

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 809 740**

51 Int. Cl.:

H04B 10/40 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.03.2018** **E 18163097 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **29.04.2020** **EP 3544208**

54 Título: **Medición automática del rendimiento de ruido de un transpondedor**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
05.03.2021

73 Titular/es:

XIEON NETWORKS S.À R.L. (100.0%)
3 Rue Sigefroi. Apt. no.13
2536 Luxembourg, LU

72 Inventor/es:

CALABRÒ, STEFANO;
RAPP, LUTZ y
SPINLER, BERNHARD

74 Agente/Representante:

ARAUJO EDO, Mario

ES 2 809 740 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Medición automática del rendimiento de ruido de un transpondedor

5 Campo de la invención

La presente invención pertenece al campo de la transmisión óptica de datos. En particular, la presente invención se refiere a un transpondedor que permite determinar su rendimiento de ruido, así como un método correspondiente. La técnica es adecuada en particular para la caracterización de transpondedores equipados con módulos ópticos enchufables, tales como los módulos enchufables de factor de forma pequeño (SFP y SFP+), módulos enchufables de factor de forma C (CFP) en varias variantes (CFPn con $n = 2, 4, 8, \dots$) y módulos enchufables de factor de forma pequeño de 10 Gigabits (XFP).

Antecedentes de la invención

El despliegue eficaz de transpondedores ópticos en redes ópticas requiere un modelado de rendimiento preciso. En particular, una información precisa sobre el rendimiento del transpondedor permite prescindir de repetidores intermedios y, por lo tanto, ayuda a mantener los costes en un nivel bajo. Además, una información precisa sobre el rendimiento de las conexiones ya instaladas permite seleccionar rutas para nuevas conexiones de tal manera que el rendimiento esté bien equilibrado a lo largo de las conexiones.

Un parámetro clave para la planificación de red es el margen residual que proporciona información sobre el grado de degradación del rendimiento que puede tolerarse antes de que el enlace se averíe. Los cálculos típicos del margen residual se basan en el rendimiento recíproco (back-to-back), comúnmente expresado en términos de la relación óptica señal/ruido (OSNR) necesaria para lograr la tasa de error objetivo en configuración recíproca, es decir, sin una longitud sustancial de fibra entre el transmisor y el receptor. La OSNR requerida varía de una muestra de transpondedor a otra, pero en la mayoría de los casos solo se conocen valores típicos. Por ello, actualmente se usa en aplicaciones prácticas un valor de la OSNR necesaria correspondiente al escenario más pesimista que garantice un operación sin errores para todas las muestras de transpondedor. Sin embargo esto conlleva una planificación conservadora que requiere demasiados repetidores y provoca un mayor coste. En principio, esta situación podría mejorarse si se conociera el rendimiento recíproco de la muestra de transpondedor realmente usada. Así mismo, un método para caracterizar los transpondedores instalados podría ayudar a identificar la causa raíz de un fallo.

A día de hoy, casi todos los transpondedores agregados a las redes ópticas de alto rendimiento que cubren largas distancias se basan en la detección coherente y la multiplexación de polarización. Así mismo, existe una tendencia a desplegar módulos enchufables que pueden enchufarse a tarjetas de transpondedor según demanda. En un ecosistema abierto, un operario de red puede combinar módulos enchufables de diferentes proveedores y enchufarlos a la tarjeta de transpondedor del proveedor del sistema. En este caso, la caracterización exacta de la tarjeta durante la fabricación de la tarjeta ya no es una opción.

Así mismo, medir el rendimiento del transpondedor en el momento de la instalación haciendo uso de los equipos de medición exteriores y las interacciones del menú no es una solución práctica, tanto por razones de coste como en vista del riesgo de resultados de medición incorrectos cuando el personal en el campo lo realiza de manera incorrecta.

Otro posible enfoque, que puede prescindir del uso de equipos exteriores, sería emular niveles de ruido variables agregando términos de ruido en el dominio digital, es decir, en el procesador de señal digital (DSP, "digital signal processor") usado para la generación y detección de señales. No obstante, tales DSP se fabrican por un pequeño número de compañías especializadas que diseñan chips para todo el mercado. Por lo tanto, la personalización es casi imposible desde el punto de vista de los costes y las mediciones de rendimiento no son posibles si la adición de ruido digital no se ha implementado en el DSP, como es actualmente el caso con los DSP disponibles comercialmente. Así mismo, las características del ruido digital "artificial" son diferentes del ruido analógico "real", tales como el ruido térmico y el ruido inducido por una emisión espontánea amplificada (ASE). Un ejemplo de un método de la técnica anterior para modelar el rendimiento de un transpondedor puede encontrarse en "Accurate model to predict performance of coherent optical transponder", Wang Qiang y col., 29.01.2018.

Resumen de la invención

El problema subyacente a la invención es proporcionar un transpondedor y un método que permita un modelado de rendimiento mejorado de los transpondedores en redes ópticas. Este problema se resuelve mediante un transpondedor de acuerdo con la reivindicación 1, así como por un método de acuerdo con la reivindicación 8. En las reivindicaciones dependientes se definen realizaciones ventajosas.

La presente invención proporciona un transpondedor, que comprende un transmisor para generar y transmitir una señal óptica y un receptor para recibir señales ópticas, en el que dicho receptor comprende un conjunto receptor-fotodetector para transformar una señal óptica recibida en una señal eléctrica, y un amplificador de entrada de

receptor en la entrada del receptor adecuado para amplificar las señales ópticas entrantes que va a recibir dicho receptor, en el que dicho amplificador de entrada comprende un medio de ganancia óptica.

5 El transpondedor comprende además una línea de derivación configurada para alimentar selectivamente una señal óptica desde dicho transmisor al receptor, y una unidad de control configurada para determinar el rendimiento del transpondedor, y en particular del receptor del mismo, en relación con un parámetro relacionado con OSNR, controlando el transpondedor para

10 - generar una señal de ruido que va a recibir el receptor operando el amplificador de entrada de receptor para provocar ASE en el amplificador de entrada de receptor y determinar un valor de intensidad de ruido que represente la intensidad de señal de ruido,

15 - generar una señal de prueba en el transmisor y determinar un valor de intensidad de señal que representa la intensidad de señal de prueba, asemejándose la proporción del valor de intensidad de señal en relación al valor de intensidad de ruido a dicho parámetro relacionado con OSNR, y

20 - superponer dicha señal de ruido y dicha señal de prueba, o réplicas de las mismas, para formar una señal combinada que va a recibir dicho receptor y determinar dicho parámetro relacionado con el rendimiento en base a dicha señal combinada, alimentándose dicha señal de prueba desde el transmisor al receptor por medio de dicha línea de derivación para generar dicha señal combinada.

25 En el presente documento, la expresión "valor relacionado con OSNR" podría hacer referencia a un valor de OSNR real, pero la invención no está limitada a esto. En cambio, como se explicará a continuación, el "valor relacionado con OSNR" podría por ejemplo asemejarse al valor de OSNR real pero incluyendo un factor desconocido, o en otras palabras, asemejarse a un "valor de OSNR relativo", que sería un ejemplo de un "valor relacionado con OSNR".

30 La presente invención explota el hecho de que algunos módulos de transpondedor enchufables, en particular, aquellos que hacen uso de elementos ópticos integrados, emplean un medio de ganancia óptica, como un EDFA, para compensar las pérdidas en el chip óptico y lograr la potencia de salida necesaria, así como la potencia óptica necesaria para la detección de señal. La presente invención hace uso de tales medios de ganancia óptica en el lado de recepción para generar valores OSNR variables. Mientras que actualmente, un EDFA sería la opción típica para proporcionar la ganancia óptica, en principio, también podrían usarse para este fin amplificadores ópticos semiconductores.

35 La configuración permite la caracterización automática del rendimiento del transpondedor completo tras su puesta en funcionamiento, sin necesidad de emplear equipos exteriores ni ningún esfuerzo manual. Así mismo, la caracterización del rendimiento puede basarse en la combinación real de la tarjeta de transpondedor y el módulo enchufable.

40 Además, el transpondedor de la invención permite una caracterización del rendimiento que resulta ventajosa frente al escenario considerado anteriormente en el que se emulan niveles de ruido variables añadiendo términos de ruido en el dominio digital. Ante todo, evitando esta emulación, pueden usarse chips DSP ordinarios disponibles comercialmente. Así mismo, el ruido emulado podría agregarse en el lado de transmisión, es decir, antes de proporcionar las señales eléctricas al transmisor, o podría agregarse después de recibir las señales ópticas entrantes. En ambos casos, el ruido digital tiene características diferentes al ruido analógico "real" que proviene de la línea de transmisión. Al agregar el ruido digital después de recibir la señal de entrada, el ruido no es filtrado por el receptor, a diferencia del ruido "real". Por otro lado, cuando el ruido digital es ya introducido en las señales eléctricas frente al transmisor, el ruido también es alterado por el transmisor, mientras que el ruido analógico "real" generado en la línea óptica no se ve afectado por el transmisor. El transpondedor de la invención evita esta desventaja.

50 En una realización preferible, el receptor del transpondedor es un receptor coherente, comprendiendo dicho receptor coherente una fuente de luz de oscilador local, en el que las señales ópticas a recibir se combinan con la luz del oscilador local en el conjunto receptor-fotodetector. En este caso, dicho conjunto receptor-fotodetector es preferentemente un fotodiodo, o un par de fotodiodos equilibrados.

55 En una realización preferible, se determinan uno o ambos de dichos valor de intensidad de señal y valor de intensidad de ruido usando el conjunto receptor-fotodetector.

60 En una realización alternativa, el transpondedor está configurado para determinar el valor de intensidad de ruido por medio de un elemento fotosensible dispuesto entre el amplificador de entrada de receptor y el conjunto receptor-fotodetector.

65 En una realización preferible, dicho transpondedor está configurado para determinar el valor de intensidad de señal por medio de un elemento fotosensible dispuesto entre el transmisor y el conjunto receptor-fotodetector, y, en particular, dispuesto dentro de dicha línea de derivación.

Para determinar el ruido óptico, es decir, el denominador de la OSNR, tiene que considerarse la potencia dentro de un intervalo de frecuencia predeterminado con un ancho normalmente de 0,1 nm. En consecuencia, en una realización preferible, el transpondedor comprende un filtro de paso de banda para filtrar dicha señal de ruido antes de determinar dicho valor de intensidad de ruido. En unas realizaciones preferibles, el filtro de paso de banda es un
 5 filtro de paso de banda ajustable que permite ajustar la frecuencia de la banda de paso a la frecuencia de la señal de prueba.

En una realización alternativa, el filtro de paso de banda es un filtro estático que tiene una banda de paso fija, y la unidad de control está configurada para calcular el valor de intensidad de ruido a la frecuencia de una señal de
 10 prueba que queda fuera de dicha banda de paso en base a información sobre cómo la potencia de ASE generada en dicho amplificador receptor, en un estado de operación dado del mismo (tal como a una potencia de bombeo dada), cambia con la frecuencia. El uso de un filtro estático en lugar de un filtro ajustable reduce los costes. Sin embargo, esto implica que el valor de intensidad de ruido se mida a la "frecuencia incorrecta". Contabilizar cómo la potencia de ASE generada en el amplificador de receptor, en un estado de operación de amplificador dado, cambia con la
 15 frecuencia, permite estimar cuál sería el valor de intensidad de ruido a la "frecuencia correcta".

El adjetivo ajustable se refiere al hecho de que las características de longitud de onda de un dispositivo pueden ser alteradas de manera controlada. Con respecto a un láser, esto significa que la frecuencia central o la longitud de
 20 onda central de la onda de luz emitida puede ser modificada adaptando una señal de control. Cuando se refiere a un filtro de paso de banda, se indica que la banda de paso del filtro puede ser variada en longitud de onda o frecuencia.

En una realización, la unidad de control está configurada para obtener dicha información sobre el cambio de la potencia de ASE con la frecuencia de una tabla de referencia o de un cálculo usando una función pre-guardada.

En una realización alternativa, en la que el receptor es un receptor coherente, dicha unidad de control puede estar configurada para obtener dicha información con respecto al cambio de frecuencia de potencia de ASE controlando el transpondedor para medir una primera intensidad de señal de ruido usando el conjunto receptor-fotodetector con el
 25 oscilador local ajustado a dicha frecuencia de banda de paso y una segunda intensidad de señal de ruido con un oscilador local ajustado a la frecuencia de la señal de prueba.

En una realización preferible, el transpondedor es parte de un módulo enchufable que puede enchufarse a una tarjeta para su uso en un elemento de red.

En una realización preferible, dicho parámetro de rendimiento es una tasa de error de bit, BER ("bit error rate") o una
 35 magnitud de vector de error, EVM ("error vector magnitude").

En una realización preferible, dicha unidad de control está configurada además para realizar la determinación del rendimiento del transpondedor en relación con dicho parámetro relacionado con OSNR para una pluralidad de
 40 intensidades de señal de ruido diferentes, y para determinar, en base a el resultado de esta determinación, uno o ambos de

- un valor de OSNR mínimo, para el que dicho parámetro de rendimiento alcanza un umbral de rendimiento predeterminado, y
- un margen de OSNR que representa una disminución tolerable en OSNR en comparación con una OSNR dada y con un parámetro de rendimiento dado, hasta alcanzar un umbral de rendimiento predeterminado.

Obsérvese que la OSNR en general se da en valores logarítmicos, tal como dB. En consecuencia, para definir el margen de OSNR, no es necesario conocer los valores de OSNR absolutos, sino que es suficiente conocer los
 45 valores de OSNR relativos (es decir, indistintamente de un factor desconocido).

En una realización preferible, dicha unidad de control está configurada para determinar dicho valor de OSNR mínimo o dicho margen de OSNR en base a dicho resultado de dicha determinación del rendimiento del transpondedor en
 50 relación con dicho parámetro relacionado con OSNR y en base a información sobre el enlace óptico al que está conectado dicho transpondedor, teniendo en cuenta de este modo, al menos aproximadamente, fuentes de degradación de señal diferentes a ASE tras la transmisión mediante dicho enlace óptico. En concreto, mientras que
 55 el transpondedor de la invención permite determinar una relación entre un valor de rendimiento, tal como BER y un valor relacionado con OSNR en una medición recíproca (back-to-back), en caso de una operación real del transpondedor para recibir señales ópticas a través del enlace óptico correspondiente, habrá fuentes adicionales de degradación de señal asociadas con el enlace óptico que también tendrán un impacto sobre la BER. Como se explica a continuación en mayor detalle, estas fuentes adicionales de degradación de señal pueden tratarse de la
 60 misma manera que el ruido óptico real, y pueden tenerse en cuenta matemáticamente introduciendo un valor de potencia acústica auxiliar que comprende contribuciones de ASE, así como "contribuciones equivalentes de potencia acústica" relacionadas con el enlace que representan otras fuentes de degradación de señal tras la transmisión en el enlace óptico. Las "contribuciones equivalentes de potencia acústica" dependerán al menos parcialmente de la intensidad de señal. En consecuencia, conociendo tanto la relación entre BER y OSNR por un lado, como la
 65 potencia de las señales ópticas en el enlace correspondiente, es posible hacer una predicción más precisa del valor de OSNR mínimo mencionado anteriormente o del margen de OSNR que también tenga en cuenta otras fuentes de

degradación de señal aparte de ASE al transmitir por dicho enlace. El sistema de gestión de red puede proporcionar la información sobre el enlace óptico al transpondedor.

5 Las distorsiones son típicamente inducidas a través del enlace de transmisión completo. Los efectos de fibra no lineal son una fuente importante de distorsiones de señal y alteran la forma de onda de las señales transmitidas principalmente en regiones de alta potencia de la fibra, es decir, en las regiones de fibra tras los amplificadores ópticos. El alcance de tales distorsiones depende de la potencia óptica y de las características de la fibra, en particular de parámetros como el diámetro de campo de modo, el parámetro de fibra no lineal, la dispersión de velocidad de grupo y el coeficiente de atenuación. Cuantos más parámetros y mejor se conozcan, más exactamente
10 puede calcularse la potencia acústica equivalente. Estrictamente hablando, el alcance de los efectos de fibra no lineal depende de la distribución de la potencia óptica en función de la longitud de onda. No obstante, cuando se usan transmisores modernos basados en modulación de fase o modulación de fase y amplitud combinadas, la dependencia de longitud de onda no es tan fuerte como lo ha sido para la modulación de intensidad. Por lo tanto, pueden obtenerse resultados aceptables simplemente considerando la potencia óptica total en la fibra que, por lo tanto, sería un ejemplo de dicha "información sobre el enlace óptico". Los amplificadores típicos están equipados con monitores que permiten medir la potencia en la salida del amplificador que se envía, ligeramente atenuada, hacia la fibra de transmisión. Esta información puede ser proporcionada, por ejemplo, al transpondedor a través de un sistema de gestión de red. Los parámetros de fibra también pueden ser proporcionados al transpondedor a través de este sistema de gestión que se ha alimentado con datos de una herramienta de planificación. Todo lo anterior se
20 asemeja a ejemplos de la "información sobre el enlace óptico" mencionada anteriormente que permite al menos aproximadamente tener en cuenta las fuentes de degradación diferentes de ASE al transmitir por dicho enlace óptico.

25 Claramente, existen diferentes formas de implementar matemáticamente la determinación del valor de OSNR o el margen de OSNR que pueden ser realizadas por la unidad de control, y la invención no se limita a ninguna forma específica.

30 En este caso, las intensidades de señal de ruido pueden hacerse variar variando la potencia de bombeo del amplificador de entrada de receptor.

En una realización preferible, el transpondedor comprende un interruptor óptico, o un divisor en combinación con unos atenuadores ópticos variables para alimentar selectivamente una señal óptica, desde el transmisor a la línea de derivación.

35 En una realización preferible, el transpondedor es un transpondedor de polarización dual configurado para transmitir y recibir señales con polarización multiplexada de modulación por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK, "quaternary phase shift keying") o de modulación de amplitud en cuadratura (QAM, "quadrature amplitude modulation"), en el que dicho transmisor comprende dos moduladores "en fase y en cuadratura" (IQ), estando cada uno conectado a un combinador de haces de polarización, y en el que dicho receptor comprende dos unidades receptoras IQ, cada una conectada a un divisor de haz de polarización.

40 Dicha línea de derivación está conectada preferentemente con la salida de solo uno de dichos moduladores IQ y está conectada a las dos unidades receptoras IQ.

45 En una realización preferible, la unidad de control está configurada para realizar automáticamente dicha determinación del rendimiento del transpondedor en relación con un parámetro relacionado con OSNR tras la primera instalación del transpondedor en el campo, o tras recibir una señal de activación de un sistema de gestión de red.

50 Otro aspecto de la invención se refiere a un método para medir el rendimiento de un transpondedor, comprendiendo dicho transpondedor un transmisor para generar y transmitir una señal óptica y un receptor para recibir señales ópticas, en el que dicho receptor comprende

- 55 - un conjunto receptor-fotodetector para transformar una señal óptica recibida en una señal eléctrica, y
- un amplificador de entrada de receptor en la entrada del receptor adecuado para amplificar las señales ópticas entrantes que va a recibir dicho receptor, en el que dicho amplificador de entrada comprende un medio de ganancia óptica.

60 El transpondedor al que se refiere el método comprende además una línea de derivación configurada para alimentar selectivamente una señal óptica desde dicho transmisor al receptor.

El método comprende las etapas de

- 65 - generar una señal de ruido que va a recibir el receptor, operando el amplificador de entrada de receptor para de este modo provocar una ASE en el amplificador de entrada de receptor y determinar un valor de intensidad de

ruido que representa la intensidad de señal de ruido,

5 - generar una señal de prueba en el transmisor y determinar un valor de intensidad de señal que representa la intensidad de señal de prueba, en el que la relación del valor de intensidad de señal y el valor de intensidad de ruido se asemeja a dicho parámetro relacionado con OSNR, y

10 - superponer dicha señal de ruido y dicha señal de prueba, o unas réplicas de las mismas, para formar una señal combinada que va a recibir dicho receptor y determinar dicho parámetro relacionado con el rendimiento en base a dicha señal combinada, en el que para generar dicha señal combinada, se alimenta dicha señal de prueba desde el transmisor al receptor por medio de dicha línea de derivación.

15 En una realización preferible, el receptor es un receptor coherente, comprendiendo dicho receptor coherente una fuente de luz de oscilador local, en el que las señales ópticas a recibir son combinadas con la luz del oscilador local en el conjunto receptor-fotodetector. Dicho conjunto receptor-fotodetector puede ser un fotodiodo o un par de fotodiodos equilibrados.

En una realización preferible, uno o ambos de dichos valor de intensidad de señal y valor de intensidad de ruido son determinados usando el conjunto receptor-fotodetector.

20 En una realización preferible, dicho valor de intensidad de ruido es determinado por medio de un elemento fotosensible dispuesto entre el amplificador de entrada de receptor y el conjunto receptor-fotodetector.

25 Preferentemente, dicho valor de intensidad de señal es determinado por medio de un elemento fotosensible dispuesto entre el transmisor y el conjunto receptor-fotodetector, y, en particular, dispuesto dentro de dicha línea de derivación.

30 En una realización preferible, dicha señal de ruido es filtrada usando un filtro de paso de banda antes de determinar dicho valor de intensidad de ruido, en el que dicho filtro de paso de banda es preferentemente un filtro de paso de banda ajustable, y el método comprende una etapa de ajustar la frecuencia de la banda de paso a la frecuencia de la señal de prueba. Como alternativa, dicho filtro de paso de banda puede ser un filtro estático que tiene una banda de paso fija, y el método comprender una etapa de calcular el valor de intensidad de ruido a la frecuencia de una señal de prueba que queda fuera de dicha banda de paso en base a la información de cómo la potencia de ASE generada en dicho amplificador receptor, en un estado de operación dado del mismo (tal como una potencia de bombeado dada), cambia con la frecuencia. En este caso, dicha información puede ser obtenida de una tabla de referencia o de un cálculo usando una función pre-guardada.

40 En una realización preferible, dicha información se obtiene midiendo una primera intensidad de señal de ruido usando el conjunto receptor-fotodetector con el oscilador local ajustado a dicha frecuencia de banda de paso y una segunda intensidad de señal de ruido con el oscilador local ajustado a la frecuencia de la señal de prueba.

En diversas realizaciones del método de la invención, el transpondedor puede ser parte de un módulo enchufable que puede enchufarse a una tarjeta para su uso en un elemento de red.

45 En una realización preferible, dicho parámetro de rendimiento es uno de una tasa de error de bit, BER, y una magnitud de vector de error, EVM.

50 En una realización preferible, el rendimiento del transpondedor en relación con el parámetro relacionado con OSNR es determinado para una pluralidad de intensidades de señal de ruido diferentes y, en base a el resultado de esta determinación, se determina uno o ambos de

- un valor de OSNR mínimo, para el que dicho parámetro de rendimiento alcanza un umbral de rendimiento predeterminado, y
- un margen de OSNR que representa una disminución tolerable en OSNR en comparación con una OSNR dada y con un parámetro de rendimiento dado, hasta alcanzar un umbral de rendimiento predeterminado.

55 En una realización preferible, dicha etapa de determinar dicho valor de OSNR mínimo o dicho margen de OSNR se realiza en base a dicho resultado de dicha determinación del rendimiento del transpondedor en relación con dicho parámetro relacionado con OSNR y en base a la información sobre el enlace óptico al que está conectado dicho transpondedor, teniendo en cuenta de este modo, al menos aproximadamente, fuentes de degradación de señal diferentes de ASE al transmitir por dicho enlace óptico.

60 En una realización preferible, las intensidades de la señal de ruido se hacen variar variando el estado de operación del amplificador de entrada de receptor, y, en particular, la potencia de bombeado del mismo.

65 En algunas realizaciones, dicho margen de OSNR es un valor de OSNR absoluto. En realizaciones alternativas, dicho margen de OSNR puede ser un valor de OSNR relativo con respecto a dicha OSNR dada correspondiente a dicho parámetro de rendimiento dado.

En algunas realizaciones preferibles, el rendimiento del transpondedor en relación con un parámetro relacionado con OSNR se realiza automáticamente tras la primera instalación del transpondedor en el campo, o tras recibir una señal de activación de un sistema de gestión de red.

5 En comunicación digital, la calidad de señal se cuantifica, en general, haciendo referencia al número de errores de bit, es decir, el número de bits recibidos que se han alterado debido a ruido, interferencia, distorsión o errores de sincronización de bits. Para ser estrictamente exacto, uno debe distinguir entre dos parámetros, a saber, la "tasa de error de bit" que indica el número de errores de bit por unidad de tiempo y la "relación de error de bit" que cuantifica la proporción de bits alterados entre los bits transmitidos durante un intervalo de tiempo estudiado. Pero en lenguaje general, no se realiza una distinción clara entre estos dos parámetros y la expresión "tasa de error de bit" también se usa para la relación de error de bit. En el presente documento, la expresión "tasa de error de bits" se usará para cualquier tipo de parámetro de calidad basado en el número de bits alterados durante la transmisión. Por lo tanto, la expresión "tasa de error de bit" también incluirá la relación de error de bit.

15 **Breve descripción de las figuras**

La figura 1 es un dibujo esquemático que representa un módulo enchufable y una tarjeta correspondiente de un elemento de red.

20 La figura 2 es una ilustración esquemática del módulo enchufable que forma parte de un transpondedor de acuerdo con una realización de la presente invención.

25 La figura 3 muestra diversas curvas que representan una tasa de error de bit (BER) como una función de un parámetro relacionado con OSNR correspondiente a la OSNR verdadera hasta un factor desconocido.

La figura 4 muestra la dependencia de la potencia de ASE generada por el amplificador de entrada de receptor mostrado en la figura 2 como una función de la longitud de onda y la potencia de bombeo.

30 La figura 5 muestra diversas curvas de BER frente a OSNR a diversos niveles de potencia de señal en presencia de efectos de fibra no lineal.

La figura 6 es un dibujo esquemático que explica cómo se construyen las curvas mostradas en la figura 5.

35 **Descripción de las realizaciones preferentes**

Con el fin de promover una comprensión de los principios de la invención, a continuación se hará referencia a una realización preferible ilustrada en los dibujos, y se usará un lenguaje específico para describir la misma. Sin embargo, se entenderá que no se pretende ninguna limitación en el alcance de la invención, contemplándose tales alteraciones y modificaciones adicionales en el aparato ilustrado y tales aplicaciones adicionales de los principios de la invención como se ilustran en la misma, como ocurriría normalmente ahora o en el futuro para un experto en la materia a la que se refiere la invención.

45 La figura 1 muestra esquemáticamente una configuración típica de una tarjeta 10 para su uso en un elemento de red, comprendiendo dicha tarjeta 10 un procesador de señal digital (DSP) 12 y un módulo de transpondedor enchufable 14. Todos los componentes ópticos están integrados en el módulo de transpondedor enchufable 14. Se muestran esquemáticamente en la figura 1 dos fuentes de luz 16 y 34, un transmisor 18 y un receptor 20. La fuente de luz 16 proporciona la potencia óptica para la señal a transmitir y la fuente de luz 34 sirve como oscilador local. Además, el módulo de transpondedor enchufable 14 comprende una unidad de control 22 para configurar unos parámetros operativos clave de los componentes ópticos. Las señales entre el DSP 12 y el módulo de transpondedor enchufable 14 se intercambian a través de cables eléctricos.

50 Una vista más detallada de un módulo de transpondedor enchufable 14 de acuerdo con una realización de la invención, denominado a continuación "transpondedor 14" por brevedad, se muestra en la figura 2. Como se muestra en la figura 2, el transpondedor 14 comprende dos fuentes de luz 16 y dos moduladores correspondientes 24, que en combinación forman un transmisor 18. En implementaciones típicas, las dos fuentes de luz 16 se reemplazarán por una sola fuente de luz cuya potencia de salida se divide por medio de un divisor óptico en dos partes de aproximadamente la misma potencia que se proporcionan a los dos moduladores. En la presente divulgación, "el transmisor 18" consiste en dos transmisores de polarización única 18a, 18b. En la realización mostrada, los moduladores 24 son moduladores de Mach-Zehnder dobles paralelos (DP-MZM). Cada uno de los DP-MZM 24 recibe una señal correspondiente en fase y en cuadratura (I, Q) de un DSP tal como el DSP 12 mostrado en la figura 1 proporcionado en una tarjeta 10, permitiendo generar una señal modulada de amplitud en cuadratura de polarización dual (QAM), y en particular, una señal QPSK. Ambos moduladores 24 operan con la misma polarización. La multiplexación de polarización se produce en un combinador de haces de polarización (PBC) 26 posterior.

Después de combinar la polarización en el PBC 26, la señal de transmisión multiplexada de polarización final es amplificada mediante un amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA). El EDFA 28 es bombeado por medio de una fuente de luz de bombeo 30. Posteriormente al EDFA 28 en el sentido del flujo, se proporciona un elemento fotosensible 32, en el ejemplo mostrado un fotodiodo, para medir la intensidad de la señal de luz transmitida
 5 amplificada con el fin de controlar el EDFA 28. El EDFA 28 también se denomina "amplificador de salida de transmisor 28" en el presente documento.

La parte inferior de la figura 2 muestra el receptor 20 para la señal de polarización dual, compuesto por dos receptores de polarización única coherentes 20a, 20b. Los receptores de polarización única 20a, 20b comprenden
 10 un oscilador local ajustable 34, y cada uno de los mismos comprende dos pares de fotodiodos equilibrados 36. Cada par de fotodiodos equilibrados 36 es un ejemplo del "conjunto receptor-fotodetector" mencionado anteriormente. En un receptor coherente, una señal óptica entrante se combina con una señal de oscilador local en el conjunto receptor-fotodetector, tal como el par de fotodiodos equilibrado 36. La intensidad de la señal combinada tiene un componente que tiene una frecuencia correspondiente a la diferencia entre las frecuencias ópticas de la señal de luz
 15 entrante y el oscilador local 34. Las señales de salida de los fotodiodos equilibrados 36 se asemejan a señales eléctricas en fase y en cuadratura que nuevamente se designan como I y Q en la figura, y que serán procesadas por una electrónica adecuada, tal como el DSP 12 de una tarjeta 10 como se muestra en la figura 1. Debido al ancho de banda limitado de la electrónica, solo pueden detectarse señales ópticas entrantes con frecuencias que difieran de la frecuencia de oscilador local por menos del ancho de banda de frecuencia de la electrónica, de tal manera que el
 20 receptor coherente 20a, 20b actúa inherentemente como un filtro de longitud de onda para la luz entrante.

Como se ve además en la figura 2, se proporciona un divisor de haz de polarización 38 para dividir una señal óptica multiplexada de polarización entrante en dos componentes de polarización, cada uno para ser proporcionado a uno
 25 de los receptores de polarización única coherentes 20a, 20b, correspondientemente. Se proporciona un EDFA 40 adicional, que tiene el fin principal de amplificar las señales ópticas entrantes antes de ser recibidas por el receptor 20, y por lo tanto se denomina "amplificador de entrada de receptor 40" en el presente documento. En la realización mostrada, el amplificador de entrada 40 es bombeado con la misma fuente de luz de bombeo 30 que el amplificador de salida de transmisor 28. Otro elemento fotosensible, en la realización mostrada, un fotodiodo 42, está dispuesto
 30 entre el amplificador de entrada de receptor 40 y el "conjunto receptor-fotodetector", es decir, los pares de fotodiodos equilibrados 36 del receptor 20. Si bien la tarea principal del amplificador de entrada de receptor 40 es amplificar las señales ópticas entrantes, en el marco de trabajo de la presente invención, también se usa para generar una señal de ruido óptico artificial por emisión espontánea amplificada (ASE) para caracterizar el rendimiento del transpondedor 14 de una manera descrita con más detalle a continuación. Dado que el fotodiodo 42 está dispuesto
 35 entre el amplificador de entrada de receptor 40 y el conjunto receptor-fotodetector (es decir, los fotodiodos equilibrados) 36, el fotodiodo 42 permite determinar un valor de intensidad de ruido que representa la intensidad de señal de ruido. No obstante, para determinar una OSNR, solo se determinará la intensidad del ruido dentro de un intervalo de longitud de onda pequeño correspondiente al ancho de banda de la señal de interés real, que para muchas aplicaciones sería tan estrecho como 0,1 nm. En consecuencia, se dispone un filtro de paso de banda 44
 40 entre el amplificador de entrada de receptor 40 y el fotodiodo 42 para transmitir solo la señal de ruido dentro de un intervalo de longitud de onda prescrito. Este intervalo de longitud de onda del filtro de paso de banda 44 no tiene que corresponder exactamente con el ancho espectral de la señal de interés real (por ejemplo, no exactamente 0,1 nm en el ejemplo anterior), pero con el fin de determinar un valor de intensidad de ruido óptico explícito, al menos es necesario conocerse el ancho de banda, de tal manera que el valor de ruido óptico relevante, o en otras palabras, el denominador de la OSNR pueda ser determinado cuantitativamente. Obsérvese, no obstante, que a continuación se
 45 describirá una realización alternativa para la que no se requiere un conocimiento preciso del ancho de banda de la señal de ruido óptico. En la realización mostrada, el filtro de paso de banda 44 es un filtro ajustable que puede adaptarse a la longitud de onda de la señal de interés real para la que se determinará la OSNR o un valor relacionado con OSNR. Mientras que en la figura 2 se muestra que el amplificador de salida de transmisor 28 y el amplificador de entrada de receptor 40 son EDFA, sería igualmente posible emplear otros amplificadores ópticos, tal
 50 como un amplificador óptico semiconductor (SOA), que no requeriría la fuente de luz de bombeo 30.

Como se ve además en la figura 2, se proporciona una línea de derivación 46, que está configurada para alimentar selectivamente una señal óptica desde el transmisor 18 al receptor 20. En la realización mostrada, la línea de derivación está conectada solamente con la salida de uno de los transmisores de polarización única 18a y está
 55 bifurcada para acoplarse con los dos receptores de polarización única 20a, 20b. En otras palabras, la línea de derivación permite redirigir las señales de prueba generadas por uno de los transmisores de polarización única 18a, 18b a ambos receptores de polarización única 20a, 20b. Se proporciona un interruptor óptico 48 que permite acoplar selectivamente la luz del transmisor de polarización única 18a a la línea de derivación 46. En este caso, el interruptor óptico 48 se asemeja a un modulador Mach-Zehnder. Obsérvese que la configuración específica de la línea de derivación 46 no es crítica. Por ejemplo, sería posible proporcionar dos líneas de derivación, estando cada una
 60 conectada a uno de los transmisores de polarización única 18a, 18b, con uno de los receptores de polarización única 20a, 20b correspondientemente. Así mismo, en lugar de un interruptor 48, puede emplearse un divisor seguido de un atenuador variable. Dentro de la línea de derivación 46, se proporciona otro elemento fotosensible 50 que permite determinar la intensidad de una señal de prueba transmitida a través de la línea de derivación 46. Finalmente, se
 65 proporciona una unidad de control 22 que controla los componentes del transpondedor 14.

A continuación, se describe la función del transpondedor 14 de la figura 2. Bajo el control de la unidad de control 22, en una primera etapa, se genera una señal de ruido que va a ser recibida por el receptor 20 operando el amplificador de entrada de receptor 40 para provocar de este modo una ASE en el amplificador de entrada de receptor, y para determinar un valor de intensidad de ruido que representa la intensidad de señal de ruido. En la realización mostrada, "operar el amplificador de entrada de receptor 40" equivale a bombear el amplificador de entrada de receptor 40 mediante la fuente de luz de bombeo 30 para generar de este modo una ASE que se asemeje al ruido óptico. Así mismo, la unidad de control 22 determina un valor de intensidad de ruido que representa la intensidad de señal de ruido, por medio del fotodiodo 42. Dado que en la presente realización, el EDFA de salida de transmisor 28 y el EDFA de entrada de receptor 40 comparten la misma fuente de luz de bombeo 30, también se inyectará una ASE en la salida óptica del transpondedor 14. No obstante, esto no supone un problema siempre y cuando la potencia de ASE esté por debajo de los niveles de peligro relevantes, debido a que la inyección de ASE mejorada se realiza solo durante una fase de medición y no durante la operación normal.

En una segunda etapa, bajo el control de la unidad de control 22, se genera una señal de prueba en el transmisor 18, y en la realización mostrada en el transmisor de polarización única 18a, y se determina un valor de intensidad de señal que representa la intensidad de señal de prueba en base a la medición del fotodiodo 50 dispuesto en la línea de derivación 46. En este caso, la relación del valor de intensidad de señal y el valor de intensidad de ruido se asemeja al parámetro relacionado con OSNR mencionado anteriormente. Dado que en la presente realización se conoce con precisión el ancho de banda del filtro de paso de banda 44 y, por lo tanto, puede determinarse el valor absoluto del ruido óptico, el "parámetro relacionado con OSNR" en realidad se asemeja a la propia OSNR.

Finalmente, en una tercera etapa, bajo el control de la unidad de control 22, la señal de ruido y la señal de prueba, o unas réplicas de las mismas, se superponen para formar una señal combinada que va a ser recibida por el receptor y se determina un parámetro relacionado con el rendimiento en base a la señal combinada. En este caso, para generar la señal combinada, la señal de prueba es proporcionada desde el transmisor 18 al receptor 20 por medio de la línea de derivación 46. El parámetro de rendimiento puede ser una relación de error de bit (BER), también conocido en la técnica como "tasa de error de bits", o una magnitud de vector de error, EVM.

Obsérvese que el orden de las tres etapas puede intercambiarse como se desee y las etapas pueden realizarse incluso en paralelo si se implementan dispositivos de medición apropiados. Así mismo, estas tres etapas se repiten varias veces para diferentes niveles de corriente de inyección de la fuente de luz de bombeo 30 y, en consecuencia, para diferentes valores de intensidad de ruido, para obtener una relación entre el parámetro relacionado con OSNR y el rendimiento del transpondedor, caracterizando de este modo el rendimiento de ruido del transpondedor 14. Como apreciará un experto en la materia, esta caracterización del rendimiento de ruido del transpondedor 14 puede realizarse tras el montaje de los módulos de transpondedor enchufables 14 a una tarjeta en un elemento de red, es decir, tras su puesta en marcha. Así mismo, la caracterización puede realizarse de manera totalmente automática bajo el control de la unidad de control 22, sin la necesidad de ningún equipo exterior adicional, y no tiene que realizarse por el personal que instala los módulos transpondedores enchufables 14 en el campo.

Preferentemente, las etapas descritas anteriormente se realizan directamente después de enchufar el módulo 14 en la tarjeta de transpondedor 10. En este caso, la entrada del módulo 14 no está conectada a la fibra de transmisión y esto garantiza que ninguna señal de entrada pueda falsear el resultado de la medición. No obstante, también son posibles mediciones de rendimiento cuando el módulo 14 está conectado a la línea de transmisión si se toman algunas medidas para evitar que la luz de entrada entre al amplificador. Una solución directa es agregar un interruptor óptico o un atenuador óptico variable (VOA, "variable optical attenuator") directamente frente al amplificador de entrada de receptor 40 que esté configurado en un estado de bloqueo o de alta atenuación, respectivamente, cuando se realizan las etapas descritas anteriormente. No obstante, las pérdidas adicionales introducidas por este componente pueden aumentar el ruido generado por los amplificadores en operación normal y agregar un dispositivo de este tipo no siempre es una opción. De manera alternativa, también pueden usarse interruptores selectivos de longitud de onda (WSS, "wavelength-selective switches") o amplificadores ópticos integrados en el enlace de transmisión al que está conectado el respectivo transpondedor 14 para bloquear la luz de entrada. Para ello, la fase de medición que comprende las tres etapas detalladas anteriormente es controlada por el sistema de gestión de red de telecomunicaciones (TNMS). Si no se toman medidas para suprimir las señales o el ruido entrantes, debería realizarse al menos una comprobación de la luz de entrada antes de realizar las tres etapas de medición. Una comprobación de este tipo puede ser realizada mediante un fotodiodo de entrada o comprobando con los fotodiodos equilibrados 36 si hay alguna señal presente. En el caso de que se detecte una señal de entrada, no es posible medir el rendimiento y se envía un mensaje al TNMS.

La realización descrita anteriormente permite determinar la OSNR para cualquier señal de prueba generada por el transmisor 18. En particular, dado que en la realización descrita, el filtro de paso de banda 44 puede ajustarse a la longitud de onda de la señal de prueba y tiene un ancho de banda que se conoce con precisión, es posible determinar el valor absoluto del ruido óptico en la longitud de onda de señal relevante y dentro del intervalo espectral relevante, y por lo tanto determinar un valor de OSNR absoluto. No obstante, proporcionar un filtro de paso de banda ajustable con un ancho de banda conocido con precisión aumenta la complejidad y el coste de los módulos de transpondedor 14. En la práctica, es difícil evitar variaciones en la función de transferencia de un filtro óptico solo mediante su diseño. En su lugar, se requerirá normalmente alguna calibración, eso aumenta los costes o requiere

una intervención manual adicional. Además, la capacidad de uso del filtro de paso de banda aumenta adicionalmente la complejidad y los costes. A la vista de esto, los inventores han descubierto que puede realizarse una caracterización de transpondedor muy útil y precisa, incluso cuando no se conoce el ancho de banda preciso del filtro, y/o cuando se emplea uno estático, es decir, un filtro de paso de banda no ajustable, como se explicará a continuación.

Si no se conoce el ancho de banda del filtro 44, solo pueden determinarse valores de OSNR relativos (es decir, las diferencias de OSNR) para las diferentes configuraciones de potencia de bombeado, como un ruido y, por lo tanto, el denominador de la OSNR solo se conoce con la salvedad de un factor desconocido. Por lo tanto, en función del ancho de banda de filtro real, el procedimiento descrito anteriormente produce una de las curvas mostradas en la figura 3. Estas curvas, que representan la BER frente al valor relacionado con OSNR para diferentes anchos de banda de filtro, tienen una forma idéntica y difieren solo en un desplazamiento horizontal. Un parámetro clave para la planificación de red es el margen residual, que se define como la diferencia entre la OSNR real y la OSNR mínima necesaria para lograr la BER deseada después de la decodificación FEC (umbral FEC). Ya que las diferentes curvas son solo versiones desplazadas de la misma curva característica, esta diferencia puede determinarse sin conocer el ancho de banda de filtro.

En consecuencia, en una realización preferible, la tasa de error de bit (BER) se determina frente a la OSNR en base a un ancho de banda de referencia desconocido. Matemáticamente, esto puede expresarse por $BER = f(X)$, donde la variable X indica dicho valor relacionado con OSNR basado en un ancho de banda de referencia desconocido, o en otras palabras, la OSNR verdadera pero sin incluir un factor desconocido. Normalmente, la función f disminuye monótonamente con el argumento X creciente y puede invertirse fácilmente. Como la BER está determinada por el transpondedor, el margen M puede calcularse de acuerdo con la ecuación

$$M = f^{-1}(BER) - f^{-1}(BER_{thr})$$

donde f^{-1} representa el inverso de la función f y BER_{thr} representa la tasa de error de bit umbral hasta la que el FEC aún puede corregir la mayoría de los errores de tal manera que la señal de salida pueda considerarse libre de errores. Obsérvese que el término $f^{-1}(BER_{thr})$ no se corresponde necesariamente con la relación señal-ruido óptica (OSNR) necesaria para lograr la tasa de error objetivo en una configuración recíproca (back-to-back).

Algunos transpondedores modernos pueden ajustarse normalmente y permiten variar la longitud de onda de la señal emitida. Dado que el nivel de ASE debe conocerse para la longitud de onda de señal, como se ha mencionado anteriormente, idealmente, también el filtro 44 debería poder sintonizarse. No obstante, ya que esto lleva a un aumento en la complejidad de la configuración, en este caso se propone una técnica alternativa que implica un filtro estático.

La figura 4 muestra las densidades de potencia de ASE de un EDFA como función de la longitud de onda, donde cada una de las curvas en la figura 4 corresponde a una potencia de bombeado diferente proporcionada por la fuente de luz de bombeo 30 mostrada en la figura 2. Como puede verse en la figura 4, la densidad de potencia de ASE depende en gran medida de la longitud de onda. Así mismo, la dependencia de la longitud de onda cambia con la potencia de bombeado. Conociendo cómo la potencia de ASE generada en el amplificador de entrada de receptor 40 cambia con la frecuencia, en un estado de operación dado del mismo (tal como a una potencia de bombeo dada), la unidad de control 22 puede calcular el valor de intensidad de ruido a la frecuencia de una señal de prueba que queda fuera de la banda de paso del filtro 44. En particular, la información correspondiente puede obtenerse de una tabla de referencia o de un cálculo usando una función pre-guardada o similares.

Obsérvese que en el caso de un receptor coherente como el receptor 20 mostrado en la figura 2, la forma de las curvas (es decir, los niveles de potencia relativos de ASE como función de la longitud de onda para un estado de operación dado del amplificador de entrada de receptor 40) puede determinarse bien mediante los fotodiodos selectivos 36 barriendo la longitud de onda del oscilador local 34, dado que el receptor coherente, como se ha descrito anteriormente, actúa inherentemente como un filtro de longitud de onda. En realidad, es suficiente determinar el valor de esta curva a la longitud de onda de interés y a la longitud de onda central del filtro óptico y tener en cuenta su relación al estimar la ASE a la longitud de onda de interés. Por lo tanto, puede determinarse la potencia de ASE a la longitud de onda de interés si se conoce el nivel de potencia para la longitud de onda de filtro y la relación de la potencia de ASE para las dos longitudes de onda.

Finalmente, en una realización específicamente eficiente en términos de costes, puede usarse la propiedad de filtro inherente del receptor coherente 20 para medir el valor de intensidad de ruido que representa la intensidad de señal de ruido, haciendo uso del DSP 12 y su respuesta de frecuencia intrínseca. En otras palabras, en la primera etapa mencionada anteriormente, la ASE generada por el EDFA de entrada de receptor 40 se mide, o bien configurando el interruptor 48 en la ruta de transmisión para dirigir las señales al puerto de salida o, de manera alternativa, apagando el transmisor 18 por completo. Dado que ninguna señal del transmisor 18 alcanza el fotodiodo de monitorización y los receptores, la potencia medida por medio de los fotodiodos 36 del receptor 20 corresponde a la potencia de ASE dentro del intervalo de frecuencia relevante. En la presente realización, el fotodiodo 42 no se usaría para medir el valor de intensidad de ruido, y el filtro 44 podría omitirse por completo. Así mismo, también es posible omitir el

fotodetector 50 localizado en la línea de derivación 46 y medir también el valor de intensidad de señal con los fotodiodos 36 del receptor 20.

- 5 La implementación de la invención se ha descrito para un transpondedor de polarización dual 14 que hace uso de modulación en fase o modulación de amplitud en cuadratura. Por supuesto, la invención también puede aplicarse si no se emplea multiplexación de polarización, o cuando se usa solo una polarización única. Así mismo, la invención es independiente del formato de modulación realmente usado y también es compatible con la modulación de intensidad.
- 10 La precisión de la estimación del margen puede mejorarse teniendo en cuenta los efectos de fibra no lineal. De hecho, el impacto de los efectos de fibra no lineal en la detección puede tenerse en cuenta agregando un término de interferencia no lineal. Para estos fines, se necesitan niveles de potencia de la señal que pueden proporcionarse por el sistema de gestión de red.
- 15 Las diversas curvas en la figura 5 representan una BER frente a una OSNR para diferentes niveles de una contribución de potencia acústica equivalente relacionada con el enlace que representa fuentes de degradación de señal distintas de ASE que impactan en la señal tras la transmisión en el enlace óptico. Todas las curvas discontinuas se han obtenido a partir de la curva continua que representa el rendimiento recíproco, es decir, el rendimiento de una señal que no se ha distorsionado por los efectos relacionados con el enlace tales como los efectos de fibra no lineal. La construcción de las curvas discontinuas a partir de la curva continua recíproca se ilustra en la figura 6 y se explicará más adelante.

25 El siguiente enfoque se basa en la suposición de que la degradación de rendimiento resultante de los efectos relacionados con el enlace puede ser tratada como ruido. Matemáticamente, esto se tiene en cuenta al introducir un valor de potencia acústica auxiliar que comprende contribuciones de potencia de emisión espontánea amplificada (ASE) generadas en el enlace óptico y una contribución de potencia acústica equivalente relacionada con el enlace que representa otras fuentes de degradación de señal tras la transmisión en el enlace óptico. Por lo tanto, el valor de potencia acústica auxiliar representa una contribución de potencia acústica total resultante de la contribución de potencia acústica debido a ASE y otras fuentes de degradación de señal (es decir, distintas de ASE) que normalmente no se manifestarían en forma de ruido óptico. Estas pueden comprender, por ejemplo, modulación de fase cruzada (XPM), modulación autofásica (SPM), mezcla de cuatro ondas (FWM), dispersión polarización-modo (PMD), dispersión cromática (CD) y pérdida dependiente de polarización (PDL) entre otras. Obsérvese que la mayoría de los receptores coherentes compensan PMD y CD de tal manera que estos efectos no afecten a la BER cuando se usan dichos receptores. El rendimiento del sistema de transmisión se rige por la potencia de señal y el ruido total representado por el valor de potencia acústica auxiliar, mientras que no depende de las contribuciones relativas de las diferentes fuentes de degradación de rendimiento al valor de potencia acústica equivalente total.

35 El valor de potencia acústica auxiliar puede definirse como un valor P_N resultante de la suma de todas las fuentes posibles de degradación de señal, es decir, de la contribución de potencia acústica debido a ASE P_A y una contribución de potencia acústica equivalente debido a todas las otras fuentes de degradación de señal relacionadas con el enlace P_L :

$$P_N = \sum P_i = P_A + P_L$$

45 donde P_i son todas las posibles fuentes de degradación de la señal, incluyendo la potencia acústica óptica "real" (por ejemplo, debida a ASE) y la potencia acústica "equivalente" que tiene en cuenta dichas fuentes de degradación de señal relacionadas con el enlace. Por lo tanto, P_N proporciona una medida de la potencia acústica óptica que provocaría el mismo grado de degradación de señal que la combinación real del ruido óptico y las fuentes de degradación de señal relacionadas con el enlace si el ruido óptico real fuera la única fuente de degradación de señal. Esto se basa en el supuesto de que todas las fuentes de degradación de señal pueden cuantificarse como una potencia acústica equivalente. P. Poggiolini ha demostrado la validez de esta suposición para los efectos no lineales en su artículo seminal "The GN Model of Non-Linear Propagation in Uncompensated Coherent Optical Systems", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, N.º 24, 15 de Diciembre de 2012. Para otros efectos, tal como para el filtrado de banda estrecha, PMD, PDL y CD, se ha confirmado la validez del modelo mediante los experimentos realizados por el solicitante.

55 Haciendo referencia a la figura 5, la curva de la izquierda representa la curva recíproca (back-to-back), mientras que las curvas a la derecha de esta referencia representan la relación entre BER y OSNR para una extensión variable de los efectos no lineales. El nivel de potencia conocido de la señal se usa para seleccionar la curva relevante.

60 Para una potencia de señal dada, la contribución de potencia acústica del ASE puede calcularse directamente a partir de la OSNR. Esto se indica en la figura 6 mediante el eje horizontal adicional mostrado debajo del eje de OSNR. Obsérvese que el valor de P_A aumenta de derecha a izquierda. En los supuestos detallados anteriormente, el valor de potencia acústica auxiliar P_N es igual a P_A para la operación recíproca y puede dibujarse un eje adicional que representa P_N . Al determinar la BER para un valor de OSNR dado, el valor de potencia acústica relacionado con

5 ASE correspondiente P_A se calcula en una primera etapa. En la etapa 2, el valor de potencia acústica auxiliar P_N se calcula a partir del valor de potencia acústica P_A y la potencia acústica equivalente relacionada con el enlace PL. De acuerdo con el modelo GN, el rendimiento del sistema de transmisión debería ser idéntico a una configuración en la que el mismo valor de potencia acústica auxiliar resulte solo de una ASE. Por consiguiente, puede usarse la curva recíproca continua para determinar la BER identificando el valor de potencia acústica auxiliar P_N con el valor P_A de potencia acústica relacionado con ASE en el que se basa la curva recíproca en una tercera etapa. Finalmente, esta BER se asigna, en una cuarta etapa, al valor de OSNR desde el que comenzó el cálculo. Este cálculo se ha basado en el valor de potencia acústica absoluto. Sin lugar a duda, también puede hacerse el mismo cálculo con el valor de potencia acústica normalizado a la potencia de señal.

10 Aunque se muestra y se especifica en detalle una realización a modo de ejemplo preferida en los dibujos y en la memoria descriptiva anterior, estos deberían verse como puramente a modo de ejemplo y no limitativos de la invención. A este respecto, se observa que solo se muestra y especifica la realización a modo de ejemplo preferida, y todas las variaciones y modificaciones deberían protegerse de manera presente o futura dentro del alcance de protección de la invención como se define en las reivindicaciones.

Lista de signos de referencia

- 10 tarjeta de un elemento de red
- 12 DSP
- 14 módulo de transpondedor enchufable
- 16 fuente de luz de transmisor
- 18 transmisor
- 20 receptor
- 22 unidad de control
- 24 modulador Mach-Zehnder paralelo doble
- 26 combinador de haces de polarización
- 28 amplificador de salida de transmisor
- 30 fuente de bomba
- 32 fotodiodo
- 34 oscilador local
- 36 par de fotodiodos equilibrados
- 38 divisor de haz de polarización
- 40 amplificador de entrada de receptor
- 42 fotodiodo
- 44 filtro de paso de banda
- 46 línea de derivación
- 48 interruptor óptico
- 50 fotodiodo

REIVINDICACIONES

1. Un transpondedor (14) que comprende
- 5 un transmisor (18) para generar y transmitir una señal óptica,
un receptor (20) para recibir señales ópticas, comprendiendo dicho receptor (20)
- 10 - un conjunto receptor-fotodetector (36) para transformar una señal óptica recibida en una señal eléctrica, y
- un amplificador de entrada de receptor (40) en la entrada del receptor adecuado para amplificar las señales ópticas entrantes que va a recibir dicho receptor (20), en el que dicho amplificador de entrada (40) comprende un medio de ganancia óptica, y
- 15 una línea de derivación (46) configurada para alimentar selectivamente una señal óptica desde dicho transmisor (18) al receptor (20), y
- una unidad de control (22) configurada para determinar el rendimiento del transpondedor (14) en relación con un parámetro relacionado con OSNR controlando el transpondedor para
- 20 - generar una señal de ruido que va a recibir el receptor (20) operando el amplificador de entrada de receptor (40) para provocar ASE en el amplificador de entrada de receptor (40) y determinar un valor de intensidad de ruido que representa la intensidad de señal de ruido,
- 25 - generar una señal de prueba en el transmisor (18) y determinar un valor de intensidad de señal que representa la intensidad de señal de prueba, asemejándose la proporción del valor de intensidad de señal en relación al valor de intensidad de ruido a dicho parámetro relacionado con OSNR, y
- 30 - superponer dicha señal de ruido y dicha señal de prueba, o réplicas de las mismas, para formar una señal combinada que va a recibir dicho receptor (20) y determinar dicho parámetro relacionado con el rendimiento en base a dicha señal combinada, proporcionándose dicha señal de prueba desde el transmisor (18) al receptor por medio de dicha línea de derivación (46) para generar dicha señal combinada.
2. El transpondedor (14) de la reivindicación 1, en el que el receptor (20) es un receptor coherente, comprendiendo dicho receptor coherente una fuente de luz de oscilador local (34), en el que señales ópticas a recibir son combinadas con la luz del oscilador local (34) en el conjunto receptor-fotodetector (36).
3. El transpondedor (14) de la reivindicación 1 o 2, en el que dicho conjunto receptor-fotodetector (36) es un fotodiodo, o un par de fotodiodos equilibrados, y/o en el que se determinan uno o ambos de dicho valor de intensidad de señal y del valor de intensidad de ruido usando el conjunto receptor-fotodetector (36), o en el que dicho transpondedor (14) está configurado para determinar el valor de intensidad de ruido por medio de un elemento fotosensible (42) dispuesto entre el amplificador de entrada de receptor (40) y el conjunto receptor-fotodetector (36), y/o en el que dicho transpondedor (14) está configurado para determinar el valor de intensidad de señal por medio de un elemento fotosensible (50) dispuesto entre el transmisor (18) y el conjunto receptor-fotodetector (36), y, en particular dispuesto dentro de dicha línea de derivación (46).
4. El transpondedor (14) de alguna de las reivindicaciones anteriores, comprendiendo dicho transpondedor (14) un filtro de paso de banda (44) para filtrar dicha señal de ruido antes de determinar dicho valor de intensidad de ruido, en particular un filtro de paso de banda ajustable que permite ajustar la frecuencia de la banda de paso a la frecuencia de la señal de prueba, en el que dicho filtro de paso de banda (44) es preferentemente un filtro estático que tiene una banda de paso fija, y en el que la unidad de control (22) está configurada para calcular el valor de intensidad de ruido a la frecuencia de una señal de prueba que queda fuera de dicha banda de paso en base a información sobre cómo la potencia de ASE generada en dicho amplificador receptor (40), en un estado de operación dado del mismo, cambia con la frecuencia, en el que dicha unidad de control (20) está configurada preferentemente para obtener dicha información de una tabla de referencia o de un cálculo usando una función pre-guardada, o en el que dicha unidad de control (22) está configurada preferentemente para obtener dicha información controlando el transpondedor (14) para medir una primera intensidad de señal de ruido usando el conjunto receptor-fotodetector (36) con el oscilador local (34) ajustado a dicha frecuencia de banda de paso y una segunda intensidad de señal de ruido con el oscilador local (34) ajustado a la frecuencia de la señal de prueba.
5. El transpondedor (14) de alguna de las reivindicaciones anteriores, en el que dicho transpondedor (14) es parte de un módulo enchufable que puede enchufarse a una tarjeta (10) para su uso en un elemento de red, y/o en el que dicho parámetro de rendimiento es uno una tasa de error de bits, BER ("bit error rate"), o una magnitud de vector de error, EVM ("error vector magnitude").
6. El transpondedor (14) de alguna de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha unidad de control (22) está

configurada además para realizar la determinación del rendimiento del transpondedor en relación con dicho parámetro relacionado con OSNR para una pluralidad de intensidades de señal de ruido diferentes, y para determinar, en base a el resultado de esta determinación, uno o ambos de

- 5 - un valor de OSNR mínimo, para el que dicho parámetro de rendimiento alcanza un umbral de rendimiento predeterminado, y
- un margen de OSNR que representa una disminución tolerable de OSNR en comparación con una OSNR dada y con un parámetro de rendimiento dado, hasta alcanzar un umbral de rendimiento predeterminado,

10 en el que dicha unidad de control (22) está preferentemente configurada para determinar dicho valor de OSNR mínimo o dicho margen de OSNR en base a dicho resultado de dicha determinación del rendimiento del transpondedor (14) en relación con dicho parámetro relacionado con OSNR y a información sobre el enlace óptico al que está conectado dicho transpondedor (14), teniendo en cuenta de este modo, al menos aproximadamente, 15 fuentes de degradación de señal diferentes a ASE al transmitir por dicho enlace óptico, en el que las intensidades de señal de ruido se hacen variar preferentemente variando la potencia de bombeado del amplificador de entrada de receptor (40).

20 7. El transpondedor (14) de alguna de las reivindicaciones anteriores, comprendiendo dicho transpondedor (14) un interruptor óptico (48) o un divisor en combinación con atenuadores ópticos variables para alimentar selectivamente una señal óptica desde el transmisor (18) a la línea de derivación (46), y/o siendo dicho transpondedor (14) un transpondedor de polarización dual configurado para transmitir y recibir señales QPSK o QAM multiplexadas en polarización, en el que dicho transmisor (18) comprende dos moduladores IQ (24), estando cada uno conectado a un 25 combinator de haces de polarización (26), y en el que dicho receptor (20) comprende dos unidades receptoras IQ (20a, 20b), estando cada una conectada a un divisor de haz de polarización (38), en el que dicha línea de derivación (46) está conectada preferentemente con la salida de solo uno de dichos moduladores IQ (24) y está conectada a las dos unidades receptoras IQ (20a, 20b), y/o en el que la unidad de control (22) está configurada para realizar automáticamente dicha determinación del rendimiento del transpondedor en relación con un parámetro relacionado con OSNR tras la primera instalación del transpondedor (14) en el campo, o tras recibir un señal de activación desde 30 un sistema de gestión de red.

8. Un método para medir el rendimiento de un transpondedor (14), comprendiendo dicho transpondedor

un transmisor (18) para generar y transmitir una señal óptica,

35 un receptor (20) para recibir señales ópticas, comprendiendo dicho receptor (20)

- un conjunto receptor-fotodetector (36) para transformar una señal óptica recibida en una señal eléctrica, y

- 40 - un amplificador de entrada de receptor (40) en la entrada del receptor adecuado para amplificar las señales ópticas entrantes que va a recibir dicho receptor (20), en el que dicho amplificador de entrada (40) comprende un medio de ganancia óptica, y

45 una línea de derivación (46) configurada para alimentar selectivamente una señal óptica desde dicho transmisor (18) al receptor (20)

comprendiendo dicho método las etapas de

- 50 - generar una señal de ruido que va a recibir el receptor (20) operando el amplificador de entrada de receptor (40) para provocar ASE en el amplificador de entrada de receptor (40) y determinar un valor de intensidad de ruido que representa la intensidad de señal de ruido,

- generar una señal de prueba en el transmisor (18) y determinar un valor de intensidad de señal que representa la intensidad de señal de prueba, asemejándose la proporción del valor de intensidad de señal en relación al valor 55 de intensidad de ruido a dicho parámetro relacionado con OSNR, y

- superponer dicha señal de ruido y dicha señal de prueba, o réplicas de las mismas, para formar una señal combinada que va a recibir dicho receptor (20) y determinar dicho parámetro relacionado con el rendimiento en base a dicha señal combinada, proporcionándose dicha señal de prueba desde el transmisor (18) al receptor por 60 medio de dicha línea de derivación (46) para generar dicha señal combinada.

9. El método de la reivindicación 8, en el que el receptor (20) es un receptor coherente, comprendiendo dicho receptor coherente una fuente de luz de oscilador local (34), en el que señales ópticas a recibir son combinadas con la luz del oscilador local (34) en el conjunto receptor-fotodetector (36).

65

- 5 10. El método de la reivindicación 8 o 9, en el que dicho conjunto receptor-fotodetector (36) es un fotodiodo, o un par de fotodiodos equilibrados, y/o en el que se determinan uno o ambos de dichos valor de intensidad de señal y valor de intensidad de ruido usando el conjunto receptor-fotodetector (36), o en el que se determina dicho valor de intensidad de ruido por medio de un elemento fotosensible (42) dispuesto entre el amplificador de entrada de receptor (40) y el conjunto receptor-fotodetector (36), y/o en el que dicho valor de intensidad de señal se determina por medio de un elemento fotosensible (50) dispuesto entre el transmisor (18) y el conjunto receptor-fotodetector (36), y en particular dispuesto dentro de dicha línea de derivación (46).
- 10 11. El método de alguna de las reivindicaciones 8 a 10, en el que dicha señal de ruido es filtrada usando un filtro de paso de banda (44) antes de determinar dicho valor de intensidad de ruido, en el que preferiblemente dicho filtro de paso de banda es un filtro de paso de banda ajustable y el método comprende una etapa de ajustar la frecuencia de la banda de paso a la frecuencia de la señal de prueba, o en el que dicho filtro de paso de banda (44) es un filtro estático que tiene una banda de paso fija y el método comprende una etapa de calcular el valor de intensidad de ruido a la frecuencia de una señal de prueba que queda fuera de dicha banda de paso en base a la información de cómo la potencia de ASE generada en dicho amplificador receptor (40), en un estado de operación dado del mismo, cambia con la frecuencia, en el que dicha información se obtiene preferentemente de una tabla de referencia o de un cálculo usando una función pre-guardada, o en el que dicha información se obtiene midiendo una primera intensidad de señal de ruido usando el conjunto receptor-fotodetector (36) con el oscilador local (34) ajustado a dicha frecuencia de banda de paso y una segunda intensidad de señal de ruido con el oscilador local (34) ajustado a la frecuencia de la señal de prueba.
- 15 20 12. El método de alguna de las reivindicaciones 8 a 11, en el que dicho transpondedor (14) es parte de un módulo enchufable que puede enchufarse a una tarjeta (10) para su uso en un elemento de red, y/o en el que dicho parámetro de rendimiento es uno una tasa de error de bits, BER ("bit error rate"), o una magnitud de vector de error, EVM ("error vector magnitude").
- 25 30 13. El método de alguna de las reivindicaciones 8 a 12, en el que el rendimiento del transpondedor en relación con el parámetro relacionado con OSNR se determina para una pluralidad de intensidades de señal de ruido diferentes, y en base a el resultado de esta determinación, se determina uno o ambos de
- 35 - un valor de OSNR mínimo, para el que dicho parámetro de rendimiento alcanza un umbral de rendimiento predeterminado, y
- un margen de OSNR que representa una disminución tolerable de OSNR en comparación con una OSNR dada y con un parámetro de rendimiento dado, hasta alcanzar un umbral de rendimiento predeterminado.
- 40 14. El método de la reivindicación 12, en el que dicha etapa de determinar dicho valor de OSNR mínimo o dicho margen de OSNR en base a dicho resultado de dicha determinación del rendimiento del transpondedor (14) en relación con dicho parámetro relacionado con OSNR y a información sobre el enlace óptico al que está conectado dicho transpondedor (14), teniendo en cuenta de este modo, al menos aproximadamente, fuentes de degradación de señal diferentes a ASE al transmitir por dicho enlace óptico, y/o en el que las intensidades de señal de ruido se hacen variar variando el estado de operación del amplificador de entrada de receptor, y, en particular, la potencia de bombeado del mismo.
- 45 15. El método de alguna de las reivindicaciones 8 a 14, en el que el rendimiento del transpondedor (14) en relación con un parámetro relacionado con OSNR se realiza automáticamente tras la primera instalación del transpondedor (14) en el campo, o tras recibir una señal de activación desde un sistema de gestión de red.

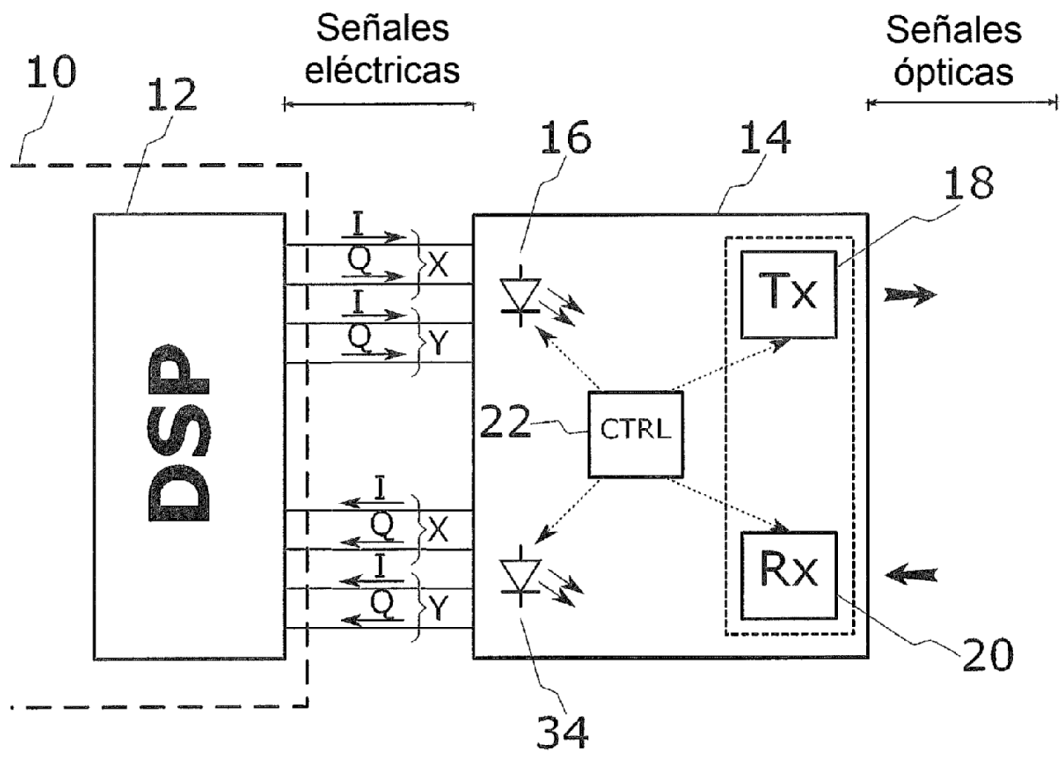


Fig. 1

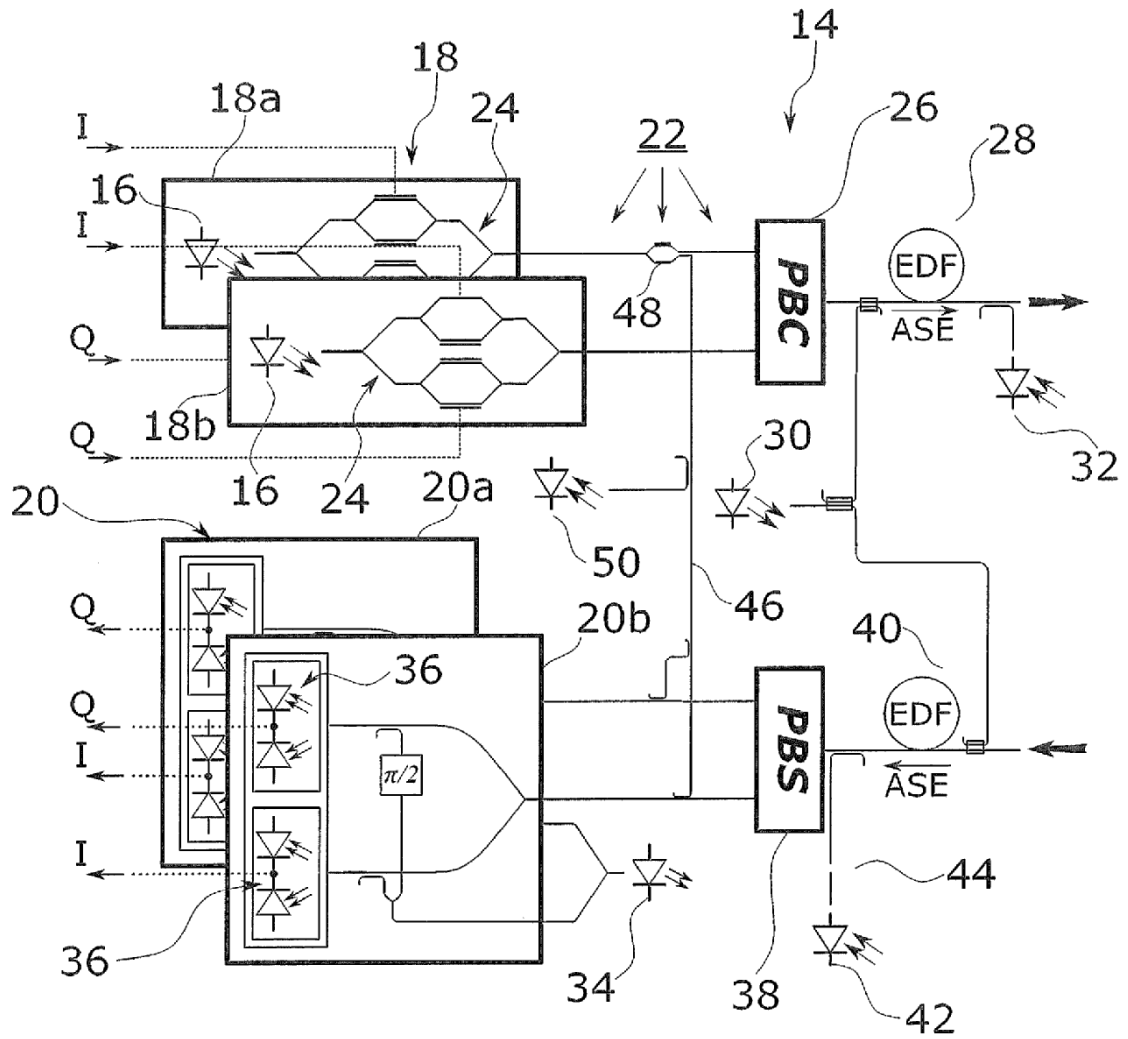


Fig. 2

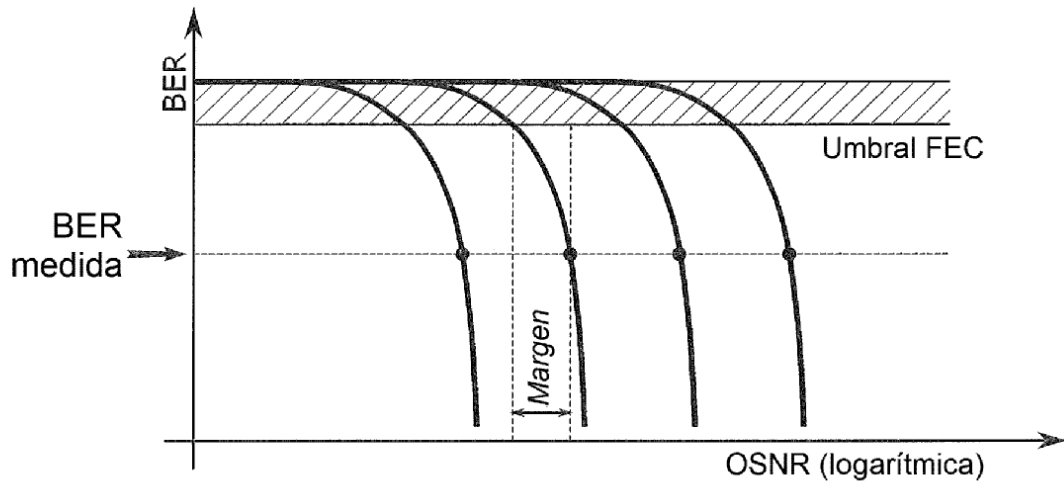


Fig. 3

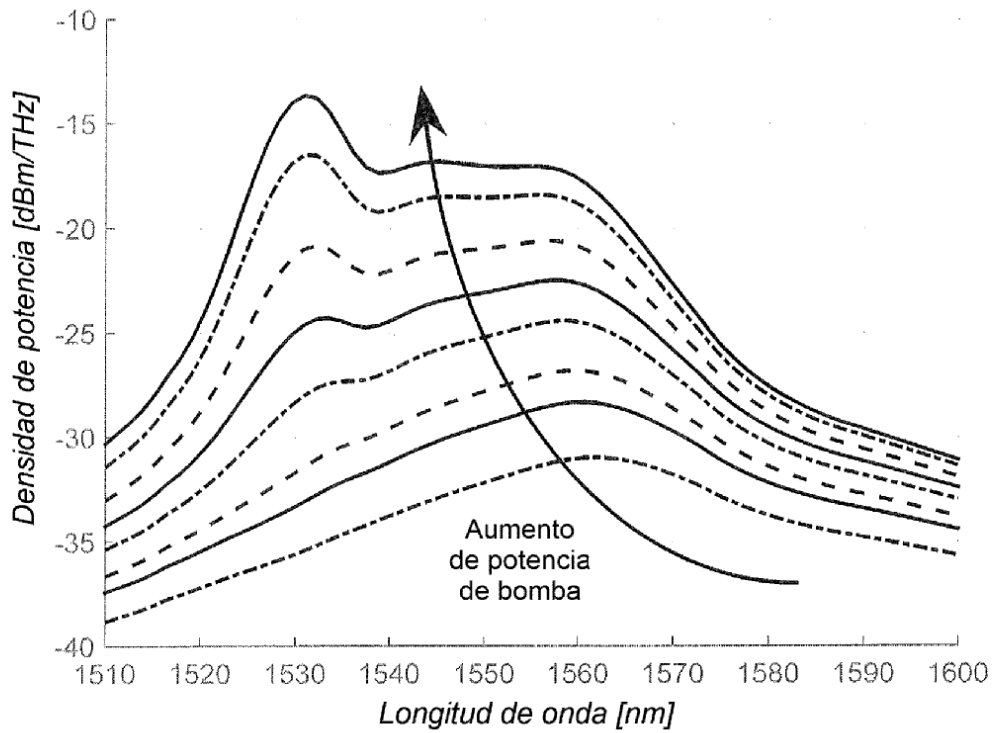


Fig. 4

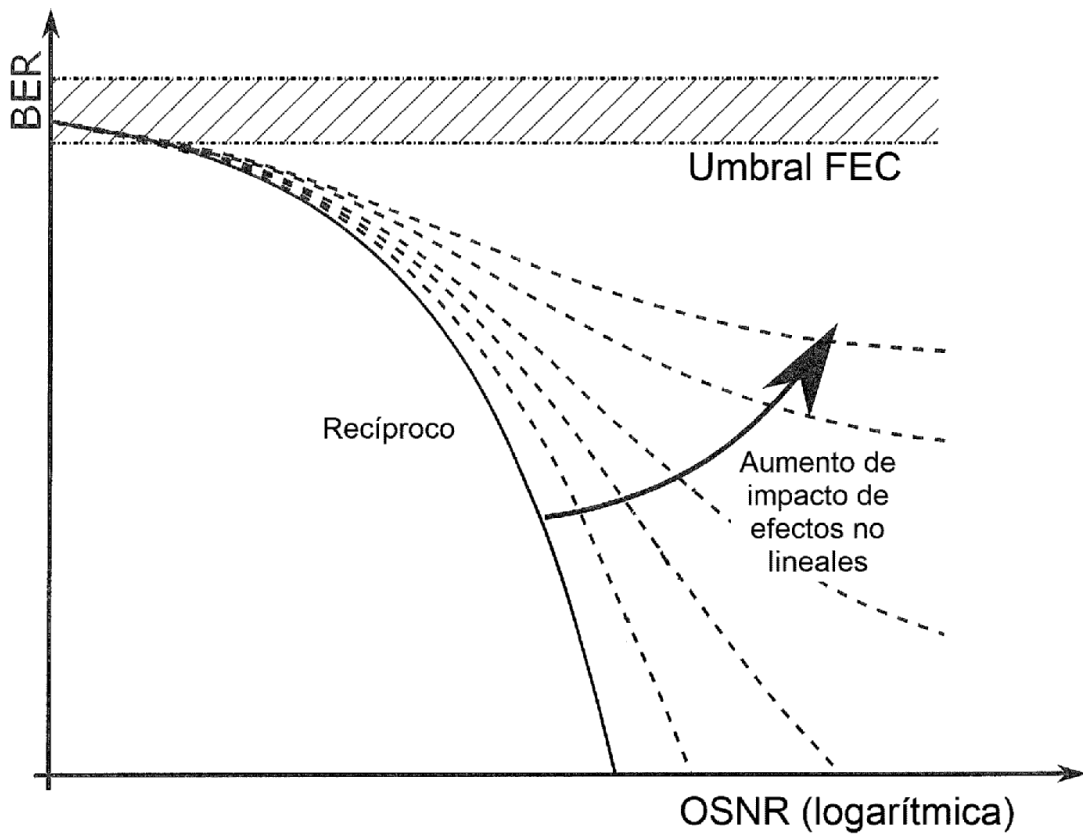


Fig. 5

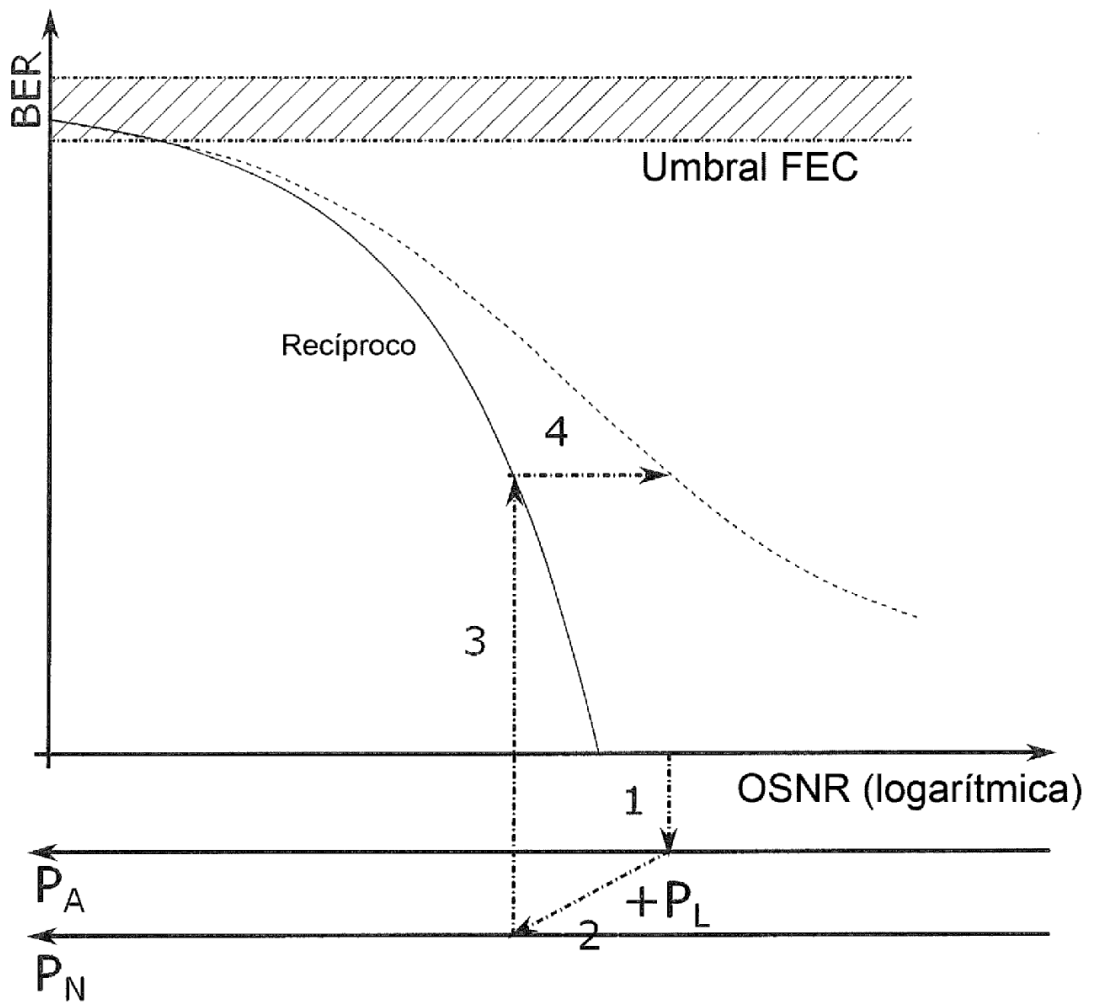


Fig. 6