

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 667 550**

51 Int. Cl.:

H04B 10/25 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **08.06.2012** E 12171346 (5)

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **14.03.2018** EP 2672637

54 Título: **Estructura de trama para comunicaciones de datos adaptativas en una fibra óptica plástica**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
11.05.2018

73 Titular/es:

KNOWLEDGE DEVELOPMENT FOR POF, S.L.
(100.0%)
Ronda de Poniente 14, 2° C,D
28760 Tres Cantos, Madrid, ES

72 Inventor/es:

PÉREZ DE ARANDA ALONSO, RUBÉN;
REVIRIEGO VASALLO, PEDRO;
PRIETO FRANCIA, DUNIA y
ORTIZ ROJO, DAVID

74 Agente/Representante:

MILTENYI, Peter

ES 2 667 550 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

Estructura de trama para comunicaciones de datos adaptativas en una fibra óptica plástica

5 La presente invención se refiere a una transmisión de datos en una fibra óptica plástica. En particular, la presente invención se refiere a un procedimiento y a un aparato para transmitir y recibir datos en una fibra óptica plástica utilizando una estructura de trama particular.

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

10 Los sistemas de comunicaciones actuales utilizan varios tipos de interfaces de cable y radio. Los más confiables son las fibras ópticas de vidrio que también permiten velocidades de transmisión muy elevadas. Por otra parte, los cables de cobre todavía forman parte de las líneas telefónicas que también se utilizan 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 el despliegue en diferentes escenarios y arquitecturas.

15 Las fibras ópticas de vidrio (GOF) se utilizan hoy en día especialmente para comunicaciones que requieren un ancho de banda muy grande y una atenuación muy baja. Dado que las fibras ópticas de vidrio tienen diámetros muy pequeños y bajas aperturas numéricas (NA), su instalación requiere herramientas de conector especiales y costosas y trabajadores de instalación cualificados.

20 Otra posibilidad es el despliegue de fibras ópticas plásticas (POF), por ejemplo, basadas en polimetil metacrilato (PMMA) con un diámetro de núcleo mayor (aproximadamente 1 mm) y una gran apertura numérica (NA de aproximadamente 0,3 a 0,5). La fibra óptica plástica menos costosa y más utilizada es una SI-POF con una apertura numérica de 0,5. Sin embargo, existe también una SI-POF con una apertura numérica baja de 0,3 que permite velocidades de datos más elevadas, así como PMMA GI-POF con un producto de ancho de banda por longitud cercano a 1 GHz x 100 metros. El PMMA tiene varias ventanas de atenuación que permiten utilizar POF con diferentes fuentes de luz visible de diodos emisores de luz (LED) de color azul a rojo o diodos láser (LD) de color rojo.

25 En comparación con la GOF, las fibras ópticas plásticas tienen la ventaja de una instalación muy fácil. Pueden ser implementadas por trabajadores de instalación profesionales o no profesionales utilizando herramientas básicas tales como tijeras o cuchillas y conectores de plástico de bajo coste. Es resistente a desalineaciones y a fuertes vibraciones, por lo que puede instalarse en entornos industriales y de automoción sin pérdida de capacidad de comunicación. Las conexiones de POF también tienen una tolerancia mucho mayor al polvo residual en las caras del terminal que la GOF, debido al mayor diámetro del núcleo.

30 Dado que la transmisión sobre POF es óptica, las fibras ópticas de plástico son completamente inmunes al ruido eléctrico. Por lo tanto, el cableado de cobre existente no interferirá con los datos que pasan a través de las fibras ópticas plásticas, por lo que incluso puede instalarse junto a cableado eléctrico. Los conectores de fibra óptica plástica y optoelectrónica para POF son principalmente piezas de consumo de bajo coste que permiten a los trabajadores de instalación ahorrar costes en cable y tiempos de instalación, de prueba y mantenimiento. Las fibras ópticas plásticas se han utilizado ampliamente, en particular, para redes de infoentretenimiento en automóviles y puede verse ahora como un estándar global para redes de automóviles de alta velocidad, tales como el Transporte de Sistemas Orientado a los Medios (MOST).

35 La figura 1 ilustra un ejemplo de un sistema para transmisión y recepción de datos a través de POF. La transmisión en fibras ópticas plásticas se basa en una modulación de intensidad de la luz con detección directa. La señal a transmitir se genera desde un circuito digital 110 para codificar y modular la información del flujo de bits del usuario y se pasa a un panel frontal analógico (AFE) transmisor (Tx) 120 para la 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 envía a la fibra óptica 150. Los convertidores eléctricos utilizados para fibras ópticas plásticas son típicamente diodos emisores de luz (LED) caracterizados por propiedades tales como longitud de onda pico, ancho de longitud de onda o distribución modal de lanzamiento. La respuesta del LED en términos de conversión eléctrica a óptica no es lineal. Por lo tanto, el LED introduce una distorsión armónica en forma de compresión dinámica sobre la señal de comunicación. Además, la respuesta no lineal tiene una alta dependencia con la temperatura.

40 Durante la transmisión de la señal a través de fibras ópticas plásticas 150, la luz se ve afectada por una atenuación severa y por una distorsión que se debe principalmente a la dispersión modal. La dispersión modal está producida por diferentes modos de propagación de luz en la fibra en diferentes trayectorias y con diferentes velocidades y atenuaciones, lo que da lugar a diferentes tiempos de llegada en el receptor. La señal óptica también se ve afectada

por un denominado acoplamiento de modo en el que la energía de modos de orden superior se transfiere a modos de orden inferior y viceversa. Como consecuencia, se amplía un pulso óptico que da lugar a una reducción del ancho de banda de la señal.

5 En un receptor, la señal óptica de la fibra óptica plástica 150 se convierte en intensidad eléctrica por medio de un convertidor opto-eléctrico 170 tal como un fotodiodo. La señal eléctrica se procesa después mediante el panel frontal analógico (AFE) 180. En particular, esto se amplifica, entre otros, mediante un amplificador de trans-impedancia (TIA) y se conecta a un receptor digital 190. El TIA es típicamente la fuente de ruido más importante que limita la sensibilidad final del sistema de comunicación. Debido a que la POF presenta un factor de atenuación elevado con la longitud, el fotodiodo y el TIA deben diseñarse para poder trabajar con un rango muy alto de entrada de potencia óptica, con un suministro de voltaje limitado. Esto se permite por la implementación de un control automático de ganancia (AGC) que controla la trans-impedancia en función de la corriente promedio del fotodiodo. Varios parámetros, tales como la distorsión armónica, el ancho de banda y el grupo de retardo, así como el ruido de entrada referido y el ruido de parpadeo del TIA dependen de la impedancia trans-variable, por lo que el receptor digital debe poder seguir todos estos parámetros variables para decodificar óptimamente los datos de comunicación.

Respecto a la tecnología de transmisión de datos, la GOF se ha utilizado con éxito utilizando una modulación sin retorno a cero (NRZ). En particular, los sistemas de comunicación de fibra de vidrio actuales utilizan principalmente codificación de línea NRZ 8b/10b o NRZI 4b/5b que requiere una velocidad de transmisión de 1,25 GHz y 125 MHz para soluciones de 1 Gbps y 100 Mbps, respectivamente. Las soluciones de fibra óptica plástica actuales también adoptaron así la modulación NRZ para comunicaciones de datos. Sin embargo, las fibras ópticas plásticas tienen una frecuencia y un tiempo de respuesta diferente del de las fibras de vidrio y también tienen una atenuación considerablemente mayor. Como medio de comunicación, las fibras ópticas plásticas muestran una dispersión modal muy elevada debido a su importante retardo del modo diferencial y la atenuación del modo diferencial. Los fotodiodos de gran área requeridos para conectarse a una fibra típicamente tienen un ancho de banda limitado. En vista de una respuesta de frecuencia de la fibra óptica plástica, son posibles soluciones de hasta 100 o 150 Mbps hasta aproximadamente 30 metros con una estimación de enlace suficiente para instalación; pero 1 Gbps no parece ser alcanzable sin una tecnología más avanzada.

30 La figura 2A muestra una variación del ancho de banda óptico de la POF (eje y, en MHz) en función de la longitud de la fibra (eje x, en metros). La figura 2B muestra la variación del producto ancho banda-longitud (eje y, en MHz-100m) en función de la longitud de la fibra. Aquí, 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 condición de lanzamiento FWHM NA de 0,31, pico de longitud de onda de 658 nanómetros y una longitud de onda FWHM de 21 nanómetros. Tal como puede apreciarse en la figura 1, una respuesta plana adecuada para una velocidad de transmisión de 1,25 GHz deseada sólo es posible en los primeros metros de la fibra óptica plástica. Para una fuente de luz láser, el ancho de banda óptico en función de la longitud es muy similar. Por lo tanto, el cuello de botella del ancho de banda lo producen fibras ópticas plásticas independientemente de lo rápida que sea la fuente de luz ya que el factor limitante es, en particular, la dispersión modal por acoplamiento de modo en la fibra.

40 Tal como puede apreciarse a partir de las características de la fibra óptica plástica y la optoelectrónica descritas anteriormente, sus características de temperatura, variables con el tiempo y no lineales plantean varios desafíos para la optimización de la transmisión de datos a través de este medio. Técnicas como la codificación previa de Tomlinson Harashima, ecualización adaptativa, codificación adaptativa y modulación ayudan a mejorar la transmisión. Sin embargo, para utilizarlas de manera eficiente, debe transmitirse información adicional con los datos a través de la fibra óptica plástica.

El estándar IEEE 802.3u se conoce como Fast Ethernet. La Fast Ethernet puede transmitirse de acuerdo con 100BASE-FX en fibra óptica, que puede ser una fibra modo único (SMF) o una fibra de modo múltiple (MMF). La Fast Ethernet proporciona una transmisión con una velocidad de 100 Mbps en la capa física. Utiliza PCS y PMA (véase IEEE 802.3, cláusula 24, PMD: IEEE 802.3, cláusula 26). 100BASE-FX no proporciona una estructura de trama física que permita transmitir señales necesarias para la ecualización, codificación y modulación adaptativas. La capa física se basa en el código de bloque de línea 4b5b con modulación NRZI (no retorno a cero invertido). El código 4b5b es un código limitado de longitud de ejecución que asigna grupos de cuatro bits en grupos de cinco bits. Las palabras de salida de 5 bits están predeterminadas en un diccionario y se seleccionan para garantizar la presencia de por lo menos dos transiciones por bloque de 5 bits. La modulación NRZI codifica el binario 1 con una transición y el binario 0 sin transición de una señal. La combinación de NRZI y 4b5b proporciona una cantidad suficiente de transiciones de reloj por tiempo, facilitando la recuperación del reloj. Los códigos libres de la codificación 4b5b se utilizan para indicación de fallos y colisiones entre las contrapartes de enlace. El tiempo de ejecución de bits está más limitado, por lo que el desequilibrio DC está restringido. Además, la codificación NRZI produce un énfasis previo de alta frecuencia, que ayuda a contrarrestar la respuesta de paso bajo del canal de comunicación. La codificación de línea 4b5b da como resultado un ancho de banda requerido adicional del 25%.

Otro estándar es IEEE 802.3z (1000BASE-X), que proporciona Ethernet de 1 Gbps en fibras ópticas (tanto SMF como MMF). De manera similar a antes, se utilizan PCS y PMA (véase IEEE 802.3 cláusula 36, PMD: cláusula 38, para láseres de onda larga (1000BASE-LX) y corta (1000BASE-SX)). No proporciona una estructura de trama para técnicas avanzadas de modulación y ecualización. Este estándar emplea codificación de línea 8b10b con modulación NRZ. La codificación 8b10b proporciona un buen equilibrio DC y el tiempo de ejecución limitado que facilita la recuperación del reloj en el receptor. Se utilizan códigos libres de la codificación 8b10b para señalización, detección de portadora, detección de colisiones, etc. Sin embargo, se requiere un ancho de banda extra de un 25% debido a la codificación de línea. El uso de este estándar para 1Gbps en POF proporciona un rendimiento muy limitado, siendo sólo posible en fibra muy corta (unos pocos metros).

Los estándares utilizados para transmisión rápida de señales sobre otros medios como IEEE 802.3ab, 1000BASE-T (Ethernet de 1 Gbps sobre 4 pares de cobre trenzados Clase D con impedancia nominal de 100 ohmios IEC 11801: 1995) no son adecuados para fibra óptica plástica ya que la fibra óptica plástica tiene características substancialmente diferentes, aunque pueden incluir una trama y símbolos diferenciados para entrenamiento y transmisión normal de datos. La fibra óptica plástica es un medio en el que la optoelectrónica típicamente presenta distorsiones armónicas de órdenes pares e impares debido a limitaciones de tecnología submicrométrica. En general, el LED es una fuente de luz de bajo coste, con ancho de banda limitado y una elevada no linealidad en la conversión de corriente eléctrica a potencia óptica. La POF es lineal para la potencia inyectada típica, que está limitada debido a las restricciones de seguridad ocular. El fotodiodo y el amplificador de trans-impedancia son altamente dependientes en ancho de banda y ruido en la ganancia. Deben trabajar en un rango dinámico muy amplio (fibras cortas y largas), por lo que existen límites tecnológicos para proporcionar una respuesta lineal. Típicamente habrá una distorsión armónica de orden impar producida por estos dispositivos que requiere compensación. Además, la distorsión armónica en dispositivos optoelectrónicos tiene una gran dependencia de la temperatura. Esto impone el requisito de seguimiento continuo de la respuesta de canal no lineal.

El documento de R. Pérez-Aranda y otros "*Achieving low cost gigabit connectivity using POF*" proc. de la 36ª conf. y Exposición Europea sobre Comunicación Óptica, Torino, Italia, IEEE Sep. 2010 presenta una visión general de la tecnología, tal como modulaciones, ecualización y codificación de canales, que puede utilizarse para la transmisión de datos en fibra óptica plástica.

DESCRIPCIÓN DE LA INVENCION

En vista de las características de la fibra óptica plástica mencionadas anteriormente, el objetivo de la presente invención es proporcionar una estructura de trama de comunicación eficiente para un sistema de transmisión adaptable basado en fibras ópticas plásticas.

Esto se consigue mediante las características de las reivindicaciones independientes.

En las reivindicaciones dependientes se indican otras realizaciones ventajosas.

Una propuesta particular de la presente invención es proporcionar una estructura de trama que comienza con una secuencia de sincronización y en la que los datos de usuario se alternan regularmente con una señal adicional, concretamente con una señal de referencia que incluye símbolos piloto e información de control.

De acuerdo con un aspecto de la presente invención, se presenta un procedimiento para transmitir datos de usuario en una fibra óptica plástica. El procedimiento incluye las siguientes etapas: generar una secuencia de sincronización, una señal de referencia y una señal de control; formar una trama, comenzando una trama con la secuencia de sincronización generada y que incluye una pluralidad de partes para transmitir los datos de usuario, una pluralidad de partes de la señal de referencia, y una pluralidad de partes de los datos de control, en el que una parte para transmitir los datos de usuario está situada entre cada dos de la secuencia de sincronización, una parte de la señal de referencia y una parte de los datos de control, y transmitir la trama generada en una fibra óptica plástica.

De acuerdo con otro aspecto de la presente invención, se presenta un procedimiento para recibir datos utilizados en una fibra óptica plástica. El procedimiento incluye las etapas: recibir una señal de fibra óptica plástica; detectar en la señal recibida una secuencia de sincronización que indica el inicio de una trama; extraer de la trama una pluralidad de partes de una señal de referencia y datos de control, en el que una parte para transmitir los datos de usuario está situada entre cada dos de la secuencia de sincronización, una parte de la señal de referencia y una parte de los datos de control.

Si los datos de usuario se han transmitido, el procedimiento incluye, además, una etapa de extraer y decodificar los datos de usuario en base a señales de referencia y datos de control extraídos.

5 De acuerdo con otro aspecto de la presente invención, se presenta un aparato para transmitir datos de usuario en una fibra óptica plástica. El aparato incluye un generador para generar una secuencia de sincronización, una señal de referencia y una señal de control; un ensamblador de tramas para formar una trama, comenzando una trama que con la secuencia de sincronización generada e incluyendo una pluralidad de partes para transmitir los datos de usuario, una pluralidad de partes de la señal de referencia, y una pluralidad de partes de los datos de control, en el que una parte para la transmisión de los datos del usuario está situada entre cada dos de la secuencia de sincronización, una parte de la señal de referencia y una parte de los datos de control, y un transmisor para transmitir la trama en una fibra óptica plástica.

10 De acuerdo con otro aspecto de la presente invención, se presenta un aparato para recibir datos utilizados en una fibra óptica plástica. El aparato incluye un receptor para recibir una señal de fibra óptica plástica; un sincronizador para detectar en la señal recibida una secuencia de sincronización que indica el inicio de una trama; un detector de señal para extraer de la trama una pluralidad de partes de una señal de referencia, donde una parte para recibir los datos de usuario está situada entre cada dos de la secuencia de sincronización, una parte de la señal de referencia y una parte de los datos de control.

15 En el caso de que los datos del usuario se hayan transmitido, un decodificador de datos incluido en el aparato puede adaptarse para extraer y decodificar los datos del usuario en base a las señales de referencia extraídas y los datos de control.

20 Se observa que la parte para transmitir los datos de usuario puede incluir, aunque no necesariamente, los datos de usuario reales. Esto viene dado por la disponibilidad de los datos del usuario. Por ejemplo, en modo de bajo consumo, los datos de usuario no se transmiten.

25 La alternancia de partes de datos de usuario, partes de señal de referencia e información de control proporciona la ventaja de evitar latencia en la transmisión de datos en el transmisor y correspondientemente recepción y decodificación de datos en el receptor. Al mismo tiempo, puede transmitirse más información adicional en la pluralidad de partes, permitiendo el empleo de técnicas de equalización adaptativa y codificación y modulación.

30 El empleo de fibra óptica plástica proporciona muchas ventajas. En particular, respecto a los medios de transmisión inalámbricos y eléctricos, las POF son elásticas contra una interferencia electromagnética. En comparación con la fibra óptica de vidrio, la POF permite una instalación más sencilla, es menos costosa y proporciona una mayor robustez respecto a conexiones. La presente invención aprovecha las ventajas de la POF y presenta un sistema adaptativo que permite una comunicación de alta velocidad de datos sobre la POF.

35 La fibra óptica plástica aquí es cualquier fibra óptica disponible en el mercado realizada en plástico. La presente invención se refiere a un procesamiento digital que se realiza en el transmisor antes de convertir la señal 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 haya sido detectada por un elemento fotoeléctrico.

40 Ventajosamente, la distancia en términos de cadencia de trama entre cada dos de la secuencia de sincronización, una parte de la señal de referencia y una parte de los datos de control es igual. Esto proporciona la ventaja de una estructura de trama regular lo cual es particularmente beneficioso para la recuperación de la cadencia y también para un modo de bajo consumo de acuerdo con una realización de la presente invención que se describe a continuación.

45 Alternativamente o adicionalmente, la longitud en términos de cadencia de trama de la secuencia de sincronización, una parte de la señal de referencia y una parte de los datos de control es preferiblemente igual. Esto también contribuye a una regularidad de la trama y una implementación más fácil. La cadencia de trama aquí puede ser la cadencia de símbolos (velocidad de símbolos) al contrario del número de bits, que depende de la modulación empleada y puede diferir dentro de la trama y entre tramas diferentes.

50 Preferiblemente, entre cada dos partes de la señal de referencia hay una parte de los datos de control. Esto soporta la señal de referencia distribuida y la estructura de información de control.

55 De acuerdo con una realización de la presente invención, se dispone un modo de bajo consumo, en el que los intervalos designados para la transmisión de datos pueden transmitirse casi sin energía o sin energía cuando no hay datos de usuario disponibles. En particular, en el modo de bajo consumo, el procedimiento para transmitir los datos a través de POF puede incluir una etapa de transmisión de baja potencia que incluye transmitir substancialmente sin potencia dentro de las partes de datos de usuario de la trama, mientras todavía se está transmitiendo la secuencia de sincronización, la señal de referencia y la información de control con una potencia predeterminada distinta de cero. Correspondientemente, en el modo de bajo consumo, el procedimiento para recibir los datos en POF puede incluir una etapa de recepción de baja potencia que incluye no recibir substancialmente potencia dentro de las partes

de datos de usuario de la trama y recibir la secuencia de sincronización, la señal de referencia y la información de control con una potencia distinta de cero.

5 El modo de bajo consumo proporciona un gran ahorro de energía, ya que en el caso en que no haya datos disponibles para la transmisión, no se realiza ninguna transmisión. El ahorro también se da en el lado del receptor ya que el receptor no tiene que realizar una recepción durante los intervalos de datos si no es necesario. El término "substancialmente" sin potencia se refiere al hecho de que todavía puede estar presente algo de potencia restante en una parte de la parte de datos de usuario. Por ejemplo, para la transmisión en el modo de reposo y al activarse desde el modo de reposo después o antes de la transmisión de la parte de información adicional, bajar y subir la potencia puede llevar algo de tiempo.

10 Ventajosamente, la aplicación de transmisión y/o recepción en modo de bajo consumo puede indicarse dentro de la información de control. La señalización puede realizarse dentro de la cabecera distribuida en fragmentos en toda la trama y puede aplicarse para la siguiente trama o tramas. Alternativamente, la información de control puede indicar la aplicación del modo de bajo consumo (no transmisión de datos sin potencia) para las siguientes partes de datos de usuario hasta que se recibe indicación de lo contrario. Sin embargo, la presente invención no está limitada a ello y la indicación también puede realizarse de cualquier otra manera, o no implementarse. Por ejemplo, el receptor puede detectar si la potencia óptica se transmite apenas en una cantidad de símbolos y, si no, puede desconectar la recepción durante el (los) período(s) de "reposo".

15 Preferiblemente, la secuencia de sincronización es una secuencia de símbolos predefinida modulados por una modulación por amplitud de pulso de nivel 2. Esto permite una transmisión robusta de la secuencia de sincronización y su detección con baja complejidad.

20 La secuencia de sincronización y/o cada parte de señal de referencia y/o cada parte de datos de control comienza y acaba con una señal cero de una longitud predefinida. Esta parte de señal cero sirve para evitar la interferencia entre símbolos. Cuando la secuencia de sincronización y las partes de la señal de referencia y los datos de control están separados entre sí siempre con las partes de datos de usuario, las partes de datos de usuario no necesitan ninguna separación de señal cero adicional. Ventajosamente, la longitud de la señal cero está adaptada para acomodar las partes esenciales de las tomas de canal (respuesta).

25 Preferiblemente, la señal de referencia es una secuencia de símbolos predeterminados modulados por una modulación por amplitud de pulso de nivel M siendo M un número entero mayor que 2. Emplear una modulación de nivel superior en una señal de referencia permite una estimación más fina de características de canal y una mejor adaptación de ecualización. Esto es beneficioso para la estimación y ecualización de canales no lineales. La estimación y ecualización de canales no lineales permite aumentar la velocidad de transmisión sobre POF, que tiene características más bien no lineales.

30 Ventajosamente, los datos de control están modulados por una modulación por amplitud de pulso de nivel 2, codificada con una codificación de corrección de errores hacia adelante e incluye una verificación de redundancia cíclica. Esto garantiza que los datos de control se transmitan y decodifiquen de manera robusta con mayor probabilidad que los datos del usuario.

35 Preferiblemente, el procedimiento de transmisión comprende, además, una etapa de codificación previa de Tomlinson-Harashima aplicada a los símbolos modulados. Sin embargo, también son posibles otros enfoques de ecualización para la presente invención. Por ejemplo, en lugar de codificar previamente, puede aplicarse un ecualizador de avance en el receptor. Esto puede ser más adecuado para sistemas en los que un canal de retroalimentación del receptor al transmisor es difícil de implementar. Cabe destacar que se trata sólo de ejemplos y la presente invención puede funcionar también con cualquier otra técnica de ecualización.

40 Ventajosamente, la codificación previa de Tomlinson-Harashima se aplica a las partes de datos de usuario, pero no a las partes de datos de control y a las partes de señal de referencia. Esto se hace posible, en particular, proporcionando la señal cero al comienzo y/o al final de las partes de sincronización, referencia y control.

45 Preferiblemente, antes de la transmisión, la señal se escala para asegurar que la OMA sea aproximadamente la misma en toda la trama. El parámetro k_0 puede ser configurable. El factor de escala puede, por ejemplo, depender del número de niveles de PAM utilizados y de si el THP está activo o no. Ventajosamente, las constelaciones de todas las partes de la trama se normalizan a un rango arbitrario $[-2^{k_0}, 2^{k_0}]$ después del escalado, en el que k_0 es el orden PAM máximo soportado por las partes de datos (a escalar) correspondientes. Por lo tanto, el factor de escala puede diferir para los datos de sincronización, referencia, control y carga. De acuerdo con una realización preferida de la presente invención, se dispone un circuito integrado, que implementa cualquiera de los enfoques descritos anteriormente.

Ventajosamente, se dispone un sistema para transmitir datos digitales en fibra óptica plástica. El sistema comprende un transmisor tal como se ha descrito anteriormente para incorporar los datos del usuario y la información adicional en una estructura de trama, un convertidor electroóptico para convertir la señal codificada en señal óptica y para inyectar la señal óptica en la POF, un elemento de detección opto-eléctrico para transformar una señal óptica recibida desde la POF en una señal eléctrica, y un receptor, tal como se ha descrito anteriormente, para extraer datos del usuario de la estructura de trama y decodificarlos.

Los anteriores y otros objetivos y características de la presente invención serán más claros a partir de la siguiente descripción y realización preferida que se dan junto con los dibujos adjuntos en los cuales:

La figura 1 es un dibujo esquemático que ilustra un ejemplo de un sistema de transmisión y recepción de datos sobre POF;

La figura 2A es una gráfica que ilustra un ancho de banda óptico de una fibra óptica plástica en función de su longitud;

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 3A es un diagrama de bloques que ilustra la funcionalidad de la codificación previa de Tomlinson-Harashima;

La figura 3B es un diagrama de bloques que ilustra bloques funcionales de la codificación y modulación aplicados ventajosamente para transmisión sobre POF;

La figura 3C es un diagrama de bloques que ilustra bloques funcionales de la decodificación aplicados ventajosamente para la transmisión sobre POF;

La figura 4 es una gráfica que ilustra el rendimiento de transmisión de la codificación previa de Tomlinson-Harashima;

La figura 5 es un dibujo esquemático que ilustra un ejemplo de una estructura de trama en un modo normal de acuerdo con una realización de la presente invención;

La figura 6 es un dibujo esquemático que ilustra un ejemplo de una señal transmitida dentro de las partes de sincronización, piloto y cabecera física de una trama;

La figura 7 es un dibujo esquemático que ilustra un ejemplo de una estructura de trama en un modo de bajo consumo de acuerdo con una realización de la presente invención;

La figura 8 es una gráfica que ilustra el rendimiento de una estructura de trama de ejemplo de acuerdo con la presente invención con otros enfoques bien conocidos en términos de consumo de energía en función de la carga de tráfico cuando se aplica una estructura de trama de modo de bajo consumo a la transmisión;

La figura 9 es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de un generador de secuencias de sincronización;

La figura 10 es un dibujo esquemático que ilustra una señal correspondiente a la secuencia de sincronización generada;

La figura 11 es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de un generador de señal de referencia;

La figura 12 es un dibujo esquemático que ilustra una señal correspondiente a la parte de señal de referencia generada;

La figura 13 es un diagrama de bloques que ilustra el procesamiento de la información de control (cabecera física);

La figura 14 es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de una implementación de la adición de generación de verificación de redundancia cíclica a la cabecera física;

La figura 15 es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de una implementación de un código BCH para utilizarse en la codificación de cabecera física;

La figura 16A es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de una implementación de una modulación de cabecera física;

La figura 16B es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de una implementación de un escalado de potencia de cabecera física;

La figura 17 es un dibujo esquemático que ilustra una señal correspondiente a la parte de datos de control generados;

La figura 18A es una tabla que ilustra un ejemplo de parámetros de escalado de potencia para diferentes configuraciones de transmisión, en partes de datos de usuario;

La figura 18B es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo de una implementación de escalado de potencia después de la codificación previa de Tomlinson-Harashima, en partes de datos de usuario;

La figura 19 es un diagrama de flujo que ilustra procedimientos de acuerdo con una realización de la presente invención; y

La figura 20 es un diagrama de bloques que ilustra aparatos de acuerdo con una realización de la presente invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

El problema que subyace a la presente invención se basa en la observación de que las técnicas utilizadas típicamente para fibra óptica de vidrio no son suficientes para lograr una transmisión eficiente de datos en una fibra

5 óptica plástica. Debido a la diferencia entre las características de los canales de fibra óptica plástica en comparación con las fibras ópticas de vidrio, los canales inalámbricos o de cobre, las técnicas desarrolladas y empleadas para dichos canales tampoco son directamente aplicables a las fibras ópticas plásticas. Uno de los objetivos de la presente invención es permitir comunicaciones de datos altamente eficientes espectralmente en POF.

10 Uno de los criterios generales para diseñar un sistema de comunicaciones es maximizar la capacidad del canal. El límite de la capacidad del canal puede calcularse de acuerdo con la teoría de la información utilizando el límite de Shannon sobre la velocidad 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 lograr dichos límites teóricos. La causa de ello, entre otros, son los elementos reales empleados que, en general, no tienen características ideales. Otro factor importante al diseñar un sistema de comunicaciones es su eficiencia en términos de complejidad de implementación, que tiene un impacto directo en los costes y la viabilidad del producto, así como en su latencia.

15 Cuando se diseña un sistema de comunicación empleando fibras ópticas plásticas, es necesario considerar las limitaciones de los elementos eléctricos y ópticos necesarios para el procesamiento de la señal. Teniendo en cuenta todos los elementos que afectan a la señal transmitida, tal como controlador de corriente, elementos emisores de luz, la propia POF, fotodiodos, amplificadores de trans-impedancia, etc., el canal de comunicación debe considerarse no lineal. La principal fuente de no linealidad son las características de la conversión de intensidad eléctrica en potencia óptica del LED. Por otra parte, las fibras ópticas plásticas son canales de comunicación limitados por pico de potencia. Esta característica hace que la POF sea diferente de otros tipos de canales utilizados para comunicaciones tales como canales de cobre o inalámbricos en los que la señal de transmisión está limitada para cumplir con una densidad espectral de potencia y/o potencia promedio determinada. El límite máximo viene dado por el hecho de que la señal óptica no puede ser negativa y que la intensidad eléctrica está limitada en emisores de luz tales como LED o diodo láser para prolongar la vida útil del dispositivo.

20 Típicamente, los sistemas de comunicaciones se diseñan buscando un equilibrio entre el ancho de banda y la relación señal/ruido (SNR). El objetivo de la optimización es alcanzar los límites de capacidad conocidos por la teoría. Las técnicas digitales clave que tienen impacto sobre el acercamiento al límite de la capacidad son la modulación, la compensación de la interferencia entre símbolos, la codificación y la estructura de la trama. Estas técnicas deben diseñarse teniendo en cuenta las características del canal de comunicación y posiblemente entre ellas. En particular, el empleo de una modulación y codificación adaptativa, así como ecualización adaptativa pueden mejorar la eficiencia del sistema.

25 El factor de cresta (también denominado relación de pico a promedio) es una relación de una amplitud máxima de la forma de onda dividida por el cuadrado medio de la raíz de la forma de onda. Para sistemas ópticos, es apropiada una modulación que minimice el factor de cresta y maximice la varianza de la señal óptica para una amplitud de modulación óptica (OMA) determinada inyectada a la POF. Las técnicas de modulación que permiten esto son la modulación por amplitud de pulso M-aria (M-PAM) y la diferencia M-PAM. La modulación por amplitud de pulso asigna a cada uno de los niveles M una altura de señal particular (amplitud de señal). Suponiendo una constelación media cero antes de la conversión electroóptica, el factor de cresta se minimiza y la energía promedio del símbolo es mínima para una distancia mínima de constelación determinada, ya que varios niveles de la señal están uniformemente distribuidos. El número de niveles de la modulación por amplitud de pulso puede definirse como una función del ancho de banda, velocidad de bits requerida y/o la codificación. Para diseñar la modulación de manera apropiada, debe analizarse una estimación de potencia de enlace del canal de fibra óptica plástica. Para maximizar la estimación de potencia de enlace, existe un valor óptimo para el número de niveles y el ancho de banda de la señal para una velocidad de transmisión deseada, tal como se mostrará más adelante. Es necesario un sistema de comunicaciones de alta eficiencia espectral para maximizar la estimación de potencia del enlace. En función de este requisito, la ecualización, la codificación de canal y la modulación deben diseñarse respecto al canal y es necesaria una estructura de trama adecuada para transmitir de manera eficiente los datos y la información adicional requerida.

30 Como consecuencia del ensanchamiento de la señal en el medio de transmisión, aquí POF, los símbolos que llevan datos adyacentes se superponen cuando se reciben, lo que hace que sea difícil detectarlos y decodificarlos correctamente. Este efecto se denomina interferencia entre símbolos. Para recuperar tales símbolos, típicamente se emplean técnicas de ecualización. Existen muchos enfoques de ecualización en el lado del receptor disponibles en la técnica anterior incluyendo ecualizador MMSE, forzado a cero, ecualizador de realimentación, ecualizador de retroalimentación de decisión, etc.

35 Para diseñar eficientemente un sistema de comunicación, basado en los modelos de Volterra que pueden obtenerse para un canal particular mediante el análisis de sus características medidas, las partes lineales y no lineales de las características del canal pueden separarse. Para la parte lineal del canal, puede realizarse una maximización de la estimación de la potencia de enlace de acuerdo con la teoría de la información. Además, la ecualización puede diseñarse independientemente para la parte lineal y la no lineal del canal. En el lado del transmisor y/o del receptor,

puede emplearse un linealizador (una estructura de filtro no lineal) para proporcionar un canal lineal lo suficientemente alejado donde puedan utilizarse las técnicas de ecualización bien conocidas.

5 Por ejemplo, una ecualización de avance (FFE) es una técnica de ecualización empleada en el receptor que corrige la forma de onda recibida en base a información sobre la propia forma de onda, en particular sobre la forma de onda actual y la forma de onda asociada a los símbolos de comunicación recibidos previamente. La ecualización se realiza sobre la forma de onda (niveles de voltaje) antes de que se cumpla cualquier decisión sobre los bits recibidos. Otra técnica bien conocida es la compensación por realimentación de decisión (DFE). La DFE calcula un valor de corrección que adapta los umbrales de decisión para detectar símbolos de modulación multidimensionales. 10 Por lo tanto, la DFE da como resultado un desplazamiento del umbral en función de las nuevas decisiones que se toman (pueden encontrarse más detalles sobre DFE y ecualización en J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4ª edición, McGraw-Hill Book Co., Nueva York, 2001, incorporado aquí por referencia). Un inconveniente de la DFE es la propagación de errores, que resulta de errores de decisión en la salida del dispositivo de decisión que provocan una estimación incorrecta de la interferencia entre símbolos (ISI) post-cursores. La propagación de errores puede 15 evitar utilizando codificación previa del transmisor.

La codificación previa permite desplazar la cancelación del ISI post-cursor al transmisor donde están disponibles los símbolos de datos. Además, se emplea un filtro de retroalimentación para codificar previamente la señal utilizando una respuesta de impulso de canal actual. La respuesta de impulso se estima típicamente en el receptor utilizando técnicas de filtro adaptativo y se envía de nuevo al transmisor. Existen diversas variaciones diferentes de pre-codificadores (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, el cual se incorpora aquí por referencia). Una de las técnicas de codificación previa, concretamente el pre-codificador de Tomlinson-Harashima (THP), es de particular interés. La codificación previa 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, nº 2, marzo de 1998, págs. 824-831, que también se incorpora aquí por referencia) se considera como un esquema de codificación previa prominente especialmente debido a su capacidad para cancelar eficientemente la interferencia conocida en el lado del transmisor. Por lo tanto, las velocidades de información logradas por THP son superiores a las alcanzadas por los esquemas de codificación previa lineal convencionales. 20 25 30

La figura 3 ilustra un empleo conocido de THP con una modulación M-PAM. El pre-codificador de Tomlinson-Harashima mueve el filtro 330 de retroalimentación de una estructura de DFE hacia el transmisor y lo combina con un operador 310 de módulo para reducir los símbolos compensados del post-cursor ISI a la región de Voronoi de codificación previa de la constelación M-PAM correspondiente. El filtro de realimentación 340 permanece en el receptor para compensar el cursor y el pre-cursor ISI y para blanquear el ruido. Entonces, se necesita un operador de módulo 320 análogo al operador de módulo 310 del lado del transmisor para recuperar los símbolos transmitidos. La THP es capaz de aproximarse al rendimiento de DFE ideal sin propagación de errores, para modulaciones medianamente o muy espectralmente eficientes. 35

Sin embargo, la ecualización de THP presenta cuatro pérdidas de capacidad inherentes: pérdida de codificación previa, pérdida de factor de cresta, pérdida de módulo y pérdida de configuración, de las cuales sólo las dos primeras son relevantes para la aplicación dirigida a POF. Estas pérdidas son causadas principalmente por la aplicación del operador de módulo y dependen del número de niveles de modulación tal como se muestra a continuación. 40 45

El operador de módulo, junto con el filtro de retroalimentación en el transmisor convierte una distribución uniforme discreta de símbolos M-PAM en una distribución uniforme continua que se extiende a toda la región de Voronoi de la constelación original (suponiendo que la dispersión de energía del filtro de retroalimentación sea lo suficientemente grande como para llenar completamente la región de Voronoi correspondiente a la codificación previa). Esto da como resultado un aumento de la energía de la señal de transmisión, que necesita ser compensada por el transmisor para enviar la misma potencia promedio a la POF. Por lo tanto, el aumento de energía lleva al receptor a una pérdida de la SNR disponible, lo cual se denomina pérdida de codificación previa. La pérdida de codificación previa puede estimarse como una función del número de niveles de modulación M como: 50

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

55 Por ejemplo, para PAM con nivel 2 (2-PAM), la pérdida de codificación previa es de aproximadamente 1,25 dB. Para constelaciones más grandes, la pérdida de codificación previa disminuye hacia cero.

La traducción de la constelación discreta M-PAM a la región continua de Voronoi 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 elevado número arbitrario de niveles de modulación. Una señal previamente codificada de THP tiene un factor de cresta constante de 4,77 dB, suponiendo que toda la región de Voronoi esté llena. La pérdida del factor de cresta es una diferencia entre el factor de cresta en la entrada y la salida y se define como:

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

5 Dado que la POF es un canal limitado al pico de potencia, la pérdida del factor de cresta representa un rendimiento reducido.

10 La figura 4 muestra la pérdida de rendimiento (en dB) de una transmisión con THP considerando tanto la pérdida de codificación previa como la pérdida del 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 sería completamente ecualizada por el receptor (ecualizador de retroalimentación de decisión o ecualizador de realimentación). Para 2-PAM ($k = 1$) no hay pérdida, ya que el factor de cresta de 2-PAM es 0 dB. La curva 430 muestra la pérdida de transmisión para THP (pérdida de codificación previa más pérdida de factor de cresta) que se vuelve asintóticamente igual a la pérdida de factor de cresta para los elevados números de niveles de modulación. Finalmente, la curva 410 ilustra la ventaja de M-PAM respecto a THP como una función de M. Dado que el factor de cresta para THP es constante e igual para todos los valores de M, es decir, 4,77 dB, puede verse como una pérdida adicional debido a la codificación previa en el rango más bien pequeño de M hasta 4. La pérdida de rendimiento es insignificante para M igual o superior a 4 (correspondiente a $k \geq 2$). Cuando M es suficientemente elevado, los símbolos previamente codificados son variables aleatorias independientes y distribuidas uniformemente. Esto implica que las estadísticas de los símbolos previamente codificados son muy similares a las estadísticas de los símbolos de datos originales y el espectro de los símbolos codificados previamente es blanco. Además, dado que la codificación previa se emplea en el lado del transmisor, no hay problema con la aplicación de una codificación de modulación más complicada, tal como modulación en codificación trellis o codificación de clase lateral, que requiere posponer decisiones y no puede combinarse bien con DFE en el receptor.

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

40 Sin embargo, las aplicaciones de automoción actuales basadas en POF también utilizan una topología de anillo físico sobre una POF simplex. En consecuencia, varios nodos están conectados en serie o están conectados a una unidad central. Dicha 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. Para tales topologías, por lo tanto, las técnicas de ecualización distintas de THP pueden ser más convenientes. Por ejemplo, una ecualización de avance (FFE), que no requiere retroalimentación del receptor al transmisor. Cuando se requiere una topología de anillo física, la FFE puede funcionar mejor que la DFE debido a una M-PAM de alta spectralidad, a pesar de la pérdida de rendimiento debido al aumento de ruido. Es decir, la DFE puede sufrir una propagación de error considerable en dicho sistema.

50 Para lograr un empleo de modulación, codificación, codificación previa y estructura de trama eficiente, es importante que estas técnicas se diseñen una respecto a la otra.

55 En particular, la presente invención se refiere a la estructura de trama para la transmisión de datos de usuario sobre fibra óptica plástica. La estructura de trama permite la acomodación de los datos de usuario y señal adicional con fines de sincronización, control de enlace y, en particular, técnicas adaptativas tales como codificación y modulación y ecualización.

60 En sistemas de comunicación, los datos del usuario se transportan a través de un medio físico tal como cable de cobre, fibra óptica, canal inalámbrico, etc. en una estructura bien definida para permitir la interpretación

correspondiente de los datos en el transmisor y en el receptor. En particular, los datos se ordenan en el dominio de tiempo en la denominada estructura de trama. La estructura de trama define cómo se transmiten los datos a través de un medio físico, incluyendo la ubicación y el orden de los datos en el dominio del tiempo. Para permitir la sincronización del receptor y la detección de los datos en la instancia de cadencia apropiada, las secuencias de sincronización se incluyen entre los datos del usuario. En una parte de los datos de usuario, la estructura de trama típicamente incluye partes dedicadas a datos de control. Pueden incluirse datos de control para permitir controlar la conexión de datos, controlar un acceso multiusuario, proporcionar señales piloto predefinidas utilizadas para la estimación y ecualización de la calidad del canal, etc. la estructura de trama empleada en un sistema tiene un impacto en la eficiencia de la transmisión y su diseño debe seguir las características del medio físico.

La transmisión puede efectuarse en diferentes modos de operación. En un modo de operación normal, la transmisión de tramas está activa durante todo el tiempo, incluso cuando no se transmiten datos. Si no hay datos de usuario disponibles para la transmisión, se envía información inactiva. Esto da como resultado una transmisión con un cierto nivel de energía incluso cuando no es necesario. Para permitir el ahorro de energía, puede proporcionarse un modo de bajo consumo. En un modo de bajo consumo, los datos del usuario sólo se transmiten en la carga útil de la estructura de trama si está disponible. En consecuencia, la transmisión y la recepción de los datos pueden desconectarse durante las fases inactivas para reducir el consumo de energía. Por ejemplo, el estándar Ethernet IEEE 802.3az denominado Ethernet de energía eficiente proporciona dicha funcionalidad. Otro medio para mejorar la eficacia de transmisión y recepción de datos en un medio físico es el escalado de potencia que se aplica a diferentes partes de la estructura de trama de acuerdo con las restricciones de medio físico y las características de transmisión.

Con el fin de diseñar una estructura de trama apropiada para fibras ópticas plásticas, la estructura de trama debe abordar las limitaciones de ancho de banda, posiblemente variando las características de transmisión y las fuentes de ruido de todos los elementos electrónicos y/o ópticos que forman parte del canal de comunicación. Esto incluye la propia fibra, la óptica optoelectrónica y la óptica. Los requisitos para esta estructura de trama son bastante elevados en un sistema de comunicación que requiere alcanzar niveles de alto rendimiento correspondientes a la transmisión de múltiples gigabits sobre en la fibra óptica plástica. En particular, se utilizará un esquema de codificación y modulación adaptativo de alta eficiencia espectral para maximizar la estimación de enlace de potencia óptica. La respuesta no lineal provocada por los elementos optoelectrónicos en la ruta de transmisión debe ser compensada. Además, para igualar la interferencia entre símbolos, debe aplicarse una ecualización de realimentación o una ecualización de decisión de retroalimentación o una codificación previa en el lado del transmisor. La sincronización de símbolos debe diseñarse ventajosamente para permitir una recuperación de cadencia de inestabilidad baja, una identificación de símbolos entre los símbolos transmitidos y la detección de la fase para realizar un muestreo eficiente. Para adaptar la transmisión y la recepción a las características posiblemente variables del canal, debe utilizarse un sub-canal lógico robusto (canal de control) para la configuración adaptativa de manera que el sistema pueda modificar dinámicamente los coeficientes de codificación previa, la velocidad de datos, para transmitir anuncios del estado del enlace, negociar capacidades de transmisión física durante la configuración del enlace, etc. Esta información pertenece a datos de control.

La figura 5 muestra un ejemplo de una estructura de trama para un modo de consumo normal de acuerdo con una realización de la presente invención. La trama incluye:

- Señales de referencia (pilotos) para sincronización de trama, recuperación de cadencia, estimación de canal no lineal y adaptación de ecualización,
- Cabecera física para el inicio de enlace, negociación de capacidades, sincronización de datos del usuario, codificación previa adaptativa y tasa de bits adaptativa, y
- Bloques de datos de carga útil, que incluyen corrección de errores hacia adelante (FEC) de alta ganancia de codificación, modulación y codificación previa.

En particular, una trama j incluye una parte de sincronización $S1$ al comienzo de la trama. La parte $S1$ incluye una secuencia de símbolos para sincronización de trama y recuperación de cadencia. Tal como puede apreciarse en la figura 5, la trama $j + 1$ seguida de la trama j también comienza con la parte de sincronización $S1$. La parte de sincronización $S1$ va seguida de un bloque de datos de carga útil (parte de datos de usuario) que incluye múltiples palabras de código CW_0 , CW_1 , CW_2 y CW_3 de un código de corrección de errores. Los datos de usuario en el bloque de datos están codificados preferiblemente con corrección de errores hacia adelante de alta ganancia de codificación y un esquema de modulación. Por ejemplo, se adopta preferiblemente el esquema de codificación de clases laterales multinivel (MLCC) que se da en la solicitud de patente europea nº 11002046.8 (y que se incorpora aquí por referencia). Este esquema transmite datos a través de una POF codificados por un código de clases laterales de tres niveles. El primer nivel incluye codificación BCH, el segundo nivel incluye codificación BCH con una tasa de codificación más elevada que el primer nivel, y todos los tres niveles incluyen asignación respectiva a una constelación y transformación reticular de los símbolos asignados. Después se agregan los niveles y los símbolos codificados resultantes se asignan sobre una modulación en el dominio de tiempo. El segundo nivel proporciona dos códigos BCH seleccionables sustancialmente con la misma tasa de codificación y una longitud de palabra de código

diferente. De manera correspondiente, la decodificación puede preformarse por un decodificador de múltiples etapas. Por consiguiente, las palabras de código CW_0 , CW_1 , CW_2 y CW_3 pueden ser palabras clave del código MLCC.

5 Los datos también pueden ser previamente codificados. Con el fin de permitir negociación de capacidades, la sincronización de datos de usuario, el control de la codificación previa adaptativa y la tasa de bits adaptativa, se incluye una cabecera física en la estructura de trama para acomodar la información de control. Esto se ilustra en la figura 5 con las partes PHS0, PHS1, ... PHS12 y PHS13. Estas partes de cabecera física se encuentran incluidas en la estructura de trama a distancias regulares entre sí dentro de la misma trama. En particular, en la figura 5 se incluye la cabecera física cada 8 sub-bloques de datos. Las partes de cabecera física PHS x , $x = 0, \dots, 13$, se encuentran incluidas dentro de la trama alternativamente con las partes de secuencia de símbolos de referencia S2 y , $y = 0, \dots, 12$.

15 Las partes de secuencia de símbolos de referencia S2 y están insertadas dentro de la trama para permitir recuperación de cadencia, estimación de canal no lineal y adaptación de ecualización. En particular, se muestran partes de símbolos de referencia S2 $_0$, S2 $_1$ y S2 $_{12}$. Estas partes de señales de referencia (piloto) S2 están situadas entre las ubicaciones físicas de la cabecera en distancias temporales posiblemente equidistantes. La trama j de la figura 5 incluye 28 sub-bloques de datos numerados del 0 al 27, donde cada sub-bloque incluye, además, cuatro ranuras CW i siendo i un índice de 0 a 111. Una parte de sincronización S1, una parte de señal de referencia S2 o una parte de cabecera física PHS se incluye cada cuatro palabras de código de datos (CW). Sin embargo, hay que indicar que esta estructura de tramas es sólo un ejemplo y que, en general, pueden utilizarse diferentes números de palabras clave en un sub-bloque, así como sub-bloques (partes de datos de usuario) en una trama y que la distancia entre el piloto y las partes de sincronización sea así como las partes físicas de la cabecera pueden diferir.

25 En resumen, la trama de la figura 5 comprende señales piloto, una cabecera y una carga útil de una longitud predefinida. Los pilotos y la cabecera se dividen en sub-bloques y se insertan entre los sub-bloques de carga útil. Cada cabecera o sub-bloque piloto se compone de un número predefinido de símbolos. Para los sub-bloques de piloto y cabecera, los primeros varios símbolos y los últimos varios símbolos toman valor cero. Cada sub-bloque de carga útil se compone de un número entero de palabras de código MLCC. La transmisión de palabras de código MLCC está alineada con el inicio de los sub-bloques de carga útil. La longitud de la palabra de código puede configurarse en el código MLCC. Al principio, puede aplicarse una longitud predeterminada de la palabra de código. En el ejemplo de la figura 5, el sub-bloque consiste en 4 palabras de código MLCC. Sin embargo, se trata sólo de un ejemplo y, en general, puede utilizarse otro número de palabras de código. Los sub-bloques piloto (S1, S2 x) y de cabecera (PHS x) se transmiten una vez por sub-bloque de carga útil. La trama sigue el mismo patrón comenzando por un bloque S1 y alternando sub-bloques S2 y PHS, incluso si se utiliza el modo de bajo consumo tal como se mostrará a continuación.

La figura 6 ilustra características preferidas de la parte de sincronización S1 y las partes de señal de referencia S2 y , así como las partes de cabecera física PHS x en términos de una señal. En particular, la trama j comienza con una parte de sincronización S1 que incluye una secuencia de símbolos de referencia (pilotos) para fines de sincronización de trama y/o símbolo y recuperación de tiempo. Tal como puede apreciarse, la parte 610 que representa la parte de sincronización S1 comienza con una señal cero y finaliza con una señal cero. La señal cero aquí corresponde a una potencia óptica promedio, después de la conversión de corriente a potencia óptica en el LED. La señal cero se utiliza para acomodar la respuesta de impulso del canal, cuya estimación es utilizada adicionalmente por la codificación previa de Tomlinson-Harashima aplicada ventajosamente a los datos utilizados. Tal como puede apreciarse también en las figuras, en este caso, la señal cero no representa el valor de señal más bajo. El término "cero" aquí se refiere más bien a un nivel de señal lógica de "0". En particular, la señal cero es una señal constante de un nivel predefinido, aquí el nivel medio cero. Los símbolos piloto incluidos tienen dos niveles posibles, 1 y -1. La trama j comienza con esta parte de sincronización S1, 610. La parte de sincronización va seguida por un primer sub-bloque de datos formado por cuatro palabras de código CW $_0$ a CW $_3$. El sub-bloque de datos contiene una carga útil que puede ser previamente codificada por THP y codificada y modulada por el código de corrección de errores hacia adelante MLCC. Los datos pueden estar encapsulados por múltiples protocolos, tal como el protocolo Ethernet, un protocolo para transportar determinados tipos de carga útil, tal como video o audio, SPI o I2C, o cualquier otro protocolo de capa superior.

55 Después del primer sub-bloque de datos, se incluye la parte de cabecera física 620. A diferencia de la parte de carga útil 620, que acomoda símbolos que tienen más de dos niveles, la cabecera física se transmite preferiblemente utilizando una modulación que permite una transmisión robusta. El ejemplo de la figura 6 muestra una parte de cabecera física correspondiente 630, que sólo incluye una señal con dos niveles. Sin embargo, hay que indicar que esto es sólo un ejemplo y, en general, la cabecera física también puede codificarse utilizando más niveles. No obstante, esto es beneficioso cuando la cabecera física está codificada con menos niveles que los datos de carga útil para aumentar la solidez de la información de control transportada en la cabecera física. El encabezamiento físico puede contener, en particular, información de control relacionada con la configuración del

enlace, la negociación de parámetros de codificación previa y/o parámetros de esquemas de codificación de modulación.

5 La figura 6 muestra, además, una parte piloto S2 640 para llevar secuencias piloto predefinidas que pueden utilizarse para estimación de canales no lineales, adaptación de ecualizador y recuperación de cadencia. A diferencia de la parte de sincronización S1, la secuencia piloto S2 incluye símbolos con múltiples niveles de modulación. Esto es particularmente beneficioso para estimación de canal no lineal y adaptación de ecualizador. Tal como puede apreciarse en la figura 6, todas las partes sin datos S1, S2 y PHS comienzan y acaban con una parte de señal cero para separarlas de los sub-bloques de datos anteriores o posteriores y así mitigar el impacto de la interferencia entre símbolos entre secciones de trama.

15 La estructura de trama mostrada en las figuras 5 y 6 es apropiada para una transmisión continua de la trama independientemente de la disponibilidad de datos del usuario. Esto significa que incluso cuando los datos del usuario no están disponibles, la trama se transmite y los bloques de datos de carga útil se llenan con información inactiva. Por consiguiente, el receptor puede seguir fácilmente cambios de la señal recibida tales como fluctuación de línea de base, variaciones de atenuación, desviaciones de frecuencia de reloj, etc. El seguimiento puede realizarse, por ejemplo, utilizando las señales de sincronización y referencia (pilotos) S1 y S2, y partes de cabecera física PHS.

20 La figura 7 ilustra una estructura de trama alternativa que es particularmente ventajosa para un modo de bajo consumo. En el modo de bajo consumo, la parte de sincronización S1, las partes de piloto S2 y las partes de cabecera física PHS se transmiten de la misma manera que en el modo normal mostrado anteriormente. Sin embargo, los sub-bloques de datos sólo se transmiten cuando los datos de usuario están disponibles. En consecuencia, la estructura de trama permite un ahorro de energía al no transmitir ninguna carga útil inactiva si los datos de usuario no están disponibles. Esto se ilustra en la figura 7 por "reposo" al comienzo de un sub-bloque de datos (parte de datos de usuario) y por "activación" al final del sub-bloque de datos. Después de los datos de control (tales como sincronización, piloto, datos de cabecera), la potencia óptica se baja/reduce (reposo) durante la duración del sub-bloque de datos en el que no se transmiten datos y se sube/eleva (activa) al final del sub-bloque de datos para transmitir la siguiente información de control. Se observa que la reducción y elevación es una consecuencia de la conmutación que típicamente no puede realizarse de manera instantánea en sistemas reales, sino que necesita algo de tiempo para activar o desactivar la potencia. En este momento, la potencia óptica aumenta o disminuye. Se observa que esta desconexión de la potencia óptica no da como resultado una señal "cero" mencionada anteriormente (que se transmite con una potencia óptica distinta de cero, sino que representa el "cero" lógico de la señal bipolar lógica). Más bien corresponde a una no salida de potencia óptica (cero) esencial.

35 En otras palabras, en cada parte S1, S2 y PHS, el sistema se activa para poder seguir el reloj y los ecualizadores. Durante la duración de un bloque de datos de carga útil (sub-bloque de datos), la potencia se desactiva o se reduce (a un nivel bajo) para ahorrar energía cuando no hay datos de usuario disponibles para transmitir. La cabecera física puede utilizarse por ambos extremos de enlace (transmisor, receptor) para acordar el uso del modo de bajo consumo durante el arranque. Todos los sub-bloques piloto y cabecera se transmiten, pero la transmisión puede detenerse durante los sub-bloques de carga útil. En consecuencia, el receptor todavía puede seguir la recuperación del tiempo de sincronización de la trama, estimación de canal y adaptación de ecualización, y codificación previa adaptativa la tasa de bits adaptativa. El modo de bajo consumo en este ejemplo siempre afecta a un bloque completo de carga útil, de modo que no es posible detener o reiniciar la transmisión en el medio de un sub-bloque de carga útil. La cantidad de ahorro de energía dependerá del porcentaje de tiempo requerido para poner en reposo y activar el sistema en comparación con la longitud del sub-bloque de carga útil. Este porcentaje depende de la implementación y los componentes opto-eléctricos reales utilizados en el mismo. En general, la potencia puede desactivarse. Sin embargo, puede haber realizaciones en las que todavía haya una cantidad restante de potencia, de modo que la potencia se desactive. Además, en este ejemplo, la desactivación se refiere a todo el sub-bloque. Sin embargo, en general, el accionamiento del conmutador en desactivar/abajo/activar/arriba también puede realizarse para un subconjunto de las palabras de código (CW). Por ejemplo, siempre puede transmitirse la primera CW y/o la última CW o similar. Esto puede tener inconvenientes y puede requerir la correspondiente señalización en PHS. Por otra parte, al desactivar/activar los sub-bloques de datos completos, entonces el receptor sólo necesita activarse para recibir el S1, S2 y PHS, y desactivarse si detecta que el siguiente sub-bloque de datos fue desconectado por TX (no detecta potencia en un número determinado N de símbolos). No se necesita, por lo tanto, señalización.

60 La figura 8 ilustra el ahorro de energía logrado por la estructura de trama en modo de bajo consumo respecto al modo normal en función de la carga de enlace. En particular, la gráfica muestra el consumo de energía en función de la carga de tráfico cuando la estructura de trama en modo de bajo consumo se aplica a la transmisión. El consumo de energía se representa en relación con el modo activo para carga de tráfico con llegadas de Poisson de paquetes Ethernet de 600 bytes. La dependencia ideal sería una dependencia lineal mostrada en la figura como "ideal" y que significa que la potencia sólo se transmite cuando se transmiten los datos. Esto corresponde a la conmutación instantánea hacia arriba y hacia abajo de la potencia. Las tres curvas por encima de la curva ideal

indicada como EE-POF representan la transmisión de acuerdo con la realización de baja potencia descrita con referencia a la figura 7. Las curvas difieren en la suposición del porcentaje de tiempo requerido para las transiciones de activación y reposo en comparación con el tiempo del sub-bloque de datos. En particular, se ilustran transiciones de reposo + activación de un 10%, 20% y 40% del tiempo del sub-bloque de datos. La curva superior ilustra la eficiencia de la estructura de trama EEE-1000 base-T (transmisión de 1 Gigabit por segundo). Se observa que, en base al estado actual de la técnica en opto-electrónica, los tiempos de transición correspondientes a las transiciones de activación y reposo por debajo del 10% son factibles. En consecuencia, el ahorro de energía que puede lograrse empleando la estructura descrita con referencia a la figura 7 es substancial. Tal como puede apreciarse en la gráfica, el consumo de energía se escala de manera casi lineal con la carga de enlace.

La posición y las características de las partes de sincronización, piloto y cabecera dentro de la trama pueden tener un impacto considerable en la eficacia de la transmisión. De acuerdo con la presente invención, se distinguen dos tipos de secuencias piloto de sincronización, a saber, la parte de sincronización S1 y la parte piloto S2. La parte de sincronización S1 se transmite una vez al comienzo de la trama. Está diseñada para facilitar la sincronización de tramas, es decir, la detección de los bordes de la trama. En consecuencia, el receptor debería ser capaz de detectar un inicio de la trama. Preferiblemente, la secuencia de sincronización S1 corresponde a una secuencia pseudo-aleatoria de símbolos 2-PAM. Esto significa que la secuencia de sincronización sólo incluye símbolos de dos niveles posibles, alto y bajo. La longitud de la secuencia de símbolos 2-PAM se selecciona preferiblemente para proporcionar una baja varianza de la detección en el receptor. Además de las ventajas de las modulaciones PAM mencionadas anteriormente, la modulación 2-PAM tiene la ventaja de que es simple. La información (la secuencia de sincronización) es conocida a priori por el receptor y, por lo tanto, el receptor puede implementar un algoritmo asistido por datos para la detección de los límites de la trama. Por ejemplo, la correlación con la secuencia de sincronización en el receptor puede implementarse utilizando un árbol de sumadores y multiplexores, dado que la señal de referencia toma valores del conjunto $\{-1, 1\}$. Los símbolos en la secuencia de sincronización S1 también pueden utilizarse para la recuperación de cadencia que permite buscar el punto de muestreo óptimo (sincronización de fase que depende del grupo de retardo de canal y la respuesta de impulso de canal). Por ejemplo, pueden emplearse algoritmos de recuperación de reloj Müller-Müller o Bergman, que operan a una velocidad de símbolos (para más detalles, véase, por ejemplo, Kurt H. Mueller, Markus Müller, "Timing recovery in digital synchronous data receivers", IEEE Trans. On Communications, vol. com-24, n° 5, mayo de 1976, págs. 516-531 y Jan W.M. Bergsmans, y otros, "A class of data-aided timing-recovery schemes", IEEE Trans. On Communications, vol. 43, n° 2/3/4, febrero/marzo/abril de 1995, págs. 1819-1827, que se incorporan aquí por referencia). El escalado de potencia de la secuencia piloto S1 se selecciona de manera que la transmisión de este sub-bloque de trama utiliza el rango completo del dispositivo emisor de luz de manera que la SNR disponible en el receptor sea máxima para garantizar una detección robusta. Por consiguiente, el nivel alto y bajo del 2-PAM corresponde al rango completo del transmisor. Tal como se ha descrito anteriormente, la parte de sincronización S1 se añade previamente y se agrega por secuencias cero. Las secuencias cero corresponden a la potencia óptica promedio después de la conversión de potencia eléctrica a óptica. Por lo tanto, la potencia óptica de la secuencia cero es igual al punto medio entre los valores extremos tomados por el piloto S1. La longitud de cada secuencia de símbolo cero está diseñada preferiblemente para poder contener la respuesta de impulso de canal completa, en particular las derivaciones de respuesta de canal más representativas. Éstas pueden determinarse como tomas con una potencia (promedio) que excede un umbral predefinido. Estas partes de señal cero que rodean cada una de las partes S1, S2 y PHS permiten reducir/evitar la interferencia de símbolos. En particular, las secuencias cero se insertan antes y después de símbolos 2-PAM para evitar la interferencia entre símbolos provocada por el sub-bloque de datos de carga útil previo en la parte de sincronización S1 y para evitar la interferencia entre símbolos de la secuencia de sincronización S1 sobre el próximo (siguiente) sub-bloque de datos de carga útil. Los símbolos 2-PAM son lo suficientemente robustos para sincronización de trama y recuperación de cadencia (ajuste de punto de muestreo de símbolos) en canales no lineales tales como canales formados por fibra óptica plástica y la correspondiente opto-electrónica. Sin embargo, pueden ser insuficientes para estimación del canal y para fines de equalización.

La figura 9 ilustra una posible implementación de un generador de señal de sincronización. En particular, puede utilizarse un generador de secuencia de longitud máxima binaria (MLS) para generar una secuencia pseudo-aleatoria binaria con una longitud de L_{S1} bits. Después de generar la secuencia, la secuencia se modula mediante una modulación 2-PAM. Antes de transmitir la secuencia modulada en el canal, puede aplicarse un factor de escalado de potencia. El factor de escalado de potencia es relativo a los factores aplicados a las partes restantes de la trama. En particular, el factor de escalado de potencia está definido por un número entero k_0 , en el que k_0 se define como el máximo de una constelación PAM 2^{k_0} , que puede gestionar el sistema en un sub-bloque de datos de carga y/o secuencia piloto S2. El entero k_0 se utiliza para definir el factor de escala para todas las partes que componen la trama. El entero k_0 tiene que ser lo suficientemente elevado para permitir una resolución fina y definir los factores de escala para una parte diferente de la trama. Aquí se supone que las constelaciones de todas las partes de la trama están normalizadas al rango arbitrario $[-2^{k_0}, 2^{k_0}]$ después de escalado. La figura 9 muestra $k_0=8$, que corresponde a modulación máxima de 256-PAM en sub-bloques de datos de carga útil y/o secuencia piloto S2. El símbolo F_s denota la salida de velocidad de símbolos del generador de símbolos de sincronización después del escalado de potencia.

Tal como puede apreciarse en la figura 9, un generador de MLS 910 genera una secuencia pseudo-aleatoria de L_{S1} bits. El generador de MLS puede implementarse por registros de desplazamiento de retroalimentación lineales mediante operaciones de desplazamiento y adición. La secuencia de bits aleatoria generada de ceros y unos se multiplica por el factor 2, dando como resultado una secuencia de niveles 0 y 2 a partir de la cual se resta una constante 920 dando como resultado una secuencia con niveles -1 y 1. Esta secuencia se proporciona desde el generador 950 al bloque de escalado de potencia 960, que aplica el factor de escala (en este ejemplo, un factor 255) multiplicando 970 la secuencia aleatoria generada, que luego se envía a la tasa de símbolos F_s . La secuencia de salida se escala para que tenga los valores -255 y +255 (en general, $-2^{k_0}+1$ y $2^{k_0}-1$).

La figura 10 ilustra la secuencia de sincronización de salida S1, generada tal como se ha descrito anteriormente. En particular, la secuencia de símbolo cero de L_{S1z} símbolos se añade previamente y se agrega (1001, 1009) a la secuencia de sincronización real. Entre las dos secuencias de símbolo cero 1001, 1009, se insertan L_{S1} símbolos de los símbolos 2-PAM escalados en potencia y generados por MLS 1010. El diseño preferido, particularmente ventajoso para gigabits en fibra óptica plástica, incluye $L_{S1z} = 16$ símbolos cero a 312,5 mega símbolos por segundo (MSps). De manera correspondiente, la longitud de los símbolos 2-PAM es preferiblemente $L_{S1} = 128$ símbolos a la misma velocidad de 312,5 mega símbolos por segundo (MSps).

La secuencia piloto S2 preferiblemente tiene un diseño diferente. Ventajosamente, incluye una secuencia de símbolos M-PAM. Dado que el canal no es lineal, son útiles más de dos niveles para excitar y extraer toda la información de la respuesta del canal. Dado que la secuencia piloto S2 es conocida a priori por el receptor, puede implementarse un algoritmo de estimación asistido por datos en el receptor para fines de estimación de canales no lineales. Por ejemplo, puede aplicarse una estimación de mínimos cuadrados recursivos (RLS) en base a series truncadas de Volterra, en las que, por ejemplo, pueden estimarse respuestas DC, de primer orden, de segundo orden y de tercer orden (para más detalles, véase, por ejemplo, V. John Mathews, "Adaptive Polynomial Filters", IEEE Signal Processing Magazine, julio de 1991, págs. 10-26, que da aquí por referencia). La respuesta basada en Volterra puede utilizarse en el receptor para linealizar la respuesta del canal para mejorar la confiabilidad de la detección de datos. La secuencia piloto S2 también puede utilizarse para la adaptación de ecualización tal como la estimación de un ecualizador de alimentación anticipada, un ecualizador de retroalimentación de decisión o un ecualizador de codificación previa de Tomlinson-Harashima, en particular, para estimar los coeficientes de codificación previa. Dado que el algoritmo asistido por datos para la estimación y ecualización del canal requiere secuencias de entrenamiento bastante largas para converger, la secuencia piloto S2 necesita ser bastante larga. Con el fin de evitar una latencia en la transmisión de datos de usuario, de acuerdo con la presente invención, es ventajoso dividir la secuencia piloto S2 en varios fragmentos (partes) en lugar de transmitir la parte S2 completa de una vez. Preferiblemente, la longitud de cada parte de secuencia piloto $S2_x$ es igual a la longitud de la secuencia de sincronización S1. La variable x es un índice que se refiere a una parte S2 particular, siendo el índice un número entero con un valor máximo correspondiente al número de las partes S por trama.

La separación temporal entre fragmentos S2 y secuencia de sincronización S1 es preferiblemente la misma que puede apreciarse también en la realización descrita con referencia a las figuras 5 a 7. La secuencia piloto S2 puede utilizarse junto con la secuencia de sincronización S1 para recuperación de cadencia ya que representan una base de tiempo para la señal recibida. En otras palabras, las partes de los símbolos de sincronización S1 y símbolos piloto $S2_x$ son periódicas en una secuencia de tramas con una frecuencia predefinida. De manera similar, como en el caso de la secuencia de sincronización S1, cada fragmento S2 se añade previamente y se agrega por una secuencia de cero para evitar interferencia entre símbolos.

Los sub-bloques de datos de carga útil pueden codificarse previamente de modo que se elimine la interferencia entre símbolos del cursor posterior, por ejemplo, en un pre-codificador TH. Sin embargo, en el receptor, las partes no codificadas previamente S1, S2 y PHS todavía pueden producir interferencia de cursor posterior. Preferiblemente, la codificación previa no se aplica a S1, S2 y PHS con el fin de hacerlas independientes de la comunicación entre el receptor y el transmisor.

El escalado de potencia para la secuencia piloto S2 se aplica ventajosamente de manera que los valores extremos de la modulación M-PAM ($M - 1$ y $-M + 1$ para símbolos PAM $\{-M + 1, -M + 3, \dots, M - 3, M - 1\}$) mantienen los extremos del rango completo del dispositivo emisor de luz.

La figura 11 ilustra un ejemplo de un generador de la secuencia piloto S2. La secuencia piloto S2 es preferiblemente una secuencia pseudo-aleatoria generada por un generador de secuencia de longitud máxima (MLS), de manera similar al caso de la secuencia de sincronización S1. La longitud de la secuencia generada es preferiblemente $k_0 \times L_{S2}$ bits. Mirando la figura 11, el generador MLS 1110 genera una secuencia de ceros y unos con una longitud de $k_0 \times L_{S2}$. Esta secuencia de bits se convierte de serie a paralelo 1020. Esto da como resultado una secuencia de L_{S2} símbolos, cada símbolo con k_0 bits. Los símbolos se multiplican por 2 y se centran 1030. La secuencia centrada resultante se escala en potencia por un factor 1 con relación a la definición de factor de escalado de potencia

proporcionada respecto a la generación de la secuencia de sincronización. Una secuencia de L_{S2} símbolos con valores $\{-255, -253, \dots, 253, 255\}$ se envía a la velocidad de símbolos F_s . La conversión de serie a paralelo 1120 corresponde a la modulación por 2^{k0} -PAM. En particular, los bits se agrupan en fragmentos de $k0$ bits para formar una secuencia de números enteros sin signo (niveles de señal). El factor de escalado de potencia se aplica antes de la transmisión al canal. El factor de escalado de potencia es relativo a los factores aplicados a las otras partes de la trama. Se supone que las constelaciones de todas las partes de la trama están normalizadas en el rango arbitrario $[-2^{k0}, 2^{k0})$ después del escalado. Se observa que los ejemplos anteriores ilustran un caso en el que $k0$ es igual a 8. Sin embargo, en general, puede emplearse cualquier otro valor de $k0$.

Después de que se ha generado la secuencia de L_{S2} símbolos M-PAM, la secuencia se divide en fragmentos de L_{S2x} símbolos en los que, preferiblemente, $L_{S2x} = L_{S1}$. Cada uno de los fragmentos se añade previamente y se agrega por una secuencia de símbolos cero de una longitud L_{S2z} . Preferiblemente, también $L_{S2z} = L_{S1z}$. En otras palabras, la longitud de las secuencias de símbolos cero que se añaden previamente y se agregan para la secuencia de sincronización y la secuencia piloto son de la misma longitud. Además, la longitud de la parte de secuencia de sincronización S1 es igual a la longitud de la parte piloto S2x.

La figura 12 ilustra la señal que representa la secuencia piloto S2. En particular, se ilustra un fragmento S2x del piloto S2. El fragmento S2x se añade previamente y se agrega una secuencia de L_{S2z} símbolos. El propio fragmento de secuencia piloto S2x incluye L_{S2x} símbolos. De acuerdo con un diseño preferido para gigabit en fibra óptica plástica, la longitud de las secuencias de símbolos cero que se añaden previamente y se agregan al fragmento de secuencia piloto es de 16 símbolos a 312,5 MSps. La longitud de la secuencia de símbolos M-PAM que constituye el piloto S2 es preferiblemente 1664 símbolos a 312,5 MSps. Esta secuencia de símbolos se subdivide en fragmentos, comprendiendo cada uno preferiblemente 128 símbolos a la misma velocidad de símbolos y el número de fragmentos de secuencia piloto S2x es preferiblemente 13. Por consiguiente, el número de partes de secuencia de sincronización y piloto S1 y S2x en una trama es 14 tal como también ya se muestra en los ejemplos de las figuras 5 a 7. El número de niveles de M-PAM es preferiblemente 256. Se observa que esta configuración es un ejemplo que es particularmente ventajoso para fibra óptica plástica. Sin embargo, también pueden seleccionarse diferentes valores sin limitar la presente invención. En particular, la trama puede tener un número diferente de fragmentos de secuencia piloto y/o partes de datos de usuario. La parte de datos de usuario puede tener un número diferente de palabras clave incluidas. Los datos de usuario incluidos no tienen que corresponderse con las palabras de código (o un múltiplo entero de palabras de código) de un código de corrección de errores hacia adelante anterior.

La cabecera física incluye información de control. En particular, la información de control se utiliza para la configuración adaptativa, que permite que el sistema adapte dinámicamente un conjunto de coeficientes de codificación previa de Tomlinson-Harashima y la tasa de bits de datos de usuario. La adaptación de la velocidad de datos de usuario puede realizarse especificando la cantidad de redundancia que se añadirá a los datos de usuario y/o la configuración de la eficiencia espectral en cada nivel de un esquema MLCC, en caso de utilizarse. Esto puede lograrse, por ejemplo, especificando una de las velocidades de código predefinidas de la codificación (y modulación) tal como ya se ha descrito anteriormente. Los datos de la cabecera física pueden incluir, además, un aviso del estado del enlace y la negociación de las capacidades de transmisión física en el inicio del enlace y/u otros comandos de inicio del enlace. En general, incluye información de control relacionada con la transmisión de datos de usuario en la capa física.

Preferiblemente, la cabecera física está diseñada para ser descodificada por el receptor de una manera más robusta que los datos de usuario encapsulados en los sub-bloques de datos de carga útil (partes de datos de usuario). En particular, la información binaria transportada por la cabecera física puede cifrarse y codificarse con un código de corrección de errores hacia adelante antes de la modulación. El código de corrección de errores hacia adelante se diseña de acuerdo con la capacidad de corrección de errores proporcionada por el código de corrección de errores hacia adelante utilizado en los datos de carga útil de manera que la probabilidad de error de la decodificación de la cabecera física es siempre menor. Además, puede agregarse una verificación de redundancia cíclica (CRC) antes de la codificación de corrección de errores hacia adelante para las capacidades de detección de errores en el receptor, de modo que el receptor siempre pueda saber si la cabecera es correcta. Preferiblemente, para proporcionar una transmisión robusta de la cabecera, se emplea la modulación 2-PAM basada en asignación por modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK) bidimensional (2D). Esta modulación mejora el margen de ruido en tres decibelios respecto a datos de carga útil en las peores condiciones del canal si se supone que ambas partes utilizan la misma corrección de errores hacia adelante. Esto se ejemplificará con más detalle a continuación.

La figura 13 ilustra la cadena de codificación de la cabecera física de acuerdo con una realización de la presente invención. Preferiblemente, se emplea un código BCH binario como código de corrección de errores hacia adelante. Por ejemplo, se inserta un CRC de 16 bits. Un ejemplo de un polinomio generador es:

$$1 + x^2 + x^5 + x^6 + x^8 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{13} + x^{16}.$$

La figura 14 ilustra un ejemplo de la generación correspondiente de los bits de paridad CRC. Al comienzo del cálculo, los dieciséis elementos de retardo S0 a S15 pueden inicializarse a cero. Por ejemplo, la cabecera física de 704 bits puede utilizarse para calcular el CRC de 16 bits de largo en el estado CRCgen con el conmutador 1410 conectado. Después de que los 88 octetos correspondientes (igual a 704 bits) de la cabecera se han procesado en serie, el conmutador 1410 se desconecta correspondiendo con el ajuste CRCout de la figura 13. Entonces los 16 valores almacenados S0 a S15 corresponden al CRC 16 calculado, que se transmiten en el orden de S15 a S0.

La codificación BCH es una codificación sistemática en la que la paridad se transmite después del mensaje de información. En la figura 15 se ilustra un ejemplo de dicho codificador sistemático.

La figura 15 ilustra un codificador BCH sistemático, que puede emplearse para proteger la cabecera física. En particular, la codificación BCH puede realizarse en dos etapas, a saber:

- Multiplicación de $M(x)$ por x^{n-k} , donde $M(x)$ es la información (mensaje) de una longitud de k bits a codificar, y
- Cálculo de $D(x)$ como el resto de la división $M(x) \cdot x^{n-k}$ por $G(x)$.

Todos los elementos de retardo S0, ... Sp-1, que se muestran en la figura 15, deben inicializarse a 0, antes de la codificación. Todos los k bits que forman el mensaje de información $M(x)$ se utilizan para calcular la paridad $D(x)$ en el estado BCHgen del conmutador 1510. Después de que todos los k bits han sido procesados en serie, el conmutador 1510 se desconecta (configuración BCHout) y los valores almacenados p (S0 ... Sp-1) se envían como la paridad $D(x)$. $D(x)$ se transmite en orden de Sp-1 a S0.

La sub-trama de la cabecera física (PHS) puede obtenerse después del CRC, cifrado binario, codificación BCH y modulación BPSK. La forma particular de la codificación de la cabecera física es preferiblemente independiente de la modulación y ecualización M-PAM utilizada para sub-bloques de datos de carga útil. Esto permite la recepción de la cabecera física en el reinicio del sistema para iniciar la negociación de la tasa de bits adaptativa, codificación previa, negociación de capacidades, etc.

Respecto al diseño preferido de codificación para Gigabit sobre POF, se aplica un código de corrección de errores adaptativo, tal como se ha descrito anteriormente, que define una FEC adecuada para los sub-bloques de datos de carga útil. Los parámetros preferidos del código son la longitud de la palabra de código en número de bits de $n_h = 896$ bits, el número de bits de información $k_h = 720$ bits, el número de bits de paridad $p_h = 176$ bits, la tasa de código de $r_h = 720/896 = \sim 0.8$. Además, se aplica BCH en el campo de Galois $GF(2^m)$, donde $m = 11$ y la capacidad de corrección de errores $t = 16$. Se trata de una versión abreviada de BCH primitivo (2047, 1871). El acortamiento se implementa añadiendo previamente 1151 bits cero a 720 bits de datos. Para minimizar la aritmética de campo de Galois, puede seleccionarse el polinomio irreducible de peso mínimo $1 + x^2 + x^{17}$. El polinomio generador viene dado por

$$G(x) = \sum_{i=0}^{P_h} g(i) \cdot x^i$$

donde $g(i)$ toma sólo valores 0 o 1 (valores binarios). El orden de $G(x)$ para este código BCH es 176 bits y los coeficientes $G(x)$ vienen dados, por ejemplo, por:

'h0001_A3E8_171D_BCA4_EE1E_7CDC_A7DA_FB8D_8F39_8072_8516_6007'

donde $g(0)$ corresponde al bit menos significativo (LSB).

Puede emplearse una modulación robusta en la cabecera para asegurar su correcta recepción. La figura 16A muestra un ejemplo de una modulación de este tipo que es una modulación de desplazamiento de fase binaria bidimensional (2D) (BPSK) 2-PAM. Una BPSK 2-PAM es una modulación que da lugar a la eficiencia de 0,5 bits por dimensión y se utiliza para aumentar en tres decibelios el margen de ruido respecto a la decodificación del bloque de datos de carga útil. Preferiblemente, la cabecera no está previamente codificada por codificación previa de Tomlinson-Harashima, de modo que siempre puede ecualizarse en el receptor independientemente del transmisor. En caso de que la codificación previa de Tomlinson-Harashima se haya utilizado para sub-bloques de carga útil, la calidad de la señal se incrementa en seis decibelios respecto a datos de usuario en detección.

Tal como puede apreciarse en la figura 16A, los bits del codificador BCH se escalan 1610 y se centran 1620 obteniéndose una secuencia de bits x_0, x_1, x_2, x_3 y x_4 . Esta secuencia de bits se modula adicionalmente en componentes de fase y cuadratura Si, Sq y se envían en una secuencia resultante de:

$-x_0, x_0, -x_1, x_1, -x_2, x_2, -x_3, x_3, -x_4, x_4$,

Esta secuencia de salida después se escala por potencia y se transmite.

El escalado por potencia se muestra en la figura 16B. En la figura 17 se muestra un ejemplo de una secuencia de salida después del escalado por potencia. Se supone que la cabecera física sería mayor que la duración de, por ejemplo, la secuencia de sincronización o la parte de secuencia piloto S1 y S2x. Con el fin de evitar la latencia de la transmisión de datos de usuario, la cabecera física se subdivide en varios fragmentos (partes) denominadas PHSx y se transmite en intervalos de tiempo regulares dentro de la trama y de una manera alternativa con los datos y la secuencia piloto. Ventajosamente, la longitud de cada parte de cabecera física PHSx es igual a la longitud de la secuencia de sincronización S1. Ventajosamente, la distancia entre los fragmentos de cabecera física, la secuencia de sincronización y los fragmentos de secuencia piloto es igual, lo que permite al receptor realizar una recuperación de cadencia ciega en base a todos ellos (PHSx, S1, S2x) ya que representan una base de tiempo común. Preferiblemente, la frecuencia de transmisión de los fragmentos de cabecera física está predefinida y es bien conocida tanto por el receptor como por el transmisor.

Tal como puede apreciarse a partir de las figuras 6 y 7, los fragmentos de cabecera física pueden estar situados entre dos sub-bloques piloto consecutivos de modo que la información de cabecera física, así como la capacidad de estimación piloto se extiendan uniformemente a lo largo de la trama. De manera similar a la secuencia de sincronización S1 y a las partes de secuencia piloto S2x, cada fragmento de cabecera física PHSx se añade previamente y se agrega por una secuencia cero para evitar interferencia entre símbolos. Esto puede apreciarse en la figura 17, en la que el número L_{PHSz} de símbolos representan la señal cero que se añade previamente y se agrega.

El escalado por potencia de la cabecera física corresponde al escalado por potencia definido mediante el parámetro de escalado por potencia k_0 y es igual a $2^{k_0} - 1$ utilizado también para escalar la secuencia de sincronización S1. Preferiblemente, la longitud de las secuencias de símbolo cero es la misma que en la secuencia de sincronización S1 descrita anteriormente y una parte de secuencia piloto S2x, preferiblemente 16 símbolos. La longitud de la secuencia de símbolos 2-PAM que compone la cabecera física es preferiblemente de 1792 símbolos que están subdivididos en fragmentos de cabecera física, cada uno con 128 símbolos. La tasa de símbolos F_s es preferiblemente de 312,5 mega símbolos por segundo y es igual para toda la trama. Esto da como resultado 14 fragmentos de cabecera física PHSx dentro de una trama.

Los sub-bloques de datos de carga útil se utilizan para transportar la información de datos del usuario. La información de datos del usuario se codifica y se modula de acuerdo con la capacidad del canal de comunicación disponible.

Es ventajoso utilizar codificación de canal orientada a bloques en lugar de códigos convolucionales, ya que esto permite la reducción de la latencia de decodificación. Además, los sub-bloques de datos de carga útil pueden extenderse sobre un número entero de palabras de código de modo que la decodificación de corrección de errores hacia delante de cada sub-bloque de datos de carga útil es independiente. Esto es principalmente ventajoso cuando se utiliza la estructura de trama de modo de bajo consumo, ya que la latencia de decodificación no depende de los sub-bloques de datos habilitados en la trama. Además, la latencia de decodificación no presenta fluctuación, ya que los símbolos que pertenecen a una palabra de código se reciben sin interrupción.

Las figuras 5 y 7 ilustran una estructura de trama en la que un sub-bloque de carga útil incluye cuatro ranuras que son al mismo tiempo cuatro palabras de código MLCC (CW). El empleo de la codificación de bloques tiene la ventaja de alineación con el inicio del sub-bloque. Esto es particularmente ventajoso para la estructura de trama de modo de bajo consumo, ya que, de lo contrario, se aumentaría la latencia para el sub-bloque de carga útil, por ejemplo, cuando la palabra de código se extiende sobre los bordes del sub-bloque. La longitud del sub-bloque de carga útil se selecciona de tal manera que la sobrecarga producida por la transmisión de la secuencia de sincronización, piloto y cabecera física en la trama es relativamente pequeña.

Los sub-bloques de carga útil no se añaden previamente o se agregan por secuencias cero, ya que estas secuencias ya están incluidas en la secuencia de sincronización S1, la secuencia piloto S2x y los sub-bloques de cabecera física PHSx. Las secuencias cero previamente añadidas y agregadas antes y después de la sincronización, y los sub-bloques piloto y de cabecera se seleccionan para que tengan una longitud tal que se incluya la respuesta al impulso del canal y, en particular su parte substancial.

El factor de escala aplicado a los sub-bloques de carga útil depende del número de niveles M de la modulación M-PAM. El número de niveles (orden) de la modulación puede depender de la configuración adaptativa del sistema de comunicación que se selecciona ventajosamente para tratar la capacidad del canal. En particular, la modulación M-PAM toma valores del conjunto:

$$\{-M+1, -M+3, \dots, M-3, M-1\}$$

5 El factor de escala también depende de la codificación previa de Tomlinson-Harashima, que se utiliza en la transmisión de sub-bloques de carga útil a diferencia de la transmisión de la cabecera física y secuencias piloto. En el caso de la codificación previa de Tomlinson-Harashima, al comienzo de cada sub-bloque de carga útil, se restablece el estado del filtro de realimentación. Esto significa que se supone que todos los símbolos anteriores que entran en el pre-codificador de Tomlinson-Harashima eran cero. Este reinicio se emplea ya que los sub-bloques con información de control tal como la secuencia de sincronización S1, la secuencia piloto S2 y la secuencia de cabecera física PHS no están codificados previamente.

10 Las constelaciones $2^{\lceil k \rceil}$ PAM que salen del codificador MLC se ven afectadas por un factor de escala con el fin de obtener la misma amplitud de pico a pico para cualquier constelación. Las constelaciones se amplían para la misma amplitud de modulación óptica (OMA) ya que el canal óptico es un canal de comunicación de pico de potencia, tal como se explica en la sección de antecedentes.

15 Por ejemplo, el parámetro k puede definirse como k = 1, 1,5, 2, ..., 7,5, 8 bits por dimensión y puede utilizarse el factor de escala si se utiliza THP:

$$SF_{thp}(k) = 2^{-\lceil k \rceil} \cdot 2^{k_0}$$

Si se utiliza LE o DFE, entonces

$$SF_{full}(k) = \text{round} \left(\frac{2^{k_0} - 1}{2^{\lceil k \rceil} - 1} \right)$$

$$\text{round}(x) = \text{sgn}(x) \left\lfloor |x| + \frac{1}{2} \right\rfloor$$

20 donde sgn es un operador que devuelve un signo de la expresión de entrada. Aquí, se supone que las constelaciones están normalizadas al rango arbitrario $[-2^{k_0}, 2^{k_0}]$ después del escalado.

25 Como las constelaciones no tienen una escala para una energía promedio igual, la relación señal/ruido disponible para cada constelación depende de k constante y de codificación previa. En particular, la relación señal/ruido es más elevada para la constelación con un factor de cresta más bajo. En el caso de la codificación previa de Tomlinson-Harashima implementada para sub-bloques de carga útil, todas las constelaciones presentan el mismo factor de cresta después de la codificación previa y la relación señal/ruido disponible para cada constelación depende de la pérdida de codificación previa.

30 La figura 18A muestra un ejemplo de una tabla que enumera el parámetro k y el factor de escala correspondiente (SF) con la codificación previa de Tomlinson-Harashima habilitada (tercera columna) y deshabilitada (cuarta columna), respectivamente, para diferentes constelaciones de orden M-PAM. La figura 18B muestra la operación de escalado por realizada en el codificador. En particular, una señal proveniente del pre-codificador de Tomlinson-Harashima entra en la unidad de escalado y se escala con el factor SF(k) y se envía al canal a una tasa de símbolos F_s .

35 La figura 19 ilustra un ejemplo de un procedimiento de transmisión y recepción de acuerdo con la presente invención, del cual se ha proporcionado anteriormente un ejemplo detallado y realizaciones. En particular, el procedimiento de transmisión puede incluir la etapa de entrada 1910 (recepción) de datos de usuario. Esta etapa normalmente corresponde a la recepción de los datos de usuario de capas superiores, encapsulados posiblemente en protocolos de capa superior. Por ejemplo, puede ingresarse una señal de video codificada con MPEG y encapsulada en paquetes IP y/o paquetes de capa MAC. Sin embargo, cualquier tipo de medio, tal como audio, texto, multimedia, etc. encapsulado en cualquier pila de protocolos puede entrarse en la capa física. Por consiguiente, aquí, los datos de usuario son los datos de contenido posiblemente comprimidos y encapsulados en uno o más protocolos.

40 En el lado del transmisor, estos datos de usuario están segmentados para insertarse en la estructura de la trama. La trama comienza con una secuencia de sincronización, que se genera en la etapa 1921. La secuencia de sincronización va seguida en la trama con una primera parte de datos de usuario (sub-bloque de datos de usuario).
 45 En los ejemplos anteriores, el tamaño de la parte de datos de usuario era de cuatro palabras de código codificadas, por ejemplo, por el MLCC y posiblemente previamente codificadas. La primera parte de datos de usuario va seguida por una parte de cabecera de capa física o una parte de señal de referencia. En los ejemplos anteriores, la parte de

la cabecera física sigue. La parte de la cabecera física PHS0 se transmite preferiblemente ya que este enfoque permite una sincronización regular (determinación de cadencia, es decir, el ajuste del punto de muestreo) en función de la secuencia de sincronización y las partes piloto. Sin embargo, se trata sólo de un ejemplo y, en general, el orden puede invertirse. La señal de referencia se genera en la etapa 1922 y la cabecera de capa física se genera en la etapa 1923.

Después de insertar cada una de las partes de secuencia piloto y la parte de cabecera física, se inserta una parte de datos de usuario en la trama. Se observa que la información de control introducida en la cabecera física también se genera en base a los parámetros de transmisión seleccionados, por ejemplo, en función de la retroalimentación del receptor (la información de control aquí puede ser una información que controle la redundancia del codificador de canal, codificación previa, etc.). También puede incluir el protocolo de control de negociación de enlace.

De este modo, la trama se forma 1930 tal como se ha descrito anteriormente, comenzando con la parte de sincronización e incluyendo un número predefinido de partes de datos de usuario, partes de señal de referencia y partes de cabecera física ordenadas de acuerdo con la presente invención. La trama formada se transmite 1940 por la fibra óptica plástica.

En el lado derecho de la figura 19 se muestra un ejemplo del procedimiento de recepción de acuerdo con la presente invención. En particular, se recibe una señal desde la fibra óptica plástica. La señal puede ser una señal transmitida por el procedimiento de transmisión descrito anteriormente, lo cual se indica en la figura mediante una línea discontinua. La señal recibida se procesa adicionalmente. En particular, los bordes de una trama se detectan al principio. El inicio de la trama se detecta en 1950 buscando la secuencia de sincronización. Esto puede realizarse correlacionando la señal recibida con la secuencia de sincronización conocida a priori. El resultado de la detección es el conocimiento del inicio de la trama. Además, de acuerdo con los símbolos de la secuencia de sincronización, puede determinarse la cadencia de símbolos. En particular, puede determinarse la cadencia óptima para el muestreo (por ejemplo, el centro del pulso del símbolo). Después de la secuencia de sincronización, en la estructura de trama, la parte de datos de usuario se transmite y, correspondientemente, también se recibe. Por lo tanto, la etapa 1960 conduce a la etapa 1990 de decodificación (y/o demodulación) de los datos del usuario. Esto puede realizarse, por ejemplo, aplicando una descodificación tal como se describe brevemente con referencia a las figuras 3C y 3A. Sin embargo, la presente solicitud no está limitada por ese enfoque y, en general, puede aplicarse cualquier otra decodificación, dependiendo de la codificación aplicada a los datos en el transmisor. Para el propósito de la presente invención, los datos pueden ser incluso sin codificar. En tal caso, la etapa 1990 puede incluir la demodulación. En la etapa 1995, se verifica si se llega al final de la trama. Si se llega al final de la trama (EOF), entonces el inicio de la nueva trama se detecta tal como ya se ha descrito - en la etapa 1950.

Si no se llega al final de la trama, los datos van seguidos, en general, por parte de la cabecera física o por una parte de señal de referencia, correspondiente a las ramas "cabeza" y "piloto" del bloque de decisión 1960. La decisión en la etapa 1960 puede realizarse en función de la estructura de trama predefinida fija. En consecuencia, se sabe qué tipo de símbolos se procesarán como el siguiente. Por ejemplo, la parte de datos de usuario decodificada tal como se ha descrito anteriormente puede ir seguida de una parte de cabecera física. Esta parte de cabecera física se decodifica a continuación en 1980. La decodificación 1980 de la parte de cabecera física puede comprender desmodular y/o descodificar los datos de control incrustados en la parte de cabecera física. Los datos de control decodificados se utilizan a continuación para controlar 1985 la descodificación de los datos de usuario de las siguientes tramas o partes de la misma trama. Esto puede incluir la configuración de los parámetros de decodificación y demodulación, tal como la cantidad de redundancia añadida y/o los parámetros de codificación previa. Sin embargo, la presente invención no está limitada por estos ejemplos, y, en general, cualquier información que deba señalarse para el procesamiento apropiado de los datos del usuario puede recibirse y procesarse para controlar el receptor, así como para transmitirse a la pareja de enlace mediante el uso de un canal de retorno para, por ejemplo, tasa de bits adaptativa y/o coeficientes de codificación previa de Tomlinson-Harashima. En el caso de que la cabecera física esté codificada por bloques y la palabra de código se distribuya a lo largo de una trama completa, la información que puede transportar la capa física sólo afecta la recepción de las tramas siguientes, ya que la recepción de una trama completa es necesaria para la decodificación.

Después de la decodificación y el procesamiento de la información de control, la etapa 1960 se dirigirá a la rama de decodificación de datos, ya que la parte de cabecera física debe ir seguida por la parte de datos de usuario. La parte de datos de usuario se procesa tal como ya se ha descrito anteriormente con referencia a la etapa 1990.

Después de la parte de datos de usuario, se procesa la parte de la señal de referencia (símbolos de referencia). Esto se indica mediante la rama "piloto" de la etapa 1960. La secuencia piloto se detecta en 1970 y los parámetros del receptor se establecen en 1975 en consecuencia. Por ejemplo, la detección de la señal de referencia permite actualizar la base de tiempo ya que la secuencia es conocida en el receptor y puede correlacionarse con la señal recibida de manera similar a la secuencia de sincronización. Además, las señales de referencia pueden utilizarse para estimar las condiciones del canal (es decir, estimación de distorsión lineal y no lineal, así como adaptación de

ecualizadores) en función de la potencia recibida de los impulsos del símbolo de referencia y compararla con la enviada (que ha de ser enviada) originalmente. Este conocimiento puede utilizarse, además, para decodificar apropiadamente los datos del usuario (y/o la cabecera física).

5 La decodificación de datos de usuario 1990 sólo se realiza en el modo de consumo normal. Sin embargo, para el modo de bajo consumo, no es necesario realizar este procesamiento, ya que no se reciben datos. En tal caso, la etapa de decodificación 1990 se substituye por la etapa de desconexión de la recepción y conexión de nuevo de la misma después del intervalo de tiempo para recibir los datos del usuario. De manera correspondiente, para el modo de bajo consumo en el lado del codificador, la etapa 1910 de entrada de los datos del usuario no está incluida.

10 Se observa que, preferiblemente, la estructura de la trama está predefinida, lo que significa que tanto el receptor como el transmisor conocen el orden y la posición de las partes de datos de usuario, las partes de cabecera física y las partes de señal de referencia dentro de la trama y no varían con el tiempo. Sin embargo, sin apartarse del alcance de la presente invención, también puede haber realizaciones en las que la longitud de la trama, la longitud de los bloques de datos de usuario y/u otros sub-bloques puedan establecerse dinámicamente.

15 La figura 20 ejemplifica una estructura funcional de un transmisor y un receptor de acuerdo con la presente invención. Se observa que el transmisor y el receptor, en general, pueden incluir bloques funcionales adicionales. La figura 20 muestra sólo una parte de las unidades del dispositivo que pueden verse afectadas por la implementación de la presente invención y que están adaptadas de acuerdo con la presente invención.

20 En particular, el codificador 2000a incluye un generador de señales 2010 para generar las señales adicionales a transmitir en la trama junto con las partes para transmitir los datos del usuario. En particular, las señales adicionales son la secuencia de sincronización, la cabecera física y la secuencia del símbolo de referencia. El generador de señales puede incluir así las partes separadas correspondientes: el generador de secuencias de sincronización, el generador de secuencias piloto y el generador de cabecera. Las señales adicionales generadas se proporcionan entonces a la unidad de formación de trama 2020. La unidad de formación de trama 2020 forma la trama de las señales adicionales y, si está disponible, incluye los datos de usuario. En particular, la trama comienza con una secuencia de sincronización y luego incluye alternativamente las partes para transmitir los datos del usuario (que pueden incluir los datos del usuario, si bien no necesariamente) y las partes de la señal adicional. Las partes de la señal adicional son las partes de cabecera física y las partes de señal de referencia que se incluyen alternativamente entre las partes para transmitir los datos de usuario. La trama así formada es transmitida por un transmisor 2030. El transmisor 2030 puede incluir configuración de impulso e inyección de la señal en la fibra óptica plástica tal como se ilustra en la figura 1, bloques 110-130.

35 El receptor de POF 2000b de la figura 20 incluye una unidad de recepción 2040, que puede realizar funciones descritas con referencia a la figura 1, bloques 170-190. El receptor puede incluir, además, una unidad de detección de sincronización 2050 para detectar la secuencia de sincronización. Tal como se ha descrito anteriormente, la unidad de detección de sincronización 2050 puede incluir una unidad correlacionadora para realizar la correlación de la señal recibida con la secuencia de sincronización original. La secuencia de sincronización original puede almacenarse en la memoria o generarse sobre la marcha de la misma manera que en el codificador, por ejemplo, utilizando un generador MLS tal como se muestra en la figura 9. La salida del detector de sincronización 2050 es el inicio de la trama detectado y la base del tiempo de muestreo.

40 De acuerdo con el inicio de la trama y la base de tiempo indicados, el extractor 2060 extrae de la trama las señales adicionales. Por ejemplo, se extraen señales de referencia y en el detector de señal de referencia 2070 se procesan para estimar las condiciones del canal, adaptar la base de cadencia (que puede proporcionarse de nuevo al extractor 2060) y adaptar los parámetros del ecualizador, y los parámetros estimados pueden proporcionarse a un decodificador de datos 2090 para decodificar los datos que también pueden incluir la ecualización. El extractor 2060 también está adaptado para extraer las partes de cabecera física, que luego se decodifican en un decodificador de cabecera física 2080. El decodificador de cabecera física 2080 decodifica la información de control incorporada en la cabecera física. Esta información, tal como se ha descrito anteriormente, puede proporcionarse después al decodificador de datos 2090 para decodificar apropiadamente los datos (por ejemplo, para establecer correctamente los parámetros del decodificador tales como la tasa de bits incluyendo el ajuste de la cantidad de redundancia, etc.).

55 Se observa que, en general, tanto la secuencia de sincronización como la secuencia de señal de referencia incluyen "símbolos piloto" en el sentido de que estos símbolos son conocidos tanto en el transmisor como en el receptor. Por consiguiente, ambas señales (secuencias de símbolos) pueden utilizarse para determinar la base de tiempo (cadencia de muestreo de símbolos) y para determinar la posición dentro de la trama. Sin embargo, tal como se ha descrito anteriormente, preferiblemente, la secuencia de sincronización se transmite con una potencia elevada (con el rango de potencia del transmisor) y posiblemente sólo con dos niveles para garantizar que el inicio de la trama se detecte de manera óptima y el receptor pueda implementar el algoritmo de búsqueda de inicio de trama con una baja

- complejidad. Los pilotos de la señal de referencia pueden incluir más niveles de modulación que la secuencia de sincronización, lo que es beneficioso para una estimación más precisa del canal de POF no lineal. Preferiblemente, la cadencia tanto de la secuencia de sincronización como de la secuencia de señal de referencia es la misma. En consecuencia, la función principal de la secuencia de sincronización es la detección del inicio de trama. La función principal de la secuencia del símbolo de referencia es la estimación del canal y la adaptación de los ecualizadores. Sin embargo, la secuencia de sincronización también puede utilizarse para una estimación basta del canal y la secuencia de señal de referencia también puede utilizarse para determinar la posición dentro de la trama y su cadencia.
- 5
- 10 Tal como se ha descrito anteriormente, la presente invención proporciona una estructura de tramas eficiente para la transmisión de datos en POF. En particular, la estructura de tramas incluye partes de señal de referencia que sirven para estimación del canal y adaptación del ecualizador. La señal de referencia se extiende a lo largo de la trama en varias partes para minimizar la latencia de la decodificación de datos del usuario y para mantener, al mismo tiempo, la buena convergencia de los algoritmos adaptativos. La estructura de tramas incluye, además, datos de control
- 15 codificados preferiblemente por una codificación de bloques y propagados por palabras de código a lo largo de la trama en varias partes. Esto permite reducir la latencia de descodificación de datos de usuario a la vez que proporciona un subcanal de comunicación de control muy robusto para la señalización.
- 20 Resumiendo, la presente invención se refiere a transmisión y recepción de datos en una fibra óptica plástica. En particular, la presente invención permite transmisión y recepción en la fibra óptica plástica de una estructura de trama particularmente adecuada. La estructura de trama incluye una secuencia de sincronización y partes de datos de usuario que se alternan con partes de señal de referencia alternas y partes de datos de control. La longitud de las partes de datos de usuario puede ser igual, la longitud de la secuencia de sincronización y los datos de control y las partes de señal de referencia también pueden ser iguales. Las distancias entre la secuencia de sincronización y las
- 25 partes de señal de referencia y las partes de datos de control son ventajosamente iguales. La alternancia de datos e información adicional evita la latencia de decodificación de datos mientras se mantiene la velocidad necesaria para la información adicional.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para transmitir datos de usuario en una fibra óptica plástica que incluye las etapas de:

5 generar (1921, 1922, 1923) una secuencia de sincronización (S1) que indica el inicio de una trama, una señal de referencia (S2) para recuperación de cadencia y estimación de canal y una señal de control (PHS);

10 formar (1930) la trama comenzando con la secuencia de sincronización generada (S1) e incluyendo una pluralidad de partes para transmitir los datos de usuario (CW), una pluralidad de partes de la señal de referencia (S2) incluyendo símbolos piloto, y una pluralidad de partes de los datos de control (PHS), en el que una parte (CW) para transmitir los datos de usuario se encuentra situada entre cada dos de la secuencia de sincronización (S1), una parte de la señal de referencia (S2) y una parte de los datos de control (PHS), en el que la secuencia de sincronización (S1) es una secuencia de símbolos predefinida modulados por una modulación por amplitud de pulso de nivel 2 (610), la señal de referencia (S2) es una secuencia de símbolos predeterminados modulados por una modulación por amplitud de pulso de nivel M siendo M un número entero mayor que 2 (640), los datos de control (PHS) están modulados por una amplitud de pulso de nivel 2 de modulación por desplazamiento de fase binaria bidimensional, 2-PAM BPSK 2D (630), y los datos de usuario (CW) están modulados por una amplitud de pulso de nivel N siendo N un número entero mayor que 2 (620); y

20 transmitir (1940) la trama generada en una fibra óptica plástica.

2. Procedimiento para recibir datos de usuario en una fibra óptica plástica que incluye las etapas de:

recibir una señal en una fibra óptica plástica,

25 detectar (1950) en la señal recibida una secuencia de sincronización (S1) que indica el inicio de una trama;

30 extraer (1960) de la trama una pluralidad de partes de una señal de referencia (S2) para recuperación de cadencia y estimación de canal incluyendo símbolos piloto y datos de control (PHS), en el que una parte para transmitir los datos de usuario (CW) está situada entre cada dos de la secuencia de sincronización (S1), una parte de la señal de referencia (S2) y una parte de los datos de control (PHS), en el que una parte (CW) de los datos de usuario está situada entre cada dos de la secuencia de sincronización (S1), una parte de la señal de referencia (S2) y una parte de los datos de control (PHS), en el que la secuencia de sincronización (S1) es una secuencia de símbolos predefinida modulada por una modulación por amplitud de pulso de nivel 2, la señal de referencia (S2) es una secuencia de símbolos predeterminada modulada por una modulación por amplitud de pulso de nivel M siendo M un número entero mayor que 2, los datos de control (PHS) están modulados por una amplitud de pulso de nivel 2 de modulación por desplazamiento de fase binaria bidimensional, 2-PAM BPSK 2D, y los datos de usuario (CW) están modulados por una amplitud de pulso de nivel N siendo N un número entero mayor que 2.

40 3. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, en el que la distancia en términos de cadencia de trama entre cada dos de la secuencia de sincronización (S1), una parte de la señal de referencia (S2) y una parte de los datos de control (PHS) es igual, y/o la longitud en términos de cadencia de trama de la secuencia de sincronización (S1), una parte de la señal de referencia (S2) y una parte de los datos de control (PHS) es igual, y/o

45 entre cada dos partes de la señal de referencia (S2) hay una parte de los datos de control (PHS).

4. Procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, que comprende, además:

50 una etapa de transmisión o recepción de bajo consumo que incluye la respectiva no transmisión o recepción de substancialmente ninguna potencia dentro de las partes de datos de usuario (CW) de la trama, y la transmisión o recepción de la secuencia de sincronización (S1), la señal de referencia (S2) y la información de control (PHS) con una potencia predeterminada distinta de cero.

55 5. Procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que la secuencia de sincronización (S1), cada parte de señal de referencia (S2), y cada parte de datos de control (PHS) comienza y termina con una señal cero (Z) de una longitud predefinida, y en el que se aplica una codificación previa de Tomlinson-Harashima (310, 330) a los datos del usuario.

60 6. Procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que los datos de control (PHS) se codifican con una codificación de corrección de errores hacia delante e incluye una verificación de redundancia cíclica, y la señal que lleva los datos de usuario (CW), y/o datos de control (PHS) y/o la señal de referencia (S2) y/o la señal de sincronización (S1) se escalan para garantizar una potencia óptica de pico a pico substancialmente igual en la transmisión.

7. Aparato para transmitir datos de usuario en una fibra óptica plástica, que incluye:

5 un generador (2010) para generar una secuencia de sincronización (S1) que indica el inicio de una trama, una señal de referencia (S2) para recuperación de cadencia y estimación de canal y una señal de control (PHS);

10 un ensamblador de tramas (2020) para formar una trama que comienza con la secuencia de sincronización generada (S1) y que incluye una pluralidad de partes para transmitir los datos de usuario (CW), una pluralidad de partes de la señal de referencia (S2) incluyendo símbolos piloto, y una pluralidad de partes de los datos de control (PHS), en el que una parte para transmitir los datos de usuario (CW) se encuentra situada entre cada dos de la secuencia de sincronización (S1), una parte de la señal de referencia (S2) y una parte de los datos de control (PHS), en el que la secuencia de sincronización (S1) es una secuencia de símbolos predefinida modulados por una modulación por amplitud de pulso de nivel 2 (610), la señal de referencia (S2) es una secuencia de símbolos predeterminada modulada por una modulación por amplitud de pulso de nivel M siendo M un número entero mayor que 2 (640), los datos de control (PHS) están modulados por una amplitud de pulso de nivel 2 de modulación por desplazamiento de fase binaria bidimensional, 2-PAM BPSK 2D (630), y los datos de usuario (CW) están modulados por una amplitud de pulso de nivel N siendo N un número entero mayor que 2 (620); y

20 un transmisor (2030) para transmitir la trama en una fibra óptica plástica.

8. Aparato para recibir datos de usuario en una fibra óptica plástica que incluye:

un receptor (2040) para recibir una señal en una fibra óptica plástica (150),

25 un sincronizador (2050) para detectar en la señal recibida una secuencia de sincronización (S1) que indica el inicio de una trama;

30 un detector de señal (2060) para extraer de la trama una pluralidad de partes de una señal de referencia para recuperación de cadencia y estimación de canal incluyendo símbolos piloto, en el que una parte para recibir los datos de usuario (CW) está situada entre cada dos de la secuencia de sincronización (S1), una parte de la señal de referencia (S2) y una parte de los datos de control (PHS), en el que una parte de los datos de usuario (CW) está situada entre cada dos de la secuencia de sincronización (S1), una parte de la señal de referencia (S2) y una parte de los datos de control (PHS), en el que la secuencia de sincronización (S1) es una secuencia de símbolos predefinida modulados por una modulación por amplitud de pulso de nivel 2, la señal de referencia (S2) es una secuencia de símbolos predeterminados modulados por una modulación por amplitud de pulso de nivel M siendo M un número entero mayor que 2, los datos de control (PHS) están modulados por una amplitud de pulso de nivel 2 de modulación por desplazamiento de fase binaria bidimensional, 2-PAM BPSK 2D, y los datos de usuario (CW) están modulados por una amplitud de pulso de nivel N siendo N un número entero mayor o igual que 2.

40 9. Aparato de acuerdo con la reivindicación 7 u 8, en el que la distancia en términos de cadencia de trama entre cada dos de la secuencia de sincronización (S1), una parte de la señal de referencia (S2) y una parte de los datos de control (PHS) es igual, y/o la longitud en términos de cadencia de trama de la secuencia de sincronización (S1), una parte de la señal de referencia (S2) y una parte de los datos de control (PHS) es igual, y/o
45 entre cada dos partes de la señal de referencia (S2) hay una parte de los datos de control (PHS).

10. Aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7 a 9, que comprende, además:

50 una unidad de transmisión/recepción de bajo consumo para transmisión o recepción de bajo consumo que incluye transmisión o recepción de substancialmente ninguna potencia dentro de las partes de datos de usuario (CW) de la trama, y transmisión o recepción de la secuencia de sincronización (S1), la señal de referencia (S2) y la información de control (PHS) con una potencia no cero predeterminada.

55 11. Aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7 a 10, en el que la secuencia de sincronización (S1), cada parte de señal de referencia (S2), y cada parte de datos de control (PHS) comienza y termina con una señal cero (Z) de una longitud predefinida, y en el que se aplica una codificación previa de Tomlinson-Harashima (310, 330) a los datos del usuario.

60 12. Aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7 a 11, en el que los datos de control (PHS) se codifican con una codificación de corrección de errores hacia delante e incluye una verificación de redundancia cíclica, y

la señal que lleva los datos de usuario (CW), y/o los datos de control (PHS) y/o la señal de referencia (S2) y/o la señal de sincronización (S1) se escalan para garantizar una potencia óptica de pico a pico substancialmente igual en la transmisión.

- 5 13. Circuito integrado que incorpora el aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7 a 12.

Fig. 1

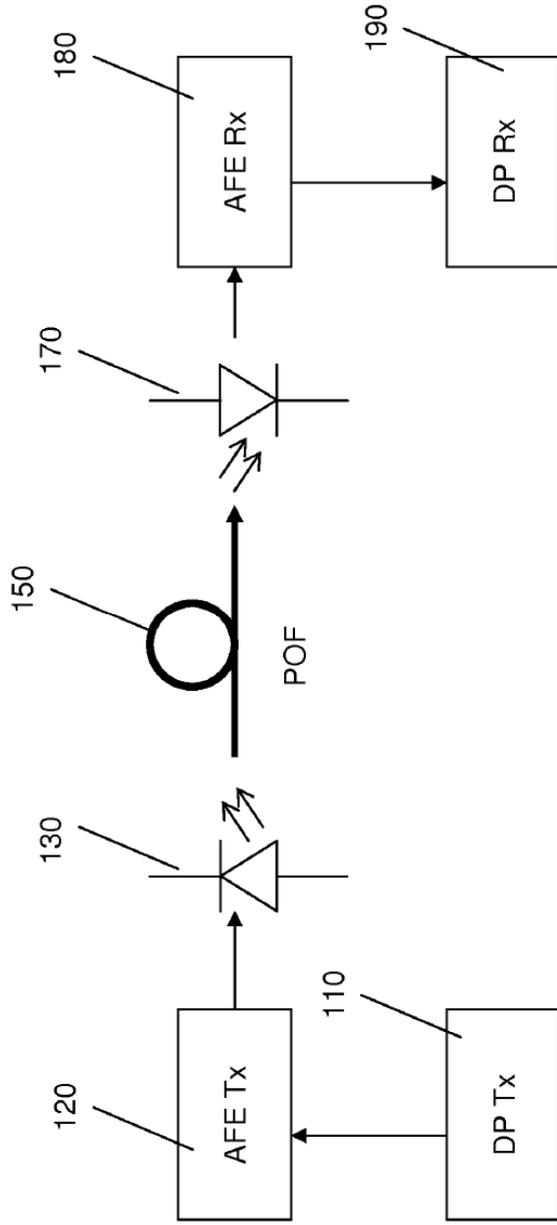


Fig. 3A

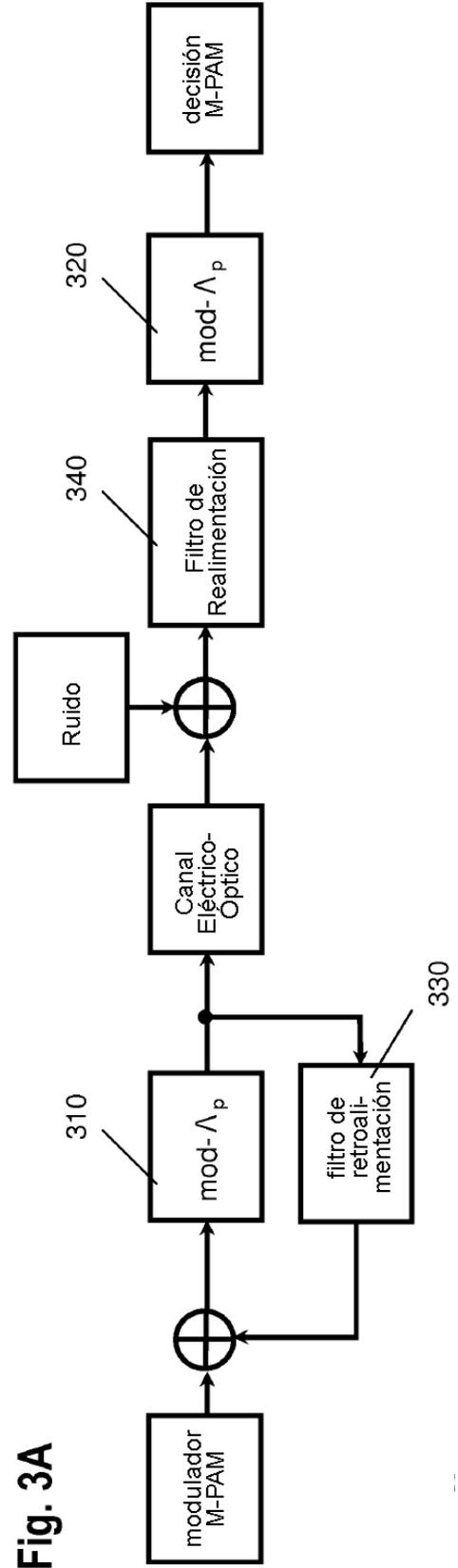


Fig. 2A

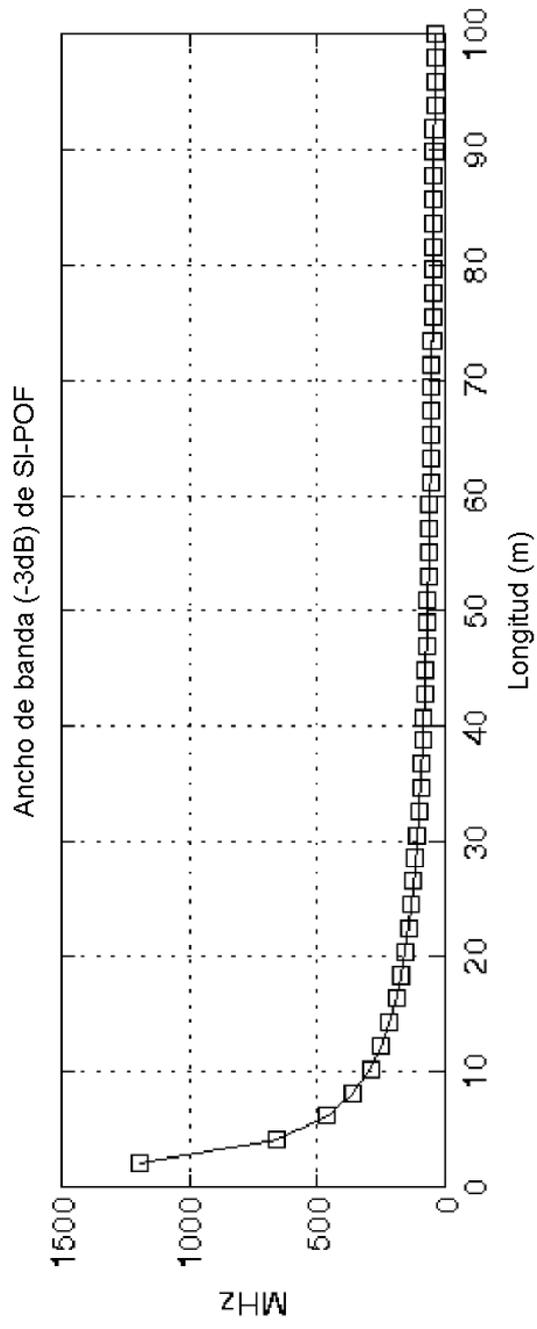


Fig. 2B

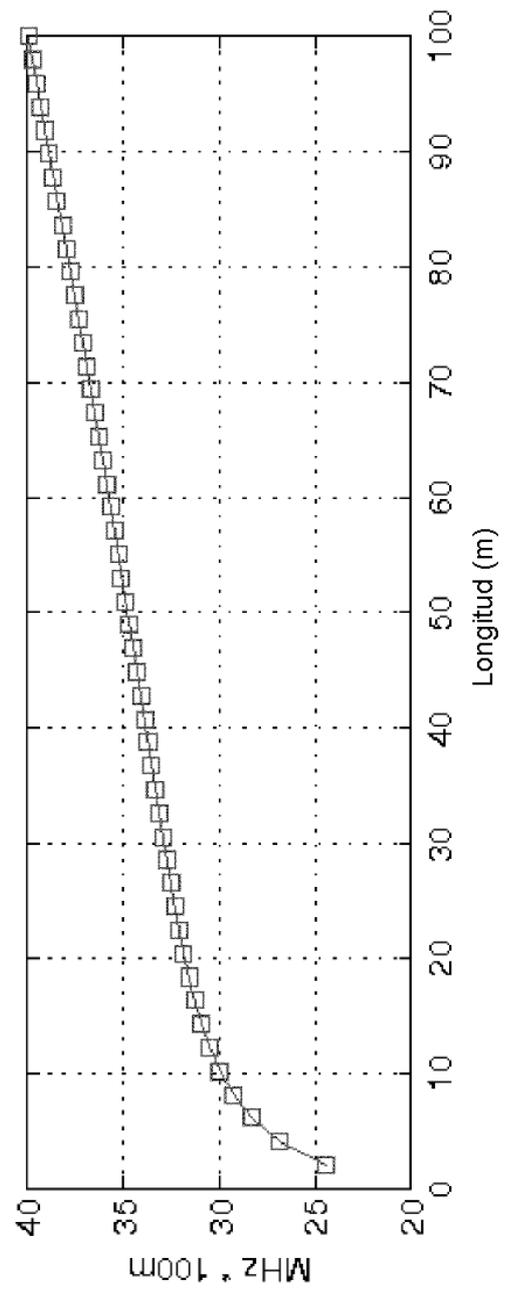


Fig. 3B

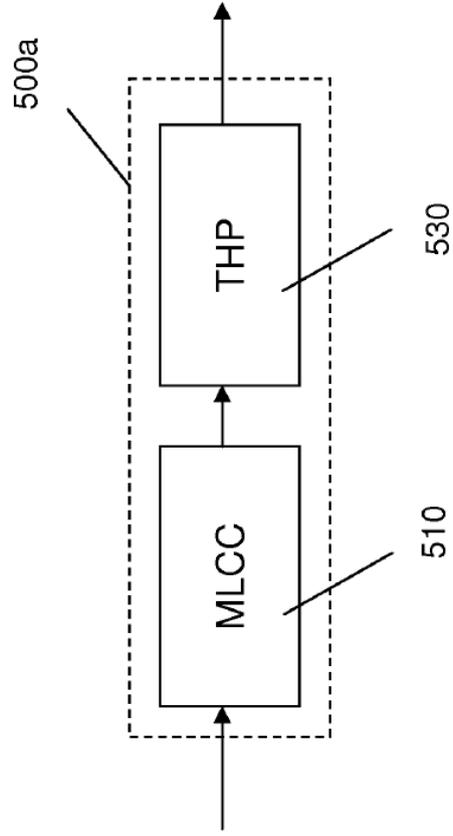


Fig. 3C

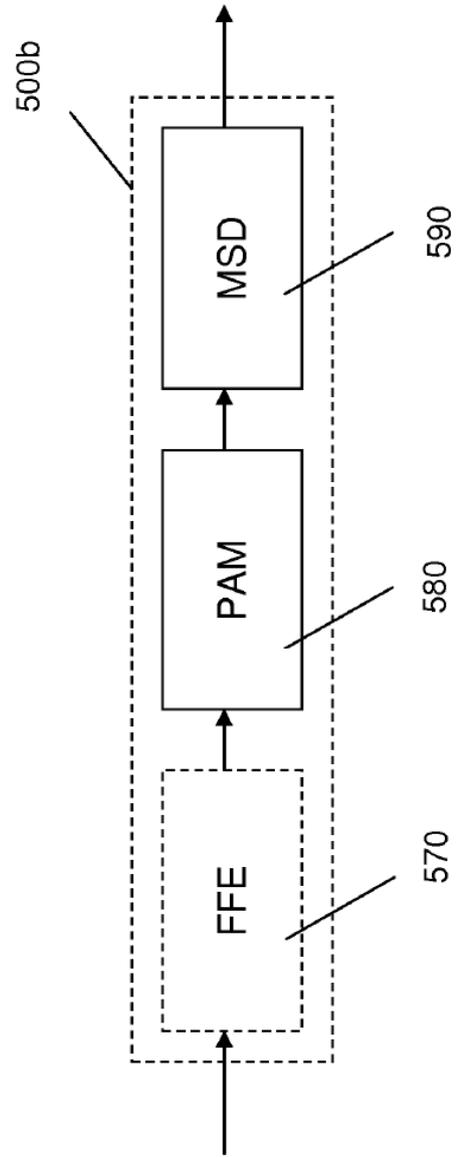


Fig. 4

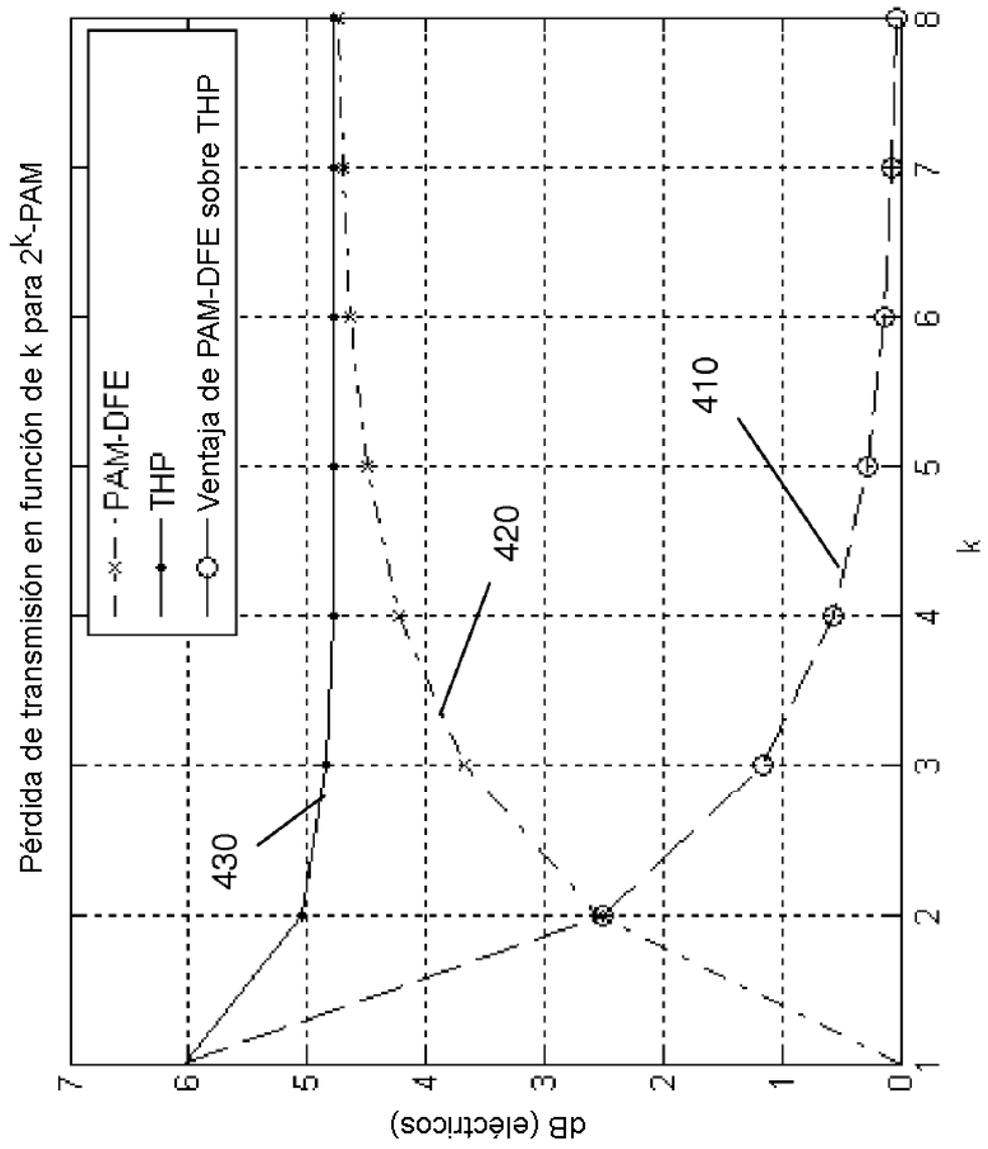


Fig. 5

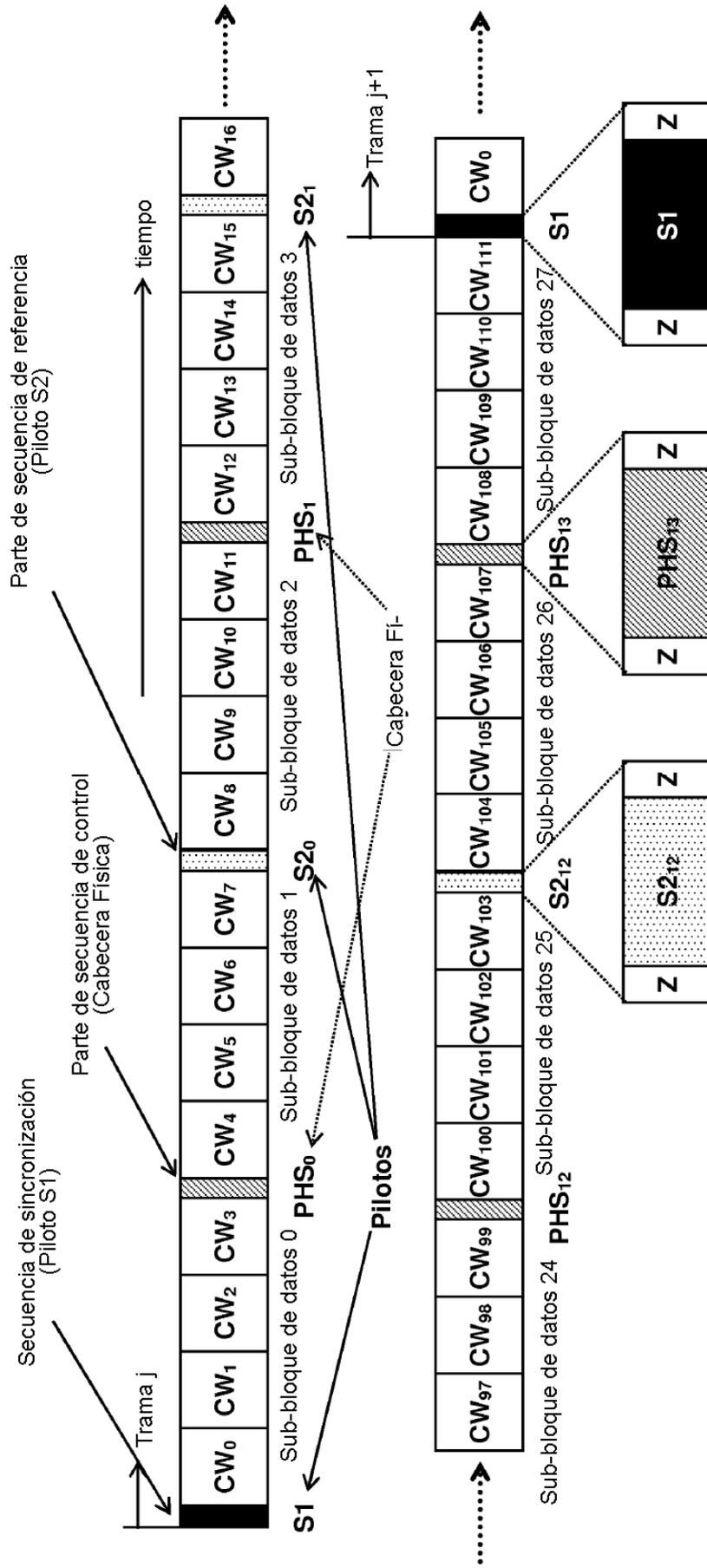


Fig. 6

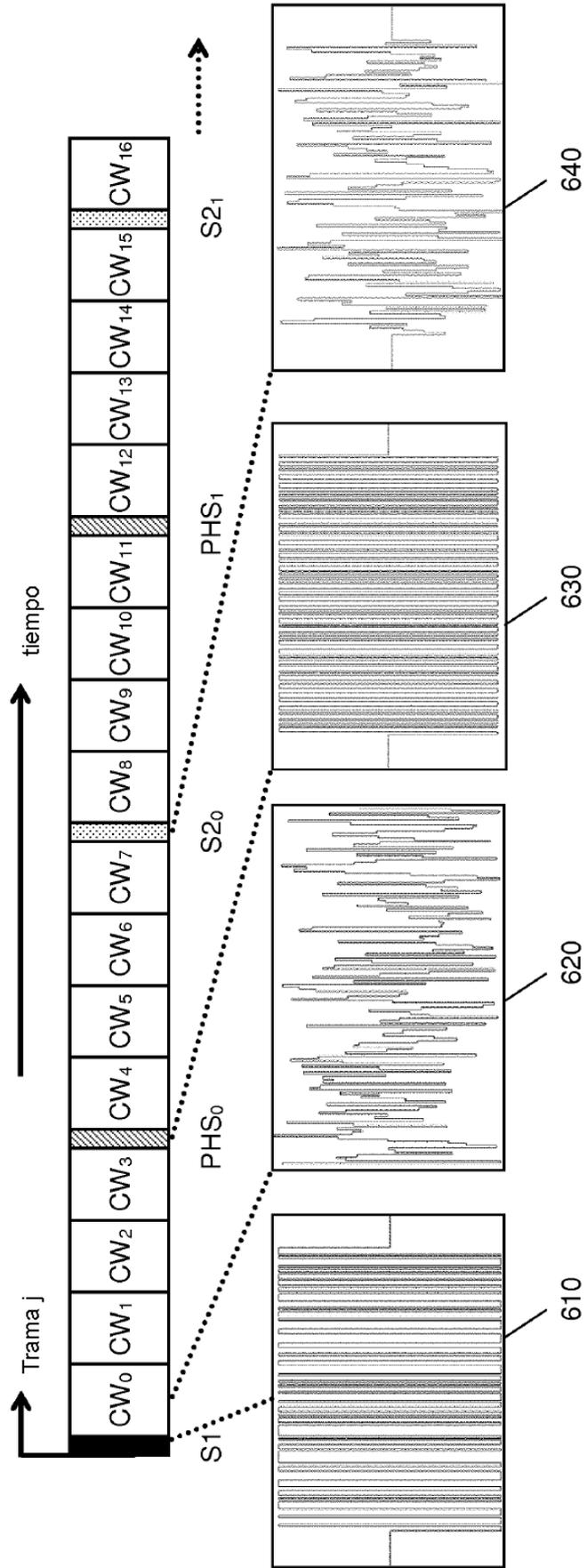


Fig. 7

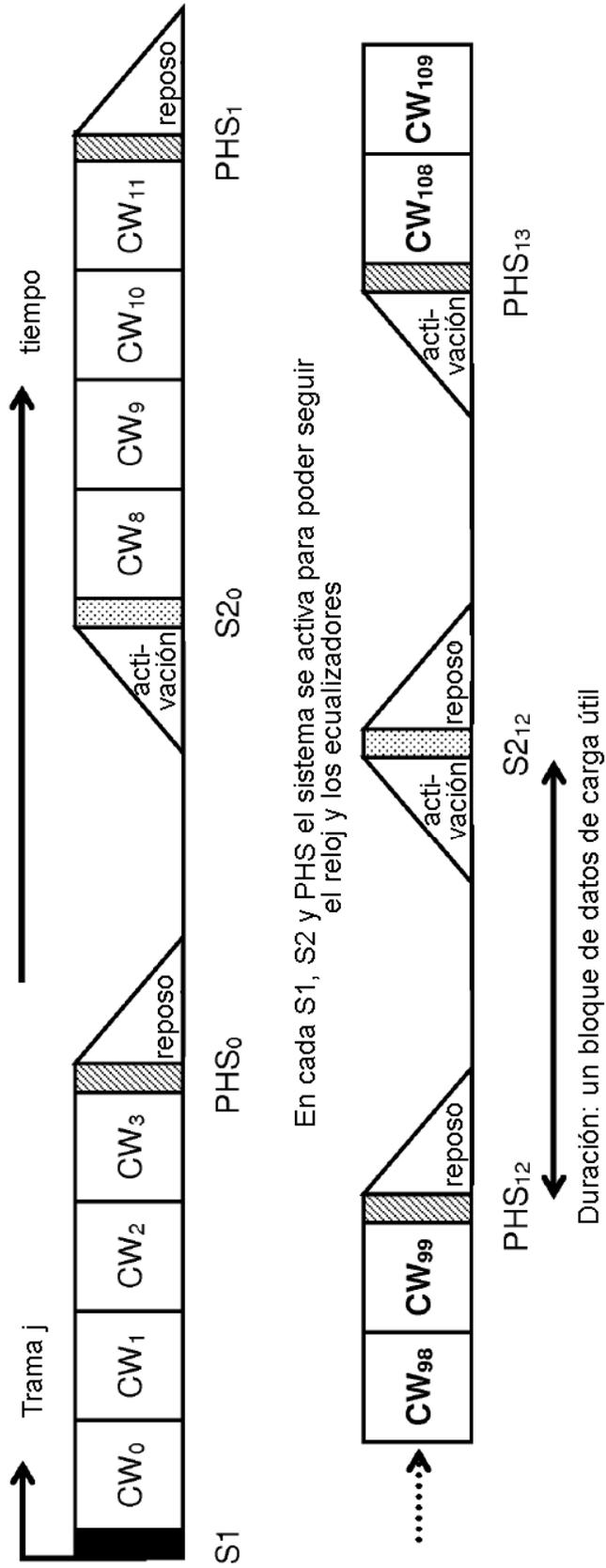


Fig. 8

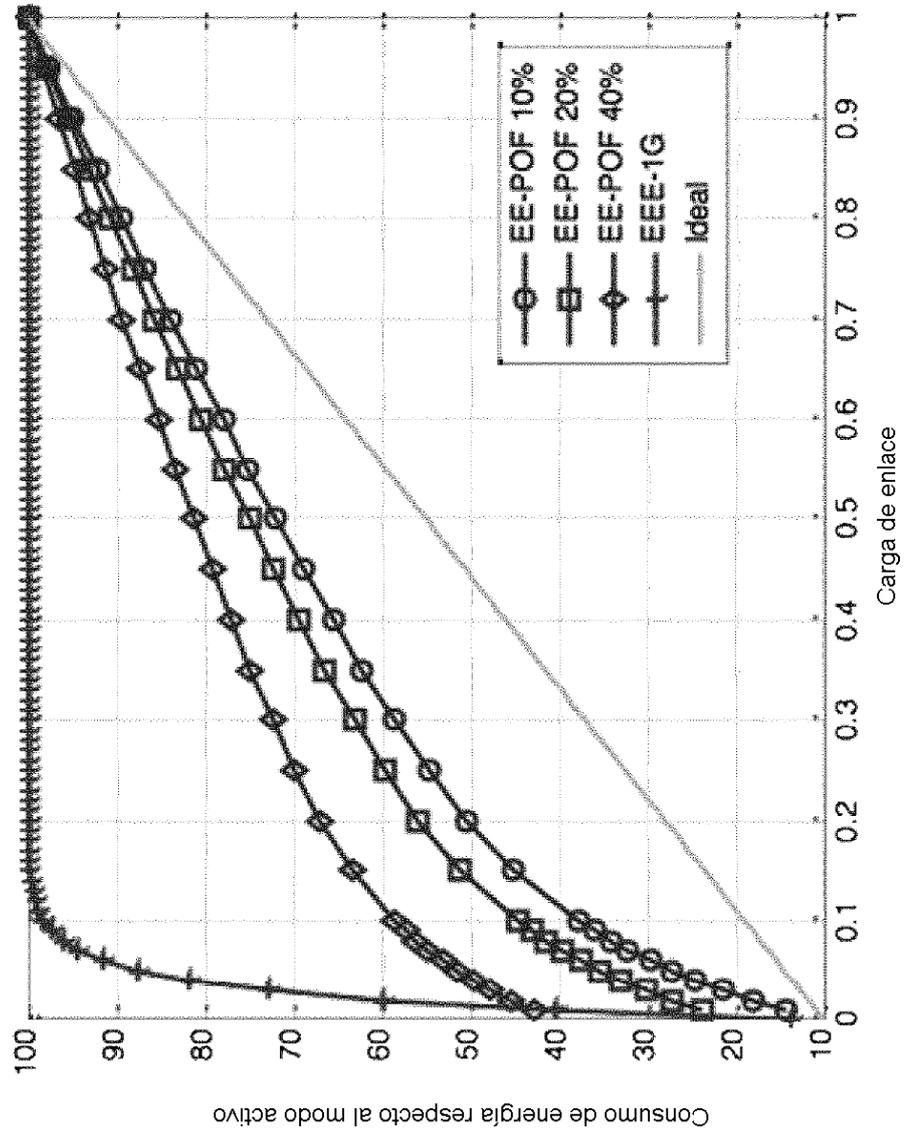


Fig. 9

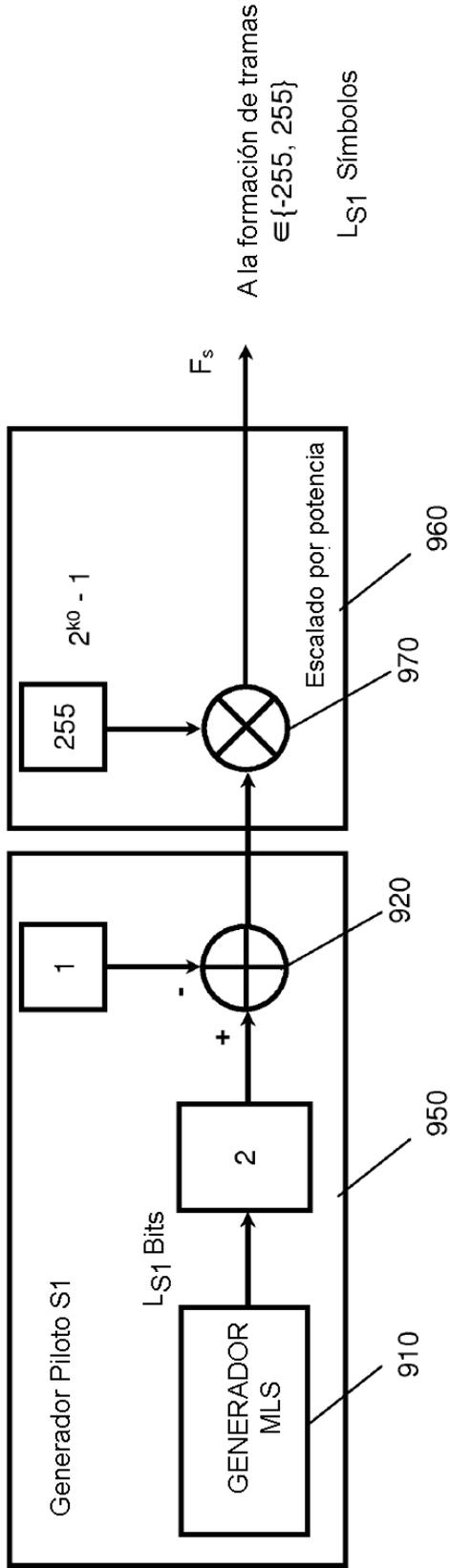


Fig. 11

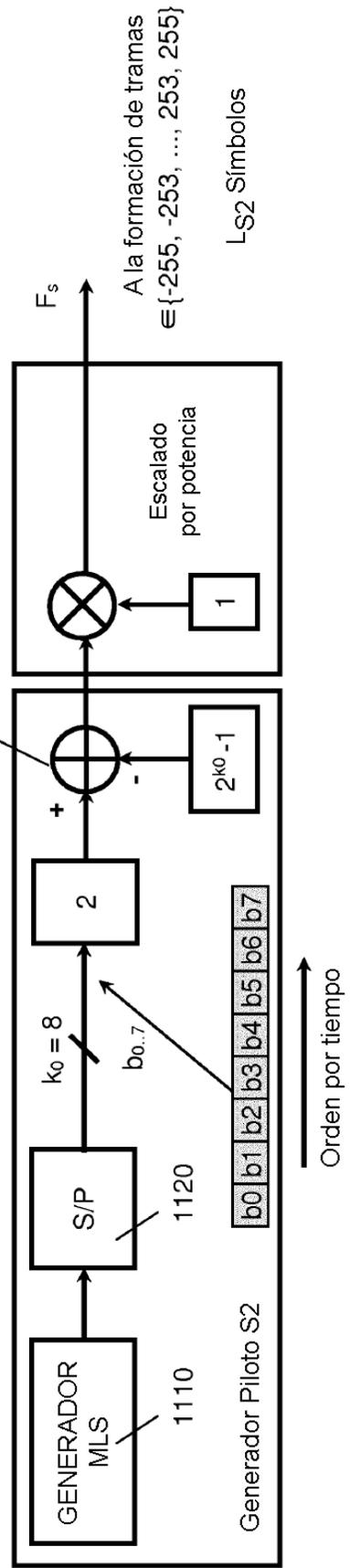


Fig. 10

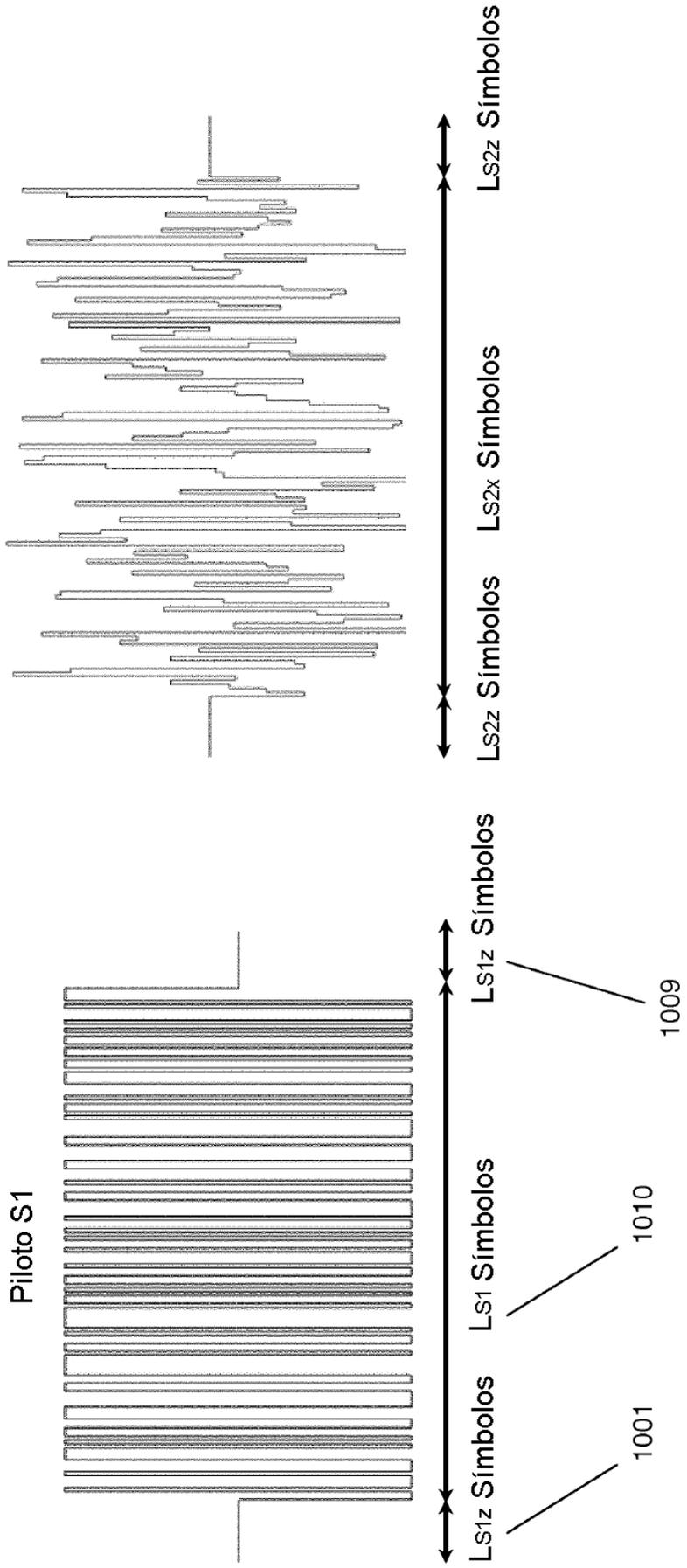


Fig. 12

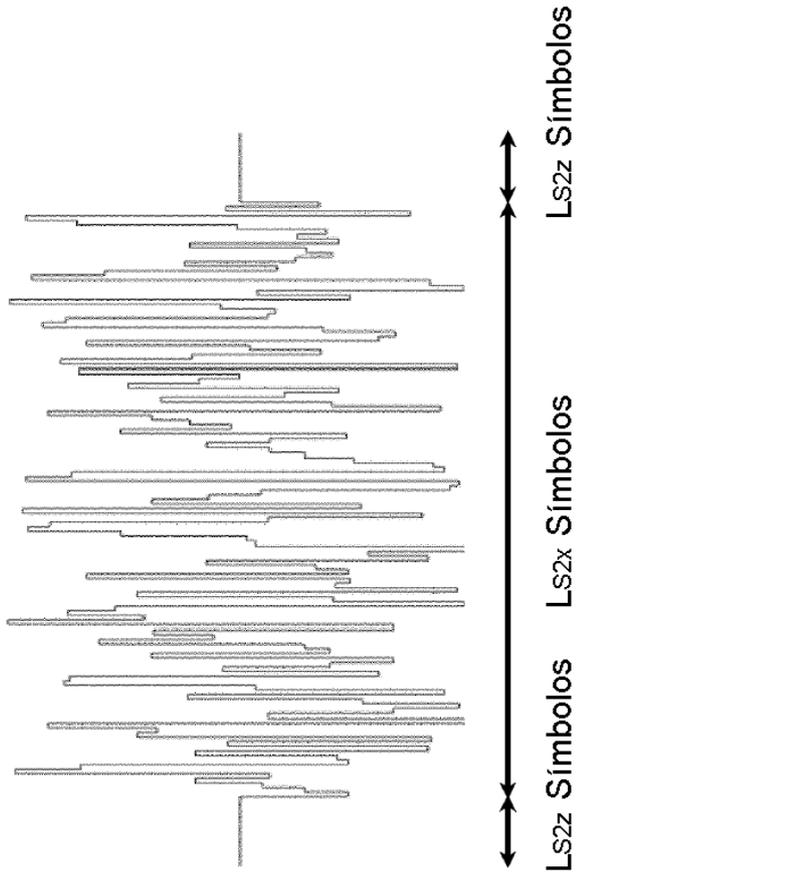


Fig. 13

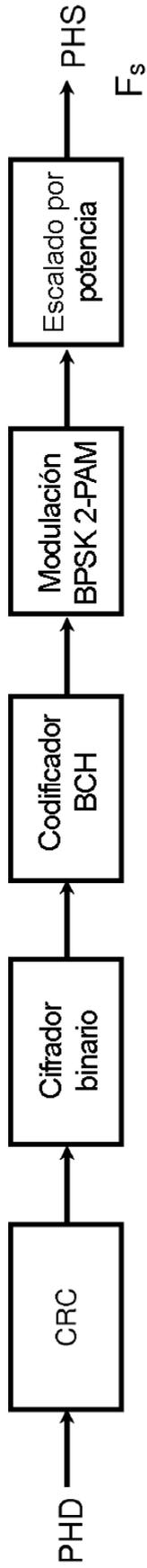


Fig. 14

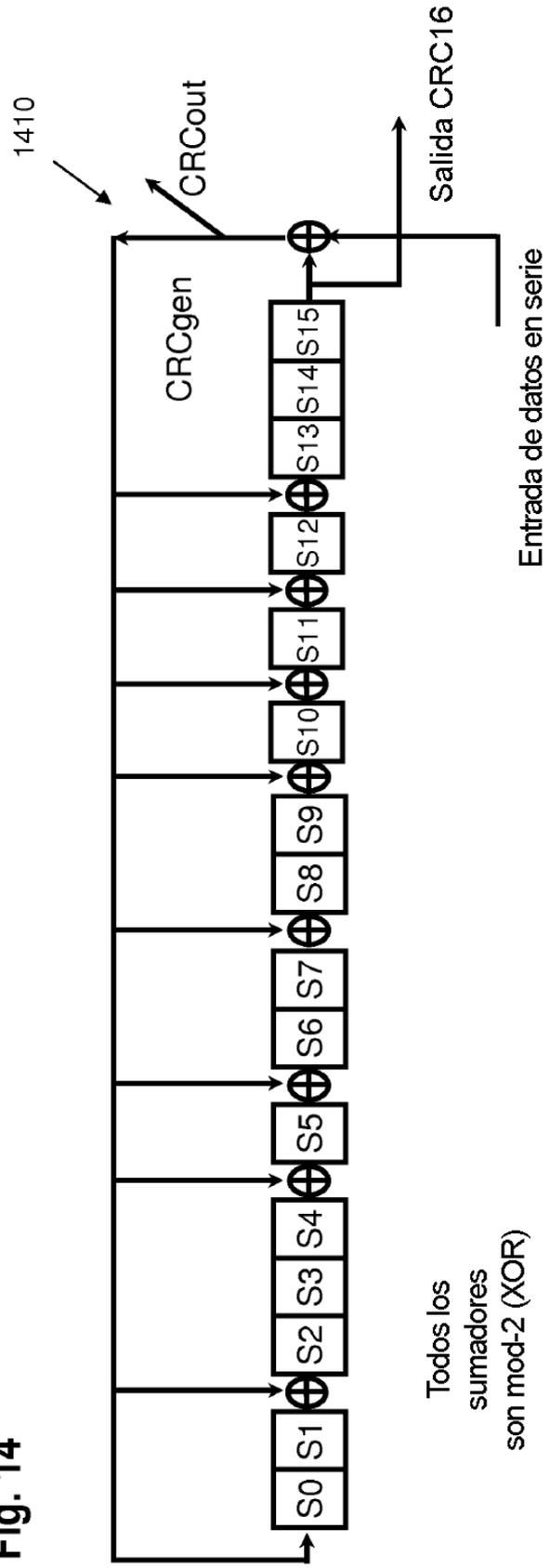


Fig. 15

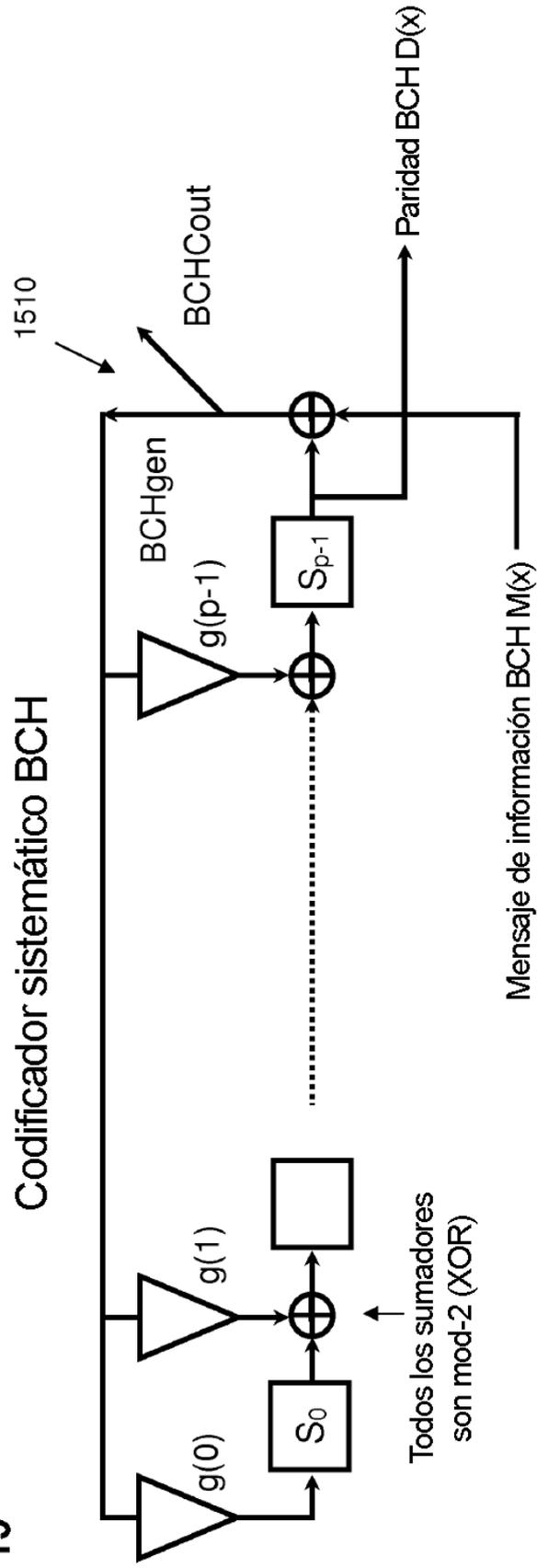


Fig. 16A

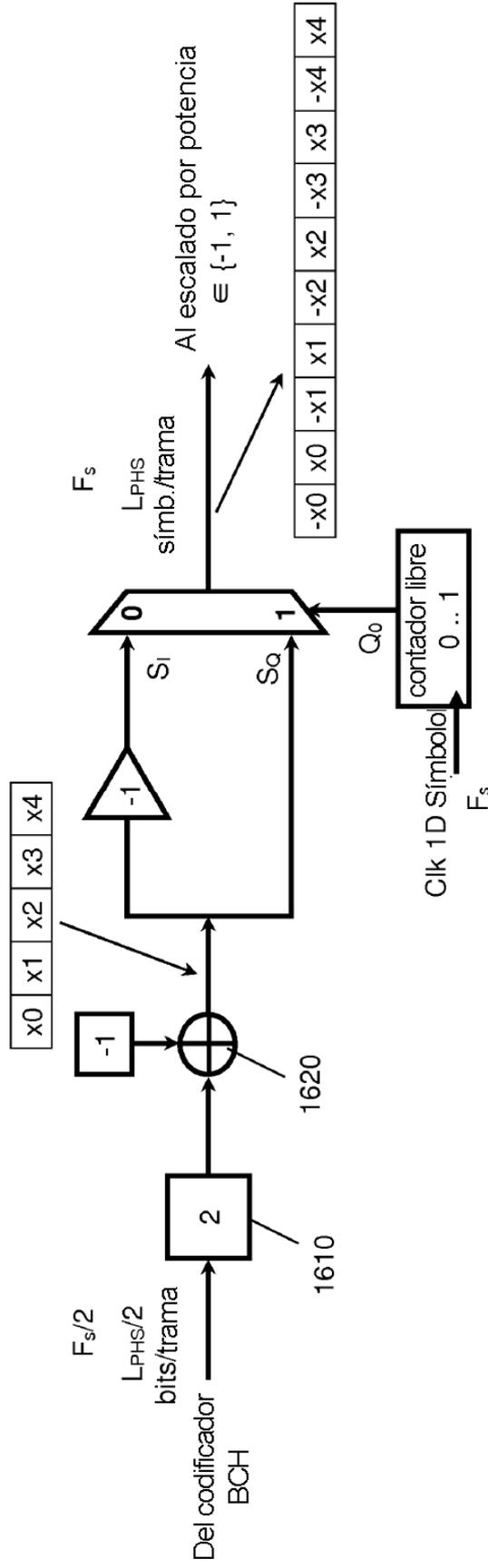


Fig. 16B

Escalado de potencia PHS

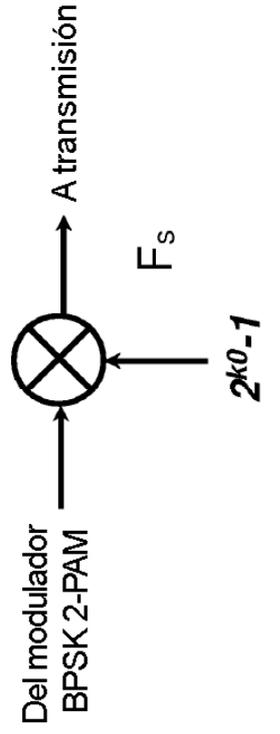


Fig. 17

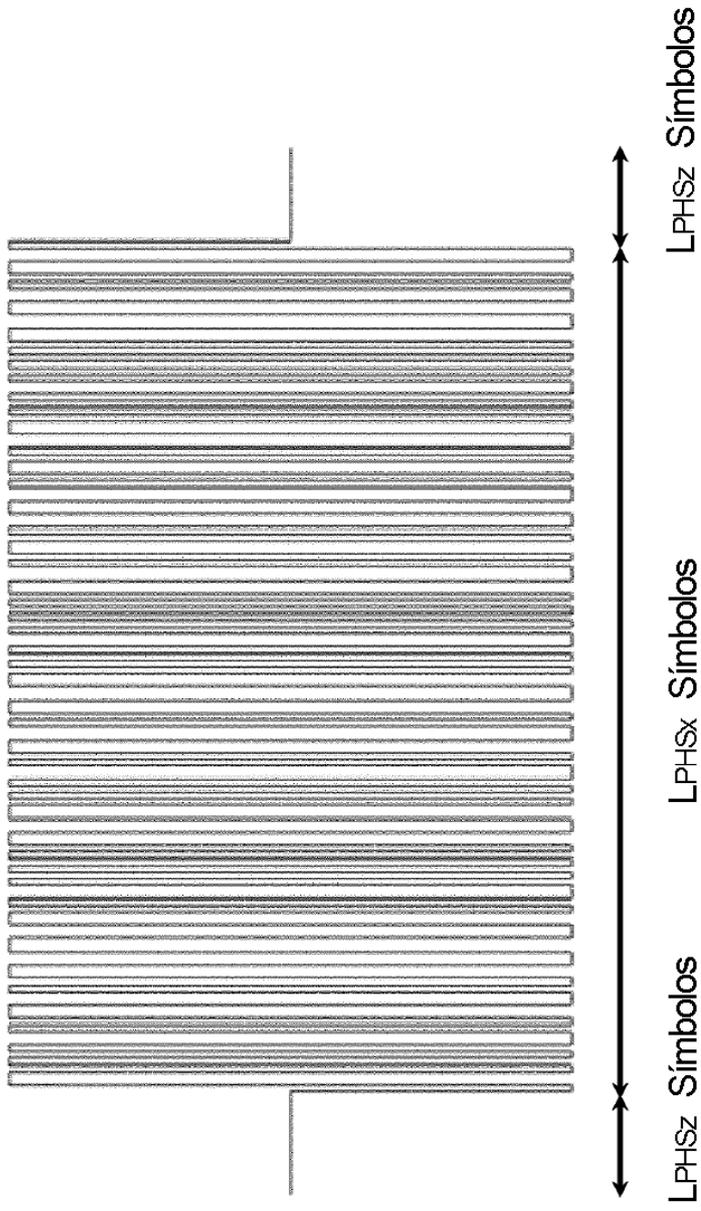


Fig. 18B

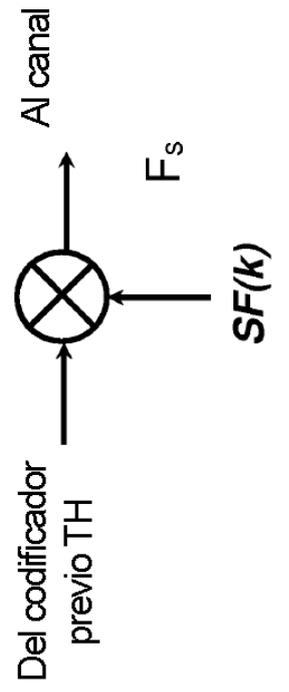


Fig. 18A

k	M-PAM	$SF_{thp}(k)$ THP activado	$SF_{ul}(k)$ THP desactivado
1	2	128	255
1,5	4	64	85
2	4	64	85
2,5	8	32	36
3	8	32	36
3,5	16	16	17
4	16	16	17
4,5	32	8	8
5	32	8	8
5,5	64	4	4
6	64	4	4
6,5	128	2	2
7	128	2	2
7,5	256	1	1
8	256	1	1

Fig. 19

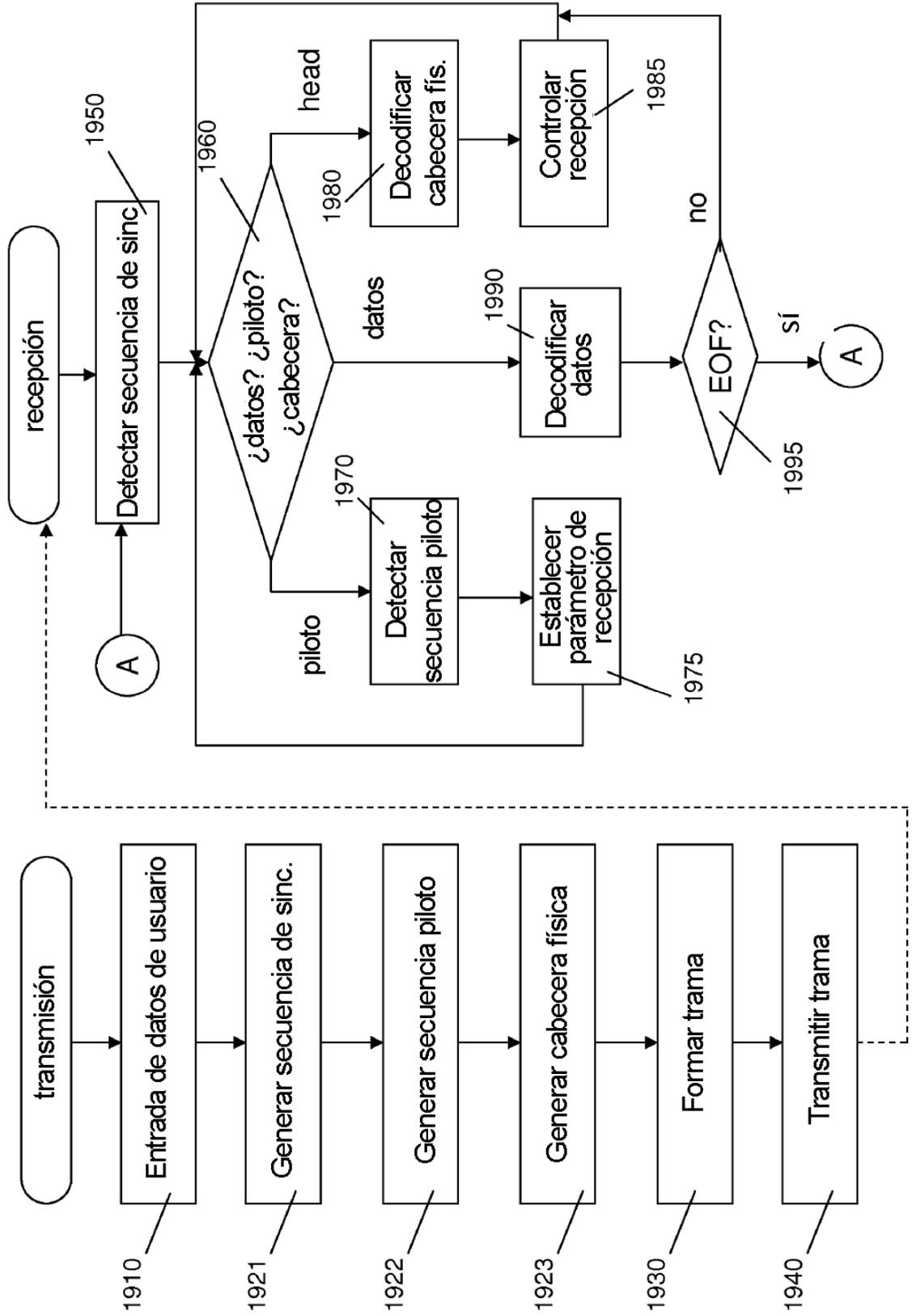


Fig. 20

