

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 749 718**

51 Int. Cl.:

H04J 14/02 (2006.01)

H04B 10/2507 (2013.01)

H04B 10/293 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **16.04.2004 PCT/EP2004/050546**

87 Fecha y número de publicación internacional: **18.11.2004 WO04100414**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **16.04.2004 E 04741464 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **17.07.2019 EP 1620964**

54 Título: **Procedimiento para preenfatar una señal multiplex óptica**

30 Prioridad:

08.05.2003 DE 10320715

25.06.2003 DE 10328622

23.09.2003 DE 10344067

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

23.03.2020

73 Titular/es:

XIEON NETWORKS S.À R.L. (100.0%)

3 Rue Sigefroi, Apt. 13

2536 Luxembourg, LU

72 Inventor/es:

**EDER, CHRISTIAN;
PEISL, WOLFGANG y
RAPP, LUTZ**

74 Agente/Representante:

ARAUJO EDO, Mario

ES 2 749 718 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

Procedimiento para preenfatar una señal multiplex óptica

- 5 La invención se refiere a un procedimiento para preenfatar una señal multiplex óptica según el preámbulo de la reivindicación 1.

10 Los amplificadores ópticos para señales ópticas de banda ancha presentan una longitud de onda dependiente de la ganancia, que no se elimina por completo con los filtros de suavizado de uso común. En la tecnología de transmisión WDM o DWDM (WDM = *Wavelength Division Multiplex*, multiplexación por división de longitud de onda; DWDM = *Dense Wavelength Division Multiplex*, multiplexación por división de longitud de onda densa), la señal óptica consta de varios canales de longitud de onda diferentes, cuyas distancias de longitud de onda pueden ser inferiores a 100 GHz hoy en día. Debido a la dependencia de la longitud de onda de la ganancia de los amplificadores, las diferencias de potencia entre cada uno de los canales se acumulan al pasar a través de una óptica, con lo que los canales presenten relaciones ópticas de señal / ruido OSNR (relación de señal óptica a ruido) y potencias muy diferentes en los receptores.

15 Por ello en las conexiones de un punto a otro se utiliza a menudo un procedimiento conocido como "preénfasis" (*preemphasis*) para nivelar los valores OSNR de las relaciones señal / ruido al menos al final del tramo, que se describe en AR Chraplyly, JA Nagel y RW Tkach: "Equalization in Amplifier WDM Lightwave Transmission Systems", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 4, No. 8, Agosto de 1992, pág. 920-922. En este caso, se reajustan las potencias de canal por el lado del transmisor en un procedimiento iterativo en base a una distribución OSNR medida al final del tramo hasta que resultan, para todos los canales, los mismos valores OSNR de relaciones señal / ruido al final del tramo.

20 A menudo, para determinar las relaciones señal / ruido OSNR, se mide la emisión espontánea amplificada ASE (ASE = Amplified Spontaneous Emission) entre los canales y a partir de esto se calcula por interpolación la potencia de ruido superpuesta en los canales. Pero esto ya no es posible cuando la emisión espontánea amplificada ASE es atenuada entre los canales por componentes ópticos. Este es el caso, por ejemplo, si se conectan módulos adicionales tales como módulos de agregación/derivación (add/drop) o filtros de entrelazado (interleaver) en el tramo de transmisión.

25 Todos los procedimientos de medición comunes para la distribución OSNR al final del tramo tienen en común que están limitados a canales en el ráster de 100 GHz. Además, los procedimientos suelen ser demasiado lentos (mediciones por separado para potencias de canal y potencias de emisión espontánea amplificada ASE), para poder cumplir los requisitos de tiempo en redes ópticas dinámicas, por ejemplo, un máximo de aproximadamente 10 segundos para una actualización de canal.

30 Del documento DE 19848989 se conoce un procedimiento para el ajuste canal a canal de potencias de señal de transmisión en el que, al sobrepasar de manera no permitida el rango dinámico del lado de la transmisión, se produce una compresión de las potencias de la señal de transmisión individuales de tal manera que la potencia sumada de las señales de transmisión se mantiene aproximadamente constante. Este procedimiento también se realiza para un sobrepaso del rango dinámico del lado de recepción.

35 Dado que este procedimiento se basa en valores OSNR medidos, también en este caso se producen los problemas de la medición OSNR a pequeñas distancias de canal ya descritos anteriormente.

40 El objetivo de la invención es especificar un procedimiento que permita un rápido preénfasis de una señal multiplex óptica. El procedimiento también debería ser adecuado para una transmisión WDM a lo largo de un tramo de transmisión óptica demasiado definido con espacios de canales arbitrariamente estrechos.

45 Una solución al objetivo en términos de su aspecto de procedimiento se realiza mediante un procedimiento con las características de la reivindicación 1.

50 Partiendo de un procedimiento para el preénfasis de una señal multiplex óptica, que presenta varias señales de diferentes longitudes de onda como canales, que son transmitidas de transmisores a receptores, en el que se ajustan potencias de las señales en el transmisor y se miden en el receptor, de acuerdo con la invención, ya no es necesario determinar las relaciones señal / ruido OSNR en el receptor. Para este propósito, se determina una potencia promedio de las señales en el transmisor y luego, en el lado del transmisor, se establecen nuevas potencias de las señales a partir de las potencias actuales de las señales en el transmisor y en el receptor y de la potencia promedio en el transmisor, de tal manera que las relaciones señal / ruido permanezcan aproximadamente iguales en el receptor.

55 Esto se logra en una primera solución de aproximación explicada en detalle a continuación, si los espectros de potencia de los canales en el transmisor y en el receptor forman funciones aproximadamente inversas. También se definirá un logro más preciso y suficiente de relaciones señal / ruido iguales en el receptor de un tramo de

transmisión en vista de la dependencia de la longitud de onda de los factores de ruido, de ganancias y atenuaciones.

Del documento EP 1 130 803 A2 se conoce un procedimiento para el preénfasis en el que se regulan niveles de señales ópticas basadas en una variable física predeterminada, que se obtiene en estaciones intermedias, excepto en la estación receptora. La variable física puede comprender a este respecto las siguientes variables:

- potencia de salida óptica, factor de ruido y ganancia,
- potencia de entrada óptica y factor de ruido,
- potencia de salida óptica y ganancia, o
- potencia de salida óptica.

Con ayuda de la variable física se determina una relación señal / ruido parcial, que se usa para la regulación.

El documento EP 0543570 A2 divulga un dispositivo de procesamiento de señal que comprende lo siguiente: medios para combinar al menos dos canales de una señal óptica con diferentes frecuencias para obtener una señal WDM, un receptor para recibir la señal WDM y separarla en las señales de canal individuales y un dispositivo para medir la relación señal / ruido (SNR) para cada canal. Conociendo los valores de SNR para cada canal, la potencia en el transmisor se calcula de acuerdo con la siguiente regla:

$$P_{nuevo}^i = P_{TOT} \left[\frac{p^i / (S/N)_i}{\sum_{i=1}^T p^i / (S/N)_i} \right]$$

donde P_{nuevo} es la nueva señal de entrada para el i -ésimo canal, $(S/N)_i$ es la SNR del i -ésimo canal, P_{TOT} es la potencia total de la señal y T es el número de canales.

La ventaja esencial de la invención es que no se requieren mediciones de las relaciones señal / ruido o las potencias de ruido, sino solo mediciones de amplitud de señal en el transmisor y en el receptor. Debido a la medición y al reajuste de las potencias en un transmisor por medio de una medición simple de potencias de señal en un receptor, el preénfasis según la fórmula de control de la invención se realiza de manera mucho más rápida que un preénfasis basado en relaciones señal / ruido OSNR. Con ello ya no es necesaria una medición de potencias de ruido de las señales dependiente del sistema y por tanto costosa.

El ajuste de la función inversa entre los espectros de potencia da como resultado, en muy buena aproximación, relaciones señal / ruido OSNR idénticas para todos los canales. Para un sistema de transmisión, se puede definir de antemano una discrepancia o deterioro tolerado, es decir, las relaciones señal / ruido OSNR deben modificarse en el preénfasis de tal manera que no ocurran errores de transmisión. Sobre la base de un balance permitido o un intervalo tolerado de las relaciones señal / ruido OSNR, resulta una fórmula de control simple de acuerdo con la invención para el preénfasis, que supone un reajuste de las potencias de señal en el transmisor sin determinar las relaciones actuales de señal / ruido OSNR.

Otra ventaja del procedimiento de acuerdo con la invención es el hecho de que se omita una complicada medición de potencias de ruido entre los canales o incluso una medición directa y técnicamente muy compleja de la emisión espontánea ASE amplificada superpuesta a los canales para determinar las relaciones señal / ruido OSNR. Por lo tanto, el procedimiento es ideal para separaciones de longitud de onda de los canales arbitrariamente pequeñas.

Por supuesto es posible combinar este procedimiento con un preénfasis posterior que se base en una medición de la relación señal / ruido OSNR y que conlleve un ajuste óptimo de la potencia del canal en el transmisor. El hecho de que esto requiera mucho más tiempo, no presenta impacto negativo en la calidad de transmisión. Sin embargo, el procedimiento de acuerdo con la invención ya no requiere tal preénfasis conocido para cumplir con los mismos requisitos de manera aproximada. Este aspecto ventajoso ha sido probado teórica y experimentalmente en el laboratorio. Con ello se ahorran costosos instrumentos de medición de resolución espectral, como los analizadores de espectro óptico.

Una ventaja significativa de la invención es también que el procedimiento descrito no es sensible a una desviación (tilt) existente o a una distribución espectral existente adicional no uniforme de la potencia y/o las relaciones señal / ruido OSNR en el transmisor.

Para toda la invención se usan los términos "transmisor" y "receptor" para facilitar la ilustración. Debe quedar claro en este caso que estos términos designan cada punto de un tramo de transmisión, donde el preénfasis de acuerdo con la invención sea factible, es decir, por ejemplo, en amplificadores ópticos, en multiplexores y demultiplexores, en filtros espectralmente ajustables, etc. Para este propósito, un primer módulo de control y medición previsto para el espectro de potencia debe estar presente al menos en un punto "transmisor" y un segundo módulo de medición previsto para el espectro de potencia en un punto "receptor".

Para llevar a cabo el procedimiento de acuerdo con la invención para el preénfasis, se especifica un tramo de

transmisión óptica adecuado simple. Este tramo de transmisión podría ser parte de una red óptica más compleja.

Desarrollos ventajosos de la invención se especifican en las reivindicaciones dependientes.

5 Los ejemplos de realización de la invención se explicarán con más detalle a continuación con referencia al dibujo.

A este respecto, muestran:

- 10 figura 1: espectros de potencia de los canales en el transmisor y en el receptor antes y después del preénfasis,
 figura 2: espectros de las relaciones señal / ruido OSNR de los canales en el transmisor y en el receptor antes del preénfasis y en el transmisor después del preénfasis,
 figura 3: muestra un tramo de transmisión óptica para llevar a cabo el preénfasis de acuerdo con la invención.

15 En la **figura 1** se representan espectros de potencia LS1, LS2, LS3, LS4 de los canales en el transmisor y en el receptor antes y después del preénfasis para una señal óptica DWDM con 80 canales (distancia de frecuencia = 50 GHz).

20 Antes del preénfasis, el espectro de potencia de señal medido LS1 en el transmisor es constante con un valor de potencia promedio de -16 dBm. Por el contrario, el espectro de potencia de señal LS2 medido en el receptor presenta un perfil arbitrario, presentando los canales diferencias de potencia de hasta 8dB. La discrepancia puede representar tanto una función lineal de la longitud de onda como para una desviación (tilt) o en general una función no lineal de la longitud de onda.

25 De acuerdo con el balance permitido de las relaciones señal / ruido OSNR en el receptor, el preénfasis se lleva a cabo entonces mediante la inversión del espectro de potencia de señal LS1 en el transmisor. Una fórmula de control de la inversión se proporciona en el texto que sigue. Así se obtienen dos nuevos espectros de potencia de señal LS3 en el transmisor y LS4 en el receptor. Las relaciones señal / ruido OSNR en el receptor forman ahora un espectro plano.

30 En la **Fig. 2** están representados espectros OSNR1, OSNR2 de las relaciones señal / ruido OSNR de los canales en el transmisor y el receptor antes del preénfasis, y un espectro OSNR3 de las relaciones señal / ruido OSNR de los canales en el receptor después del preénfasis para la señal óptica de acuerdo con la FIG. 1.

35 Antes del preénfasis, el espectro OSNR1 medido en este caso para el experimento es constante en el transmisor con un valor medio de 28 dB. Sin embargo, el espectro OSNR2 en el receptor presenta un perfil arbitrario, que presenta una discrepancia respecto a un valor medio de aproximadamente 23 dB. La discrepancia puede representar tanto una función lineal de la longitud de onda como para una desviación (tilt) como, en general, una función no lineal de la longitud de onda. Después del preénfasis, el espectro OSNR3 en el receptor es plano.

40 La **Fig. 3** muestra un tramo de transmisión óptico con elementos dependientes de frecuencia situados entre el transmisor OTT Tx y receptor OTT Rx - en el presente caso amplificadores intermedios OLR1, OLR2, ..., guías de ondas ópticas LWL1, LWL2, etc. - para llevar a cabo el procedimiento de acuerdo con la invención para el preénfasis. Un equipo de medición de potencia M1, M2 está conectado en cada caso al transmisor OTT Tx y al receptor OTT Rx y un equipo de control de potencia R1 al transmisor OTT Tx, los cuales miden únicamente amplitudes de las señales transmitidas en el lado de transmisión y en el lado de recepción o las controlan en el lado de transmisión.

A continuación se proporciona una descripción matemática del procedimiento mostrado en las figuras 1 y 2, suponiendo que la señal multiplexada transmitida es de ancho de banda $\Delta\lambda$.

50 Para este propósito se utilizan los siguientes términos:

transmisor: OTT Tx

receptor: OTT Rx

55 canal (longitud de onda): $\lambda = \lambda_{\min}, \dots, \lambda_{\max}$

ancho de banda: $\Delta\lambda = \lambda_{\max} - \lambda_{\min}$

60 Potencias de canal en OTT Tx: $P_{\text{ENTRADA}}(\lambda)$ {en mW}

Potencia del canal en el OTT Rx: $P_{\text{SALIDA}}(\lambda)$ {en mW}

Potencia de entrada promedio: $\langle P_{\text{ENTRADA}} \rangle = \frac{1}{\Delta\lambda} \int_{\lambda_{\min}}^{\lambda_{\max}} P_{\text{ENTRADA}}(\lambda) d\lambda$ {en mW}

65

Potencia de salida promedio: $\langle P_{SALIDA} \rangle = \frac{1}{\Delta\lambda} \cdot \frac{1}{\Delta\lambda} (\lambda) d\lambda \text{ {en mW}}$

En general, el valor promedio, en este caso sobre un rango de longitud de onda, de un valor X se indica mediante la notación $\langle X \rangle$ entre corchetes $\langle X \rangle$.

5 La potencia de entrada de la suma de los canales con las longitudes de onda $\lambda = \lambda_{min}, \lambda_{max}$ se mantiene constante en el transmisor OTT Tx.

Las nuevas potencias de canal P a ajustar en el transmisor OTT $P_{ENTRADA}(\lambda)_{nueva}$ (lineal en mW), manteniendo la potencia de entrada de suma existente ($= \Delta\lambda \cdot \langle P_{ENTRADA} \rangle$) por medio de una función Q(λ) son por lo tanto:

$$10 \quad P_{ENTRADA}(\lambda)_{nueva} := \langle P_{ENTRADA} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\frac{1}{\Delta\lambda} \int_{\lambda} Q(\lambda) d\lambda}$$

Un balance admitido de relaciones señal / ruido OSNR se aproxima a través del modelo que se justifica a continuación

$$15 \quad \sqrt{P_{ENTRADA}(\lambda) \cdot P_{SALIDA}(\lambda)} = \text{const (es decir, constante),}$$

por lo que para la función Q(λ) resulta:

$$20 \quad Q(\lambda) = \frac{P_{ENTRADA}(\lambda)}{\sqrt{P_{ENTRADA}(\lambda) \cdot P_{SALIDA}(\lambda)}} = \sqrt{\frac{P_{ENTRADA}(\lambda)}{P_{SALIDA}(\lambda)}}$$

Esta ecuación muestra que la función Q corresponde a la raíz cuadrada de la función de transferencia de las señales.

25 Esto permite reajustar las nuevas potencias de entrada $P_{ENTRADA}(\lambda)_{nueva}$ a reajustar de manera muy rápida para cada canal por medio de la potencia de entrada promedio y de las potencias de entrada y salida presentes o medidas $P_{ENTRADA}(\lambda)$ y $P_{SALIDA}(\lambda)$. Como resultado, no se requieren mediciones de las relaciones señal / ruido OSNR o de potencias de ruido.

30 En el caso apropiado, el reajuste se realiza mediante una simple inversión entre los espectros de potencia del transmisor y del receptor.

Además, se indica ahora una derivación más precisa del espectro de potencia $P_{ENTRADA}(\lambda)_{nueva}$ a reajustar, teniendo en cuenta los factores de ruido dependientes de la longitud de onda $F_i(\lambda)$ ($i = 0, \dots, N$) de uno o varios amplificadores ópticos V0, V1, ..., VN dispuestos a lo largo del tramo de transmisión. Esta derivación muestra la medida en la que el preénfasis de acuerdo con la invención es adecuado para su uso en sistemas de transmisión con respecto a las tolerancias de transmisión requeridas. Además, de ello se obtienen también variantes del procedimiento que logran una mayor precisión, pero que requieren el conocimiento de parámetros adicionales, los cuales se pueden medir directamente en el sistema o ya durante la producción. Alternativamente, también se pueden usar valores típicos.

Se muestra que, a pesar de las influencias del factor de ruido $F_i(\lambda)$, el preénfasis de acuerdo con la invención para un número de N+1 amplificadores ópticos en cascada V_i con N líneas ópticas intermedias OLi ($i = 1, \dots, N$) con atenuaciones A_i permite una nivelación tolerable de las relaciones señal / ruido OSNR al final del tramo de transmisión. Si se necesitan cumplimientos más precisos, también se pueden tener en cuenta los factores de ruido $F_i(\lambda)$, por ejemplo, mediante la información técnica de prospecto de un amplificador óptico.

La ganancia $G_i(\lambda)$ de uno de los amplificadores ópticos V_i ($i = 0, \dots, N$) viene dada por:

$$50 \quad G_i(\lambda) = \langle G_i \rangle \cdot g(\lambda)$$

donde $\langle G_i \rangle$ designa una ganancia promedio y $g(\lambda)$ designa una función de dependencia espectral normalizada de la ganancia $G_i(\lambda)$.

55 Del mismo modo, se pueden describir la atenuación $A_i(\lambda)$ de las líneas ópticas OLi y el factor de ruido $F_i(\lambda)$:

$$A_i(\lambda) = \langle A_i \rangle \cdot a(\lambda)$$

$$F_i(\lambda) = \langle F_i \rangle \cdot f(\lambda)$$

60 Para simplificar la representación se ha asumido que las dependencias de longitud de onda $a(\lambda)$ y $f(\lambda)$ de la atenuación $A_i(\lambda)$ y del factor de ruido $F_i(\lambda)$ son aproximadamente idénticas para todos los amplificadores y fibras interconectadas.

ES 2 749 718 T3

Al final del tramo de transmisión OTT Rx, las líneas de salida $P_{SALIDA}(\lambda)$ se definen como una función de la longitud de onda λ :

$$P_{OUT}(\lambda) = \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot \prod_{i=0}^N G_i(\lambda) \cdot P_{IN}(\lambda) = P_{IN}(\lambda) \cdot G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)$$

5 donde G_0 es la ganancia del primer amplificador óptico V_0 utilizado como booster en el lado de la transmisión. En los amplificadores ópticos V_i aparece emisión espontánea amplificada ASE que para un canal que presenta la longitud de onda λ de una señal óptica de banda ancha conlleva una proporción de potencia de ruido $P_{ASE}(l, \lambda)$.

$$10 \quad P_{ASE}(l, \lambda) = h\nu \cdot B_0 \cdot [F_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda) - 1]$$

En esta ecuación, h representa la constante de Planck, ν la frecuencia del canal considerado y B_0 el ancho de banda de medición.

15 En el transmisor OTT Tx y en el receptor OTT Rx del tramo de transmisión completo $V_0, LWL1, V1, LWL2, \dots, LWLN, VN$ un canal en la longitud de onda λ con potencia de entrada $P_{ENTRADA}(\lambda)$ y potencia de salida $P_{SALIDA}(\lambda)$ presenta una potencia de ruido acumulada $P_{ASE}(\lambda)$, que se puede calcular de la siguiente manera:

$$P_{ASE}(\lambda) = h\nu \cdot B_0 \cdot \left\{ \sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda) \right\}$$

20 Las relaciones de señal / ruido OSNR dependientes de la longitud de onda en el transmisor OTT Tx se definen de la siguiente manera:

$$OSNR = \frac{P_{SALIDA}(\lambda)}{P_{ASE}(\lambda)}$$

25 El modelo para el equilibrio de las relaciones señal / ruido OSNR se basa en una nivelación de las mismas en el transmisor OTT Tx. Esto puede implementarse mediante la siguiente condición (const = constante):

$$\frac{1}{OSNR} = \frac{h\nu B_0}{P_{IN}(\lambda)} \cdot \frac{\sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}{G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)} = const$$

30 Al definirse la función ya conocida $Q(\lambda)$ como:

$$Q(\lambda) = \frac{\sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}{\lambda \cdot G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}$$

35 puede formularse esta condición para relaciones de señal / ruido idénticas OSNR de todos los canales en el receptor OTT Rx de la siguiente manera:

$$P_{ENTRADA}(\lambda)_{nueva} = \langle P_{EN} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \text{ con } \langle Q(\lambda) \rangle = \frac{1}{\Delta\lambda} \int_{\Delta\lambda} Q(\lambda) d\lambda$$

40 Esta ecuación describe las potencias de canal a reajustar con mucha precisión, pero requiere el conocimiento de numerosos parámetros. A continuación se considera por tanto la influencia de distintos parámetros, como los factores de ruido $F_i(\lambda)$, las ganancias $G_i(\lambda)$ y las atenuaciones $A_i(\lambda)$ sobre la dependencia de la longitud de onda de la función $Q(\lambda)$. De entrada se describirá este aspecto mediante un ejemplo de realización para un tramo de transmisión con $N+1$ amplificadores ópticos y con N líneas ópticas OLI conectadas entre los amplificadores ópticos, en el que se transmite una señal óptica de banda ancha multicanal desde el transmisor OTT Tx al receptor OTT Rx.

En general, las ganancias de los amplificadores V_i se ajustan de tal manera que compensan las pérdidas por atenuación en las secciones de tramo subsiguientes OLI ("span" en inglés), de tal modo que se tiene

$$50 \quad \langle G_i(\lambda) \rangle = \frac{1}{\langle A_i(\lambda) \rangle}$$

Con ello se puede describir la función Q(λ) de la siguiente manera:

$$Q(\lambda) = \frac{\sum_{j=0}^N [\langle F_j \rangle \cdot \langle G_j \rangle \cdot f_j(\lambda) \cdot g_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N a_i(\lambda) \cdot g_i(\lambda)}{\lambda \cdot \langle G_0 \rangle \cdot g_0 \cdot \prod_{i=1}^N a_i(\lambda) \cdot g_i(\lambda)}$$

5 A partir de valores conocidos de la práctica, como p.e. $\langle F_j \rangle \cong 2$ y $\langle G_j \rangle \cong 100$ queda implícito que:

$$\langle F_j \rangle \cdot \langle G_j \rangle \cdot f_j(\lambda) \cdot g_j(\lambda) \gg 1$$

10 Además se asume que los amplificadores ópticos V_i y las líneas ópticas OL_i son casi idénticas. Esta premisa se cumple de manera general, ya que en términos de ganancia y atenuación discrepancias críticas de las propiedades técnicas de los componentes V_i , OL_i se minimizan u optimizan en la medida de lo posible durante su producción o durante la instalación de una red y la dependencia de la longitud de onda de la ganancia de los amplificadores ópticos es casi independiente de la ganancia ajustada.

15 Así, se emplean entonces valores promedio individuales y funciones de dependencia espectral individuales del factor de ruido $\langle F \rangle = \langle F_i \rangle$, $f(\lambda) = f_i(\lambda)$, de la ganancia $\langle G \rangle = \langle G_i \rangle$, $g(\lambda) = g_i(\lambda)$ y de la atenuación $\langle A \rangle = \langle A_i \rangle$, $a(\lambda) = a_i(\lambda)$ para todos los componentes V_i , OL_i , lo que conduce a una nueva forma más simple de la función Q(λ):

$$Q(\lambda) = \frac{\langle F \rangle f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^{N+1} - 1}{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^N \cdot [a(\lambda) \cdot g(\lambda) - 1]}$$

20 Esta ecuación conduce a la aproximación

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \propto \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^{N+1} - 1}{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^N \cdot [a(\lambda) \cdot g(\lambda) - 1]}$$

25 Esta última función tiene en cuenta la onda espectral (*ripples* en inglés) del factor de ruido, de la ganancia y de la atenuación sobre un ancho de banda deseado en el rango de longitud de onda $\Delta\lambda$.

Mediante la medición del espectro de potencia o de la ganancia total $G_{ENLACE} = [a(\lambda) g(\lambda)]^{N+1}$ en el receptor OTT Rx se obtiene:

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \propto \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{G_{ENLACE} - 1}{G_{ENLACE}^{\frac{N}{N+1}} \cdot [G_{ENLACE}^{\frac{1}{N+1}} - 1]}$$

30 En caso de conocerse o estimarse el factor de ruido $f(\lambda)$ de una o más ampliificaciones ópticas en el tramo de transmisión, la función $Q(\lambda) / \langle Q(\lambda) \rangle$ puede determinarse dependiendo de la longitud de onda. En este caso, el preénfasis es más que una simple inversión de los espectros de potencia entre el receptor y el transmisor, sin embargo, aun así se basa solo en mediciones de potencia de señal o ajustes de potencia.

35 En otras palabras, si se conoce la dependencia de la longitud de onda del factor de ruido $F(i)$ de los amplificadores ópticos (analíticamente o en forma de tabla), entonces esta dependencia se puede considerar con mayor precisión en el preénfasis que mediante la inversión de los espectros de potencia mencionada anteriormente.

40 Como rangos concretos de valores para una aplicación práctica resultan de interés:

$$1 \leq N \leq 20$$

$$-0,7 \text{ dB} \leq 10 \log [g(\lambda)] \leq 0,7 \text{ dB}$$

45 dado que hoy en día los amplificadores típicos, como los EDFA (amplificadores de fibra dopada con erbio), presentan ondas de ganancia por debajo de 1,4 dB.

50 Para estos rangos de valores, la función $Q(\lambda)/\langle Q(\lambda) \rangle$ puede aproximarse adecuadamente mediante $1/\sqrt{G_{ENLACE}}$. De este modo, el preénfasis se realiza independientemente del número N de las secciones de transmisión V_i , OL_i (span).

Esta aproximación confirma de nuevo la afirmación previamente explicada de que con las siguientes dos ecuaciones:

$$P_{ENTRADA}(\lambda)_{nueva} = \langle P_{ENTRADA} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \text{ (en mW) con } \langle Q(\lambda) \rangle = \frac{P_{ENTRADA}}{P_{SALIDA}}$$

55

y: $G_{ENLACE} = \frac{P_{SALIDA}}{P_{ENTRADA}}$

se calculan las nuevas potencias $P_{ENTRADA}(\lambda)$ _nueva en el transmisor OTT Tx en el preénfasis de la siguiente manera:

5

$$P_{ENTRADA}(\lambda)_nueva := \langle P_{ENTRADA} \rangle \cdot \sqrt{\frac{P_{ENTRADA}}{P_{SALIDA}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\langle \frac{P_{ENTRADA}}{P_{SALIDA}} \rangle}}$$

10 En este caso, el preénfasis se basa en la simple inversión de los espectros de potencia en el transmisor OTT Tx y en el receptor OTT Rx.

Si está previsto un ajuste de potencia adicional de los canales en el transmisor OTT Rx, también es controlable el preénfasis de forma bidireccional. Como resultado, las relaciones señal / ruido OSNR en el receptor OTT Rx y en el transmisor OTT Tx presentan un espectro plano.

15

Otros ejemplos de realización de la invención se explican con más detalle a continuación con referencia al dibujo.

A este respecto, muestran:

- 20 figura 4: la relación señal / ruido mínima como función de un parámetro k en 5 secciones de transmisión,
- figura 5: la relación señal / ruido mínima como función del parámetro k en 10 secciones de transmisión,
- figura 6 muestra valores óptimos del parámetro k para diferentes atenuaciones de tramo como función del número de secciones de tramo,
- 25 figura 7: un tramo parcial de una red óptica.

25

Ahora se asume un procedimiento en el que, de entrada se mide, para cualquier distribución de potencia de canal $P_{ENTRADA}(\lambda)$ en la entrada de enlace, la correspondiente distribución de potencia por canal $P_{SALIDA}(\lambda)$ a la salida del enlace. En una segunda etapa se ajustan potencias de entrada de acuerdo con la regla:

30

$$P_{ENTRADA}(\lambda)_nueva = \langle P_{ENTRADA} \rangle \cdot ((P_{EN} / P_{SALIDA})^{0,5}) / \langle ((P_{ENTRADA} / P_{SALIDA})^{0,5}) \rangle,$$

donde se representan $P_{ENTRADA}(\lambda)$ y $P_{SALIDA}(\lambda)$ respectivamente como P_{EN} y P_{SALIDA} . Esto permite alcanzar valores aproximadamente idénticos de las relaciones señal / ruido OSNR para todos los canales, sin embargo, se dan discrepancias respecto a un preénfasis OSNR puro.

35

A continuación se mostrará que la magnitud de estas discrepancias puede reducirse significativamente mediante la introducción de un exponente variable k con valores en el rango de 0 a 1, en comparación con 0,5 en la ecuación superior, para que el procedimiento se acerque a los resultados óptimos de un preénfasis SNR. Las potencias en el transmisor OTT Rx se ajustan ahora de acuerdo con la regla:

40

$$P_{ENTRADA}(\lambda)_nueva = \langle P_{ENTRADA} \rangle \cdot ((P_{ENTRADA}/P_{SALIDA})^k) / \langle ((P_{ENTRADA}/P_{SALIDA})^k) \rangle.$$

Dado que la función de transferencia del enlace puede cambiar al cambiar el espectro de entrada, se presta aplicar este procedimiento varias veces.

45

Se presenta entonces el problema de determinar un ajuste óptimo del exponente k. Las dos **figuras 4 y 5** siguientes muestran las relaciones señal / ruido OSNR mínimas (en dB) como función del exponente k para un enlace con 5 y 10 secciones LWL1, LWL2, etc., de acuerdo con la figura 3. La atenuación de sección es a este respecto de 20 dB en cada caso. Ahí puede advertirse claramente un valor óptimo del exponente k (en el presente caso aproximadamente 0,4 para 5 secciones y aproximadamente 0,45 para 10 secciones) para que las relaciones señal / ruido OSNR presenten valores máximos.

50

La siguiente **figura 6** muestra, para una potencia de entrada promedio modificada en el transmisor OTT Tx, el valor óptimo del exponente k < 1 como función del número de secciones LWL1, LWL2, etc. (1 a 20) para diferentes atenuaciones de sección (10 dB, 15 dB, 20 dB, 25 dB, 30 dB). Ahí se advierte también claramente que, además de la atenuación de sección y del número de secciones, también la potencia a la entrada del transmisor tiene una influencia fundamental sobre el valor óptimo del exponente k. Mientras la dependencia de la longitud de onda que preente el factor de ruido de los amplificadores ópticos OLR1, OLR2, etc. de acuerdo con la figura 3 sea pequeña en comparación con la dependencia de la longitud de onda que presente la función de transferencia de ganancia de los mismos amplificadores ópticos, pueden minimizarse las discrepancias que se dan respecto a un preénfasis puro de las relaciones señal / ruido OSNR mediante la elección óptima del exponente k.

55

60

Para la optimización del exponente k hay varias posibilidades que se basan en las fórmulas de la solicitud de patente correspondiente:

- 5 - Antes de montar un tramo de transmisión OTT Tx, LWL1, OLR1, LWL2, OLR2, ..., OTT_Rx (enlace), se utiliza una herramienta de planificación. Ésta conoce valores típicos de los parámetros característicos de todos los componentes ópticos y, por lo tanto, puede determinar la relación señal / ruido OSNR resultante, así como el valor de parámetro de k, con el que el procedimiento basado en mediciones de rendimiento se acerca lo más posible al preénfasis OSNR ideal.
- 10 - Se realizan mediciones de los grupos de componentes empleados durante la producción y estos valores se ponen a disponibilidad del sistema de gestión cuanto están instalados en el sistema, que a su vez puede determinar el valor óptimo del parámetro.
- Los grupos de componentes receptores individuales comunican las frecuencias de error de bits medidas al sistema de gestión. Éste utiliza esta información para determinar el valor óptimo del exponente k.
- 15 - Al instalar un tramo de transmisión, éste se hace operar inicialmente con pocos canales, de modo que sea posible una medición de las relaciones señal / ruido OSNR y se pueda realizar un preénfasis puro de OSNR. A continuación se determina el valor del parámetro de k, que se aproxime lo mejor posible al espectro de entrada que va a ajustarse. Este valor se reutiliza en el futuro para cualquier número de canales y también en caso de se recambien componentes.

20 En resumen, la introducción de un exponente variable k permite una reducción en las discrepancias entre un procedimiento basado en la potencia y el preénfasis basado en las relaciones señal / ruido.

25 En la parte de descripción anterior de la invención, se ha detallado un tramo de transmisión punto a punto para los ejemplos de realización. Sin embargo, el procedimiento para el preénfasis de una señal multiplex óptica también resulta adecuado para una red completa con varios nodos de red, entre las cuales estén dispuestas las conexiones ópticas punto a punto.

30 La **figura 7** muestra un tramo parcial de una red óptica, para la cual debe realizarse un preénfasis. En los nodos de red instalados en cada caso en el extremo (que se muestran en este caso como módulos de agregación-derivación o "add-drop", OADM), se acoplan o desacoplan señales. Las señales acopladas pueden provenir de otro tramo de transmisión o directamente de transmisores Tx ubicados en la posición del módulo OADM de agregación-derivación. Al final del tramo parcial, una parte de los canales se alimenta a otro tramo de transmisión, mientras que la otra parte termina allí, por ejemplo en un receptor Rx.

35 En el lado de entrada en el primer módulo de agregación-derivación OADM1, los canales presentan diferentes valores de relación señal / ruido OSNR_{ENTRADA}. Dado que una parte de los canales deben atravesar aún tramos de transmisión adicionales y los receptores pueden presentar diferentes características (por ejemplo, debido a diferentes velocidades de transmisión de datos), tiene sentido imponer diferentes requisitos de relaciones señal / ruido OSNR_{SALIDA} a la salida del tramo de transmisión. Venga dada la dependencia de la longitud de onda deseada debido a este requisito que presenta la relación señal / ruido OSNR_{SALIDA} del lado de salida por la función h con valor promedio 1, que ha de multiplicarse con el valor inverso de una constante α aún por determinar para la relación señal / ruido resultante OSNR^{SALIDA}. La función h(λ) dependiente de la longitud de onda viene dada por una herramienta de planificación de red. Esta selección está determinada por una matriz de tráfico dentro de la red óptica. Sea además conocido el exponente k descrito anteriormente.

La distribución de potencia a ajustar en la entrada del tramo parcial debe en tal caso ser

$$P_{ENTRADA}(\lambda)_{nueva} = \langle P_{IN} \rangle \cdot \frac{G(\lambda)^{-k}}{\langle G(\lambda)^{-k} \rangle} \cdot \frac{OSNR^{TH}(\lambda)}{OSNR^{PP}} \cdot \frac{h(\lambda)}{OSNR^{TH}(\lambda) \cdot \alpha - h(\lambda)},$$

50 donde OSNR^{PP} denota la relación señal / ruido OSNR constante que se daría para el funcionamiento independiente ("stand alone") del tramo de transmisión en la red, y G(λ) designa la ganancia dependiente de la longitud de onda del tramo de transmisión considerado. El parámetro α debe elegirse de tal modo que la potencia promedio $\langle P_{EN} \rangle$ de los canales en la entrada permanezca sin cambios. Por ejemplo, se puede determinar mediante un procedimiento iterativo con ordenador.

60 En la ecuación indicada anteriormente, además de la función de transferencia de ganancia del tramo parcial a medir, se utilizan parámetros adicionales como las relaciones señal / ruido OSNR^{ENTRADA} en la entrada del tramo de transmisión, así como la OSNR^{PP} que resultaría para el funcionamiento independiente ("stand alone") a la salida del tramo de transmisión. Por supuesto, los dos últimos parámetros se pueden obtener de mediciones. Pero resulta ventajoso recurrir a resultados de una herramienta de planificación numérica.

A continuación se considerará un caso especial. Se asume que el tramo parcial considerado es parte de una conexión punto a punto en una red, que solo se proporcionan canales que proceden todos de la misma fuente, que y todos los canales terminan en el mismo lugar. En este caso, se requieren relaciones señal / ruido OSNR^{SALIDA} idénticas en la salida para todos los canales. También en la entrada presentan todos los canales relaciones señal / ruido OSNR^{ENTRADA} idénticas, dado que también se realiza un preénfasis para el tramo parcial anterior, que garantiza las mismas relaciones de señal / ruido OSNR para todos sus canales de salida. En la ecuación anterior, por lo tanto, BII y BIII ya no presentan ninguna dependencia de longitud de onda y pueden reemplazarse por el valor 1, con lo cual la potencia de entrada debería permanecer constante. El resultado corresponde al de un solo tramo de transmisión.

A continuación se expone cómo se puede mejorar aún más este procedimiento y, con ello, se puede aumentar la capacidad de rendimiento de las redes WDM y tramos WDM.

Otros ejemplos de realización de la invención se explican con más detalle a continuación con referencia al dibujo.

A este respecto, muestran:

- figura 8: un tramo de transmisión punto a punto con varios amplificadores ópticos,
- figura 9: relaciones de señal / ruido después de un preénfasis como función de una pendiente de una entrada de amplificador,
- figuras 10 a, b, c, d: relaciones de señal / ruido como función del exponente k con diferentes ganancias de amplificación,

En la **Fig. 8** se muestra un tramo de transmisión punto a punto con varios amplificadores ópticos V1, V2, V3, V4, entre los cuales están conectadas fibras de transmisión LWL1, LWL2, LWL3. Podría tratarse también de un tramo parcial de una red óptica. Una característica especial de este tramo de transmisión es que los amplificadores ópticos V1, V2, V3, V4 empleados pueden controlarse o regularse de tal manera que la pendiente del espectro de potencia óptica en la salida de cada amplificador V1, V2, V3, V4 presente un valor predeterminado.

Un parámetro importante del procedimiento descrito a continuación es la pendiente del espectro de potencia, la cual se puede definir como la pendiente de una línea recta que aproxima la distribución de potencia logarítmica sobre la frecuencia portadora en el sentido de una suma mínima de los cuadrados de error (regresión lineal). Esta pendiente se denomina en adelante pendiente de potencia (tilt de potencia) y tiene unidades dB/THz.

El objetivo del procedimiento es optimizar, mediante ajuste óptimo de la pendiente de potencia a la entrada de cada amplificador, las relaciones señal / ruido OSNR que resultan después de realizar un preénfasis. En la **figura 9** se muestran las relaciones de señal / ruido OSNR, en dB, después de un preénfasis como función de una pendiente de una entrada del amplificador como pendiente de potencia - pendiente de la entrada del amplificador ("tilt of amplifier input") en dB/THz.

Como muestra la figura 9, para cada pendiente de FACTOR_RUIDO de una curva de factor de ruido A, B, C, D, E o F, G, H, I, J (0,45 dB/THz, 0,23 dB/THz, 0,00 dB/THz, -0,23 dB/THz, -0,45 dB/THz), que por lo demás se asume idéntica para todos los amplificadores V1, V2, V3, V4 dentro de la sección de preénfasis, hay exactamente un valor de pendiente de potencia en la entrada de los amplificadores V1, V2, V3, V4 que resulta en un resultado óptimo. Cabe destacar que el caso óptimo para un reducido número de secciones (por ejemplo, V1, LWL1, V2) corresponde a la pendiente del factor de ruido (ver curvas superiores A, B, C, D, E para 5 secciones de transmisión). Para un mayor número de secciones de tramo (ver curvas inferiores para 20 secciones de transmisión), los máximos cambian a valores de pendiente mayores. A continuación se describe cómo se puede determinar este valor óptimo de pendiente de potencia y cómo se puede combinar esta optimización con el procedimiento de preénfasis de las relaciones señal / ruido OSNR anteriores y el preénfasis con pendiente de potencia.

Cuando se utiliza el preénfasis anterior de las relaciones señal / ruido OSNR en una primera etapa se ajustan por ejemplo los amplificadores de fibra dopada con erbio (EDFA = *erbium doped fiber amplifier*) V1, V2, V3, V4 de modo que la pendiente de potencia en la entrada del siguiente V2, V3, V4 siguiente en cada caso y en la salida del preamplificador V4 al final del tramo desaparezca (la pendiente de potencia debe ser cero). A continuación se determinan las relaciones señal / ruido OSNR del espectro de salida. Si la pendiente de potencia en las entradas de los amplificadores V1, V2, V3, V4 se ajusta entonces de modo que corresponda a la pendiente negativa de las relaciones señal / ruido OSNR indicadas en la escala logarítmica, el preénfasis de las relaciones señal / ruido OSNR realizado a continuación producirá un resultado óptimo.

El preénfasis con pendiente de potencia ofrece, en comparación con el preénfasis anterior, la ventaja de un tiempo de implementación significativamente reducido y también se puede usar en sistemas y redes en los que no es posible una medición de las relaciones señal / ruido OSNR según el estado de la técnica actual. Dado que las relaciones señal / ruido OSNR no son conocidas en este caso, el valor óptimo de la pendiente de potencia debe determinarse de manera diferente. El procedimiento es el siguiente:

En una primera etapa, como se hacía en el preénfasis anterior, se ajustan los amplificadores V1, V2, V3, V4 de modo que la pendiente de potencia en la entrada del amplificador V2, V3, V4 siguiente en cada caso y en la salida del preamplificador V4 al final del tramo desaparezca (la pendiente de potencia debe ser cero). A partir de los espectros de potencia lineales $P_{Tx}(\lambda)$ medidos en la entrada del amplificador V1 y en la salida del preamplificador V4 $P_{Rx}(\lambda)$ de una señal WDM transmitida se calcula una ganancia $G_{enlace}(\lambda)$. A partir de este parámetro, puede determinarse el espectro en la entrada del amplificador V1 deseable según el preénfasis con pendiente de potencia previamente descrito, en el que se usa una función de corrección normalizada $Q(\lambda)$

$$Q(\lambda) = \frac{G_{enlace}^{-k}(\lambda)}{(G_{enlace}^{-k}(\lambda))} \text{ con } G_{enlace}(\lambda) = \frac{P_{RX}(\lambda)}{P_{TX}(\lambda)}$$

El factor k fue determinado previamente por una herramienta de planificación. Alternativamente, incluso en secciones de transmisión equidistantes puede utilizarse la ecuación

$$Q(\lambda) = \frac{G_{enlace}(\lambda) - 1}{G_{enlace}(\lambda) - G_{enlace}^{N(N+1)}(\lambda)}$$

donde N representa el número de secciones de transmisión idénticas en todo el tramo de transmisión. La pendiente de potencia óptima en la entrada de los amplificadores V1, V2, V3, V4 corresponde entonces a la pendiente del producto de este valor y al factor de ruido F_{ef} efectivo, donde el término "factor de ruido efectivo" se explicará a continuación. A modo de aproximación pueden sumarse también el tilt de la variable $Q(\lambda)$ (en dB/THz) y el tilt del factor de ruido T efectivo F_{ef} (también en dB/THz) pueden sumarse a la pendiente de potencia resultante.

La distribución de potencia $P_{Tx}(\lambda)$ a ajustar en la entrada del amplificador V1 se calcula entonces bajo la condición de una potencia de entrada promedio constante ($P_{Tx}(\lambda)^{principio}$) como se indica a continuación:

$$P_{Tx}(\lambda) = \frac{(P_{Tx}(\lambda)^{principio})}{(Q(\lambda) \cdot F_{ef}(\lambda))} \cdot Q(\lambda) \cdot F_{ef}(\lambda)$$

Las variables que aparecen en esta ecuación deben usarse en una escala lineal. Una ventaja importante de la optimización se hace evidente a partir de las siguientes figuras 10a, 10b, 10c, 10d. Se muestran las relaciones señal / ruido OSNR como función del exponente k para un tramo de transmisión con 5 secciones de transmisión, para el cual el valor óptimo de la pendiente de potencia es 0,23 dB/THz. En los resultados para cada una de las figuras 10a, 10b, 10c, 10d se asumieron diferentes perfiles de ganancias. Para la aplicabilidad del procedimiento, el hecho de que el valor óptimo del exponente k sea casi independiente del perfil de ganancia de los amplificadores, cuando la pendiente de la potencia toma el valor óptimo, representa una mejora significativa en comparación con una regulación a una pendiente de potencia que desaparece, en la que se observan diferencias claras.

El factor de ruido efectivo F_{ef} se calcula idealmente con una herramienta de planificación, que conoce valores típicos para el historial de ganancias $G_k(\lambda)$ y el factor de ruido $F_k(\lambda)$ de los amplificadores individuales V1, V2,... Con las atenuaciones de tramo $a_k(\lambda)$ se obtiene entonces para N tramos de transmisión LWL1, LWL2,... y (N+1) amplificadores V1, V2, ...el factor de ruido $F_{ef}(\lambda)$ efectivo

$$F_{ef}(\lambda) = \frac{\sum_{k=0}^N F_k(\lambda) \cdot G_k(\lambda) \cdot \prod_{j=k+1}^N a_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda)}{\sum_{k=0}^N G_k(\lambda) \cdot \prod_{j=k+1}^N a_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda)}$$

Todas las variables que aparecen en esta ecuación son fundamentalmente dependientes de la longitud de onda (λ). Sin embargo, si no se conoce la dependencia de la longitud de onda, también se puede trabajar con valores aproximados.

Con amplificadores idénticos V1, V2, ... el factor de ruido efectivo $F_{ef}(\lambda)$ corresponde al factor de ruido de un único amplificador, por ejemplo V1.

Para la implementación: alternativamente, en lugar de una medición del espectro de potencia en la entrada del amplificador V1, también se puede realizar una medición en su salida y se puede hacer un cálculo correspondiente de las potencias de entrada y las potencias de salida de booster requeridas.

En resumen, el procedimiento se mejora de tal manera que adicionalmente en la entrada de cada amplificador V1, V2, ... se establece una pendiente óptima (llamado pendiente de potencia, "tilt de potencia"). En caso de un reducido número de secciones de tramo LWL1, LWL2, ... la pendiente a establecer corresponde exactamente a la pendiente del factor de ruido del amplificador.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para preenfatar una señal multiplex OS óptica que comprende varias señales con diferentes longitudes de onda que son transmitidas de un transmisor a un receptor, en el que potencias de las señales se ajustan en el transmisor y se miden en el receptor, ajustándose por el lado de transmisión nuevos valores de señal de tal manera que en el receptor se compensan aproximadamente relaciones señal / ruido de todas las señales, caracterizado por que
- 5 - se determina una potencia promedio para las señales del lado de transmisión, y
- los nuevos valores de señal se determinan a partir de las potencias actuales de las señales en el transmisor y en el receptor y de la potencia promedio y se ajustan en el lado de transmisión, calculándose la potencia $P_{ENTRADA}(\lambda)$ _nueva a reajustar de una las señales en el transmisor de la siguiente manera:

$$P_{ENTRADA}(\lambda)_{nueva} := \langle P_{ENTRADA} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \{en mW\}$$

- 15 donde $\langle P_{ENTRADA} \rangle$ designa la potencia promedio de una señal en el transmisor y $\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle}$ es una función normalizada cuyo cálculo se basa en las potencias $P_{ENTRADA}(\lambda)$ determinadas actualmente de una señal en el transmisor y las potencias $P_{SALIDA}(\lambda)$ actualmente medidas de una señal en el receptor, o en una variable derivada de las mismas, en particular en la ganancia total G_{ENLACE} de un canal, pero no en mediciones de relaciones señal / ruido o potencias de ruido.

- 20 2. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado por que en el reajuste de las señales en el transmisor se tienen en cuenta influencias espectrales del tramo de transmisión entre el transmisor y el receptor, preferiblemente debidas a amplificación, influencias de ruido, atenuaciones.

- 25 3. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que para una transmisión óptica a través de N+1 amplificadores ópticos conectados en serie con características de amplificación similares y a través de N secciones de transmisión intercaladas entre los amplificadores, la función normalizada se define como sigue:

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} = K \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{G_{ENLACE} - 1}{G_{ENLACE}^{\frac{N}{N+1}} \cdot \left[G_{ENLACE}^{\frac{1}{N+1}} - 1 \right]}$$

- 30 con G_{ENLACE} como ganancia total de un canal determinada a partir de las potencias de señal ($P_{ENTRADA}$, P_{SALIDA}) en el transmisor y receptor y $f(\lambda)$ como función de factor de ruido espectral de los amplificadores ópticos y K como constante.

- 35 4. Procedimiento según la reivindicación 2 o 3, caracterizado por que la función normalizada $Q(\lambda) / \langle Q(\lambda) \rangle$ se aproxima mediante $1 / \sqrt{G_{ENLACE}}$.

5. Procedimiento según la reivindicación 1 o 2, caracterizado por que los espectros de potencia normalizados de las señales en el transmisor y el receptor forman funciones mutuamente inversas.

- 40 6. Procedimiento según la reivindicación 1 o 2, caracterizado por que la función normalizada se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} := \left(\frac{P_{ENTRADA}(\lambda)}{P_{SALIDA}(\lambda)} \right)^k / \left\langle \left(\frac{P_{ENTRADA}}{P_{SALIDA}} \right)^k \right\rangle$$

- 45 donde los paréntesis $\langle \dots \rangle$ designan un promedio de un argumento sobre el ancho de banda ($\Delta\lambda$) de las señales, $P_{ENTRADA}(\lambda)$ designa la potencia actualmente determinada de una señal en el transmisor, $P_{SALIDA}(\lambda)$ designa la potencia medida de una señal en el receptor y k designa una constante con $0 < k < 1$.

- 50 7. Procedimiento según la reivindicación 6, caracterizado por que se elige una optimización de la constante k de tal manera que se producen discrepancias mínimas de las relaciones señal / ruido debidas al sistema.

8. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones 6 o 7, caracterizado por que la elección de la constante k se realiza por medio de una herramienta de planificación, preferiblemente un gestor de red y/o por medio de mediciones de relaciones señal / ruido.

- 55 9. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que se determinan relaciones señal / ruido de señales seleccionadas o grupos de señales en el transmisor y en el receptor con fines de control.

10. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que los transmisores y

receptores incluyen amplificadores ópticos.

5 11. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que el tramo de transmisión entre el transmisor y el receptor está previsto como tramo parcial de una red óptica y por que para cada tramo parcial se realiza un preénfasis.

12. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que la función normalizada se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$\frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} = \frac{G(\lambda)^{-k}}{\langle G(\lambda)^{-k} \rangle} \cdot \frac{OSNR^{ENTRADA}(\lambda)}{OSNR^{PP}} \cdot \frac{h(\lambda)}{OSNR^{ENTRADA}(\lambda) \cdot \alpha - h(\lambda)}$$

10 en donde el valor de la relación señal / ruido $OSNR^{PP}$ representa la relación señal / ruido constante que se produciría en caso de un funcionamiento independiente del tramo de transmisión en la red, y donde $G(\lambda)$ designa la ganancia dependiente de la longitud de onda del tramo de transmisión considerado, y donde $h(\lambda)$ designa una función dependiente de la longitud de onda de las relaciones de señal / ruido al final del tramo parcial y en donde el parámetro α debe elegirse de modo que la potencia promedio $\langle P_{ENTRADA} \rangle$ de los canales permanezca invariable en la entrada del tramo parcial y donde $OSNR^{ENTRADA}(\lambda)$ designa las relaciones de señal / ruido dependientes de la longitud de onda en la entrada del tramo parcial.

15

20 13. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que se emplean redes transparentes totalmente ópticas para la transmisión de las señales.

25 14. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que para una transmisión DWDM se seleccionan distancias espectrales entre los canales ocupados con las señales de 100 GHz o arbitrariamente inferiores.

15. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que se utiliza un preénfasis adicional de las potencias de las señales en el transmisor para ajustar las relaciones de señal / ruido de señales medidas en el receptor.

30 16. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que se compensan pendientes o discrepancias no lineales del espectro de las relaciones señal / ruido.

35 17. Procedimiento según alguna de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que para un tramo de transmisión con varios amplificadores ópticos (V_1, V_2, V_3, V_4) conectados a continuación y fibras de transmisión (LWL_1, LWL_2, LWL_3), pueden controlarse o regularse los amplificadores ópticos (V_1, V_2, V_3, V_4) de tal manera que la pendiente del espectro de potencia óptica en la entrada de cada amplificador (V_1, V_2, V_3, V_4) presente un valor predeterminado.

40 18. Procedimiento según la reivindicación 17, caracterizado por que este valor predeterminado corresponde a la pendiente (tilt) de un factor de ruido predeterminado.

FIG 1

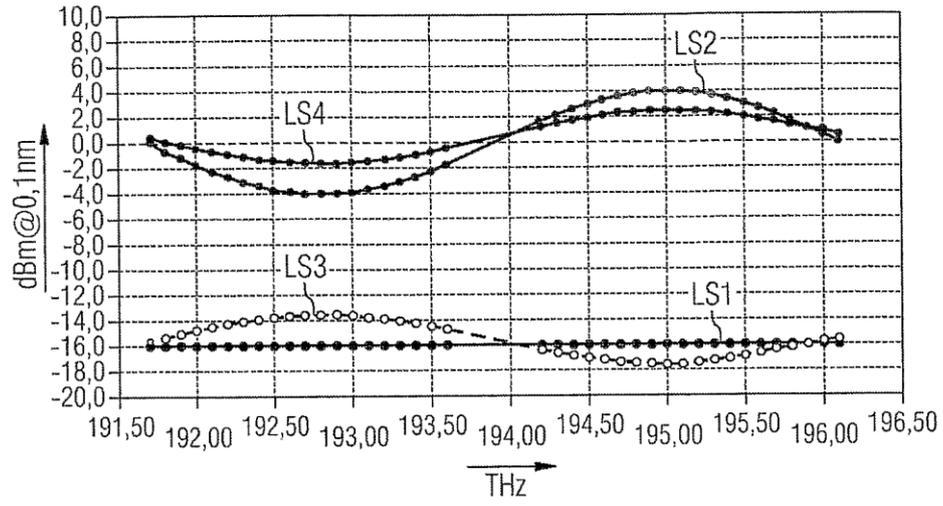


FIG 2

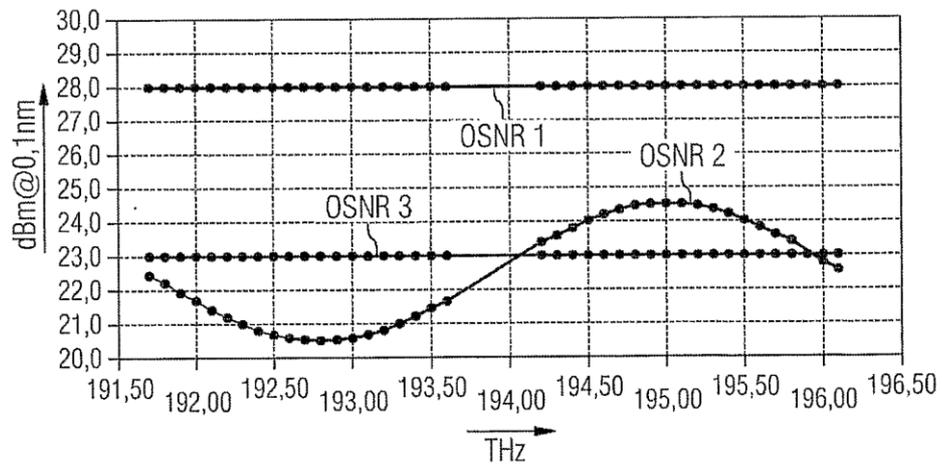


FIG 3

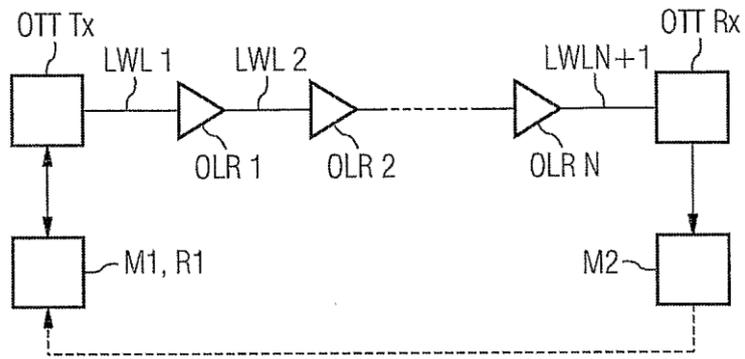


FIG 4

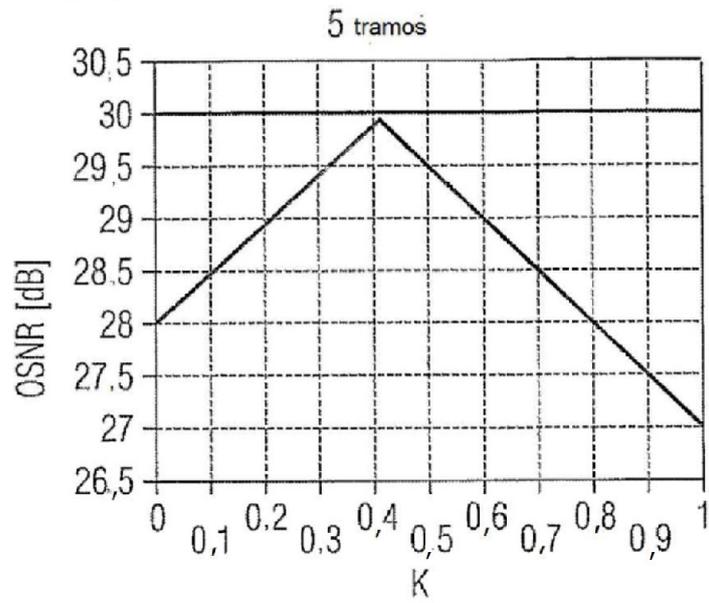


FIG 5

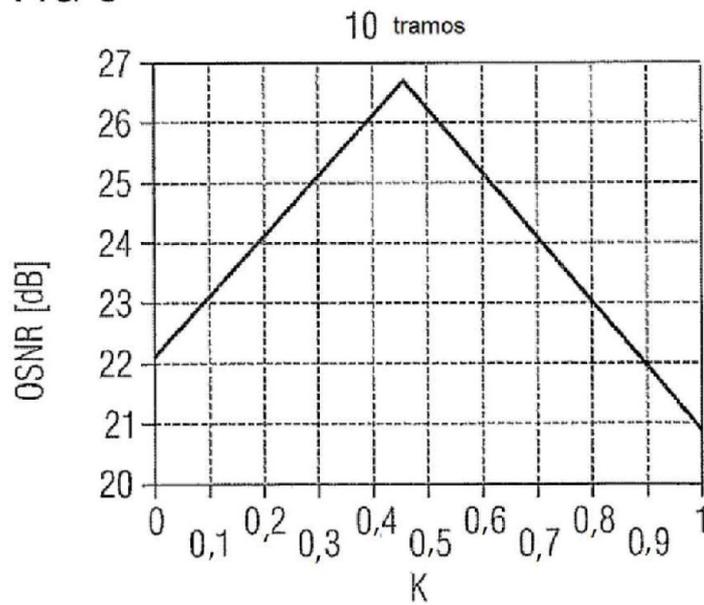


FIG 6

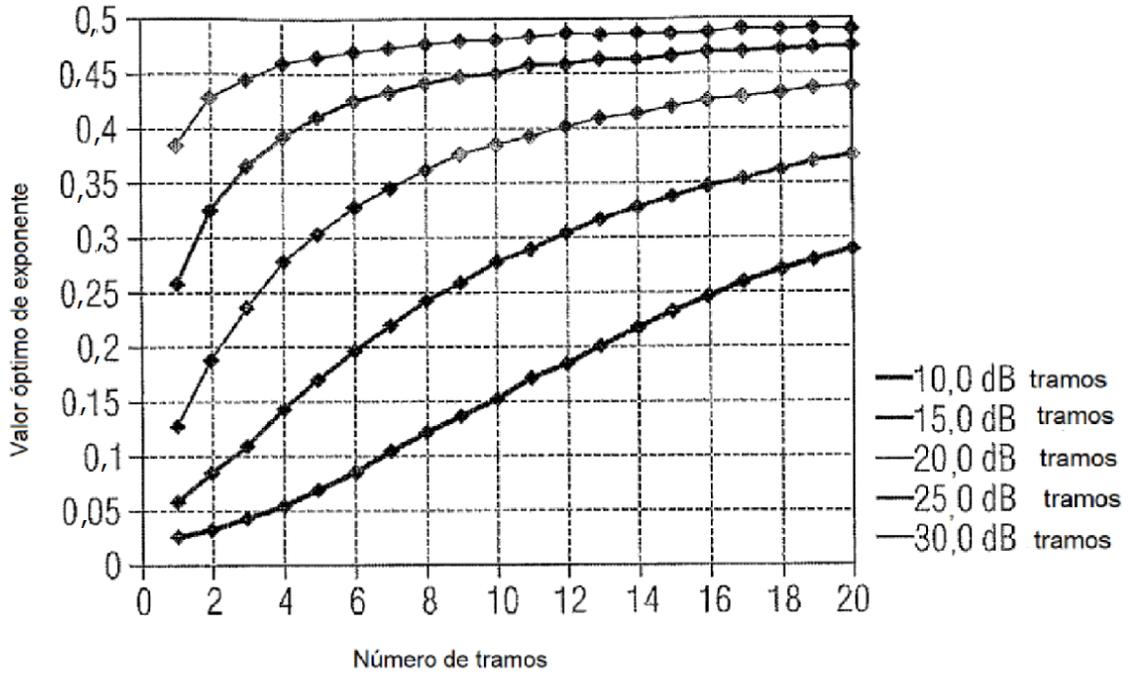


FIG 7

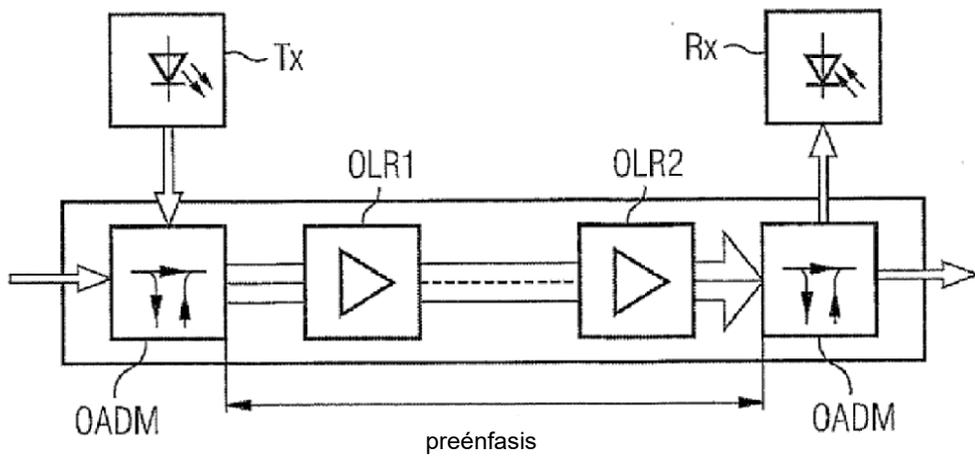


FIG 8

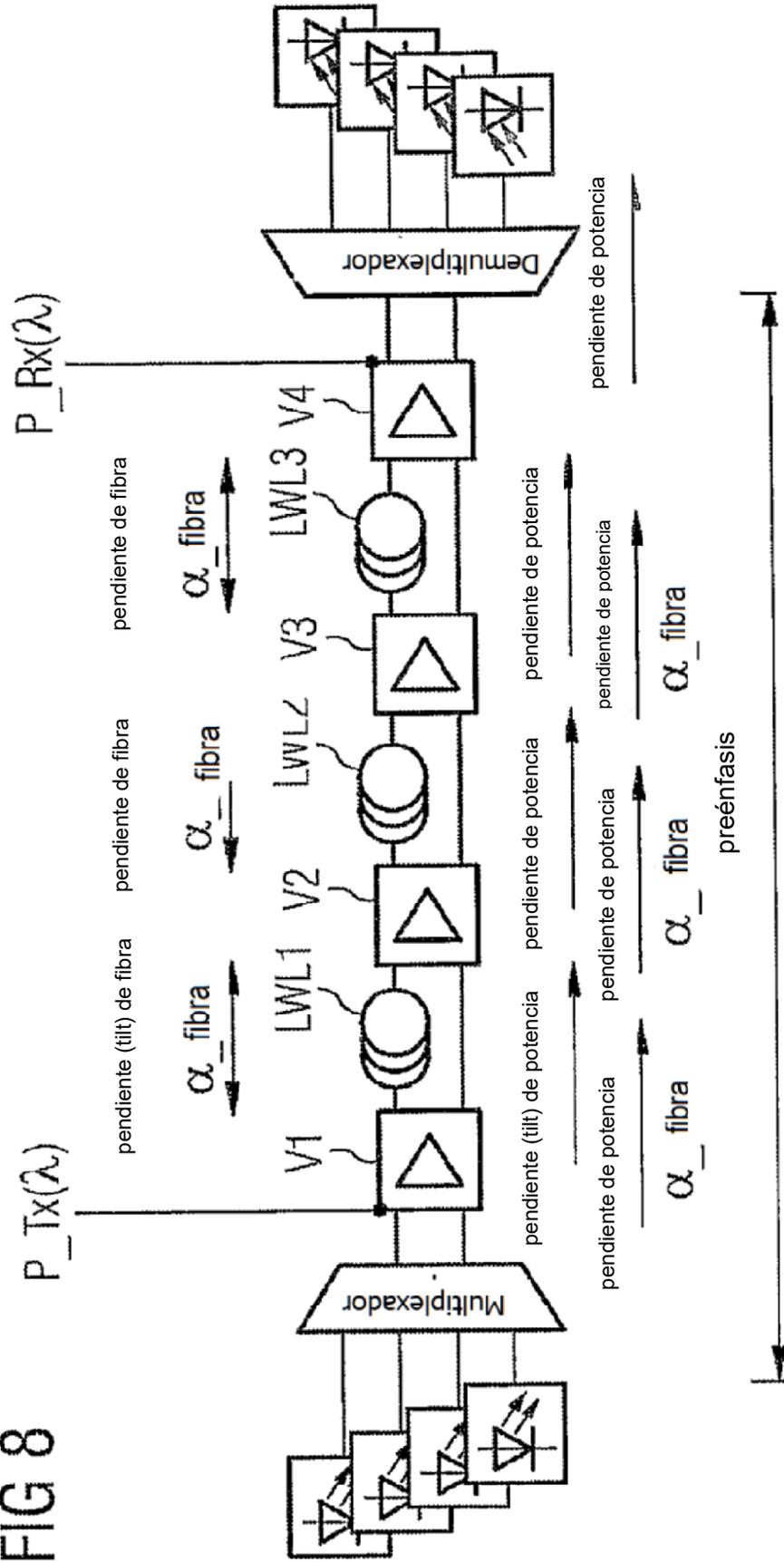
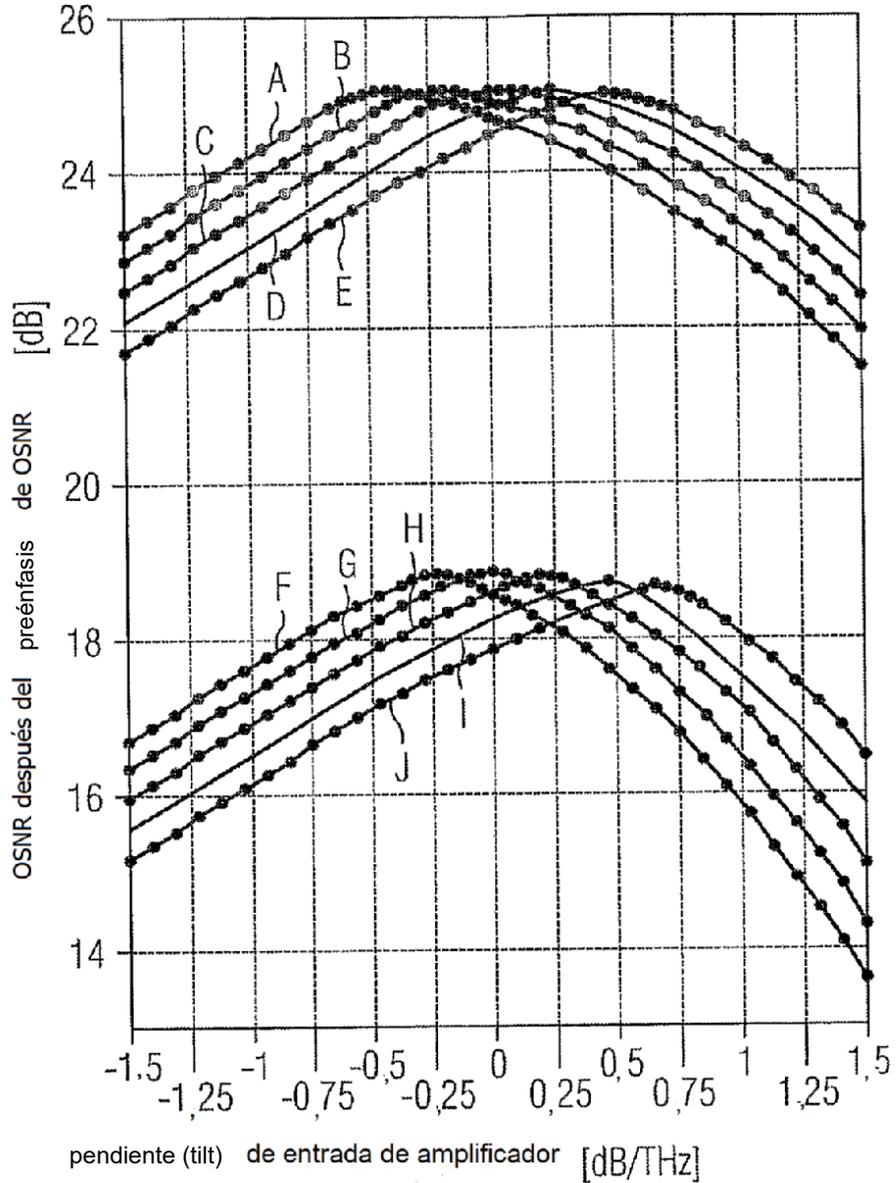


FIG 9



- 0,45 dB/THz
- 0,23 dB/THz
- 0,00 dB/THz ← pendiente (tilt) de factor de ruido
- -0,23 dB/THz
- -0,45 dB/THz

FIG 10A

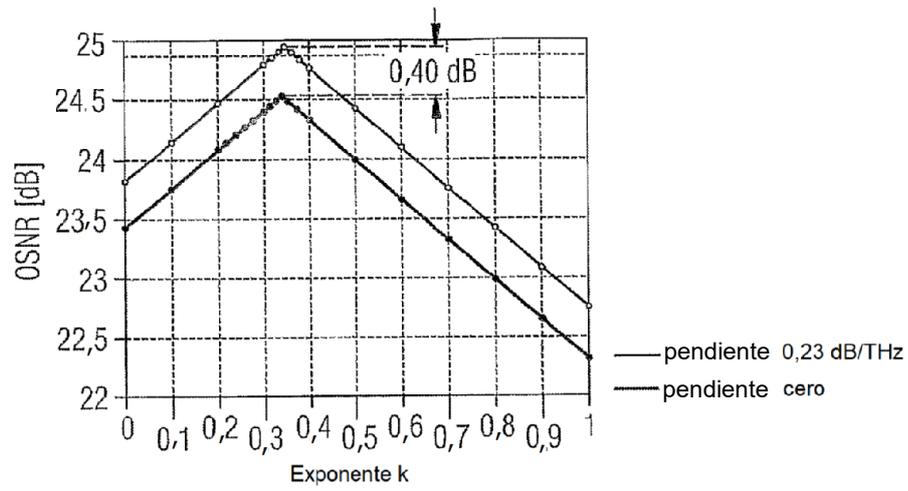


FIG 10B

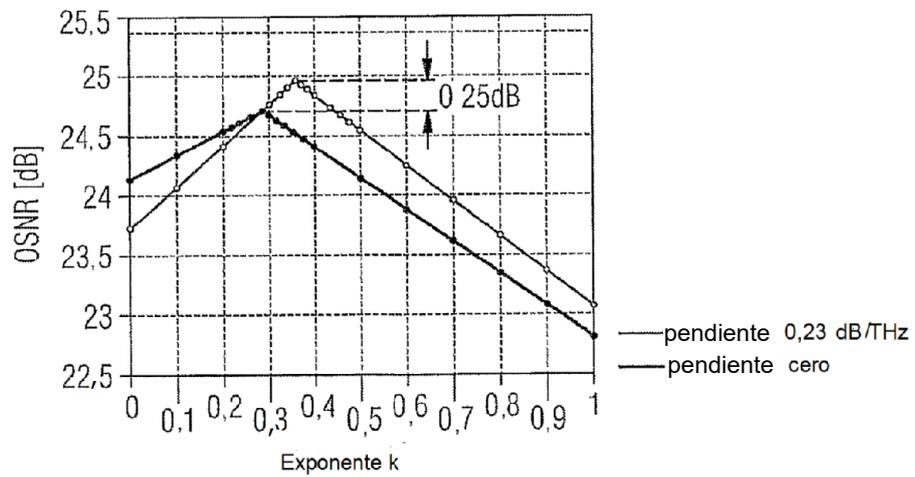


FIG 10C

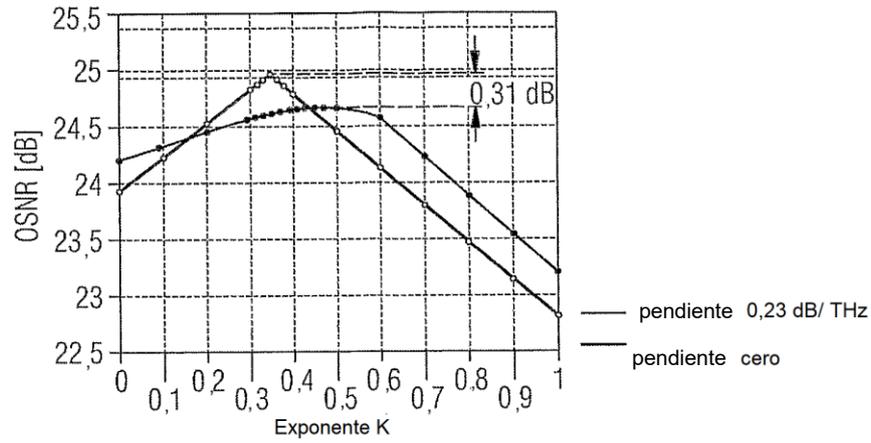


FIG 10D

