

光 纤 通 信 国 外 文 献 汇 编

(四)

邮电部武汉邮电科学研究院情报室编

光纤通信技术早已超出实验室研制范围而进入了大量投入使用的阶段。全世界已敷设了通信光纤几百万公里，由于光纤通信使用传输能力极强的光波作为信息载体，它的通信潜力尚待继续发掘，迄今每年都有大量文献记载光纤通信的发展进程。每年一度的欧洲光纤通信会议（EEOC）都发表了光纤通信研制新成果，本汇编首先选择了 87 年 9 月在十三届 EEOC 的重要文章。

在光纤光缆制造和应用技术方面，本汇编收集了适用于 1.55 μm 长波长波段高可靠长距离传输的纯硅芯色散移动光纤，用新工艺方法—溶胶凝胶制造的硅光纤以及光纤切割连接技术。在光纤通信专用器件方面收集了 DFB 半导体激光器、面发光半导体激光器与光电集成电路方面的资料。在光通信端机系统方面收集了非相干高速光纤通信，相干光纤通信，光子计数通信等方面的资料。

我国也在努力普及应用光纤通信。为了便于广大设计安装维护人员查找有关 34 Mb/s 与 140 Mb/s 数字光纤通信技术资料，本汇编也收集了包含光端机技术与光纤通信辅助系统方面的资料。

本汇编适合于从事光纤通信工程技术人员、科研人员 and 高等学校师生阅读。

目 录

(一) 采用DFB-LD直接调制方案和色散光纤传输 试验的8Gb/s光再生器	1
(二) 十个信道的相干高分辨率电视/电视(HDTV/ TV)分配系统	7
(三) 光子计数通信中的误码率	11
(四) 纯石英芯色散移位单模光纤	16
(五) 用溶胶-凝胶法制作全合成的氟掺杂二氧化硅光纤	21
(六) 用于单模光纤带形缆的全自动高速熔接机	28
(七) 1.3 μ m InGaAsP/InP分布反馈P型衬底部分 反型的隐埋异质结激光二极管	34
(八) 甚低阈值VPB-迁移1.53 μ m DFB激光器	39
(九) GaInAsP/InP OBE面发射激光器77K OVI工作	45
(十) 在InGaAlAs肋形波导上单片集成InGaAs PIN 光电二极管	49
(十一) 使半导体激光器-光纤耦合最佳化的全电控制回路 ...	54
(十二) 光纤自动切割工具的设计和研究	62
(十三) 未来的宽带通信网络中的相干多载波技术	74
(十四) 34Mb/s和140Mbit/s长距离光纤传输试验	85
(十五) 高性能的F-400M方式传输设备	112
(十六) 新的传输140Mb/s信号的光纤通信系统	124
(十七) 400km本土-科西嘉光波系统	144
(十八) 光缆及光线路建设技术	150

采用DFB-LD直接调制方案 和色散光纤传输试验的8 Gb/s光再生器

Kazuo HAGIMOTO 等人

NTT电信实验室

摘 要

采用DFB-LD直接调制方案的8 Gb/s光再生器业已成功。经观察，色散光纤传输特性没有下降。而且研制了采用硅单片主从触发器和介质谐振器的8 Gb/s 3B式中继器电路。

引 言

预计，许多高速光纤传输技术对将来的宽带网络业务的开发将起重要作用。NTT已经将千兆比特/秒的光纤传输技术运用于F-1.6 G系统的现场试验。当采用了DFB-LD的单模系统的优点一旦被发现，4 Gb/s以上的高速传输试验也成为可能。获得比这还要高的DFB-LD高速传输取决于中继器电路的工艺技术水平。本文介绍了直接调制方案的8 Gb/s光再生器的制作以及它的色散光纤传输性能。

制 作

已如图1所示，8 Gb/s光再生器是由MUX/DMUX（复用/去复用）电路和中继器电路构成。每个电路的输出波形由图2示出。

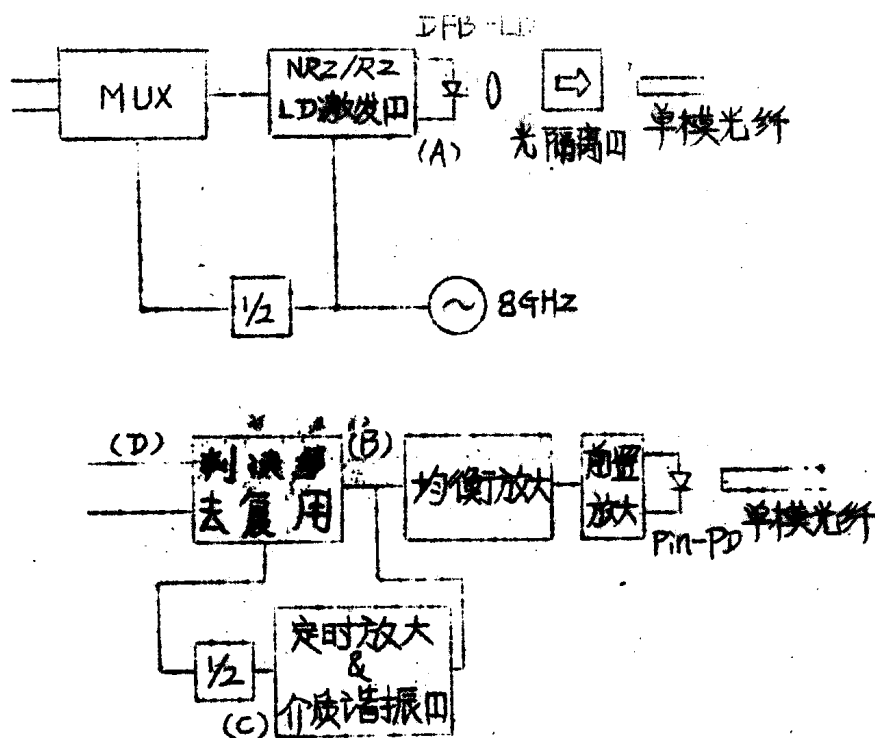


图1 8 Gb/s 光纤传输试验方框图

(1) 复用/去复用和判决电路

复用/去复用是由 NOR 门、主从触发器和 1/2 分频器构成的。NOR 门则由基于混合式集成电路 (H-IC) 工艺的分立 GaAs-FET 做成。高速硅单片集成电路则做成 1/2 分频器以及 DMUX 的主从触发器。

使用 MUX 测得触发器判决阈值

双值性宽度为 10 Gb/s，由图 3 示出。以数据速率 1/2 频率 f 工作时，这对 8 Gb/s 判决电路很合适。

原图系照片

图2 电路的输出波形

- A) 8Gb/s LD 驱动电流波形
- B) 8Gb/s 均衡光波形
- C) 8GHz 定时抽取的波形
- D) 4Gb/s 判决输出波形

(2) NRZ/RZ转换器和LD驱动器

NRZ/RZ转换器和LD驱动器是由基于混合式集成电路的分立HEMT做成的。该混合式集成电路的上升/下降时间为30 ps，输出幅度为2 V_{pp}，如图2所示。

(3) 前端

采用了PIN-FET的构造。低寄生电容光电二极管和最佳化的互阻抗前端可以做出低噪声、频带很宽的光接收器。采用光外差检测方法测量它的带宽可达9 GHz。输入噪声电流密度为20 pA/Hz。

(4) 定时电路

我们推出了一种新的定时振荡回路。该回路采用了一个高Q介质谐振器作为8 GHz定时电路。把它跟一个有源低通滤波器组合在一起，就成了极好的定时电路。有载Q在800左右，输出波形由图2示出。

(5) DFB-LD

预计采用台面型结构以减少寄生电容的1.3 μm P-衬底DFB-LD可以获得高速伪随机调制。含LD和接收器电路带宽的小信号净带宽为7 GHz。

传输特性

用8 Gb/s RZ码(归零码)调制DFB-LD，获得很好眼开的均衡波形，参见图2。LD偏移条件应在1.1 I_{th}左右以使均衡波形的码间干扰减至最低值。在8 Gb/s RZ直接调制边带下获得谱线宽度小于1.5 Å，由图5示出。发射进单模光纤

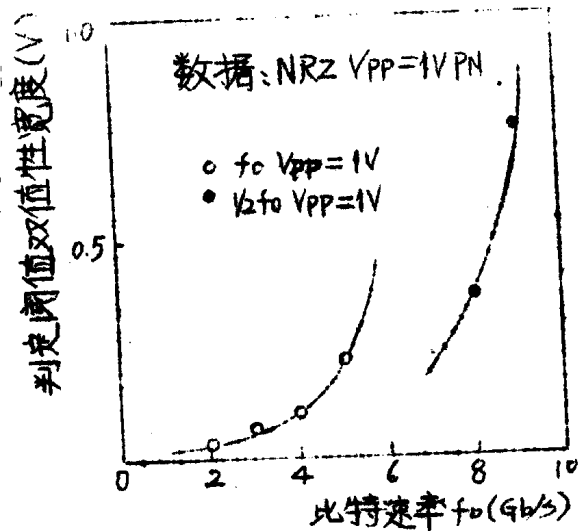


图3 主从触发器集成电路的灵敏度

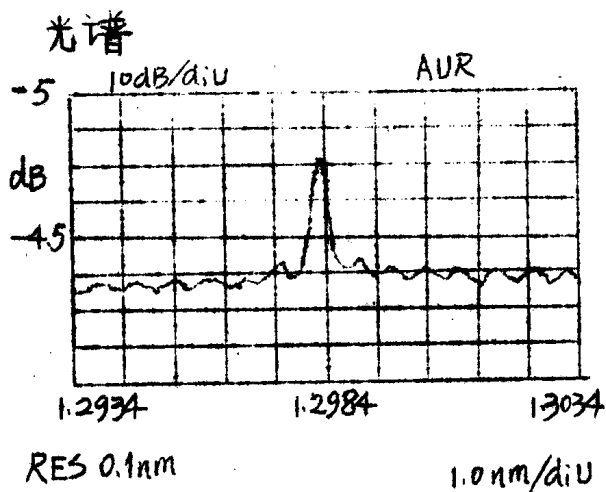


图4 DFB-LD在8Gb/s RZ调制下的光谱分布图

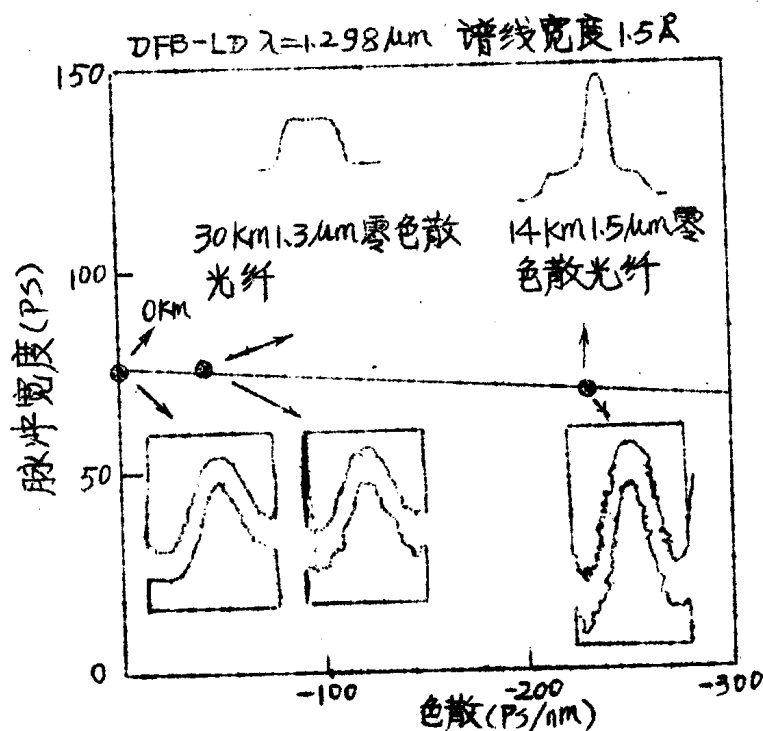


图5 啁啾脉冲的压缩

的功率为-4.1 dBm。在8Gb/s RZ直接调制情况下，调制边带的谱线宽度大约在0.5 Å左右（在1.3 μm处，谱线宽度为9 GHz）。那么，由DFB-LD的啁啾效应造成的谱线宽

度增大跟信息理论上的线宽相近似。有周呀效应的 8Gb/s RZ 字型脉冲的传输特性与穿过长光纤的色散 ($1.3\mu\text{m}$ 零色散光纤, 33 公里和 $1.5\mu\text{m}$ 色散光纤, 14 公里) 之间的关系由图 6 示出。通过标准色散单模光纤的 DFB-LD 的红色移动周啉脉冲受到压缩。

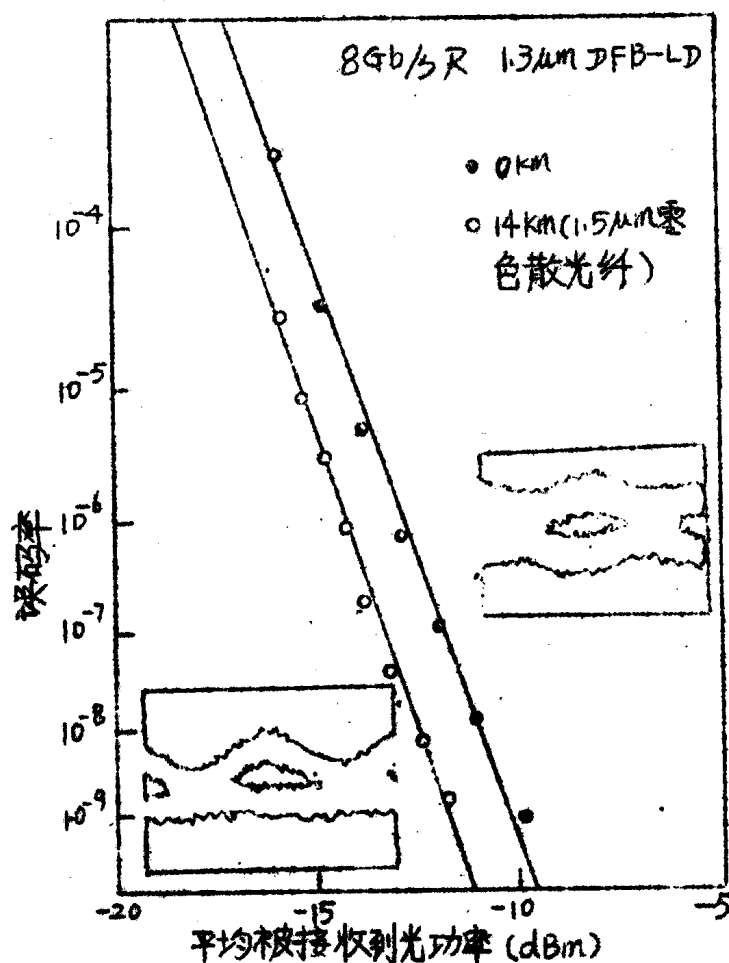


图 6 8Gb/s RZ 误码率特性

图 6 示出了 8Gb/s RZ 的误码率性能。在 10^{-9} 处, 通过 14 公里色散单模光纤接收的光功率比背对背接收的光功率少 2dB 。

这是由于 $2^{15}-1$ 伪随机码的脉冲被压缩所产生的结果。如图6所示。总的光纤色散为 233 ps/nm ，这跟150公里的 $1.31\text{ }\mu\text{m}$ 零色散光纤相一致。在 8 Gb/s DFB-LD直接调制下，在超过100公里的零色散或标准色散波长区的单模光纤中传输的传输性能下降情况在本试验中没有出现。

结 论

采用一个3R式中继器和色散单模光纤成功地进行了 8 Gb/s 传输。具有0色散或标准色散波长区的100公里单模光纤的传输特性可以做到没有下降。

参考文献：（略）

译自E000'87 p299

徐新川 译

杨同友 校

十个信道的相干高分辨率电视/电视

(HDTV/TV)分配系统

H.-M. Foisel

西德赫芝研究所

摘 要

本文报道比特率为 70 Mb/s (9个信道)和 1.13 Gb/s (一个信道)的10信道相干光分配系统。相当于TV和HDTV数字信号。每个信道可以通过一个可调谐的外差接收机进行接收。比特误码率为 10^{-9} 。

引 言

光外差接收机的一个主要的优点是它的灵敏度高。因此可以做出光载波间隔极窄的相干多载波(CMO)系统。未来的CMO用户系统将能够提供全分配的TV和HDTV信号。用户可以不通过中心局的转接就能从众多的节目中选择节目。信号的集中和分配是通过一个无源的光纤星形耦合器来完成。

相干分配系统具有高度灵活。所以每个相干信道的特性能够单独确定。本文报道的实验的10信道分配系统, TV和HDTV信道所选择的比特率是 70 Mb/s 和 1.13 Gb/s 。要重点强调的是在两个比特率之间不需要同步。

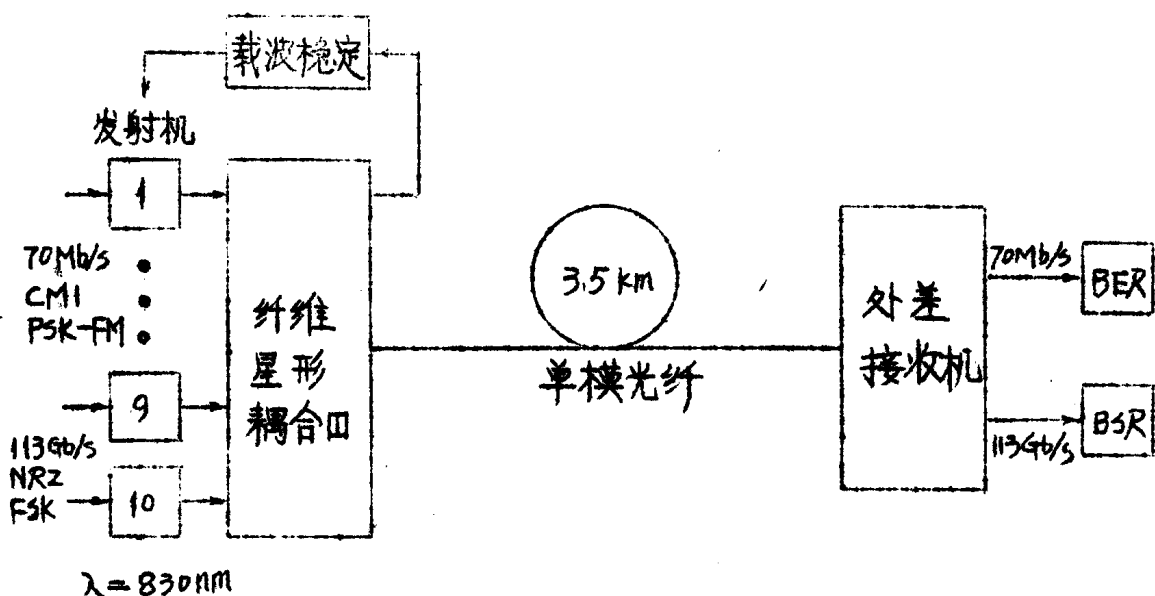


图1 10个信道的相干HDTV/TV分配系统

试验 试验装置

图1所示为试验装置。每个载波都用一只DBP激光二极管来激励(日立HLP1400, $\lambda = 830$ 毫微米)。9个发射激光器都以70 Mb/s CMI码用PSK/FM副载波进行调制。

第10个发射激光器以1.13 Gb/s不归零码直接用FSK进行调制。DBP激光器的非均衡频率调制特性用一个无源网络来进行均衡。前9个激光器的频率间隔是9 GHz。所有的载波频率通过一个稳定网络保持恒定。

由3 dB的光纤方向耦合器而组成的一个光纤星形耦合器把发射机激光输出波合并起来, 然后通过3.5公里单模光纤(损耗7.4 dB)常规传输。在光外差接收端(图2), 输入的信号通过一个3 dB的光纤方向耦合器, 由本机激光器合并起来。本机激光器的光波偏振面通过一个法拉第旋转器实行自动控制。光波被馈

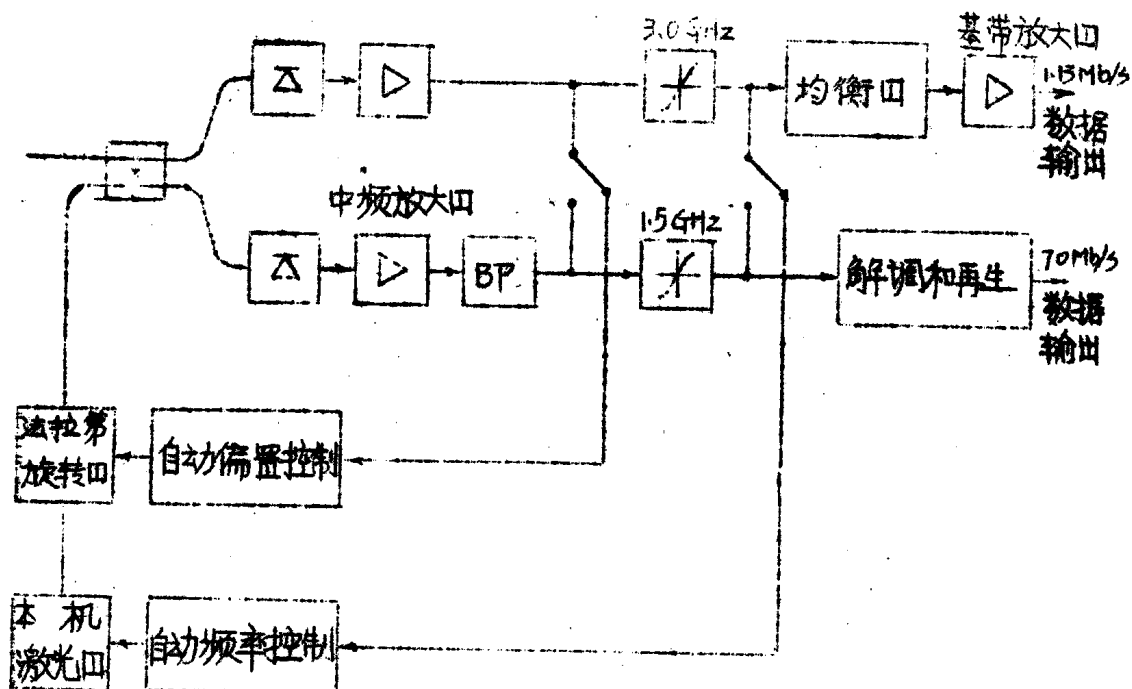


图2 HDTV/TV外差接收机

送至两个不同的带宽为 3.6 GHz 和 6 GHz 的雪崩光电二极管 (APD)，相当于 70 Mb/s 和 1.13 Gb/s 的信号。 70 Mb/s 接收机采用的是 1.5 GHz 的中频 (IF)，信号用 1 GHz 带宽进行放大。此接收机还包括有解调和再生电路。 1.13 Gb/s 信号转换为频率为 3 GHz 的 IF，后面接着一个 2 GHz 带宽的放大。在 FM 解调 (延迟线解调器) 之后，基带信号进行均衡和放大。偏置控制电路使 IF 幅度达到最大值，而 AFC 环路把 IF 鉴频器的输出反馈给本机激光器的驱动电流。

结 果

图3和图4所示为 $2^{23}-1$ 比特伪随机二进制序列 (PRBS)

的IF光谱和接收眼图。图3 a表示低频偏置FSK信号典型的IF光谱，中心在3GHz。副载波(280MHz)调制信号的IF光谱示于图4 a。非再生信号的接收眼图分别示于图3 b和4

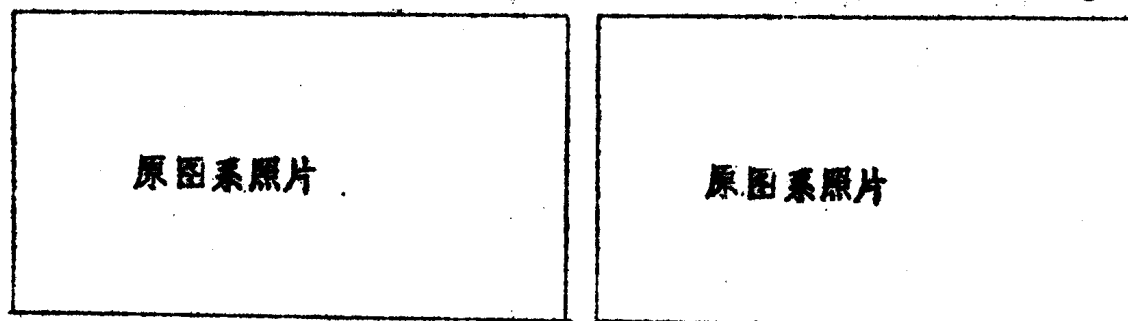


图3 1.13Gb/s不归零2²⁸-1
比特伪随机二进制序列。
a) IF光谱FSK调制。
b) 眼图。

图4 70Mb/s CMI码2²⁸-1
比特伪随机二进制序列。
a) IF光谱,PSK/FM调制
b) 眼图 5ns/div

b。所有的发射激光器都用的是注入电流调制方式。避免了外部调制器的插入损耗。大大地简化了调制网络。人工调谐本机激光器的电流。通过一个外差接收机即可交替地接收到所有的10个信道。比特误码率的测量结果表明。每个信道的比特误码率都好于10⁻⁹。

结 论

实验演示了10个信道的相干分配系统。包括一个可调谐的外差接收机。试验表明。在未来的相干综合宽带网络中能够为不同的业务。如TV和EDTV。提供不同比特速率。独立的信道。

谢词与参考文献：(略)

译自EOOC'87P. 287

彭珍珍 译
张大明 校

光子计数通信中的误码率

日本 T. Okoshi 等

摘 要

我们测得了应用液氮冷却硅雪崩光电二极管的光子计数通信系统的误码率，达到了低于散粒噪声极限 $13 - \text{dB}$ 的灵敏度。文章讨论了下降 $13 - \text{dB}$ 的原因。

引 言

从理论上讲，光通信系统中实现散粒噪声限制的接收机灵敏度有两种办法：相干光通信与光子计数通信。最近，光通信研究的很大一部分集中在相干光纤通信。然而，光子计数通信却具有构造简单因而可靠性高的优越性。

光通信系统中应用的光子计数器必须时间响应快、效率高。这是目前广泛作为光子计数检测器使用的光电倍增管 (PMT) 无法实现的。其带宽通常窄于 10 MHz ，在 $0.8 \mu\text{m}$ 效率一般低于 1% 。而另一方面，雪崩光电二极管 (APD) 的响应既相当快效率也高 (60%)。但据认为，用 APD 不可能得到足够的倍增因子与低的暗电流。

在前一篇文章中(3)，作者曾报道，冷却至液氮温度的硅雪崩光电二极管能满足响应快、效率高、倍增因子高等一切要求。带宽 60 MHz ，全部的量子效率在 60% 左右。

这篇文章报道采用如参考文献 [3] 所述的高效光子计数检测

器的光子计数通信系统的误码率的测试。达到了低于散粒噪声极限 $13 - \text{dB}$ 的灵敏度。

原 理

图 1 为光子计数通信系统的基本构造。在发射机中，光波像在通常的强度调制/直接检测 (IM/DP) 系统中一样由开-关键控 (OOK) 调制。接收机由一个 APD、一个前端电路、一个电平鉴别器与一个解调器构成。

电平鉴别器将真正的光信号脉冲从电路噪声中分离出来 (图 2)。解调器计数每一信号比特中的信号脉冲，并通过脉冲数与阈值比较决定该比特是传号或空号。信号和暗脉冲数两者都呈泊松分布。在计数器 (图 1) 的输出端的信号效率 $\langle N_s \rangle$ 比暗效率 $\langle N_d \rangle$ 高得多的情况下，插入误码率 $B E R_{\text{insertion}}$ 与遗漏误码率 $B E R_{\text{omission}}$ 由下式给定：

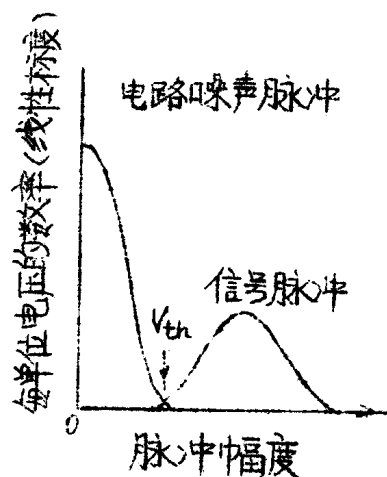
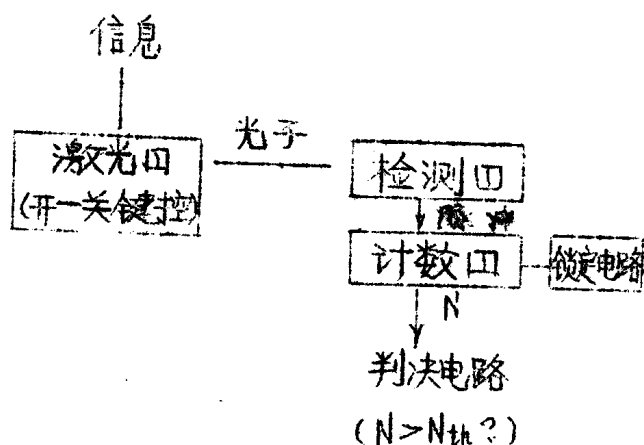


图 1 光子计数通信系统的基本构造

图 2 典型的脉冲高分布

$$\text{BER}_{\text{insertion}} = \sum_{k=N_{th}}^{\infty} \frac{(\langle N_d \rangle / (BR))^k}{K!} \exp\left[-\frac{\langle N_d \rangle}{(BR)}\right] \quad (1)$$

$$\text{BER}_{\text{omission}} = \sum_{k=0}^{N_{th}-1} \frac{(\langle N_s \rangle / (BR))^k}{K!} \exp\left[-\frac{\langle N_s \rangle}{(BR)}\right] \quad (2)$$

其中, (BR) 表示比特率, N_{th} 表示与 $\langle N_s \rangle$ 与 $\langle N_d \rangle$ 有关的阈值数。

系统的总量子效率 η_{total} 以信号效率 $\langle N_s \rangle$ 与入射光子率 $\langle n_s \rangle$ 之比给出, 如下式:

$$\langle N_s \rangle = \eta_{\text{total}} \langle n_s \rangle \quad (3)$$

要达到散粒噪声限制灵敏度, 光子计数接收机应能满足如下两个条件:

$$\eta_{\text{total}} = 1 \quad (4)$$

$$\langle N_d \rangle = 0 \quad (5)$$

满足了这些条件, 误码率公式如下:

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \exp\left[-\langle n_s \rangle / (BR)\right] \quad (6)$$

实 验

图 3 为光子计数通信系统的实验装置。在 $0.85 \mu\text{m}$ 处振荡

的半导体激光器被直接调制(开—关键控),用作发射机。Si—APD与高阻抗型前端电路冷却至液氮温度。解调器由TTL集成电路构成,阈值数可任意给定。整个系统的带宽由电平鉴别器限制在10 MHz。暗效率约为20个/秒 [3]。

图4为测得的不同比特率的误码率。比特率值低至足以忽略带宽原因导致的效率下降。在图5中,圆圈和圆点分别表示信号数率与暗数率。

讨 论

图4中的曲线表明,每比特入射光子数少的范围内,灵敏度自散粒噪声极限下降13 dB。下降主要由暗数造成。暗数在低电平处与信号数比较起来是不容忽略的。它提高了阈值数。在入射光子数大的区域,曲线很平滑。这是因为暗数率如图5中的圆点所示那样随入射光子数的增加而增加。暗数率增加的原因一部分在于抖动,一部分在于APD的温升。

结 论

采用冷却至液氮温度的Si—APD光子计数通信系数获得了低于散粒噪声极限13—dB的灵敏度。

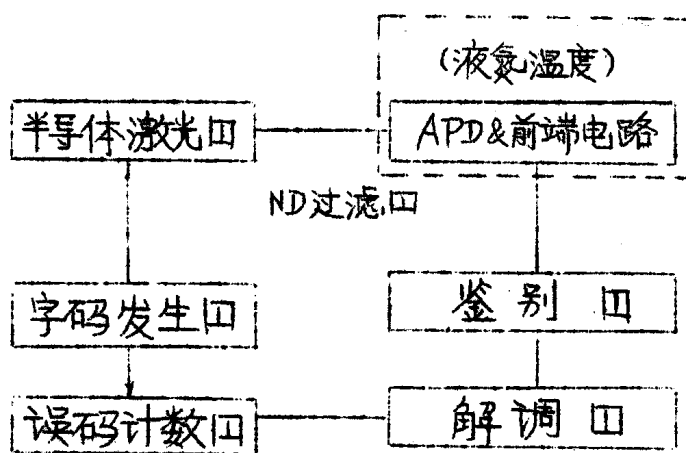


图3 光子计数通信系统的实验装置