

# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95101967.8

[45] 授权公告日 2001 年 7 月 11 日

[11] 授权公告号 CN 1068484C

[22] 申请日 1995.2.15 [24] 颁证日 2001.5.2

[21] 申请号 95101967.8

[30] 优先权

[32] 1994.2.18 [33] US [31] 199364

[73] 专利权人 美国电报电话公司

地址 美国纽约

[72] 发明人 安德鲁·R·克拉普利维

法布里齐奥·福格希瑞

罗伯特·威廉·特卡齐

[56] 参考文献

EP 0447752 1991. 9. 25 H04J14/02

US 4700339 1987. 10. 13 H04B1/18

OFC/IOOC, 93 1993 年技术文摘, 卷 4 1993. 2. 1 Cabrizio forghieri 等人 "Reduction of four-wave-mixing cross talk in WDM systems using unequal gain"

审查员 秦力军

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所

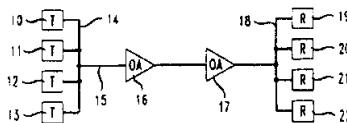
代理人 陆立英

权利要求书 2 页 说明书 19 页 附图页数 6 页

[54] 发明名称 多信道光纤通信系统

[57] 摘要

光纤通信系统中的波分复用信道, 具有信道间的频率间隔, 能防止四波混合产物(4WM)与信道载波明显地相一致。因此, 增大了系统的容量。



## 权 利 要 求 书

1. 一种波分复用光波导系统，包括：一个发射机，用于产生、调制及引导一组复用的信道载波到光传输线中，该组载波具有的诸多“载波波长”位于在“系统波长”周围分布的“总带宽”内；一个接收机，用于执行包括对诸多信道载波进行去复用在内的功能；光放大器；及一条光纤传输线，至少包含一端由发射机而另一端由接收机界定的一个光纤跨距，该跨距至少包括一个光放大器；其中该系统至少提供四个信道，波长为 $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 、 $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$ ，总带宽应足够窄，以使诸多信道载波产生的四波混合产物限制了可达到的系统能力；其中信道与信道的频率间隔是不等的，并且间隔的大小能确保任意四波混合产物的波长明显地不与任一信道载波波长相一致，从而减小四波混合对系统容量的限制，其特征在于，

构成该跨距的主要部分的光纤的色散具有的在系统波长上测得的色散值至少为 1.5ps/nm-Km。

2. 根据权利要求 1 的系统，其特征在于，“最小信道对信道间隔”与“来自任一信道的任意四波混合产物的最小间隔”之比至少等于 2。

3. 根据权利要求 2 的系统，其特征在于，上述的比值至少为 5。

4. 根据权利要求 1 的系统，其特征在于，上述的色散值为 1.5-4ps/nm-km。

5. 根据权利要求 4 的系统，其特征在于，系统波长约为 1550nm。

6. 根据权利要求 5 的系统，其特征在于，光放大器为掺铒光纤放大器。

7. 根据权利要求 6 的系统，其特征在于，该带宽最大为 30nm。

8. 根据权利要求 7 的系统，其特征在于，该带宽为 10nm-20nm。



# 说 明 书

---

## 多信道光纤通信系统

本发明涉及提供波分复用(WDM)的高容量光纤通信。

掺铒光纤放大器(EDFA)的引进和商品化对光纤通信已产生意义深远的影响,它正在单信道系统中起作用,以其显著的光纤跨距长度取代了光/电转发器,它以中心波长约为 1550nm 工作,与以二氧化硅为基础的光纤所希望的低损耗区波长相一致。终端及其它辅助设备均是设计成适合在这个波长上使用。

EDFA 使 WDM 付诸实现。系统提供多信道工作,诸多信道具有足够的间隔适合目前技术工艺水平的频率稳定度,又具有在 EDFA 的通带之内的总带宽。这种同时放大所有信道的能力使人们增加了对 WDM 的兴趣。

1993 年 5 月 28 日申请的美国专利申请 S. N. 08/069952 描述和要求保护已解决先前关注的问题的系统。大多数高级单信道系统利用了色散偏移光纤(DSF)。这种类型光纤的设计取决于将单模二氧化硅光纤中的色散零点从其通常的 1310nm 位置“偏移”到所要求的 1550nm 载波波长位置上。这种色散消除使系统能以 2.5Gb/s 的比特率在几百公里的跨距长度上工作。可是,对于提供

WDM 工作的系统或者规划升级到 WDM 工作的系统,它们的设置由于在设想的条件下实现受到四波混合(4WM)中非线性效应的限制,使得多信道工作遇到阻碍。对于通常预期的距离和比特率,四信道系统被排除了。所引用的未决的专利申请的实质是避免工作在太低的色散上。精确规定的小色散措施足以使系统工作在采用 DSF 的 4WM 所禁止每信道的比特率上。在这种应用中其它系统设计利用串接色散和色散补偿系统,以保证相位失配时减少蕴含的 4WM。

另一个未决的美国专利申请 S. N. 08/069962 描述和要求保护特定的有限色散光纤。在优选的大约 1550nm 为中心的工作波长上用于多信道(波分复用光纤或“WDMF”)中。该要求保护的光纤的设计仍然允许使用 DSF 的当前单信道系统和近期考虑的单信道系统中的比特率。对于很长跨距和/或功率电平明显在当前的 1mW 以上场合,就现行色散对高比特率工作有干扰的可能性来说, WDMF 可借助于通常建议的补偿光纤进行色散补偿。要补偿的色散比较小时,允许使用低掺杂程度的补偿光纤,或使用较短的跨距,因而可减小附加的插入损耗。

本文中使用的以下技术术语:

WDM—波分复用,在一条光纤内提供多信道工作。这种方法很重要,因为它使用掺杂稀土元素的单光纤放大器能同时对一组信道进行放大。掺铒光纤放大器的可用带宽 $\Delta\lambda$ 在 10—20nm 范围

内。一般来说,所考虑的 WDM 系统对于一组信道来说具有总带宽是在此范围内的。

跨距—这是一段无转发器的光纤长度,可包含或不包含光放大器。在跨距的任一端配备有在电信号和光信号形式之间进行转换的装置。转换可由发射机或接机或转发器来完成。

DSF—色散偏移光纤,其中,总色散从某一参考波长值偏移到载波波长上。

WDMF—波分复用光纤,如 1993 年 5 月 28 日申请的美国专利申请 S. N. 08/069962 中所叙述和权利要求保护的那样。WDMF 在波长 1550nm 时具有 1.5—4ps/nm—km 的色散绝对量值。

4WM—四波混合,如上所述,它是对通常考虑的 WDM 系统中主要的非线性容量的限制。

EDFA—掺铒光纤放大器。

本发明提供一种波分复用光波导系统,包括:一个发射机,用于产生、调制及引导一组复用的信道载波到光传输线中,该组载波具有的诸多“载波波长”位于在“系统波长”周围分布的“总带宽”内;一个接收机,用于执行包括对诸多信道载波进行去复用在内的功能;光放大器;及一条光纤传输线,至少包含一端由发射机而另一端由接收机界定的一个光纤跨距,该跨距至少包括一个光放大器;其中该系统至少提供四个信道,波长为 $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 、 $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$ ,总带宽应足够窄,以使诸多信道载波产生的四波混合(4WM)

产物限制了可达到的系统能力；其中信道与信道的频率间隔是不等的，并且间隔的大小能确保任意 4WM 产物的波长明显地不与任一信道载波波长相一致，从而减小 4WM 对系统容量的限制，其特征在于，构成该跨距的主要部分的光纤的色散具有的在系统波长上测得的色散值至少为  $1.5\text{ps/nm-Km}$ 。

与所述文献叙述的在系统中使用均匀间隔的 WDM 信道工作相对照，本发明的系统设计得工作在不等间隔的信道对信道运行方式上。优选的实施例中满足一种算法，该算法能防止任何 4WM 产物与一个指定的标称信道载波相重合。还有一种可取的算法设计标准，它能提供这样一个最小间隔，可在一个所希望的通带内例如一个 EDFA 的通带内得到最小的总带宽。

不等间隔信道最初考虑是对有限色散的另一种措施。所述的

WDM 系统很可能应用来与 DSF 配合工作,作为使用 WDMF 的一种替代方案。这样在应用时,可使已安装的使用 DSF 的系统升级到每信道比特率充分满足多信道应用。在下面的详细说明部分中提出对于最优间隔的信道而言容量增高 4x(与等间隔信道系统相比较)。

在长远意义上,按照所提出算法得出的信道间隔,可使“赋能(enabled)系统中同样地提高 4x,例如对于在整个 WDM 受限的工作范围内以 WDMF 运行的系统就是如此。在使用补偿光纤或串接光纤的其它赋能系统中,也能获得同样的优点。这类系统中的分配光纤可采用现在由不等信道间隔所允许的较小色散程度的(具有所需的蕴含,包括与掺杂程度有关的损耗减小)。

通过实验确立了这样一种可行性,即在保持处于 EDFA 通带内的同时,能以 8 个或更多个 WDM 信道进行工作。已有用以确保所需的信道稳定性的装置可供应用,其稳定性或许能比等信道间隔(恒定的最小间隔)大一个数量级。

图 1 示出使用不等间隔信道的 WDM 系统的总体电路方框图。

图 2 示出实验的 WDM 系统的电路方框图,它用于开发本文的某些数据。

图 3 示出常规的等信道间隔下四波混合产物数与 WDM 信道频率的关系曲线。

图 4 示出在优选的不等间隔系统中有关特性,图中的坐标与



图 3 的坐标相似。

图 5 示出等间隔和不等间隔的多信道 WDM 系统的总容量与色散量值间的关系曲线。

图 6—9 示出等间隔信道和按算法确定间隔的信道的频谱比较图,其中:

图 6 示出等间隔信道的输入频谱。

图 7 示出不等间隔信道的输入频谱。

图 8 示出等间隔信道的输出频谱。

图 9 示出不等间隔信道的输出频谱。

图 10 和图 11 分别是图 8 和图 9 情况下等信道间隔和不等信道间隔的眼图,坐标中功率单位是  $mw$ ,时间位置是  $ns$ 。

图 12 示出等信道间隔和不等信道间隔的坐标值关系比较图,图中的坐标为差错概率和发射功率。

图 13 示出本发明的系统中维持同样的“信道对信道”最小间隔下所需的带宽扩展因子。

本发明的系统设计和系统工作是很有用的,其中 4WDM 是信道容量的主要限制,这对于采用 DSF 的远距离多信道系统是确实的。“远距离多信道系统”定义为跨距长度为 360km。具有三个等间隔 EDFA、并有总带宽满足通带要求的四个信道。举例说,EDFA 的通带最大的为 30nm。在本发明的实践中,系统设计成为总带宽从 10nm 到 20nm。系统的其它要求有频带以波长 1550nm 为中心,比

特差错率 $\leq 10^{-6}$ /秒。

在此前提下,工作在 DSF 下的 360km 跨距长度、4 信道、1mW/信道等间隔 WDM 系统具有总容量约为 2Gb/s。这种场合下,此 DSF 系统称为“不赋能(disabled)”的。本发明即可应用于这种“不赋能”系统。采用按算法确定的不等信道间隔,其容量如在其它实验工作中确定的,容量增加至少 4x 那样的倍数(或对同样的总带宽来说增加到约 12Gb/s)。

本发明系统的方案可应用于“赋能”系统,即等间隔系统,对于构成该跨距的光纤主要部分提供最小色散绝对值至少为 1.5ps/nm—km(与上述系统不同,360km、4 信道系统的容量约为 120Gb/s)。对于这样的系统,可以得到同样的改善(大为超过 4x)(达到约 900Gb/s)。同样倍数要求的色散值大大超过了这个最小极限值。至少就近期的应用看,对于均匀间隔信道来说,超过约 4ps/nm—km 的光纤色散能保证足够的容量。据此,在赋能系统中用于不等信道间隔的优选实施例,都考虑到此 1.5—4ps/nm—km 范围的光纤色散。

图 3 和图 4 涉及一种 10 个信道的系统,图 2 和下文提到的例 1、例 2 描述了一种实验的 8 个信道的系统,可以看出,对于最佳的光纤带宽  $B_{opt}$ (式 3),这些系统以及更复杂的系统都能被制做得适合在 EDFA 通带内。对于以较少信道数工作的系统,如果占用同样的带宽,则信道间隔可以更宽些。增大带宽的得益是减小了频率稳

定度要求和降低了 4WM。

这意味着,本发明的教导针对的是使那种容量受 4WM 限制的系统增大容量。换句话说,只要有等间隔的信道,它们的系统,其容量都受 4WM 限制。不论工作在 DSF、WDMF、串接光纤还是在补偿光纤,对于同样的总带宽在容量上的改善会是大致相同的。改善的倍数基于这样的假设的前提下,即所形成的不等间隔系统将仍然受 4WM 的限制;否则,容量改善会减小。只要容量改善是实质性的,本发明的教导均是有益地可应用的,而不管容量最终是受 4WM 的限制,还是受色散或其它非线性效应的限制。

由于使用色散大于约  $4\text{ps}/\text{nm}-\text{km}$  的光纤的等间隔信道 WDM 系统通常是不受 4WM 的限制,所以一个优选的实施例中使用色散绝对值范围在  $0-4\text{ps}/\text{nm}-\text{km}$  内的光纤。未来的比特率需求值完全有可能使本发明可应用于有较大色散的光纤,不等信道间隔对于未来的系统升级会是合理的。

具体对波长约为  $1550\text{nm}$  的系统进行描述。主要因 EDFA 已得到广泛的采用,故本发明最初的冲击可能是这个波长上的系统。本发明更广泛地得到应用,它也可工作于能在光纤上传输的其它光学频率上。例如,工作在  $1310\text{nm}$  的系统相对地较少引起人们的注意。在该波长上高效光放大器的出现可能克服这种偏见,即它甚至可能导致在两个波长上同时工作(或许是与色散平坦的光纤一起使用)。为此,对具体波长所作的讨论只应视为是一种示例。例

如,对“不赋能”和“赋能”系统的讨论可认为是在选择定的系统波长下具有相应色散值的那类系统的代表。

色散值是对系统波长而言的。一般来说,该波长由发射机来确立。比如,在系统升级中,替换或增加一个不同的系统波长时会改变色散值(参见图 5)。

同样,通常讨论的是均匀光纤的跨距,本发明的系统在由不同光纤长度组成的跨距中应用很可能意义重大。在串接系统的讨论中暗含着这一点,串接系统中应用的跨距内包括有长度相对地短的补偿光纤,或许是 $\geq 95\%$ 长度的均匀光纤,其余长度为补偿光纤。

#### 最佳的信道间隔

信道的分配采用一种建立在“Golomb Ruler”基础上的整数线性程序(ILP),请看 J. P. Robinson 的“Optimum Golomb Rulers”,*IEEE Transactions on Computers*. Vol. c-28, No. 12, 1979 年 12 月,943、944 页,其进步性在于示明了采用不等信道间隔以第增加容量的可行性。从更具体的意义上讲,对纯数学的 Golomb Ruler 作出变动可有效地用于不熟悉的问题上。4WM 问题涉及传统上采用的、在信道间大的间隔下对于 4WM 的等效测量。

4WM 是一个非线性过程。在该过程中,频率  $f_i$ 、 $f_j$  和  $f_k$  ( $k \neq i, j$ ) 的三种波通过光纤的三阶电极化率交互作用而产生出频率为  $f_{ijk}$  的波,即

$$f_{ijk} = f_i + f_j - f_k \quad (\text{式 } 1)$$

这样,三种同时传播的波通过 4WM 产生出九种新的光波。

在 WDM 系统中,这会发生三个信道波的每一种可能选择中。随着信道数的增加,这个问题更加严重。在 8 个信道的系统中,由 4WM 可产生出数百种新的光波。在通常的 WDM 系统中,信道通常是按在频率上均匀间隔的。这种等间隔划分明显地使 4WM 效应加重,因为所有处在系统带宽内的 WDM 产物的各项(*term*)正好落在信道频率上,从而降低了信噪比。此外,由检测器增益参量造成在“1”比特上的失真会进一步降低信噪比。

如果 WDM 系统中任意两个信道的频率间隔与其它任意一对信道的频率间隔都不相同,则不会在标称的信道频率上产生 4WM 波。提供一种设计方法来满足上述要求,该方法与减少无线电系统中三阶互调干扰效应所提出的方法相关。请参见 W. C. Babcock, “*Intermodulation interference in radio systems*”, *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 31, PP. 63 — 73, Jan. 1953; 以及 M. D. Atkinson, N. Sontoro, 和 J. Urrutia”, “*Integer sets with distinct sums and differences and carrier frequency assignments for nonlinear repeaters*”, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-34, PP. 614—617, June 1986。模拟和实验结果确认,所建议的信道分配方法可明显地减少由 4WM 带来的性能恶化。

信道分配的设计可归结为一个整数线性编程(ILP)问题,将可

用的光波带宽划分成为相等间隔的带宽 $\Delta f$ ,  $\Delta f$ 比4WM波占用的带宽大些(4WM波带宽总是比一个信道的带宽大, 例如是0.15nm相对于0.1nm)。在给定一个(任意的)参考光波频率 $f_0$ 时, 第 $i$ 个间隔以光波频率 $f_i = f_0 + n_i \Delta f$ 为中心, 其中 $n_i$ 是一个整数, 可称为第 $i$ 个频率间隔的间隔号。根据间隔号, 式(1)变成

$$n_{ijk} = n_i + n_j - n_k \quad (k \neq i, j) \quad (\text{式 } 1a)$$

对于任意选定的 $i, j, k$ , 如果 $n_{ijk}$ 与任一个信道间隔号均不相符, 则在任一个信道间隔上都不会产生出由那些信号形成的4WM波。如果 $N$ 是待发送的信道数, 则它足以这样地选择 $N$ 个间隔(具有递增的间隔号为 $n_1, n_2, \dots, n_N$ ), 即

$$\forall i, j, k \in 1 \dots N (k \neq i, j), n_{ijk} \notin (n_1, n_2, \dots, n_N) \quad (\text{式 } 2)$$

式(2)相当于对任意两个不同的信道间隔对的要求, 每一对中信道之间的频率间隔是不相同的。

4WM问题于是归结为寻找 $N-1$ 个正整数( $m_1, m_2, \dots, m_{N-1}$ )个矢量的ILP问题, 使得下式中相邻元素的 $N(N-1)/2$ 部分和值:

$$S_{ik} = \sum_i^k m_i (1 \leq k \leq N) \quad (\text{式 } 3)$$

或按频率表示为:

$$S_{ik} \Delta f = \sum_i^k m_i \Delta f (1 \leq k \leq N) \quad (\text{式 } 3a)$$

相互不同。普通的系统中,对信道的排紧性上有某种实际限制,同时又要求总带宽最小。可将这表达成要求下面的总和最小:

$$S = \sum_{i=1}^M m_i$$

以使由 WDM 系统占用的总光学带宽最小( $B_{opt} = S\Delta f$ )。

在接收端,在检测前使用光学滤波器来分离信道。必须在各信道间隔之间提供一个最小频率间隔( $\Delta f_c = n\Delta f$ ),以对不需要的信道有足够的拒斥量。这将在 ILP 问题上引入附加限制  $m_i \geq n$ , 其中  $n\Delta f$  是相邻信道间的最小频率间隔。

该 ILP 问题能表示为“NP-Complete”,所以,还不知道有通用、有效的方法未求解它,只有利用计算机进行穷举搜索才能找到最佳解法。

正是从多个  $m_i$  必须互相不同(并且比  $n$  大)这一条件出发,可以找出总光学带宽要求的  $B_{opt}$  下界,它由下式决定:

$$B_{opt} \geq \left[ 1 + \frac{\frac{N}{2} - 1}{n} \right] B_c \quad (\text{式4})$$

式中,  $B_c = (N-1)\Delta f_c$ , 为信道以  $\Delta f_c$  等间隔的、常规 WDM 系统的总光学带宽。

图 13 示出最小间隔参数  $n$  为各种数值时的带宽扩展因子,它定义为  $B_{opt}/B_c$  与 WDM 系统中信道数  $N$  的比值。图中实线是根据

计算机穷举搜索得到的值画出的,虚线代表由式(4)得到的下界值。

对于  $n \geq 5$ , 直到 10 个信道, 其下界值是可以达到的。

对于大多数的系统设计, 不管是否使用带宽扩展因子, 考虑  $n \geq 5$  均是很重要的。该  $n$  值, 即最小信道间隔和任一 4WM 产物在任意信道上的最小距离比, 给出了因自相位调制带来的信道扩展。在保证基本的间隔时也减少了由 WDM 产物与信道载波间产生的差拍产物。该比值为 5 是可做到的, 而且是合宜的。对于信道数少的场合, 例如 4 个信道, 对通带的要求可以放宽, 以允许更大的比值(高到 10 或更大)。在其它场合下, 比值小到 2 便足够了。

图 3 和图 4 示出使混合产物处在信道频率间隔之外所建议的不等信道间隔的有效性, 其中, 画出了在 10 个信道的系统和  $n = 5$ 、 $\Delta f_c = 1nm$  情况下落在每一频率间隔  $\Delta f$  内的混合产物数目。图 3 中, 大多数 4WM 混合产物与信道载波一致。据此, 总带宽达到  $9nm$ 。请注意, 该系统带宽内的所有混合产物均位于信道所占用的频率间隔内, 因而产生最大的干扰, 并且在有些信道中有 50 多个 4WM 波。图 4 示出了使用不等间隔时的后果。从图 13 中得知, 带宽扩展因子为 1.8, 所以带宽增大到  $16nm$ , 但现在在诸多信道占用的间隔内并没有混合产物了。混合产物均匀地分布在信道间的间隔内, 它们的影响可在接收机中滤除掉。

接收机中所用的选择期望信道的一个光学滤波器靠近该信道间隔的诸多间隔内产生的 4WM 波给以某种衰减地通过。由该信道



与那些 4WM 波之间差拍产生的波也必须予以滤除。这可以用一个电滤波器来完成。据此,考虑到信道频率的不稳定性, $\Delta f$  必须大的是以避免信道波和 4WM 波的明显重叠。由于一个 4WM 波的 rms 频率抖动是一个信道载波相应值的三倍,所以当信道频率稳定度为  $\Delta f/10$  量级时,如果  $\Delta f$  大于  $2R$ ,其中  $R$  是比特率,则频谱的相叠是可忽略不计的。为了在期望的信道没有失真而提供足够的抑制量,应给出一个最小信道间隔  $\Delta f_c \geq 10R$ ,据此,  $n = \Delta f_c / \Delta f \approx 5$  是合适的。

选取应用本发明的教导归根到底是费用问题。保守地说,算法确定的信道间隔的实际应用要求信道稳定度为  $\pm 0.5 \text{ \AA} (\pm 5 \text{ GHz})$ 。相比之下,等间隔信道(其间隔等于不等间隔系统中的最小间隔值),避免信道重叠的要求是简单的,即稳定度为  $\pm 0.5 \text{ nm}$ ,其要求小一个数量级。所需的稳定度水平是可以达到的,例如,可将信道锁定在自由频谱范围等于  $\Delta f$  的 Fabry-Perot 滤波器的选定模式上。

图 3 和图 4 示明了由该算法确定的不等信道间隔使混合产物处在信道频率间隔之外的有效性。图 3 示出 10 个等间隔(间隔为  $125 \text{ GHz}$ )信道的曲线。信道中心频率约为标称载波波长  $1550 \text{ m}$ 。计算机解答是纯数字的,图中示出信道为 1、6、11、16、21、26、31、36、41、46 时的混合产物。纵坐标为混合产物数目。信道与信道间的间隔为  $1 \text{ nm}$ ,这里考虑了光滤波器信道选择中所需的最小间隔,为

此,产生的总带宽为  $9nm$ 。所有位于该带宽内的混合产物均处在诸信道间隔上。

图 4 中示出与一个类似的系统作出比较,但具有算法指定的信道为 1、6、16、22、30、39、50、57、69、82,图中示出在这些信道时的混合产物。为保持允许的最小信道间隔,所得的带宽扩展因子〔见(式 4)〕为 1.8,亦即总带宽为  $16nm$ 。现在,所有混合产物均位于诸信道间隔之间的间隔内,因而它们的影响可予以滤除。

### 举例

在下文将要提到的两个例子例 1 和例 2 中报导的大量实验数据是在图 2 所示的电路上得到的。这两个例子将其它方面相同的两个系统的对等信道间隔和不等信道间隔作出比较。比较结果示于图 6、7、8、9 和 10 的曲线中。

图 2 示出一个 8 信道电路,在  $137km$  的 *DSF* 上对 8 个  $10Gb/s$  信道提供无转发器的传输。其发射波长为  $\lambda_1$  到  $\lambda_8$  所代表的 8 个外腔式激光器通过  $4 \times 1$  无源耦合器 30 和 31 与  $2 \times 1$  无源耦合器 32 进行多路复用。两个 *EDFA* 放大器 33 和 34 用于补偿耦合器的损耗。由三氧化铊铋( $LiNbO_3$ )调制器 35 产生  $10Gb/s$  的伪随机比特流。一盘  $20km$  的、在  $1550nm$  上具有  $16ps/nm-km$  色散的低偏振模式色散(*PMD*)无偏移光纤引入了离散延时,在  $10Gb/s$  比特率上造成每信道 3 比特的偏移。(这样,同一  $10Gb/s$  比特流同时加到所有信道上,用以模拟各自调制的信道。)低 *PMD* 给出了 *4WDM* 的

最坏情况(对于等信道间隔和不等信道间隔均如此)。经 EDFA 37 放大后,信号通过可变功率衰减器 38 以调整发射功率。单元 38 与 137km 的 DSF 卷盘一起提供适当的插入损耗和 4W<sub>M</sub>。色散偏移光纤具有 0.24dB/km 的插入损耗。为提供出最坏情况,对于等信道间隔和不等信道间隔,信道频率均选择为处在零色散波长  $\lambda_0$  上,该  $\lambda_0$  值是在均匀间隔的信道 2 和信道 3(它们的载波波长为  $\lambda_2$  和  $\lambda_3$ ) 之间。输入和输出频谱在光谱分析仪 40 上观察,其信号从接点 41 或接点 42 上取得。然后,信号先经过 EDFA 43,随后通过可变光滤波器 44、45、光放大器 EDFA 46 及可变光滤波器 47。(需要三个现行的滤波器进行预定的鉴别,该滤波器组对不选择的信道提供 23dB 以上的抑制。)单元 48 和 49 提供光/电转换及电滤波。通常在商用转发器中包括有的电滤波器,已足以滤除由信道载波和紧密间隔的 4W<sub>M</sub> 产物之间的差拍引起的寄生信号。使用比特差错测试仪 50 和示波器 51 可观察实验结果。单元 50 还用作伪随机比特流(PRBS)发生器,在本实验中它包含  $2^{31}-1$  个比特。将设备 52 上产生的比特流和设备 53 上的输入比特流进行比较。

### 例 1

图 2 的系统用于 1.6nm 等间隔的信道,所以总带宽为 11.2nm。输入和输出频谱如图 6 和图 8 所示,输出眼图如图 10 所示。发射功率为 3dBm(2mw)。

### 例 2

同样的系统也用于不等间隔信道中,发射功率为  $5\text{dBm}$ 。在本例中,在维持相同的总带宽  $11.2\text{nm}$  的情况下,最小间隔设定为  $1\text{nm}$  的最小信道间隔。输入和输出频谱如图 7 和图 9 所示,输出眼图如图 11 所示。在本例和例 1 中,眼图均是对第三信道(最坏的信道)而言的。

对于不等间隔信道。因为发射功率要高些(对比图 8 和图 9)所以混合产物电平高些。尽管发射功率较高,但不等间隔信道的眼开度相对地大些(比较图 11 和图 10),这成为本发明的推动力。比较图 8(等间隔)和图 9(不等间隔)的输出频谱可以看出,对于不等间隔信道,其  $4\text{WM}$  产物发生在信道带宽之外。

该系统的 Brillouin 门限值求得为  $10\text{dBm}$ , 该值高于最大发射功率  $9\text{dBm}$ 。这一点及其它考虑确认,对本系统改进时其容量仍然受  $4\text{WM}$  的限制。

图 12 为例 1 和例 2 的系统运行曲线,纵坐标为用对数表示的差错概率,横坐标为发射功率。不等间隔信道的数据点用圆圈表示,等间隔信道的数据点用方块表示。在低于  $-2\text{dBm}$  的低发射功率下,等间隔和不等间隔系统的  $4\text{WM}$  性能相同。随着功率的增加,等间隔系统性能急剧下降,导致比特差错率高于  $10^{-6}$ 。然而,对不等间隔系统来说,在发射功率达到约  $+7\text{dBm}$  之前,其性能继续有改善(比特差错率的最初改善是由于放大器噪声相对地降低所作的贡献。)

图 12 中所示的不等间隔系统当发射功率电平在  $2\text{dBm}$  到  $7\text{dBm}$  范围内时,基本上是无差错的(比特差错率 $\leq 10^{-11}$ )。

不等间隔系统中比特差错率数据的上升,无疑部分地归于纯粹的发射功率损耗,因为传送给  $4\text{WDM}$  产物的功率落在信道频带之外。

### 关于其它的图表

图 1 为一个  $\text{WDM}$  系统,它由 4 个发射机 10、11、12、13 与一个  $4:1$  无源耦合器 14 组成。组合的信号送至光纤传输线 15,其中带有两个光放大器 16 和 17。在接收端,四个信道的信号由去复用器 18 分离开,分离开的信号随后送至四个再生器 19、20、21 和 22。

图 5 示出等间隔系统(曲线 60)和不等间隔系统(曲线 61)的比特容量相对于色散的一个函数。纵坐标数字值是对  $360\text{km}$  跨距的四信道系统而言的。在零色散光纤上,等间隔系统的容量约为  $2\text{Gb/s}$ ;在仍然使用零色散光纤的不等间隔系统中,容量增高到约  $12\text{Gb/s}$ 。比较两条曲线可以看出,在整个色散值范围内可实现大致相同的改善,所以,对于工作在  $1550\text{nm}$  系统波长且应用  $\text{WDMF}$  (在该波长上具有  $2.0\text{ps/nm-km}$  色散的光纤)的“赋能”系统,大约  $120\text{Gb/s}$  的容量增高到大约  $900\text{Gb/s}$ 。

同样的曲线和相同的相对容量对更复杂的系统亦适用。例 1 和例 2 是一个 8 信道系统的示例。

在讨论容量增高时作了一个假设,四倍的改善( $6\text{dB}$ )是建立在

总带宽的不变的假设上的。这个假设是合适的,理由在于,总带宽通常受所考虑的通带限制,亦即受 *EDFA* 通带的限制。由于 *4WM* 效应随着间隔的减小而增大,所以该假设对本发明的方法是不利的,因而四倍的相乘因子是个保守的值。另一方面,如果只保持住最小的信道间的间隔,使得总带宽展宽,则除了单一对信道外所有信道的混合效应均减小了。对于这种展宽了的带宽,其改善约为  $9\text{dB}$  (乘上一个约 8 倍的因子)。

图 5 是本发明系统的代表,它可包括四个以上的信道,现正在设想之中。更长的系统可能包含更长的跨距,或包含多个跨距,使得四个发射机可用作再生器。对于设想的等间隔四信道系统,跨距为  $360\text{km}$ ,放大器间距为  $120\text{km}$ 。信道间隔即载波波长之差是  $200\text{GHz}$  (或约  $1.5\text{nm}$ )。本发明对应的系统使用的信道间隔为  $180$ 、 $200$  和  $220\text{GHz}$ 。如所讨论的,一条光纤路径可能包含大量“端到端”的恒定色散光纤,或者由串接光纤或补偿光纤组成。

图 13 给出的数据可用于在恒定带宽情况下确定最小信道间隔。该信道简单地按扩展因子的倒数减少。

# 说明书附图

1/6

图 1

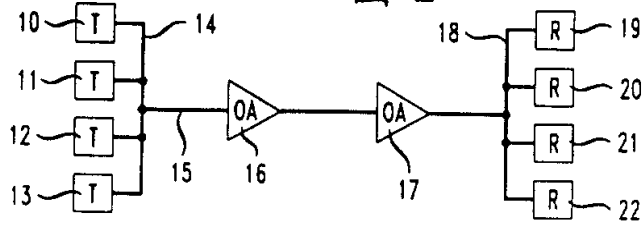


图 2

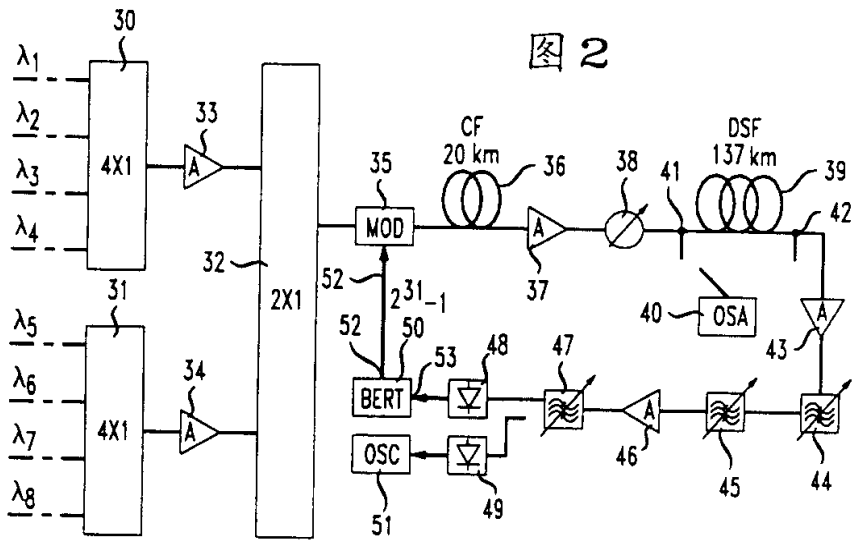


图 5

4 信道容量  
(Gb/SEC)

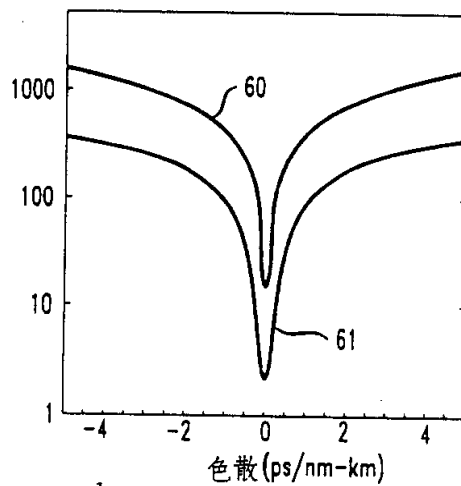


图 3

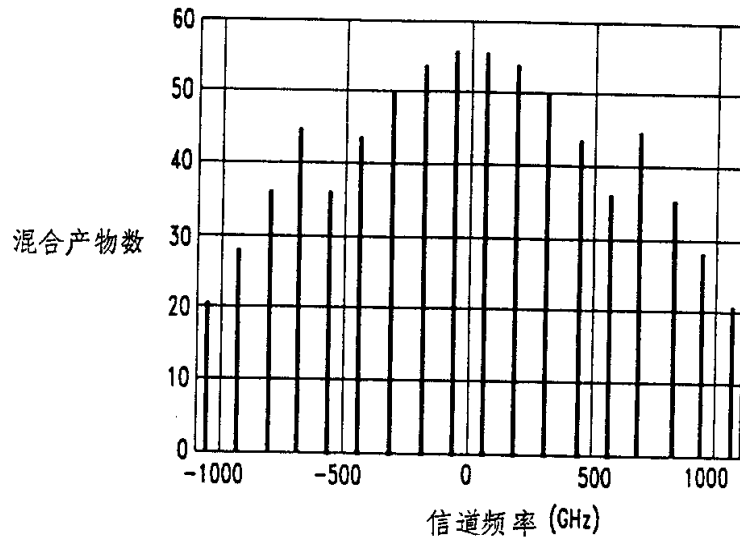


图 4

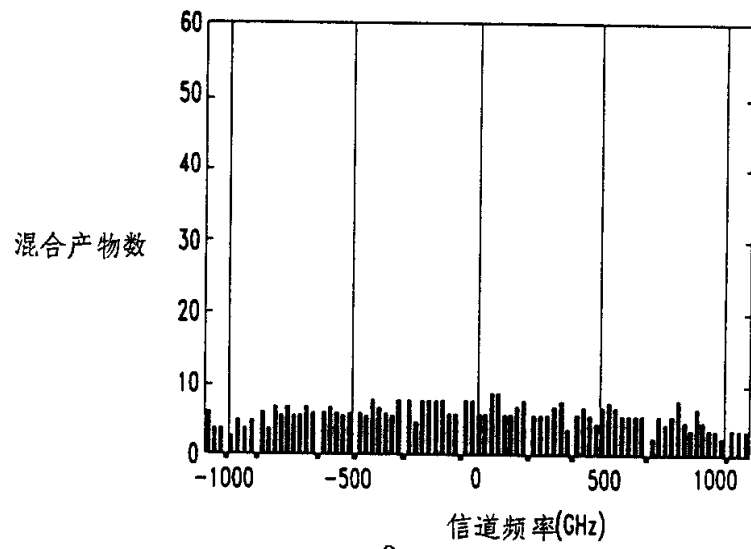




图 6

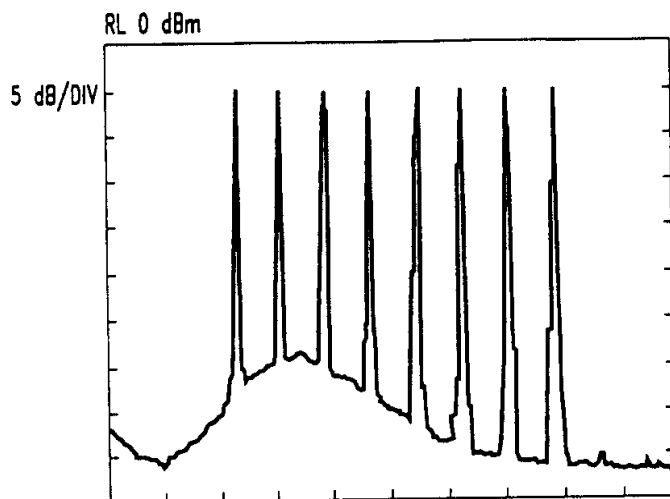


图 7

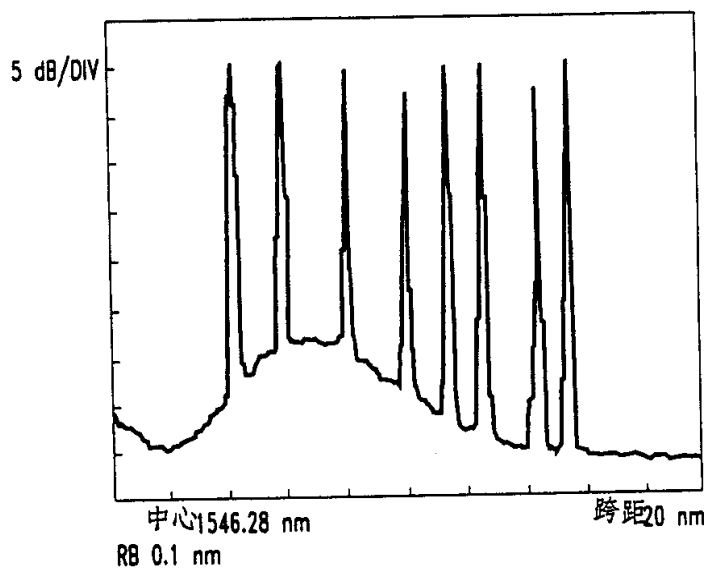


图 8

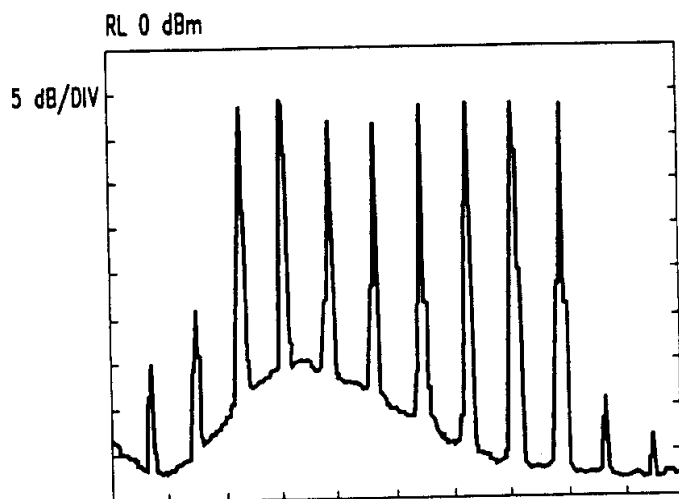
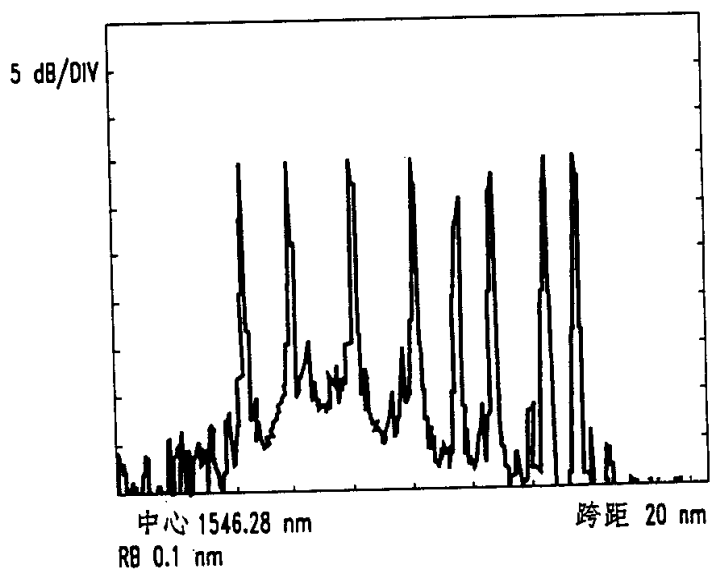


图 9



5/6

图 10

等信道间隙

输入功率 5 dBm

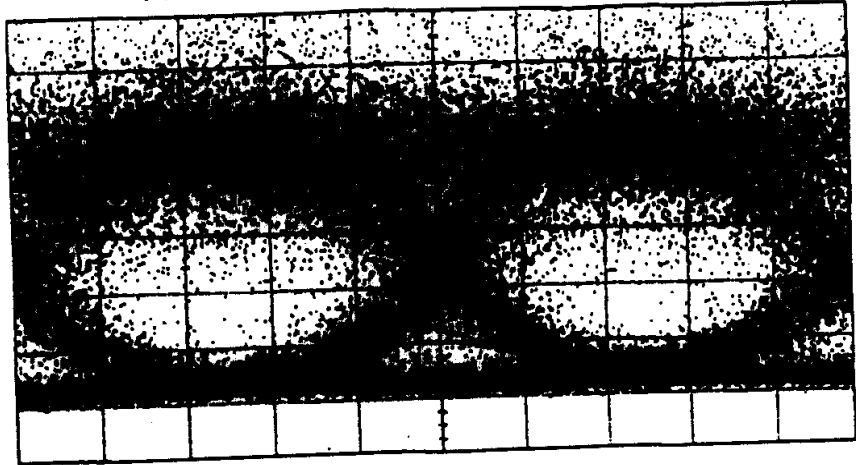


图 11

不等信道间隙

输入功率 5 dBm



图 12

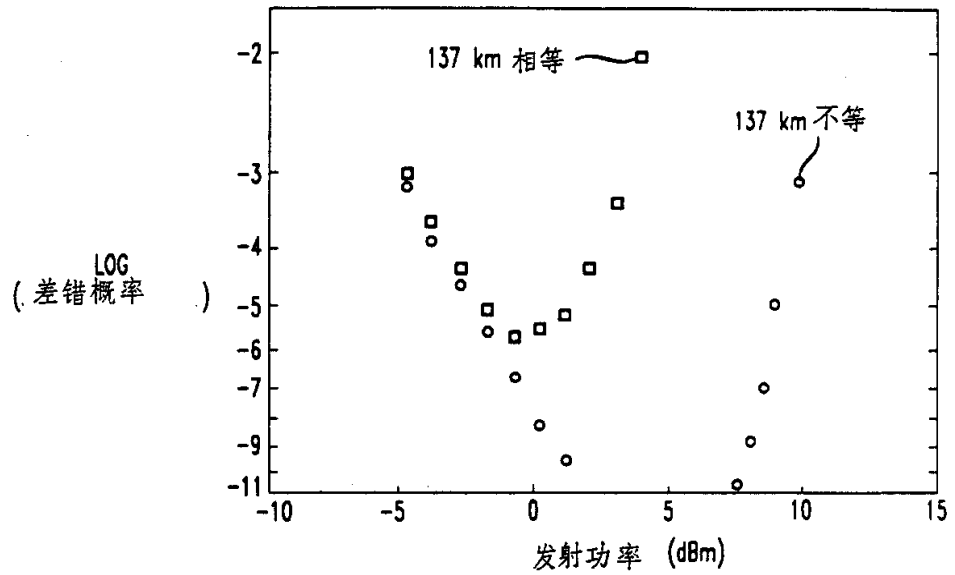


图 13

