



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1784849 B

(45) 授权公告日 2010.09.08

(21) 申请号 200480012511.X

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2004.04.16

H04J 14/02(2006.01)

(30) 优先权数据

(56) 对比文件

10320715.5 2003.05.08 DE

CN 1400750 A, 2003.03.05, 说明书第4页第8-19行.

10328622.5 2003.06.25 DE

US 005790289 A, 1998.08.04, 全文.

10344067.4 2003.09.23 DE

CN 2319832 Y, 1999.05.19, 全文.

(85) PCT申请进入国家阶段日

说明书第4页第8-19行.

2005.11.08

CN 1207618 A, 1999.02.10, 说明书第1页第14-21行, 第3页第20行-第4页第4行、图1A, 图1B.

(86) PCT申请的申请数据

PCT/EP2004/050546 2004.04.16

(87) PCT申请的公布数据

W02004/100414 DE 2004.11.18

US 2002/0154356 A1, 2002.10.24, 全文.

审查员 徐泉

(73) 专利权人 诺基亚西门子通信有限责任两合公司

地址 德国慕尼黑

(72) 发明人 C·埃德 W·佩斯 L·拉普

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

代理人 程天正 刘杰

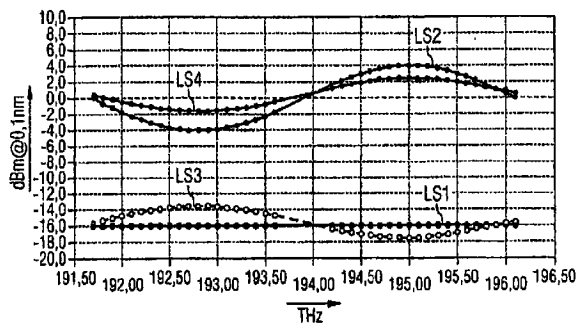
权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 5 页

(54) 发明名称

用于对光复用信号进行预加重的方法

(57) 摘要

本发明涉及一种用于快速并简单地对从发送机传输到接收机的光复用信号进行预加重的方法,其中至少在接收机处不是通过测量噪声功率或者信噪比而是通过简单地测量或者重新调整在光复用信号的带宽上的信号功率来均衡信噪比。本发明以由传输系统所允许的信噪比的均衡为基础,其中考虑了来自增益曲线、噪声效应和衰减的频谱影响。尤其是在应用 DWDM 传输技术时,该方法能够节省用于控制预加重的高分辨率并且灵敏的测量工具,其中在所述 DWDM 传输技术中光复用信号的信道间隔非常小。



1. 用于对光复用信号 (OS) 进行预加重的方法, 该光复用信号包括多个具有不同波长的信号, 所述多个信号从发送机传输到接收机, 在该方法中调整所述信号在所述发送机处的功率 $P_{IN}(\lambda)$ 以及测量所述多个具有不同波长的信号在所述接收机处的功率 $P_{OUT}(\lambda)$,

其特征在于,

确定发送侧信号的平均功率 $\langle P_{IN} \rangle$,

根据所述信号在所述发送机处的当前功率 $P_{IN}(\lambda)$ 和所述信号在所述接收机处的当前功率 $P_{OUT}(\lambda)$ 以及所述平均功率 $\langle P_{IN} \rangle$ 来确定新的信号值 $P_{IN}(\lambda)_{new}$, 并且在发送侧如此对该新的信号值进行调整, 以致在所述接收机处所有信号的信噪比近似地被均衡,

其中括号 $\langle \dots \rangle$ 表示所述信号的自变量在带宽 $\Delta \lambda$ 上的平均。

2. 按照权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 在所述发送机处重新调整所述信号时, 基于放大、噪声影响、衰减来考虑所述发送机和所述接收机之间的传输线路的频谱影响。

3. 按照上述权利要求之一所述的方法, 其特征在于, 在经由 $N+1$ 个串联连接的具有类似放大特性的光放大器并经由 N 个连接在所述放大器中间的传输段进行光传输时, 在所述发送机处的所述信号之一的需要重新调整的功率 $P_{IN}(\lambda)_{new}$ 如此被算出:

$$P_{IN}(\lambda)_{new} = \langle P_{IN} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \quad (\text{以 mW 为单位}), \quad (\text{以 mW 为单位})$$

其中 $\langle P_{IN} \rangle$ 表示在所述发送机处的信号的平均功率, 并且为了所述信噪比的所容许的均衡, 如下定义函数 $Q(\lambda)$:

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

其中 G_{LINK} 作为根据在所述发送机处和在所述接收机处的信号功率 $\langle P_{IN}, P_{OUT} \rangle$ 所确定的信道的总增益, $f(\lambda)$ 作为所述光放大器的频谱噪声系数函数, 而 K 作为常数。

4. 按照权利要求 3 所述的方法, 其特征在于, 函数 $Q(\lambda)/\langle Q(\lambda) \rangle$ 通过 $1/\sqrt{G_{LINK}}$ 来近似。

5. 按照权利要求 1 或者 2 所述的方法, 其特征在于, 所述信号在所述发送机处的归一化的功率谱和在所述接收机处的归一化的功率谱彼此构成反函数。

6. 按照权利要求 1 或者 2 所述的方法, 其特征在于, 在所述发送机处的信号的需要重新调整的功率 $P_{IN}(\lambda)_{new}$ 借助于下列公式来计算:

$$P_{IN}(\lambda)_{new} = \langle P_{IN} \rangle \left(\frac{P_{IN}(\lambda)}{P_{OUT}(\lambda)} \right)^k \left/ \left(\left(\frac{P_{IN}}{P_{OUT}} \right)^k \right) \right. \quad (\text{以 mW 为单位}) \quad (\text{以 mW 为单位})$$

$P_{IN}(\lambda)$ 表示在所述发送机处当前所确定的信号功率, $P_{OUT}(\lambda)$ 表示在所述接收机处所测量的信号功率, 以及 k 表示常数, 其中 $0 < k < 1$ 。

7. 按照权利要求 6 所述的方法, 其特征在于, 所述常数 k 的最优值如此来选择, 以致出现信噪比的系统决定的最小偏差。

8. 按照权利要求 6 或者 7 之一所述的方法, 其特征在于, 借助于规划工具、借助于网络管理和 / 或借助于信噪比的测量来实现所述常数 k 的选择。

9. 按照上述权利要求 1 或者 2 所述的方法, 其特征在于, 为了控制的目的, 在所述发送机处并在所述接收机处确定所选择的信号或者信号组的信噪比。

10. 按照上述权利要求 1 或者 2 所述的方法,其特征在于,所述发送机和接收机包含光放大器。

11. 按照上述权利要求 1 或者 2 所述的方法,其特征在于,在所述发送机和所述接收机之间的所述传输线路被设置为光网络的部分线路,以及对每个部分线路进行预加重。

12. 按照上述权利要求 1 或者 2 所述的方法,其特征在于,借助于下列公式来调整部分线路在发送机处的信号的需要重新调整的功率 $P_{IN}(\lambda)_{new}$:

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

其中信噪比值 $OSNR^{PP}$ 代表在网络中单独驱动所述传输线路时将得出的那个恒定的信噪比,并且其中 $G(\lambda)$ 表示所考察的传输线路的依赖于波长的增益,并且其中 $h(\lambda)$ 表示所期望的、在部分线路末端处的信噪比的依赖于波长的函数,以及其中参数 α 可以如此来选择,以致在所述部分线路的输入端处信道的平均功率 $\langle P_{IN} \rangle$ 保持不变,以及其中 $OSNR^{IN}(\lambda)$ 表示在所述部分线路的输入端处的依赖于波长的信噪比。

13. 按照上述权利要求 1 或者 2 所述的方法,其特征在于,透明的全光网络被用来传输所述信号。

14. 按照上述权利要求 1 或者 2 所述的方法,其特征在于,在 DWDM 传输时,将被所述信号占用的信道之间的频谱间隔选择为 100GHz 或者任意地小于 100GHz。

15. 按照上述权利要求 1 或者 2 所述的方法,其特征在于,对在所述发送机处的信号功率的附加的预加重被用来调整在所述接收机处所测量的信号的信噪比。

16. 按照上述权利要求 1 或者 2 所述的方法,其特征在于,补偿所述信噪比的频谱的倾斜或者非线性偏差。

17. 按照上述权利要求 1 或者 2 所述的方法,其特征在于,在具有多个后置光放大器 (V1、V2、V3、V4) 和传输纤维 (LWL1、LWL2、LWL3) 的传输线路中,可以如此来控制或调节所述光放大器 (V1、V2、V3、V4),以致在每个放大器 (V1、V2、V3、V4) 的输入端处的光功率谱的斜率具有预定的值。

18. 按照权利要求 17 所述的方法,其特征在于,所述预定的值对应于预先确定的噪声系数的斜率。

用于对光复用信号进行预加重的方法

[0001] 本发明涉及一种按照权利要求 1 的前序部分所述的用于对光复用信号进行预加重的方法。

[0002] 用于宽带光信号的光放大器具有增益的波长依赖性,该波长依赖性通过通常所使用的平滑滤波器不能被完全消除。在 WDM 或者 DWDM 传输技术(WDM = 波分复用;DWDM = 密集波分复用)中,光信号由多个具有不同波长的信道组成,所述信道的波长间隔目前可以小于 100GHz。由于放大器增益的波长依赖性,在通过光放大器时单个信道之间的功率差别累积,以致信道在接收机处具有极其不同的光信噪比 OSNR(Optical Signal-to-Noise Ratio) 和功率。

[0003] 因此,在点对点连接中经常使用被称为“预加重”(英语为 Preemphasis)的用于至少在线路末端对信噪比 OSNR 值进行水平测量的已知方法,该方法已在 A. R. Chraplyly, J. A. Nagel 和 R. W. Tkach:“Equalization in Amplifier WDM Lightwave Transmission Systems”(IEEE Photonics Technology Letters,第 4 卷,第 8 期,1992 年 8 月,第 920-922 页)中被描述。这里,借助于在线路末端所测量的 OSNR 分布以迭代方法一直跟踪发送机侧的信道功率,直到在线路末端得到对于所有信道而言相同的信噪比 OSNR 值。

[0004] 为了确定信噪比 OSNR,经常测量信道之间的放大自激发射 ASE,并且由此通过内插法来计算叠加到信道中的噪声功率。但是,如果信道之间的放大自激发射 ASE 通过光学组件被衰减,则这不再可能实现。例如当诸如分插模块或者交织滤波器等其他模块被连接在传输线路中时,情况如此。

[0005] 对于所有常用的在线路末端测量 OSNR 分布的方法来说共同的是,它们被限制在 100GHz 光栅中的信道上。另外,为了动态光网络中的时间要求、例如用于信道升级的最大大约 10 秒能够变得合理,所述方法通常太慢(信道功率和放大自激发射 ASE 的功率的分开测量)。

[0006] 从 DE 19848989 中已知用于逐信道地调整发送信号功率的方法,其中在不允许超过发送侧的动态范围时,如此压缩单个发送信号功率,使得保持发送信号总功率几乎恒定。同样针对超过接收侧的动态范围而执行该方法。

[0007] 因为该方法基于所测量的 OSNR 值,所以这里也产生上面已经描述的在小信道间隔时 OSNR 测量的问题。

[0008] 本发明的任务是,给出一种方法,该方法能够快速地对光复用信号进行预加重。该方法应该同样也适用于沿着具有任意窄的信道间隔的、所限定的光传输线路的 WDM 传输。

[0009] 该任务的解决在该任务的方法方面通过具有权利要求 1 所述特征的方法来实现。

[0010] 以用于对光复用信号进行预加重的方法为出发点,该光复用信号具有作为信道的从发送机传输到接收机的多个不同波长的信号,在该方法中调整该信号在发送机处的功率,并且测量该信号在接收机处的功率,按照本发明,不再需要在接收机处确定信噪比 OSNR。为此,在发送机处确定信号的平均功率,并且随后在发送侧根据信号在发送机处和在接收机处的当前功率以及根据在发送机处的平均功率如此来调整信号的新功率,使得在接收机处信噪比保持几乎相同。

[0011] 如果信道在发送机处的功率谱与在接收机处的功率谱大约形成反函数,那么这在下面详述的第一近似解决方案中被实现。鉴于噪声系数、增益和衰减的波长依赖性,同样也对在传输线路的接收机处更精确地并充分地获得相同的信噪比进行限定。

[0012] 本发明的主要优点是,不需要测量信噪比或者噪声功率,而是只需要测量信号的电平。基于借助于在接收机处的信号功率的简单测量而在发送机处测量并重新调整功率,比基于信噪比 OSNR 的预加重快得多地实现按照本发明调节公式的预加重。因此,也不再需要系统决定的并且因此耗费大的信号的噪声功率测量。

[0013] 功率谱之间的反函数的调整极其近似地导致所有信道的相同的信噪比 OSNR。在一种传输系统中,可以事先定义所容许的偏差或者恶化,也就是说,在预加重时必须如此改变信噪比 OSNR,以致不出现传输差错。基于信噪比 OSNR 的所允许的均衡或者所容许的间隔,得出简单的用于预加重的本发明调节公式,所述调节公式表示在没有确定当前的信噪比 OSNR 的情况下在发送机处的信号功率的重新调整。

[0014] 在以下方面可以看出本发明方法的另一优点,即取消了为了测量信噪比 OSNR 而复杂地测量信道之间的噪声功率或者甚至直接并且在技术上耗费极大地测量叠加在信道上的放大自激发射 ASE。该方法也非常好地适用于信道的任意小的波长间隔。

[0015] 当然,能够使该方法与接下来的预加重结合,所述接下来的预加重基于信噪比 OSNR 的测量,并且导致最优地调整发送机处的信道功率。为此需要明显更多的时间,这对传输质量没有消极影响。然而,本发明方法不再需要这种已知的预加重,以便满足几乎相同的要求。这种有利的方面已经在理论上并且在实验室中通过实验得到证明。因此,节省了与成本相关联的频谱分辨测量仪器、例如光谱分析器。

[0016] 本发明的一个主要优点同样在于,所述方法对在发送机处的功率或者信噪比 OSNR 存在的倾斜或者存在的另一不均匀的频谱分布是不敏感的。

[0017] 在整个发明中,出于简单表示的原因而使用术语“发送机”和“接收机”。这里应该解释的是,所述术语表示传输线路的每个位置,在所述每个位置处、即例如在光放大器处、在多路复用器和信号分离器处、在频谱可调节的滤光器处等可执行根据本发明的预加重。为此必须至少在“发送机”位置处存在为功率谱所设置的第一调节和测量模块,而在“接收器”位置处存在为功率谱所设置的第二测量模块。

[0018] 为了执行根据本发明的预加重方法,给出一种简单的合适的光传输线路。这种传输线路可能是耗费较大的光网络的一部分。

[0019] 在从属权利要求中给出本发明的有利的改进方案。

[0020] 下面,借助于附图对本发明实施例进行更详细的描述。

[0021] 其中:

[0022] 图 1 示出在预加重之前和预加重之后在发送机处和在接收机处信道的功率谱,

[0023] 图 2 示出在预加重之前在发送机处和在接收机处信道的信噪比 OSNR 的频谱以及在预加重之后在发送机处信道的信噪比 OSNR 的频谱,

[0024] 图 3 示出用于执行根据本发明的预加重的光传输线路。

[0025] 在图 1 中示出了在对具有 80 个信道的 DWDM 光信号(频率间隔 = 50GHz)进行预加重之前和之后在发送机处和在接收机处信道的功率谱 LS1、LS2、LS3、LS4。

[0026] 在预加重之前,在发送机处所测量的信号功率谱 LS1 在平均功率值为 -16dBm 时是

恒定的。与之相比，在接收机处所测量的信号功率谱 LS2 具有任意的曲线，其中所述信道具有直至 8dB 的功率差别。该偏差可能如在倾斜时那样是波长的线性函数，或者一般是波长的非线性函数。

[0027] 根据在接收机处信噪比 OSNR 的允许的均衡，现在在发送机处借助于信号功率谱 LS1 的转换进行预加重。在下面的文本中说明转换的调节公式。因此，得到两个新的在发送机处的信号功率谱 LS3 和在接收机处的信号功率谱 LS4。现在接收机处的信噪比 OSNR 构成平坦的频谱。

[0028] 在图 2 中根据图 1 示出了在对该光信号进行预加重之前在发送机处和在接收机处信道的信噪比 OSNR 的频谱 OSNR1、OSNR2 以及在对该光信号进行预加重之后在接收机处信道的信噪比 OSNR 的频谱 OSNR3。

[0029] 在预加重之前，这里针对该实验在发送机处所测量的频谱 OSNR1 在平均值为 28dB 时是恒定的。与之相比，在接收机处的频谱 OSNR2 具有任意的曲线，该曲线偏离在大约 23dB 处的平均值。该偏差可能如在倾斜时那样是波长的线性函数，或者一般是波长的非线性函数。在预加重之后，在接收机处的频谱 OSNR3 是平坦的。

[0030] 图 3 示出具有位于发送机 OTT Tx 和接收机 OTT Rx 之间的依赖于频率的元件、这里为中间放大器 OLR1、OLR2、...、光波导 LWL1、LWL2、... 等的光传输线路，该光传输线路用于执行根据本发明的预加重方法。功率测量装置 M1、M2 分别被连接在发送机 OTT Tx 和接收机 OTT Rx 上，并且功率调节装置 R1 被连接在发送机 OTT Tx 上，这些装置仅仅在发送侧和接收侧测量所传输的信号的电平或者在发送侧调节所传输的信号的电平。

[0031] 下面，给出图 1 和 2 中所示方法的数学描述，其中假设所传输的复用信号占用带宽 $\Delta \lambda$ 。

[0032] 为此，使用下面的符号：

[0033] 发送机 OTT Tx

[0034] 接收机： OTT Rx

[0035] 信道（波长）： $\lambda = \lambda_{\min}, \dots, \lambda_{\max}$

[0036] 带宽： $\Delta \lambda = \lambda_{\max} - \lambda_{\min}$

[0037] OTT Tx 处的信道功率： $P_{\text{IN}}(\lambda)$ （以 mW 为单位）

[0038] OTT Rx 处的信道功率： $P_{\text{OUT}}(\lambda)$ （以 mW 为单位）

[0039] 平均输入功率： $\langle P_{\text{IN}} \rangle = \frac{1}{\Delta \lambda} \cdot \int_{\Delta \lambda} P_{\text{IN}}(\lambda) d\lambda$ （以 mW 为单位）

[0040] 平均输出功率： $\langle P_{\text{OUT}} \rangle = \frac{1}{\Delta \lambda} \cdot \int_{\Delta \lambda} P_{\text{OUT}}(\lambda) d\lambda$ （以 mW 为单位）

[0041] 一般通过方括号 $\langle X \rangle$ 之间的写法 $\langle X \rangle$ 使 X 值（这里在一个波长范围上）的平均值信号化。

[0042] 在发送机 OTT Tx 处，具有波长 $\lambda = \lambda_{\min}, \dots, \lambda_{\max}$ 的信道的总输入功率被保持恒定。因此，在保持现有总输入功率（ $= \Delta \lambda \cdot \langle P_{\text{IN}} \rangle$ ）的情况下，借助于函数 $Q(\lambda)$ ，在发送机 OTT Tx 处需要调整的新的信道功率 $P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}}$ （线性地以 mW 为单位）表示为：

$$[0043] \quad P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}} := \langle P_{\text{IN}} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\frac{1}{\Delta \lambda} \cdot \int_{\Delta \lambda} Q(\lambda) d\lambda}$$

[0044] 信噪比 OSNR 的允许的均衡通过下列有根据的算式

[0045]

$$\sqrt{P_{in}(\lambda) \cdot P_{out}(\lambda)} = \text{常数}$$

[0046] 被近似,由此针对函数 $Q(\lambda)$ 得出:

$$[0047] \quad Q(\lambda) = \frac{P_{in}(\lambda)}{\sqrt{P_{in}(\lambda) \cdot P_{out}(\lambda)}} = \sqrt{\frac{P_{in}(\lambda)}{P_{out}(\lambda)}}$$

[0048] 该方程表示,函数 Q 对应于信号的传输函数的平方根。[0049] 因此,借助于平均输入功率和现有的或新测量的输入功率和输出功率 $P_{IN}(\lambda)$ 和 $P_{OUT}(\lambda)$,可以针对每个信道很快地重新调整需要重新调整的输入功率 $P_{IN}(\lambda)_{new}$ 。由此,不需要测量信噪比 OSNR 或者噪声功率。

[0050] 在适当的情况下,通过发送机功率谱和接收机功率谱之间的简单转换来实现重新调整。

[0051] 另外,现在在考虑一个或者多个沿传输线路布置的光放大器 V_0, V_1, \dots, V_N 的依赖于波长的噪声系数 $F_i(\lambda)$ ($i = 0, \dots, N$) 的情况下给出需要重新调整的功率谱 $P_{IN}(\lambda)_{new}$ 的精确推导。该推导表明,鉴于必要的传输容差,根据本发明的预加重在何种程度上适合应用于传输系统中。另外,由此也得出达到更高精确度的本方法的变型方案,但是这些变型方案以知道附加参数为前提,所述附加参数能够直接在系统上被测量或者在生产时已经被测量。替代地,也可以使用典型值。[0052] 事实表明,尽管受噪声系数 $F_i(\lambda)$ 影响,但对于包含 N 个中间连接的具有衰减 A_i 的光导线 OL_i ($i = 1, \dots, N$) 的、数量为 $N+1$ 的级联的光放大器 V_i 来说,根据本发明的预加重能够在传输线路的末端处实现信噪比 OSNR 的可容忍的平整。如果需要其它更精确的实现,那么也可以例如通过光放大器的技术交货说明来考虑噪声系数 $F_i(\lambda)$ 。[0053] 所述光放大器 V_i ($i = 0, \dots, N$) 之一的增益 $G_i(\lambda)$ 通过下式来给出:

$$[0054] \quad G_i(\lambda) = \langle G_i \rangle \cdot g(\lambda),$$

[0055] 其中 $\langle G_i \rangle$ 表示平均增益,而 $g(\lambda)$ 表示增益 $G_i(\lambda)$ 的归一化的频谱依赖性函数。[0056] 可以完全一样地描述光导线 OL_i 的衰减 $A_i(\lambda)$ 和噪声系数 $F_i(\lambda)$:

$$[0057] \quad A_i(\lambda) = \langle A_i \rangle \cdot a(\lambda)$$

$$[0058] \quad F_i(\lambda) = \langle F_i \rangle \cdot f(\lambda)。$$

[0059] 为了简化该表示,从中得出了,对于所有放大器和中间连接的光纤来说,衰减 $A_i(\lambda)$ 和噪声系数 $F_i(\lambda)$ 的波长依赖性 $a(\lambda)$ 和 $f(\lambda)$ 几乎相同。[0060] 在传输线路 OTT Rx 的末端处,输出功率 $P_{OUT}(\lambda)$ 被这样定义为波长 λ 的函数:

$$[0061] \quad P_{OUT}(\lambda) = \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot \prod_{i=0}^N G_i(\lambda) \cdot P_{IN}(\lambda) = P_{IN}(\lambda) \cdot G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)$$

[0062] 其中 G_0 是在发送侧被用作升压器的第一光放大器 V_0 的增益。在光放大器 V_i 中出现放大自激发射 ASE,其对于宽带光信号的具有波长 λ 的信道来说导致噪声功率部分 $P_{ASR}(i, \lambda)$ 。

$$[0063] \quad P_{ASR}(i, \lambda) = h\nu \cdot B_0 \cdot [F_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda) - 1]$$

[0064] 在该方程中, h 表示 Planck 常数, ν 表示所考察的信道的频率,而 B_0 表示测量带宽。[0065] 在完整的传输线路 $V_0, LWL_1, V_1, LWL_2, \dots, LWL_N, V_N$ 的发送机 OTT Tx 处和接收机 OTT Rx 处,具有输入功率 $P_{IN}(\lambda)$ 和输出功率 $P_{OUT}(\lambda)$ 的波长 λ 的信道具有累积的噪声功率 $P_{ASE}(\lambda)$,该噪声功率可如下被算出:

$$[0066] \quad P_{\text{ASNR}}(\lambda) = h\nu \cdot B_0 \cdot \left\{ \sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda) \right\}$$

[0067] 在发送机 OTT Tx 处的依赖于波长的信噪比 OSNR 如此被定义：

$$[0068] \quad \text{OSNR} = \frac{P_{\text{out}}(\lambda)}{P_{\text{ASE}}(\lambda)}$$

[0069] 用于均衡信噪比 OSNR 的算式基于在发送机 OTT Tx 处信噪比 OSNR 的平整。这可以通过下列条件来实现：

[0070]

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

[0071] 通过现在将已知的函数 $Q(\lambda)$ 定义为：

$$[0072] \quad Q(\lambda) = \frac{\sum_{j=0}^N [F_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}{\lambda \cdot G_0 \cdot \prod_{i=1}^N A_i(\lambda) \cdot G_i(\lambda)}$$

[0073] 可以如下来表达在接收机 OTT Rx 处所有信道具有相同的信噪比 OSNR 的条件：

$$[0074] \quad P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}} = \langle P_{\text{IN}} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \quad \text{其中} \langle Q(\lambda) \rangle = \frac{1}{\Delta\lambda} \int_{\lambda} Q(\lambda) d\lambda$$

[0075] 该方程非常准确地描述了需要重新调整的信道功率，但是需要知道大量参数。因此，下面将考察诸如噪声系数 $F_i(\lambda)$ 、增益 $G_i(\lambda)$ 和衰减 $A_i(\lambda)$ 等不同参数对函数 $Q(\lambda)$ 的波长依赖性的影响。首先，借助于具有 $N+1$ 个光放大器和具有 N 个连接在所述光放大器中间的光导线 OL_i 的传输线路的实施例对该方面进行说明，其中具有多个信道的宽带光信号从发送机 OTT Tx 传输到接收机 OTT Rx。

[0076] 通常，放大器 V_i 的增益如此被调整，使得该增益补偿随后的线路段 OL_i （英语“span”，跨段）中的衰减损耗，所以有

$$[0077] \quad \langle G_i(\lambda) \rangle = \frac{1}{\langle A_i(\lambda) \rangle}$$

[0078] 因此，可如下来描述函数 $Q(\lambda)$ ：

$$[0079] \quad Q(\lambda) = \frac{\sum_{j=0}^N [\langle F_j \rangle \cdot \langle G_j \rangle \cdot f_j(\lambda) \cdot g_j(\lambda) - 1] \cdot \prod_{i=j+1}^N a_i(\lambda) \cdot g_i(\lambda)}{\lambda \cdot \langle G_0 \rangle \cdot g_0 \cdot \prod_{i=1}^N a_i(\lambda) \cdot g_i(\lambda)}$$

[0080] 根据诸如 $\langle F_j \rangle \cong 2$ 和 $\langle G_j \rangle \cong 100$ 等由实践已知的值，包含：

$$[0081] \quad \langle F_j \rangle \cdot \langle G_j \rangle \cdot f_j(\lambda) \cdot g_j(\lambda) \gg 1。$$

[0082] 另外假设，光放大器 V_i 以及光导线 OL_i 在一定程度上相同。因为鉴于增益和衰减，在生产组件 V_i 、 OL_i 或者在安装网络时尽可能使该组件的临界技术特性偏差最小化或者最优化，并且光放大器增益的波长依赖性几乎不依赖于所调整的增益，所以通常满足所述假设。

[0083] 因此，现在将噪声系数的单个平均值和单个频谱依赖性函数 $\langle F \rangle = \langle F_i \rangle$ 、 $f(\lambda) = f_i(\lambda)$ 、增益的单个平均值和单个频谱依赖性函数 $\langle G \rangle = \langle G_i \rangle$ 、 $g(\lambda) = g_i(\lambda)$ 以及衰减的单个平均值和单个频谱依赖性函数 $\langle A \rangle = \langle A_i \rangle$ 、 $a(\lambda) = a_i(\lambda)$ 用于所有组件 V_i 、 OL_i ，

这导致函数 $Q(\lambda)$ 的更简单的新形式：

$$[0084] \quad Q(\lambda) = \frac{\langle F \rangle \cdot f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^{N+1} - 1}{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^N \cdot [a(\lambda) \cdot g(\lambda) - 1]}$$

[0085] 该方程趋于近似值：

$$[0086] \quad \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \propto \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^{N+1} - 1}{[a(\lambda) \cdot g(\lambda)]^N \cdot [a(\lambda) \cdot g(\lambda) - 1]}$$

[0087] 上述最后的函数考虑到噪声系数、增益和衰减在波长范围 $\Delta \lambda$ 中在所期望的带宽上的频谱波动（英语 Ripple）。

[0088] 借助于在接收机处 OTT Rx 处测量功率谱或者总增益 $G_{\text{LINK}} = [a(\lambda)g(\lambda)]^{N+1}$ ，得到：

$$[0089] \quad \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \propto \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot \frac{1}{N+1} \cdot \frac{G_{\text{LINK}} - 1}{G_{\text{LINK}}^{\frac{N}{N+1}} \cdot [G_{\text{LINK}}^{\frac{1}{N+1}} - 1]}$$

[0090] 在从传输线路中的一个或者多个光放大中知道或者估计出噪声系数 $f(\lambda)$ 时，也可以不依赖于波长地确定函数 $Q(\lambda)/\langle Q(\lambda) \rangle$ 。因此，在这种情况下，预加重不仅仅是接收机和发送机之间的功率谱的简单转换，然而还是只基于信号功率测量或者功率调整。

[0091] 换句话说，如果光放大器的噪声系数 $F(i)$ 的波长依赖性是可知的（通过分析或者以表格形式），则与借助于迄今所提及的功率谱的转换相比在预加重时能够更准确地考虑这种依赖性。

[0092] 因为目前诸如 EDFA（掺铒光纤放大器）等典型放大器具有在 1.4dB 之下的增益波动，因此作为实际应用的具体值域，令人感兴趣的是：

$$[0093] \quad 1 \leq N \leq 20$$

$$[0094] \quad -0,7\text{dB} \leq 10\log[g(\lambda)] \leq 0,7\text{dB}$$

[0095] 对于该值域，通过 $1/\sqrt{G_{\text{LINK}}}$ 能够良好地近似于函数 $Q(\lambda)/\langle Q(\lambda) \rangle$ 。由此，将不依赖于传输段 V_i, OLi (span) 的数量 N 而进行预加重。

[0096] 这种近似又证实了迄今所述的论题，即利用下面的两个方程：

$$[0097] \quad P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}} := \langle P_{\text{IN}} \rangle \cdot \frac{Q(\lambda)}{\langle Q(\lambda) \rangle} \quad (\text{以 mW 为单位}) \quad (\text{以 mW 为单位}) \quad \text{其中} \langle Q(\lambda) \rangle = \sqrt{\frac{P_{\text{IN}}}{P_{\text{OUT}}}}$$

$$[0098] \quad \text{和} G_{\text{LINK}} = \frac{P_{\text{OUT}}}{P_{\text{IN}}}$$

[0099] 如下算出在预加重时在发送机 OTT Tx 处需要重新调整的功率 $P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}}$ ：

$$[0100] \quad P_{\text{IN}}(\lambda)_{\text{new}} := \langle P_{\text{IN}} \rangle \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{IN}}}{P_{\text{OUT}}}} \cdot \frac{1}{\left(\sqrt{\frac{P_{\text{IN}}}{P_{\text{OUT}}}} \right)}$$

[0101] 在这种情况下，该预加重以简单地转换在发送机 OTT Tx 处和在接收机 OTT Rx 处的功率谱为基础。

[0102] 如果规定了在发送机 OTT Rx 处信道的附加功率调整，那么该预加重也可以以双向的方式被控制。由此，接收机 OTT Rx 和发送机 OTT Tx 处的信噪比 OSNR 具有平坦的频谱。

[0103] 下面，借助于附图对本发明的其他实施例进行更详细的说明。

[0104] 其中：

[0105] 图 4 示出在 5 个传输段的情况下作为参数 k 的函数出现的最小信噪比，

[0106] 图 5 示出在 10 个传输段的情况下作为参数 k 的函数出现的最小信噪比，

[0107] 图 6 示出作为线路段数量的函数的、不同线路衰减的参数 k 的最优值，

[0108] 图 7 示出光网络的部分线路。

[0109] 现在，以一种方法为出发点，在该方法中首先针对链路输入端上的任意的信道功率分布 $P_{IN}(\lambda)$ 来测量链路输出端上的相应的信道功率分布 $P_{OUT}(\lambda)$ 。在第二步骤中，根据规定：

$$[0110] \quad P_{IN}(\lambda)_{new} = \langle P_{IN} \rangle \cdot ((P_{IN}/P_{OUT})^{0.5}) / \langle ((P_{IN}/P_{OUT})^{0.5}) \rangle$$

[0111] 来调整输入功率，其中用 P_{IN} 或者 P_{OUT} 来表示 $P_{IN}(\lambda)$ 和 $P_{OUT}(\lambda)$ 。因此，对于所有信道来说可以得到几乎相同的信噪比 OSNR 值，但是仍然得到与完全的 OSNR 预加重的偏差。

[0112] 下面说明，通过引入一个具有在 0 至 1 范围中的值的可变指数 k (与上述方程中的 0.5 相比) 可以明显减小该偏差的大小，因此该方法更接近于 SNR 预加重的最优结果。现在根据规定：

$$[0113] \quad P_{IN}(\lambda)_{new} = \langle P_{IN} \rangle \cdot ((P_{IN}/P_{OUT})^k) / \langle ((P_{IN}/P_{OUT})^k) \rangle$$

[0114] 来调整发送机 OTT Rx 处的功率。因为在输入频谱变化时，链路的传输函数可能变化，所以能够多次应用该方法。

[0115] 现在，提出确定指数 k 的最优调整的任务。下面两幅图 4 和 5 针对根据图 3 所示的具有 5 段和 10 段 LWL1、LWL2 等的链路示出作为指数 k 的函数出现的最小信噪比 OSNR (以 dB 为单位)。在此情况下段衰减分别为 20dB。在此情况下，可以清楚地认出指数 k 的最优值 (这里在 5 段时大约为 0.4，而在 10 段时大约为 0.45)，以便信噪比 OSNR 具有最大值。

[0116] 现在紧接着的图 6 (针对发送机 OTT Tx 处变化了的平均输入功率) 针对不同的段衰减 (10dB, 15dB, 20dB, 25dB, 30dB) 示出作为段 LWL1、LWL2 等的数量 (1 至 20) 的函数的指数 $k < 1$ 的最优值。在此情况下，也变得显而易见的是，除了段衰减和段的数量之外，发送机输入端处的功率也对指数 k 的最优值产生显著的影响。只要根据图 3 所示的光放大器 OLR1、OLR2 等的噪声系数的波长依赖性相对于相同的光放大器的增益传输函数的波长依赖性而言较小，那么出现的与信噪比 OSNR 的完全的预加重的偏差能够通过最优地选择指数 k 来最小化。

[0117] 为了优化指数 k，存在多种可能性，其在相应的专利申请的公式组的基础上建立：

[0118] - 在传输线路 OTT Tx、LWL1、OLR1、LWL2、OLR2、...、OTT_Rx (链路) 被建立之前，使用一种规划工具。该规划工具知道所有光学组件的特征参数的典型值，并且因此可以确定得出的信噪比 OSNR 以及 k 的那个参数值，完全基于功率测量的方法利用该规划工具尽可能地近似于理想的 OSNR 预加重。

[0119] - 所应用的组件在生产时被测量，并且如果这些组件被装入系统中，则这些值可供管理系统使用，该管理系统于是又可以确定最优的参数值。

[0120] - 单个接收机组件将所测量的比特误差概率通知该管理系统。该管理系统利用该信息来确定指数 k 的最优值。

[0121] - 在安装传输线路时，该传输线路首先利用少量的信道来驱动，因此能够测量信噪比 OSNR，并且能够执行完全的 OSNR 预加重。因此，k 的那个参数值被确定，该参数值尽可能地近似于在此情况下所调整的输入频谱。于是在将来，该值被继续用于任意数量的信道，并且也在交换组件时被继续使用。

[0122] 总之,引入可变指数 k 能够减小基于功率的方法和基于信噪比的预加重之间的偏差。

[0123] 在到目前为止的本发明的说明部分中,已经针对实施例描述了点点对点传输线路。但是,用于对光复用信号进行预加重的方法也适用于具有多个网络节点的完整网络,在上述多个网络节点之间布置有点对点光连接。

[0124] 图 7 示出光网络的部分线路,可针对该部分线路进行预加重。在分别安装于末端的网络节点处(这里被表示为分插模块 OADM),信号被耦合输入或者耦合输出。耦合输入的信号可能来自另一传输线路或者可能直接来自位于分插模块 OADM 位置处的发送机 Tx。在该部分线路的末端处,信道的一部分被提供给另一传输线路,而另一部分例如在接收机 Rx 处那里被终接。

[0125] 在第一分插模块 OADM1 的输入侧,信道具有不同的信噪比值 $OSNR_{IN}$ 。因为信道的一部分还必须穿过其他传输线路,并且接收机可能具有不同的特性(例如基于不同的数据速率),所以对传输线路的输出端处的信噪比 $OSNR^{OUT}$ 提出不同要求是有意义的。基于该要求所期望的输出侧信噪比 $OSNR_{OUT}$ 的波长依赖性通过具有平均值 1 的函数 h 来给出,其中应使所述函数与仍需确定的常数 α 的倒数相乘,以得出信噪比 $OSNR^{OUT}$ 。由网络规划工具预定依赖于波长的函数 $h(\lambda)$ 。通过光网络内的业务量矩阵来确定该选择。另外,迄今所述的指数 k 是已知的。

[0126] 由此,得到在该部分线路的输出端处需要调整的功率分布:

[0127]

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

[0128] 其中 $OSNR^{PP}$ 表示那个恒定的信噪比 $OSNR$,该信噪比会在网络中单独驱动该传输线路时得到,而 $G(\lambda)$ 表示所考察的传输线路依赖于波长的增益。参数 α 可如此来选择,使得在输入端处信道的平均功率 $\langle P_{IN} \rangle$ 保持不变。该参数可以例如借助于迭代方法在计算机上确定。

[0129] 除了该部分线路的需要测量的增益传输函数之外,其他参数、例如在传输线路输入端处的信噪比 $OSNR^{IN}$ 以及在传输线路输出端处在单独驱动时得出的 $OSNR^{PP}$ 也进入上面所给出的方程中。当然,后面的两个参数可以从测量中获得。但是有利的是,动用数字规划工具的结果。

[0130] 下面,还应该考察一种特殊情况。以此为出发点,即所考察的部分线路是网络中点对点连接的一部分,只馈入所有来自相同源的信道,并且所有信道在相同的位置被终接。在这种情况下,要求所有信道在输出端处信噪比 $OSNR^{OUT}$ 相同。因为对前述的部分线路同样执行预加重,其中该预加重为其所有的输出信道保证相同的信噪比 $OSNR$,所以在输入端处所有信道也具有相同的信噪比 $OSNR^{IN}$ 。因此,在上面的方程中 BII 和 BIII 不再具有波长依赖性,并且在输入功率确实应保持不变之后,能够用值 1 来代替。该结果对应于针对单个传输线路的结果。

[0131] 下面将说明,可以如何更进一步地改善该方法,并且从而可以如何提高 WDM 网络和 WDM 线路的容量。

[0132] 下面,借助于附图对本发明的其他实施例进行更详细的说明。

[0133] 其中：

[0134] 图 8 示出具有多个光放大器的点对点传输线路，

[0135] 图 9 示出在预加重之后作为放大器输入斜率的函数的信噪比，

[0136] 图 10a、b、c、d 示出在不同放大增益的情况下作为指数 k 的函数的信噪比。

[0137] 在图 8 中示出具有多个光放大器 V1、V2、V3、V4 的点对点传输线路，在所述光放大器之间连接有传输纤维 LWL1、LWL2、LWL3。代替该点对点传输线路，可以涉及光网络的部分线路。该传输线路的特殊特征是，所使用的光放大器 V1、V2、V3、V4 可以如此来控制或者调节，以致每个放大器 V1、V2、V3、V4 的输出端处的光功率谱的斜率具有预定的值。

[0138] 下面所述方法的一个重要的特征参数是功率谱的斜率，其可以被定义为直线的斜率，其中该直线在最小的误差平方和的意义上近似于在载频上的对数功率分布（线性回归）。下面，该斜率被称为功率斜率，并且具有单位 dB/THz。

[0139] 该方法的目的是，通过最优地调整每个放大器的输入端处的功率斜率来优化在执行预加重之后得出的信噪比 OSNR。在图 9 中，信噪比 OSNR（以 dB 为单位）在预加重之后被表示为称为功率斜率的放大器输入斜率（以 dB/THz 为单位的 Tilt of amplifier input）的函数。

[0140] 如图 9 所示，对于噪声系数曲线 A、B、C、D、E 或者 F、G、H、I、J 的每个斜率 NOISE_FIGUR_Tilt (0.45dB/THz、0.23dB/THz、0.00dB/THz、-0.23dB/THz、-0.45dB/THz)，在放大器 V1、V2、V3、V4 的输入端上正好有一个导致最优结果的功率斜率值，其中所述斜率此外在预加重阶段内被假设为对于所有放大器 V1、V2、V3、V4 来说都相同。另外，要注意的是，在线路段数量小（例如 V1、LWL1、V2）时最优值对应于噪声系数的斜率（参见针对 5 个传输段的上面的曲线 A、B、C、D、E）。在线路段数量较大时（参见针对 20 个传输段的下面的曲线），最大值向更大的斜率值移动。下面说明，如何可以确定该最优的功率斜率值，以及如何可以将该优化与以前的信噪比 OSNR 预加重方法和利用功率斜率的预加重方法相联系。

[0141] 在使用以前的信噪比 OSNR 预加重时，在第一步骤中如此调整例如被设置为掺铒光纤放大器 (EDFA = erbium doped fiber amplifier) 的放大器 V1、V2、V3、V4，以致分别相随的 V2、V3、V4 的输入端处和前置放大器 V4 的输出端处的功率斜率在链路末端处消失（功率斜率应为零）。因此，输出频谱的信噪比 OSNR 被确定。如果现在如此来调整放大器 V1、V2、V3、V4 的输入端处的功率斜率，以致该功率斜率对应于以对数标度给出的信噪比 OSNR 的负斜率，那么随后执行的信噪比 OSNR 预加重将导致最优结果。

[0142] 与以前的预加重相比，利用功率斜率的预加重提供执行时间明显减少的优点，并且也可以被使用在系统和网络中，其中在所述系统和网络中不能根据目前的现有技术来测量信噪比 OSNR。因为在这种情况下信噪比 OSNR 是未知的，所以功率斜率的最优值必须以其其他方式来确定。为此，如下采取措施：

[0143] 在第一步骤中，如在以前的预加重情况下一样，放大器 V1、V2、V3、V4 如此被调整，以致分别相随的放大器 V2、V3、V4 的输入端处和前置放大器 V4 的输出端处的功率斜率在链路末端处消失（功率斜率应为零）。根据在升压器 V1 的输入端处和在前置放大器 V4 的输出端处所测量的所传输的 WDM 信号的线性功率谱 $P_{Tx}(\lambda)$ 、 $P_{Rx}(\lambda)$ 来计算增益 $G_{link}(\lambda)$ 。可以按照迄今所述的利用功率斜率的预加重根据该参量来确定升压器 V1 输入端处的额定频谱，其中使用归一化的校正函数 $Q(\lambda)$ ：

$$[0144] \quad Q(\lambda) = \frac{G_{1lnk}^{-k}(\lambda)}{(G_{1lnk}^{-k}(\lambda))} \text{ 其中 } G_{1lnk}(\lambda) = \frac{P_{RX}(\lambda)}{P_{TX}(\lambda)}$$

[0145] 系数 k 已事先由规划工具确定。替代地,也可以在等距离的传输段的情况下使用方程:

$$[0146] \quad Q(\lambda) = \frac{G_{1lnk}(\lambda) - 1}{G_{1lnk}(\lambda) - G_{1lnk}^{N(N+1)}(\lambda)}$$

[0147] 其中 N 表示整个传输线路中相同传输段的数量。放大器 V1、V2、V3、V4 的输入端处的最优功率斜率现在对应于所述参量和有效噪声系数 F_{eff} 的乘积的斜率,其中有效噪声系数的概念将在下面进行说明。近似地,也可以将参量 $Q(\lambda)$ 的斜率(以 dB/THz 为单位)和有效噪声系数 F_{eff} 的斜率(同样以 dB/THz 为单位)相加,以得到功率斜率。

[0148] 现在在平均输入功率 $\langle P_{Tx}(\lambda)^{begin} \rangle$ 保持恒定的条件下如下计算在升压器 V1 的输入端处需要调整的功率分布 $P_{Tx}(\lambda)$:

$$[0149] \quad P_{Tx}(\lambda) = \frac{\langle P_{Tx}(\lambda)^{begin} \rangle}{(Q(\lambda) \cdot F_{eff}(\lambda))} \cdot Q(\lambda) \cdot F_{eff}(\lambda)$$

[0150] 在该方程中出现的参量可被用于线性标度中。该优化的主要优点可以从下图 10a、10b、10c、10d 中看出。针对具有 5 个传输段的传输线路,信噪比 OSNR 被表示为指数 k 的函数,其中对于该指数 k 来说功率斜率的最优值是 0.23dB/THz。在图 10a、10b、10c、10d 中的每个图的单个结果中,假设了不同的增益曲线。对于该方法的可应用性,与对消失的功率斜率的调节相比,当功率斜率采取最优值时指数 k 的最优值几乎不依赖于放大器的增益曲线的事实是显著的改善,其中在所述调节中观察到显著区别。

[0151] 有效噪声系数 F_{eff} 最好由规划工具来计算,该规划工具知道增益曲线的典型值 $G_k(\lambda)$ 和单个放大器 V1、V2... 的噪声系数 $F_k(\lambda)$ 。利用线路衰减 $a_k(\lambda)$,现在针对 N 个传输线路 LWL1、LWL2、... 和 (N+1) 个放大器 V1、V2、... 得到有效噪声系数 $F_{eff}(\lambda)$:

$$[0152] \quad F_{eff}(\lambda) = \frac{\sum_{k=0}^N F_k(\lambda) \cdot G_k(\lambda) \cdot \prod_{j=k+1}^N a_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda)}{\sum_{k=0}^N G_k(\lambda) \cdot \prod_{j=k+1}^N a_j(\lambda) \cdot G_j(\lambda)}$$

[0153] 在该方程中出现的所有参量原则上依赖于波长 (λ)。然而,如果波长依赖性未知的,那么也可以使用近似参量。

[0154] 在放大器 V1、V2、... 相同时,有效噪声系数 $F_{eff}(\lambda)$ 对应于单个放大器、例如 V1 的噪声系数。

[0155] 为了实现:可选地,代替测量升压器 V1 的输入端处的功率谱,也可以在其输出端处进行测量,并且相应地计算所需的升压器输出功率和输入功率。

[0156] 总之,如此改善该方法,使得附加地在每个放大器 V1、V2、... 的输入端处记下最优斜率(所谓的功率斜率)。在线路段 LWL1、LWL2、... 的数量小时,要记下的斜率准确地对应于放大器噪声系数的斜率。

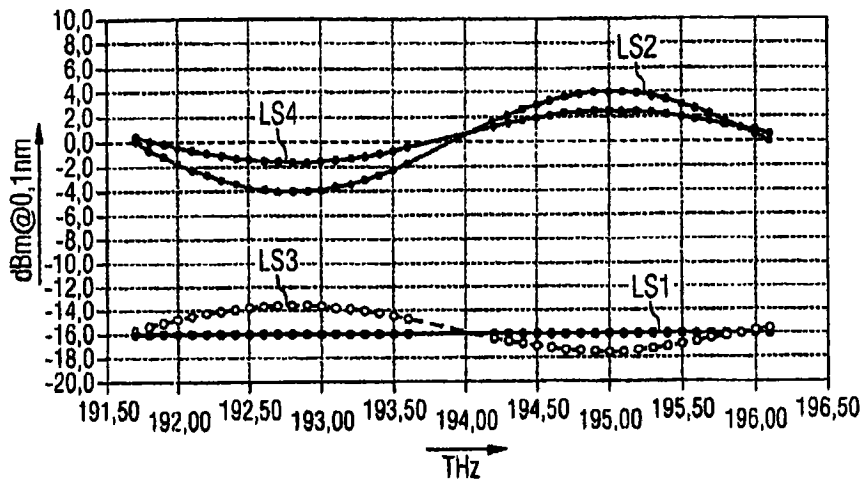


图 1

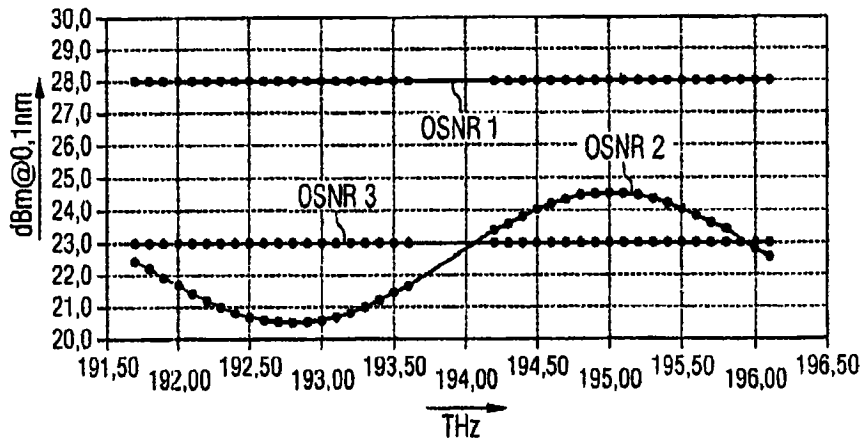


图 2

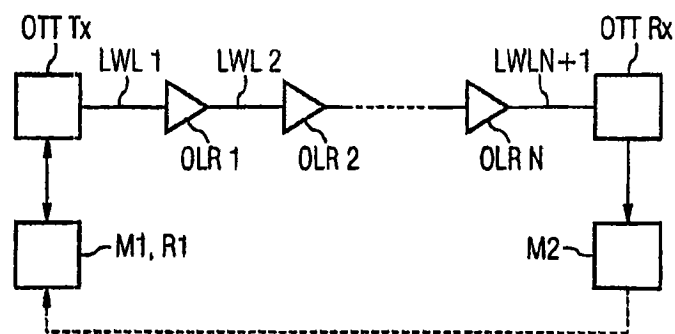


图 3

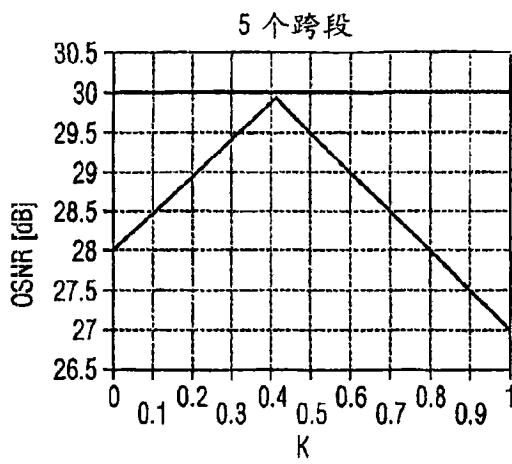


图 4

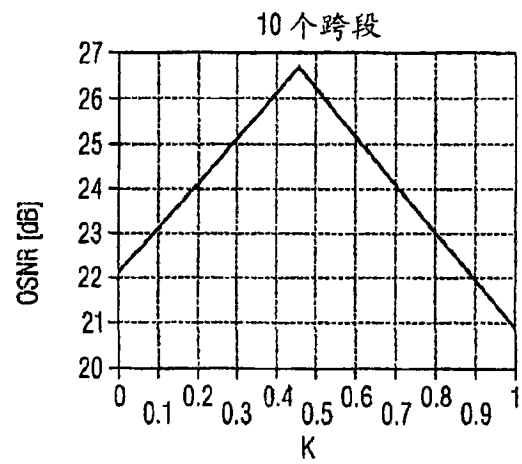


图 5

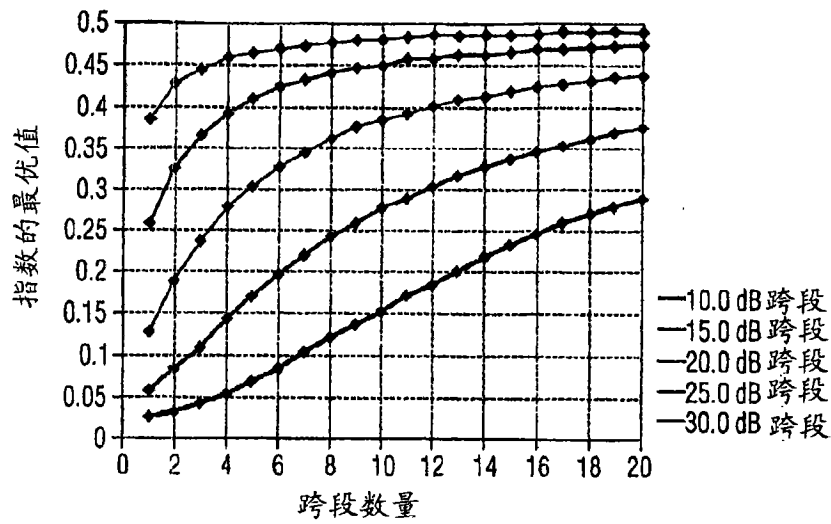


图 6

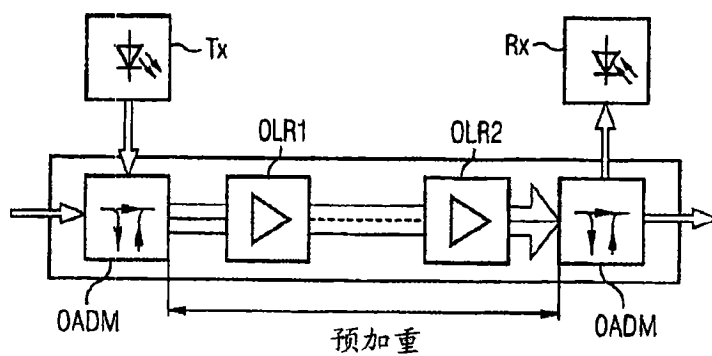


图 7

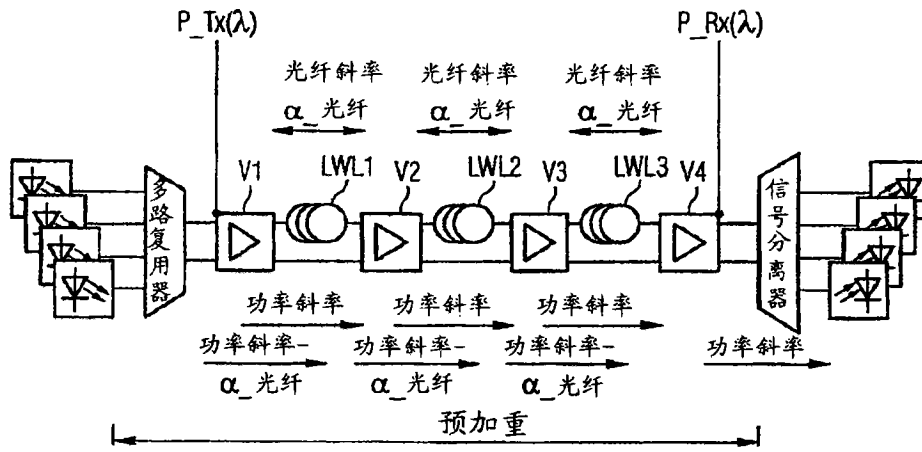


图 8

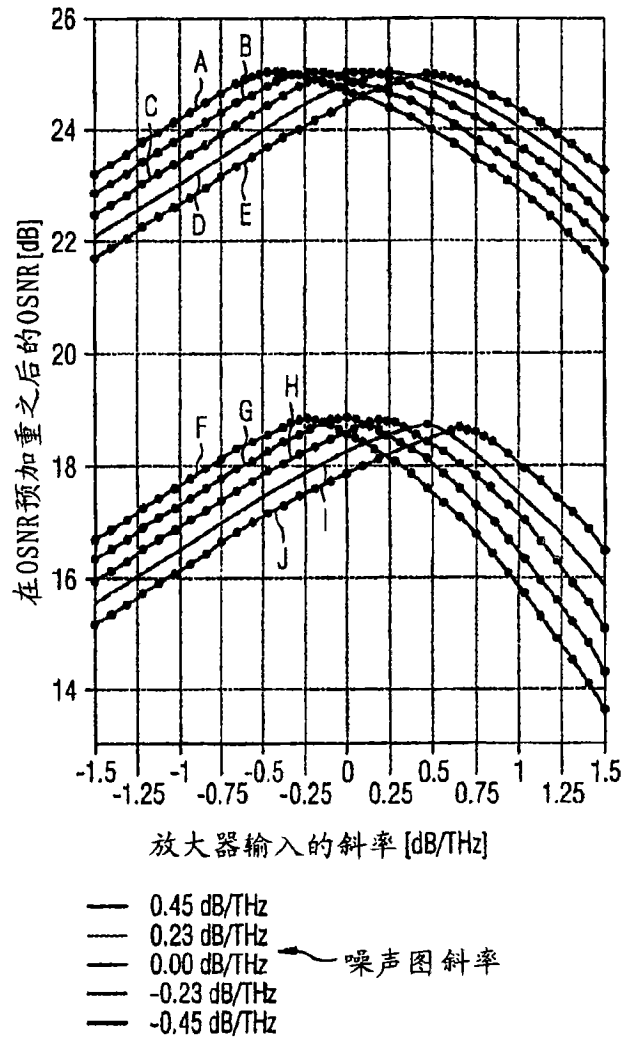


图 9

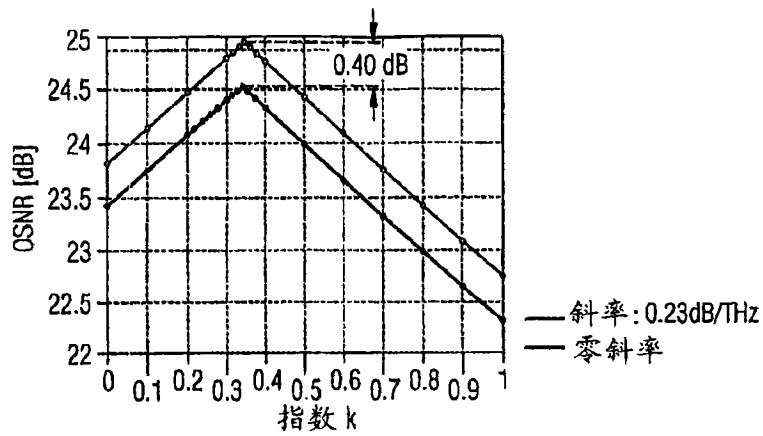


图 10A

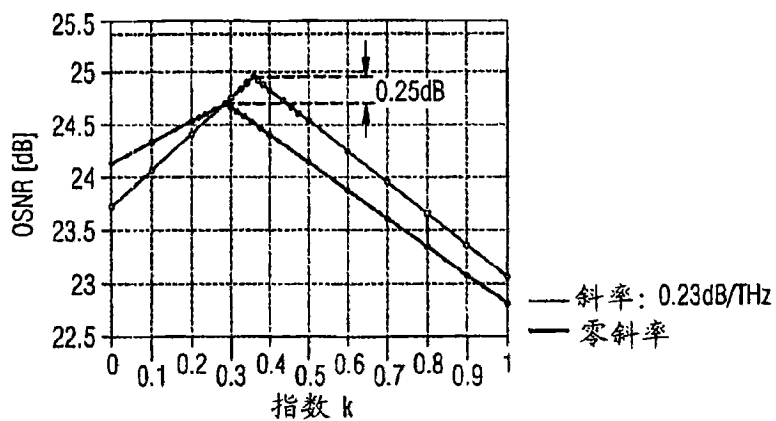


图 10B

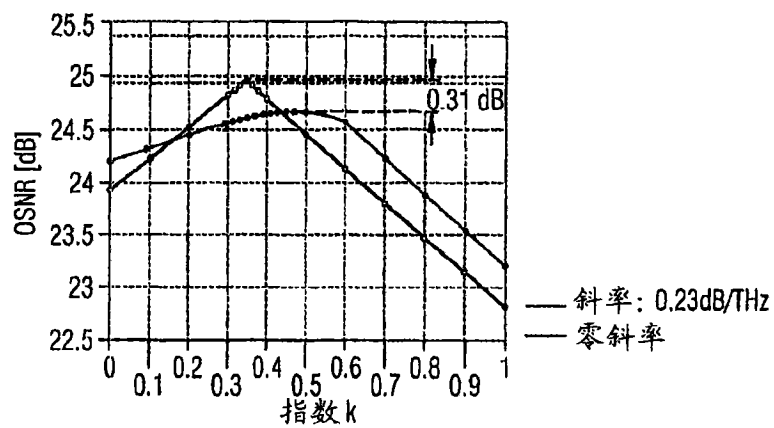


图 10C

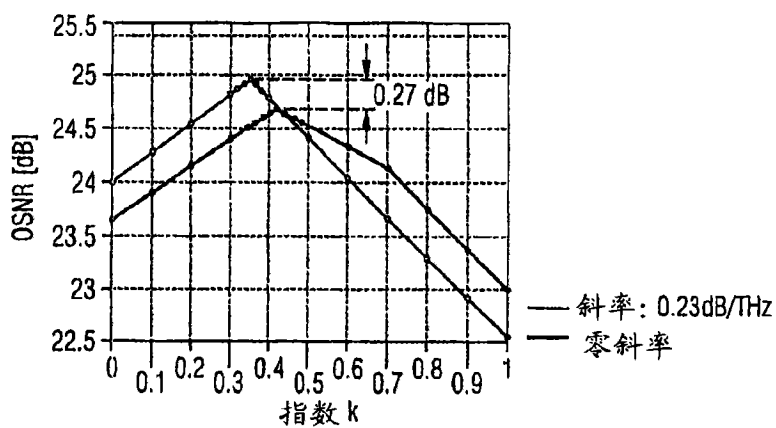


图 10D