

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 807 620**

51 Int. Cl.:

H04L 1/00 (2006.01)

H04B 10/29 (2013.01)

H04L 25/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **24.04.2015** **E 15305631 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.06.2020** **EP 3086496**

54 Título: **Un método, un aparato y un programa informático para decodificar una señal de recepción que lleva valores de datos codificados**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
23.02.2021

73 Titular/es:

**ALCATEL LUCENT (100.0%)
Site Nokia Paris Saclay, Route de Villejust
91620 Nozay, FR**

72 Inventor/es:

SCHMALEN, LAURENT

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 807 620 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

Un método, un aparato y un programa informático para decodificar una señal de recepción que lleva valores de datos codificados

5 Las realizaciones de la presente divulgación se refieren a un método, un aparato y un programa informático para decodificar una señal de recepción que lleva valores de datos codificados.

Antecedentes

10 En algunas redes de transmisión, por ejemplo, redes de comunicaciones inalámbricas o redes ópticas, se proporcionan uno o más nodos intermedios que pueden recibir una señal de un transmisor y estar afectada por un canal de comunicación y al menos parcialmente recuperar la señal recibida antes de la retransmisión. Tales nodos intermedios también son conocidos como estaciones de retransmisión en comunicaciones inalámbricas, o repetidores o regeneradores en comunicaciones alámbricas, tales como comunicaciones ópticas, por ejemplo. Dependiendo de la clase de señal, los nodos intermedios pueden llevar a cabo diversas operaciones para la recuperación de señal, por ejemplo, estimación de temporización de señal u operación de dispersión cromática. Adicionalmente, los nodos intermedios pueden llevar a cabo operaciones de Corrección de Errores Hacia Adelante (FEC) en la señal, tales como decodificación y codificación. Normalmente, los valores de datos de la señal recibida se codifican de una manera redundante para permitir que el nodo intermedio detecte un número limitado de errores que pueden tener lugar en cualquier parte en los valores de datos, y a menudo para corregir estos errores.

25 Son conocidos diversos ejemplos de nodos intermedios con FEC. Un ejemplo de un nodo intermedio decodifica completamente la señal recibida y re-codifica la señal decodificada antes de la retransmisión. Sin embargo, un nodo intermedio de este tipo puede consumir una cantidad de potencia vasta y ser voluminoso, que conduce a alto gasto operativo. Por lo tanto, en la práctica, después de la realización de al menos parte de las operaciones para la recuperación de señal, la señal se cuantifica y no se realiza FEC antes de la retransmisión de la señal. En otras palabras, el nodo intermedio realiza una decisión definitiva en la señal, es decir, los valores de salida de la señal pueden únicamente tomar un valor de un conjunto fijado de posibles valores.

30 Cuando se recibe una señal por un receptor, es decir, se procesa por un decodificador, se lleva a cabo FEC en la señal recibida. Normalmente se discrimina FEC en FEC de decisión flexible y FEC de decisión definitiva. En FEC de decisión flexible, un valor de salida de error corregido (decodificado) puede tomar un intervalo de valores total entre un conjunto fijado de posibles valores. Por el contrario, en FEC de decisión definitiva, los valores de salida de error corregido (decodificados) pueden tomar únicamente un valor del conjunto fijado de posibles valores. Debido a la diversidad de posibles valores para los valores de salida de error corregido, FEC de decisión flexible (decodificación) puede permitir rendimiento de corrección de errores superior que FEC de decisión definitiva (decodificación).

40 En particular para FEC de decisión flexible, se asume de manera convencional una distribución de ruido gaussiano de la señal recibida. El modelo de distribución de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN), donde la señal de ruido tiene una distribución gaussiana en el dominio del tiempo con un valor de dominio de tiempo promedio de cero y una potencia uniforme a través del espectro de frecuencia, permite que se determinen de manera eficaz valores de probabilidad usados para corrección de error. Un valor de probabilidad indica para un respectivo valor de datos codificado de FEC de la señal recibida, la probabilidad de que el valor de datos codificado de FEC sea igual a un valor específico de un conjunto fijado de posibles valores.

50 Considerando la distribución de ruido de una señal que se ha retransmitido por una pluralidad de nodos intermedios, la distribución de ruido puede no ser gaussiana cuando se recibe la señal y se decodifica en un receptor. En su lugar, la señal recibida puede comprender un componente de ruido de AWGN y un componente de ruido no de AWGN, que es cualquier ruido que no sea AWGN. Sin embargo, si el ruido de la señal recibida no es únicamente AWGN, los valores de probabilidad determinados para FEC pueden ser subóptimos, que puede conducir a la degradación de rendimiento de decodificación. Por lo tanto, puede haber un deseo de mejorar la decodificación.

55 Tingting Miao et. al.: "BER Modified Decode-and-Forward Protocol for OFDM-Based Linear Multihop Networks, China Communications, China Institute of Communications, Piscataway, NJ, Estados Unidos, Vol. 11, N.º 11, 1 de noviembre de 2014, páginas 34 a 43 desvela la derivación de una función de modificación de relación de probabilidad logarítmica que se basa en la tasa de error de bits acumulada de todos los enlaces de una trayectoria de transmisión excepto el último.

Sumario

60 Pueden realizarse algunas simplificaciones en el siguiente sumario, que se pretende que destaque e introduzca algunos aspectos de las diversas realizaciones de ejemplo, pero tales simplificaciones no se pretenden para limitar el alcance de la presente invención, que se define únicamente por las reivindicaciones adjuntas. Descripciones detalladas de realizaciones ilustrativas preferidas adecuadas para permitir que los expertos en la materia hagan y usen los conceptos inventivos de la invención vendrán a continuación en secciones posteriores.

De acuerdo con un primer aspecto de la presente divulgación, se proporciona un método para decodificar una señal de recepción que lleva al menos un valor de datos codificado, teniendo la señal de recepción un componente de ruido no de AWGN y de AWGN. El método deriva un segundo valor de probabilidad basándose en un primer valor de probabilidad para el valor de datos codificado y una probabilidad de error efectiva de una trayectoria de transmisión de la señal de recepción. La trayectoria de transmisión se supone que comprende H sub-trayectorias siendo H un número entero. El primer valor de probabilidad está basado en el componente de ruido de AWGN y la probabilidad de error efectiva está basada en el componente de ruido no de AWGN. El componente de ruido no de AWGN se refiere a las primeras H-1 sub-trayectorias que están modeladas como canales de BSC. La probabilidad de error efectiva representa las probabilidades de error acumulado de las primeras H-1 sub-trayectorias. El método comprende adicionalmente derivar un valor de datos decodificado basándose en el segundo valor de probabilidad, y estimar la probabilidad de error efectiva usando el primer o segundo valor de probabilidad, una decisión definitiva del valor de datos decodificado y una potencia de ruido del componente de ruido de AWGN.

En algunas realizaciones, estimar la probabilidad de error efectiva comprende la determinación de una relación de la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN y una combinación del primer o segundo valor de probabilidad, la decisión definitiva del valor de datos decodificado y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN. En algunas realizaciones, la combinación del primer o segundo valor de probabilidad, la decisión definitiva del valor de datos decodificado y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN corresponde a $P_{<0} - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} \right)$, indicando $\sigma_{h,i}^2$ la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN, indicando $P_{<0}$ una probabilidad basándose en una combinación del primer valor de probabilidad y la decisión definitiva del valor de datos decodificado.

En algunas realizaciones, derivar el segundo valor de probabilidad comprende combinar la probabilidad de error efectiva y el primer valor de probabilidad.

En algunas realizaciones, derivar el segundo valor de probabilidad comprende la determinación de una relación de una primera combinación de la probabilidad de error efectiva y el primer valor de probabilidad y una segunda combinación de la probabilidad de error efectiva y el primer valor de probabilidad.

En algunas realizaciones, la señal de recepción es una señal óptica.

De acuerdo con un segundo aspecto de la presente divulgación, se proporciona un programa informático que tiene un código de programa para realizar el método de cualquiera de las realizaciones anteriores, cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador o procesador.

De acuerdo con un tercer aspecto de la presente divulgación, se proporciona un aparato para decodificar una señal de recepción que lleva al menos un valor de datos codificado, teniendo la señal de recepción un componente de ruido no de AWGN y de AWGN. El aparato comprende una unidad de procesador configurada para derivar un segundo valor de probabilidad basándose en un primer valor de probabilidad para el valor de datos codificado y una probabilidad de error efectiva de una trayectoria de transmisión de la señal de recepción. La trayectoria de transmisión se supone que comprende H sub-trayectorias siendo H un número entero. El primer valor de probabilidad está basado en el componente de ruido de AWGN y la probabilidad de error efectiva está basada en el componente de ruido no de AWGN. El componente de ruido no de AWGN se refiere a las primeras H-1 sub-trayectorias que están modeladas como canales de BSC. La probabilidad de error efectiva representa las probabilidades de error acumulado de las primeras H-1 sub-trayectorias. El aparato comprende adicionalmente un decodificador configurado para derivar un valor de datos decodificado basándose en el segundo valor de probabilidad. La unidad de procesamiento está configurada para estimar la probabilidad de error efectiva usando el primer o segundo valor de probabilidad, una decisión definitiva del valor de datos decodificado y una potencia de ruido del componente de ruido de AWGN.

En algunas realizaciones, estimar la probabilidad de error efectiva comprende la combinación del primer o segundo valor de probabilidad y la decisión definitiva del valor de datos decodificado a un valor combinado; determinar una decisión definitiva del valor combinado; aumentar un primer valor de recuento o un segundo valor de recuento basándose en la decisión definitiva del valor combinado; determinar una relación de recuento del primer valor de recuento y una suma del primer y segundo valores de recuento; y la determinación de una relación de la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN y una combinación de la relación de recuento y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN.

En algunas realizaciones, estimar la probabilidad de error efectiva comprende la determinación de una decisión definitiva del primer o segundo valor de probabilidad; combinar la decisión definitiva del primer o segundo valor de probabilidad y la decisión definitiva del valor de datos decodificado a un valor combinado; aumentar un primer valor de recuento o un segundo valor de recuento basándose en el valor combinado; determinar una relación de recuento del primer valor de recuento y una suma del primer y segundo valores de recuento; y la determinación de una relación de la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN y una combinación de la relación de recuento y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN.

En algunas realizaciones, estimar la probabilidad de error efectiva está basada en una expresión que es

matemáticamente correspondiente a $P_{eff} = \frac{P_{<0} - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}}\right)}{\operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}}\right)}$, indicando P_{eff} la probabilidad de error efectiva,

5 indicando $\sigma_{h,i}^2$ la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN, indicando $P_{<0}$ una probabilidad basándose en una combinación del primer o segundo valor de probabilidad y la decisión definitiva del valor de datos decodificado.

En algunas realizaciones, el método comprende adicionalmente limitar la probabilidad de error efectiva a un valor incluido en un intervalo de valores que es más estrecho que [0, 1].

10 En algunas realizaciones, el método comprende adicionalmente limitar la probabilidad de error efectiva a un valor incluido en [0, 0,5].

De acuerdo con un cuarto aspecto de la presente divulgación, se proporciona una red que comprende uno o más nodos intermedios configurados para generar información flexible o definitiva relacionada con un valor de datos codificado de una señal que lleva al menos un valor de datos codificado; y uno o más aparatos de acuerdo con el tercer aspecto.

Algunas realizaciones pueden comprender circuitería analógica y/o digital instalada en los aparatos para realizar los respectivos métodos. La circuitería de control digital, por ejemplo, un DSP, un FPGA, un ASIC, o un procesador de fin general, necesita programarse en consecuencia. Por lo tanto, realizaciones aún adicionales también proporcionan un programa informático que tiene un código de programa para realizar realizaciones de los métodos de codificación/decodificación, cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador o un dispositivo de hardware programable.

25 Breve descripción de las figuras

Algunas realizaciones de aparatos y/o métodos se describirán a continuación a modo de ejemplo únicamente, y con referencia a las figuras adjuntas, en las que

30 La Figura 1 ilustra un primer nodo intermedio para una red de transmisión óptica;

La Figura 2 ilustra un segundo nodo intermedio para una red de transmisión óptica;

35 La Figura 3 ilustra un tercer nodo intermedio para una red de transmisión óptica;

La Figura 4 ilustra una relación entre una relación de señal a ruido acumulada y requerida y un número de nodos intermedios para una cierta tasa de información en una trayectoria de señal de una señal óptica;

40 La Figura 5 ilustra un modelo de una trayectoria de transmisión de una señal óptica;

La Figura 6 ilustra un modelo equivalente de la trayectoria de transmisión ilustrada en la Figura 5;

La Figura 7 ilustra un modelo equivalente adicional de la trayectoria de transmisión ilustrada en las Figuras 5 y 6;

45 La Figura 8 ilustra un receptor para una señal óptica;

La Figura 9 ilustra un ejemplo de un aparato;

50 La Figura 10 ilustra un ejemplo adicional de un aparato;

La Figura 11 ilustra un ejemplo de una relación entre un primer valor de probabilidad derivado para un valor de datos codificado de una señal de recepción basándose en el componente de ruido de AWGN y un segundo valor de probabilidad basándose en el primer valor de probabilidad para el valor de datos codificado y una probabilidad de error efectiva de una trayectoria de transmisión de la señal de recepción;

55 La Figura 12 ilustra una relación entre una tasa de error de bits y una relación de señal a ruido para el receptor ilustrado en la Figura 8 y el ejemplo ilustrado en la Figura 10;

60 La Figura 13 ilustra un ejemplo adicional de un aparato;

La Figura 14 ilustra una variación del ejemplo de un aparato ilustrado en la Figura 13;

La Figura 15 ilustra un ejemplo adicional alternativo de un aparato;

5 La Figura 16 ilustra una variación del ejemplo de un aparato ilustrado en la Figura 15;

La Figura 17 ilustra otro ejemplo adicional alternativo de un aparato;

10 La Figura 18 ilustra una variación del ejemplo de un aparato ilustrado en la Figura 17;

La Figura 19 ilustra una relación entre una tasa de error de bits y una relación de señal a ruido para el receptor ilustrado en la Figura 8, el ejemplo ilustrado en la Figura 10, y los ejemplos ilustrados en las Figuras 13 a 18; y

15 La Figura 20 ilustra un diagrama de flujo de un ejemplo de un método para decodificar una señal de recepción que lleva valores de datos codificados.

Descripción de las realizaciones

20 Diversas realizaciones de ejemplo se describirán ahora más completamente con referencia a los dibujos adjuntos en los que se ilustran algunas realizaciones de ejemplo. En las figuras, el espesor de las líneas, capas y/o regiones puede exagerarse por claridad.

25 Por consiguiente, mientras que las realizaciones de ejemplo son aptas de diversas modificaciones y formas alternativas, las realizaciones de las mismas se muestran a modo de ejemplo en las figuras y se describirán en el presente documento en detalle. Debería entenderse, sin embargo, que no hay intento de limitar las realizaciones de ejemplo a las formas particulares desveladas, sino por el contrario, las realizaciones de ejemplo son para cubrir todas las modificaciones, equivalentes, y formas alternativas que caen dentro del alcance de la divulgación. Números de referencia similares se refieren a elementos análogos o similares a lo largo de toda la descripción de las figuras.

30 Se entenderá que cuando un elemento se hace referencia como que está "conectado" o "acoplado" a otro elemento, puede estar directamente conectado o acoplado al otro elemento o pueden estar presentes elementos intermedios. En contraste, cuando un elemento se hace referencia como que está "directamente conectado" o "directamente acoplado" a otro elemento, no hay elementos intermedios presentes. Otras palabras usadas para describir la relación entre elementos deberían interpretarse de una manera similar (por ejemplo, "entre" frente a "directamente entre", "adyacente" frente a "directamente adyacente", etc.).

35 La terminología usada en este documento es para el propósito de describir realizaciones particulares únicamente y no se pretende que sea limitante de las realizaciones de ejemplo. Como se usa en el presente documento, las formas singulares "un", "una", "el" y "la" se pretende que incluyan las formas plurales también, a menos que el contexto lo indique claramente de otra manera. Se entenderá adicionalmente que los términos "comprende", "que comprende", "incluye" y/o "que incluye", cuando se usan en el presente documento, especifican la presencia de características establecidas, elementos integrantes, etapas, operaciones, elementos, y/o componentes, pero no excluyen la presencia o adición de una o más otras características, elementos integrantes, etapas, operaciones, elementos, componentes, y/o grupos de los mismos.

45 A menos que se defina de otra manera, todos los términos (incluyendo términos técnicos y científicos) usados en el presente documento tienen el mismo significado que se entiende comúnmente por un experto en la materia a la que pertenecen las realizaciones de ejemplo. Se entenderá adicionalmente que los términos, por ejemplo como aquellos definidos en diccionarios comúnmente usados, deberían interpretarse como que tienen un significado que es consistente con su significado en el contexto de la técnica pertinente y no se interpretarán de una manera idealizada o de sentido demasiado formal a menos que se definen así de manera expresa en el presente documento.

50 Aunque la presente divulgación analiza realizaciones de ejemplo relacionadas con redes de comunicación óptica, el experto en la materia apreciará que los principios de la presente divulgación pueden transferirse también a otros tipos de sistemas de comunicación que conducen a componentes de ruido distribuido no de AWGN en señales recibidas, tales como sistemas de comunicación inalámbricos o alámbricos. El ruido distribuido no de AWGN puede entenderse como ruido que tiene una función de densidad de probabilidad (PDF) sustancialmente diferente de la de la distribución normal.

60 La **Figura 1** ilustra un nodo intermedio 100, por ejemplo un repetidor óptico, que puede estar ubicado en una red de transmisión óptica entre dos Puntos de Presencia (PoP) 101, 103. Los PoP 101, 103 pueden ser, por ejemplo, encaminadores para señales ópticas en las ubicaciones A y B. Una señal óptica que contienen un encabezado 1 puede transmitirse desde el PoP 101 y puede recibirse por el nodo intermedio 100. El encabezado 1 puede incluir información relacionada con un destino de la señal óptica o al menos de ciertos paquetes de datos de la señal óptica. Por ejemplo, el encabezado 1 puede definir que ciertos paquetes de datos de la señal óptica han de transmitirse al encaminador 103 en la ubicación B o a otro elemento de red en una ubicación C diferente de las ubicaciones A y B.

En el ejemplo ilustrado, el nodo intermedio 100 comprende una unidad de conversión Óptica - Eléctrica - Óptica (OEO) 110 y una unidad de procesamiento 120.

5 La señal óptica se recibe por la OEO 110 que comprende un convertidor Óptico - Eléctrico (O/E) 111 para señales de entrada y un convertidor Eléctrico - Óptico (E/O) 112 para señales de salida. El O/E 111 puede convertir una señal óptica de entrada en una señal eléctrica analógica y emitir la señal eléctrica a la unidad de procesamiento 120. El E/O 112 puede convertir una señal eléctrica analógica de entrada de la unidad de procesamiento 120 en una señal óptica y emitir la señal óptica a una línea de transmisión óptica, tal como una fibra óptica. El OEO 110 puede convertir la
10 señal óptica recibida en una señal eléctrica analógica de entrada, que puede introducirse a un convertidor de Analógico a Digital (ADC) 121 de la unidad de procesamiento 120.

El ADC 121 puede convertir la señal eléctrica analógica de entrada en una señal eléctrica digital de entrada, que puede introducirse al Procesador de Señales Digitales (DSP) 122. El DSP 122 puede realizar varias operaciones de
15 procesamiento de señal en la señal eléctrica digital de entrada. Por ejemplo, el DSP 122 puede realizar la demodulación y/u operaciones para regeneración de señal, por ejemplo, estimación de temporización, compensación de dispersión, ecualización, corrección de sesgo o amplificación de señal. La salida de DSP 122 puede introducirse a la unidad decodificadora de FEC de decisión flexible 123. La unidad decodificadora de FEC de decisión flexible 123 puede realizar decodificación de decisión flexible en la señal eléctrica digital de entrada para detectar y corregir errores
20 en los paquetes de datos o valores de la señal eléctrica digital de entrada. La salida de la unidad de FEC de decisión flexible 123 puede introducirse al elemento de conmutación 127.

El elemento de conmutación 127 puede redirigir los paquetes de datos de la señal eléctrica digital de entrada basándose en la información dada en el encabezado 1. Por ejemplo, si la información en el encabezado 1 define que
25 ciertos valores de datos han de transmitirse al PoP 103 en la ubicación B, el elemento de conmutación 127 puede dirigir la señal eléctrica digital de entrada de la línea de procesamiento de entrada 130 a la línea de procesamiento de salida 140. Si la información en el encabezado 1 indica que ciertos paquetes de datos han de transmitirse a otro elemento de red en una ubicación C, el elemento de conmutación 127 puede dirigir la señal eléctrica digital de entrada de la línea de procesamiento de entrada 130 a una línea de salida adicional 150 acoplada a una unidad de
30 procesamiento 102. La unidad de procesamiento 102 puede estar configurada para añadir o eliminar valores de datos a / desde una señal eléctrica digital recibida y para procesar adicionalmente esta señal, por ejemplo, procesar la señal eléctrica digital para transmitirla a un elemento de red en una ubicación C o a una Red de Transporte Óptico (OTN).

En la dirección de salida, por ejemplo si la señal eléctrica digital se dirige desde la línea de procesamiento de entrada 130 a la línea de procesamiento de salida 140 por el elemento de conmutación 127, la señal eléctrica digital de salida puede introducirse a una unidad de codificador de FEC 124. La unidad de codificador de FEC 124 puede realizar
35 codificación de FEC en la señal eléctrica digital para añadir información de paridad redundante a la señal que puede usarse para detectar y corregir errores en aparatos posteriores. La salida de la unidad de codificador de FEC 124 puede introducirse al DSP 125 que puede realizar operaciones de señal adicionales en la señal eléctrica digital codificada de salida. Un ejemplo para una operación de este tipo puede ser modulación, tal como Modulación por Desplazamiento de Fase (PSK) digital o Modulación por Amplitud en Cuadratura (QAM), o compensación previa de
40 ciertas distorsiones. La salida de DSP 125 puede introducirse al convertidor de Digital a Analógico (DAC) 126. El DAC 126 puede convertir la señal eléctrica digital de salida en una señal eléctrica analógica de salida. La salida del DAC 126 puede introducirse al OEO 110, donde el E/O 112 puede convertir la señal eléctrica analógica de salida en una señal óptica de salida. La señal óptica de salida puede a continuación (re-)transmitirse por el OEO 112, por ejemplo, al PoP 103.
45

En una red de transmisión óptica, entre otras, en una línea de transmisión óptica sencilla, pueden proporcionarse
50 varios nodos intermedios 100 para la regeneración y retransmisión de señales ópticas.

En el nodo intermedio 100 ilustrado en la Figura 1, todos los paquetes de datos experimentan FEC - independientemente de su destino definido en el encabezado 1. Es decir, se decodifican todos los paquetes de datos. Por consiguiente, los procesos de FEC complejos se llevan a cabo en una gran cantidad de datos, de modo que el
55 consumo de potencia del nodo intermedio a modo de ejemplo 100 es alto. Por lo tanto, normalmente necesitan proporcionarse nodos intermedios grandes y voluminosos 100. Como consecuencia, los gastos operativos (OPEX) del nodo intermedio a modo de ejemplo 100 son relativamente altos.

En otras palabras, la Figura 1 muestra una red óptica con elementos de red activos intermedios. El elemento de red 100 es relativamente potente puesto que la señal a repetirse se recupera completamente incluyendo la
60 decodificación/codificación de FEC completa antes de la retransmisión. Un esquema de este tipo puede indicarse como "decodificar y reenviar". A menudo, la ejecución del FEC consume demasiada potencia en el receptor ASIC, que conduce a repetidores grandes y voluminosos que pueden conducir a costes de OPEX grandes debido al consumo de potencia aumentado.

65 La **Figura 2** ilustra otro ejemplo de un nodo intermedio 200, que es similar al nodo intermedio 100 ilustrado en la Figura 1.

Como el nodo intermedio 100, el nodo intermedio 200 puede proporcionarse en una red de transmisión óptica entre los PoP 201, 203. El nodo intermedio 200 puede comprender un OEO 210 y una unidad de procesamiento 220. Una señal óptica con un encabezado 1 transmitida desde el PoP 201 puede convertirse a una señal eléctrica analógica por el O/E 211 y digitalizarse por el ADC 221. Un DSP 222 puede realizar procesamiento de señal adecuada en la señal eléctrica digital de entrada. Sin embargo, en contraste al nodo intermedio 100, en este punto el elemento de conmutación 127 puede proporcionarse aguas arriba de la unidad de decodificación de FEC de decisión flexible 223 a lo largo de la línea de procesamiento de entrada 230. En otras palabras, el elemento de conmutación 127 está ubicado antes de la unidad de decodificación 223 en la cadena de procesamiento de señal. Si el encabezado 1 define que ciertos paquetes de datos de la señal eléctrica digital han de transmitirse al PoP 203, por ejemplo, el elemento de conmutación 227 puede dirigir la señal de entrada a la línea de procesamiento de salida 240 antes de la decodificación de FEC para obtener una señal digital de salida. La señal digital de salida puede procesarse adicionalmente por el DSP 225, DAC 226, similar al nodo intermedio 100. La señal eléctrica analógica de salida resultante puede a continuación convertirse a una señal óptica por el E/O 212 y (re-)transmitirse o reenviarse al PoP 203.

Si el encabezado 1 define que ciertos paquetes de datos de la señal recibida han de transmitirse a un elemento de red diferente del PoP 203, la correspondiente señal digital se dirige a la línea de salida adicional 250. Mediante la línea de salida adicional 250, la señal digital puede alimentarse a la unidad de decodificador de FEC de decisión flexible 223. Es decir, únicamente valores de datos a transmitirse a un elemento de red específico pueden experimentar FEC de decisión flexible. Por consiguiente, únicamente valores de datos a transmitirse desde un elemento de red específico pueden experimentar codificación de FEC en la unidad de FEC 224. Como la unidad de procesamiento 102 del nodo intermedio 100, la unidad de procesamiento 202 puede estar configurada para añadir o eliminar valores de datos a / desde una señal digital recibida y para procesar adicionalmente esta señal, por ejemplo, procesar la señal eléctrica digital para transmitirla a un elemento de red en una ubicación C o a una OTN.

En el nodo intermedio 200, la información del encabezado 1 puede usarse para separar los paquetes de datos de la señal óptica de entrada para los que ha de llevarse a cabo la decodificación de FEC de los paquetes de datos de la señal óptica de entrada que han de retransmitirse únicamente. Aún, sin embargo, la salida de DSP 222 representa información flexible, por ejemplo, cada bit a transmitirse se representa por un valor flexible de una pluralidad de bits. Por ejemplo, cada bit de la señal óptica convertida a la señal eléctrica digital puede representarse por de cuatro a seis bits en la salida de DSP 222. Por consiguiente, la cantidad de datos que va a dirigirse por el elemento de conmutación 227 de línea de procesamiento de entrada 230 a la línea de procesamiento de salida 240 se aumenta de manera elevada.

En comparación con el ejemplo de la Figura 1, la decodificación de FEC no se lleva a cabo antes de la conmutación en el nodo intermedio 200, pero en su lugar la salida flexible del DSP se retransmite a la fibra. Un esquema de este tipo puede indicarse como "DSP y reenvío". Sin embargo, esta solución tiene la desventaja de que los valores flexibles, normalmente representados con cuatro a seis bits, tienen que reenviarse, requiriendo un motor de conmutación enorme.

La **Figura 3** ilustra un ejemplo adicional de un nodo intermedio 300.

Como el nodo intermedio 200, el nodo intermedio 300 puede proporcionarse en una red de transmisión óptica entre los PoP 301, 303. El nodo intermedio 300 puede comprender un OEO 310 y una unidad de procesamiento 320. Una señal óptica con un encabezado 1 transmitida desde el PoP 301 puede convertirse a una señal eléctrica analógica por el O/E 311 y digitalizarse por el ADC 321. Si el encabezado 1 define que ciertos paquetes de datos o valores de la señal digital han de transmitirse al PoP 303, el elemento de conmutación 327 puede dirigir la señal a línea de procesamiento de salida 340, donde la señal digital de salida ahora puede procesarse adicionalmente por el DSP 325, DAC 326, similar al nodo intermedio 200. La señal eléctrica analógica de salida puede a continuación convertirse a una señal óptica por el E/O 312 y transmitirse al PoP 303.

Sin embargo, en contraste al nodo intermedio 200, una unidad de decisión definitiva 328 puede proporcionarse aguas arriba del elemento de conmutación 327 a lo largo de la línea de conmutación de entrada 331 que conecta la línea de procesamiento de entrada 330 y el elemento de conmutación 327. La unidad de decisión definitiva 328 puede llevar a cabo una decisión definitiva en los valores de datos de información flexible emitidos del DSP 322, si el encabezado 1 define que los valores de datos de información flexible han de reenviarse o transmitirse al PoP 303. Es decir, los valores de salida de la unidad de decisión definitiva 328 pueden tomar únicamente un valor de un conjunto fijado de posibles valores, por ejemplo "0" o "1" en el caso binario. Por consiguiente, la cantidad de datos a dirigirse por el elemento de conmutación 327 de la línea de conmutación de entrada 331 a la línea de procesamiento de salida 340 puede reducirse significativamente en comparación con el nodo intermedio 200 de la Figura 2.

Si el encabezado 1 indica que ciertos valores de datos de la señal digital de entrada han de transmitirse a un elemento de red diferente del PoP 303, la señal digital de entrada se dirige a la línea de salida adicional 350. El procesamiento adicional es similar al de la parte correspondiente del elemento intermedio 200. Por lo tanto, se omitirá una descripción detallada adicional.

En otras palabras, se muestra un método simplificado en la Figura 3, donde se realiza una decisión definitiva antes de entrar en la estructura de conmutación. Un esquema de este tipo puede indicarse como "cuantificar y reenviar".

5 La **Figura 4** ilustra una relación a modo de ejemplo entre una Relación de Señal a Ruido (SNR) requerida acumulada de una señal óptica y un número de nodos intermedios en una trayectoria de señal de la señal óptica. La abscisa representa el número de nodos intermedios en la trayectoria de señal de la señal óptica. En el ejemplo mostrado en la Figura 4, los nodos intermedios (repetidores) están espaciados a distancias iguales unos de los otros. La ordenada representa la SNR acumulada a lo largo de la trayectoria de transmisión de la señal óptica que se requiere para conseguir una cierta tasa de información (capacidad) en un canal de transmisión. Por ejemplo, la tasa de información puede ser el uso de 0,8 bits/canal en un canal de transmisión con modulación de Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria (BPSK). Una SNR requerida baja indica rendimiento de transmisión de señal alto.

10 La línea 401 representa datos obtenidos cuando se emplean nodos intermedios 100 como se ilustra en la Figura 1, la línea 402 representa datos obtenidos cuando se emplean nodos intermedios 200 como se ilustra en la Figura 2, y la línea 403 representa datos obtenidos cuando se emplean nodos intermedios 300 como se ilustra en la Figura 3. Como puede observarse en la Figura 4, una trayectoria de transmisión que tiene nodos intermedios de "decodificar y reenviar" 100 da como resultado la SNR más baja. Sin embargo, los nodos intermedios 100 tienen los problemas anteriormente mencionados. Cuando se comparan las líneas 402 y 403, puede reconocerse que una trayectoria de transmisión con nodos intermedios 300 demanda una SNR inferior en comparación con la trayectoria de transmisión con nodos intermedios 200. Por consiguiente, los nodos intermedios 300 parece que son bien adecuados para su uso en redes de transmisión óptica.

15 En otras palabras, si se lleva a cabo un análisis teórico de información de los esquemas anteriores, se observa que el esquema de cuantificar y reenviar más sencillo de la Figura 3 supera el rendimiento del esquema DSP y reenviar de la Figura 2. Esto es por lo que es un candidato ideal como elemento de red regenerativo para sistemas de comunicación alámbricos, particularmente sistemas de comunicación óptica.

20 Cuando se considera una red óptica con tecnología coherente, puede haber regeneradores que recuperan parcialmente la señal (conversión de OEO), pero que no realizan FEC completa por razones de complejidad. Estos nodos intermedios pueden realizar simplemente una decisión definitiva antes de reenviar los datos. Esta decisión definitiva aunque tiene ventajas en términos de teoría de la información, introduce errores adicionales y conduce a un modelo de canal no gaussiano en el receptor que necesita llevar a cabo FEC de decisión flexible final. Esta distribución no gaussiana de las muestras en la entrada al motor de corrección de error del receptor puede provocar pérdidas de rendimiento. Desafortunadamente, cuando se considera un enlace de transmisión con varios elementos de red de cuantificar y reenviar y un FEC de decisión flexible en el receptor, la distribución de ruido en la entrada del FEC flexible ya no es más gaussiana. En la mayoría de los motores de FEC flexible, una distribución de ruido gaussiano se supone que conduce a un cálculo muy sencillo y eficaz de las relaciones de probabilidad logarítmica (LLR). Suponiendo una transmisión con $y = x + n$, donde x es un dato transmitido de modulación de desplazamiento de fase binaria modulada y n es ruido gaussiano complejo con varianza $N_0 = 2\sigma_n^2$, donde σ_n^2 es la varianza del componente de ruido con valor real. En este caso, las relaciones de probabilidad logarítmica pueden calcularse fácilmente como

$$L(y|x) = \log\left(\frac{p(y|x=+1)}{p(y|x=-1)}\right) = \frac{2}{\sigma_n^2} y = \frac{4}{N_0} y \quad (1)$$

25 Sin embargo, si el modelo de ruido difiere de las relaciones de probabilidad logarítmica gaussiana, este cálculo ya no es más válido y el modelo puede conducir a una degradación de rendimiento.

30 La **Figura 5** ilustra un modelo de canal de ejemplo de una trayectoria de transmisión 500 de una señal óptica. De manera a modo de ejemplo, la trayectoria de transmisión 500 puede ser una trayectoria de transmisión para transmisión de BPSK. Sin embargo, la trayectoria de transmisión 500 puede, como alternativa, ser una trayectoria de transmisión para Modulación por Desplazamiento de Fase Cuaternaria (QPSK) y mapeo de Gray. En esta configuración, la transmisión de QPSK compleja ha de descomponerse en dos transmisiones de BPSK equivalentes. Como alternativa, la trayectoria de transmisión puede estar configurada para el uso de cualesquiera otros métodos de transmisión adecuados.

35 Una entrada x ha de transmitirse mediante trayectoria de transmisión 500. La entrada x puede ser una entrada binaria, es decir $x \in \{+1, -1\}$. La trayectoria de transmisión 500 puede dividirse en H sub-trayectorias equidistantes 500-1, 500-2, ..., 500- H . Una configuración de este tipo de la trayectoria de transmisión 500 puede ser de manera a modo de ejemplo para trayectorias de transmisión ópticas submarinas. Cada una de las sub-trayectorias 500-1, 500-2, ..., 500- $(H-1)$ puede comprender un nodo intermedio 300-1, 300-2, ..., 300- $(H-1)$, por ejemplo, un nodo intermedio similar al nodo intermedio 300 ilustrado en la Figura 3. El nodo intermedio de cada sub-trayectoria 500-1, 500-2, ..., 500- $(H-1)$ se ilustra como una unidad de decisión definitiva. En el extremo de la trayectoria de transmisión 500 se proporciona una salida y a un elemento de recepción (no mostrado), que está conectado a la trayectoria de transmisión 500. Por

simplicidad, uno puede suponer que únicamente un componente de ruido de AWGN está presente y que un DSP en el nodo intermedio 300-1, 300-2, ..., 300-(H-1) de cada sub-trayectoria puede eliminar perfectamente todos los otros impedimentos de la trayectoria de transmisión 500. Por lo tanto, la salida y puede representarse como $y = x' + n$, siendo n el componente de ruido de AWGN a lo largo de la trayectoria de transmisión 500 cuando no se tienen en cuenta los otros impedimentos introducidos por los H-1 nodos intermedios de la trayectoria de transmisión 500 y siendo x' un componente de señal intermedia que ha experimentado todos los impedimentos por los primeros H-1 nodos intermedios de la trayectoria de transmisión 500.

No teniendo en cuenta los otros impedimentos de la trayectoria de transmisión 500, puede suponerse que la SNR global de la trayectoria de transmisión 500 equivale a

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{1}{2\sigma_n^2} \quad (2),$$

Siendo E_s la potencia de la señal transmitida, siendo $N_0 = 2\sigma_n^2$ la potencia de ruido y siendo σ_n la varianza del componente de ruido con valor real del componente de ruido de AWGN de la señal transmitida.

Para la trayectoria de transmisión 500 que se divide en las sub-trayectorias 500-1, 500-2, ..., 500-H, el componente de ruido de AWGN puede determinarse para cada sub-trayectoria de acuerdo con

$$\sigma_{h,i}^2 = \frac{\sigma_n^2}{H} \quad (3),$$

suponiendo que cada sub-trayectoria 500-1, 500-2, ..., 500-H tiene la misma contribución de ruido. Por ejemplo, esta suposición es válida para redes submarinas o enlaces terrestres, que tienen un espaciado de repetidor equidistante.

Por consiguiente, el componente de ruido de AWGN acumulado n de la trayectoria de transmisión 500 puede representarse como la suma de los componentes de ruido de AWGN n_1, n_2, \dots, n_H para las sub-trayectorias 500-1, 500-2, ..., 500-H.

En otras palabras, el modelo de canal equivalente en este ejemplo se supone que es un canal de AWGN de entrada binaria, que modela bastante bien el sistema de transmisión de fibra óptica coherente con transmisión de BPSK pero también con QPSK y mapeo de Gray (descomponiendo la transmisión de QPSK compleja en dos transmisiones BPSK equivalentes). Se tiene un canal (mostrado en la Figura 5) con la entrada binaria, es decir, $x \in \{+1, -1\}$. Se supone que la SNR total del enlace de transmisión completo equivale a la ecuación (2) y que nuestro enlace de transmisión se subdivide en H saltos que están espaciados de manera equidistante. Este espaciado equidistante a menudo está presente en enlaces de transmisión ópticos submarinos. En ese caso, se supone que cada salto se ve afectado por ruido gaussiano en la ecuación (3), y σ_n^2 indica la varianza de ruido acumulada total. La decisión definitiva después de cada ruido aditivo transforma cada salto en un canal sin memoria discreto equivalente. Por simplicidad, se empieza asumiendo que únicamente está presente ruido de AWGN y que un procesador de señales digitales asistido por genio puede eliminar perfectamente todos los demás impedimentos de canal.

La **Figura 6** ilustra un modelo equivalente de la trayectoria de transmisión 500 ilustrada en la Figura 5. Para el ejemplo supuesto de la transmisión de BPSK con una entrada binaria $x \in \{+1, -1\}$, la decisión definitiva de cada unidad de decisión definitiva 328 en la Figura 5 puede representarse como un segmento de canal de un Canal Simétrico Binario (BSC) 600-1, 600-2, ..., 600-(H-1). El BSC es un canal binario, es decir, puede transmitir únicamente uno de dos posibles valores binarios. La transmisión no es perfecta, y ocasionalmente el valor binario de entrada puede "invertirse" durante la transmisión, de modo que el otro de los dos posibles valores binarios se emite en el extremo del BSC. La probabilidad de transmisión errónea es la misma para ambos valores binarios posibles en un BSC.

Cada segmento de canal de BSC 600-1, 600-2, ..., 600-(H-1) puede tener una probabilidad de error igual a

$$P_{h,i} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right) \quad (4),$$

siendo $\operatorname{erfc}(x)$ la función de error complementaria, que se define como

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = 1 - \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt \right) \quad (5).$$

5 Por consiguiente, la trayectoria de transmisión 500 ilustrada en la Figura 5 puede modelarse como una cadena de H-1 teniendo cada uno de los BSC una probabilidad de error $P_{h,i}$ y un componente de ruido de AWGN n_H de la última sub-trayectoria.

10 En otras palabras, si suponemos transmisión de BPSK con símbolos de canal $x \in \{-1, +1\}$, cada cuantificador intermedio (decisión definitiva) transforma esa parte del segmento de canal a un BSC equivalente con la probabilidad de error dada en la ecuación (4). Puede modelar por lo tanto el canal así como la concatenación de H-1 BSC cada uno con probabilidad de error $P_{h,i}$.

15 La **Figura 7** ilustra un modelo equivalente adicional de las trayectorias de transmisión 500, 600 ilustradas en las Figuras 5 y 6. Los H-1 segmentos de BSC 600-1, 600-2, ..., 600-(H-1) de la trayectoria de transmisión 600 ilustrada en la Figura 6 pueden modelarse de manera equivalente como un único BSC. Por consiguiente, la trayectoria de transmisión 700 de la Figura 7 puede representarse como un único BSC efectivo 700-1 con una probabilidad de error efectiva P_{eff} y el componente de ruido de AWGN n_H de la última sub-trayectoria. En un ejemplo, la probabilidad de error efectiva P_{eff} del BSC efectivo 700-1 puede ser igual a

$$\begin{aligned} P_{eff} &= \frac{1}{2} \left(1 - \left(1 - 2P_{h,i} \right)^{H-1} \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \left(1 - \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} \right) \right)^{H-1} \right) = \\ &= \frac{1}{2} \left(1 - \left(1 - \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right) \right)^{H-1} \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right) \right)^{H-1} \end{aligned} \quad (6).$$

20 La probabilidad de transición de canal de la trayectoria de transmisión 700 ilustrada en la Figura 7 puede obtenerse mediante un modelo de mezcla gaussiana como

$$p(y|x) = \sum_{\tilde{x} \in \{\pm 1\}} p(y, \tilde{x} | x) = \sum_{\tilde{x} \in \{\pm 1\}} p(y | \tilde{x}) P(\tilde{x} | x) \quad (7),$$

25 con

$$p(y|x=+1) = \sum_{\tilde{x} \in \{\pm 1\}} p(y | \tilde{x}) P(\tilde{x} | x=+1) = (1 - P_{eff}) p(y | \tilde{x} = +1) + P_{eff} p(y | \tilde{x} = -1) \quad (8)$$

30 y

$$p(y|x=-1) = \sum_{\tilde{x} \in \{\pm 1\}} p(y | \tilde{x}) P(\tilde{x} | x=-1) = (1 - P_{eff}) p(y | \tilde{x} = -1) + P_{eff} p(y | \tilde{x} = +1) \quad (9).$$

35 \tilde{x} representa el valor binario de entrada x después del pasaje del BSC 700-1 que tiene la probabilidad efectiva P_{eff} .

Independientemente de la salida y de la trayectoria de transmisión 700, la distribución de probabilidad $p(y)$ bajo la suposición de valores de entrada aleatorios independientes e idénticamente distribuidos x puede determinarse como

$$p(y) = \frac{1}{2} p(y|x=+1) + \frac{1}{2} p(y|x=-1) = \frac{1}{2} p(y|\tilde{x}=+1) + \frac{1}{2} p(y|\tilde{x}=-1) \quad (10).$$

40 Como puede observarse a partir de la ecuación (10), $p(y)$ puede ser independiente de P_{eff} , es decir $p(y)$ puede ser indistinguible para un caso donde $P_{eff} = 0$ de un caso donde $P_{eff} \neq 0$. La distribución $p(y)$ puede ser bi-gaussiana, que puede observarse para transmitir valores de datos modulados de BPSK a través de una trayectoria de transmisión con únicamente AWGN. Sin embargo, la influencia de los errores adicionales del BSC puede ser perjudicial durante FEC

en un elemento de recepción que recibe la salida y de la trayectoria de transmisión. Si únicamente se considera $p(y)$ para FEC, no se puede distinguir entre un caso donde únicamente está presente AWGN y un caso donde están presentes distorsiones adicionales de la entrada binaria x por el BSC.

5 La **Figura 8** ilustra un receptor 800 que recibe una señal óptica y desde una trayectoria de transmisión 700 como se describe en detalle con referencia a la Figura 7 y deriva valores de datos decodificados de la señal recibida y . El decodificador 800 comprende una unidad de estimación de Información de Estado de Canal (CSI) 801, una unidad de cálculo de LLR 802 y un decodificador 803 que implementa una regla de decodificación de Comprobación de Paridad de Baja Densidad (LDPC), por ejemplo. La unidad de CSI 801, la unidad de cálculo de probabilidad 802 y el
10 decodificador 803 se muestran como elementos únicos en la Figura 7, sin embargo, la funcionalidad de estos elementos puede realizarse como alternativa por una o más unidades de procesamiento u otros elementos adecuados.

La unidad de CSI 801 puede determinar información de estado de canal relacionada con la trayectoria de transmisión 700 basándose en la señal recibida y . Por ejemplo, la unidad de CSI 801 puede estimar la potencia de componente de ruido de AWGN $\sigma_{h,i}^2$ de la señal recibida y e introducir la $\sigma_{h,i}^2$ estimada a la unidad de cálculo de probabilidad 802.
15

La unidad de cálculo de probabilidad 802 puede calcular LLR como información flexible de acuerdo con

$$\tilde{L} = L(y | \tilde{x}) = \log \left(\frac{P(y | \tilde{x} = +1)}{P(y | \tilde{x} = -1)} \right) = \frac{2y}{\sigma_{h,i}^2} \quad (11).$$

20 El decodificador 803 puede tomar un valor de probabilidad calculado \tilde{L} de la unidad de cálculo de probabilidad 802 como una entrada para derivar valores de datos decodificados. Por ejemplo, el decodificador 803 puede usar la regla de decodificación de LDPC para decodificar los valores de datos. Sin embargo, el experto en la materia apreciará que pueden usarse también otros tipos de decodificadores de bloque o convolucionales.

25 Los valores de probabilidad \tilde{L} derivados por la unidad de cálculo de probabilidad 802 no tienen en cuenta que esas distorsiones adicionales por el BSC efectivo 700-1 de la trayectoria de transmisión 700 pueden estar presentes además del componente de ruido de AWGN de la última sub-trayectoria de la trayectoria de transmisión 700. Por consiguiente, un componente de ruido no de AWGN de la señal recibida y y no se tiene en cuenta para los valores de probabilidad \tilde{L} .
30 Obsérvese que un componente de ruido no de AWGN de este tipo es debido a las decisiones definitivas de uno o más nodos intermedios 300 (por ejemplo repetidores). Considerando las distorsiones adicionales por el BSC efectivo, puede derivarse un valor de probabilidad apropiado como

$$\begin{aligned} L(y | x) &= \log \left(\frac{P(y | x = +1)}{P(y | x = -1)} \right) = \log \left(\frac{P_{eff} p(y | \tilde{x} = -1) + (1 - P_{eff}) p(y | \tilde{x} = +1)}{(1 - P_{eff}) p(y | \tilde{x} = -1) + P_{eff} p(y | \tilde{x} = +1)} \right) \\ &= \log \left(\frac{(1 - P_{eff}) \frac{p(y | \tilde{x} = +1)}{p(y | \tilde{x} = -1)} + P_{eff}}{P_{eff} \frac{p(y | \tilde{x} = +1)}{p(y | \tilde{x} = -1)} + 1 - P_{eff}} \right) = \log \left(\frac{(1 - P_{eff}) \exp \left(\frac{2}{\sigma_{h,i}^2} y \right) + P_{eff}}{P_{eff} \exp \left(\frac{2}{\sigma_{h,i}^2} y \right) + 1 - P_{eff}} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

35

$$\begin{aligned}
 &= \log \left(\frac{\left(1 - \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right)^{H-1} \right) \right) \exp \left(\frac{2H}{\sigma_n^2} y \right) + \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right)^{H-1} \right)}{\frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right)^{H-1} \right) \exp \left(\frac{2H}{\sigma_n^2} y \right) + 1 - \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right)^{H-1} \right)} \right) \\
 &= \log \left(\frac{\left(1 + \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right)^{H-1} \right) \exp \left(\frac{2H}{\sigma_n^2} y \right) + \left(1 - \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right)^{H-1} \right)}{\left(1 - \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right)^{H-1} \right) \exp \left(\frac{2H}{\sigma_n^2} y \right) + \left(1 + \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{H}{2\sigma_n^2}} \right)^{H-1} \right)} \right) \quad (13)
 \end{aligned}$$

La ecuación (12) representa el caso general, mientras que la ecuación (13) representa el caso con $H-1$ nodos intermedios en la trayectoria de transmisión como se ilustra en las Figuras 6 a 8.

5 En otras palabras, podría modelarse también el canal como un único BSC seguido por AWGN del último salto. Este BSC equivalente tiene una probabilidad de error efectiva igual a la ecuación (6). La probabilidad de transición de canal del canal en la Figura 7 puede obtenerse como la ecuación (7) con las ecuaciones (8) y (9). Si se observan las muestras recibidas y y se calcula su distribución $p(y)$, se obtiene, suponiendo i.i.d. valores x , una distribución de acuerdo con la ecuación (10) que es un resultado que se vuelve independiente de P_{eff} , y como tal indistinguible del caso donde $P_{eff} = 0$. La distribución como tal es la distribución bi-gaussiana que se observa después de la transmisión de símbolos de BPSK a través del canal de AWGN. Sin embargo, la influencia de los errores adicionales puede ser perjudicial en el motor de FEC. Esto tiene la ventaja de que simplemente mirando en $p(y)$, es indistinguible de únicamente ruido de AWGN que está presente o si adicionalmente, la entrada binaria se distorsiona por los BSC. Esto permite usar estimadores listos para usarse convencionales de información de estado de canal (CSI) para obtener, por ejemplo, una estimación de la varianza de ruido $\sigma_{h,i}^2$. Este estimador puede proporcionar una estimación del ruido-varianza de la parte de AWGN del canal, en concreto $\hat{\sigma}_{h,i}^2$, o simplemente $\hat{\sigma}_h^2$. Un receptor convencional puede calcular las relaciones de probabilidad logarítmica (LLR) de acuerdo con la ecuación (11) bien conocida para canales de AWGN como se muestra en la Figura 8. Sin embargo, el cálculo de las relaciones de probabilidad logarítmica no tiene en cuenta la presencia del BSC adicional antes de la parte de AWGN del canal. De hecho, el cálculo de las LLR de acuerdo con el modelo de canal de la Figura 7 debe ser igual a las ecuaciones (12) y (13), siendo la ecuación (12) el caso general y teniendo en cuenta la ecuación (13) el espaciado equidistante de las regeneraciones intermedias de $H-1$.

25 Un ejemplo de un aparato 900 que puede derivar valores de probabilidad L teniendo en cuenta las distorsiones por el BSC se ilustra en la **Figura 9**.

30 El aparato 900 comprende una primera unidad de cálculo de probabilidad 902 y una segunda unidad de cálculo de probabilidad 901. La primera unidad de cálculo de probabilidad 902 puede determinar un primer valor de probabilidad \tilde{L} para un valor de datos codificado de la señal recibida y basándose en el componente de ruido de AWGN de la señal de entrada y , por ejemplo, usando la ecuación (11). La segunda unidad de cálculo de probabilidad 901 puede derivar un segundo valor de probabilidad L basándose en el primer valor de probabilidad \tilde{L} para el valor de datos codificado y la probabilidad de error efectiva P_{eff} de la trayectoria de transmisión de la señal de recepción, por ejemplo, usando la ecuación (14).

35 Para derivar el segundo valor de probabilidad L , la segunda unidad de cálculo de probabilidad 901 puede combinar, por ejemplo linealmente o no linealmente, la probabilidad de error efectiva P_{eff} y el primer valor de probabilidad \tilde{L} . En algunas realizaciones, la segunda unidad de cálculo de probabilidad 901 puede derivar el segundo valor de probabilidad L determinando una relación de una primera combinación de la probabilidad de error efectiva P_{eff} y el primer valor de probabilidad \tilde{L} y una segunda combinación de la probabilidad de error efectiva P_{eff} y el primer valor de probabilidad \tilde{L} .

45 La primera y segunda unidades de cálculo de probabilidad 901, 902 se muestran como elementos de circuito individual en la Figura 9, sin embargo, pueden proporcionarse también como un único elemento de circuito que tiene la funcionalidad de ambas unidades de cálculo. De manera a modo de ejemplo, la primera y segunda unidades de cálculo de probabilidad 901, 902 pueden proporcionarse como una o más unidades de procesamiento u otros elementos de circuito adecuados.

Para determinar el segundo valor de probabilidad L la ecuación (12) y la ecuación (11) pueden combinarse a

$$L=L(y|x) = \log \left(\frac{(1-P_{eff}) \exp\left(\frac{2}{\sigma_{h,i}^2} y\right) + P_{eff}}{P_{eff} \exp\left(\frac{2}{\sigma_{h,i}^2} y\right) + 1 - P_{eff}} \right) \quad (14).$$

$$= \log \left(\frac{(1-P_{eff}) \exp(\tilde{L}) + P_{eff}}{P_{eff} \exp(\tilde{L}) + 1 - P_{eff}} \right) =: f(\tilde{L})$$

- 5 En particular, la segunda unidad de cálculo de probabilidad 901 puede configurarse para determinar el segundo valor de probabilidad L de acuerdo con la ecuación (14).

La **Figura 10** ilustra un ejemplo de un aparato 1000 que usa una realización del aparato 900 ilustrado en la Figura 9. El aparato 1000 puede ser, por ejemplo, un receptor, en particular un receptor de un sistema de comunicación óptica.

- 10 El aparato 1000 es similar al receptor 800 ilustrado en la Figura 8. El aparato 1000 recibe una señal de entrada y de una trayectoria de transmisión, que puede ser, por ejemplo, la trayectoria de transmisión 700 analizada en relación con la Figura 7. El aparato 1000 comprende una primera unidad de cálculo de probabilidad 902, que puede comprender adicionalmente una funcionalidad de estimación de CSI que es correspondiente o similar a la unidad de CSI 801 del receptor 800 ilustrado en la Figura 8. La primera unidad de cálculo de probabilidad 902 puede determinar un primer o
- 15 un valor de probabilidad intermedio \tilde{L} para una muestra de señal recibida y basándose en el componente de ruido de AWGN de la señal de entrada y , por ejemplo usando la ecuación (11). El primer valor de probabilidad \tilde{L} puede introducirse a la segunda unidad de cálculo de probabilidad 901, que puede derivar un segundo valor de probabilidad o actualizado L basándose en el primer valor de probabilidad \tilde{L} y la probabilidad de error efectiva del canal de transmisión P_{eff} , por ejemplo, usando la ecuación (14). El segundo valor de probabilidad \tilde{L} de la segunda unidad de
- 20 cálculo de probabilidad 901 puede introducirse a un decodificador 1003 para derivar valores de datos decodificados. Por ejemplo, el decodificador 1003 puede usar una regla de LDPC para decodificar los valores de datos. Sin embargo, el experto en la materia apreciará que el decodificador 1003 no está limitado a una configuración de este tipo. Usando la probabilidad de error efectiva P_{eff} de la trayectoria de transmisión de la señal de entrada y , el segundo valor de probabilidad L tiene en cuenta distorsiones de señal por la trayectoria de transmisión modelada como BSC, de modo
- 25 que pueden alimentarse segundos valores de probabilidad corregidos en consecuencia al decodificador 1003.

En otras palabras, algunas realizaciones proponen una regla de cálculo lista para usarse para LLR de AWGN y a continuación, mediante post-procesamiento, proponen convertir las LLR en valores que son adecuados para el modelo propuesto con regeneración intermedia.

- 30 La Figura 11 ilustra un ejemplo de una relación entre el primer valor de probabilidad \tilde{L} y el segundo valor de probabilidad L para diferentes probabilidades de error eficaces P_{eff} . La abscisa representa el primer valor de probabilidad \tilde{L} . La ordenada representa el segundo valor de probabilidad L .

- 35 Como puede observarse a partir de la Figura 11, el segundo valor de probabilidad L está limitado a un intervalo de valores con un límite superior UL y un límite inferior LL dependiendo de la probabilidad de error efectiva P_{eff} . El primer valor de probabilidad \tilde{L} se transforma al segundo valor de probabilidad limitado L .

- 40 La ecuación (14) como se ilustra en la Figura 11 puede aproximarse. Por ejemplo, la ecuación (14) puede aproximarse por una función lineal por partes como

$$\lim_{\tilde{L} \rightarrow \pm\infty} f(\tilde{L}) = \pm \log \left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}} \right) \quad (15)$$

y como

- 45

$$f'(\tilde{L}) := \frac{\partial}{\partial \tilde{L}} f(\tilde{L}) = - \frac{\left(\frac{\exp(\tilde{L})(P_{eff} - 1)}{P_{eff} \exp(\tilde{L}) - P_{eff} + 1} + \frac{P_{eff} \exp(\tilde{L})(P_{eff} - \exp(\tilde{L})(P_{eff} - 1))}{(P_{eff} \exp(\tilde{L}) - P_{eff} + 1)^2} \right) (P_{eff} \exp(\tilde{L}) - P_{eff} + 1)}{P_{eff} - \exp(\tilde{L})(P_{eff} - 1)} \quad (16).$$

Para transmisión a una tasa de datos alta y una SNR alta con $f(0) = 1 - 2P_{eff} \approx 1$ como $P_{eff} \ll 1$, la ecuación (14) puede aproximarse como

5

$$L = f(\tilde{L}) \approx \begin{cases} -\log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) & \text{sí } \tilde{L} \leq -\log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) \\ \tilde{L} & \text{sí } -\log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) < \tilde{L} < \log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) \\ \log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) & \text{sí } \tilde{L} \geq \log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) \end{cases} \quad (17).$$

Adicionalmente, si la primera y segunda unidades de cálculo de probabilidad 901, 902 se proporcionan como un único elemento, por ejemplo, una única unidad de procesamiento, la ecuación (17) puede expresarse como

10

$$L \approx \begin{cases} -\log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) & \text{sí } \frac{2y}{\sigma_{h,i}^2} \leq -\log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) \\ \frac{2y}{\sigma_{h,i}^2} & \text{sí } -\log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) < \frac{2y}{\sigma_{h,i}^2} < \log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) \\ \log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) & \text{sí } \frac{2y}{\sigma_{h,i}^2} \geq \log\left(\frac{1 - P_{eff}}{P_{eff}}\right) \end{cases} \quad (18).$$

La ecuación (18) es equivalente a la ecuación (17), sin embargo, la ecuación (18) omite la etapa intermedia de derivación del primer valor de probabilidad \tilde{L} .

15

En otras palabras, puede aproximarse la ecuación (14) por una función lineal por partes a su forma distinta como las ecuaciones (15) y (16). Y para $f(0) = 1 - 2P_{eff} \approx 1$ como normalmente en sistemas de alta SNR a alta tasa y $P_{eff} \ll 1$ por lo tanto puede aproximarse la ecuación (14) como la ecuación (17). Esto produce el sistema mostrado en las Figuras 9 y 10, que coloca la función de saturación detrás del motor de cálculo de LLR listo para usarse 902 con un motor de saturación 901 que implementa la función $f(\tilde{L})$ que produce las LLR corregidas para el decodificador de LDPC. Puede combinarse también ambos motores de cálculo 901, 902 en uno único, que calcula la ecuación (18).

20

La **Figura 12** ilustra una relación entre una tasa de error de bits (BER) y una SNR para el receptor ilustrado en la Figura 8 y para el ejemplo de un aparato ilustrado en la Figura 10.

25

En el ejemplo dado en la Figura 12, se supone una trayectoria de transmisión con $H=5$ nodos intermedios espaciados equidistantemente similares al nodo intermedio 300 ilustrado en la Figura 3. Se supone adicionalmente una regla de LDPC con 25 % de carga usada para decodificar el valor de datos codificados de la señal recibida y.

30

La abscisa de la Figura 12 representa la SNR acumulada de la señal recibida con ruido y introducida al receptor 800 y 1000 en unidades de dB. La ordenada representa la BER del valor de datos decodificados emitido por el receptor 800 y el aparato 1000. La BER es la tasa de bits recibida de un flujo de datos a través de un canal de comunicación que se ha modificado debido a ruido, interferencia, distorsión o errores de sincronización de bits. La línea 1201 representa la BER para el receptor 800 usando la ecuación (11), mientras que la línea 1202 representa la BER para el aparato 1000 que puede derivar un segundo valor de probabilidad L basándose en el primer valor de probabilidad \tilde{L} para el valor de datos codificado y la probabilidad de error efectiva P_{eff} por ejemplo, usando la ecuación (14).

35

Como puede observarse a partir de la Figura 12, la SNR requerida para una misma BER o muy similar es para el receptor 1000 aproximadamente 0,6 dB inferior que para el receptor 800 debido al uso de los segundos valores de probabilidad, que pueden derivarse en el aparato 1000. Por consiguiente, el aparato 1000 puede considerarse como menos sensible al ruido.

5 En otras palabras, pueden ilustrarse algunas ventajas del concepto propuesto mediante un pequeño ejemplo de simulación, donde se supone un canal con $H=5$ repetidores espaciados equidistantemente y un código de LDPC con tara del 25 %. A partir de los resultados de simulación mostrados en la Figura 12 (como una función de la SNR total acumulada) puede observarse claramente que el sistema tiene en cuenta el cálculo de LLR modificada mejora el rendimiento del cálculo del sistema únicamente LLR convencionales listas para usarse de acuerdo con la ecuación (11) en 0,6 dB.

Hasta este punto, la probabilidad de error efectiva P_{eff} se consideró como un valor dado. En redes de transmisión convencionales, un control de red superior que conoce la trayectoria de señal exacta puede configurar un aparato, que recibe la señal, en consecuencia. Sin embargo, para la mayoría de los sistemas de transmisión este no es el caso, de modo que la probabilidad de error efectiva P_{eff} necesita determinarse o estimarse. Se ha mostrado anteriormente que la distribución $p(y)$ no depende de P_{eff} . Por consiguiente, P_{eff} no puede derivarse de la señal y introducida al aparato y la distribución $p(y)$ en solitario.

20 La Figura 13 ilustra un aparato receptor de ejemplo 1300 que puede estimar la probabilidad de error efectiva del BSC P_{eff} . El aparato 1300 es hasta algún punto similar al aparato 1000 ilustrado en la Figura 10. El aparato 1300 está configurado para estimar la probabilidad de error efectiva P_{eff} usando el primer valor de probabilidad \tilde{L} , una decisión definitiva del valor de datos decodificado \hat{x} y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN $\hat{\sigma}_{h,i}^2$ de la señal y . En algunas realizaciones, el aparato 1300 puede estimar la probabilidad de error efectiva P_{eff} mediante la determinación de una relación de la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN $\hat{\sigma}_{h,i}^2$ y una combinación del primer valor de probabilidad \tilde{L} , la decisión definitiva del valor de datos decodificado \hat{x} y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN $\hat{\sigma}_{h,i}^2$.

30 En comparación con el aparato 1000, el aparato 1300 puede comprender adicionalmente un combinador de señal 1301, una unidad de decisión definitiva de error 1302, una unidad de recuento 1303, una unidad de relación de recuento 1304 y unidad de estimación de probabilidad de error efectiva 1305.

35 El combinador de señal 1301 puede combinar el primer valor de probabilidad \tilde{L} emitido por la primera unidad de cálculo de probabilidad 902 con una decisión definitiva del valor de datos decodificado \hat{x} . En una realización, un valor combinado \tilde{L}'' puede determinarse, por ejemplo, como

$$\tilde{L}'' = \hat{x}\tilde{L} \approx \log \left(\frac{p(y | \tilde{x} = +1)}{p(y | \tilde{x} = -1)} \right)_{x=+1} \quad (19).$$

40 Es decir, por ejemplo, el valor de probabilidad dado como $X = +1$ se ha transmitido mediante la trayectoria de transmisión. El valor combinado \tilde{L}'' puede usarse adicionalmente para estimar los parámetros del modelo de mezcla gaussiano empleado

$$p(y | x = +1) = \sum_{\tilde{x} \in \{\pm 1\}} p(y | \tilde{x}) P(\tilde{x} | x = +1) = (1 - P_{eff}) p(y | \tilde{x} = +1) + P_{eff} p(y | \tilde{x} = -1) \quad (20),$$

45 que se determina por dos funciones gaussianas. Para estimar estos parámetros, puede usarse una regla similar a K -medias simplificada.

50 El valor combinado \tilde{L}'' puede introducirse a la unidad de decisión definitiva de error 1302 para determinar una decisión definitiva \hat{t} del valor combinado \tilde{L}'' . Por ejemplo, la unidad de decisión definitiva de error 1302 puede estar configurada para determinar la decisión definitiva \hat{t} del valor combinado \tilde{L}'' como

$$\hat{t} = \begin{cases} +1 & \text{si } \hat{x}\tilde{L} > 0 \\ -1 & \text{de lo contrario} \end{cases} \quad (21).$$

55 La decisión definitiva \hat{t} del valor combinado \tilde{L}'' puede introducirse a la unidad de recuento 1303. La unidad de recuento 1303 puede proporcionar al menos dos contadores para el primer y segundo valores de recuento C^- y C^+ que dependen de la decisión definitiva \hat{t} del valor combinado \tilde{L}'' . Por ejemplo, el valor de recuento C^- puede aumentarse

si la decisión definitiva $\hat{t} = -1$ y el valor de recuento C_+ puede aumentarse si la decisión definitiva $\hat{t} = +1$. La unidad de recuento 1303 puede comprender adicionalmente una entrada para una señal de reseteo. La señal de reseteo puede usarse para establecer periódicamente valores de recuento C_- y C_+ a cero para evitar desbordamiento de contador y para permitir una nueva estimación en caso de que los parámetros de canal de la trayectoria de transmisión varíen.

El primer y segundo valores de recuento C_- y C_+ pueden introducirse a la unidad de radio de recuento 1304 que puede determinar, por ejemplo, una relación de recuento $P_{<0}$ del primer valor de recuento C_- y una suma del primer y segundo valores de recuento C_- y C_+ . La relación de recuento $P_{<0}$ puede interpretarse como una probabilidad basándose en una combinación del primer valor de probabilidad \tilde{L} y la decisión definitiva del valor de datos decodificado \hat{x} . La relación de recuento $P_{<0}$ puede determinarse, por ejemplo, de acuerdo con

$$P_{<0} = \frac{C_-}{C_- + C_+} \quad (22).$$

La relación de recuento puede introducirse a la unidad de estimación de probabilidad de error efectiva 1305 que puede determinar la probabilidad de error efectiva P_{eff} basándose en la relación de recuento de entrada $P_{<0}$ y la potencia de ruido $\hat{\sigma}_{h,i}^2$ de la señal y . La potencia de ruido $\hat{\sigma}_{h,i}^2$ puede determinarse, por ejemplo, por una unidad de CSI que puede ser parte de la primera unidad de estimación de probabilidad 902 y puede introducirse adicionalmente a la unidad de estimación de probabilidad de error efectiva 1305. Por ejemplo, la relación entre la probabilidad de error efectiva P_{eff} , la relación de recuento $P_{<0}$ y la potencia de ruido $\hat{\sigma}_{h,i}^2$ puede determinarse como

$$P_{<0} = (1 - P_{eff}) \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{h,i}^2}} \exp\left(-\frac{(t-1)^2}{2\sigma_{h,i}^2}\right) dt + P_{eff} \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{h,i}^2}} \exp\left(-\frac{(t+1)^2}{2\sigma_{h,i}^2}\right) dt \quad (23).$$

Resolviendo la ecuación (23) para P_{eff} conduce a

$$\hat{P}_{eff} = \frac{P_{<0} - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}}\right)}{\operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}}\right)} \quad (24).$$

Por lo tanto, la unidad de estimación de probabilidad de error efectiva 1005 puede determinar, por ejemplo, la probabilidad de error efectiva P_{eff} de acuerdo con la ecuación (24). La probabilidad de error efectiva estimada P_{eff} puede introducirse a la segunda unidad de estimación de probabilidad 902. Por consiguiente, la probabilidad de error efectiva actualizada P_{eff} puede proporcionarse a la segunda unidad de estimación de probabilidad 902.

La ecuación (24) puede proporcionarse aproximadamente. Aproximar la función de error complementaria como

$$\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}}\right) \approx \frac{1}{6} \exp\left(\frac{-1}{2\sigma_{h,i}^2}\right) + \frac{1}{2} \exp\left(\frac{-2}{3\sigma_{h,i}^2}\right) \quad (25)$$

conduce a

$$P_{eff} \approx \frac{P_{<0} - \frac{1}{12} \exp\left(\frac{-1}{2\sigma_{h,i}^2}\right) - \frac{1}{4} \exp\left(\frac{-2}{3\sigma_{h,i}^2}\right)}{1 - \frac{1}{6} \exp\left(\frac{-1}{2\sigma_{h,i}^2}\right) - \frac{1}{2} \exp\left(\frac{-2}{3\sigma_{h,i}^2}\right)} \quad (26).$$

Una expresión simplificada puede obtenerse si la función de error complementaria se aproxima como

$$\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}}\right) \approx \alpha \exp\left(\frac{-\beta}{2\sigma_{h,i}^2}\right) \quad (27),$$

5 siendo α y β constantes elegidas para minimizar, por ejemplo, el error medio cuadrático. Por ejemplo, puede elegirse $\alpha = 0,8543$ y $\beta = 1,9406$.

10 Para evitar calcular una función exponencial como en la ecuación (27), puede usarse en su lugar una aproximación polinómica para la función de error complementaria, ajustada por valores pequeños. Por ejemplo, puede usarse

$$\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}}\right) \approx \frac{\alpha}{2\sigma_{h,i}^2} + \beta \sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} + \gamma \quad (28).$$

15 Por consiguiente, la ecuación (24) puede aproximarse como

$$P_{eff} \approx \frac{P_{<0} - \frac{1}{2} \left(\frac{\alpha}{2\sigma_{h,i}^2} + \beta \sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} + \gamma \right)}{1 - \left(\frac{\alpha}{2\sigma_{h,i}^2} + \beta \sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} + \gamma \right)} \quad (29).$$

20 Como $\operatorname{erfc}(x)$ es una función convexa no creciente para $x > 0$, la primera y segunda derivadas y las reglas de cálculo básicas de la aproximación dan para los coeficientes α y β que $\alpha > 0$ y $\beta < 0$. En particular, los coeficientes α y β pueden determinarse de acuerdo con

$$\beta < -\alpha \sqrt{\frac{2}{\sigma_{h,i}^2}} \quad (30).$$

25 Por ejemplo, puede elegirse $\alpha = 0,4023$, $\beta = -1,2593$ y $\gamma = 1$ para la ecuación (29).

La función de error complementaria puede aproximarse adicionalmente como

$$\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}}\right) \approx \alpha' \sigma_{h,i}^2 + \beta' \sigma_{h,i} + \gamma' \quad (31).$$

30 Por consiguiente, la ecuación (24) puede aproximarse como

$$P_{eff} \approx \frac{P_{<0} - \frac{1}{2}(\alpha'\sigma_{h,i}^2 + \beta\sigma_{h,i} + \gamma')}{1 - (\alpha'\sigma_{h,i}^2 + \beta\sigma_{h,i} + \gamma')} \quad (32).$$

Por ejemplo, puede elegirse $\alpha' = 0,4781$, $\beta' = -0,138$ y $\gamma' = 0,0036$ para la ecuación (32).

- 5 Para las trayectorias de transmisión en las que el valor esperado de $\hat{\sigma}_{h,i}^2$ es conocido, puede usarse una expansión en serie de Taylor acerca de $\sigma_{h,i}$. Por ejemplo, si se espera $\sigma_{h,i} = 1/2$, la probabilidad de error efectiva puede aproximarse usando una expansión en serie de Taylor como

$$10 \quad P_{eff} \approx 1,0476692P_{<0} - 0,023834613 + (0,47408855P_{<0} - 0,23704427) \left(\sigma_{h,i} - \frac{1}{2} \right) \quad (33).$$

Como alternativa, pueden realizarse las expansiones en serie de Taylor alrededor de otros puntos. También, puede aplicarse una limitación del intervalo admisible.

- 15 Para determinar la probabilidad de error efectiva P_{eff} , la unidad de estimación de probabilidad de error efectiva 1305 puede comprender una tabla de búsqueda que mantiene un valor de probabilidad de error efectiva P_{eff} que corresponde a una relación de recuento $P_{<0}$ introducida a la unidad de estimación de probabilidad de error efectiva 1305. Los correspondientes valores pueden determinarse, por ejemplo, usando las ecuaciones (24), (26), (29), (32) o (33).

- 20 En otras palabras, pueden usarse las estimaciones de la salida de decodificador de canal \hat{x} (que también son bipolares y no binarias) para calcular valores intermedios \tilde{L} , es decir, los valores de LLR dados que se han transmitido $X = +1$. Estos pueden usarse en un algoritmo similar a K -medias simplificadas para estimar los parámetros del modelo de mezcla gaussiana que se usa. El modelo de mezcla gaussiana usado se calcula a partir de dos gaussianos. En primer lugar, puede hacerse una decisión definitiva en los valores \tilde{L} y obtener una decisión definitiva \hat{t} de acuerdo con la ecuación (21). Y a continuación puede usarse este valor para aumentar los valores de contador C- y C+, dependiendo de \hat{t} . La entrada de reseteo en el bloque de incremento de contador puede establecer periódicamente C- y C+ a cero para evitar el desbordamiento de contador y para posibilitar nueva estimación en caso de variar parámetros de canal. Podemos usar C- y C+ para calcular la relación de recuento $P_{<0}$ de acuerdo con la ecuación (22). Se sabe que la relación de recuento $P_{<0}$ y la probabilidad de error efectiva P_{eff} están relacionadas de acuerdo con la ecuación (23), de modo que la resolución de esta ecuación para P_{eff} produce la ecuación (24). La ecuación (24) puede implementarse, por ejemplo, usando una tabla de búsqueda.

35 La **Figura 14** ilustra una variación del ejemplo de un aparato 1300 ilustrado en la Figura 13. El aparato 1350 ilustrado en la Figura 14 es similar al aparato 1300 ilustrado en la Figura 13 excepto que el segundo valor de probabilidad L se introduce al combinador de señal 1301 en lugar del primer valor de probabilidad \tilde{L} .

40 La **Figura 15** ilustra un ejemplo alternativo de un aparato 1400 que es similar al aparato 1300 ilustrado en la Figura 13 excepto que se elimina el combinador de señal 1301 y la unidad de decisión definitiva de error 1302 y se proporciona un combinador de señal 1401 y una unidad de decisión definitiva de probabilidad 1402.

45 La unidad de decisión definitiva de probabilidad 1402 puede tomar el primer valor de probabilidad \tilde{L} y determinar una decisión definitiva del primer valor de probabilidad \tilde{L} . La decisión definitiva del primer valor de probabilidad \tilde{L} y la decisión definitiva del valor de datos decodificado \hat{x} pueden introducirse al combinador de señal 1401 para combinar estos valores y determinar una decisión definitiva que es igual a la decisión definitiva \hat{t} del valor combinado \tilde{L} del receptor 1300 ilustrado en la Figura 13. El procesamiento adicional de la decisión definitiva es igual al procesamiento descrito en relación con el receptor 1300 ilustrado en la Figura 13. Una descripción detallada del mismo por lo tanto se omitirá.

50 En otras palabras, a medida que el post procesamiento en el receptor requiere conocimiento de la probabilidad de hacer un error en la cadena de regenerador acumulado, se usa un estimador ayudado por código de esta probabilidad, que permite la configuración de la función de post procesamiento.

55 La **Figura 16** ilustra una variación del ejemplo de un aparato 1400 ilustrado en la Figura 15. El aparato 1450 ilustrado en la Figura 16 es similar al aparato 1400 ilustrado en la Figura 15 excepto que la unidad de decisión definitiva de probabilidad 1402 toma el segundo valor de probabilidad L en lugar del primer valor de probabilidad \tilde{L} y determina una decisión definitiva del segundo valor de probabilidad L .

La **Figura 17** ilustra otro ejemplo adicional alternativo de un aparato 1460 que es similar al aparato 1450 ilustrado en

la Figura 16 excepto que el aparato 1460 comprende adicionalmente una unidad de limitación 1410 que puede limitar la probabilidad de error efectiva determinada en la unidad de estimación de probabilidad de error efectiva 1305 a un cierto intervalo de posibles valores. Por ejemplo, la probabilidad de error efectiva P_{eff} puede limitarse a valores comprendidos en $[0, 0,5]$. El intervalo de valores $[0, 0,5]$ puede ser suficiente para describir la probabilidad de error efectiva P_{eff} . En particular, para $P_{eff} = 1$ cada bit puede invertirse de manera determinista de modo que no pueden describirse errores aleatorios. Para $P_{eff} = 0,5$ puede generarse una secuencia completamente aleatoria provocando una distribución plana del segundo valor de probabilidad L que tiene el valor cero. Por consiguiente, no puede recogerse ninguna información en el bit recibido del segundo valor de probabilidad L . Además, P_{eff} puede también estar limitado a intervalos de valores incluidos en $[0, 0,5]$, por ejemplo, $[0, 0,2]$, dependiendo de un método usado para determinar P_{eff} . En general, P_{eff} puede estar limitado a un valor incluido en un intervalo de valores que está comprendido en $[0, 1]$ y es más estrecho que $[0, 1]$.

Usando la ecuación general (24), la unidad de limitación 1410 puede determinar, por ejemplo, la probabilidad de error efectiva P_{eff} de acuerdo con

$$P_{eff} = \max \left(\min \left(\frac{P_{<0} - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} \right)}{\operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} \right)}, \frac{1}{2} \right), 0 \right) \quad (34),$$

siendo $\min(x,y)$ una función que proporciona el más pequeño de los valores x,y y siendo $\max(x, y)$ una función que proporciona el mayor de los valores x, y .

La **Figura 18** ilustra una variación del ejemplo de un aparato 1460 ilustrado en la Figura 17. El aparato 1470 ilustrado en la Figura 18 es similar al aparato 1460 ilustrado en la Figura 17 excepto que la unidad de decisión definitiva de probabilidad 1402 toma el segundo valor de probabilidad L en lugar del primer valor de probabilidad \bar{L} y determina una decisión definitiva del segundo valor de probabilidad L .

La **Figura 19** ilustra la misma situación que la Figura 12. Adicionalmente, la línea 1203 representa la BER para los aparatos 1300, 1350, 1400, 1450 y 1460 que pueden estimar la probabilidad de error efectiva P_{eff} . Como puede observarse de la Figura 19, los aparatos 1300, 1350, 1400, 1450 y 1460 pueden conseguir casi el mismo rendimiento que el aparato 1000 conociendo la probabilidad de error efectiva exacta P_{eff} de un plano de red superior.

En otras palabras, los receptores de las Figuras 13 a 18 se comparan con un receptor que conoce perfectamente P_{eff} , como en la Figura 10. Puede observarse, que se consigue casi exactamente el mismo rendimiento que el receptor que exactamente conoce P_{eff} , que muestra el rendimiento extraordinario del método propuesto.

Para resumir, la **Figura 20** ilustra un diagrama de flujo de un ejemplo de un método para decodificar una señal de recepción que lleva al menos un valor de datos codificado, teniendo la señal de recepción un componente de ruido no de AWGN y de AWGN. El método puede comprender derivar 1601 un segundo valor de probabilidad basándose en un primer valor de probabilidad para el valor de datos codificado y una probabilidad de error efectiva de una trayectoria de transmisión de la señal de recepción. El primer valor de probabilidad está basado en el componente de ruido de AWGN y la probabilidad de error efectiva está basada en el componente de ruido no de AWGN.

El método puede comprender opcionalmente derivar 1602 un valor de datos decodificado basándose en el segundo valor de probabilidad.

Además, el método puede comprender opcionalmente estimar 1603 la probabilidad de error efectiva usando el primer o segundo valor de probabilidad, una decisión definitiva del valor de datos decodificado y una potencia de ruido del componente de ruido de AWGN.

Estimar la probabilidad de error efectiva puede comprender opcionalmente determinar 1604 una relación de la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN y una combinación del primer o segundo valor de probabilidad, la decisión definitiva del valor de datos decodificado y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN.

Estimar la probabilidad de error efectiva puede comprender opcionalmente combinar 1605 el primer o segundo valor de probabilidad y la decisión definitiva del valor de datos decodificado a un valor combinado; determinar una decisión definitiva del valor combinado; aumentar un primer valor de recuento o un segundo valor de recuento basándose en la decisión definitiva del valor combinado; determinar una relación de recuento del primer valor de recuento y una suma del primer y segundo valores de recuento; y la determinación de una relación de la potencia de ruido del

componente de ruido de AWGN y una combinación de la relación de recuento y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN.

5 Estimar la probabilidad de error efectiva puede comprender opcionalmente determinar 1606 una decisión definitiva del primer o segundo valor de probabilidad; combinar la decisión definitiva del primer o segundo valor de probabilidad y la decisión definitiva del valor de datos decodificado a un valor combinado; aumentar un primer valor de recuento o un segundo valor de recuento basándose en el valor combinado; determinar una relación de recuento del primer valor de recuento y una suma del primer y segundo valores de recuento; y la determinación de una relación de la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN y una combinación de la relación de recuento y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN.

Derivar el segundo valor de probabilidad puede comprender opcionalmente combinar 1607 la probabilidad de error efectiva y el primer valor de probabilidad.

15 Derivar el segundo valor de probabilidad puede comprender opcionalmente determinar 1608 una relación de una primera combinación de la probabilidad de error efectiva y el primer valor de probabilidad y una segunda combinación de la probabilidad de error efectiva y el primer valor de probabilidad.

20 El método puede comprender opcionalmente limitar 1609 la probabilidad de error efectiva a un valor incluido en un intervalo de valores que es más estrecho que $[0, 1]$. En particular, el método puede comprender opcionalmente limitar 1609 la probabilidad de error efectiva a un valor incluido en $[0, 0,5]$.

25 Aunque la descripción anterior se centra en un canal de AWGN de entrada binaria, es decir, transmisión de BPSK con una única polarización, los aparatos y métodos anteriores pueden aplicarse adicionalmente a QPSK y transmisión de polarización dual. La transmisión de QPSK con AWGN y mapeo de bits de Gray puede descomponerse en dos entradas binarias con valor real en canales de AWGN, es decir, transmisión de BPSK. Los aparatos y métodos anteriormente descritos pueden usarse también con formatos de modulación de orden superior, por ejemplo, 16QAM.

30 En lo anterior, se han presentado ecuaciones matemáticas a modo de ejemplo para derivar primer y segundo valores de probabilidad, la probabilidad de error efectiva, la relación de recuento, etc. Se entenderá fácilmente por un experto en la materia que pueden usarse expresiones matemáticas diferentes para conseguir los mismos resultados que aquellos presentados en esta divulgación. Por consiguiente, los aparatos y métodos descritos en el presente documento no deberán estar limitados a ecuaciones exactas descritas en el presente documento sino que deberán comprender cualesquiera expresiones matemáticas que consiguen los mismos resultados.

35 La descripción y dibujos ilustran meramente los principios de la invención. Por lo tanto, se apreciará que los expertos en la materia serán capaces de elaborar diversas disposiciones que, aunque no se describen o muestran explícitamente en este documento, incorporan los principios de la invención y se incluyen dentro de su espíritu y alcance. Adicionalmente, todos los ejemplos recitados en este documento se conciben principalmente expresamente para ser únicamente para fines pedagógicos para ayudar al lector en el entendimiento los principios de la invención y los conceptos contribuidos por el inventor o inventores para avanzar en la técnica, y deben interpretarse como sin limitación a tales ejemplos y condiciones específicamente recitados. Además, todas las declaraciones en el presente documento que mencionan principios, aspectos y realizaciones de la invención, así como ejemplos específicos de la misma, pretenden abarcar equivalentes de los mismos.

45 Bloques funcionales indicados como "unidades" (que realizan una cierta función) deberán entenderse como bloques funcionales que comprende circuitería eléctrica analógica y/o digital que se adapta o configura para realizar una cierta función, respectivamente. Una unidad que está adaptada para realizar una cierta función, por lo tanto, no implica que tal unidad necesariamente esté realizando dicha función (en un instante de tiempo dado).

50 Las funciones de diversos elementos mostrados en las figuras, que incluyen cualesquiera bloques funcionales etiquetados como "unidad", "medios", "medios para...", "...", etc., pueden proporcionarse a través del uso de hardware especializado, tal como "un procesador", "un controlador", etc., así como hardware que puede ejecutar software en asociación con software apropiado. Además, cualquier entidad descrita en el presente documento como "unidad", puede corresponder a o implementarse como "uno o más módulos", "uno o más dispositivos", "una o más unidades", etc. Cuando se proporcionan por un procesador, las funciones pueden proporcionarse por un único procesador especializado, por un único procesador compartido, o por una pluralidad de procesadores individuales, algunos de los cuales pueden compartirse. Además, el uso explícito del término "procesador" o "controlador" no debería interpretarse para referirse exclusivamente a hardware capaz de ejecutar software, y puede incluir implícitamente, sin limitación, hardware de procesador de señales digitales (DSP), procesador de red, circuito integrado de aplicación específica (ASIC), campo de matriz de puertas programables (FPGA), memoria de sólo lectura (ROM) para almacenar software, memoria de acceso aleatorio (RAM) y almacenamiento no volátil. También puede incluirse otro hardware, convencional y/o personalizado.

65 Debería apreciarse por los expertos en la materia que cualquier diagrama de bloque en este documento representa vistas conceptuales de circuitería ilustrativa que incorpora los principios de la invención. De manera similar, se

apreciará que cualesquiera gráficos de flujo, diagramas de flujo, diagramas de transición de estado, pseudo código y similares representan diversos procesos que pueden representarse sustancialmente en medio legible por ordenador y ejecutarse de esta forma por un ordenador o procesador, tanto si se muestra explícitamente tal ordenador o procesador como si no.

5 Adicionalmente, las siguientes reivindicaciones se incorporan por la presente en la descripción detallada, donde cada reivindicación puede establecerse por sí misma como una realización separada.

10 Debe observarse adicionalmente que los métodos desvelados en la memoria descriptiva o en las reivindicaciones pueden implementarse por un dispositivo que tiene medios para realizar cada una de las respectivas etapas de estos métodos.

15 Además, debe entenderse que la divulgación de múltiples etapas o funciones desveladas en la especificación o las reivindicaciones no puede interpretarse como dentro del orden específico. Por lo tanto, la divulgación de múltiples etapas o funciones no limitará estas a un orden en particular, a menos que dichas etapas o funciones no sean intercambiables por razones técnicas. Adicionalmente, en algunas realizaciones, una sola etapa puede incluir o puede dividirse en múltiples subetapas. Dichas etapas secundarias pueden estar incluidas y parte de la divulgación de esta única etapa a menos que se excluya explícitamente.

REIVINDICACIONES

1. Un método para decodificar una señal de recepción que lleva al menos un valor de datos codificado, teniendo la señal de recepción un componente de ruido no de AWGN y otro de AWGN, comprendiendo el método:

5 derivar un segundo valor de probabilidad basándose en un primer valor de probabilidad para el valor de datos codificado y una probabilidad de error efectiva de una trayectoria de transmisión de la señal de recepción, suponiéndose que la trayectoria de transmisión comprende H sub-trayectorias siendo H un número entero, en donde el primer valor de probabilidad está basado en el componente de ruido de AWGN que está relacionado con las primeras H-1 sub-trayectorias que están modeladas como canales de BSC, representando la probabilidad de error efectiva las probabilidades de error acumulado de las primeras H-1 sub-trayectorias;

el método **caracterizado por:**

15 derivar un valor de datos decodificado basándose en el segundo valor de probabilidad; y
 estimar la probabilidad de error efectiva usando el primer valor de probabilidad, una decisión definitiva del valor de datos decodificado, una decisión definitiva del valor de datos decodificado y una potencia de ruido del componente de ruido de AWGN:

20 combinar el primer valor de probabilidad y la decisión definitiva de un valor de datos decodificado para obtener un valor combinado;
 proporcionar una decisión definitiva basándose en el valor combinado;
 mantener primer y segundo valores de recuento que se aumentan respectivamente de acuerdo con los valores de decisión definitiva positivos y negativos en valores combinados sucesivos;
 25 calcular una relación de recuento en el primer valor de recuento y una suma del primer y segundo valores de recuento; y
 determinar una aproximación de la probabilidad de error efectiva basándose en la relación de recuento y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN en la señal recibida.

2. El método de la reivindicación 1, en donde la combinación de la relación de recuento y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN corresponde a $P_{<0} - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} \right)$, indicando $\sigma_{h,i}^2$ la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN, indicando $P_{<0}$ la relación de recuento.

3. El método de la reivindicación 1, en donde estimar la probabilidad de error efectiva está basada en una expresión

que es matemáticamente correspondiente a $P_{eff} = \frac{P_{<0} - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} \right)}{\operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{1}{2\sigma_{h,i}^2}} \right)}$, indicando P_{eff} la probabilidad de error

35 efectiva, indicando $\sigma_{h,i}^2$ la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN, indicando $P_{<0}$ la relación de recuento.

4. El método de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente:
 limitar la probabilidad de error efectiva a un valor incluido en un intervalo de valores que es más estrecho que [0, 1].

40 5. El método de la reivindicación 1, que comprende adicionalmente:
 limitar la probabilidad de error efectiva a un valor incluido en [0, 0,5].

6. El método de la reivindicación 1, en donde derivar el segundo valor de probabilidad comprende combinar la probabilidad de error efectiva y el primer valor de probabilidad.

45 7. El método de la reivindicación 1, en donde derivar el segundo valor de probabilidad comprende determinar una relación de una primera combinación de la probabilidad de error efectiva y el primer valor de probabilidad y una segunda combinación de la probabilidad de error efectiva y el primer valor de probabilidad.

50 8. El método de la reivindicación 1, en donde la señal de recepción es una señal óptica.

9. Un programa informático que tiene un código de programa para realizar el método de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador o un procesador.

55 10. Un aparato para decodificar una señal de recepción que lleva al menos un valor de datos codificado, teniendo la señal de recepción un componente de ruido no de AWGN y otro de AWGN, comprendiendo el aparato:
 una unidad de procesador configurada para derivar un segundo valor de probabilidad basándose en un primer valor de probabilidad para el valor de datos codificado y una probabilidad de error efectiva de una trayectoria de transmisión de la señal de recepción, suponiéndose que la trayectoria de transmisión comprende H sub-trayectorias siendo H un

número entero, en donde el primer valor de probabilidad está basado en el componente de ruido de AWGN y en donde la probabilidad de error efectiva está basada en el componente de ruido no de AGWN que está relacionado con las primeras H-1 sub-trayectorias que están modeladas como canales de BSC, representando la probabilidad de error efectiva las probabilidades de error acumulado de las primeras H-1 sub-trayectorias; y **caracterizado por**:

5 un decodificador configurado para derivar un valor de datos decodificado basándose en el segundo valor de probabilidad; y

10 en donde el procesador está configurado adicionalmente para estimar la probabilidad de error efectiva usando el primer valor de probabilidad, una decisión definitiva del valor de datos decodificado y una potencia de ruido del componente de ruido de AWGN:

15 combinar el primer valor de probabilidad y la decisión definitiva de un valor de datos decodificado para obtener un valor combinado; proporcionar una decisión definitiva basándose en el valor combinado;

mantener primer y segundo valores de recuento que se aumentan respectivamente de acuerdo con los valores de decisión definitiva positivos y negativos en valores combinados sucesivos;

15 calcular una relación de recuento en el primer valor de recuento y una suma del primer y segundo valores de recuento; y

20 determinar una aproximación de la probabilidad de error efectiva basándose en la relación de recuento y la potencia de ruido del componente de ruido de AWGN en la señal recibida.

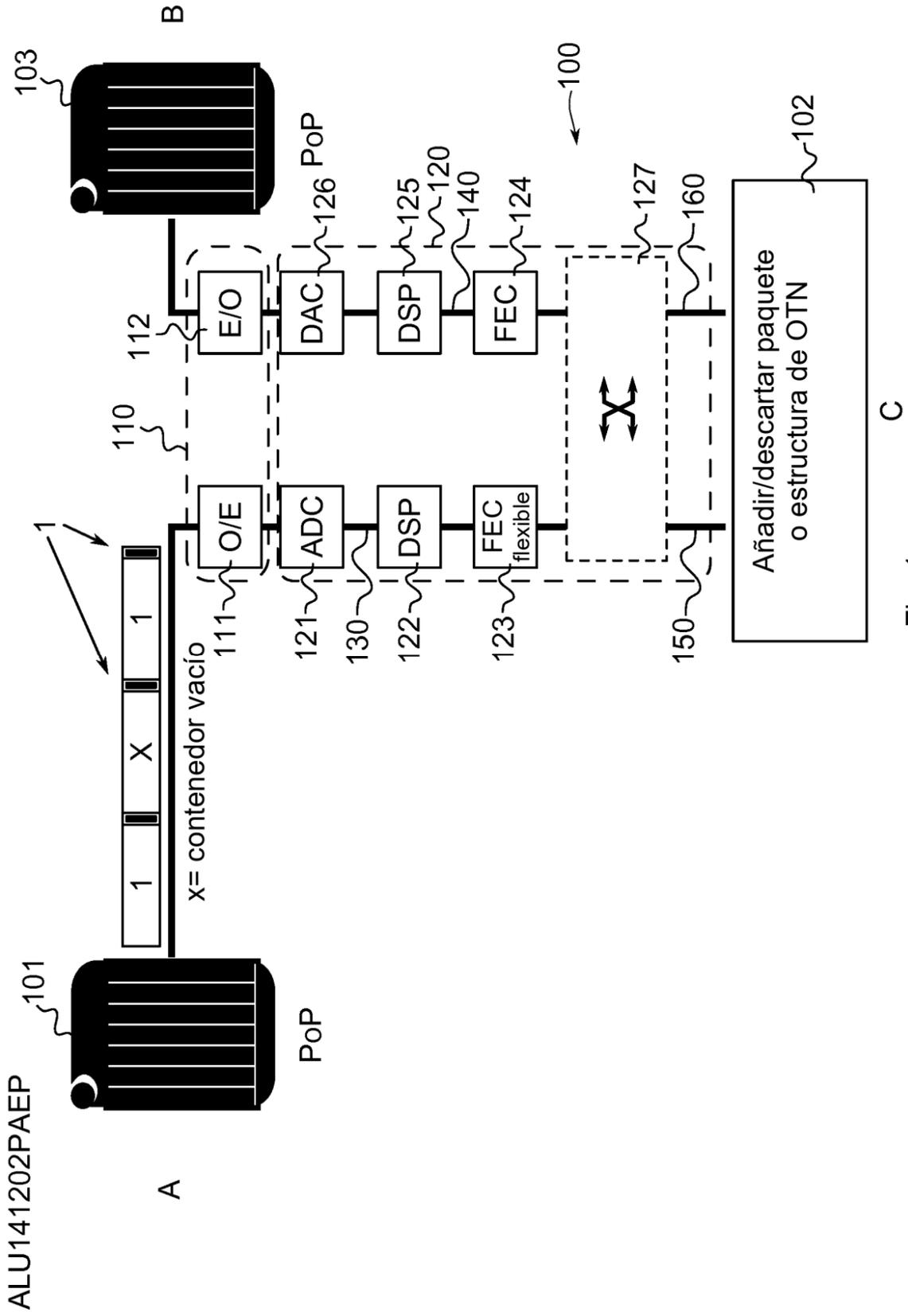
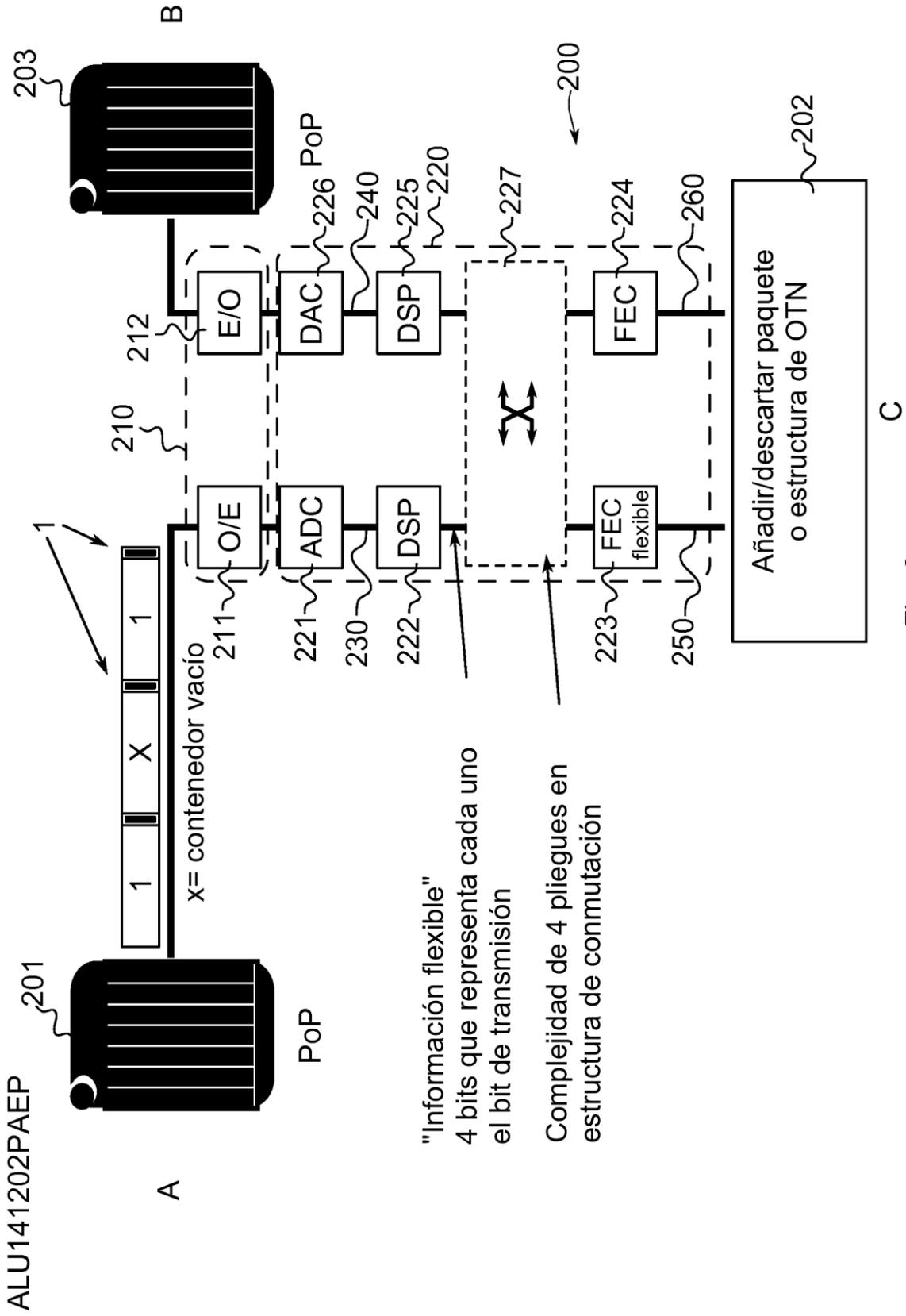


Fig. 1



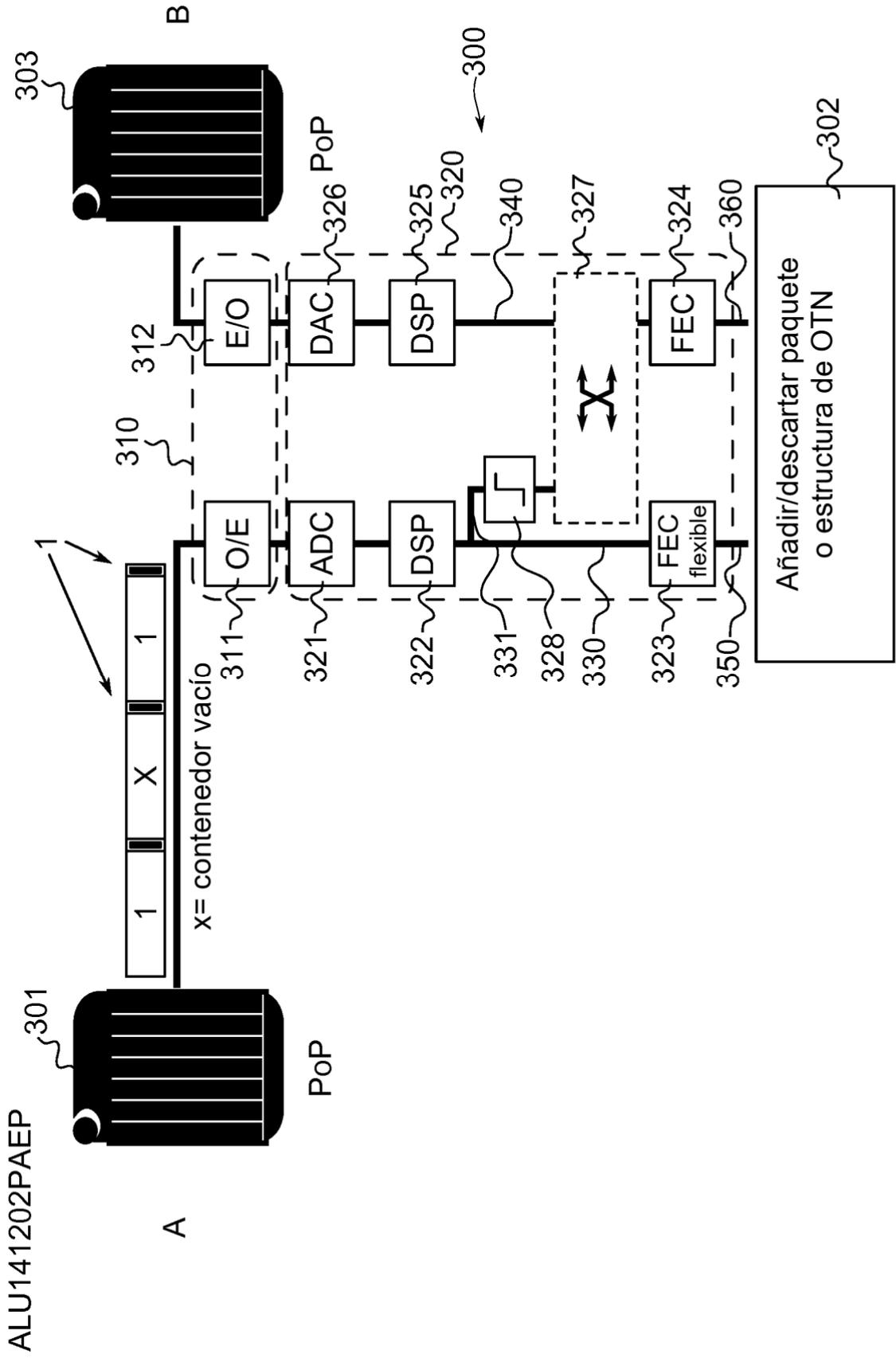


Fig. 3

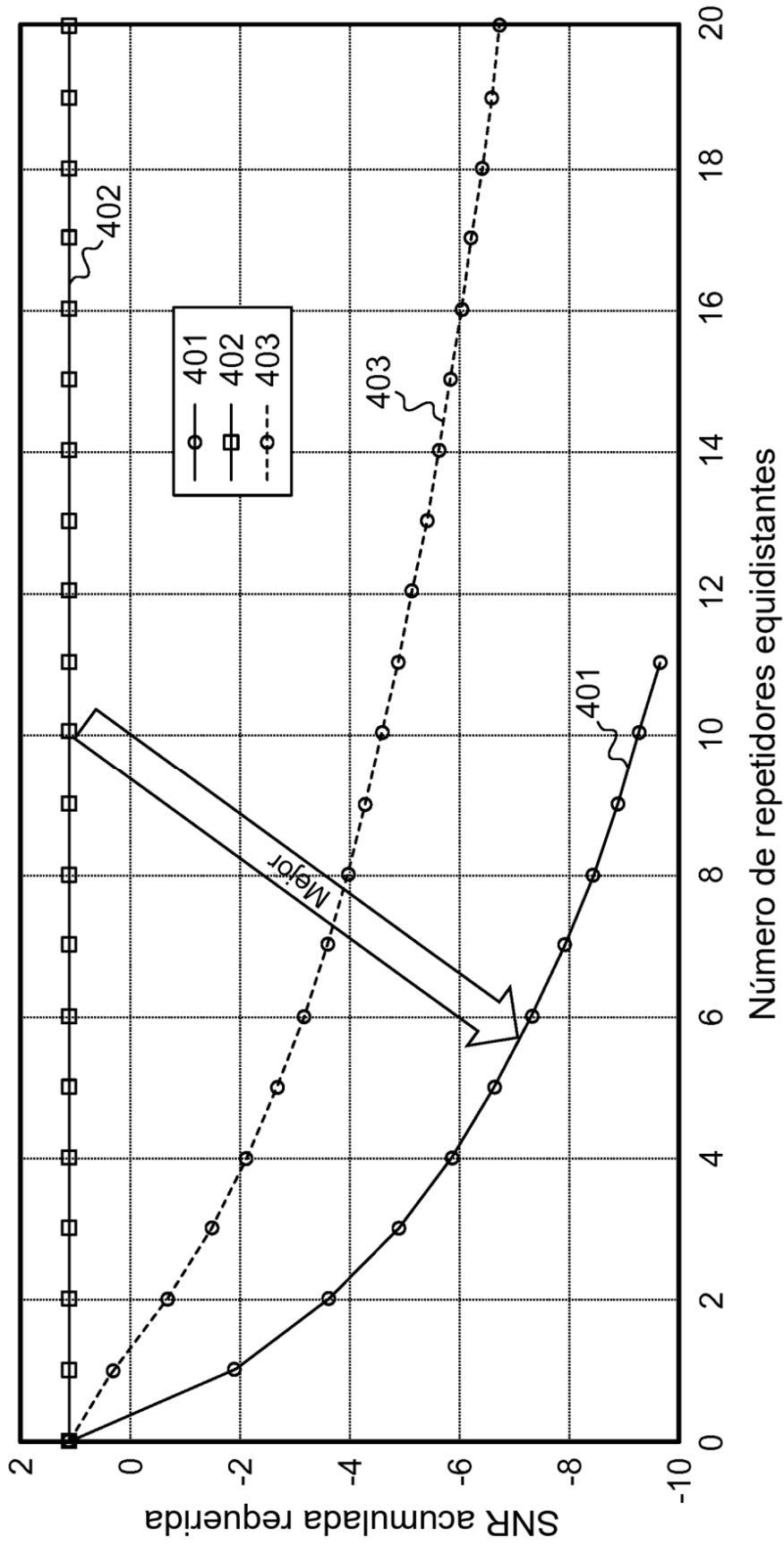


Fig. 4

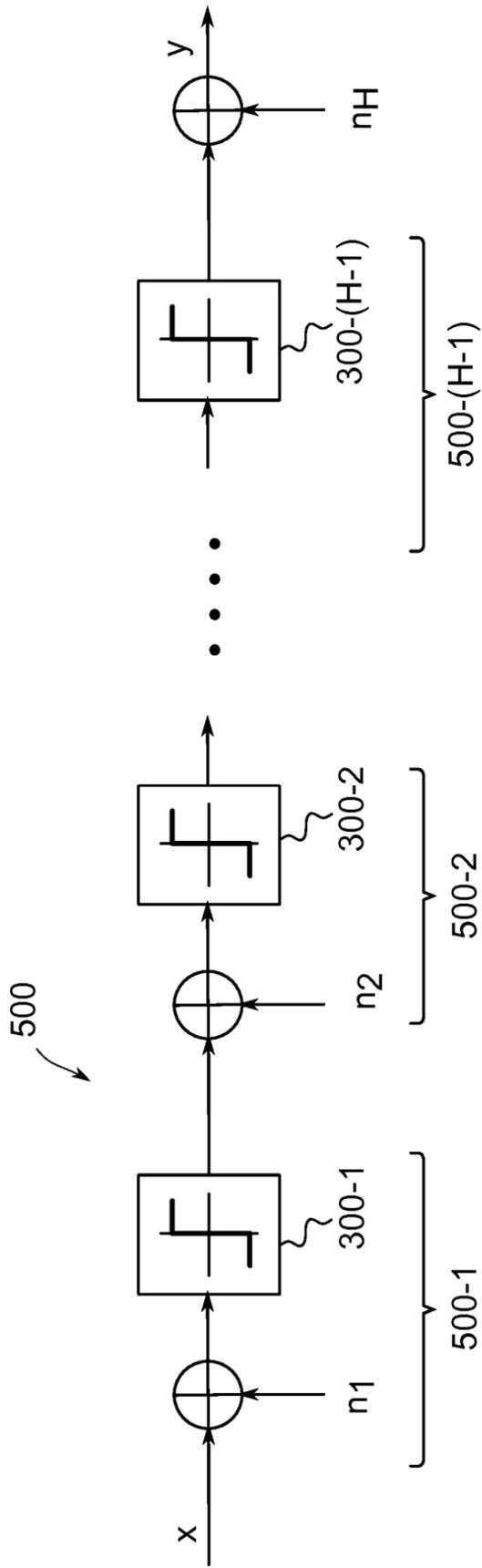


Fig. 5

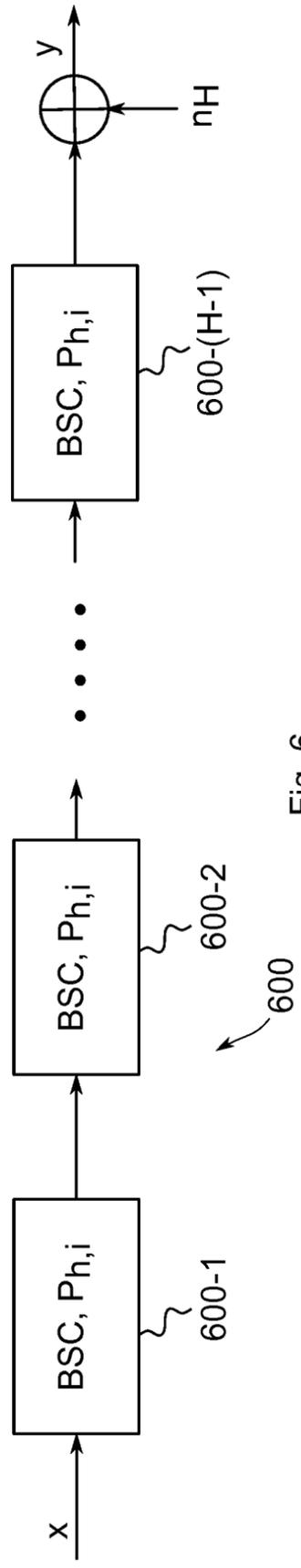


Fig. 6

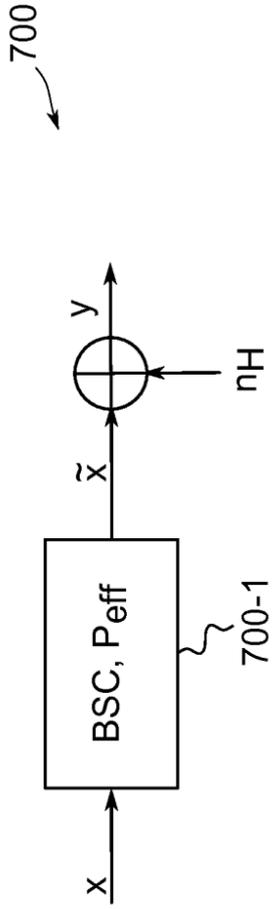


Fig. 7

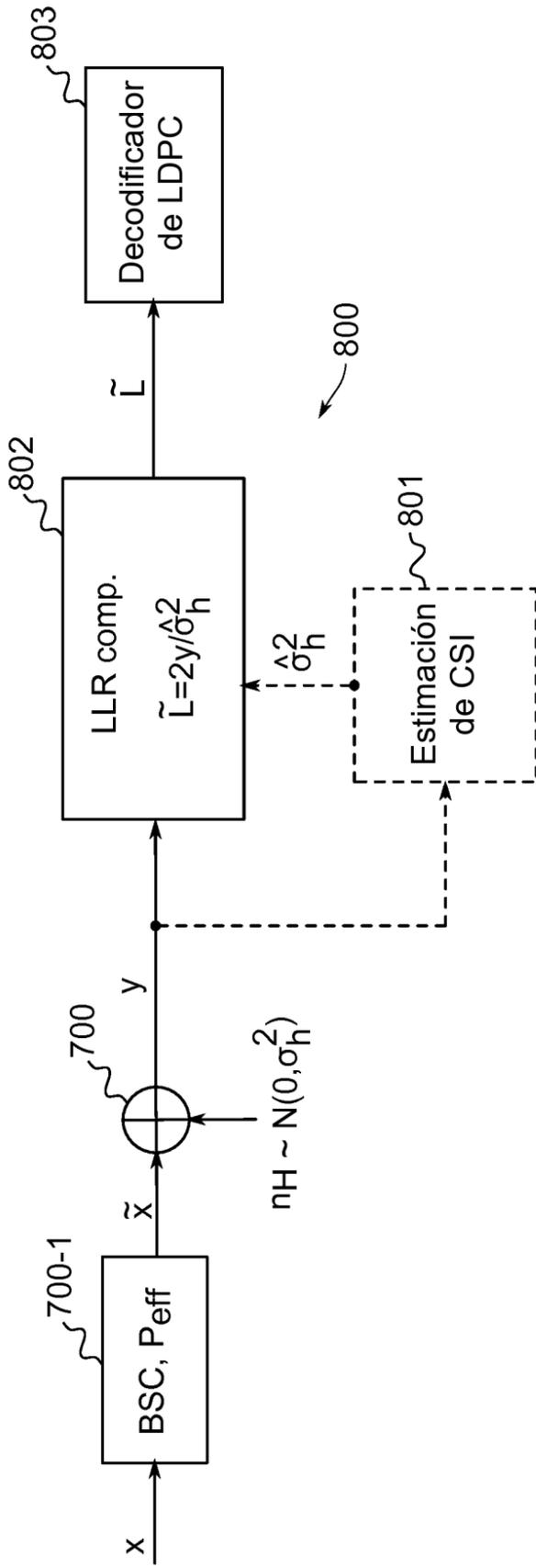


Fig. 8

900

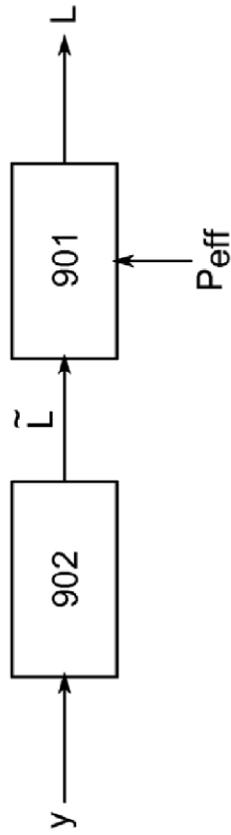


Fig. 9

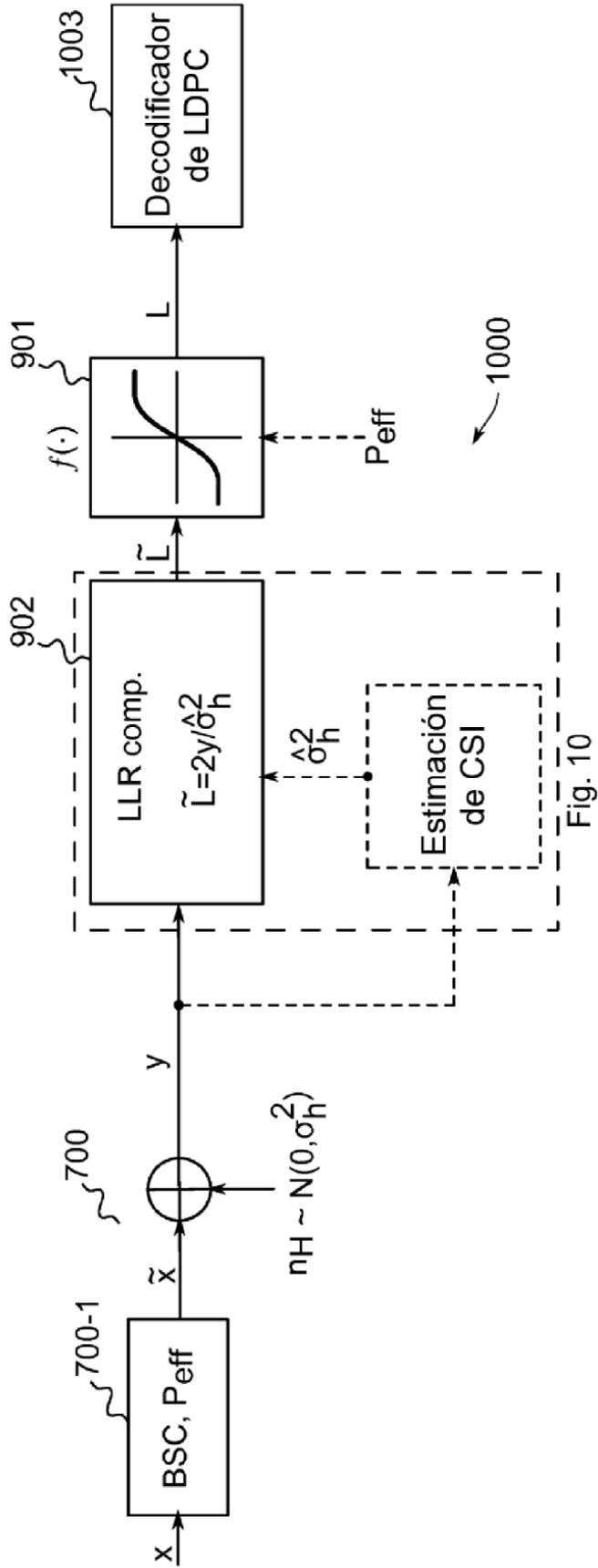


Fig. 10

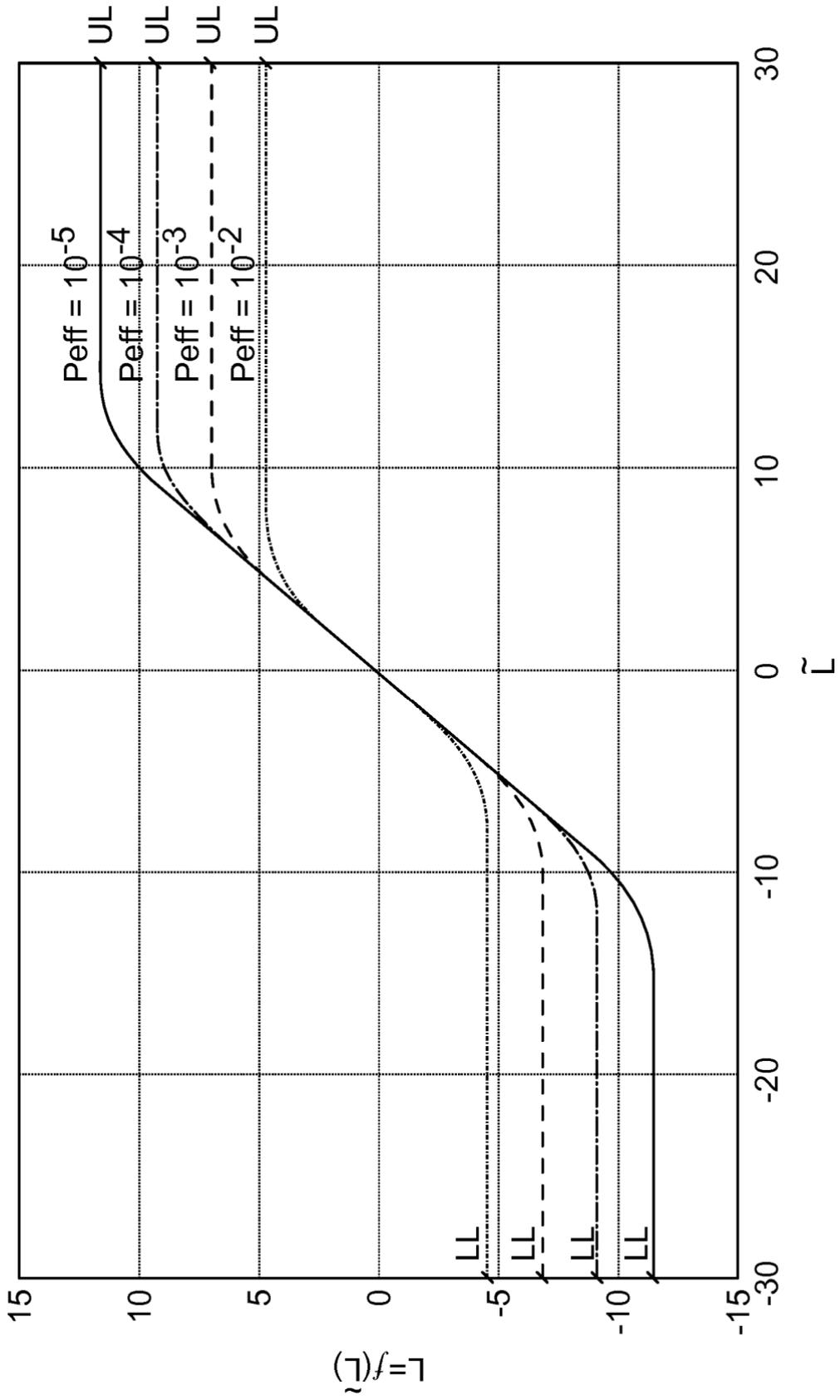


Fig. 11

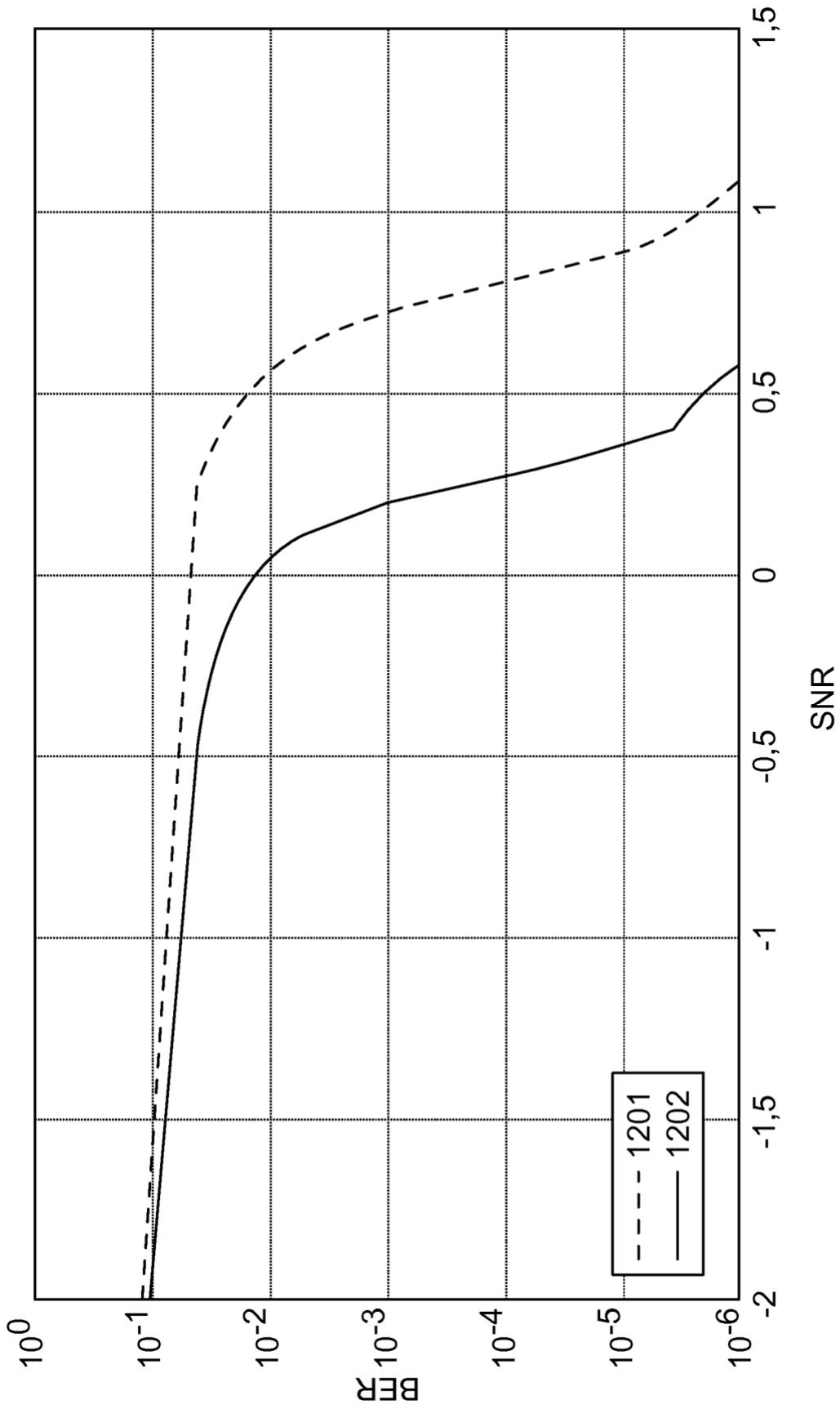


Fig. 12

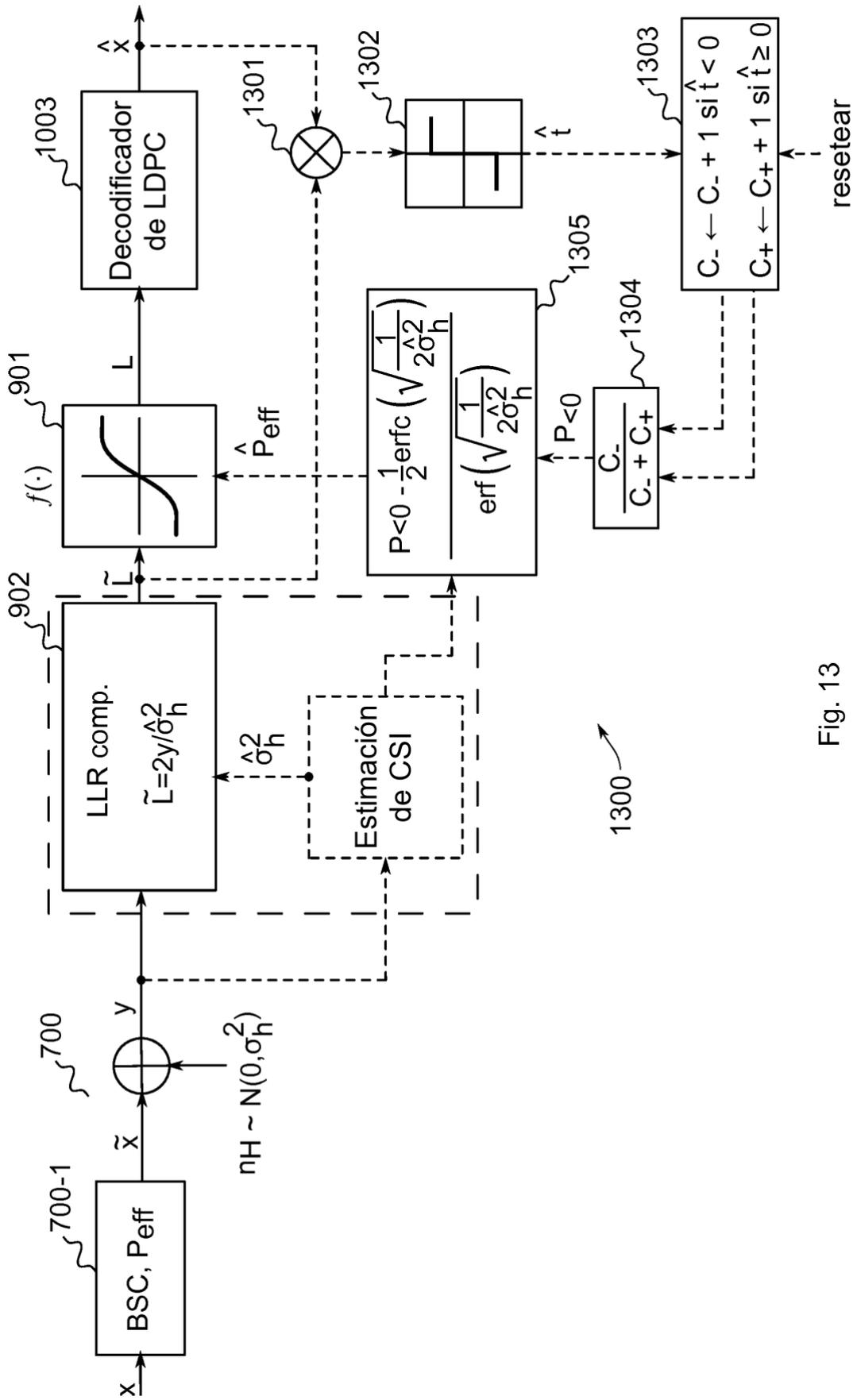


Fig. 13

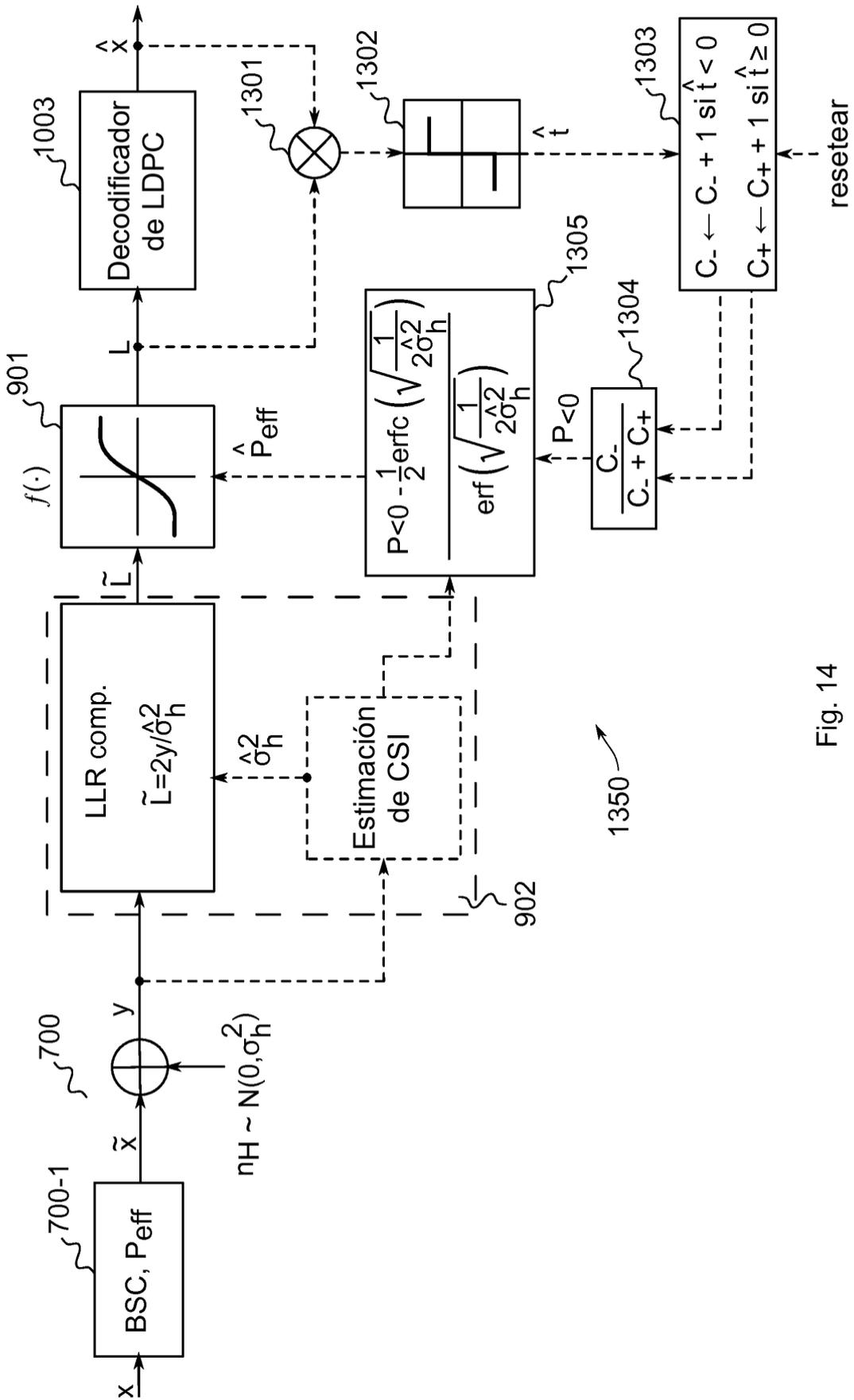


Fig. 14

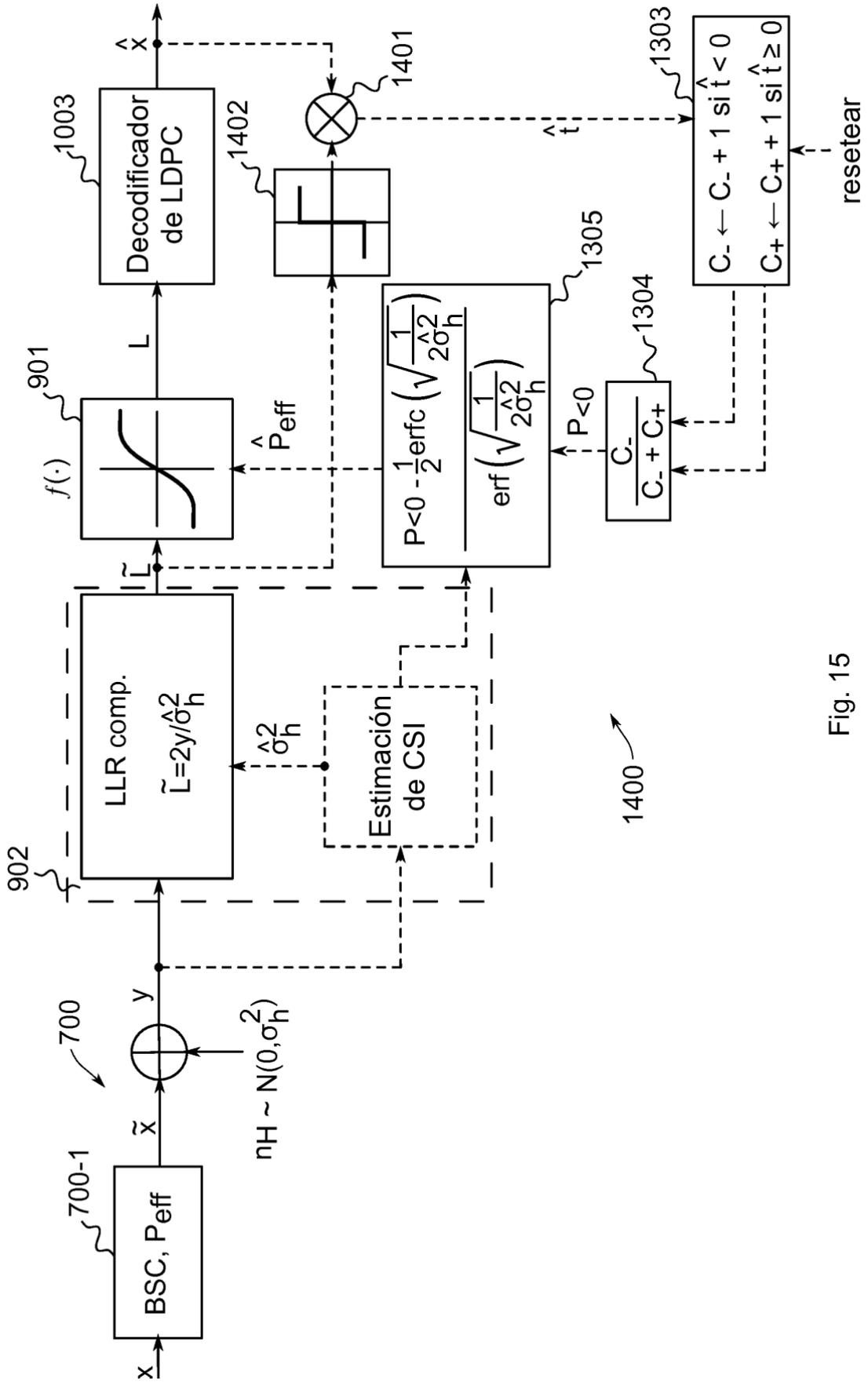


Fig. 15

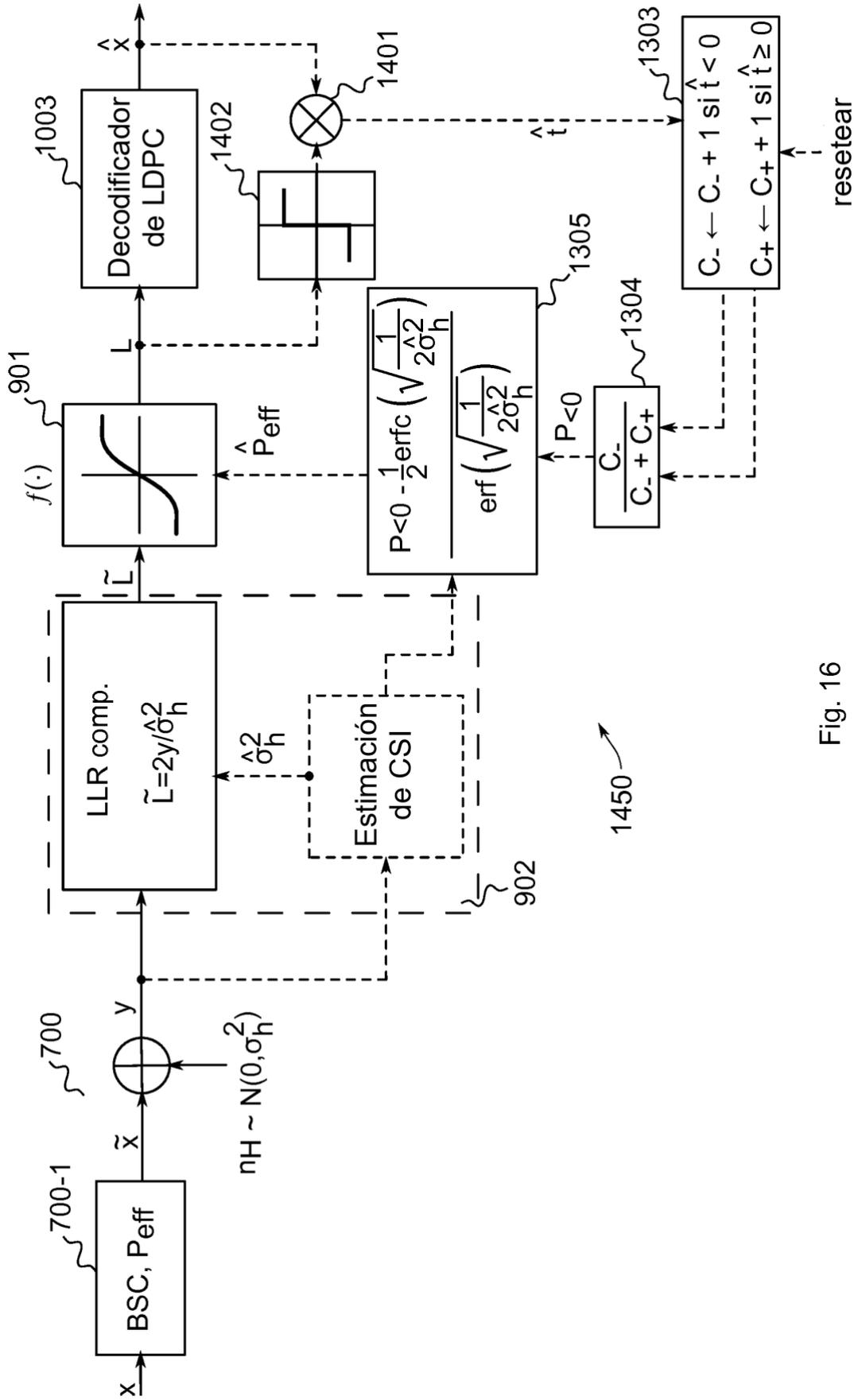


Fig. 16

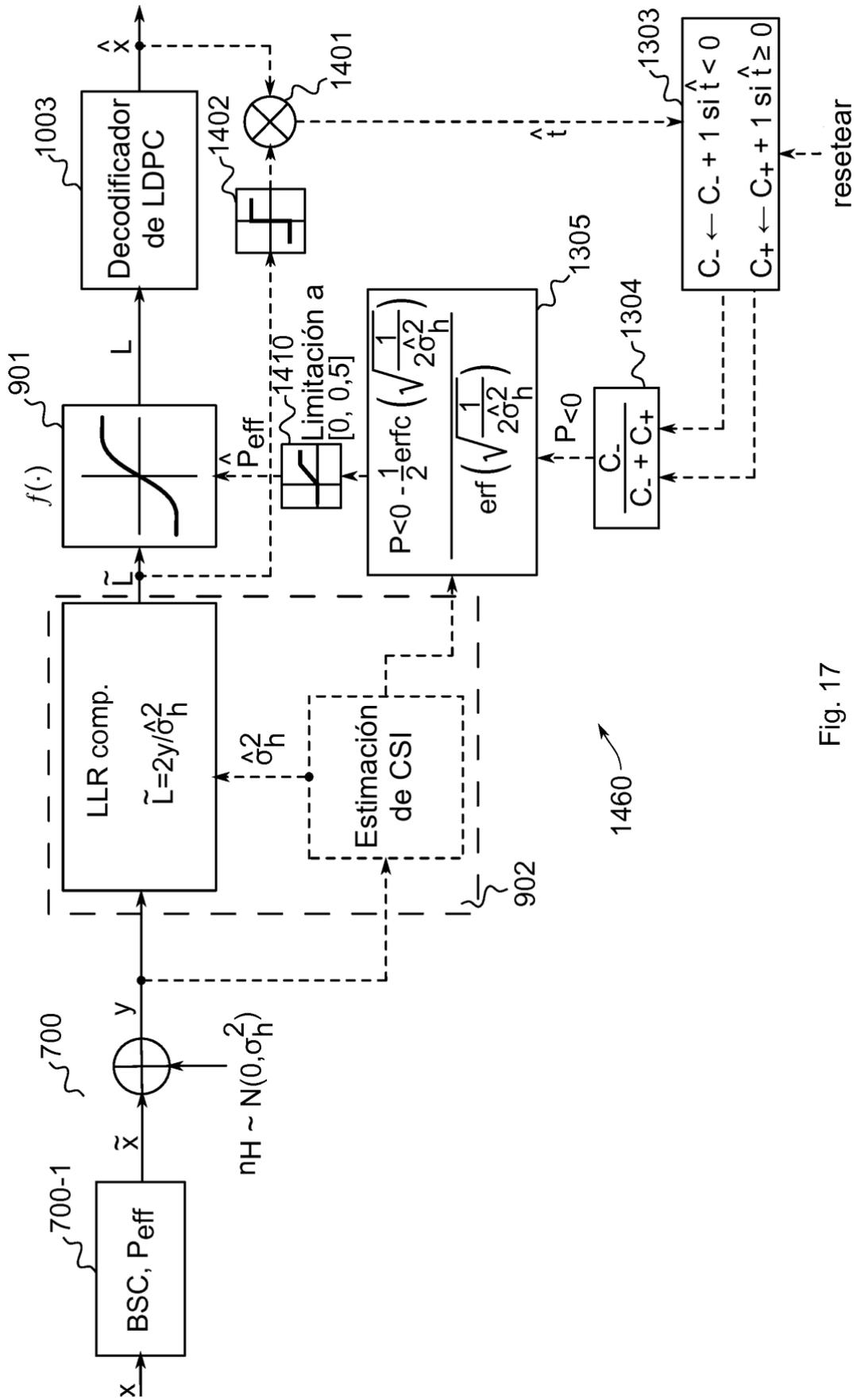


Fig. 17

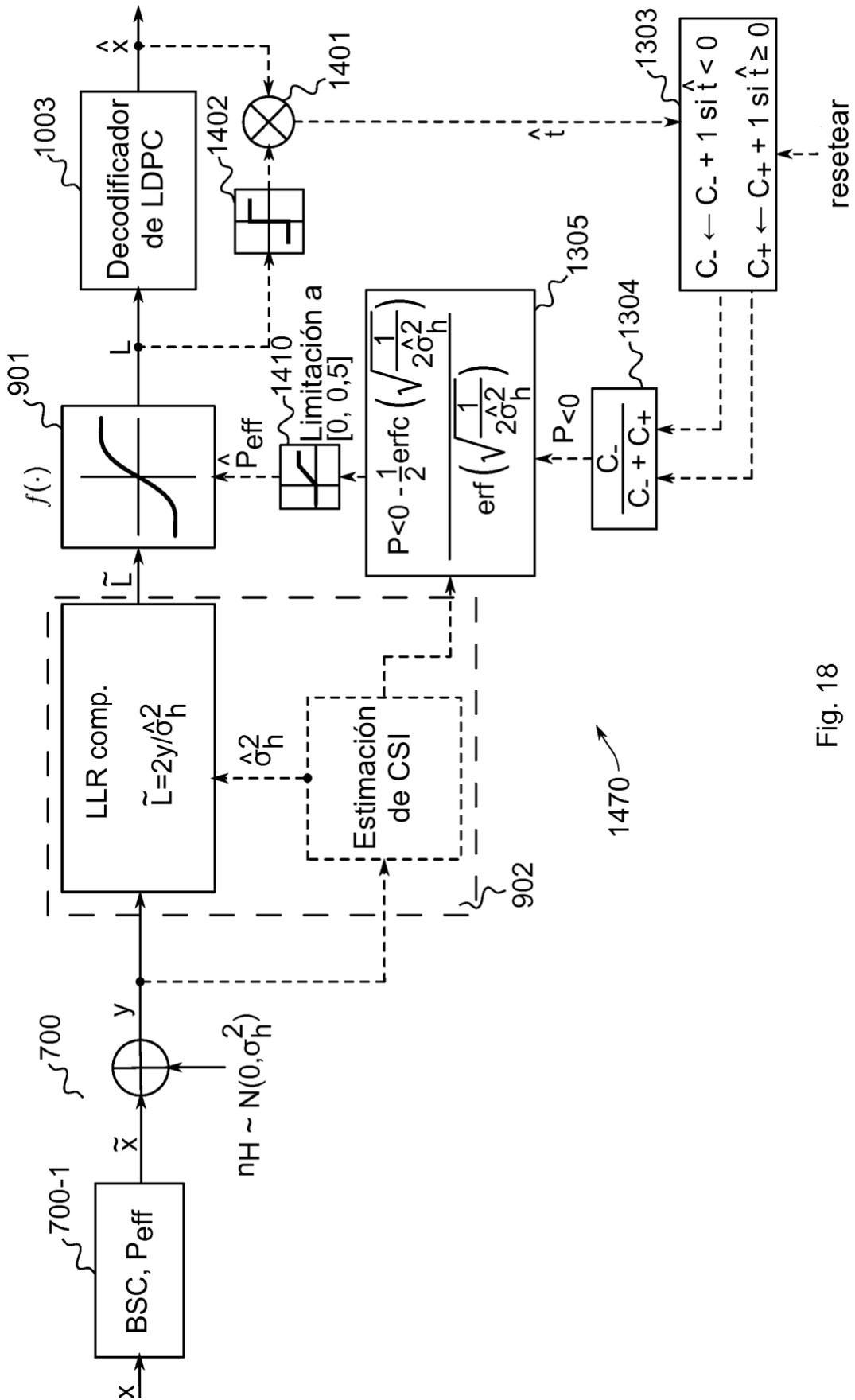


Fig. 18

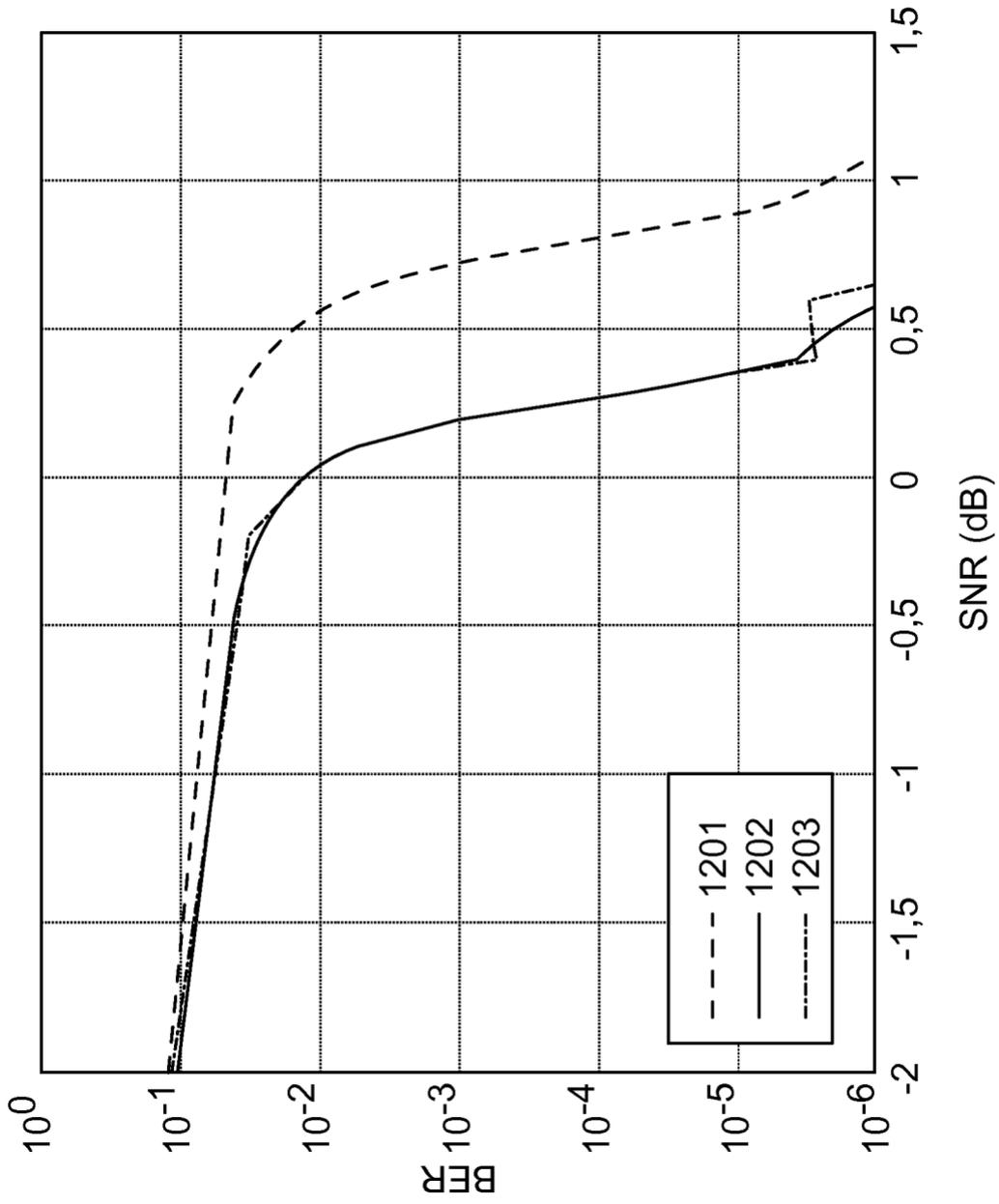


Fig. 19

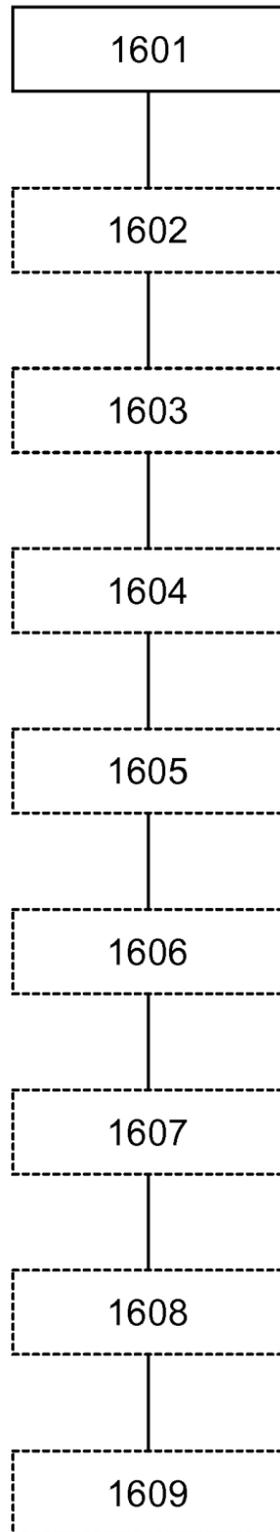


Fig. 20