1(l)(x) = \Lambda'_{1,2}(l)(\Lambda'_{1,1}(l)(x)) \text{ con}$$

$$\Lambda'_{1,2}(l)(x) = x \cdot 2^{\sum_{i=1}^{l-1} \lceil n_b(i) \rceil} \cdot \left( \frac{1+j}{2} \right)^{\text{res}(2 \cdot n_b(l), 2)} \text{ y } \Lambda'_{1,1}(l)(x) = \frac{1}{2} (x + (1+j)(2^{\lceil n_b(l) \rceil} - 1))$$

donde  $l$  indica el nivel,  $x$  es un número complejo,  $n_b(l)$  indica el número de bits por dimensión en el nivel  $l$ ,  $j = \sqrt{-1}$  y "res" indica un resto después de una división de número entero.

6. Método según la reivindicación 1, que comprende además una etapa de precodificación de Tomlinson-Harashima aplicada a los símbolos modulados.

- 10 7. Método para recibir y decodificar una señal digital codificada mediante un método de codificación según la reivindicación 1 y recibida a través de una fibra óptica de plástico, comprendiendo el método las etapas de:

demodular (3420) la señal digital codificada con una modulación de dominio de tiempo para obtener palabras de código de símbolos y transformarlas (3430) con una transformación reticular inversa,

- 15 decodificar los símbolos demodulados y transformados con un decodificador de tres fases que incluye las etapas de:

extraer (3440) una primera parte de una palabra de código aplicando transformación reticular inversa, decisión firme de QPSK y, después, una operación de módulo a un símbolo demodulado;

- 20 decodificar (3440) en una primera fase la primera parte con un primer decodificador BCH y, basándose en la primera parte decodificada, seleccionar una primera clase lateral;

extraer (3450) una segunda parte aplicando transformación reticular inversa, decisión firme de QPSK o BPSK y, después, una operación de módulo a un símbolo obtenido sustrayendo la primera parte decodificada del símbolo demodulado;

- 25 decodificar (3450) en una segunda fase la segunda parte con un segundo o tercer decodificador BCH y, basándose en la segunda parte decodificada, seleccionar una segunda clase lateral;

obtener (3460) una tercera parte sustrayendo las clases laterales primera y segunda decodificadas del símbolo demodulado, aplicando transformación reticular inversa, decisión firme de  $Z^2$  o  $RZ^2$  y, después, una operación de módulo;

y multiplexar (3470) la primera, segunda y tercera parte decodificada,

- 30 en el que en la segunda fase se proporcionan el segundo código BCH y el tercer código BCH, en el que el tercer código BCH tiene una longitud de palabra de código menor que la longitud de palabra de código del primer y del segundo código BCH, y el tercer código BCH tiene sustancialmente la misma velocidad de código que el segundo código BCH.

8. Aparato para codificar datos digitales para su transmisión a través de una fibra óptica de plástico (150), comprendiendo el aparato:

- 35 un codificador por clases laterales de múltiples niveles (510) para codificar datos digitales de entrada mediante una codificación por clases laterales de tres niveles que incluye:

un demultiplexor (610) para separar de los datos digitales de entrada una primera parte, una segunda parte y una tercera parte de datos, cada una con un número predeterminado de bits seleccionables en función de una eficacia espectral deseada;

- 40 un primer codificador BCH (620a) que codifica la primera parte de datos con un primer código BCH en un primer nivel;

un segundo codificador BCH (620b) en un segundo nivel, en el que el segundo codificador BCH está adaptado para codificar la segunda parte con o bien un segundo o bien un tercer código BCH previstos

ambos en el segundo codificador BCH, en el que el tercer código BCH tiene una longitud de palabra de código menor que la longitud de palabra de código del primer y del segundo código BCH, y el tercer código BCH tiene sustancialmente la misma velocidad de código que el segundo código BCH;

5 un primer mapeador (630a) en el primer nivel para mapear la primera parte codificada en símbolos de una primera constelación QPSK y realizar una transformación reticular (640a) de los símbolos mapeados para conseguir una división en clases laterales, incluyendo la transformación reticular traslación y ajuste a escala;

10 un segundo mapeador (630b) en el segundo nivel para mapear la segunda parte codificada en símbolos de una segunda constelación predefinida usando un mapeo QPSK o BPSK dependiendo de si se usó el segundo o el tercer código BCH y realizar una transformación reticular (640b) de los símbolos mapeados para conseguir una división en clases laterales, incluyendo la transformación reticular traslación, rotación de 45 grados y ajuste a escala de la constelación trasladada cuando el número de bits por dos dimensiones de la segunda constelación es impar;

15 un tercer mapeador (630c) en el tercer nivel para mapear la tercera parte en símbolos de una tercera constelación predefinida sobre las retículas  $Z^2$  o  $RZ^2$ , configurable según la eficacia espectral deseada y realizar una transformación reticular (640c) de los símbolos mapeados, incluyendo la transformación reticular traslación, rotación de la constelación trasladada de 45 grados cuando el número de bits por dos dimensiones de la constelación configurada es impar y ajuste a escala;

20 un sumador (650) para sumar los símbolos transformados del primer, del segundo y del tercer nivel dando como resultado una constelación combinada sobre  $Z^2$  o  $RZ^2$ , y

25 una unidad de transformación (660) para realizar una transformación reticular de segunda fase de la constelación combinada para conseguir una constelación de media cero, incluyendo la transformación reticular de segunda fase rotación de la constelación de -45 grados cuando el número de bits por dos dimensiones de la constelación combinada es impar y una operación de módulo para limitar los símbolos de la constelación combinada a una constelación cuadrada sobre  $Z^2$  o  $RZ^2$ ; y

un modulador (670) para modular los símbolos codificados con la codificación por clases laterales de tres niveles usando una modulación de dominio de tiempo.

9. Aparato según la reivindicación 8, en el que los códigos BCH binarios segundo y tercero (620b) tienen el mismo polinomio primitivo.

30 10. Aparato según la reivindicación 8, que comprende además un selector para, basándose en una eficacia espectral deseada, seleccionar el número de bits por dos dimensiones de cada nivel y adaptar las transformaciones reticulares aplicando dicha rotación de la constelación cuando el número de bits por dos dimensiones de la constelación combinada es impar y no aplicando la rotación en caso contrario.

11. Aparato según la reivindicación 8, en el que

35 el primer codificador BCH genera palabras de código con 2044 bits basándose en 1637 bits de información de entrada, y/o

el segundo codificador BCH genera palabras de código con 2044 bits basándose en 2022 bits de información de entrada, y

40 el tercer codificador BCH genera palabras de código con 1022 bits basándose en 1000 bits de información de entrada.

12. Aparato según la reivindicación 8, en el que el primer (630a), el segundo (630b) y/o el tercer (630c) mapeador está configurado para aplicar la transformación reticular de primera fase  $\Lambda'_1(l)$  que viene dada por:

$$\Lambda'_1(l)(x) = \Lambda'_{1,2}(l) \left( \Lambda'_{1,1}(l)(x) \right)_{\text{con}}$$

$$\Lambda'_{1,2}(l)(x) = x \cdot 2^{\sum_{i=1}^{l-1} \lceil n_b(i) \rceil} \cdot \left( \frac{1+j}{2} \right)^{\text{res}(2 \cdot n_b(l), 2)} \quad \text{y} \quad \Lambda'_{1,1}(l)(x) = \frac{1}{2} \left( x + (1+j) \left( 2^{\lceil n_b(l) \rceil} - 1 \right) \right)$$

45 donde l indica el nivel, x es un número complejo, nb(l) indica el número de bits por dimensión en el nivel l,  $j = \sqrt{-1}$  y "res" indica un resto después de una división de número entero, y



el modulador (670) es un modulador M-PAM.

13. Aparato según la reivindicación 8, que comprende además un precodificador de Tomlinson-Harashima (530) para precodificar los símbolos modulados por el modulador.
- 5 14. Aparato para recibir y decodificar una señal digital codificada con un aparato según la reivindicación 8 y recibida a través de una fibra óptica de plástico (150), comprendiendo el aparato:
- un demodulador (3010) para demodular la señal digital codificada con una modulación de dominio de tiempo para obtener palabras de código de símbolos,
- una unidad de transformación para transformar (3020) los símbolos demodulados con una transformación reticular inversa;
- 10 un decodificador de múltiples fases para decodificar los símbolos demodulados y transformados, teniendo el decodificador de múltiples fases tres fases y comprendiendo además:
- un primer extractor para extraer una primera parte de una palabra de código aplicando una retícula inversa, decisión firme de QPSK y, después, una transformación (3030a) y una operación de módulo (3050a) a un símbolo demodulado;
- 15 un primer decodificador BCH (3070a) para decodificar en una primera fase la primera parte y, basándose en la primera parte decodificada, seleccionar una primera clase lateral;
- un segundo extractor para extraer una segunda parte aplicando una transformación reticular inversa (3030b), decisión firme de QPSK o BPSK y, después, una operación de módulo (3050b) a un símbolo obtenido sustrayendo la primera parte decodificada del símbolo demodulado;
- 20 un segundo y un tercer decodificador BCH en una segunda fase que aplican un segundo código BCH y un tercer código BCH respectivos, en el que el tercer código BCH tiene una longitud de palabra de código menor que la longitud de palabra de código del primer y del segundo código BCH, y el tercer código BCH tiene sustancialmente la misma velocidad de código que el segundo código BCH;
- 25 un decodificador (3070b) para decodificar en una segunda fase la segunda parte con el segundo o el tercer decodificador BCH y, basándose en la segunda parte decodificada, seleccionar una segunda clase lateral;
- un tercer extractor para obtener una tercera parte sustrayendo las clases laterales primera y segunda decodificadas del símbolo demodulado, aplicando una transformación reticular inversa, decisión firme de  $Z^2$  o  $RZ^2$  (3030c) y, después, una operación de módulo (3050c); y
- un multiplexor (3080) para multiplexar la primera, segunda y tercera parte decodificada.
- 30 15. Circuito integrado que implementa un aparato según la reivindicación 8.

Fig. 1

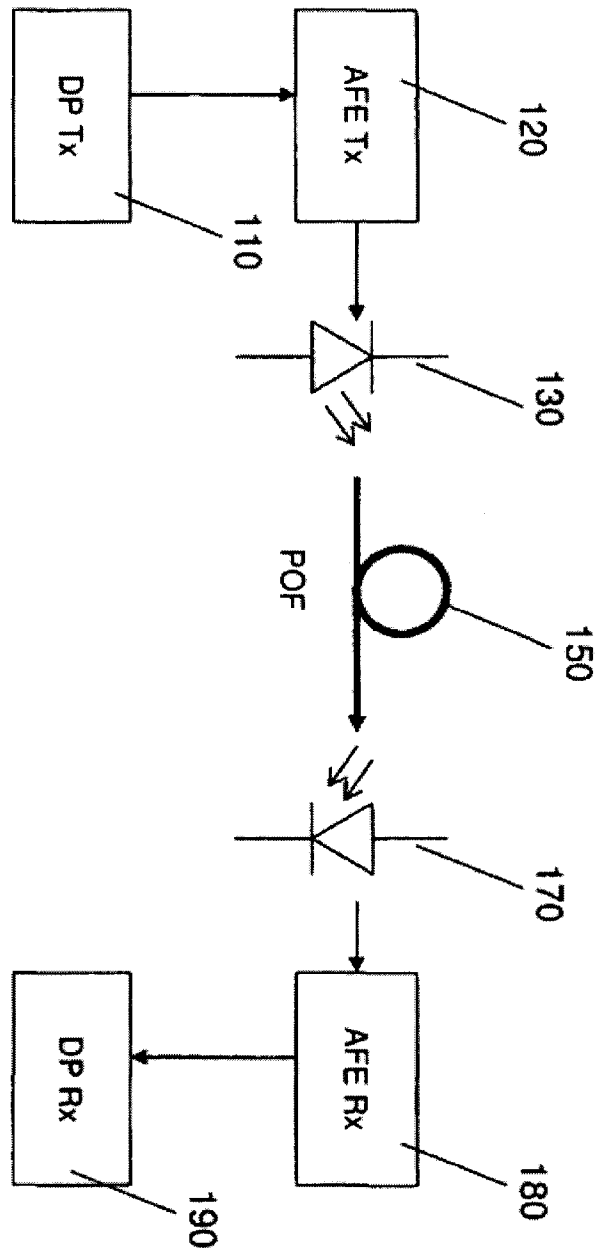


Fig. 3

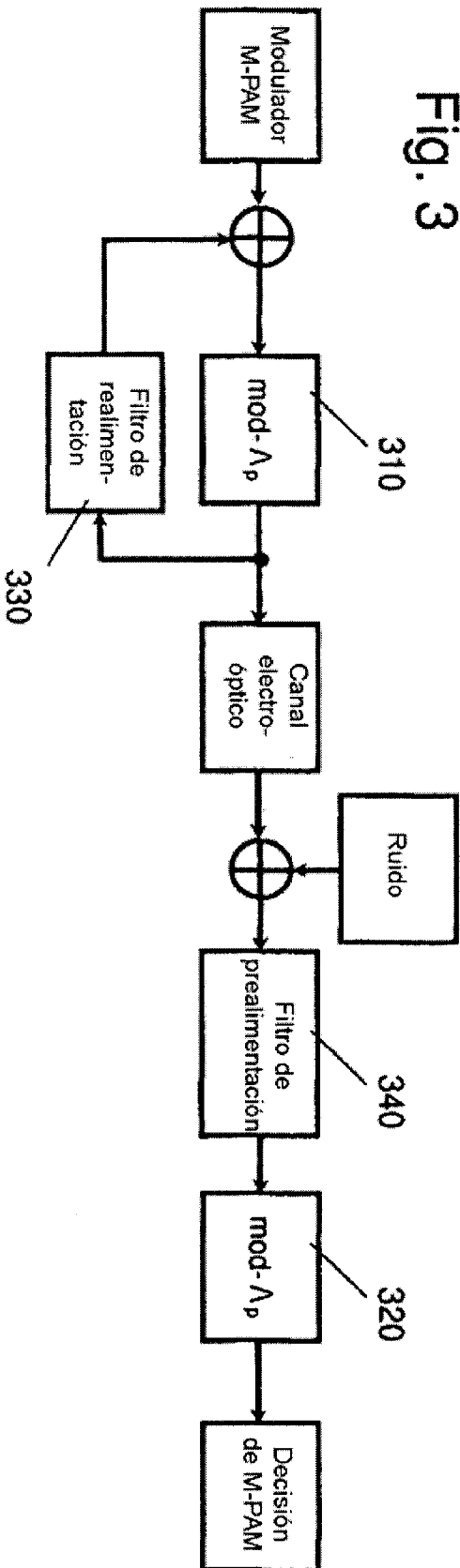


Fig. 2A

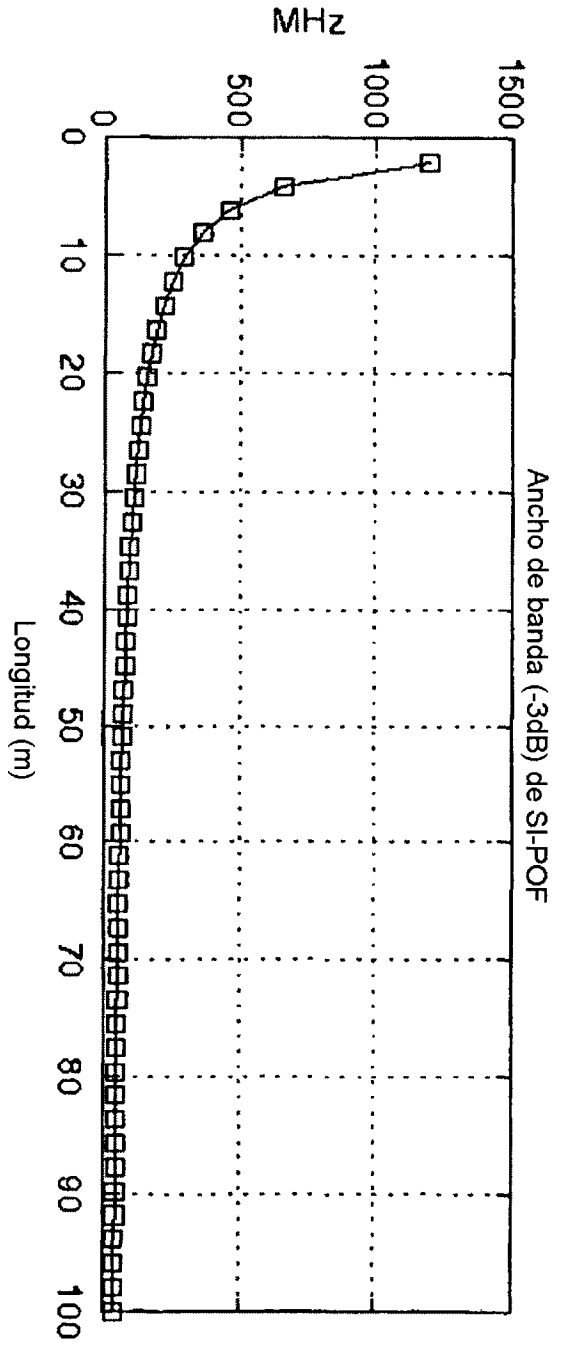


Fig. 2B

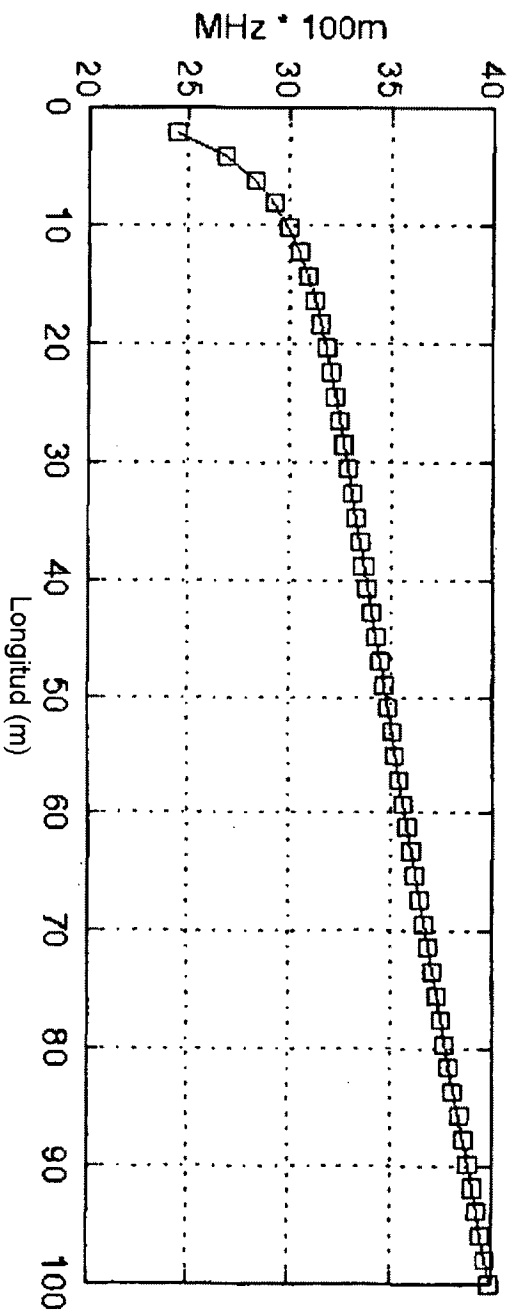


Fig. 4

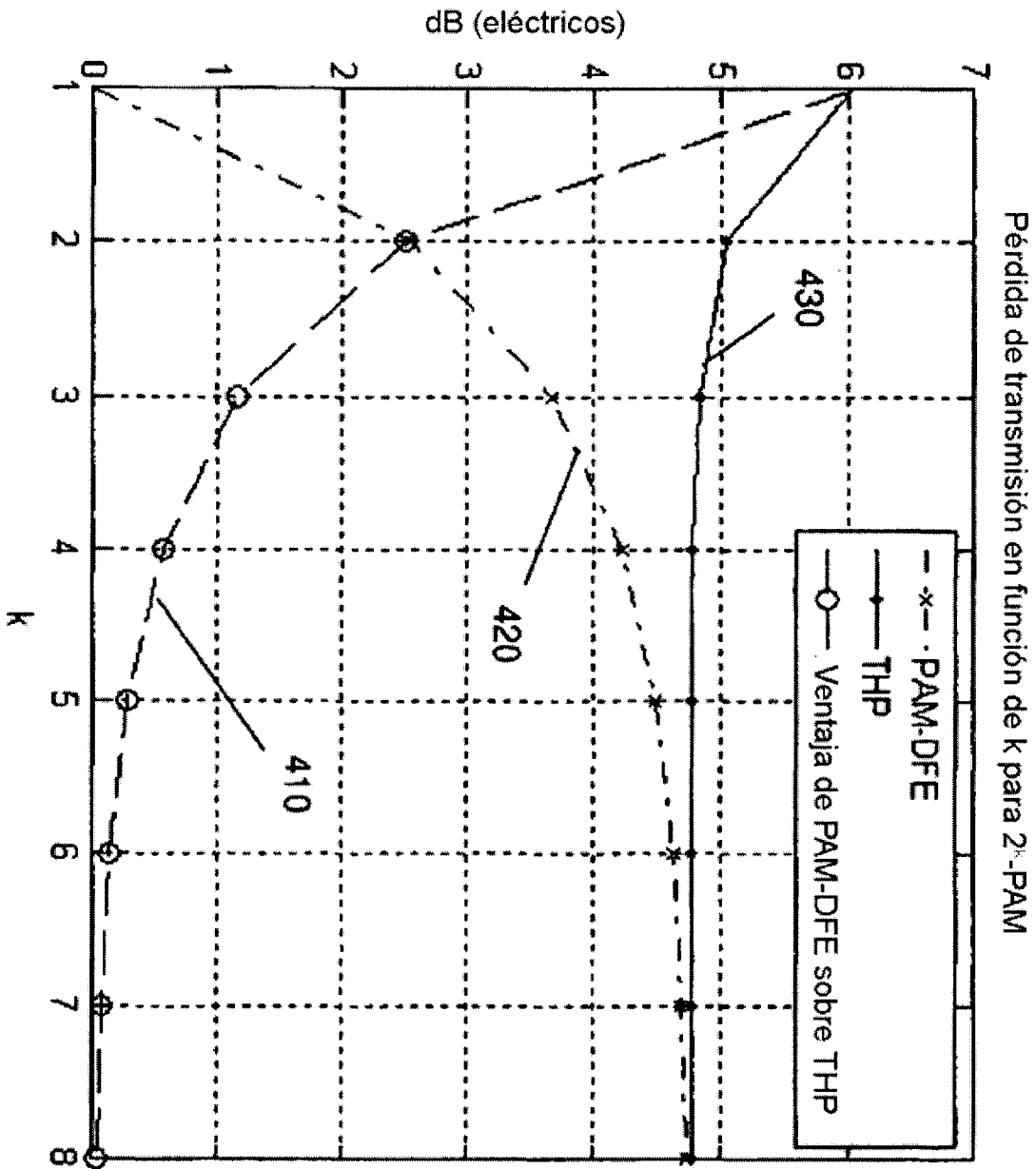


Fig. 5A

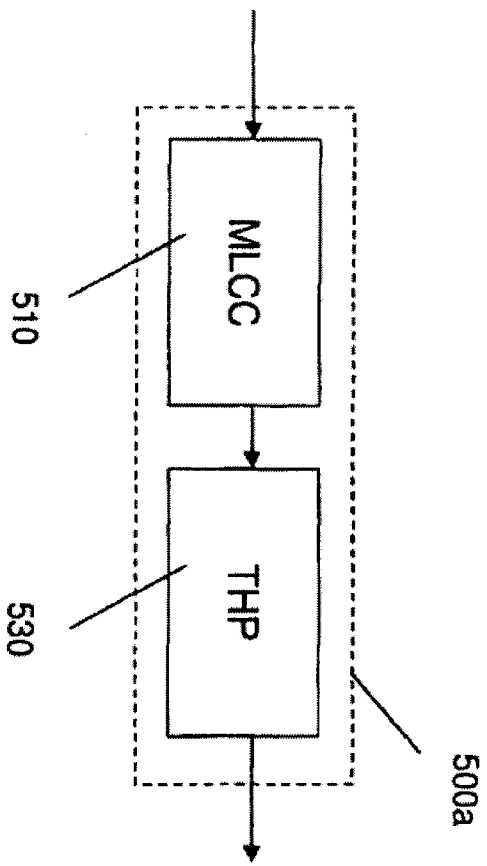


Fig. 5B

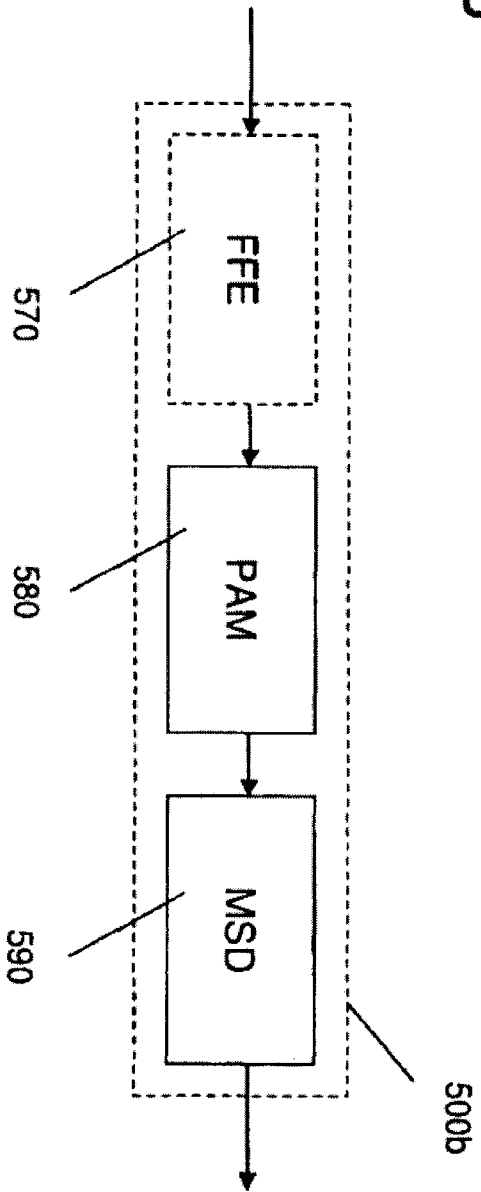


Fig. 6

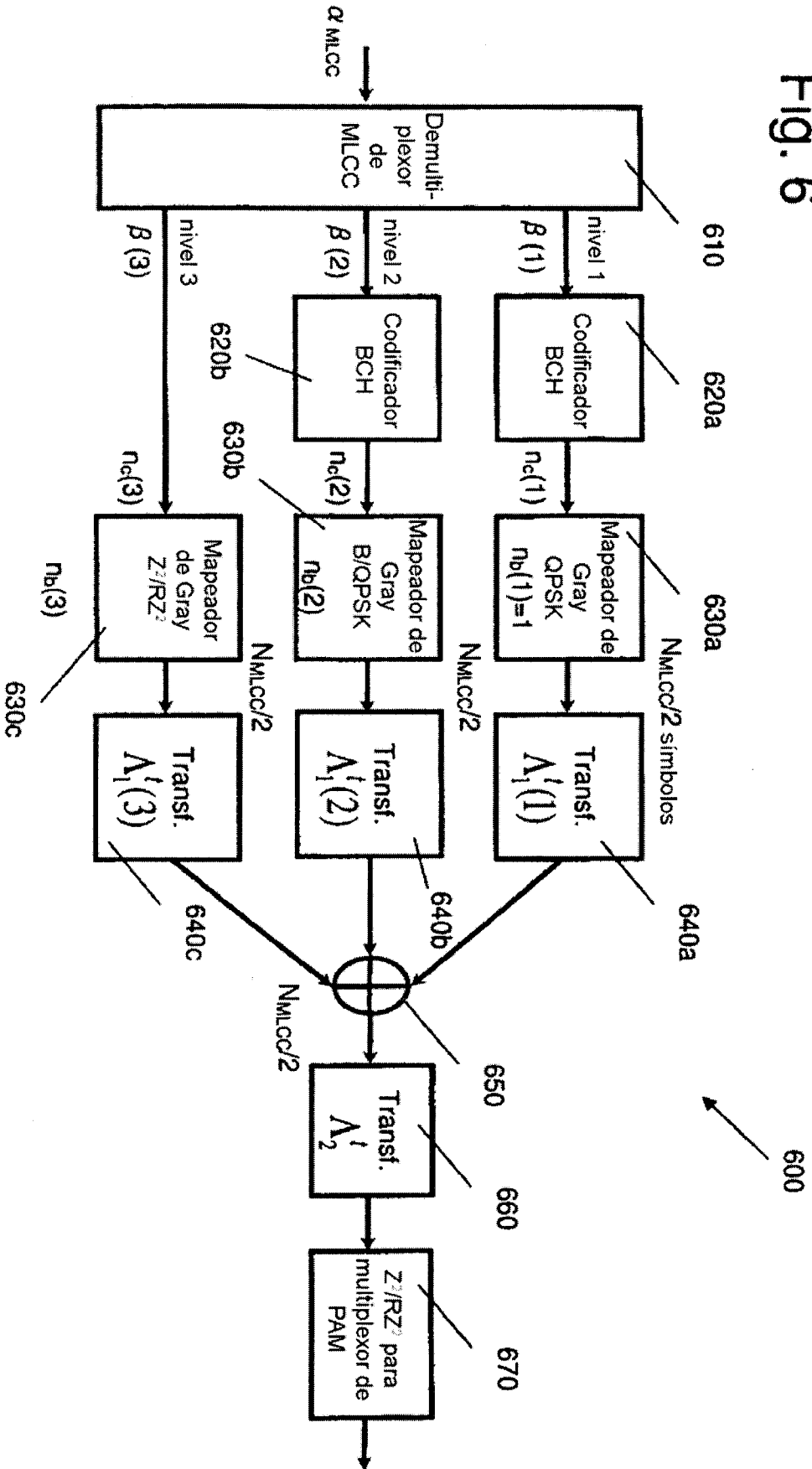




Fig. 8

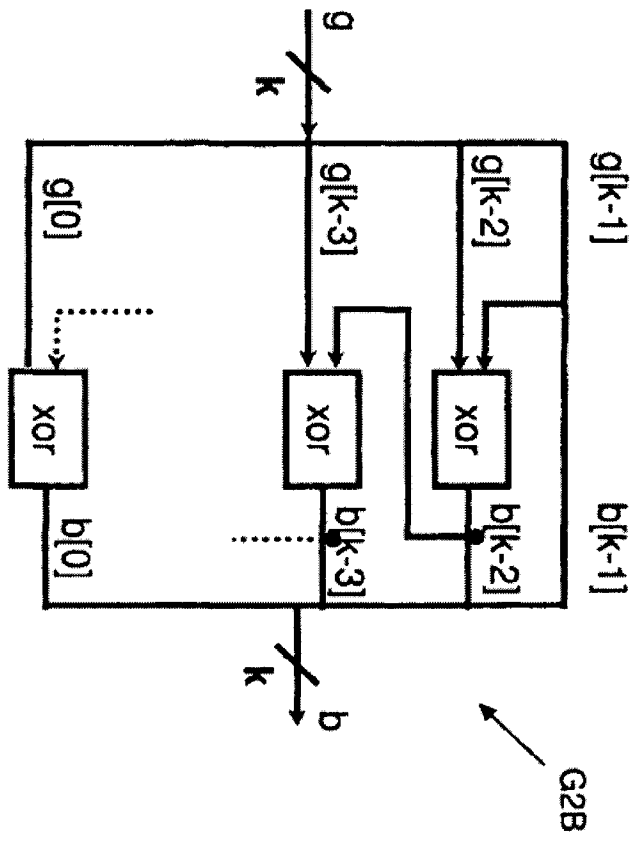


Fig. 9

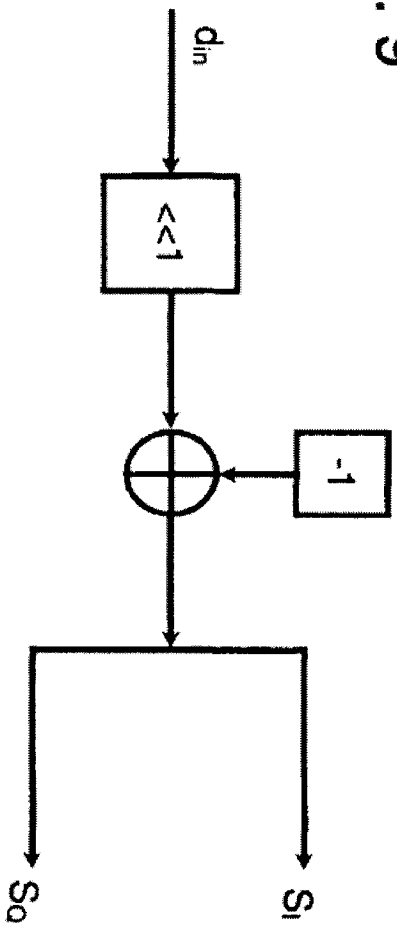






Fig. 12

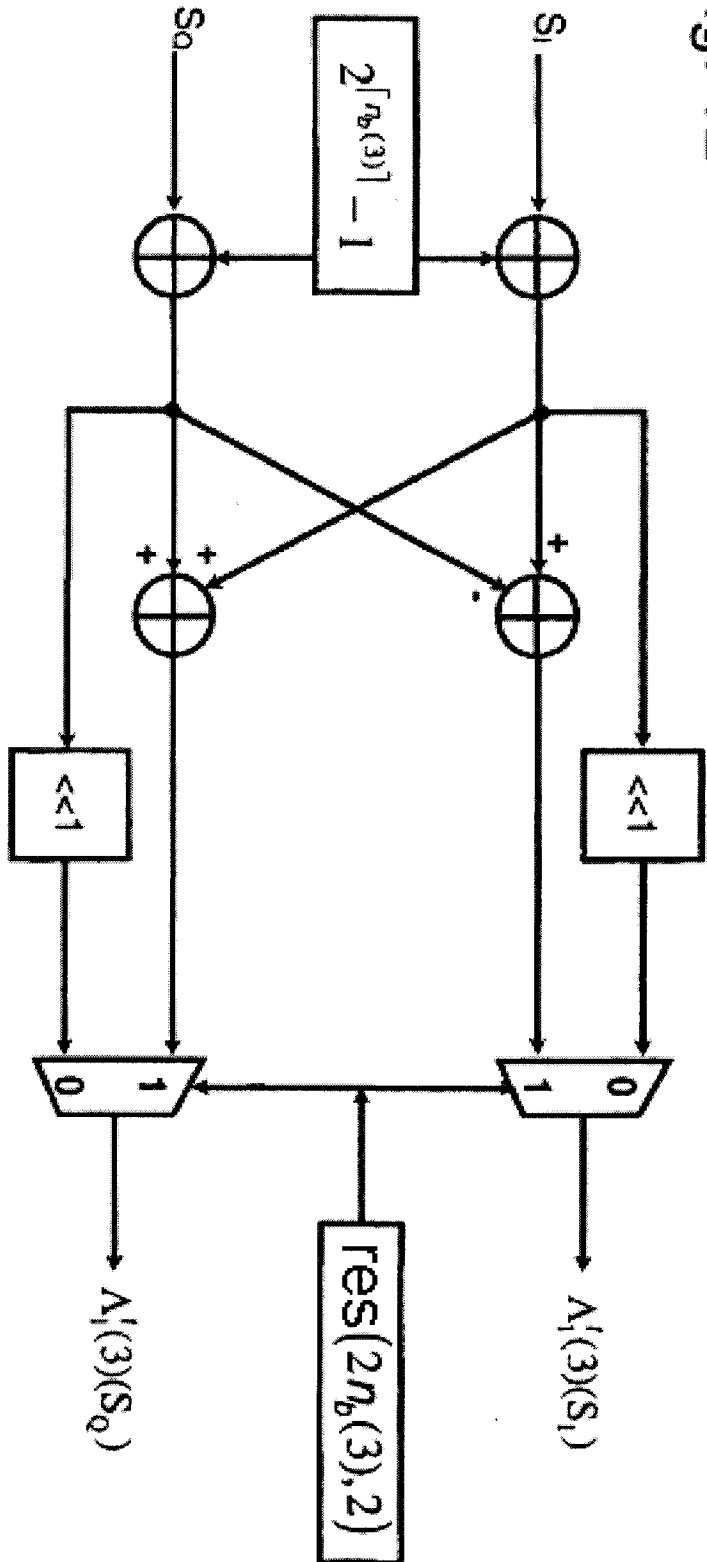


Fig. 15

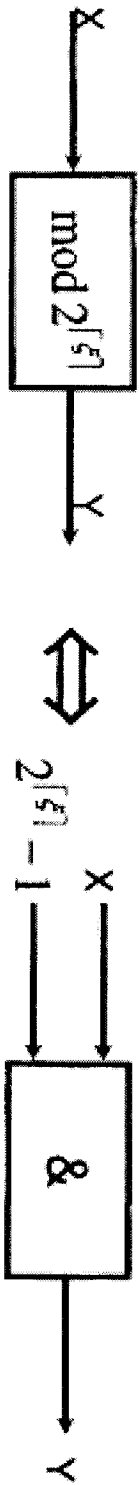


Fig. 13

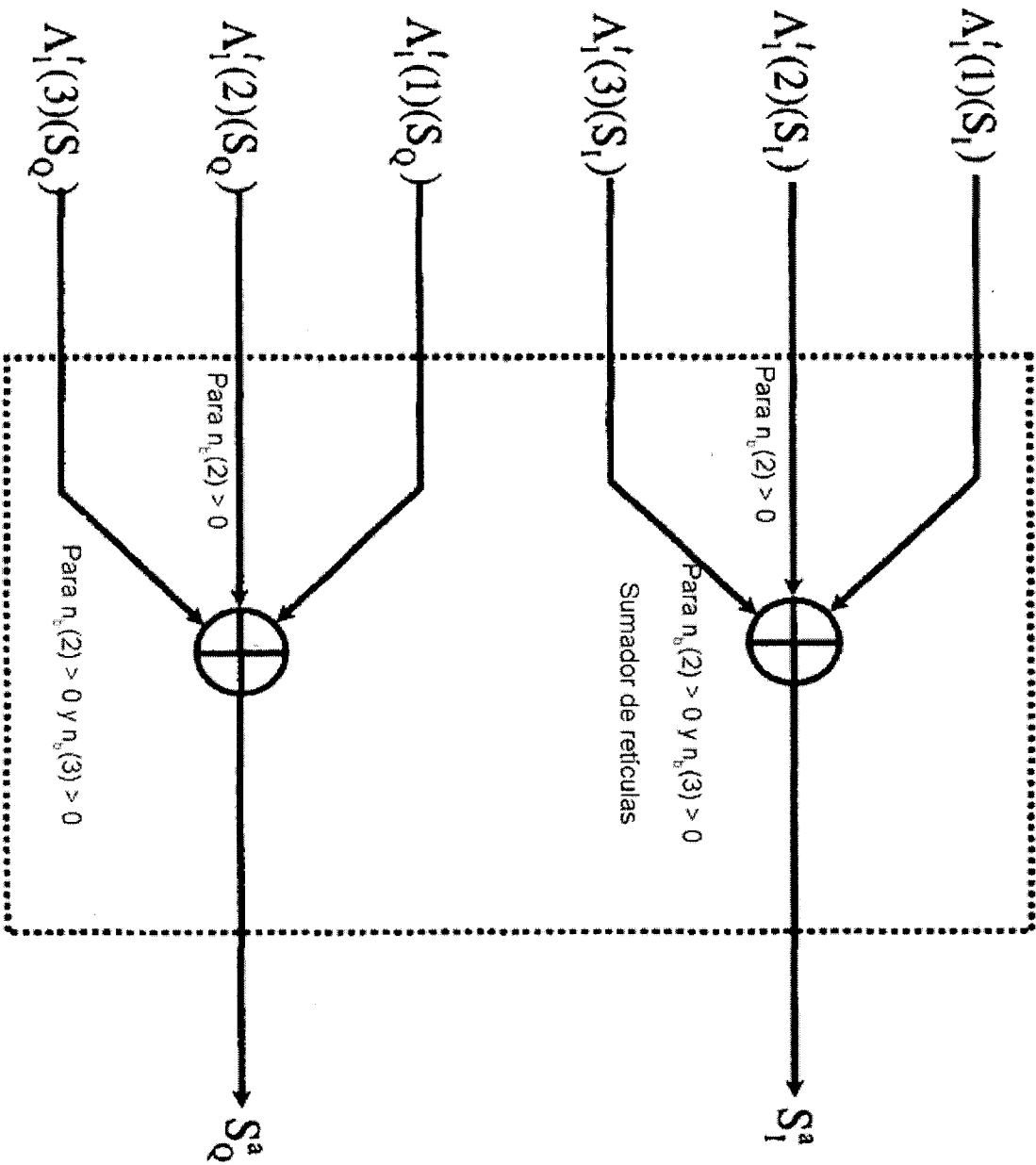


Fig. 14

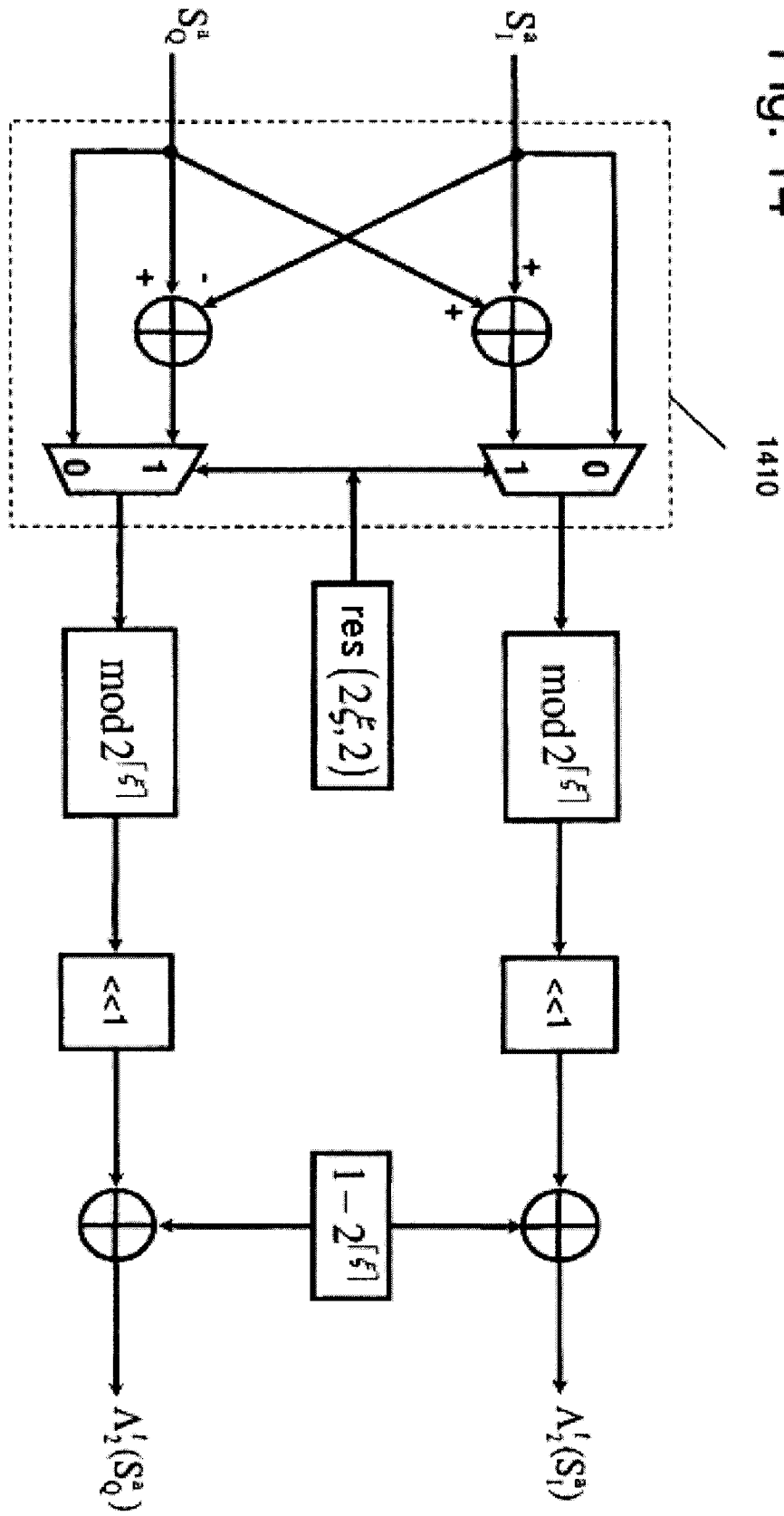


Fig. 16

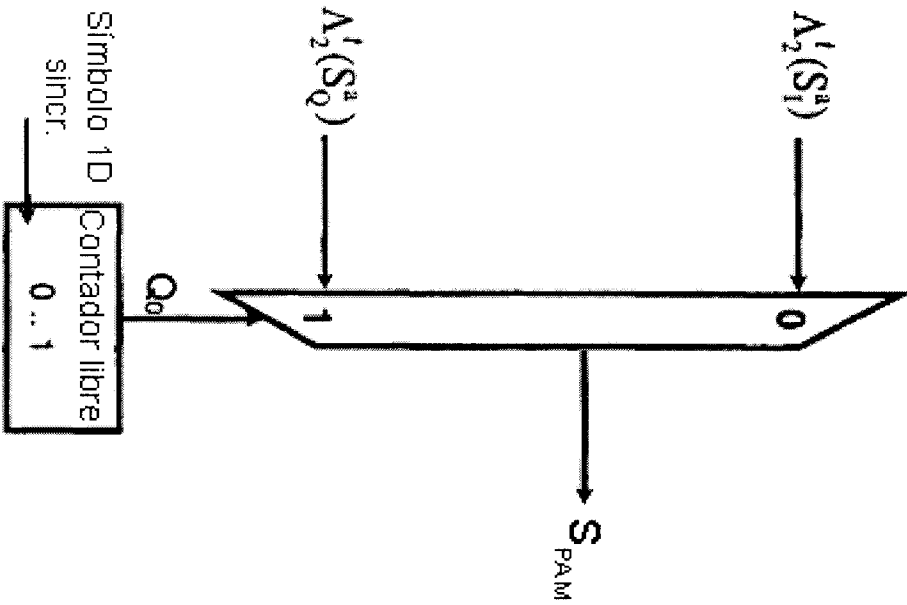


Fig. 28

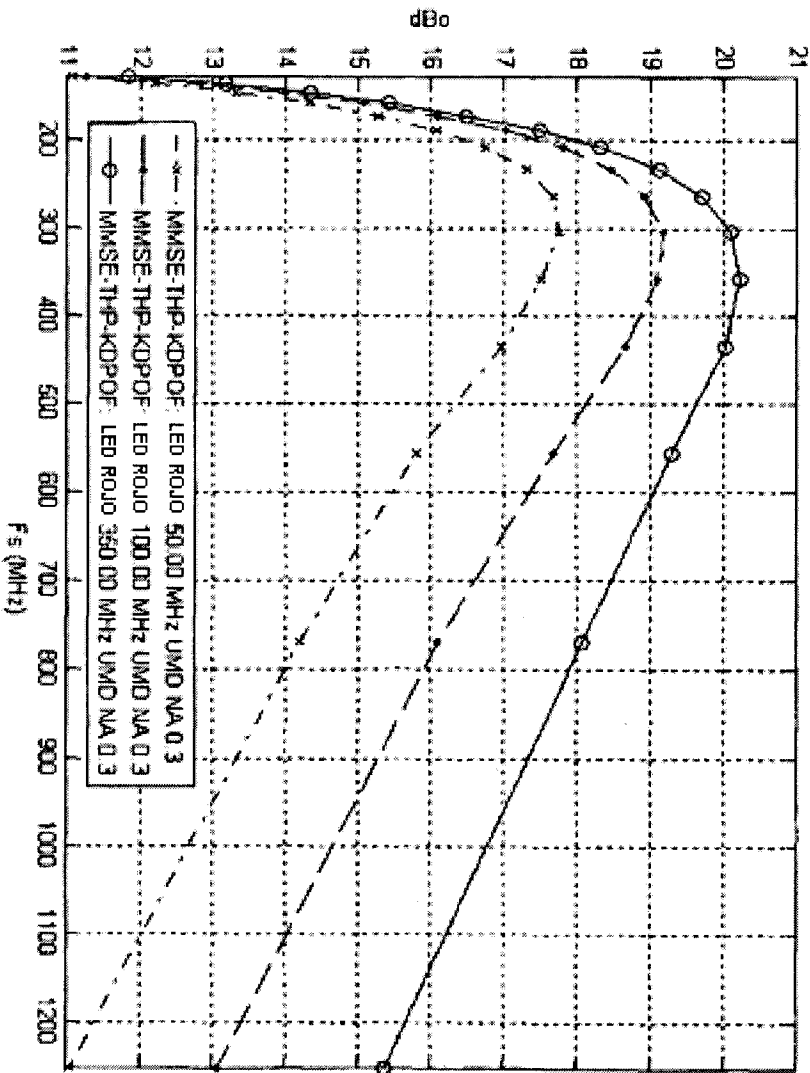


Fig. 17

NMLCC (símbolos ID)	$\alpha$ (bits/palabra de código)	$\beta(1)$ (bits/palabra de código)	$\beta(2)$ (bits/palabra de código)	$\beta(3)$ (bits/palabra de código)	$\eta$ (bits/s/Hz/di m)	M-PAM	$n_b(1)$ (bits/dim)	$n_b(2)$ (bits/dim)	$n_b(3)$ (bits/dim)
2044	1637	1637	0	0	0,8	2	1	0	0
2044	2637	1637	1000	0	1,3	4	1	0,5	0
2044	3659	1637	2022	0	1,8	4	1	1	0
2044	4681	1637	2022	1022	2,3	8	1	1	0,5
2044	5703	1637	2022	2044	2,8	8	1	1	1
2044	6725	1637	2022	3066	3,3	16	1	1	1,5
2044	7747	1637	2022	4088	3,8	16	1	1	2,0
2044	8769	1637	2022	5110	4,3	32	1	1	2,5
2044	9791	1637	2022	6132	4,8	32	1	1	3,0
2044	10813	1637	2022	7154	5,3	64	1	1	3,5
2044	11835	1637	2022	8176	5,8	64	1	1	4,0
2044	12857	1637	2022	9198	6,3	128	1	1	4,5
2044	13879	1637	2022	10220	6,8	128	1	1	5,0
2044	14901	1637	2022	11242	7,3	256	1	1	5,5
2044	15923	1637	2022	12264	7,8	256	1	1	6,0

Fig. 18

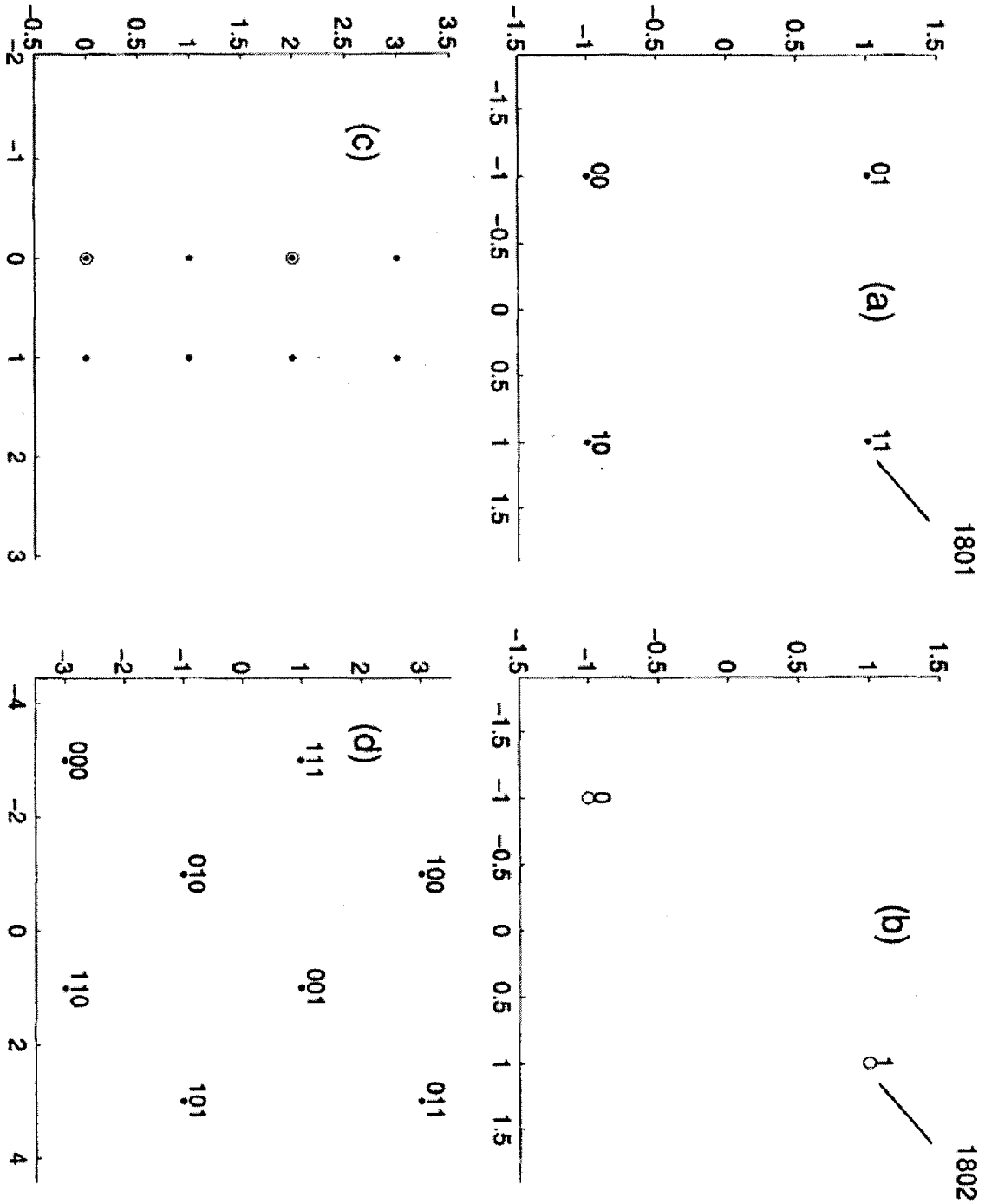


Fig. 19

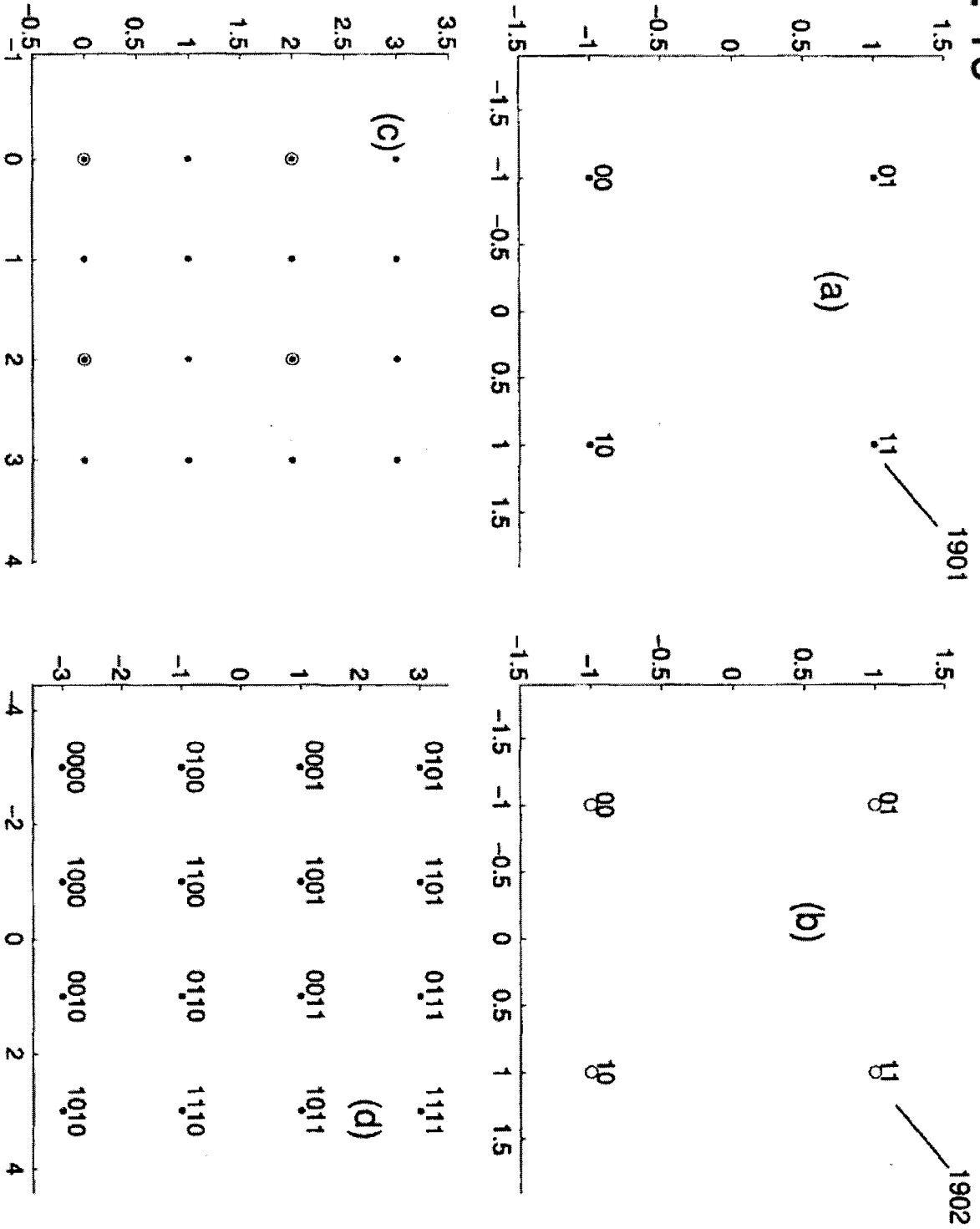




Fig. 20

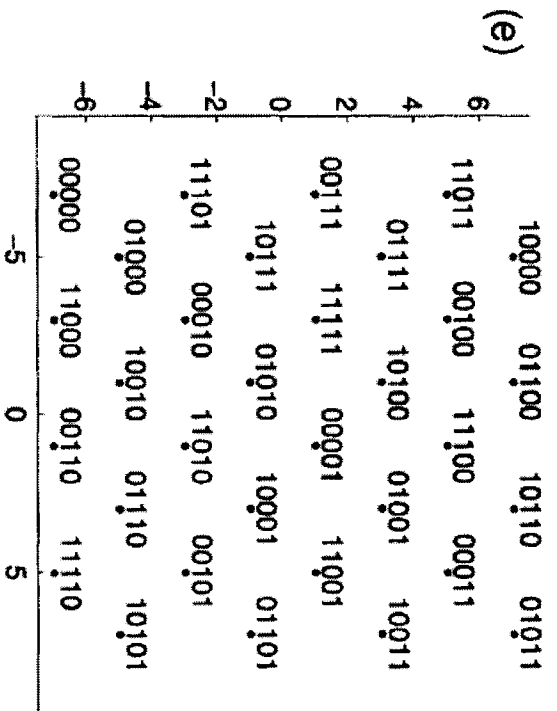
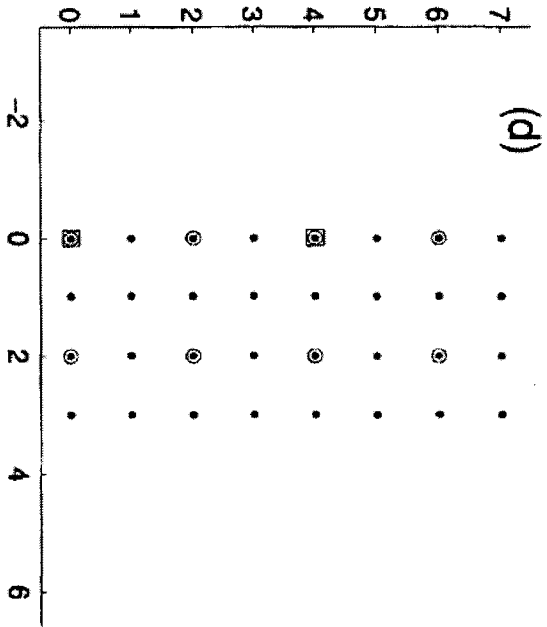
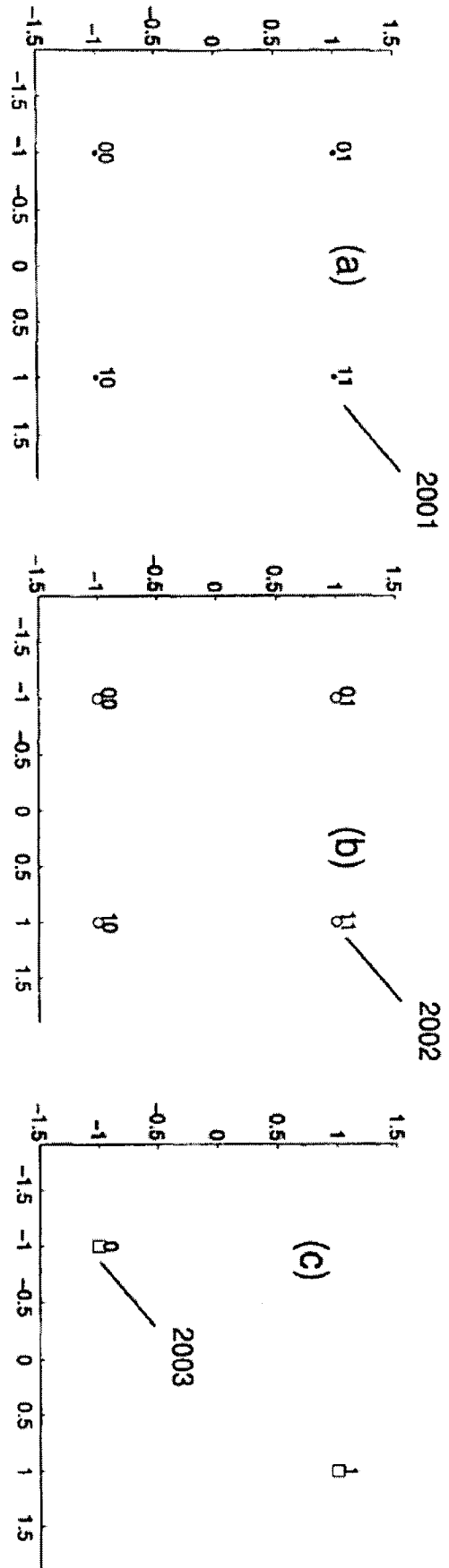


Fig. 21

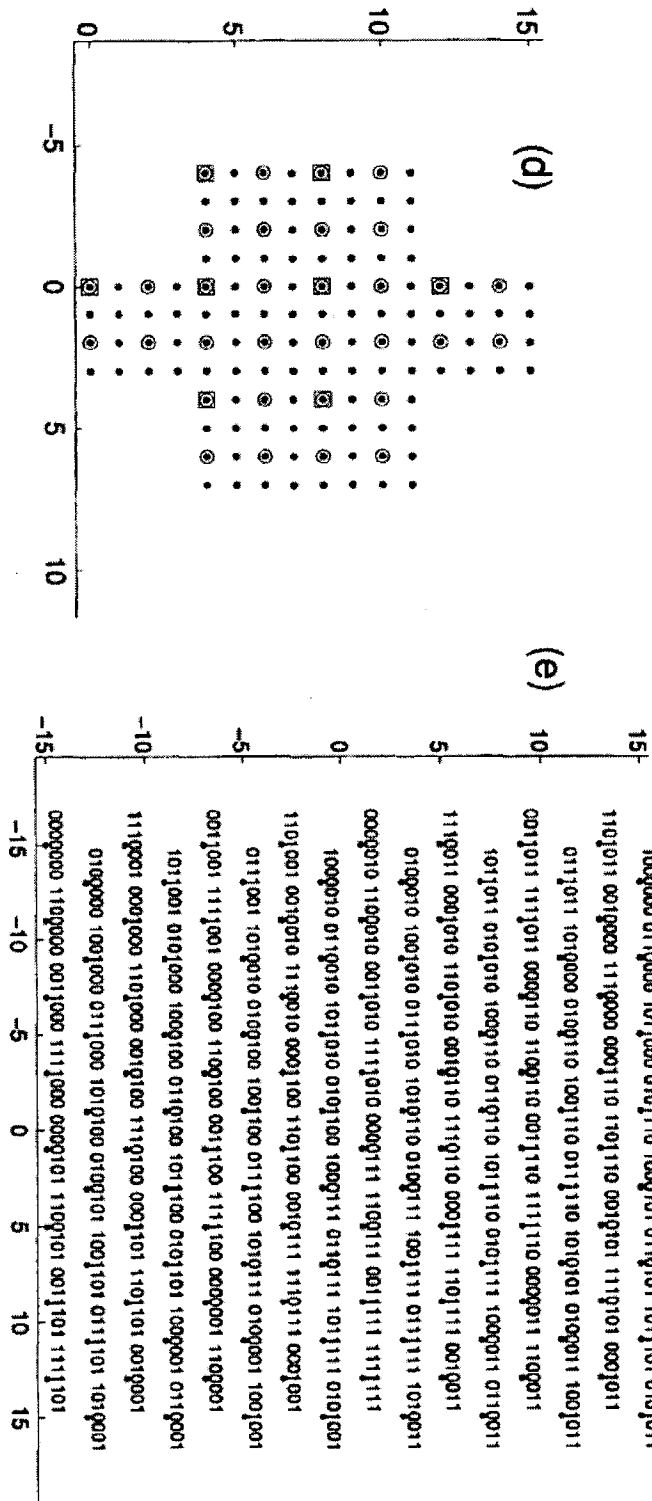
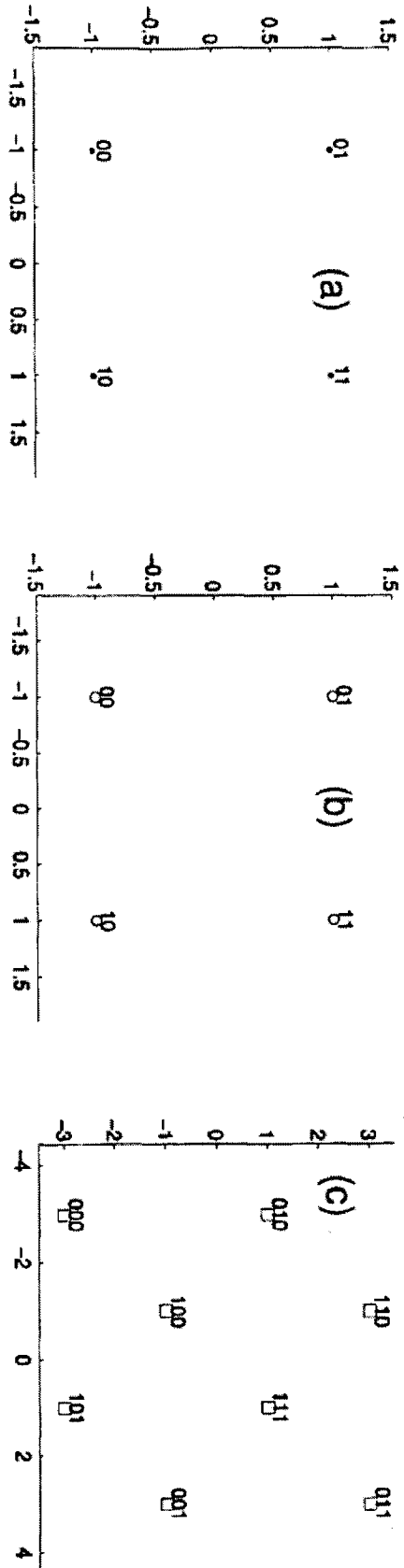


Fig. 22

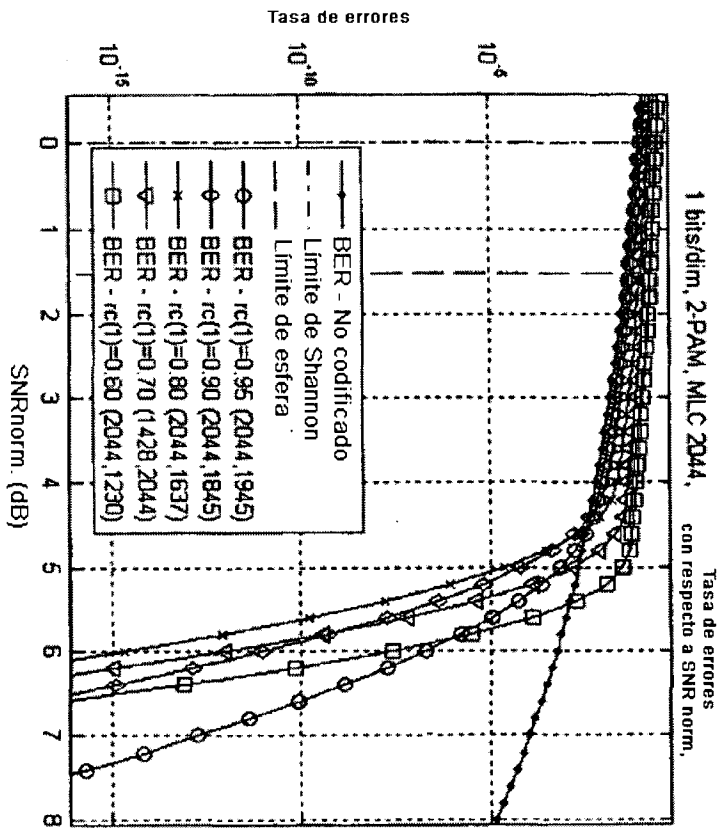


Fig. 23

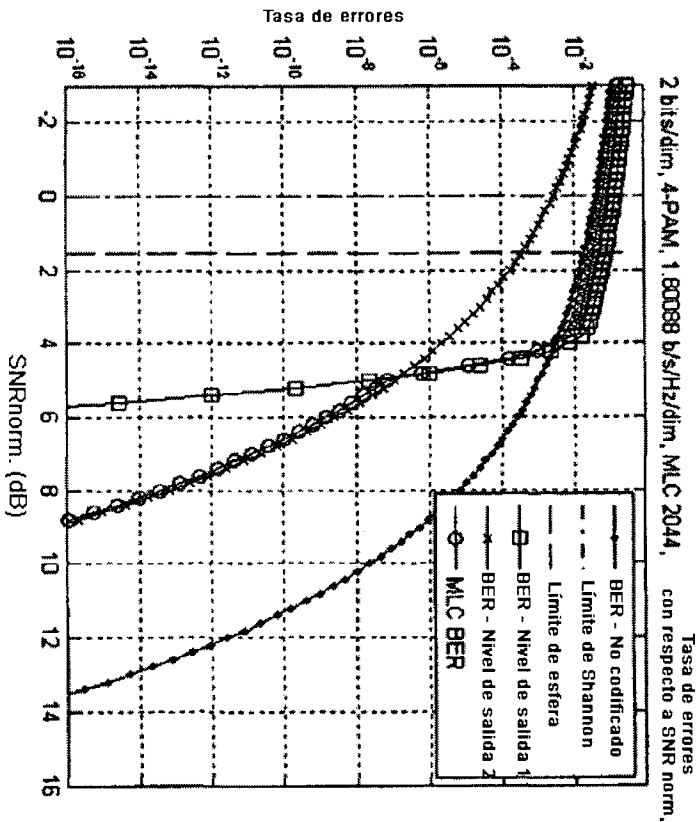


Fig. 24

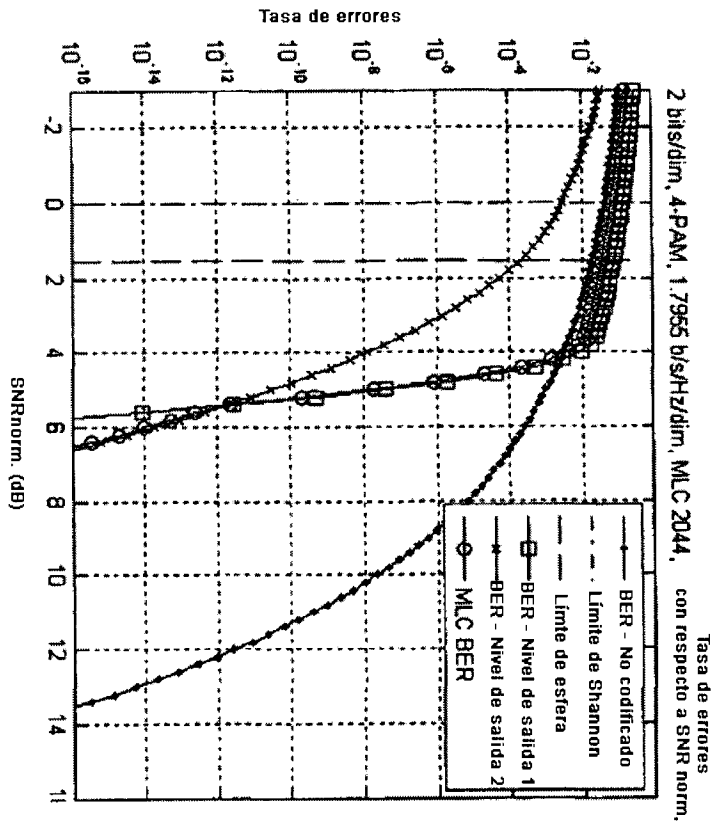


Fig. 25

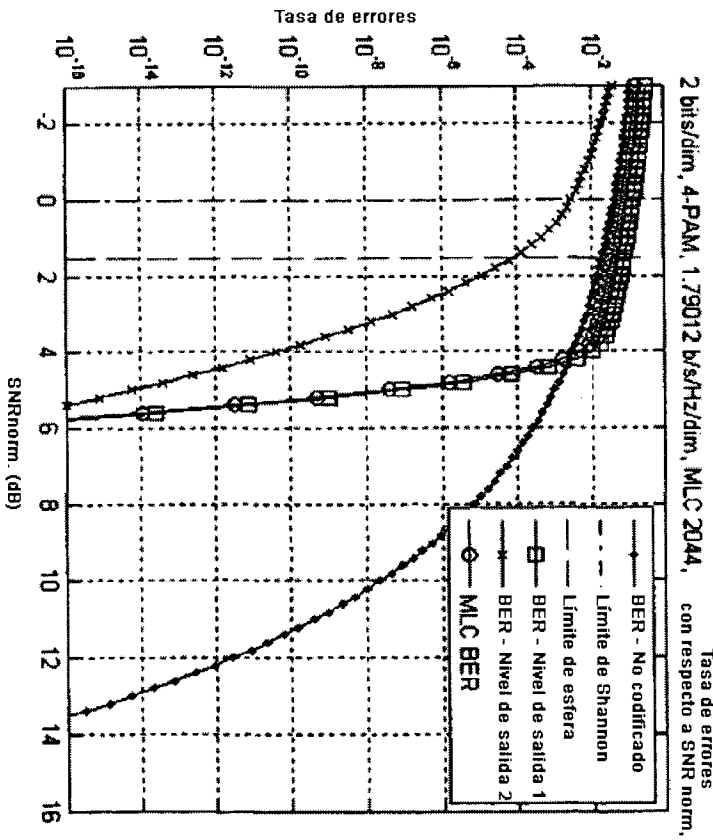


Fig. 26

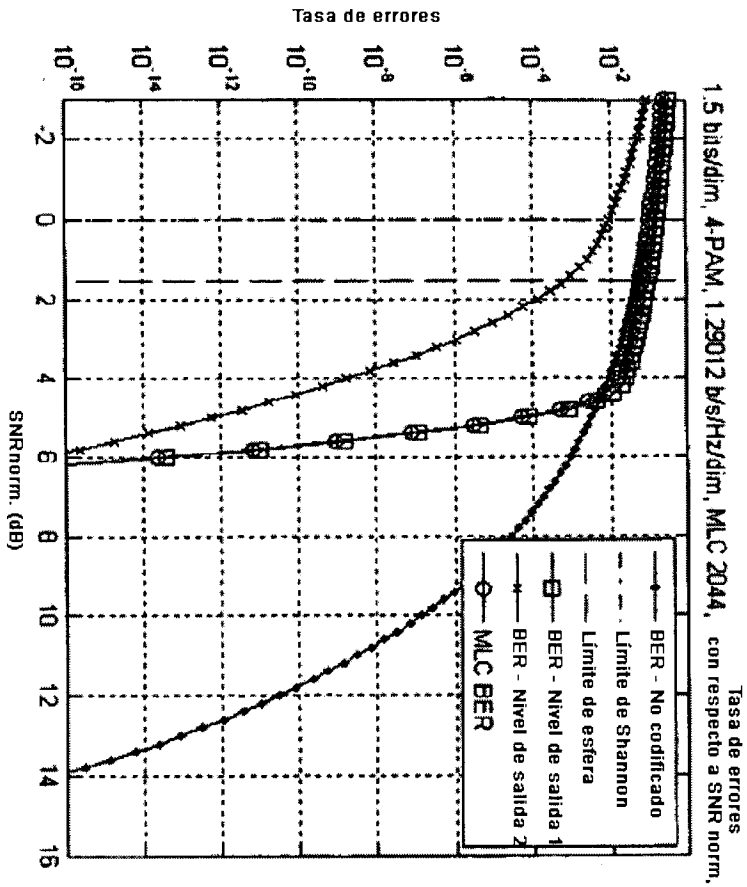


Fig. 27

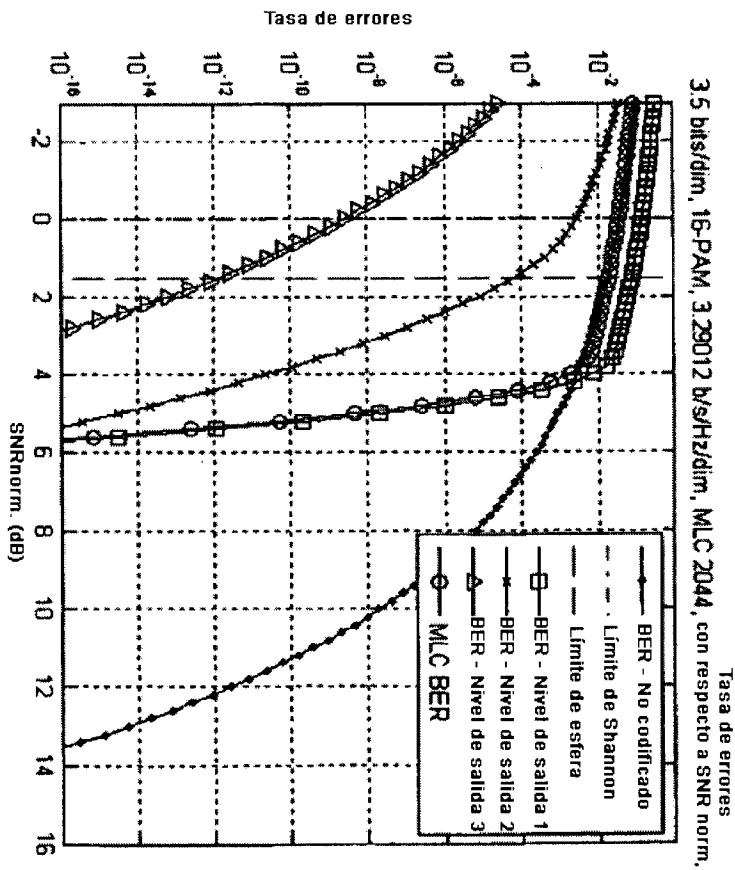


Fig. 29

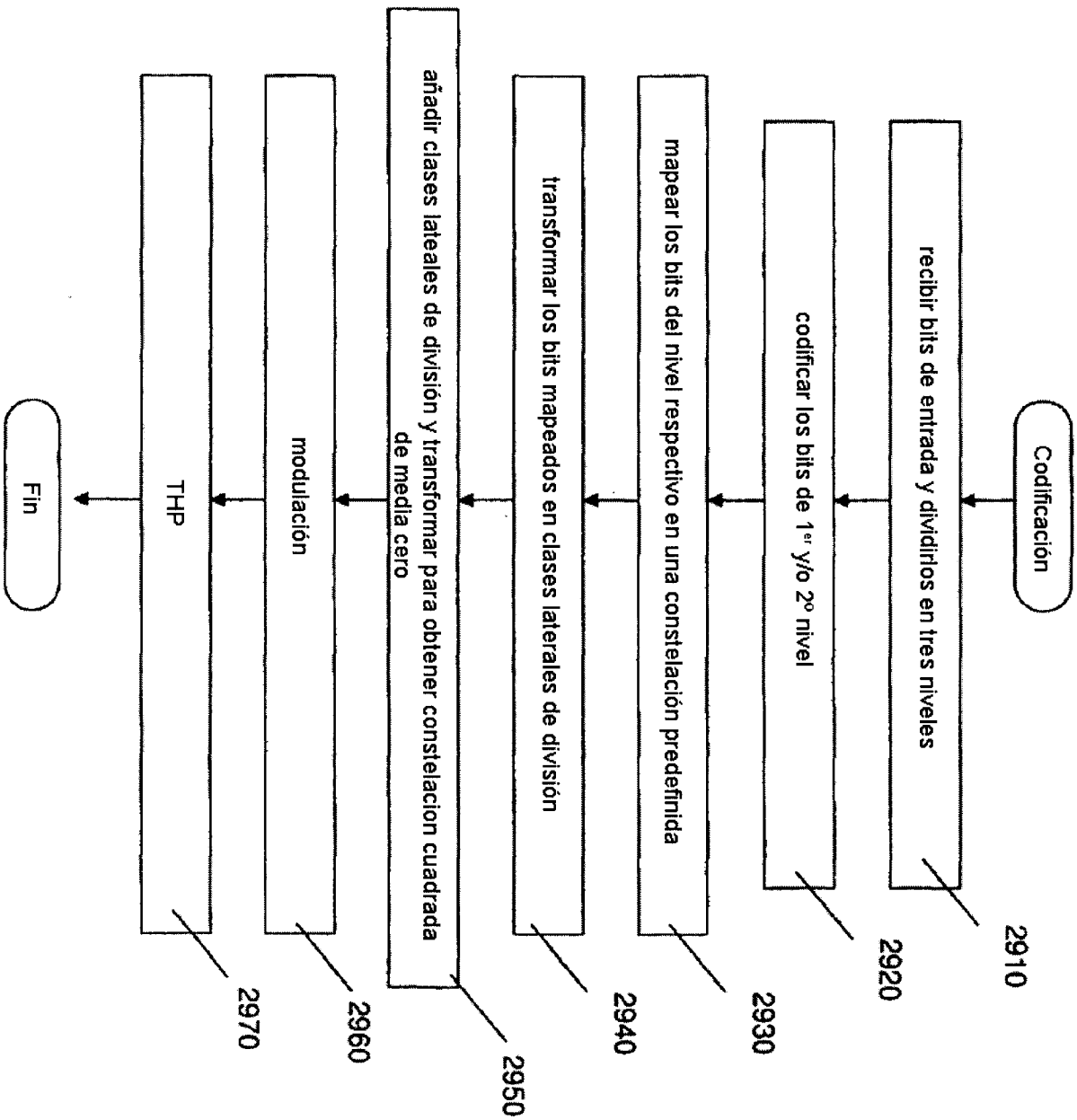


Fig. 30

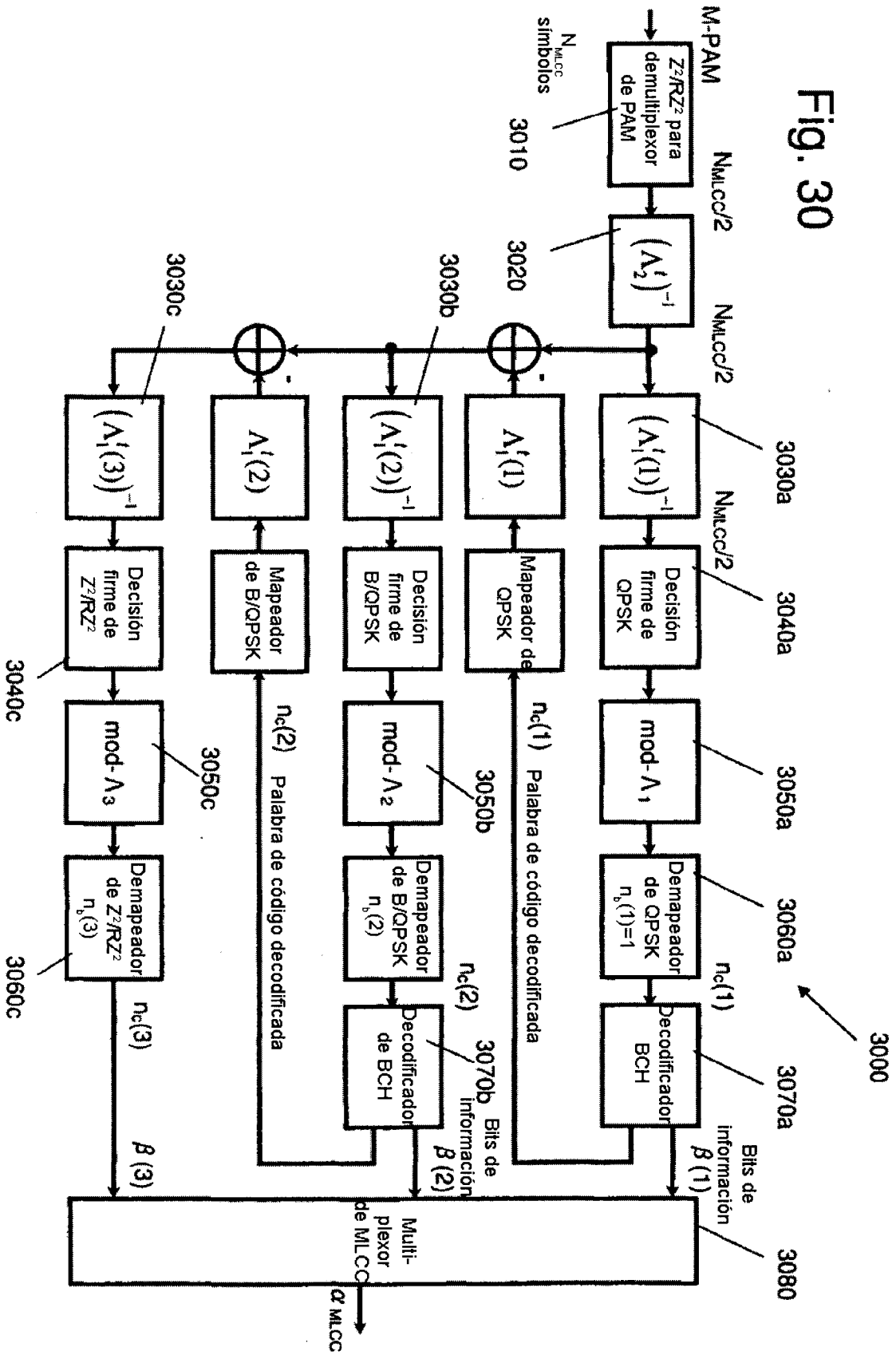


Fig. 31A

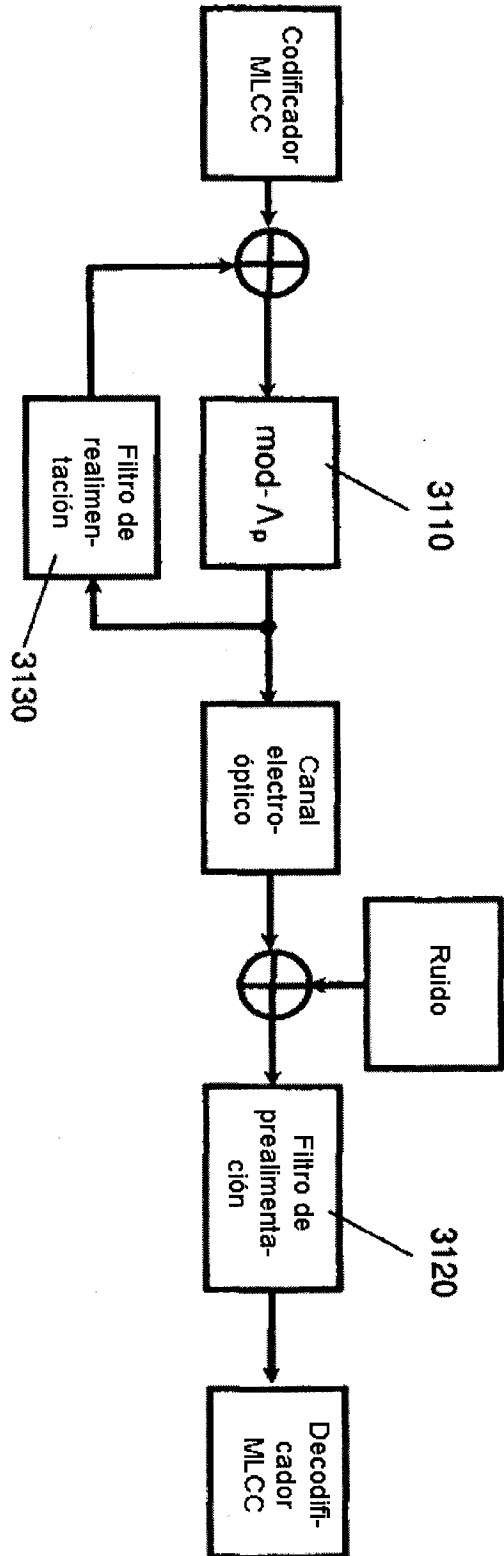


Fig. 31B

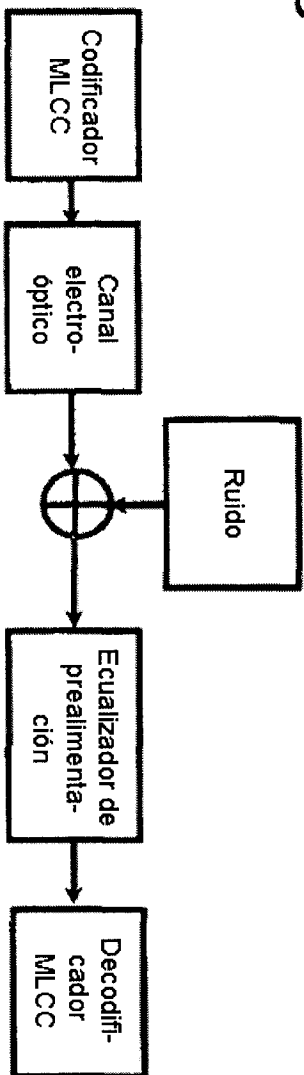




Fig. 31C

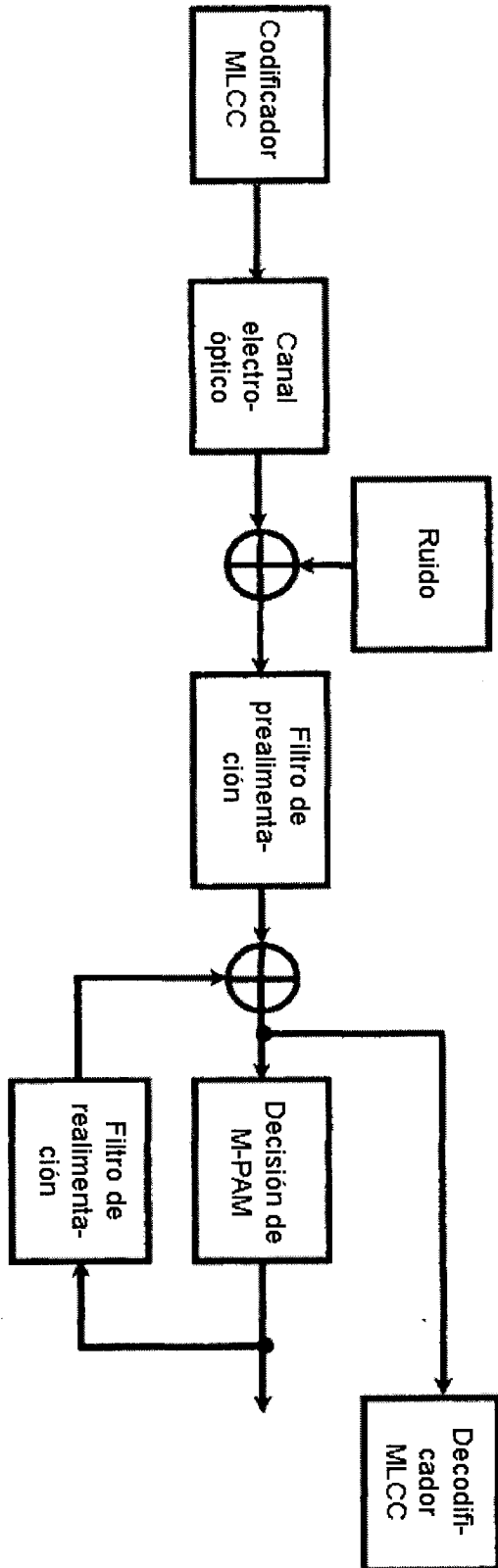


Fig. 32

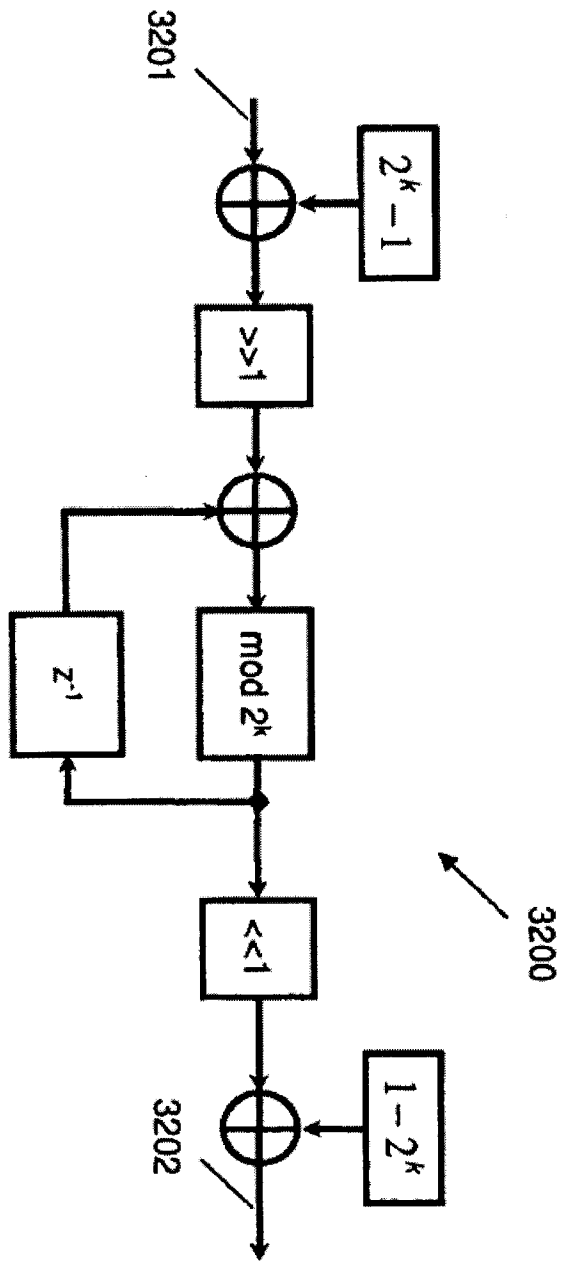


Fig. 33

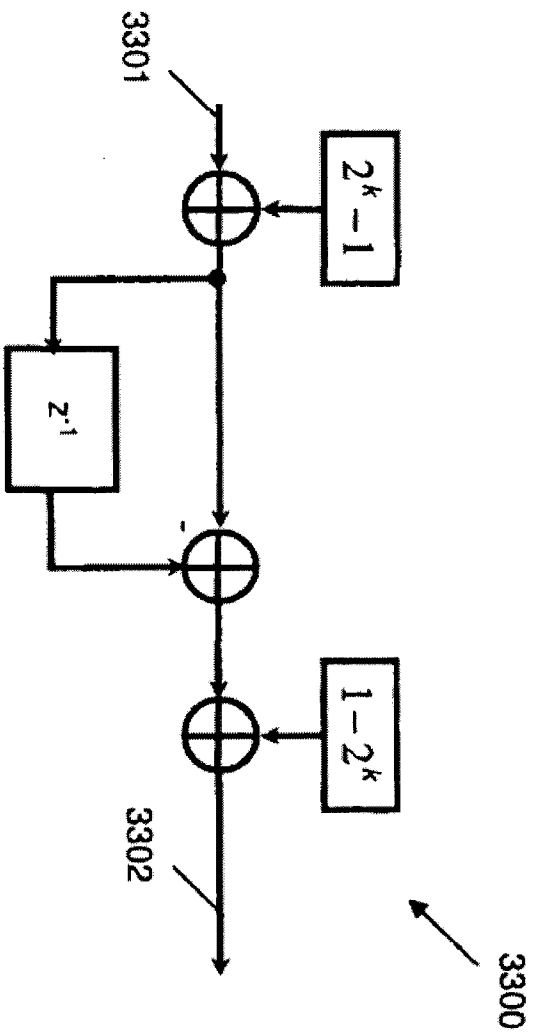


Fig. 34

