

国际电信联盟

**ITU-T**

国际电信联盟  
电信标准化部门

**G系列**

增补39  
(02/2006)

G系列：传输系统和媒质、数字系统和网络

---

光系统设计和工程考虑

ITU-T G系列建议书 — 增补39

ITU-T



ITU-T G系列建议书  
传输系统和媒质、数字系统和网络

国际电话连接和电路	G.100-G.199
所有模拟载波传输系统共有的一般特性	G.200-G.299
金属线路上国际载波电话系统的各项特性	G.300-G.399
在无线电接力或卫星链路上传输并与金属线路互连的国际载波电话系统的一般特性	G.400-G.449
无线电话与线路电话的协调	G.450-G.499
传输媒质的特性	G.600-G.699
数字终端设备	G.700-G.799
数字网	G.800-G.899
数字段和数字线路系统	G.900-G.999
服务质量和性能 — 一般和与用户相关的概况	G.1000-G.1999
传输媒质的特性	G.6000-G.6999
经传送网的数据 — 一般概况	G.7000-G.7999
经传送网的以太网概况	G.8000-G.8999
接入网	G.9000-G.9999

欲了解更详细信息，请查阅ITU-T建议书目录。

## ITU-T G系列建议书增补39

### 光系统设计和工程考虑

#### 摘 要

本增补给出在开发光接口建议书，例如 ITU-T G.957、G.691 和 G.959.1 等建议书方面的背景资料和所用的方法。本次修订澄清 FEC 使能系统的 BER 测量；澄清第 9.2.1.1 节模式分配噪声恶化公式；加入关于所装设链路的衰减统计方面的资料；添加第 14 节介绍喇曼放大系统的最佳操作方法；做了其他多方面的更正。

#### 来 源

ITU-T 第 15 研究组（2005-2008）于 2006 年 2 月 17 日通过了 ITU-T G 系列建议书增补 39。

## 前 言

国际电信联盟（ITU）是从事电信领域工作的联合国专门机构。ITU-T（国际电信联盟电信标准化部门）是国际电信联盟的常设机构，负责研究技术、操作和资费问题，并且为在世界范围内实现电信标准化，发表有关上述研究项目的建议书。

每四年一届的世界电信标准化全会（WTSA）确定 ITU-T 各研究组的研究课题，再由各研究组制定有关这些课题的建议书。

WTSA 第 1 号决议规定了批准 ITU-T 建议书须遵循的程序。

属 ITU-T 研究范围的某些信息技术领域的必要标准，是与国际标准化组织（ISO）和国际电工技术委员会（IEC）合作制定的。

## 注

本建议书为简明扼要起见而使用的“主管部门”一词，既指电信主管部门，又指经认可的运营机构。

遵守本建议书的规定是以自愿为基础的，但建议书可能包含某些强制性条款（以确保例如互操作性或适用性等），只有满足所有强制性条款的规定，才能达到遵守建议书的目的。“应该”或“必须”等其他一些强制性用语及其否定形式被用于表达特定要求。使用此类用语不表示要求任何一方遵守本建议书。

## 知识产权

国际电联提请注意：本建议书的应用或实施可能涉及使用已申报的知识产权。国际电联对无论是其成员还是建议书制定程序之外的其他机构提出的有关已申报的知识产权的证据、有效性或适用性不表示意见。

至本建议书批准之日止，国际电联已收到实施本建议书可能需要的受专利保护的知识产权的通知。但需要提醒实施者注意的是，这可能并非最新信息，因此特大力提倡他们通过下列网址查询电信标准化局（TSB）的专利数据库：<http://www.itu.int/ITU-T/ipr/>。

© 国际电联 2006

版权所有。未经国际电联事先书面许可，不得以任何手段复制本出版物的任何部分。

# 目 录

页码

1	范围 .....	1
2	参考文献 .....	1
3	术语和定义 .....	2
4	缩写 .....	2
5	光谱带的定义 .....	4
5.1	总的考虑 .....	4
5.2	单模光纤系统光波段的分配 .....	5
5.3	多模光纤系统的光波段 .....	7
6	系统元的参数 .....	7
6.1	线路编码 .....	7
6.2	发送器 .....	7
6.3	光放大器 .....	9
6.4	光通道 .....	10
6.5	接收器 .....	12
7	线路编码的考虑 .....	13
7.1	归零 (RZ) 实现方式 .....	14
7.2	系统损伤的考虑 .....	17
8	光网络拓扑 .....	20
8.1	拓扑结构 .....	20
9	“最坏情况”系统设计 .....	23
9.1	功率预算有关的问题 .....	23
9.2	颜色色散 .....	24
9.3	偏振模色散 .....	34
9.4	BER 和 $Q$ 因子 .....	34
9.5	噪声有关的问题 .....	37
9.6	光串话 .....	42
9.7	非线性效应有关的问题 — 计算机法 .....	47
10	统计法系统设计 .....	49
10.1	总的方法 .....	49
10.2	损耗的统计设计 .....	52
10.3	颜色色散的统计设计 .....	58
10.4	偏振模色散的统计设计 .....	64
11	前向差错校正 (FEC) .....	65
11.1	SDH 系统的带内 FEC .....	66
11.2	光传送网 (OTN) 的带外 FEC .....	66
11.3	编码增益和净编码增益 (NCG) .....	66
11.4	某些非标准带外 FEC 的理论 NCG 极限 .....	69

	页码
11.5 编码增益和 NCG 的统计前提条件 .....	69
11.6 放宽参数的候选者 .....	70
11.7 提高系统特性的候选者 .....	71
12 物理层横向和纵向兼容性 .....	71
12.1 物理层横向兼容性 .....	72
12.2 物理层纵向兼容性 .....	74
12.3 联合工程 .....	74
13 光交换网设计考虑 .....	75
14 光功率安全的最佳操作方法 .....	75
14.1 观看 .....	75
14.2 光纤尾端 .....	75
14.3 带状光纤 .....	76
14.4 测试软线 .....	76
14.5 光纤弯曲 .....	76
14.6 电路板延伸器 .....	76
14.7 维护 .....	76
14.8 测试设备 .....	76
14.9 修改 .....	77
14.10 开关控制 .....	77
14.11 标签 .....	77
14.12 标志 .....	77
14.13 告警 .....	77
14.14 喇曼放大系统 .....	77
附录一 — 颜色色散引起的脉冲展宽 .....	78
I.1 目的 .....	78
I.2 一般公布的结论 .....	78
I.3 符号的改变 .....	79
I.4 一个简化特例 .....	79
I.5 与比特率相关的脉冲展宽 .....	80
I.6 整形因子的值 .....	81
I.7 一般性结论和实际的单位 .....	82
参考资料 .....	83

### 1 范围

本增补不是建议书，不具有标准的地位。在本增补包含的资料与相关建议书的资料冲突时，一律以后者为准。本增补应不作为参考文献使用；能引用的只有相关建议书。

本增补叙述无放大和有放大、单路和多路、支持 PDH、SDH 和 OTN 信号的局内、局间和长途地面网络的数字光线路系统的设计和工程考虑。

本增补的一个目的是巩固和扩展当前几个建议书中有关的资料，这些建议书包括 ITU-T G.955、G.957、G.691、G.692 和 G.959.1 建议书。本增补还打算使 ITU-T 第 15 研究组的第 15、第 17 和第 16 课题组当前分别研究开发的有关光纤、器件和系统接口建议书的规范更好地联系起来。

### 2 参考文献

- ITU-T Recommendation G.650.1 (2004), *Definitions and test methods for linear, deterministic attributes of single-mode fibre and cable.*
- ITU-T Recommendation G.652 (2005), *Characteristics of a single-mode optical fibre and cable.*
- ITU-T Recommendation G.653 (2003), *Characteristics of a dispersion-shifted single-mode optical fibre and cable.*
- ITU-T Recommendation G.654 (2004), *Characteristics of a cut-off shifted single-mode optical fibre and cable.*
- ITU-T Recommendation G.655 (2006), *Characteristics of a non-zero dispersion-shifted single-mode optical fibre and cable.*
- ITU-T Recommendation G.661 (2006), *Definition and test methods for the relevant generic parameters of optical amplifier devices and subsystems.*
- ITU-T Recommendation G.662 (2005), *Generic characteristics of optical amplifier devices and subsystems.*
- ITU-T Recommendation G.663 (2000), *Application-related aspects of optical amplifier devices and subsystems.*
- ITU-T Recommendation G.691 (2006), *Optical interfaces for single-channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers.*
- ITU-T Recommendation G.692 (1998), *Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifiers.*
- ITU-T Recommendation G.957 (2006), *Optical interfaces for equipments and systems relating to the synchronous digital hierarchy.*
- ITU-T Recommendation G.959.1 (2006), *Optical transport network physical layer interfaces.*

- ITU-T Recommendation G.982 (1996), *Optical access networks to support services up to the ISDN primary rate or equivalent bit rates.*
- ITU-T Recommendation G.983.1 (2005), *Broadband optical access systems based on Passive Optical Networks (PON).*
- ITU-T Recommendation L.40 (2000), *Optical fibre outside plant maintenance support, monitoring, and testing system.*
- ITU-T Recommendation L.41 (2000), *Maintenance wavelength on fibres carrying signals.*
- IEC/TR 61292-3:2003, *Optical amplifiers – Part 3: Classification, characteristics, and applications.*

### 3 术语和定义

正式的定义在原始的建议书中查找。

### 4 缩写

1R	功率再生
2R	功率再生和整形
3R	功率再生、整形和定时
ADM	分/插复用器
ASE	放大的自发发射
ASK	幅度移位键控
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
BER	比特差错率
BPM	光束传播方法
CD	颜色色散
CS-RZ	载波抑制归零
DA	色散调节
DC	直流
DCF	色散补偿光纤
DGD	差分群延迟
DST	色散支持的传输
E/O	电光变换
EDC	差错检测代码
EDFA	掺铒光纤放大器
FEC	前向差错校正
FSK	频移键控
FWHM	最大半振幅的全宽度
FWM	四波混合
IaDI	域内接口
IrDI	域间接口

LD	激光二极管
MC	多路
MI	调制不稳定性
MLM	多纵模
MPI-R	接收器多通道接口
MPI-S	源多通道接口
MPN	模式分配噪声
M-Rx	多通路接收设备
M-Tx	多通路发送设备
MZM	马赫—策恩德调制器
NCG	净编码增益
NRZ	不归零
O/E	光电变换
OA	光放大器
OAC	光辅助通路
OADM	光 ADM (亦称 WADM)
OCh	光通路
ODUk	第 k 次群光通路数据单元
OFA	光纤放大器
OLS	光标签交换
OMS	光复用段
ONE	光网元
OSC	光监视通路
OSNR	光信噪比
OTDR	光时域反射仪
OTN	光传送网
OTUk	第 k 次群光通路传送单元
OXC	光交叉连接 (亦称 WSXC)
PDC	无源色散补偿器
PDFFA	掺镨氟化光纤放大器
PDH	准同步数字体系
PMD	偏振模色散
ptp	点对点
R	接收器单路光接口点
RF	无线电频率
RFA	喇曼光纤放大器
RX	(光) 接收器

RZ	归零
S	源单路光接口点
SBS	受激布里渊散射
SC	单路
SDH	同步数字体系
SLM	单纵模
SOA	半导体光放大器
SPM	自相位调制
SRS	受激喇曼散射
STM	同步传送模块
TDM	时分复用
TX	(光)发送器
WADM	波分 ADM (亦称 OADM)
WDM	波分复用
WSXC	波长选择 XC (亦称 OXC)
WTM	波长终端复用器
XC	交叉连接
XPM	相位交叉调制

## 5 光谱带的定义

### 5.1 总的考虑

考察光发射器，从半导体激光二极管看，GaAlAs 材料的系统能够涵盖从 700 nm 到 1000 nm 的波长范围，而 InGaAsP 能够涵盖 1000 nm 到 1700 nm。近来光纤激光器可以加进这个清单。对于光接收器，检波器材料的量子效率是重要的，Si 用于 650 nm 到大约 950 nm，InGaAsP 从 950 nm 到 1150 nm，Ge 从大约 1100 nm 到 1550 nm，InGaAs 从 1300 nm 到 1700 nm。因而，对于发送器和接收器，在光通信关心的广阔的波长范围内都不存在技术问题。

对于光放大器 (OA)，在配合单模光纤使用的波长较长的范围内主要是激活性。早期的掺杂光纤放大器，1545 nm 附近的掺铒光纤放大器 (EDFA) 和 1305 nm 附近的掺镨氟化光纤放大器 (PDFFA) 结合其他诸如 Te、Yt、Tu 等掺杂剂。从而，能够涵盖从大约 1440 nm 到大约 1650 nm 的波段，可是没有同等的激活性，而且还没有全部商用化。半导体光放大器 (SOA) 和低噪声喇曼光纤放大器 (RFA) 能够从低的 1300 nm 扩展到高的 1600 nm。对于某些应用，采用 OA 类型的组合来在宽而平的波段上获得低噪声运用。

IEC/TR 61292-3 给出更详尽的说明。

## 5.2 单模光纤系统光波段的分配

根据光纤所产生的影响检验光波段的限值。在不含光放大器的 ITU-T G.957 建议书中，针对 G.652 光纤选择波长范围是 1260 nm 到 1360 nm。关于无源光网络的 ITU-T G.983.1 建议书也使用这个范围。光缆截止波长是 1260 nm，它确定了下限值。图 A.2/G.957 示出 G.652 光纤的最坏情况绝对色散系数曲线。在那个波长的最坏情况色散系数是 $-6.42 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$ ，而 $+6.42 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$ 的最坏情况色散系数出现在 1375 nm。而且，这个波长位于峰值在 1383 nm 的“水峰”衰减波段的上升沿，因而选择 1360 nm 作为上限值。各种应用编码有着更受限制的由色散要求决定的波长范围。这就规定了：

- “早期的” O 波段，1260 nm 到 1360 nm。

ITU-T G.652 建议书还包括低水峰衰减光纤就是子类 G.652.C。它规定：“这个子类还允许在 1360 nm 之上到 1530 nm 之下的波段部分传输 G.957”。在大约 1460 nm 以外的波长小的水峰效应忽略不计。这就规定了：

- “扩展的” E 波段，1360 nm 到 1460 nm。

在较长的波长，编写 ITU-T G.957 建议书的专家选择 1430 nm 到 1580 nm 范围用于配合 G.652 光纤的短途应用，1480 nm 到 1580 nm 用于配合 G.652、G.653 和 G.654 光纤的长途应用。这些是受衰减考虑限制的，且进一步会受到实际应用中的色散限制。

对于有光放大器的应用，如 ITU-T G.691 建议书的单路传输，ITU-T G.692 建议书的多路传输，这些范围会再细分。首先，掺铒光纤放大器（EDFA）有用的增益波段始于大约 1530 nm 止于大约 1565 nm。这个增益带宽称为“C 波段”，有的文献和商用规范中边界有点改变。1530 nm 到 1565 nm 的范围已被 G.655 光纤的 G.691 系统采用，该范围的规范已制订。这就规定了：

- “传统的” C 波段，1530 nm 到 1565 nm。

EDFA 使得相对更平和更宽的增益可以获得，意味着在这个波段 EDFA 不受限制。某些 EDFA 能够使之超过 C 波段。

C 波段以下的范围称为“S 波段”。在实际应用中，不是所有这个波段都可以用于信号传输。某些波长可以用于有源离子型和喇曼型光纤放大器的泵激。某些波长可以留给光监视通路（OSC）使用。这个波段的下限始于 E 波段的上限，而上限始于 C 波段的下限。这就规定了：

- “短波长” S 波段，1460 nm 到 1530 nm。

对于 C 波段以上的最长波长，对于当前的光纤类型在温度范围以内的光缆性能对 1625 nm 是足够的。再者，人们希望只要信号传输可行就利用尽可能宽的波长范围。这就规定了：

- “长波长” L 波段，1565 nm 到 1625 nm。

对于光缆的户外设施，ITU-T L.40 建议书规定了若干维护功能，预防装设后、投入使用前和后期的故障。这些功能包括利用 OTDR 测试、光纤识别、损耗测试和功率监测等手段进行的监视、测试和控制活动。在 ITU-T L.41 建议书规定了维护波长，其中有如下陈述：

- “本建议书论及没有在线式光放大器载送信号的光纤的维护波长。”
- “维护波长的安排与由第 15 研究组选定的传输波长安排有密切的关系。”
- “最大传输波长第 15 研究组还在研究，但是，其极限值小于或等于 1625 nm”

在某些情况下，如果测试功率比传输功率足够弱，测试信号可以与传输信号重叠。在其他情况下，测试波长可以位于实际应用的传输通路没有占用的区域。实际上，让计划使用的区域是这些通路决不会占用的范围可能对维护更有吸引力，即便会出现更大的损耗。这就规定了：

- “超长波长” U 波段，1625 nm 到 1675 nm。

单模系统归纳如表 5-1：

表 5-1—单模的波段

波 段	说 明	范围 [nm]
O 波段	早期的	1260 到 1360
E 波段	扩展的	1360 到 1460
S 波段	短波长	1460 到 1530
C 波段	传统的	1530 到 1565
L 波段	长波长	1565 到 1625
U 波段	超长波长	1625 到 1675

- 1) 波段的定义是为了便于讨论，而不是规范。在各个合适的系统建议书中给定工作波段的规范。
- 2) G.65x 光纤建议书并不证实所有这些波段在系统运用或维护用途方面的适用性。
- 3) E 波段和 S 波段之间的边界（1460 nm）保留与否尚待研究。
- 4) U 波段只用于可能的维护用途，目前还没有预测用它传输承载业务流的信号。非传输用途的基础是对在其他波段传输的信号引起的干扰能被忽略。在这个波段内不能保证光纤可以这样用。
- 5) 可以预料在不久的将来，会在整个 1260 nm 到 1625 nm 的范围利用各种应用方式，有和没有光放大器进行信号传输。

### 5.3 多模光纤系统的光波段

多模光纤不受截止波长考虑的限制，尽管衰减系数值比单模光纤更大，更能耐受弯曲效应。主要的波长限值是一个或几个为实际光纤分类设计的波长窗口。表 5-2 是为几种应用规定的波长窗口。

表 5-2—某些多模应用的波长范围

应 用	窗口 (nm) 850 nm附近	窗口 (nm) 1300 nm附近
IEEE 串行总线[1]	830-860	—
光纤通路[2]	770-860	(单模)
10BASE-F, -FB, -FL, -FP [3]	800-910	—
100BASE-FX [3, 4], FDDI [4]	—	1270-1380
1000BASE-SX [3] (GbE)	770-860	—
1000BASE-LX [3] (GbE)	—	1270-1355
HIPPI [5]	830-860	1260-1360

多模光纤的分类尚待研究。已推荐 770 nm 到 910 nm 范围。

## 6 系统元的参数

### 6.1 线路编码

ITU-T G.957、G.691、G.692 和 G.959.1 建议书规定系统的线路编码采用两种不同的线路码来实现：

- 不归零 (NRZ)；
- 归零 (RZ)。

在第 7 节可以查到关于这个论题的更多资料。

### 6.2 发送器

#### 6.2.1 发送器类型

在 ITU-T G.691、G.692、G.957 和 G.959.1 建议书给出了使用 MLM 和 SLM 激光二极管的发送器类型和相关的规范以及有关实现的概况。

#### 6.2.2 发送器参数

这些参数在发送器输出参考点 S 或 MPI-S 规定，如 ITU-T G.957、G.691、G.692 和 G.959.1 建议书给出的。

##### 6.2.2.1 系统工作波长范围

ITU-T G.691 和 G.957 建议书给出 10 Gbit/s 以下单路 SDH 系统的工作波长范围。ITU-T G.959.1 建议书给出 40 Gbit/s 以下单路和多路 IrDI 的工作波长范围。其他应用可以使用不同的波段和本增补规定的波段内区域。

对于 DWDM 系统, 在 ITU-T G.694.1 建议书给定了通路频率栅格。对于 CWDM 系统, 在 ITU-T G.694.2 建议书给定了通路波长栅格。对于 DWDM 系统, 通路频率栅格归纳如下:

$$193.1 + n * Sp_j \text{ [THz]}$$

式中:

$n$  是正或负的整数, 包括 0,

$j$  是任何下列整数之一: 1、2 或 3。

$Sp_j$  是导出光纤上一般通路间隔的因子, 和

$$Sp_j = \begin{cases} 2^{-j} * 0.1 \text{ [THz]}, & \text{通路间隔窄于 100 GHz 时, 或} \\ 0.1 \text{ [THz]}, & \text{通路间隔为 100 GHz 或更宽。} \end{cases}$$

以上公式规定的标称中心频率组成了密集 WDM 系统的频率栅格。选定  $j$  值, 就确定了 DWDM 系统的相关通路间隔和标称中心波长。 $j = 1、2$  和  $3$  的值分别相当于 50、25 和 12.5 GHz 栅格。

### 6.2.2.2 光谱特性

ITU-T G.957 和 G.691 建议书给定 10 Gbit/s 以下单路 SDH 接口的光谱特性。对于更高比特率和更长的距离, 在实际 WDM 环境, 可能需要附加的规范。

### 6.2.2.3 SLM光源的最大谱宽

ITU-T G.691 建议书为单路 SDH 系统规定了该参数。

### 6.2.2.4 MLM光源的最大谱宽

ITU-T G.691 建议书为单路 SDH 系统规定了该参数。

### 6.2.2.5 啁啾

ITU-T G.691 建议书规定了该参数。对于更高比特率和更长距离的系统, 也可能工作在其他线路码, 和可能需要时间分辨的动态性能的附加规范。该参数以及该参数的测量尚待研究。

### 6.2.2.6 边模抑制比

ITU-T G.957、G.691 和 G.959.1 建议书规定单纵模光源的边模抑制比。给出了 40 Gbit/s 以下 SDH 和 OTN IrDI 系统的值。

### 6.2.2.7 最大谱功率密度

ITU-T G.691 建议书规定最大谱功率密度。

### 6.2.2.8 最大平均通路输出功率

ITU-T G.959.1 建议书定义并规范多路光信号的最大平均输出功率。

### 6.2.2.9 最小平均通路输出功率

ITU-T G.959.1 建议书定义并规范多路光信号的这个特性。

### 6.2.2.10 中心频率

ITU-T G.959.1 和 G.694.1 建议书给出 WDM 信号的中心频率。在此，给出 12.5-GHz 间隔以下的各个频率。

### 6.2.2.11 通路间隔

DWDM 的通路间隔规定在 ITU-T G.694.1 建议书，CWDM 的通路间隔规定在 ITU-T G.694.2 建议书。其他可能性（更宽或更密）尚待研究。

### 6.2.2.12 最大中心频率偏离

ITU-T G.692 和 G.959.1 建议书规定 NRZ 码光通路的最大中心频率偏离。使用非对称滤波的其他可能性也许需要不同的定义，尚待研究。

### 6.2.2.13 最小消光比

ITU-T G.959.1 建议书规定最小消光比（NRZ 码 WDM 系统每个通路的值）。对于 RZ 码的信号应用相同的方法。其他线路码的定义待研究。

### 6.2.2.14 眼图模框

ITU-T G.957、G.691、G.693 及其他建议书给出 SDH 单路系统的眼图模框。ITU-T G.959.1 建议书规定 NRZ 码 IrDI 多路和单路接口的眼图模框。

### 6.2.2.15 偏振

该参数给出光源信号的偏振分布。该参数会影响 PMD 容限，在偏振复用情况它是重要的。

### 6.2.2.16 光源的光信噪比

该值给出光发送器在给定带宽内耦合进传输通道的光信号功率对光噪声功率之比。

## 6.3 光放大器

### 6.3.1 放大器类型

ITU-T G.661、G.662 及 G.663 建议书分别给定光放大器的类型、相关规范和光纤放大器及半导体放大器的与实现有关的概况。ITU-T G.692 建议书给出长途多路系统线路放大器的定义。除此之外，能够使用传输光纤内或传输通道内附加光纤段内喇曼放大。喇曼放大的规范待研究。

能够使用与光接收器和/或发送器结合在一起的放大器。在这些情况下，它们隐藏在接收器或发送器的黑匣子里，由相关的规范涵盖。应该指出，光放大器的存在会影响接收器侧的恶化，例如抖动恶化。

ITU-T G.661 建议书规定一般放大器参数的详细清单。在实际的系统设计中，只涉及该参数集中的一部分参数。

#### 6.3.1.1 功率（提升）放大器

ITU-T G.663 建议书说明应用方式。

### 6.3.1.2 前置放大器

ITU-T G.663 建议书说明应用方式。

### 6.3.1.3 线路放大器

ITU-T G.692 建议书说明应用方式。

能够使用各种技术的放大器：光纤放大器（OFA）、半导体光放大器（SOA）、以及利用传输光纤或传输通道内附加光纤段的喇曼光纤放大器（RFA）。RFA 的规范尚待研究。

## 6.3.2 放大器的参数

### 6.3.2.1 多路增益变化

IEC 61291-4 规定该参数。

### 6.3.2.2 多路增益倾斜

IEC 61291-4 规定该参数。

### 6.3.2.3 多路增益变动差

IEC 61291-4 规定该参数。

### 6.3.2.4 总的接收功率

该参数是在放大器输入参考点存在的最大平均输入功率。

### 6.3.2.5 总馈入功率

该参数是在放大器输出参考点存在的最大平均输出功率。

## 6.4 光通道

光通道由'S'和'R'之间串联的全部传输元组成。通常，主要是光缆，然而在'S'和'R'之间其他的元件（例如，连接器、光交叉连接等）也是光通道的一部分并对通道特性产生影响。在接口建议书（ITU-T G.957、G.691 等建议书）中列出的光通道的参数值规定了链路满意运行的极限。使用这些极限以外值的光通道可能产生超出要求的比特差错率的链路性能。

用来确定光通道参数极限的方法，在某些情况下，它的基础是所期望的合理及实用的意见。在决定极限的过程中要考虑到光通路各个参数的值和如何组合它们（参见第 10 节统计设计概况）。

### 6.4.1 光纤类型和参数

ITU-T G.650、G.652、G.653、G.654 和 G.655 建议书规定有关光纤和光缆的参数。

应该指出，对某些高比特率、长距离传输系统，给定的不同光纤类型的参数可能对保证足够的性能还不够精细。

### 6.4.2 光通道效应

光纤传输系统与传输相关的方面在附录二/G.663 给出，其中考虑了与光通道有关的下列效应：

- 光纤非线性：
  - 受激布里渊散射；
  - 四波混合；
  - 调制不稳定性；
  - 自相位调制；
  - 孤子生成；
  - 交叉相位调制；
  - 受激喇曼散射。
- 偏振特性：
  - 偏振模色散；
  - 偏振相关损耗；
  - 偏振孔烧毁。
- 光纤色散特性。
- 颜色色散。

### 6.4.3 光通道参数

从系统的角度看，光通道用下列参数表征：

#### 6.4.3.1 最大衰减

ITU-T G.957、G.691 和 G.692 建议书给出了 SDH 线路系统的最大衰减定义及值。

对于 OTN IrDI，最大衰减的定义由 ITU-T G.959.1 建议书给出。

上述建议书规定应用在 O、C 和 L 波段。应该指出，在其他波段，或许会采用不同的衰减值。在 L 波段，我们知道微弯和/或光缆敷设后的微弯可能使某些光纤的衰减系数增大。衰减增加的实际值与光缆结构、光缆敷设状况和光缆敷设的日期有关。它能够在光缆敷设后在需要的波长测量损耗予以确定。

在上述建议书中规范光通道用的方法采用下列假定：敷设的光缆的衰减系数，包括接头和光缆余量，对 1550 nm 系统是 0.275 dB/km，对 1310 nm 系统是 0.55 dB/km。从这些值导出的目标距离只用于分类而不是规范。

包括下列通道方面：

- 接头；
- 连接器；
- 光衰减器（如使用）；
- 其他无源光器件（如使用）；
- 为涵盖下列情况，任何附加的光缆余量：
  - 光缆配置未来的修改（添加接头、增加光缆长度等）；
  - 环境因素引起的光缆性能改变；和
  - 在光通道中包含的任何连接器、光衰减器或其他无源光器件的劣化。

### 6.4.3.2 最小衰减

ITU-T G.957、G.691 和 G.692 建议书给出 SDH 线路系统的最小衰减之定义和值。

ITU-T G.959.1 建议书给出 OTN 和前置 OTN IrDI 的最小衰减定义。

### 6.4.3.3 色散

ITU-T G.957、G.691、G.692 和 G.959.1 建议书规定 SDH 和 OTN 系统要适应的通常由传输光纤引起的最大和最小颜色色散。对于更高比特率和更长距离的传输系统，由于例如其他的波长范围规范，可能要采用不同的值。对于其他波段，该值也需要重新考虑。

### 6.4.3.4 最小光回损

ITU-T G.957、G.691、G.692 和 G.959.1 建议书给出为 SDH 和 OTN 系统规定的光通道最低光回损的定义。使用更高比特率的未来的系统和在长距离上传输可能有不同的值。

### 6.4.3.5 最大离散反射

ITU-T G.957、G.691、G.692 和 G.959.1 建议书规定 SDH 和 OTN 系统的最大离散反射。

### 6.4.3.6 最大差分群延迟

ITU-T G.691、G.692 和 G.959.1 建议书规定 SDH 和 OTN 系统要适应的由于 PMD 引起的最大差分群延迟。更高比特率和线路编码系统可能会有不同的规范。

## 6.5 接收器

### 6.5.1 接收器类型

能够使用与光接收器结合在一起的放大器。在这种情况下放大器隐藏在接收器的黑匣子中，由相关规范涵盖。应该指出，光放大器的存在会影响到接收器侧的恶化，如抖动恶化。

### 6.5.2 接收器参数

这些参数在接收器参考点 R 或 MPI-R 规定，与 ITU-T G.957、G.691、G.692 和 G.959.1 建议书给出的一样。

#### 6.5.2.1 灵敏度

ITU-T G.957 和 G.691 建议书规定 10 Gbit/s 以下 SDH 单路系统的接收器灵敏度。ITU-T G.959.1 建议书规定 SDH 和 OTN IrDI 接收器灵敏度。

接收器灵敏度按寿命末期和最坏情况值规定，最坏情况值要考虑老化和温度余量以及实际接口的发送器规范确定的发送器缺陷所引起的最坏情况眼图模框及消光比恶化。

但是，与通道效应相关的恶化是与基本灵敏度值分开单独规范的。

#### 6.5.2.2 过载

ITU-T G.957 和 G.691 建议书规定 10 Gbit/s 以下 SDH 单路系统的接收器过载的定义和值。ITU-T G.959.1 建议书规定 40 Gbit/s 以下 SDH 和 OTN IrDI 接收器的过载定义和值。

### 6.5.2.3 最小平均通路输入功率

ITU-T G.959.1 建议书规定多路接收器的 10 Gbit/s 以下光复用 IrDI 的最小平均通路输入功率。

### 6.5.2.4 最大平均通路输入功率

ITU-T G.959.1 建议书规定多路接收器的 10 Gbit/s 以下光复用 IrDI 的最大平均通路输入功率。

### 6.5.2.5 光通道恶化

ITU-T G.957 和 G.691 建议书规定 10 Gbit/s 以下 SDH 单路系统的光通道恶化的定义和值。ITU-T G.959.1 建议书规定 10 Gbit/s 以下单路和多路 OTN IrDI 接收器的光通道恶化的定义和值。ITU-T G.959.1 建议书还规定 40 Gbit/s 以下单路 SDH 和 OTN IrDI 接收器的通道恶化的定义和值。

### 6.5.2.6 最大通路输入功率差

该参数指示光复用信号的通路之间最大的差异，规定在 ITU-T G.959.1 建议书。

### 6.5.2.7 接收器输入最小OSNR

该值规定在 OSNR 受限的（线路放大的）系统内在给定的功率电平上为获得接收器参考点处 BER 目标值必须的最小光信噪比。应该指出，这是设计参数。

## 7 线路编码的考虑

在 ITU-T G.957、G.691、G.692 和 G.959.1 建议书规定的现有系统的根据是不归零（NRZ）传输。在那些建议书中规定了相关的参数（和逻辑“0”和逻辑“1”的定义）。对于某些苛求的系统，能够采用其他的线路码。

归零（RZ）线路码系统更能容忍 DGD 引起的一阶 PMD，因而更好的适合高比特率信号的超长途传输。但是，RZ 编码（由于要用更宽的带宽）比 NRZ 存在光谱效率低的潜在缺点。

已研究出修正的 RZ 编码格式，这个格式的 RZ 脉冲是相位调制的。这个格式的优点不光是改善了 PMD 容限还增强了非线性容限。此外，该格式能够提供比纯 RZ 编码格式更好的光谱效率。

为了在传输光纤上获得更低通路带宽和更高光谱密度，发布了其他超高比特率用的线路码。实际上，发布了几种风格的“双二进制”或多电平编码。对与传输通道和发送及接收单元有关的损伤的容限尚待研究。

使用不同于 NRZ 的线路码会影响为系统规定的各个参数之间的关系，因而，所用的与现行参数不同的各组以及在标准化应用中它们的相互关系反映了这一点。

## 7.1 归零 (RZ) 实现方式

有几种方法产生光的归零 (RZ) 信号, 例如, 用 RZ 数据信号直接调制半导体激光器, 首先产生光脉冲串然后用不归零 (NRZ) 数据信号调制它, 或由马赫—策恩德调制器 (MZM) 的光 NRZ 信号的脉冲载送。

最后的方案实际上已在使用, 因为它简单还因为用偏置电压和 MZM 的调制幅度的合适组合能够实现各种占空比。MZM 的 NRZ 光输入能够由直接调制的激光二极管 (LD) 或带有 MZM 或电吸收调制器的 CW 激光器产生。

RZ 调制的三种易于实现的占空比是 1/3、1/2 和 2/3 (在以下的文本中分别称为 33%、50%和 67%)。图 7-1 示出相当于 MZM 实现方式的可能的实现方式。

对于驱动电压:

$$V_m(t) = V_{bias} + V_{RF}(t) = V_{bias} + V_{RF} \cos(2\pi ft + \phi_m) \quad (7-1)$$

式中,  $V_{bias}$  是 DC 偏置电压,  $V_{RF}$  是 RF 调制幅度,  $f_{mod}$  是 RF 调制频率,  $\phi_m$  是相移, MZM 的光功率传递函数能够写成:

$$T(t) \propto \cos^2 \left[ \frac{\pi V_m(t)}{2V_\pi} + \frac{\theta}{2} \right] = \cos^2 \left[ \frac{\pi V_{bias}}{2V_\pi} + \frac{\pi V_{RF}(t)}{2V_\pi} + \frac{\theta}{2} \right] \quad (7-2)$$

这里,  $\theta$  是没有驱动电压时 MZM 的固有相移,  $V_\pi$  是 MZM 的  $\pi$  相移电压。我们规定, 如  $V_{bias} = V_{max}$ , 则 MZM 被 DC 偏置在它的最大光发送; 如  $V_{bias} = V_{min}$ , 则 MZM 被 DC 偏置在它的最小光发送。MZM 还能够按平衡状态 (推挽式) 驱动。

这里示出用单驱动电极的 MZM 实现 NRZ 编码。用后随 NRZ 数据调制器推挽 MZM 获得 RZ 脉冲载送。图 7-1 示出 NRZ 和 RZ 格式编码的基本方框图。

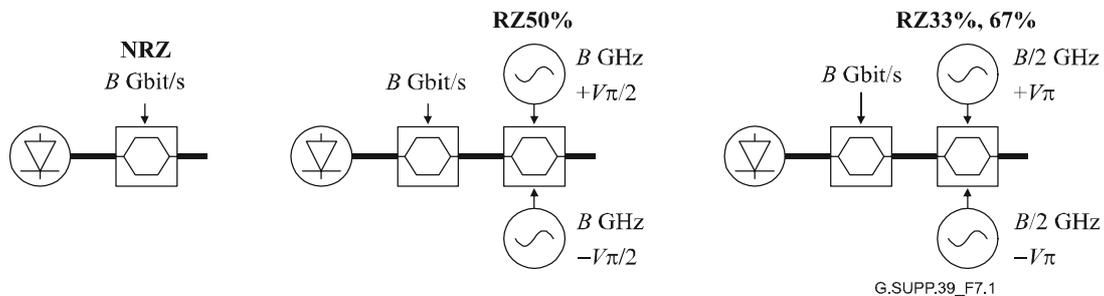


图 7-1—用MZM实现NRZ和RZ格式编码的方框图

在双臂 z 切割  $\text{LiNbO}_3$  MZM 无啁啾推挽调制的情况下,  $V\pi$  的电的峰到峰调制分裂成  $+V\pi/2$  和  $-V\pi/2$ , 获得 RZ-50%格式, 例子见图 7-1。替代地, 利用单臂 MZM, 在单臂上施加  $V\pi$  的峰到峰调制能够实现 RZ 调制, 获得 RZ-50%格式。

根据 RZ 调制频率、电的峰到峰调制电压和调制器偏置产生三种不同的 RZ 占空比, 在图 7-2 示出占空比 50%、33%和 CS-RZ 67%的 RZ 格式的驱动状态:

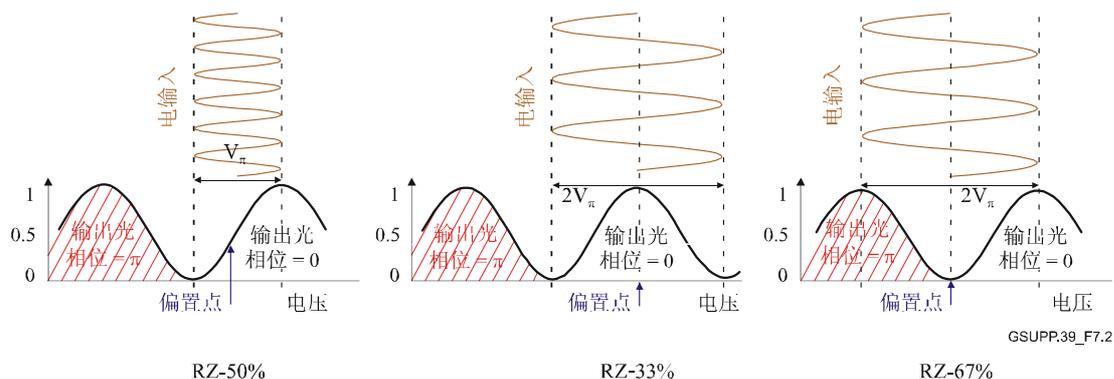


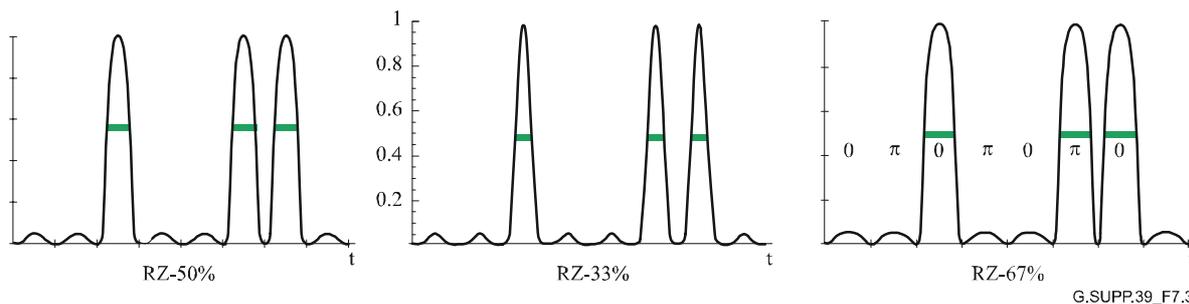
图 7-2—RZ格式的基本配置

表 7-1 归纳三种 RZ 占空比的关键数值， $f_{mod}$  是调制频率， $V_{mod}$  是峰到峰调制电压 ( $2V_{RF}$ )， $V_{bias}$  说明偏置状态： $V_{min}$  和  $V_{max}$  分别是发送最小（载波抑制）和最大的偏置点， $V_{3dB}$  是 NRZ 调制器对 NRZ 数据调制也使用的传统 MZM 偏置点。“相移”描述连续的 RZ 脉冲和比特之间的相移。

表 7-1—43 Gbit/s RZ 格式的调制数值

RZ-	33%	50%	67% (CS-RZ)
$f_{mod}$ (GHz)	21.5	43	21.5
$V_{mod}$	$2V_{\pi}$	$V_{\pi}$	$2V_{\pi}$
$V_{bias}$	$V_{max}$	$V_{3dB}$	$V_{min}$
phase shift	0,0,0	0,0,0	0, $\pi$ ,0

图 7-3 示出使用数据序列'00100110'时 RZ 脉冲的强度随 NRZ 数据调制的变化。脉冲宽度 (FWHM/ $T$ ) 是比特周期  $T$  的 50%、33% 和 67% 定义了三种占空比。RZ-50% 和 RZ-33% 格式没有相位变化，而 CS-RZ-67% 连续脉冲相位变化  $\pi$ 。



注— 横条指示 FWHM 和脉冲占空比。 $\pi$  和 0 指示在 CS-RZ-67% RZ 脉冲的相位变化。

图 7-3—使用数据00100110，全部三种占空比的RZ脉冲

在图 7-4 和 7-5 分别绘出三种 RZ 格式的光谱和光眼图。RZ-33%格式需要与 RZ-50%和 CS-RZ-67%相比是最高的光谱宽度，CS-RZ-67%表现出足够窄的光谱，与 RZ-33%格式比能有更高的光谱频率。

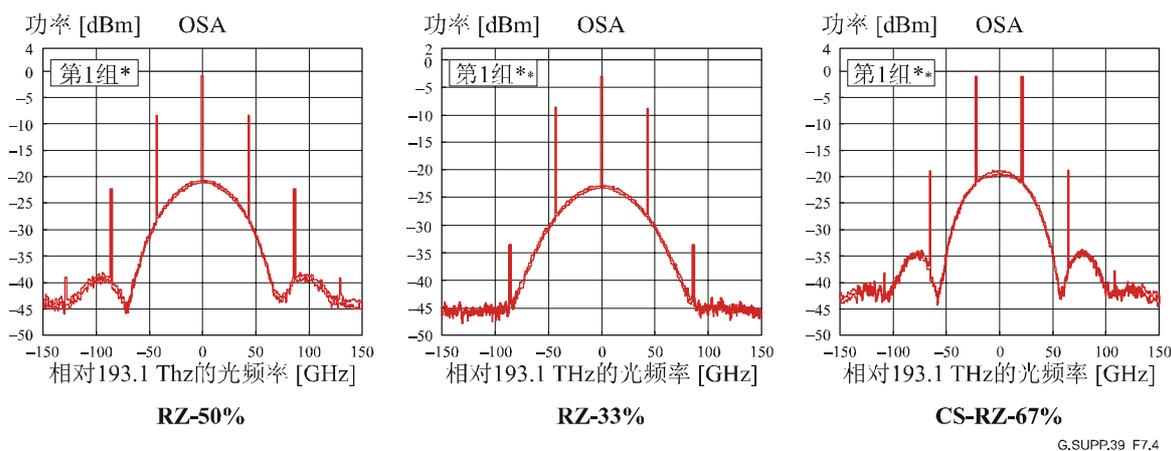
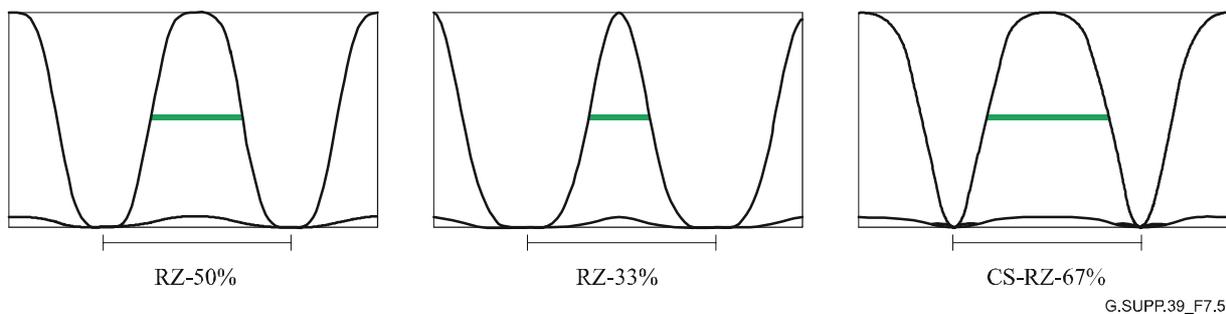


图 7-4—RZ格式的光谱



注——细横条指示比特周期  $T$  而粗横条指示相应占空比的脉宽。

图 7-5—RZ格式的光眼图

### 7.1.1 占空比为33%的RZ

在图 7-1，MZM 的输入信号是比特率  $1/T_b$  ( $T_b$  是比特持续时间) 的光 NRZ 信号。用  $V_{bias} = V_{max}$  的 DC 将 MZM 偏置在它的最大光发送，用频率为  $f = 1/(2T_b)$  和幅度为  $V_\pi$  ( $2V_\pi$  是峰到峰) 的正弦信号做 RF 调制。

然后，MZM 输出光场  $E_1(t)$  的幅度正比于：

$$E_1(t) \propto \cos\left[\frac{\pi}{2} \cos\left(\pi \frac{t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t) \quad (7-3)$$

式中， $e_{NRZ}(t)$  是输入 NRZ 信号的光场。MZM 的光输出功率就是

$$P_{out} \propto E_1(t)E_1(t)^* \propto \left[\cos\left[\frac{\pi}{2} \cos\left(\pi \frac{t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t)\right]^2 \quad (7-4)$$

## 7.1.2 占空比为67%的CS-RZ

另一种调制方案是占空比为 67%的 CS-RZ。它比占空比为 33%的 RZ 调制对光纤的颜色色散有更好的耐受力。

为了获得 67%占空比的 CS-RZ，MZM 用  $V_{bias} = V_{min}$  DC 偏置在它的最小光功率发送处，用频率为  $f = 1/(2T_b)$ 、相移  $\phi_m = \pi/2$  的正弦 RF 信号调制，见图 7-1。RF 调制幅度是  $V_\pi$  ( $2V_\pi$  是峰到峰值)，相当于 MZM 的半波电压。在 MZM 输出的光场幅度  $E_2(t)$  正比于：

$$E_2(t) \propto \sin \left[ \frac{\pi}{2} \sin \left( \pi \frac{t}{T_b} \right) \right] e_{NRZ}(t) \quad (7-5)$$

MZM 的输出功率正比于  $E_2(t)E_2(t)^*$ ，它是：

$$P_{out} \propto E_2(t)E_2(t)^* \propto \left[ \sin \left[ \frac{\pi}{2} \sin \left( \pi \frac{t}{T_b} \right) \right] e_{NRZ}(t) \right]^2 \quad (7-6)$$

## 7.1.3 占空比为50%的RZ

为了获得 50%占空比的 RZ 格式，MZM 用  $V_{bias} = V_{3dB}$  DC 偏置在 3-dB 光发送点，用频率为  $f = 1/(T_b)$  的正弦 RF 信号调制，见图 7-1。RF 调制幅度是  $V_\pi/2$  ( $V_\pi$  是峰到峰值)。MZM 输出的光场幅度是  $E_3(t)$ ，正比于：

$$E_3(t) \propto \cos \left[ \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4} \cos \left( \frac{2\pi t}{T_b} \right) \right] e_{NRZ}(t) \quad (7-7)$$

MZM 的输出功率正比于  $E_3(t)E_3(t)^*$ ，它是：

$$P_{out} \propto E_3(t)E_3(t)^* \propto \left[ \cos \left[ \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4} \cos \left( \frac{2\pi t}{T_b} \right) \right] e_{NRZ}(t) \right]^2 \quad (7-8)$$

## 7.2 系统损伤的考虑

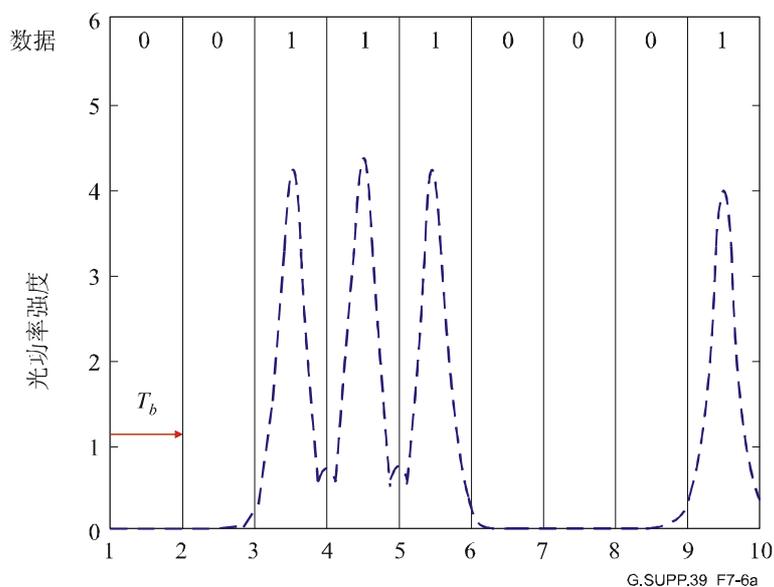
### 7.2.1 光纤属性引起的损伤

#### 7.2.1.1 颜色色散 (CD) 和脉冲展宽

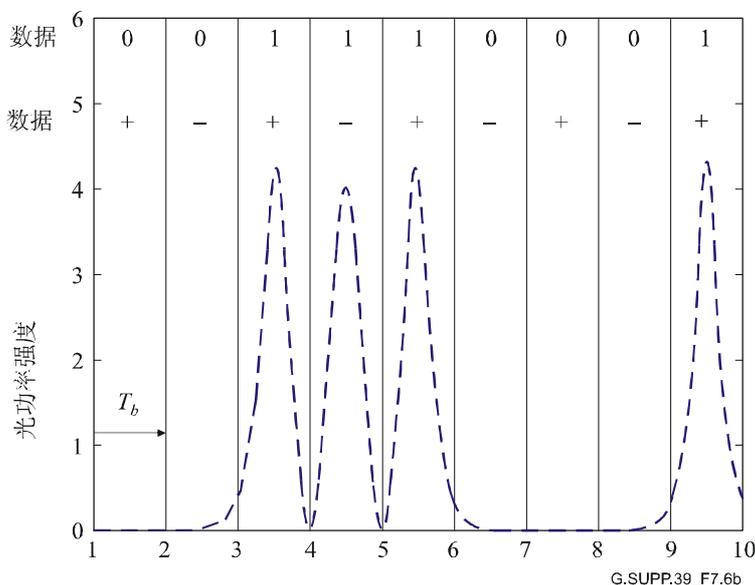
在无间隔传输或光纤的颜色色散很低的情况下，33%占空比的 RZ 格式与较大占空比的 RZ 或 NRZ 格式相比接收灵敏度更好[6]。但是，因为所有的逻辑“1”有同样的光相位。通过光纤传输之后，相邻脉冲的重叠产生重影脉冲[7]。

在 CS-RZ 情况下，相邻脉冲具有相反的相位。两个相邻逻辑“1”比特的光场相互抵消。在两个逻辑“1”之间不会产生重影脉冲。而且，由于光谱较窄，CD 引起的脉冲展宽比传统 RZ 格式更小。因而，CS-RZ 是适于有显著的残余颜色色散光纤链路的耐授力很强的调制格式。

图 7-6 a 和 b 示出在累计颜色色散为  $D = 20$  ps/nm、比特率为 40 Gbit/s 的两种 RZ 调制格式的脉冲整形。为了评估颜色色散的恶化，对 PMD 和光纤非线性的任何影响都忽略不计，是系统模型简单化，即，假定 CD 损伤与 PMD 和光纤非线性损伤不发生关系。该模型显示，随着脉冲沿着光纤传播，RZ-33%的两个相邻“1”产生重影脉冲（图 7-6 a），而在 CS-RZ 情况观察不到重影脉冲（7-6 b）。



a) 33%-RZ



b) 67%-CS-RZ

图 7-6—在累计色散20 ps/nm后40-Gbit/s脉冲的形状

### 7.2.1.2 偏振模色散 (PMD)

传输光纤的偏振模色散 (PMD)，因波形失真使传输性能劣化，特别是对 40-Gbit/s 传输系统。因而，在规范 40-Gbit/s 应用时 PMD 容限是一个关键的参数。一阶 PMD 是差分群延迟 (DGD)。(在 ITU-T G.671 建议书能够查到 DGD 的明确定义。) 40-Gbit/s 系统对决定性的 DGD 的容限大大地取决于接收器的电带宽。

图 7-7 和 7-8 示出 33%和 50%占空比 RZ 线路编码的功率恶化等值线图，按接收器带宽与数值模拟得出的 DGD 之间的函数关系绘出。可以看出，DGD 容限取决于 DGD 和接收器带宽[8]。在如图示传统的接收器带宽范围内，PMD 容限显出某些偏离。例如，在 RZ-33%，在 0.8 为中心的接收器带宽附近非常窄的范围内，最大允许 DGD 是 11.5 ps (对于 1-dB 恶化)。反之，在传统带宽范围内，大于 1 dB 的恶化是不可避免的。

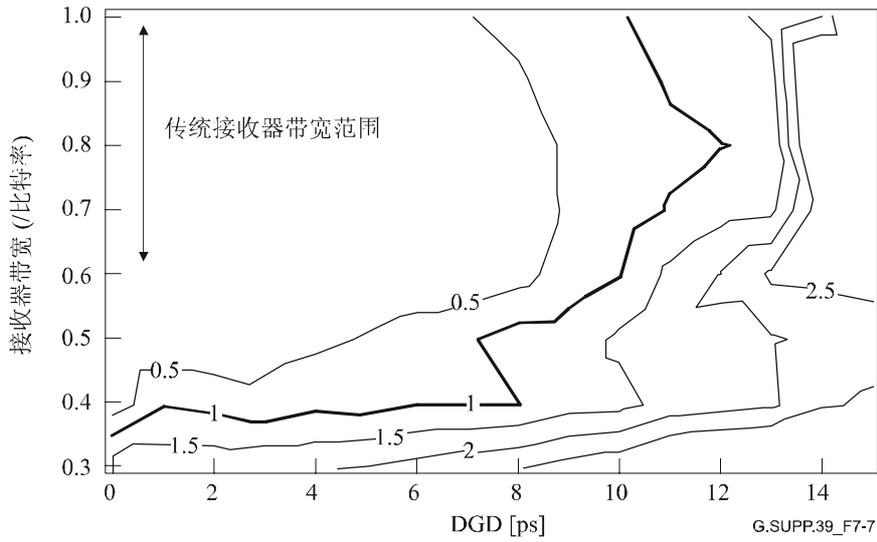


图 7-7—DGD容限的等值图 (RZ-33%)

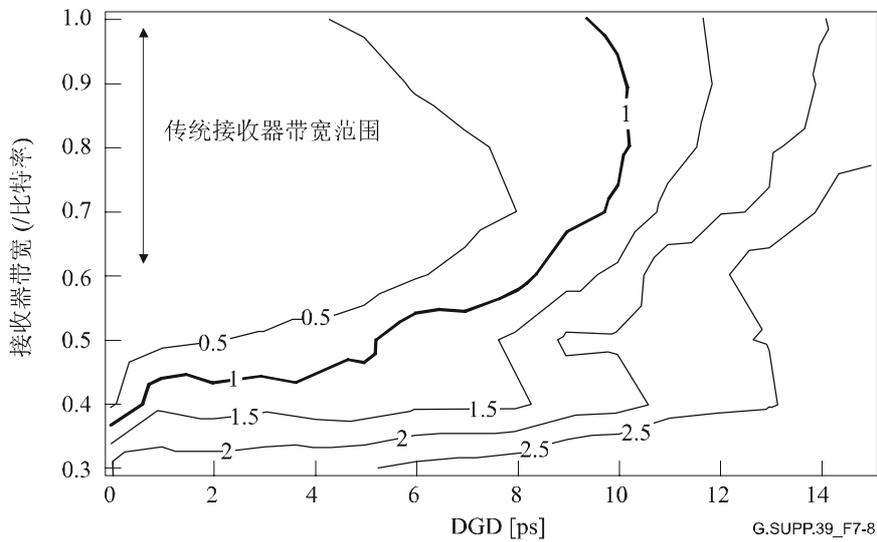


图 7-8—DGD容限的等值图 (RZ-50%)

功率恶化表现出极大的依赖接收器带宽。因而，要设计有足够 DGD 容限的 40-Gbit/s RZ 系统必须小心考虑接收器带宽。

对于 40-Gbit/s 等级的接口，已建议采用 NRZ 和 RZ 线路编码作为单路应用的编码。已建议 RZ 码使用 33%占空比。这个编码，因为它的性质，比占空比 66%的 CS-RZ 码（它是另一种替代方案）稍为更能耐受 PMD。证实建议的 DGD 容限值有效性的测量工作已完成。

在这个实验中使用了 PMD 仿真器产生一阶 PMD 在图 7-9 示出 OSNR 恶化与 DGD 的函数关系。

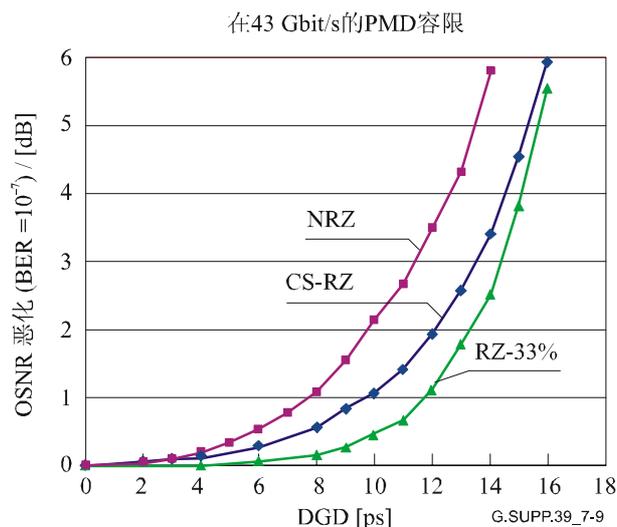


图 7-9—不同线路码OSNR恶化与DGD的函数关系

在这个实验中，产生 1 dB 恶化的 DGD 与 BER 降到低差错率水平的真实基础 OSNR 没有关系。当接收器针对 CS-RZ 最佳化时，能够预期 DGD 容限对其他线路码按 NRZ 的 1 dB 恶化为 7.5 ps，而对 RZ-33% 的 1 dB 恶化为 11.5 ps 应当是能达到的。但是，可以看出 RZ-66%（MZ 调制器实现方式另外的推进目标）不支持在 43 Gbit/s（G.709/Y.1331 的速率）1 dB 最大恶化的 11.5 ps，所以在那个应用中采用 RZ-33%。

## 8 光网络拓扑

ITU-T G.692 和 G.959.1 建议书当前关注的是点对点传输系统，而留下更复杂的安排（例如，包含光分/插的那些）有待进一步研究。本节讨论点对点拓扑和包含光分/插的那些拓扑。

### 8.1 拓扑结构

按照信号通过的光网元（ONE）的性质，区分为两种类型的网络：第一个是有 1R 再生的网络，第二是有某些提供 2R 和/或 3R 再生的在线 ONE 的网络。后一种情况不排除在线 ONE 的某几个或全部具有 1R 再生。

按照附件 A/G.872，1R 再生包含光放大和色散补偿，即，1R 再生是没有比特处理的模拟机制。另一方面，2R 和 3R 再生采用数字处理（例如，数字再整形和数字脉冲再生）。

规定了各种拓扑类别，包括点对点链路、总线结构、环状和格状网络。每种类别用通用的方法介绍。因而，实际的实现方式既不是推测的也不是不相容的。另外，这个方法使拓扑的类别最小化，大量的各种实现方式的复制版本安排进少量的集合内。如果没有通用的表示法，对每种拓扑的小修改就会产生大量的图。

最后，为了分类的目的，用少量典型的例子解说通用的描述。

### 8.1.1 用1R再生的网络

用 1R 再生的网络包括点对点链路、总线结构、环状和格状网络。

#### 8.1.1.1 点对点链路

图 8-1 示出点对点 (ptp) 链路的通用表示法。多路发送设备 (M-Tx) 的一条输出光纤承载  $n$  个 WDM 通路的发射光。这个光信号在进入多路接收设备 (M-Rx) 之前通过由交替的光纤段和 1R 再生器构成的传输段。图 8-1 中, 双线方框和三角形指示不同实现方式的可能性 (相对于详细的拓扑和双线方框内实现方式)。

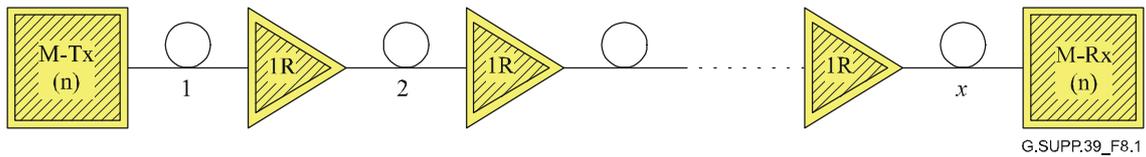


图 8-1—用 1R 再生器的点对点链路的通用表示法

图 8-2 示出有  $n$  个工作在中心波长  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$  的 WDM 通路的多路发送设备的典型实现方案。在图 8-3 给出 1R 再生器的示例, 包含有光放大器 (OA) <左侧>和集成有无源色散补偿 (PDC) 的线路放大器<右侧>。应该指出, 还可能有许多其他的有 PDC 能力的 1R 再生器实现方案。

典型的 WDM ptp 链路的例子显示在图 8-4。这只是一个特殊的 WDM ptp 实现方案。

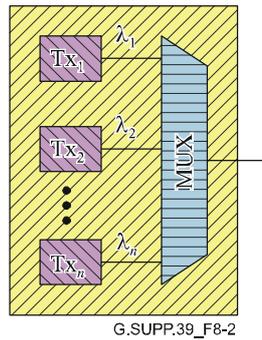


图 8-2—多路发送器实现方案示例

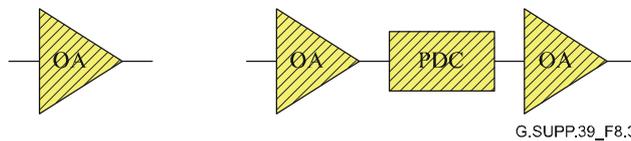


图 8-3—1R 再生器实现方案示例

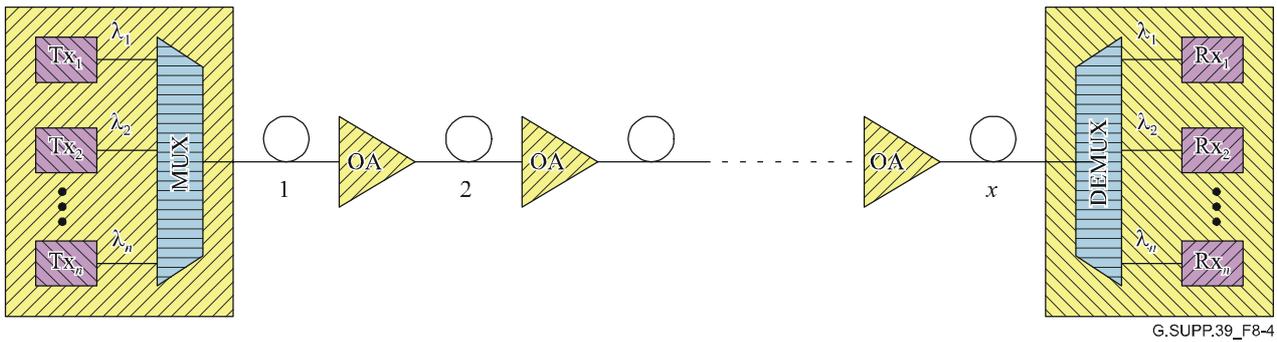


图 8-4—WDM点对点链路示例

### 8.1.1.2 总线结构

图 8-5 示出总线结构的通用表示法。由 M-Tx 发射的若干 ( $n$ ) 个 WDM 通路进入第一个光网元 (ONE)  $ONE_1$ 。由  $ONE_1$  分支和插入子群 ( $n_1$ ) WDM 通路, 那些  $n_1$  通路由接收和发射设备 (标记为 "Rx ( $n_1$ )" 和 "Tx ( $n_1$ )") 检出。在接下来的光网元  $ONE_2 \dots ONE_k$  继续同样的过程, 这里  $k$  表示 ONE 的总数 ( $k \geq 1$ )。分支和插入的通路数的范围可以是:

$$0 \leq n_j \leq n, (1 \leq j \leq k)$$

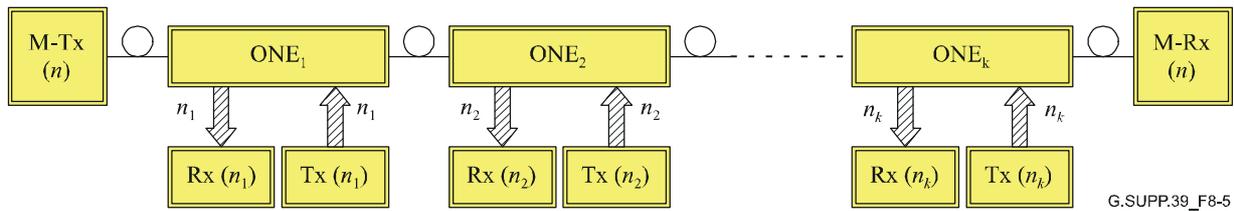


图 8-5—总线结构通用表示法

在  $n_j = n$  的情况下, 全部 WDM 通路都分出和插入。如  $n_j = 0$  保持, 则没有通路分出和插入, 即,  $ONE_j$  处于 1R 再生器状态。因而, 用这个通用方式也可以获得由一系列光放大器和光分/插复用器 (OADM) 结合组合的混合拓扑方案。

在每个光网元  $ONE_j$  ( $j = 1 \dots k$ ) 支路端口处, 绘有阴影的箭头指示最多可以使用  $n_j$  条光纤。

以下示出总线结构的某些实际实现方案。图 8-6 表示总线有两个 OADM 和在分支端口处每个插入和分支的 WDM 通路各使用一条光纤。图 8-7 是具有 OA 链路上一个使若干 ( $n^*$ ) 个 WDM 通路分支和插入的附加 OADM 组成的总线结构示例。与图 8-6 相反, 在这个实际的 OADM 的分支端口处只使用一条光纤 (载送全部  $n^*$  个 WDM 通路的光线)。

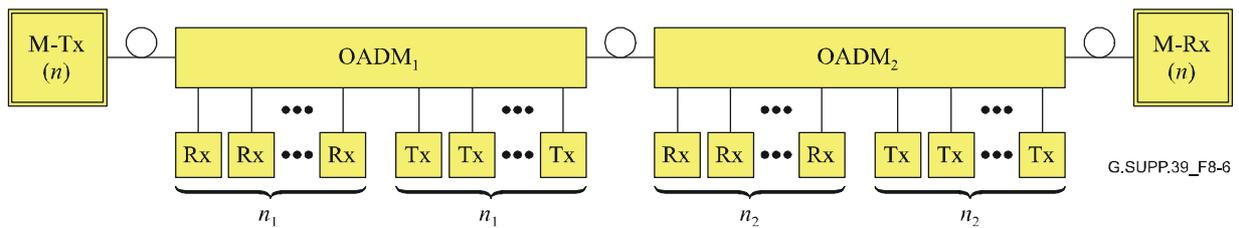


图 8-6—有两个OADM和每个分/插WDM通路用一条光纤的总线结构示例

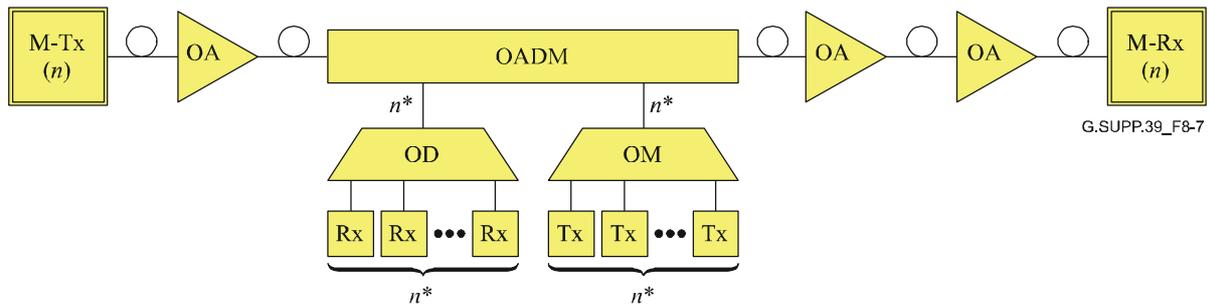


图 8-7—有光放大器和一个OADM的总线结构示例

## 9 “最坏情况”系统设计

对于最坏情况系统设计，用寿命终止时光和电的系统参数的最大和最小值作为客户网络（PDH、SDH、OTN）内光系统的指标。（ITU-T G.955、G.957、G.691、G.692、G.959.1 建议书）。

### 9.1 功率预算有关的问题

使用下列参数在“最坏情况”方法中给定单路（TDM，ITU-T G.957 和 G.691 建议书）和多路（WDM，ITU-T G.959.1 建议书）光系统的功率预算。

- 最大平均（通路）输出功率；
- 最小平均（通路）输出功率；
- 最大平均总输出功率（对于多路应用）；
- 最大衰减；
- 最小衰减；
- 最大颜色色散；
- 最小颜色色散；
- 最大差分群延迟（DGD）；
- 最大平均（通路）输入功率；
- 最小平均总输入功率（对于多路应用）；
- 最小接收器灵敏度（或最小等效灵敏度）；
- 最大光通道恶化。

#### 9.1.1 最小接收器灵敏度

最小接收器灵敏度定义为（对最坏情况和寿命终点）：为获得  $1 \times 10^{-12}$  的 BER，在 MPI-R 点，平均接收光功率能接受的最小值。产生最坏情况的原因有：最坏情况的发送器消光比、在 MPI-S 点的光回损、接收器连接器劣化、测量容限和老化效应。

除此之外受因光纤衰减使传输长度受到限制的光系统能够使用光的（提升、线路和/或前置）放大器（ITU-T G.661、G.662、G.663 建议书）运行。

### 9.1.2 最大光通道恶化

与光通道（如光纤颜色色散或偏振模色散、抖动、反射等）相关连的功率恶化包含在最大光通道恶化中，但是没有包括在最小接收灵敏度中。但是，要注意接收器的最小平均光功率必须小于按光通道恶化值确定的最小接收器灵敏度。

除此之外因光纤颜色色散使传输长度受到限制的光系统需要用某种色散调节（DA）处理（ITU-T G.691 建议书）克服光纤长度的限制，如 9.2.1 的考虑。

## 9.2 颜色色散

### 9.2.1 颜色色散 — 分析的方法

单模光纤的颜色色散是材料色散和波导色散的组合，它是引起数字信号产生脉冲展宽和失真的因素。从发送器看，这是由两个原因产生的。

一个原因是光源的光谱中存在不同的波长。每个波长沿着光纤有不同的相位延迟和群延迟，因而输出脉冲在时间上失真。（ITU-T G.957 建议书考虑了这个原因）

另一个原因是光源的调制，它自身有两个效应：

一个效应是调制信号的傅里叶频率内容。随着比特率提高，信号的调制频率宽度也增加，变得能够与光源的光频率宽度可比或超过。（在 ITU-T G.663 建议书引用了零频率宽度光源的公式。）

另一个效应是啁啾，当光源的波长谱在脉冲期间变化时出现啁啾。按惯例，当光谱在脉冲的上升/下降期间分别偏移向更短/更长的波长时在发送器出现正的啁啾。对于正的光纤色散系数，较长的波长相对于较短的波长迟到。因此，如果啁啾产物的符号和色散是正，这两个过程组合产生脉冲扩展。如果该产物是负，在光纤的初始长度直到脉冲达到最小宽度再随着色散的增加而再扩展的这个范围，能够出现脉冲压缩。

#### 9.2.1.1 由于颜色色散引起的比特率限制

本节归纳 ITU-T G.957 建议书的"epsilon 模型"，计算啁啾和边模相对可以忽略不计光源频谱和发送器啁啾的宽度色散效应。在许多实际情况啁啾可能占支配地位，本节指示的理论色散限值会比实验结果高或低。

其理论在附录一给出。它还假设对于光源和调制频谱的高斯整形有效值宽度理论能够适用于一般的整形，以及二阶色散比一阶色散小。按照 ITU-T G.957 建议书，考虑将当做比特周期几分之一脉冲展宽的允许值限制在一个最大值之内，该最大值称为"epsilon"值（ $\epsilon$  值），以下根据允许的功率恶化确定该值。

## 色散公式

这些公式遵从 I.7 给出的变换成以下使用的使用数值单位之前的一般形式。占空比是  $f$ ；对于 RZ  $f < 1$ ，对于 NRZ  $f = 1$ 。对于比特率  $B$  (Gbit/s)，沿着光纤长度  $L$  (km)，其色散系数  $D$  (ps/km·nm)，在光源平均波长  $\lambda$  ( $\mu\text{m}$ ) 的情况下，允许的最大颜色色散 (ps/nm) 是：

$$DL = \frac{1819.650\epsilon}{\lambda^2 B \left[ \left( \frac{1.932 B}{f} \right)^2 + \Gamma_v^2 \right]^{0.5}} \quad (9-1)$$

其中  $\Gamma_v$  (GHz) 是光源的光频谱的 -20 dB 宽度。它相应的波长谱的 -20 dB 宽度  $\Gamma_\lambda$  由下式给出：

$$\Gamma_\lambda \approx \frac{\lambda^2}{299.792} \Gamma_v \quad (9-2)$$

比较左边的结果和公式 9-1 表明调制源的“有效的” 20-dB 谱宽是  $\left[ \left( \frac{1.932 B}{f} \right)^2 + \Gamma_v^2 \right]^{0.5}$ ，调制和光频谱的组合。

对于宽谱/低比特率的有限情况，公式 9-1 和 9-2 给出：

$$DLB\lambda^2\Gamma_v \approx 1819.650\epsilon \quad \text{或} \quad DLB\Gamma_\lambda \approx 6.0697\epsilon \quad (9-3)$$

在  $\Gamma_v > \frac{14B}{f}$  的情况下，这些近似准确到公式 9-1 的 1% 以内。在 ITU-T G.957 建议书使用与公式 9-3 右边结果等效的结论（对于 1 dB 恶化和  $BER = 10^{-10}$ ）导出在那里的表中所列目标距离的光源要求。

对于相反的窄谱/高比特率限制，则有：

$$DLB^2\lambda^2 \approx 941.826\epsilon f \quad (9-4)$$

在定义为“窄线宽”源的  $\Gamma_v > \frac{B}{4f}$  的情况下，该近似精确到公式 9-1 的 1% 以内。对于 1 dB 恶化和 NRZ，公式 9-4 给出：

$$DLB^2\lambda^2 \approx 282.548 \quad (9-5)$$

ITU-T G.663 建议书引用的结论，对 1550 nm 而言接近这个结果。

注 — 在上述公式中和下面使用的结果中显示的重要值的数字是数值处理的结果。并不意味着公式和结果具有所示的准确度。

## 与功率恶化有关的时隙分数值

在 ITU-T G.957 建议书，对于 NRZ 脉冲和 SLM 激光器，脉冲展宽的分数值与功率恶化  $P_{ISI}$  (dB) 之间关系的公式是[26]：

$$P_{ISI} = 5 \log_{10} (1 + 2\pi\epsilon^2) \text{ 或 } \epsilon = \left( \frac{10^{\frac{P_{ISI}}{5}} - 1}{2\pi} \right)^{0.5} \quad (9-6)$$

该结果与 BER 无关，在 ITU-T G.957 建议书考虑的 BER 是  $10^{-10}$ 。实际上，在达到  $10^{-12}$  后，功率恶化稍微有点增加，因而在具体的 dB 恶化水平将  $\epsilon$  减小百分之几。

表 9-1 给出在几个重要的功率恶化下得出的值，包括大约 1½%-2% 的取整。

表 9-1—对于几个 epsilon 值的功率恶化

功率恶化 [dB]	Epsilon 值
0.5	0.203 ≈ 0.2
1	0.305 ≈ 0.3
2	0.491 ≈ 0.48

对于 MLM 激光器，模式分配噪声 (MPN) 的功率恶化被建模为[26]:

$$P_{MPN} = 2 \left( -5 \log_{10} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[ kQ \left( 1 - e^{-\pi^2 \epsilon^2} \right) \right]^2 \right\} \right) \quad (9-7)$$

式中， $k$  是 MPN 因子， $Q$  因子是在实际 BER 情况的有效信噪比。 $10^{-12}$  的 BER 相应于  $Q \approx 7.03$ 。总的功率恶化是  $P_{ISI}$  和  $P_{MPN}$  之和。

与[26]中公式相比公式 9-7 多出一个系数 2，这就证实了在[26]的公式没有用系数 2 推算模式分配噪声恶化。

在 ITU-T G.957 建议书决定与 MLM 激光器有关的  $\epsilon$  值时，采取  $Q = 6.36$  和相应  $10^{-10}$  BER 以及采取 MPN 因子  $k = 0.7$  的值，允许总功率恶化 1 dB。ITU-T G.957 建议书内  $\epsilon = 0.115$  的最大值比和公式 9-7 相符的值稍小，作为工程判断的结果决定应该采用更保守的值。

对于  $10^{-12}$  的 BER，使用 0.109 的 epsilon 值，它是用  $Q = 7.03$  和  $k = 0.76$  从公式 9-7 导出的。

下面的例子只考虑 SLM 激光器，它的 MPN 是零。

## 例子

本例子中使用的 STM 比特率是：对 NRZ 10G 为 9.95328 Gbit/s，对 NRZ 40G 为 39.81312 Gbit/s，如 ITU-T G.707/Y.1322 建议书规定。根据表 9-1，对于功率恶化 1 或 2 dB 分别采用  $\epsilon = 0.3$  或 0.48。

例子 1：考察对 1 dB 恶化在使用非零宽度光源的几个无啁啾 NRZ 比特率（啁啾或边模可以忽略）最大允许的颜色色散。然后，对于 1550 nm，公式 9-1 给出图 9-1。（按公式 9-2，在这个波长，频率扩展 100 GHz 相当波长扩展大约 0.8 nm。）要求的色散值与光纤类型无关。

注意，随着光源谱宽增加，最大允许颜色色散减小。这一点在较高比特率不明显，在那种情况调制光谱使得总谱宽的分数值较大。

用光纤颜色色散系统去除颜色色散得出色散限制的长度。对于具有  $D(1550) = 17 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$  的 G.652 光纤的例子，为了显示以 km 为单位的长度，用 17 去除图 9-1 的纵坐标标度得到一个类似它的图表。

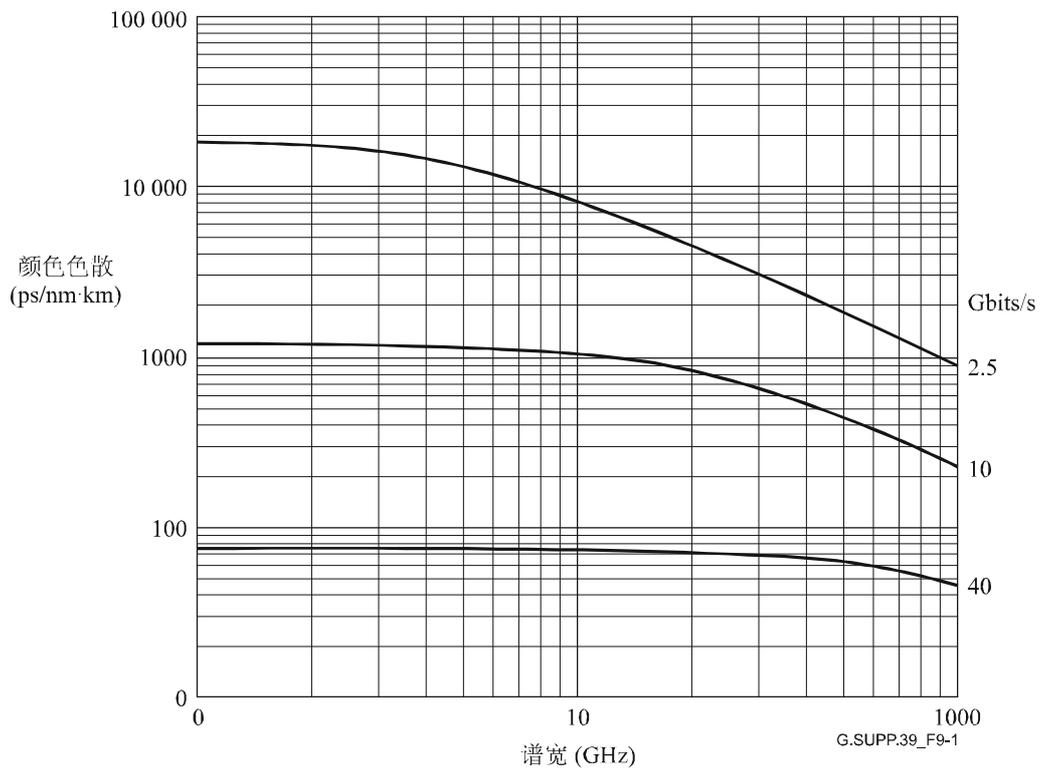


图 9-1—在1550 nm对于几个无啁啾NRZ比特率在1 dB功率恶化，最大允许颜色色散与光源谱宽的关系

例子 2: 考察在高比特率和窄线宽光谱的发送器时例子 1 的受限情况（上图纵坐标上之值）。由公式 9-4 给出分别对 1 或 2 dB 恶化的允许颜色色散值为：

$$DL \approx \frac{117.606 \text{ 或 } 188.169}{B^2} \quad (9-8)$$

表 9-2 示出相应的值。（1 dB 的数相当于图 9-1 垂直截取值。）

表 9-2—最大理论允许的颜色色散，对于1550 nm无啁啾窄线宽光源，几个无啁啾NRZ比特率和功率恶化

无啁啾NRZ比特率 [Gbit/s]	最大颜色色散 [ps/nm]	
	1 dB恶化	2 dB恶化
2.5	18.820	30.110
10	1.175	1.880
40	73.5	118

例子 3: 考察窄线宽光源, 在 C 波段上部范围 1565 nm 及 1 dB 恶化。公式 9-5 给出色散限制的长度为

$$L = \frac{115.362}{B^2 D} \quad (9-9)$$

表 9-3 示出某些例子。

**表 9-3—在1565 nm无啁啾窄线宽光源的理论长度限值，  
使用三种光纤类型和二种无啁啾NRZ比特率，1 dB恶化**

光纤类型		G.652	G.653	G.655
在 1565 nm 的色散系数(ps/(nm·km))		19	3.5	10
色散限制的长度 (km)	NRZ 10G	61	333	116
	NRZ 40G	3.8	20.8	7.3

考虑到在系统中, 应用代码是局内 I(≤25 km)、短途 S(≤40 km)、长途 L(≤80 km)和超长途 V(≤120 km)。对于表 9-3 中的 1565 nm 系统:

- I、S、L 和 V 应用的 G.653 光纤 NRZ 10G 系统或 I、S 和 L 应用的 G.655 光纤 NRZ 10G 系统通常不需要颜色色散调节。
- L 和 V 应用的 G.652 光纤 NRZ 10G 系统需要颜色色散调节。
- 对于所有光纤类型和 I、S、L 和 V 应用, NRZ 40G 系统都需要色散调节。对于 G.652 光纤, NRZ 40G 长度限制始于几公里。

ITU-T G.691 建议书给出了有源和/或无源色散调节技术, 在以下的第 9.2.1.2 节和第 9.2.1.3 节能够用来克服颜色色散引起的光纤长度限制。

例子 4: 作为最后一个例子, 考察将公式 9-4 应用到 40 Gbit/s 的几种格式。

**表 9-4—在1550 nm无啁啾窄线谱光源的最大允许颜色色散，  
对于几种啁啾40 Gbit/s格式和2 dB功率恶化**

格式 (无啁啾)	最大颜色色散 [ps/nm]
NRZ	118
RZ(2/3)	78
RZ(1/2)	59
RZ(1/3)	39
注 - 以上对 RZ (2/3) 给出的值是针对传统 RZ 调制而不是载波抑制 RZ。	

### 9.2.1.2 颜色色散引起的功率恶化

ITU-T G.959.1 建议书报道了对低色散系统允许最大通道恶化 1 dB, 对高色散系统允许最大通道恶化 2 dB。为了避免以高的恶化运行系统, 不让通道恶化与目标距离成正比。

今后, 将会引入采用基于发送器光信号预失真(即预啁啾)的 DA 技术的系统。在这种情况下, 上述意义的通道恶化只能定义在未失真信号两点之间。但是, 这些点与主通道接口不吻合, 而且甚至是不可接入的。这种用法的通道恶化尚待研究。

### 9.2.1.3 颜色色散调节

ITU-T G.691 建议书报道了下列有源色散调节技术：

- 在光发送器内采用预啁啾获得脉冲压缩和使传输距离增加。
- 为了获得脉冲压缩和更长的传输距离，自相位调制（SPM）利用 G.652 光纤的非线性 Kerr 效应，但是要求光信号功率在非线性门限之上。
- 色散支持的传输（DST）使用光的 FSK/ASK（或纯粹的光 FSK）调制并利用色散传输光纤将发送器的 FSK 信号部分变换成接收器的 ASK 信号。光的 FSK 调制用类似高通传送的功能与光纤的颜色色散相互作用。在接收器的电领域，使用低通滤波器（DST 滤波器），能够均衡响应信号。

因为所有 DA 技术都是附加在 E/O 发送器和 O/E 接收器之内的技术（也就是电领域的均衡），ITU-T G.798 建议书已引用这种处理作为通路色散调节（DAc）处理。

在 ITU-T G.691 建议书定义的无源颜色色散调节技术（DA）能够用在长途或多再生段高数据率传输系统。无源色散补偿（PDC, G.671）可以是色散补偿光纤（DCF）或光纤光栅。它能够被应用在有提升放大器的光发送器和/或有前置放大器的光接收器以及光线路放大器。为了补偿 PDC 模块的附加损耗，线路放大器能够按双级组态设计，并将这些器件可以夹在线路放大器之间，以便满足接收器 OSNR 要求。这种放大器辅助的色散调节（DA）处理已被 ITU-T G.798 建议书引用。

在多波长系统，PDC 能够精确地补偿某个波长的颜色色散；它可能对其他波长也精确地补偿。采用色散补偿和色散斜率一起补偿的办法能够最小化通路之间残余的色散差。因为光纤的颜色色散会随时间/温度变化，高速系统可能需要用 PDC 做部分补偿再有一部分用动态调节的适应补偿。

## 9.2.2 颜色色散 — 计算机法

### 9.2.2.1 引言

以下，评估系统对残余颜色色散的容限，提出对采用归零（RZ）传输格式的单路（SC）和多路（MC）系统的建议。

对 SC 40-Gbit/s 传输系统，建议了由输入平均功率决定的残余颜色色散的最大值。对 MC 传输（波长范围在 G.959.1 应用之内），考查了光纤色散斜率的效应和它的补偿。

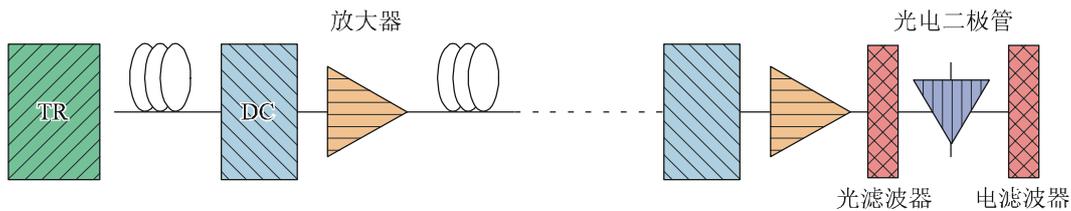
### 9.2.2.2 系统设想和计算工具说明

以下报告的结果以下列设想为依据：

- $N \times 40$  Gbit/s 系统在典型的长途长度（500-1000 km），有相当长的放大器间隔（例如，100 km）。

- 高斯脉冲 ( $T_{FWHM} = 5 \text{ ps}$ ) RZ 传输格式。因为我们的目的是分析色散效应，所以研究一个“理想”发送器。
- 用和放大器间隔相同的周期做周期的色散补偿。在文献[9]中提议了几种色散补偿方案（后置补偿、前置补偿、用预啁啾的后置补偿）。这里，我们只涉及后置补偿。
- 理想接收器的构成：带宽 160 GHz 光放大器、理想的光电二极管和电滤波器（带宽 32 GHz 四阶 Bessel-Thomson 滤波器）。
- 传送 32 比特的伪随机比特序列。在 MC 系统的情况下，各个通路上的比特序列互不相关。

系统的简单方案如图 9-2 示。



G.SUPP.39\_F9-2

图 9-2 一周期的后置补偿系统方案

关于模拟，实行分步傅里叶方法，亦称射线传播方法 (BPM)。BPM 的详细叙述见参考文献[10]和[11]，在这里给出一个简短说明。BPM 允许我们数字上求解非线性 Schrodinger 公式，这个公式描述光脉冲在光纤中的传播，它考虑到颜色色散、非线性效应（自相位调制、交叉相位调制和四波混频）、色散斜率的效应、光纤损耗和馈入幅度。

BPM 是近来所有商用模拟工具的基础。利用多种调研和将其结果与使用之前用其他商用工具得出的结果相比较等方法测试所采用的代码。

利用眼图上的恶化和 BER（或  $Q$  因子）评估系统性能。

### 9.2.2.3 $1 \times 40 \text{ Gbit/s}$ SC 系统残余颜色色散容限

因为应该考虑到好多方面，对  $1 \times 40 \text{ Gbit/s}$  系统最大容许的残余颜色色散很难给出一个通用的导则。

第一个方面是传输调制格式：在这个事件中，检验了 RZ 传输格式 ( $T_{FWHM} = 5 \text{ ps}$ )。第二点是光输入功率：事实上，低输入功率允许工作在线性区域，却不能保证足够的光信噪比 (OSNR)。另一方面，高输入功率，尽管 OSNR 良好，也会引起一贯的非线性效应（参见 9.5 和 9.7）。

利用放大器间隔 100 km 总长 500 km 的系统，输入光功率在 0 到 10 dBm 之间变化和残余色散 -30 到 +30 ps/nm 之间完成了模拟。图 9-3 报告在眼图上用 dB 表示的恶化与残余色散的关系，针对两种输入光功率：5 dBm（实线）和 10 dBm（虚线）。

可以看到，将上限设定为相对精确补偿情况眼睛闭合度恶化 1 dB，则最终的残余色散大约是 17 ps/nm。这个残余色散值相当于用 G.652 光纤的总长度上大约只是 1 km，而 G.655 光纤约为 4 km。

总之，40-Gbit/s 系统的特征是颜色色散容限很小，特别是在用 G.652 光纤的情况。实验结果[12]证实实现每个放大器一致的精确色散补偿是要点。

上述研究与采用的色散补偿器件的种类无关，而可调谐器的可用性显然允许用来解决这类问题。在涉及色散补偿光纤（DCF）时，系统应该修改成包括上级放大器。图 9-3 的结果只是在馈入 DCF 的光功率低于 3 dBm（以便降低其强烈的非线性效应）的情况才有效。

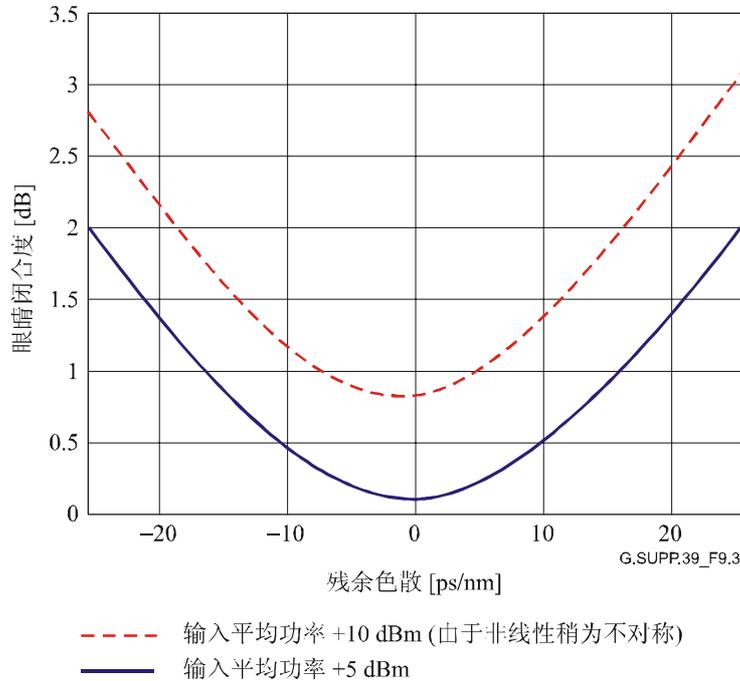


图 9-3—眼睛恶化与改变最末段长度得到的残余色散的函数关系

#### 9.2.2.4 N × 40 Gbit/s MC系统残余颜色色散容限

在波分复用（WDM）系统，还需要考虑光纤色散的斜率。由于色散的斜率，每个 WDM 通路由不同的色散系数值表征。在 1550 nm 区域，这个能够近似表示为：

$$D(\lambda) = D(1550) + S_0(\lambda - 1550) \quad (9-10)$$

式中， $D$  是色散系数， $S$  是色散斜率系数， $\lambda$  是通路波长。

在短时间内还很难找到能够精确地补偿色散斜率的色散补偿器件。因而，在涉及 WDM 系统时，选择能使中央通路得到精确补偿的色散补偿器件，而让两侧的那些通路遭受残余色散。此时，再次考查图 9-3 能够估计出每个通路最大允许的残余色散。这样的值同时给出三个量的限度：通路数（ $N$ ），通路间隔和系统长度。

当某些通路有较大的残余色散表征时，利用放置在分用器之后并按每个通路取最佳值的附加补偿，它们仍然能够得到可接受的性能。

### 9.2.2.5 一个例子：在G.652光纤上采用DCF的4 × 40 Gbit/s系统

本节提供一个先前讨论的实际例子。

考察具有下列参数的在 G.652 光纤上采用 DCF 的 4 × 40 Gbit/s WDM 传输系统：

- 四个间隔 200 GHz 的 WDM 通路，其波长是：
  - 通路 1:  $\lambda_1 = 1554.13 \text{ nm}$ ;
  - 通路 2:  $\lambda_2 = 1555.75 \text{ nm}$ ;
  - 通路 3:  $\lambda_3 = 1557.36 \text{ nm}$ ;
  - 通路 4:  $\lambda_4 = 1558.98 \text{ nm}$ ;
- 分用器带宽  $B = 160 \text{ GHz}$ ;
- G.652 光纤,  $D = 17 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$  和  $S_0 = 0.0677 \text{ ps/nm}^2\cdot\text{km}$ ;
- 用 DCF 做色散补偿, 其参数是  $D = -80 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$  和  $S_0 = -0.2 \text{ ps/nm}^2\cdot\text{km}$ ;
- 其他参数与 9.2.2.2 考虑的相同。

因为光纤的色散斜率和 DCF 的斜率不同，不同的通路遭受不同的色散，所以对它们的补偿不是等同的。

选择 DCF 使第三路 ( $\lambda_3 = 1557.36 \text{ nm}$ ) 获得精确补偿。我们在电滤波器之后利用以 dB 表示的眼睛闭合度评价系统性能。

图 9-4 示出每个通路累积的色散相对第三通路之间的差值。在这个方法中，我们能够在放大器的位置估计残余色散。

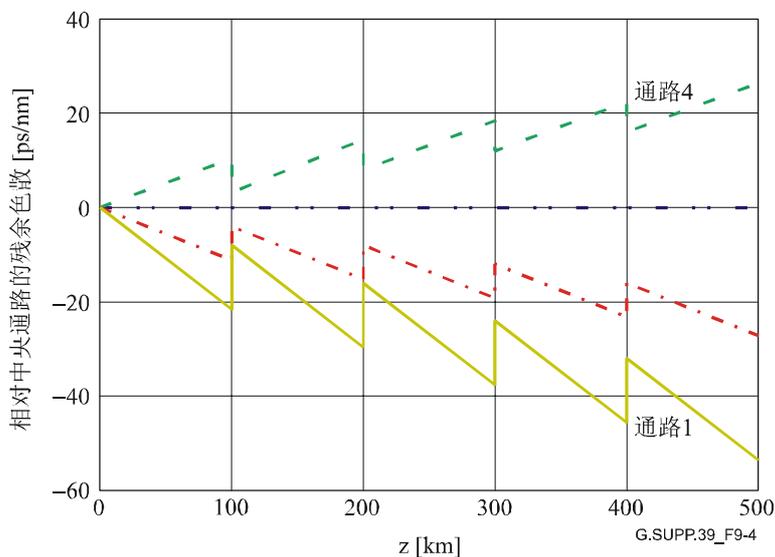


图 9-4—每个通路累积的色散与（精确补偿的）第三通路色散之间的差值

表 9-5 给出 500 km 之后得到的 CD 值。

表 9-5—得到的颜色色散值[ps/nm]

CD( $\lambda_1$ )	CD( $\lambda_2$ )	CD( $\lambda_3$ )	CD( $\lambda_4$ )
-40.9	-20.9	-1	19.1

按照图 9-5 的曲线，已经可以断言第一路的残余色散太大。而且，图 9-5 证实在那个通路不可能获得可以接受的性能。事实上，当 DCF 精确地补偿固定波长的颜色色散时，它的色散对于补偿色散斜率并不是最佳的。图中报告的眼睛恶化相应于输入平均功率+5 dBm。同时还进行了更高功率的模拟表明由于非线性效应恶化更加巨大。

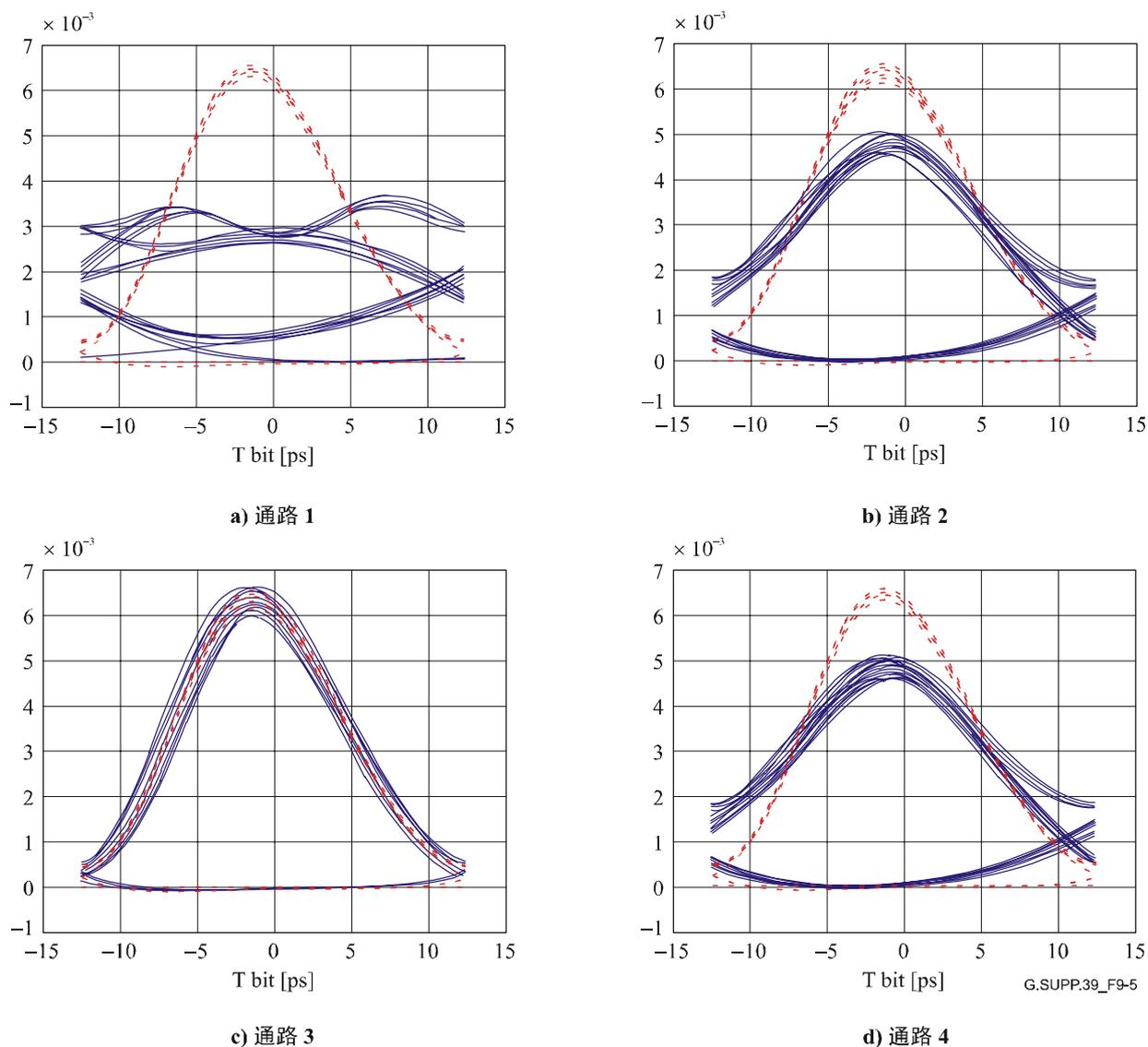


图 9-5—在 500 km 非线性系统终点几个通路的眼图

### 9.2.2.6 结论

显然，光纤色散斜率严重地限制了 WDM 系统的最大长度。因为它有决定性的作用，利用放在光分用器之后的对每个通路最佳化的色散补偿器件能够对旁侧通路的残余色散进行补偿。另一方面，可以强调高比特率系统的颜色色散容限很小，因而应当高度准确地选择光纤长度。

### 9.3 偏振模色散

对于高达 40 Gbit/s 的 NRZ 传输，最大 DGD 设为比特周期的 30%，相当最大 1 dB 通道恶化。二阶 PMD 以及它和颜色色散的相互作用和对 RZ 的容限有待研究。

#### 9.3.1 PMD 补偿

现有的链路单元的规范包含支持系统要求的统计学概况。在第 10.4 节能找到对这方面的进一步讨论。

PMD 补偿技术能够用于 PMD 过分大的链路。为了确立需要的 PMD 补偿范围，可能需要小心地研究外部设施。

#### 9.3.2 PMD 功率恶化

由 DGD 在接收点 R 引起的功率恶化是两个正交的偏振模相对功率的函数。随着光缆偏振基本状态的相对校正情况和光源的偏振状态的改变而变化。最大链路 DGD 设定为允许在最坏情况的功率分割比（两个模式功率相等）不会超过给定的一阶功率恶化。传输格式，NRZ 或 RZ 也影响最坏情况一阶功率恶化。

对于 ITU-T G.691 和 G.959.1 建议书的 10-Gbit/s NRZ 应用，1 dB 一阶恶化余量相当于在 R 点 DGD 的 30 ps 限值。（这相当于颜色色散方面相同的 epsilon 值，预料 20 ps 是 0.5 dB 的值）和颜色色散的情况一样，RZ 的情况待研究。

### 9.4 BER 和 Q 因子

ITU-T G.691、G.692 和 G.959.1 建议书的应用具有光部分的设计目标是寿命终期比特差错率（BER）劣于  $10^{-12}$ 。SDH 应用的这个要求从 ITU-T G.826 建议书（和更新的 ITU-T G.828 建议书）导出，而 OTN 应用的相应要求由 ITU-T G.8201 建议书给出。

但是，ITU-T G.957 建议书的应用却有寿命终期 BER 为  $10^{-10}$  的要求，这是因为当时处于它们的开发时期要求不那么严。

为了将应用从 BER  $10^{-10}$  “迁移”到  $10^{-12}$ ，采用的惯用办法是在 BER 为  $10^{-10}$  最大衰减范围为 12 dB 的应用代码在 BER 为  $10^{-12}$  时降到 11 dB，在 BER 为  $10^{-10}$  最大衰减范围为 24 dB 的应用代码在 BER 为  $10^{-12}$  时降到 22 dB。

一般，参考 BER 之值越低越难真正确认接收器性能，因为需要扩大测量时间。对于 BER 为  $10^{-12}$  的 STM-1 和 STM-4 接收器灵敏度这一点在实际上是合理的。建议两个方法来讨论这个问题。第一个是使用无差错工作的实际长度建立差错比低于要求水平的某个概率。能够求出需要的无差错比特数 ( $n$ ) 为：

$$n = \frac{\log(1-C)}{\log(1-P_E)} \quad (9-11)$$

式中， $C$  是需要的置信度水平（例如，对 95% 置信度是 0.95）和  $P_E$  是 BER 要求（例如， $10^{-12}$ ）。因而，如果要求对 BER 低于  $10^{-12}$  置信度水平为 95%，需要  $3 \times 10^{12}$  个无差错比特（在 STM-16 速率是 20 分钟）。

因为在较低的速率仍旧需要长的测量时间，替代的方法是测量  $Q$  因子。 $Q$  因子是在判决电路的信噪比，以电压或电流为单位，典型表达式是：

$$Q = \frac{(\mu_1 - \mu_0)}{(\sigma_1 + \sigma_0)} \quad (9-12)$$

式中， $\mu_{1,0}$  是传号/空格的电压或电流平均值， $\sigma_{1,0}$  是标准离差。BER 为  $10^{-12}$  相当于  $Q \approx 7.03$ 。

为了在最佳判决电平判断信号的质量，实际的  $Q$  测量技术是在接收“眼睛”的上部和下部区域进行测量，因此能够认为  $Q$  只是真实 BER 品质上的指示器。

在门限设定为最佳值时，与 BER 的数字关系是（在不用 FEC 操作的情况）

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (9-13)$$

式中，

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{\beta^2}{2}} d\beta \quad (9-14)$$

这个公式对于  $Q > 3$  的普遍近似式是：

$$BER \approx \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{Q^2}{2}} \quad (9-15)$$

另一个能在  $Q$  的整个范围给出准确答案的表达式是[13]：

$$BER \approx \frac{e^{-\frac{Q^2}{2}}}{\sqrt{2\pi} \left( \left(1 - \frac{1}{\pi}\right) Q + \frac{\sqrt{Q^2 + 2\pi}}{\pi} \right)} \quad (9-16)$$

图 9-6 给出对于小于 5 的  $Q$  值这两个近似式的比较图表。

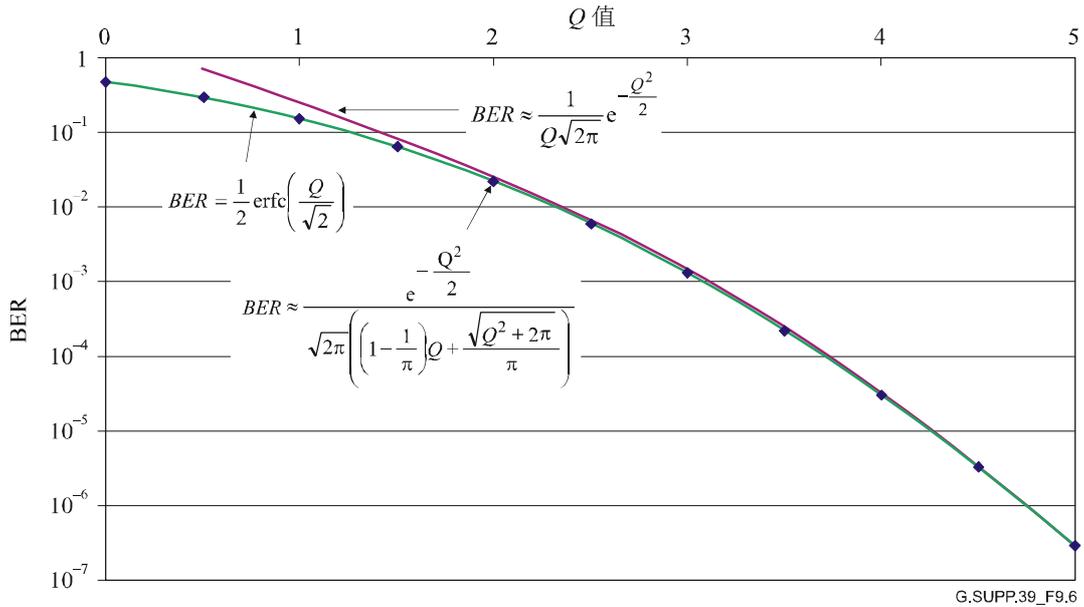


图 9-6—BER和 $Q$ 的近似关系

### 9.4.1 FEC使能应用时BER

ITU-T G.693、G.959.1 和 G.698.1 建议书, 已经提议和定义按 OTUk 速率工作要求传输 ITU-T G.709/Y.1331 建议书规定的 FEC 字节的几种应用代码和光接口参数集。在这些应用代码中, 要求系统的 BER 只是“在应用矫正(如果使用)之后”符合规定。在这些特定的情况下, 按照在 FEC 解码输出比特差错率 (BER) 优于  $10^{-12}$  规定光参数。在图 9-7 说明这一点。如表 11-2 所示, 理论 BER 相对在 FEC 解码器输出(点 B)  $10^{-12}$  的 BER, 在接收器输出(图 9-7 中点 A) 是  $1.8 \times 10^{-4}$ 。

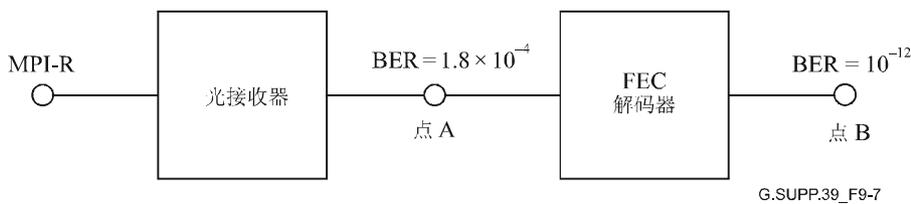


图 9-7—对于比特差错率使用FEC对接收器性能的效果

在难于将 FEC 技术应用于部件检验的场合, 用相当于 FEC 解码器输入而不是  $10^{-12}$  的比特差错率检验光发送和接收器件(包括在 FEC 使能应用中使用的)可能是更加实际和性价比高的,  $10^{-12}$  在大多数情况是比应用需要更加严格的发现问题的测试准则。

用于这个目的合适的 BER 与某些应用上的扩展有关, 由于差错统计上的变化(脱离理论假设的随机差错分布), 会要求对于 B 点的平均 BER 为  $10^{-12}$  而言 A 点的平均 BER 低于  $1.8 \times 10^{-4}$ 。然而, 对于最实用的用途, 认为  $10^{-5}$  到  $10^{-6}$  范围内的值是适当的。

使用这个方法，在接收器输出（点 A）按 BER 为  $10^{-5}$  到  $10^{-6}$  测得的接收器灵敏度和光通道恶化值通常是在 FEC 解码之后（点 B）按 BER 为  $10^{-12}$  的接收器灵敏度和通道恶化值的保守估计。

## 9.5 噪声有关的问题

在使用级联光放大器链的系统，所有放大器贡献的 ASE 噪声累积起来。因而，每个光放大器之后 OSNR 劣化。对于监测和表征光放大器的性能 OSNR 是有用的。以下提出估计最坏情况 OSNR 的公式和说明文字：

图 9-8 描绘一个多通路 N 段参考系统，该系统有提升放大器、N-1 个线路放大器和前置放大器。对于这个参考系统，制订了下列主要假设：

- 链内所有光放大器，包括提升放大器和前置放大器有相同的噪声指数。
- 所有放大段的（每路）损耗相等。
- 提升放大器和线路放大器的（每路）输出功率相同。

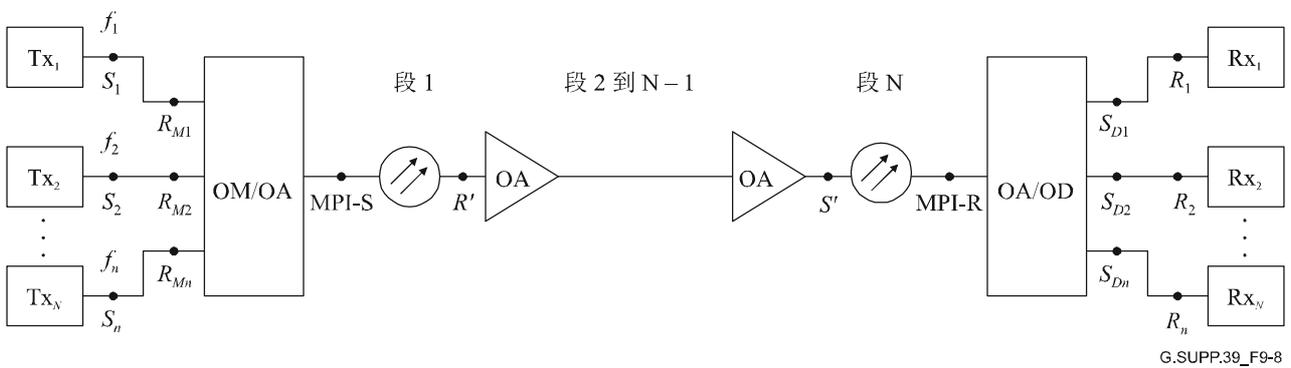


图 9-8—光线路系统接口的表示（多路 N 段系统）

在这种情况下，在接收器输入的 OSNR（图 9-8 中  $R_i$  点， $i = 1, \dots, n$ ）能够近似为：

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log \left( N + \frac{10^{\frac{G_{BA}}{10}}}{\frac{L}{10^{10}}} \right) - 10 \log(h\nu v_r) \quad (9-17)$$

式中， $P_{out}$  是提升放大器和线路放大器的（每路）输出功率，以 dBm 为单位； $L$  是放大段的损耗，以 dB 为单位（假定它等于线路放大器的增益）； $G_{BA}$  是光提升放大器增益，以 dB 为单位； $NF$  是光放大器的信号/自发噪声指数，以 dB 为单位； $h$  是普朗克常数（以 mJ·s 为单位，为的是与  $P_{out}$  以 dBm 为单位相一致）； $\nu$  是光频率，以 Hz 为单位； $\nu_r$  是参考带宽，以 Hz 为单位（相当于 9.5.1 中  $c/Br$ ）； $N-1$  是线路放大器的总数。

公式 9-17 指示 ASE 噪声是由全部  $N+1$  放大器累积起来的。在下列情况能够简化它：

- 1) 如果提升放大器的增益与线路放大器增益近似相同，即， $G_{BA} \approx L$ ，公式 9-17 能简化为：

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log(N+1) - 10 \log(h\nu v_r) \quad (9-18)$$

- 2) 只要是放大段损耗  $L$  (各自是线路放大器的增益) 比提升放大器增益  $G_{BA}$  大得多, 来自提升放大器的 ASE 噪声就能够忽略不计。在这种情况下, 公式 9-18 简化为:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(N) - 10\log(h\nu\nu_r) \quad (9-19)$$

注 — 公式 I-3/G.692 描述的只是一个实际情况。

- 3) 对只有一个提升放大器的单段情况, 公式 9-18 也有效, 例如, 图 5-5/G.959.1 的短途多路 IrDI, 在这种情况下它能够修改为:

$$OSNR = P_{out} - G_{BA} - NF - 10\log(h\nu\nu_r) \quad (9-20)$$

- 4) 在只有前置放大器的单段, 公式 9-18 能够修改为:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(h\nu\nu_r) \quad (9-21)$$

### 9.5.1 OSNR 测量

OSNR 通常按分辨带宽 0.1 nm 表示, 用公式 9-22 确定:

$$OSNR = 10\log \frac{P_i}{N_i} + 10\log \frac{B_m}{B_r} \quad (9-22)$$

式中,

$P_i$  是在第  $i$  通路的光信号功率 (瓦特)

$N_i$  是在第  $i$  通路在噪声等效带宽  $B_m$  内测得的噪声功率内插值 (瓦特):

$$N_i = \left( \frac{N(\nu_i - \Delta\nu) + N(\nu_i + \Delta\nu)}{2} \right)$$

$\Delta\nu$  是内插偏移等于通路间隔的一半 (对于 200-GHz 通路间隔,  $\Delta\nu = 100$  GHz)。

$B_r$  是参考光带宽。(  $B_m$  和  $B_r$  的单位可以按频率或波长, 但必须一致) 典型地, 参考光带宽是 0.1 nm。

图 9-9 示出通常都同意的从测量数据评估 OSNR 的程序。为了得到准确的结果, 必须小心地采用一个分辨带宽, 它要适合被测信号的比特率, 例如对 40 Gbit/s 推荐最小测量分辨带宽为 1 nm。

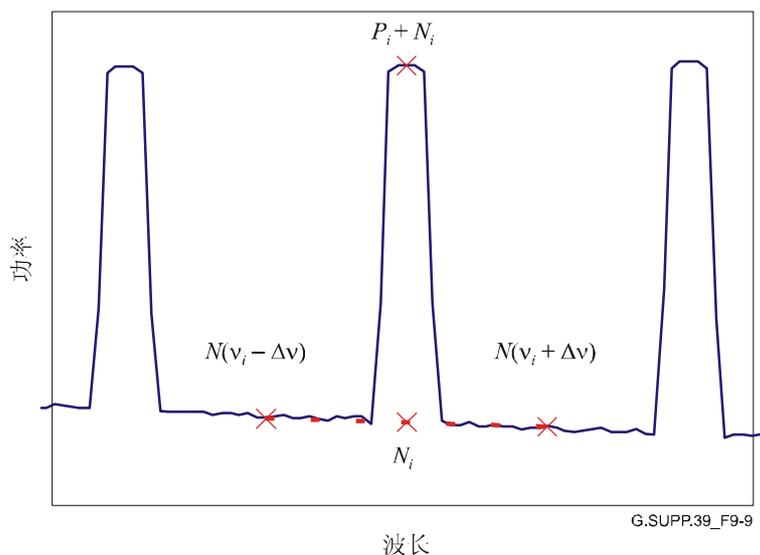


图 9-9—按光谱的OSNR测量

还应指出，这个评估 OSNR 的方法在某些环境会给出不准确的结果。图 9-10 示出这种情况，由于链路中存在 OADM 部分路径，通路中间的噪声受到过滤。这里，通路间的间隙内噪声测量的内插值不能给出噪声在信号波长的有效估值。

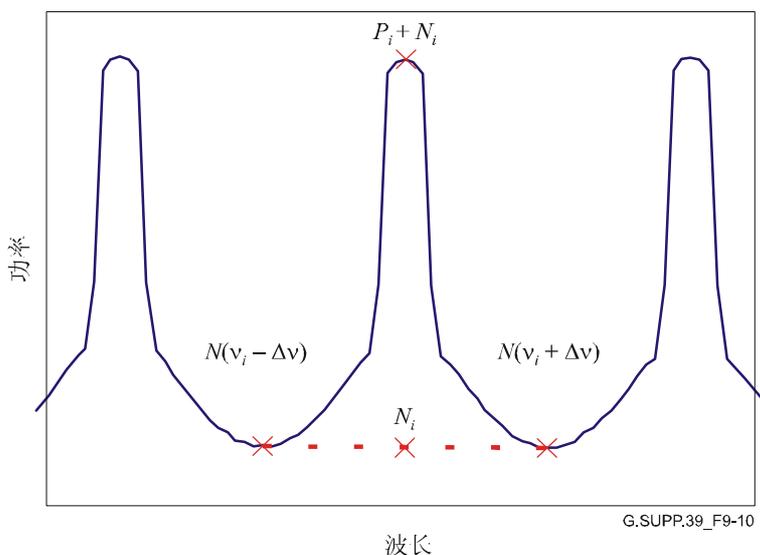


图 9-10—噪声整形引起的不准确OSNR测量

类似的问题能够出现在通路间隔密的高比特率通路的系统，在这种情况下信号峰的边缘达不到通路之间中点处真实的噪声电平。

### 9.5.2 单段前置放大系统的OSNR和接收光功率

公式 9-23 说明具有一段和一个光前置放大器的系统由 ASE 产生的 OSNR 劣化:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log(h\nu \nu_r) \quad (9-23)$$

采用: 在 0.1-nm 分辨带宽和在波长 1550 nm,  $P_{received} = P_{out} - L$  and  $-10 \log(h\nu \nu_r) = +58$  dB, 公式 9-23 变成:

$$OSNR = P_{received} - NF + 58 \text{ dB} \quad (9-24)$$

对于一段和用光放大器背对背测量, 公式 9-24 是有效的。在前置放大器输入处信号输入功率 ( $P_{received}$ ) 和在前置放大器输出处 OSNR 凭借前置放大器的噪声指数 NF 有着完全的线性关系。

如图 9-11 示, 利用有高 OSNR (>40 dB) 的信号源, 衰减进入光前置放大器 (EDFA) 的信号输入功率 ( $P_{接收}$ ) 能够使 OSNR 改变。在 EDFA 之后直接测量 OSNR。可以预料到相对接收光功率的线性关系是符合公式 9-23 的。

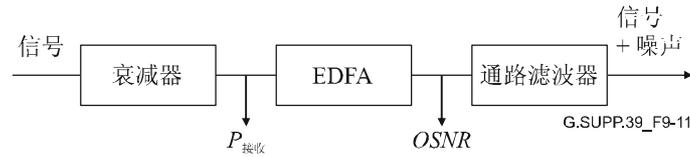


图 9-11—OSNR测量装置

图 9-12 示出在宽范围上 OSNR 与接收光功率的关系, 采用 1550 nm 43-Gbit/s NRZ 调制通路, 如果在通路波长测得的功率是  $P_m$  ( $P_m = P_i + N_i$ ), 则计算  $OSNR = 10 \log \frac{P_m}{N_i} + 10 \log \frac{B_m}{B_r}$  能够估计 OSNR 之值。但是, 对于低于大约 20 dB 的 OSNR 值, 会导致如图 9-12 中曲线 "n\_uncor" 所示的过高估计, 因此, 较好的步骤是计算  $OSNR = 10 \log \frac{P_m - N_i}{N_i} + 10 \log \frac{B_m}{B_r}$ , 它给出如公式 9-23 所预料的线性关系, 标记 "n\_cor"。这个线性关系依赖于噪声指数是常数, 所以当输入功率变成足以引起饱和那么高时它将不再变化。

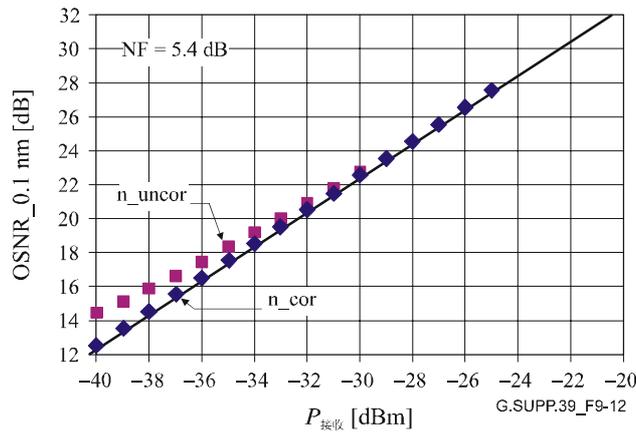


图 9-12—OSNR与接收光功率的关系，采用噪声校正（n\_cor）和不用噪声校正（n\_uncor）在信号通路波长测量

总之，对于单段传输和用前置放大器背靠背测试的情况，得出 OSNR 与接收光功率的线性关系。因而，眼睛闭合度引起的任何通道恶化都直接与前置放大接收器内 OSNR 恶化相关。

注 1 — 对于长途多段（OSNR 受限）传输系统，功率恶化和 OSNR 恶化是不同的。

注 2 — 如图 9-13 所示，对于前置放大和无前置放大的接收器功率恶化不同，就像 BER 对光功率的曲线的斜率不同。无前置放大接收器的 1 dB 恶化等效于前置放大接收器的 2 dB OSNR 恶化。

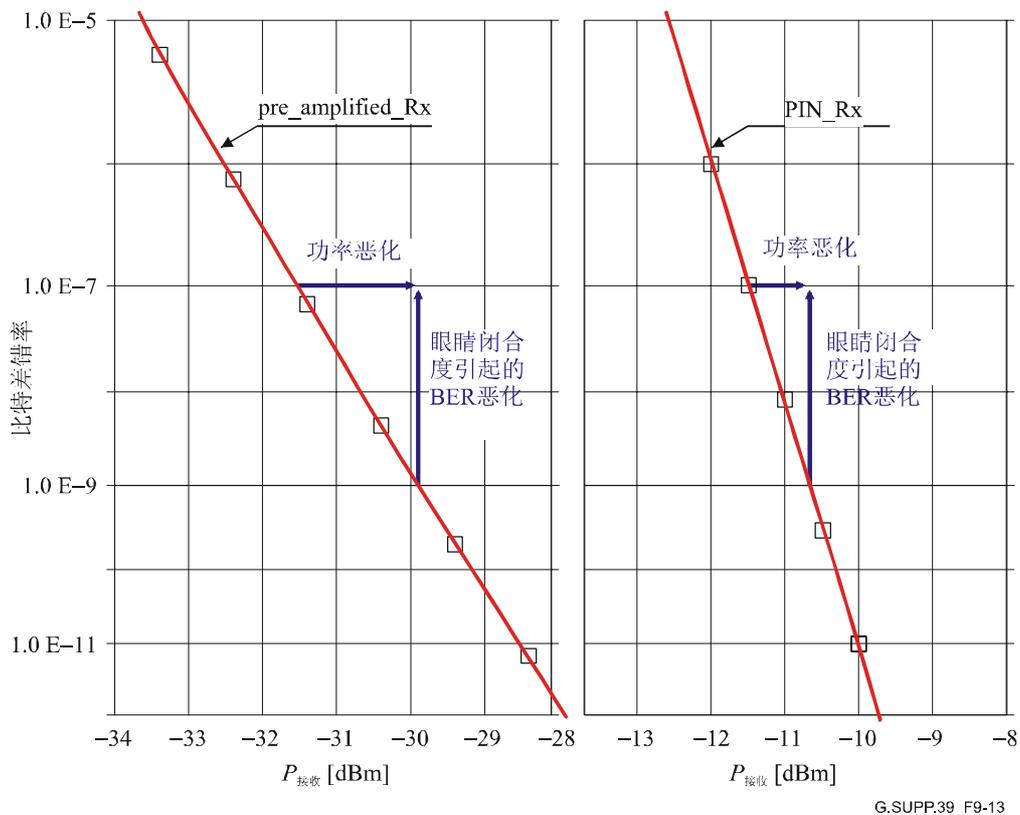


图 9-13—有光前置放大器和没有光前置放大器的BER与接收光功率的关系

## 9.6 光串话

### 9.6.1 术语的定义

因为在工业界用来描述光串话和它的效应的术语不统一，在这里对它们下一个简要的定义是有用的（见表 9-6）。在 ITU-T 第 15 研究组，有一个惯例是术语“串话”保留给系统效应的描述而对部件的特性使用术语“隔离”。

表 9-6—使用的术语

参数 [单位]	符 号	定义它的 ITU-T 建议书	定 义
<b>系统参数</b>			
路间串话 [dB]	$C_C$	G.692	干扰通路的总功率与被干扰通路的功率比。（被干扰和干扰的通路在不同的波长（总计 $k$ ））。
干涉串话 [dB]	$C_I$	—	单个通路（波长）内干扰功率（不包括 ASE）与被干扰功率之比。该参数也称为“路内串话”。
路间串话恶化 [dB]	$P_C$	—	考虑到路间串话在系统预算中分配的恶化。
干涉串话恶化 [dB]	$P_I$	—	考虑到干涉串话在系统预算中分配的恶化。
通路功率差 [dB]	$d$	G.959.1	通路进入器件的功率之间最大允许的功率差。
消光比（这里采用线性）	$r$	G.691	逻辑“1”中央的功率与逻辑“0”中央的功率比。
眼睛闭合度恶化 [dB]	$E$		所有眼睛闭合度效应引起的接收器灵敏度恶化。这个包括发送器眼睛闭合度和颜色色散恶化。
<b>部件参数</b>			
介入损耗 [dB]	$IL$	G.671	在被干扰的通路波长，从输入到输出端口降低的功率。
单向隔离 [dB]	$I$	G.671	在干扰通路波长器件的损耗和在被干扰通路波长的损耗之间的差。
相邻通路隔离 [dB]	$I_A$	G.671	在被干扰的通路之上和之下的一个通路波长器件的隔离。
非相邻通路隔离 [dB]	$I_{NA}$	G.671（待研究）	在除相邻通路外所有干涉通路的波长器件的隔离。

串话效应的研究分成两段：路间和干涉。

### 9.6.2 路间串话

这个效应最可能的原因被认为是多路传输信号在一组单路接收器之前不完美的分用进它的各个通路。图 9-14 描绘了这个情况。

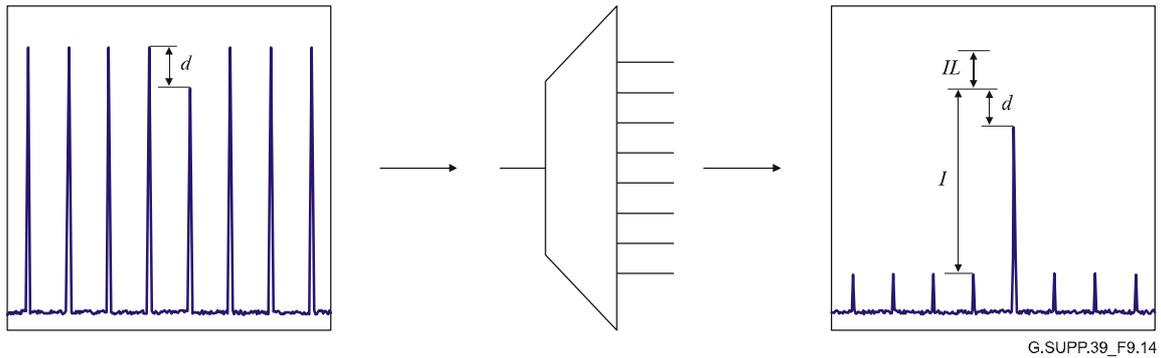


图 9-14—简单的分用器示例

这里，若干 DWDM 通路进入分用器的公共端口。任何实际通路的最坏情况是它的功率最小而其他所有通路功率最大。通路之间最大允许的差值标记为  $d$  (dB)。当通路从各个输出端口呈现出来时，干扰通路相对被干扰的通路被衰减了一个等于单向隔离  $I$  (dB) 的量。

制约任何给定光系统能够容忍的光串话最大电平的主要参数是路间串话恶化  $P_C$ 。根据该参数和少量的其他参数，必然能得到要求的分用器隔离参数。

在图 9-14 示出的情况下，能够列出  $k$  路系统路间串话  $C_C$  的公式：

$$C_C = d - I + 10 \log_{10}(k - 1) \quad \text{dB} \quad (9-25)$$

希望能够从路际串话恶化导出要求的  $C_C$  值。如果假设如上述有很大数量的等幅度干扰信号，则能够产生求解这个问题的相对简单的模型。在实际的分用器，对紧邻于被干扰通路的通路给定的隔离值  $I_A$  小于非紧邻干扰通路的隔离  $I_{NA}$ 。考虑到这一点，情况改变成图 9-15 所示情况。

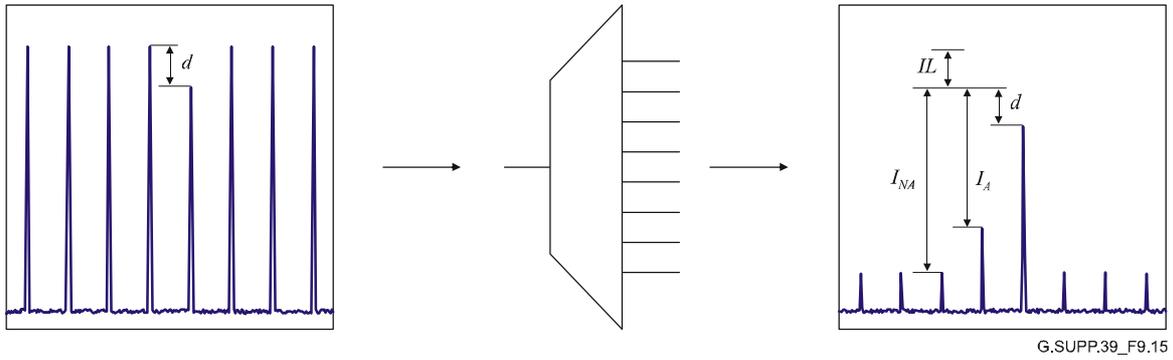


图 9-15—更实际的分用器示例

路间串话  $C_C$  的公式就变成:

$$C_C = d + 10 \log_{10} \left( 2 \times 10^{\frac{-I_A}{10}} + (k-3) 10^{\frac{-I_{NA}}{10}} \right) \quad \text{dB} \quad (9-26)$$

但是, 在这种情况下,  $I_A$  和  $I_{NA}$  的差值能够给出具有相同总  $C_C$  值的不同路间串话恶化  $P_C$  的系统。两种极限情况的公式给出如下。

对于单个干扰通路:

$$P_C = 10 \log_{10} \left( 1 - 10^{\frac{C_C}{10}} \frac{r+1}{r-1} \right) \quad \text{dB} \quad (9-27)$$

式中,  $r$  是线性消光比。

注 1 — 这个公式不直接包括发送器眼睛闭合度或通道恶化引起的任何眼睛开度降低的效应。但是, 计算将消光比和眼睛闭合度都考虑进去的  $r$  的有效值 (标记为  $r'$ ) 能够将这些效应包括进去。

$$r' = \frac{(r+1) + 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)}{(r+1) - 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)} \quad (9-28)$$

式中,  $E$  是以 dB 为单位的眼睛闭合度恶化。作为例子, 如果消光比是 6 dB, 则  $r = 3.98$ 。考虑进一步的 3 dB 眼睛闭合度恶化设定  $r' = 1.86$ 。

对于很大数量的等幅度干扰通路 (其数据互不相干), 路间串话变得很像噪声并能够认为是高斯近似。在这种情况下, 必须将类噪声的串话与接收器的噪声贡献 (或 ASE) 进行卷积, 产生有效恶化。

按照下列[14]和[15]中方法, 并用高斯近似二项式分布, 公式变成:

$$P_C = -5 \log_{10} \left( 1 - \frac{10^{\frac{2C_C}{10}}}{k-1} Q^2 \left( \frac{r+1}{r-1} \right)^2 \right) \quad (9-29)$$

式中,  $Q = \sqrt{2} \text{erfc}^{-1}(2 \times BER)$ 。对于  $BER$  为  $10^{-12}$  时,  $Q \approx 7.03$ 。

在图 9-16 绘出各种假定情况下路间串话与引发的光恶化的关系。实际系统负担的光恶化位于比最高曲线低的某处。

注 2 — 串话恶化可能还与线路码 (RZ 或 NRZ) 以及预想的和干扰的信号的对比特率有关。

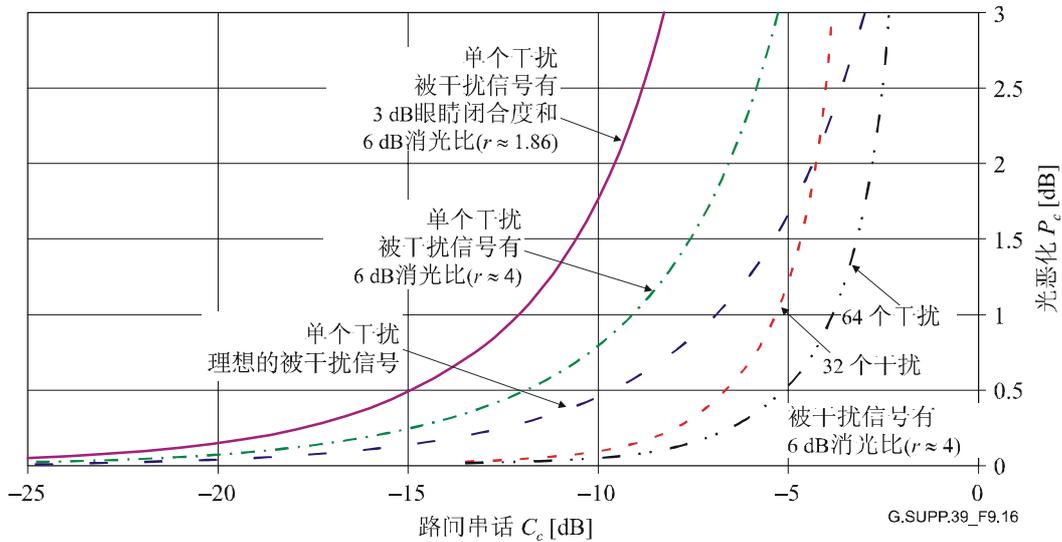


图 9-16—光恶化与路间串话的关系

则确定要求的隔离的步骤可以是：

- 由系统参数建立  $P_C$  值，对不同系统它可能不同。例如，短途系统可以比长途系统分配更高的串话恶化。为了解说的目的，选择 0.5 dB。
- 从  $P_C$  导出  $C_C$  值。当  $I_A$  和  $I_{MA}$  之间的差很大时，需要的模型位于两个干扰信号之间的那个，在  $I_A$  等于  $I_{MA}$  和  $k$  大时，变成高斯模型。选择图 9-16 上最坏情况示例的曲线，得出该值为 -15 dB。
- 从系统参数建立  $d$  的值，它是一个系统与另一个系统不一样的。例如在 ITU-T G.959.1 建议书，应用代码 P16S1-1D2 有  $d = 6$  dB，而 P16S1-2C2 有  $d = 2$  dB。（由此导致这些应用之间所需的隔离有 4-dB 的差异）因而，对 P16S1-1D2 设定  $d = 6$  dB。（而且，对这个应用  $k = 16$ 。）
- 将这些参数代入简单公式  $C_C = d - I + 10 \log_{10} (k - 1)$  得出  $-15 = 6 - I + 10 \log_{10} (15)$ ，它导出这个例子的值  $I = 32.8$  dB。

### 9.6.3 干涉串话

当干扰通路和被干扰的通路在相同的标称波长就出现干涉串话。这种情形有四个例子：

- 在光分/插复用器，所关注的波长在新信号插入之前被不完全地分支；
- 在光复用器，某个发送器可能在另一个通路波长上发送功率（例如，由于边模抑制比不够），在 G.692 中被称为发送侧串话；

- 在光交叉连接，缺乏足够的开关隔离引起某个源发光纤以外的光线到达接收器。
- 在任何的部件或部件组，存在一个以上的光线能到达接收器的通道。这被称为多通道干扰 (MPI)。

当两个光信号彼此足够接近，它们的节拍频率在接收器的电带宽内时，干涉串话的性质不同于路间串话。在这种情况下，它是光场相互作用产生串话而不是光功率，因此，产生实际恶化所需的串话电平非常小。

对于单个干扰，串话能够模型化为有界概率密度函数 (pdf)。由[16]得出串话恶化 (包括不完善的消光比效应)，对于平均功率密度门限为：

$$P_I = 10 \log_{10} \left( \frac{\frac{r-1}{r+1}}{\frac{r-1}{r+1} + 10^{\frac{C_I}{10}} - 4 \sqrt{\frac{r}{r+1}} 10^{\frac{C_I}{20}}} \right) \text{ dB} \quad (9-30)$$

对于最佳判决门限为：

$$P_I = -10 \log_{10} \left( 1 - 2 \left( \frac{(1 + \sqrt{r}) \sqrt{10^{\frac{C_I}{10}} (r+1)}}{r-1} \right) \right) \text{ dB} \quad (9-31)$$

对于有 6-dB 消光比恶化的被干扰信号，干涉串话绘出图 9-17。

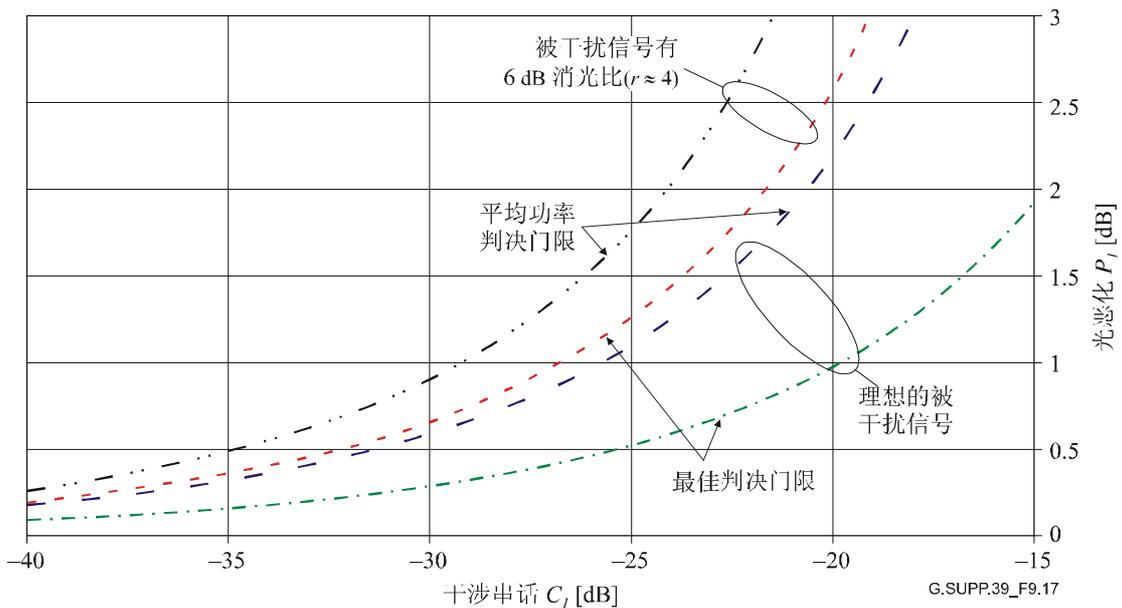


图 9-17—单个串话的光恶化与干涉串话的关系 (有界模型)

对于多个干扰，pdf变成高斯近似，PIN 接收器按[15]光串话恶化对于平均功率判决门限为：

$$P_I = -5 \log_{10} \left( 1 - 4 \times 10^{\frac{C_I}{10}} Q'^2 \frac{1 + \frac{1}{r}}{\left(1 - \frac{1}{r}\right)^2} \right) \quad \text{dB} \quad (9-32)$$

对于最佳判决门限为：

$$P_I = -5 \log_{10} \left( 1 - 2 \times 10^{\frac{C_I}{10}} Q^2 \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 + \left(10^{\frac{C_I}{10}}\right)^2 Q^4 \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 \right) \quad \text{dB} \quad (9-33)$$

其中  $Q' = \sqrt{2} \text{erfc}^{-1}(4 \times \text{BER})$  和  $Q = \sqrt{2} \text{erfc}^{-1}(2 \times \text{BER})$ 。对于 BER 为  $10^{-12}$ ， $Q' \approx 6.94$  和  $Q \approx 7.03$ 。

在图 9-18 绘出对于理想被干扰信号还有 6 dB 消光比的信号的这些函数关系。

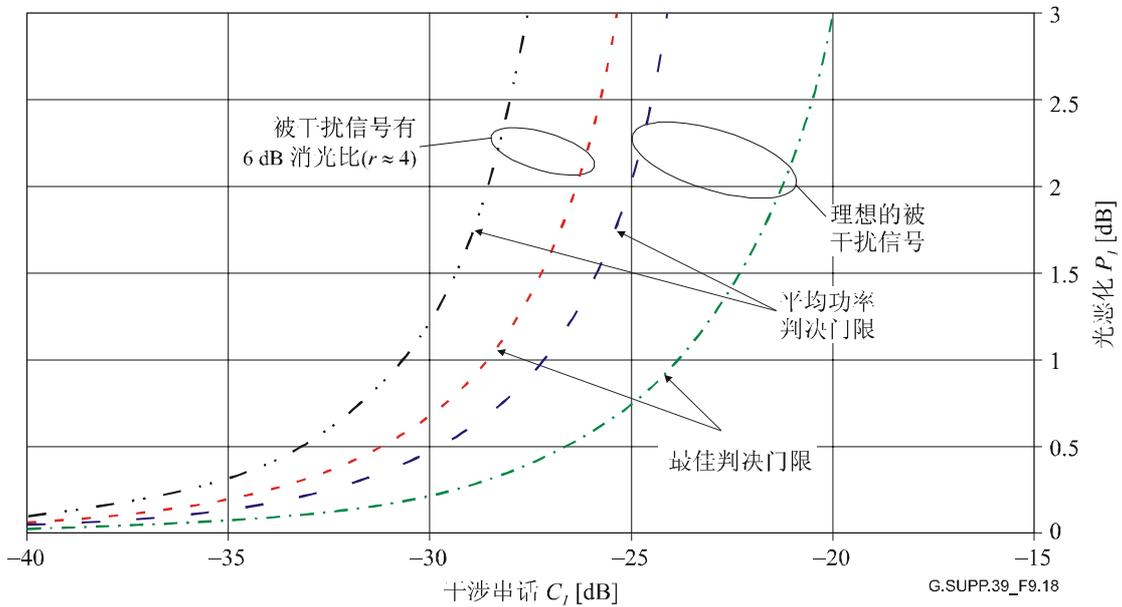


图 9-18—多个干扰的光恶化与干扰串话的关系（高斯模型）

## 9.7 非线性效应有关的问题 — 计算机法

### 9.7.1 引言

以下，评估例如自相位调制（SPM）、交叉相位调制（XPM）和四波混频（FWM）对  $N \times 40$  Gbit/s MC 系统的影响。利用对各种输入平均光功率值的模拟建立相应某个系统性能恶化的功率门限。

## 9.7.2 系统的假设和计算工具说明

根据以下假设得出以下的结论：

- $N \times 40$  Gbit/s 系统工作在典型传送长度（500-1000 km）。
- 使用高斯脉冲（ $T_{FWHM} = 5$  ps）的 RZ 传输格式。因为我们的目的是分析非线性效应，我们考查“理想的”发送器。
- 使用与放大器间隔一样的周期进行周期的色散补偿。在文献[9]已提议几种色散补偿方案（后补偿、前补偿和有预啾啾的后补偿）。下面我们假定色散及其斜率均被精确补偿。
- 理想接收器的构成是：带宽 160 GHz 的光滤波器、理想的光电二极管和电滤波器（带宽 32 GHz 的四阶 Bessel-Thomson 滤波器）。
- 传送 32 比特的伪随机比特。在 MC 系统的情况下，各个通路上的比特序列互不相关（最坏情况是在所有通路上传输相同的序列）。

图 9-2 示出该系统的简化方案。

## 9.7.3 非线性效应的影响

光的非线性现象，具体的说在单路系统是 SPM，在多路系统是 XPM 和 FWM，会影响色散补偿完善的多段高速传输系统。这些非线性现象的原因是光纤 Kerr 效应和它们的影响随光输入功率增大。结果，如果光纤输入功率很高，系统性能会因这样的非线性效应而强烈地劣化。

在光纤输入功率低时也会由于在接收器处光信噪比低而使系统性能劣化。因而，相应某个系统性能（ $Q$  因子、BER 等）的恶化，存在一个最大和最小输入功率门限。在第 9.5 节（噪声有关的问题）应能查到对最小输入功率门限的建议。

关于由于非线性效应的最大功率门限，应考虑以下几方面：

### a) 传输用的光纤类型

不同的非线性系数和色散系数表征的光纤的非线性效应有很大的差别。

例如，色散补偿光纤（DCF）有效面积小，因而非线性系数大。已由模拟证实，在光输入功率  $P_{in} > 3$  dBm 时 SPM 开始使系统性能劣化。

G.652 光纤非线性系数小，因而除了光输入功率很高，一般 SPM 可忽略（例如， $P_{in} > 8$  dBm，后置补偿方案、放大器间隔 100 km，SPM 才开始劣化理想的线性特性）。另一方面，典型的 G.652 光纤本地色散高，假如色散被精确补偿，则 XPM 和 FWM 效应可以完全忽略。

G.655 光纤对于 SPM 有着大致与 G.652 一样的性能，但是，它色散系数小，FWM 不能忽视。

### b) 色散补偿的方式

考察对于 SPM 有不同性能的下列三种色散补偿方式（在文献[9]能查到详细资料）：

- **后置补偿：**色散补偿器件放在每个段的结尾传输光纤之前。这个方法受 SPM 强烈的支配。用放大器间隔 100 km，链路长度 500 km 和放大器  $NF = 6$  dB 做模拟，显示对  $Q = 7$  的最大输入功率是  $P_{in} = 4$  dBm。
- **后置补偿：**色散补偿器件放在每个段的结尾传输光纤之后。用放大器间隔 100 km，链路长度 500 km 和放大器  $NF = 6$  dB 做模拟，显示对  $Q = 7$  的最大输入功率是  $P_{in} = 13$  dBm。
- **后置补偿+预啁啾：**像后置补偿那样，但是在链路开头脉冲是预啁啾的。利用模拟或按照[9]计算的最佳预啁啾值大大地降低了 SPM 效应。

c) 放大器间隔的长度

由于光纤损耗，光输入功率在间隔内传输过程中按指数律衰减。另一方面，非线性效应的影响与光功率值有关。因而，由于非线性效应的最大输入功率门限对于只是放大器间隔该参数不同的系统也有不同的值。

例如，考查一个用 G.652 光纤有后置补偿和放大器  $NF = 6$  dB 的 500-km 链路。如间隔长度是 100 km，模拟显示对  $Q = 7$  的最大输入功率为  $P_{in} = 13$  dBm。如间隔长度是 50 km，模拟显示对  $Q = 7$  的最大输入功率为  $P_{in} = 8$  dBm。

## 9.7.4 结论

找出一个单一的能获得  $Q$  因子大于 7 的最大光输入功率是重要的。这个最大输入制约可以用来确认系统最好性能的区域，利用具有希望的系统参数（光纤类型、色散补偿、放大器间隔、通路间隔）进行预先的模拟能够确定它。最后，要注意到在这里报道的所有提议都是基于一种假设：RZ 调制格式和既不研究 WDM 通路的数目也不研究它们的频率间隔。

## 10 统计法系统设计

### 10.1 总的方法

对于单元数量少的系统，判定性（或“最坏情况”）设计是有用的，能给出合理的系统余量。但是，对于单元数量多的系统，例如多段、多路系统，从判定性设计得出的余量可能是不合理的大。在那种情况下，网络运营商和制造商应当考虑使用统计法设计。

系统参数（例如，链路的最大衰减或最大色散等）与单元参数（例如，每盘光纤成品的衰减系数或色散系数等）是有区别的。由系统设计确定系统的参数，在设计中考虑单元参数的统计性质。表 10-1 示出系统和单元参数之间的关系。

表 10-1—系统和单元参数之间的关系

系统参数	单元参数	说明的段落
最大衰减	光缆衰减系数、发送器输出功率、接收器灵敏度、功率恶化、接头损耗、连接器损耗	10.2 损耗和增益的统计设计
最大颜色色散	光纤色散系数、发送器谱宽	10.3 颜色色散的统计设计
最大 DGD	光缆 PMD 系数、偏振基本状态之间的功率分配、链路内其他单元	10.4 偏振模色散的统计设计
最大输出功率	光缆衰减系数、光纤零色散波长、光纤有效面积、光纤非线性系数、通路间隔	待研究

然而，本增补现在这一版推荐在任何实际系统内只有一个系统参数按统计方式考虑。例如，在色散限制的系统，最大颜色色散按统计考虑，而其他的系统参数采用通常的最坏情况设计方法处理。对多个系统参数统计考虑留待今后研究。

### 10.1.1 系统中断的概率

系统中断概率通常定义为 BER 超过  $10^{-12}$  的概率[21]。但是，因为 BER 与许多参数有关（例如，发送器和接收器的特性），在一般的统计设计中很难参照 BER 做出处理。因而，本节提议考虑“系统显著性水平”而不是“系统中断概率”并且不用 BER。显著性水平是在测试假说的统计中通常使用的术语[22]。

关于每个系统参数，系统显著性水平定义为系统参数将超过某个值  $x$  的概率。当然，系统显著性水平是  $x$  的函数。例如，当  $x$  等于三倍平均 DGD 值时，DGD 的系统显著性水平是  $4.2 \times 10^{-5}$ （参见 ITU-T G.691 建议书）。另一个例子是，当  $x$  等于平均值和  $3\sigma$ （ $\sigma$  是标准偏差）的综合时，最大颜色色散的系统显著性水平是  $1.3 \times 10^{-3}$  [20]。

### 10.1.2 系统合格的概率门限

系统合格的概率门限 ( $P_{th}$ ) 定义为每个系统参数的最大能提供的显著性水平。该概率门限取决于网络工作环境以及超过该值的概率与成本的折中关系。

应该指出，对于这里考查的某些参数， $P_{th}$  指的是在链路投入运行的时间该值超过的概率。例如，在颜色色散的情况下， $P_{th}$  为  $10^{-3}$  意味着预计在投入运行时平均有千分之一的链路会超过规定的色散。然而，对于其他参数， $P_{th}$  指的是在链路寿命期内任何具体时间该值超出的概率。以 PMD 为例， $P_{th}$  为  $10^{-5}$  意味着在任何时刻超过最大 DGD 的概率是十万分之一。

表 10-2 的内容是  $P_{th}$  的一些示例值和高斯分布的偏离平均值的标准偏差数量的等效值和麦克斯韦尔分布 (PMD) 的等效最大与平均之比。

表 10-2—系统合格的概率门限

概率门限 $P_{th}$	高斯：偏离平均的标准偏差 $[\sigma]$	麦克斯韦尔：最大与平均之比 $[S]$
$10^{-3}$	3.1	2.5
$10^{-5}$	4.3	3.2
$10^{-7}$	5.2	3.7
$10^{-9}$	6.0	4.2

### 10.1.3 设计流程图

一般的流程画在图 10-1 的左边。最大色散的例子在图 10-1 的右边。

1) 选择要确定的系统参数

在图 10-1 的例子中，系统参数是最大颜色色散。

2) 获得相应单元参数的概率分布函数

就像在图 10-1 右边第二个方框示出的直方图内能够看到的一样，光纤成品  $i$  的平均色散系数是  $D_i$ ，标准偏差是  $\sigma_i$ 。

3) 计算给定条件下系统参数的概率分布  $p(x)$

在这个例子中，给定条件是光纤链路长度为 160 km。将几盘光纤的分布结合起来获得系统参数的统计分布。按中心极限原理，级联链路的分布具有高斯图形。在这个例子中，总平均颜色色散是  $17 \times 160 = 2720$  ps/nm，而标准偏差是 48 ps/nm。应该指出，使用通常的最坏情况设计，最大颜色色散是  $20 \times 160 = 3200$  ps/nm。

4) 选择系统合格的概率门限  $P_{th}$  的值

在本例中，认为如果有千分之一的链路具有比计算值更高的色散就是合格的 ( $P_{th}$  是  $10^{-3}$ )。

5) 由公式  $p(X) = P_{th}$ ，其中  $P_{th}$  是系统合格概率门限，确定系统参数  $X$

在本例中，假定  $P_{th}$  是  $10^{-3}$  确定的最大颜色色散是  $17.9 \times 160 = 2864$  ps/nm。因而，传输系统的色散要求与最坏情况系统设计相比放松了 336 ps/nm。

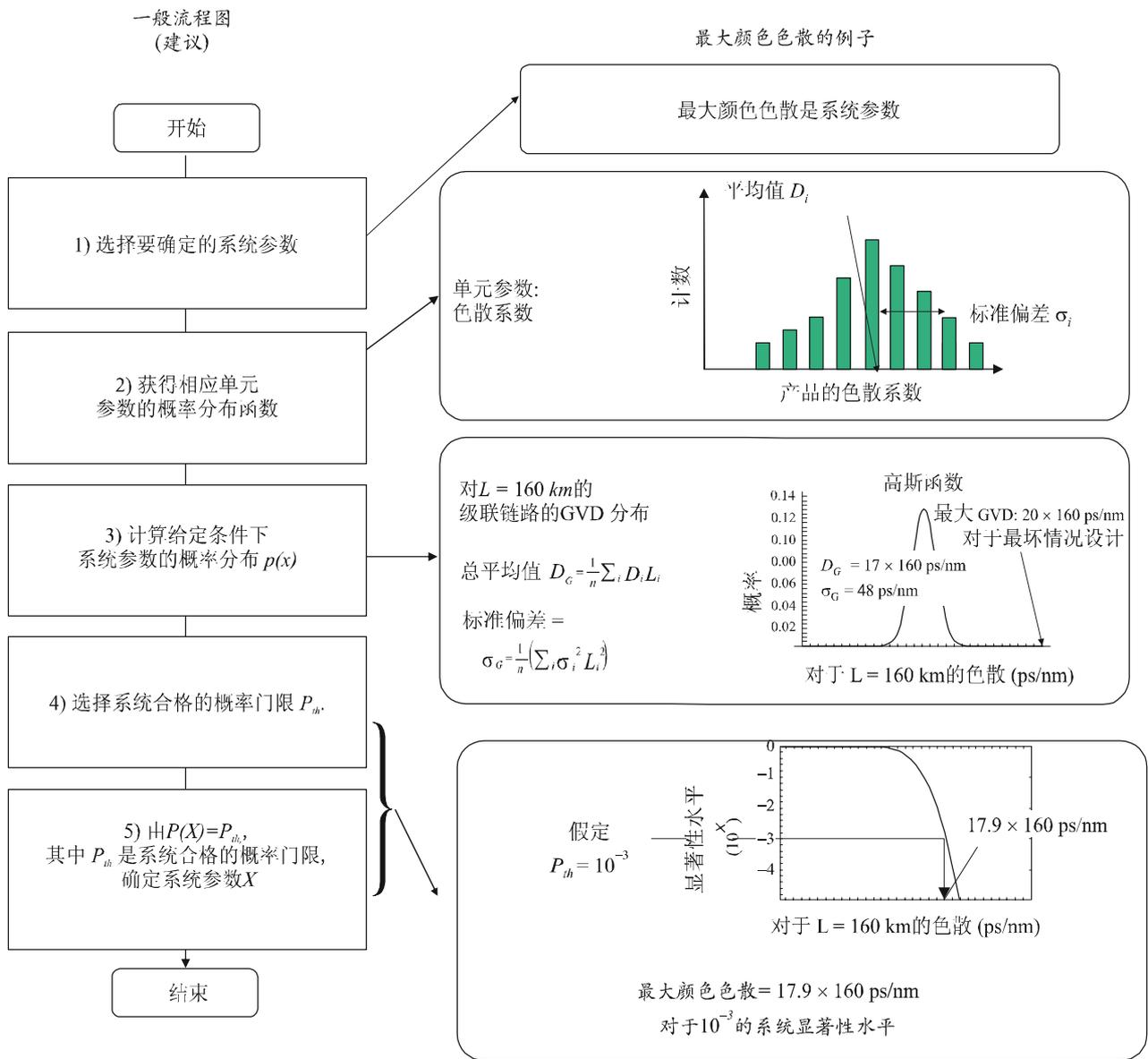


图 10-1—最大颜色色散的流程图及示例

## 10.2 损耗的统计设计

级联的链路通常包括若干个接续在一起的制造长度的光缆。在光纤和光缆建议中给出了制造长度的要求。级联的链路的传输参数不仅必须考虑到单个光缆长度的性能还要考虑到级联的统计性。

如果要得到最经济的设计，经常需要考虑到制造长度光缆的特性会具有某种概率分布。本章以下各节在阅读时应注意各种参数的这种统计性质。

光缆以外的其他因素，例如接头、连接器和敷设会影响链路的属性。为便于估计链路属性值，在每个光纤和光缆的建议书的附录中提供了光缆链路的典型值。系统设计需要用的参数估计方法的根据是测量、建模或其他研究。

链路的衰减  $A$  由下式给定：

$$A = \alpha L + \alpha_s x + \alpha_c y \quad (10-1)$$

式中：

- $\alpha$  链路中光缆的典型衰减系数
- $\alpha_s$  平均接头损耗
- $x$  链路中接头的数量
- $\alpha_c$  连接器平均损耗
- $y$  链路中（如果有）连接器的数量
- $L$  链路长度

为了今后修改光缆配置（添加接头、额外的光缆长度、老化效应、温度变化等）应该分配一个合适的余量。每个光纤和光缆建议书都有一个附录，含有光纤链路衰减系数的典型值。

这些衰减因素综合到一起，与系统最大衰减值共同导致了放大段长度的变化。放大段长度是ITU-T G.957和ITU-T G.691等建议书要达到的一个目标值，但在颜色色散所限定的长度之内可以超过该目标值。

光纤的典型衰减系数 $\alpha$ 随波长 $\lambda$ 变化，由若干个因素引起：Rayleigh 散射、水吸收和微弯损耗。对于良好设计的光纤，弯曲损耗随波长的变化能够忽略，但是在 1550 nm 以上波长普遍增高。然后，对某些光纤、微弯效应能够引起在更高波长提高衰减，这称为弯曲边界。G.652 光纤的 Rayleigh 散射更均匀跨过供货商和制造时间而且服从  $1/\lambda^4$  的关系。

水吸收峰值波长接近 1383 nm，能够粗略地表征与 1383 nm 附近独特的曲线相乘的幅度值。这个峰还会受到氢辐照和光纤的氢敏感性的影响。一些时间以来，光纤制造商已学会降低水吸收的成分和氢敏感性。ITU-T G.652 建议书有两类：G.652.C 和 G.652.D，对于它们要求水峰和氢老化组合的衰减系数小于或等于对 1310 nm 到 1625 nm 范围规定的最大值。

在研发 ITU-T G.695 建议书期间，总链路衰减对波长的关系表征为在 1550 nm 测量之值与有界曲线的组合对波长的关系。有界曲线被认为是：一个常数和考虑到接头/连接器质量和频率因素以及总的成缆光纤衰减变化而确定的在 1550 nm 该值的变化。这种类型的方法得出附录 I.1/G.695，它包括用来将功率电平和那个建议书的目标长度关联起来的衰减系数值表。

下列例子基于对某个网络运营商的核心网做反射仪链路测量，说明一些时间以来水吸收的改进。

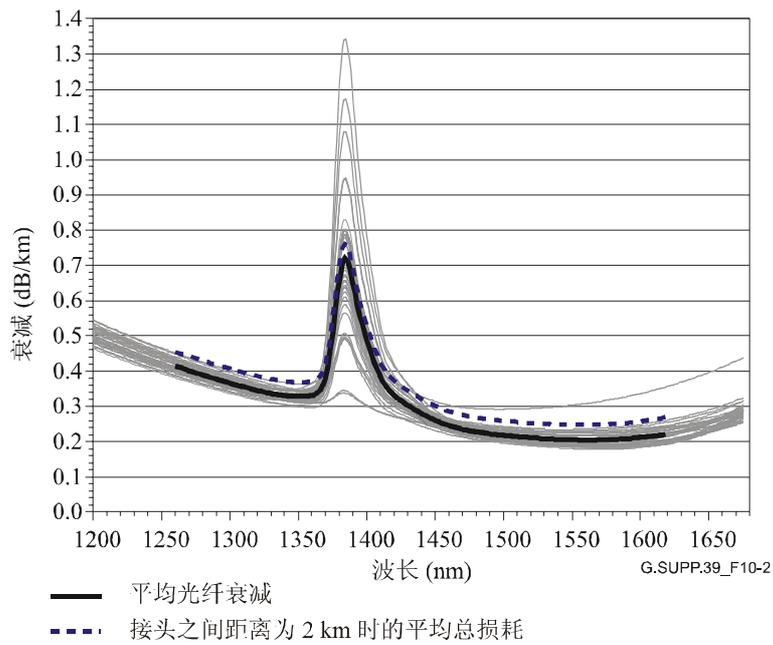


图 10-2—对1990年前敷设的G.652 A光缆和B光缆测量的光纤衰减和接头损耗

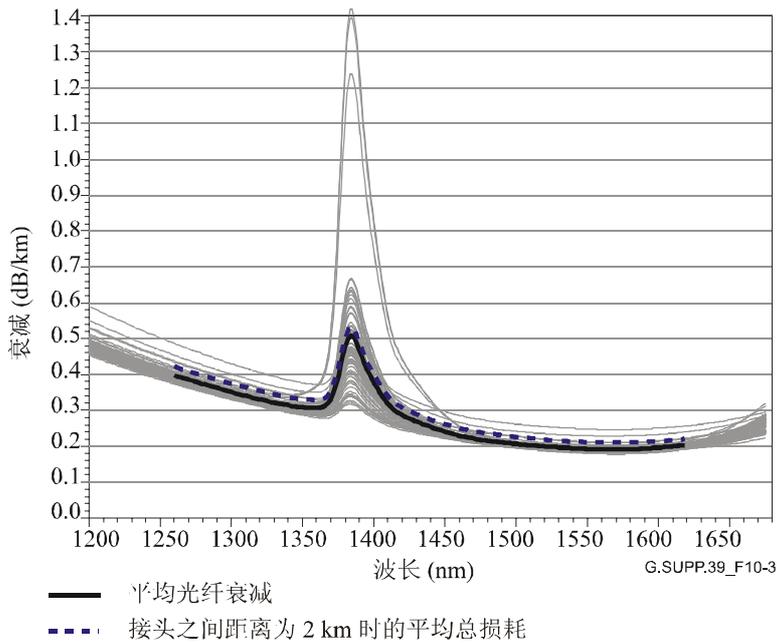


图 10-3—对2000年左右敷设的G.652 A光缆和B光缆测量的光纤衰减和接头损耗

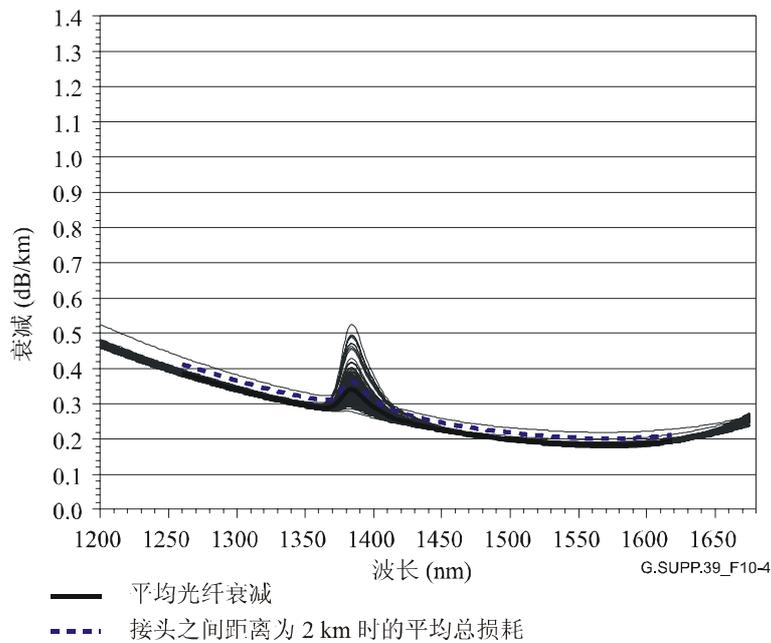


图 10-4—对2003年敷设的G.652 A光缆和B光缆测量的光纤衰减和接头损耗

表 10-3 归纳了从以上测量推演得出的 CWDM 通路的统计。

表 10-3—核心网衰减系数设计

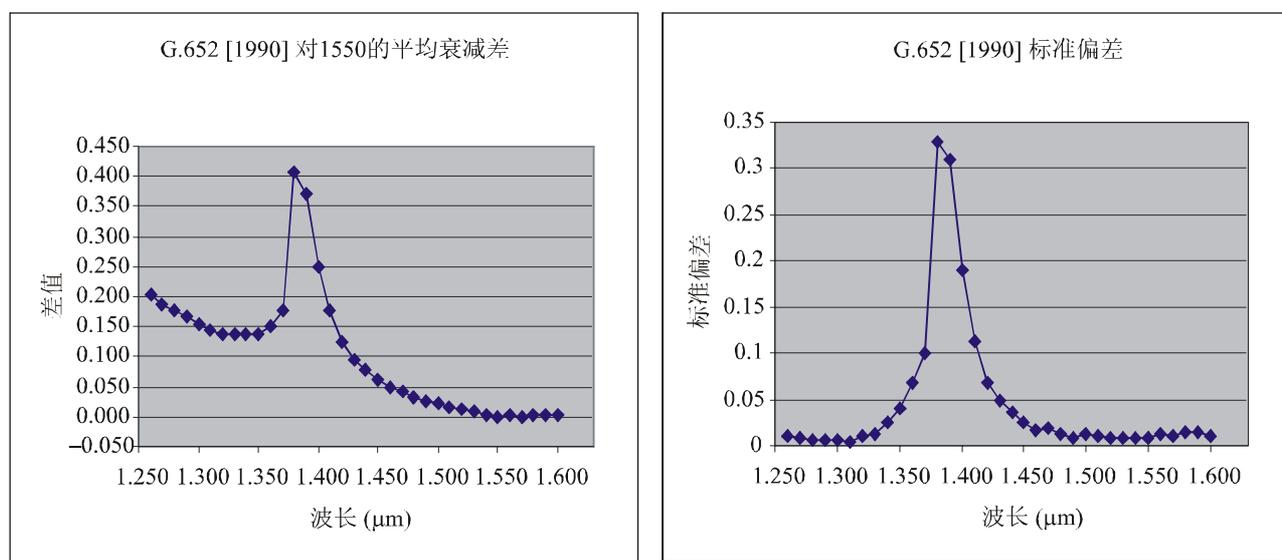
CWDM 中心波长 (nm)	1990年前敷设的光缆				2000年左右敷设的光缆				2003年敷设的光缆			
	光纤衰减 (dB/km)		接头损耗 (接头之间 2km)(dB/km)		光纤衰减 (dB/km)		接头损耗 (接头之间 2km)(dB/km)		光纤衰减 (dB/km)		接头损耗 (接头之间 2km)(dB/km)	
	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv
1271	0.408	0.017	0.041	0.037	0.392	0.018	0.025	0.025	0.382	0.005	0.025	0.025
1291	0.384	0.016	0.041	0.036	0.368	0.017	0.024	0.024	0.359	0.005	0.024	0.024
1311	0.368	0.015	0.041	0.036	0.346	0.016	0.024	0.024	0.337	0.004	0.024	0.024
1331	0.341	0.015	0.041	0.035	0.326	0.015	0.024	0.024	0.317	0.004	0.024	0.024
1351	0.329	0.015	0.041	0.034	0.307	0.019	0.023	0.023	0.291	0.004	0.023	0.023
1371	0.586	0.127	0.041	0.034	0.439	0.137	0.023	0.023	0.323	0.026	0.023	0.023
1391	0.720	0.197	0.041	0.033	0.509	0.210	0.022	0.022	0.342	0.041	0.022	0.022
1411	0.436	0.074	0.041	0.033	0.348	0.082	0.022	0.022	0.280	0.016	0.022	0.022
1431	0.316	0.028	0.041	0.032	0.277	0.033	0.022	0.022	0.248	0.006	0.022	0.022
1451	0.269	0.017	0.041	0.031	0.246	0.018	0.021	0.021	0.230	0.004	0.021	0.021
1471	0.240	0.015	0.041	0.030	0.226	0.012	0.021	0.021	0.216	0.003	0.021	0.021
1491	0.225	0.017	0.041	0.030	0.213	0.012	0.021	0.021	0.205	0.003	0.021	0.021
1511	0.216	0.018	0.041	0.029	0.204	0.010	0.020	0.020	0.197	0.003	0.020	0.020
1531	0.210	0.020	0.041	0.028	0.198	0.010	0.020	0.020	0.191	0.003	0.020	0.020
1551	0.207	0.022	0.042	0.028	0.194	0.010	0.019	0.019	0.186	0.003	0.019	0.019
1571	0.206	0.025	0.043	0.029	0.192	0.010	0.019	0.019	0.184	0.004	0.019	0.019

表 10-3—核心网衰减系数设计

CWDM 中心波长 (nm)	1990年前敷设的光缆				2000年左右敷设的光缆				2003年敷设的光缆			
	光纤衰减 (dB/km)		接头损耗 (接头之间 2km)(dB/km)		光纤衰减 (dB/km)		接头损耗 (接头之间 2km)(dB/km)		光纤衰减 (dB/km)		接头损耗 (接头之间 2km)(dB/km)	
	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv
1591	0.211	0.027	0.045	0.032	0.195	0.010	0.018	0.018	0.187	0.004	0.018	0.018
1611	0.220	0.028	0.049	0.034	0.203	0.010	0.018	0.018	0.194	0.004	0.018	0.018

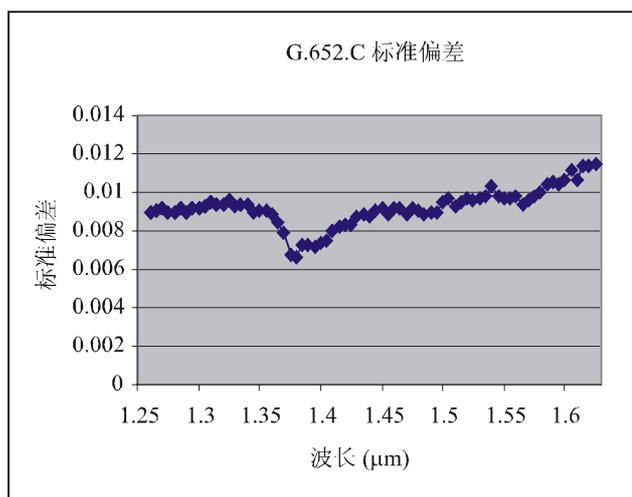
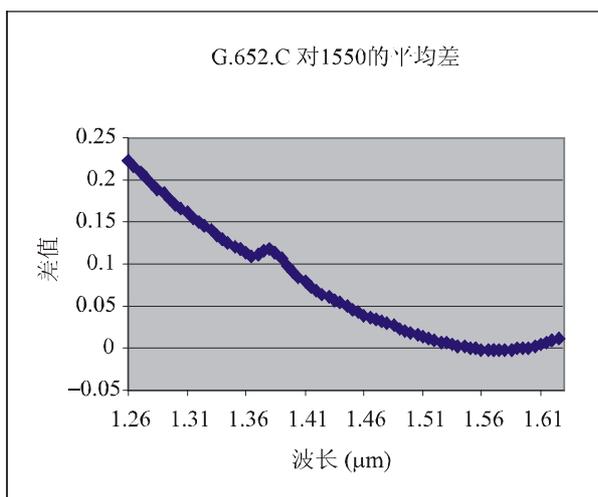
注 1 — 在每个区间，中心波长±6.5 nm，使用最高值。Ave：平均值；Stdv：标准偏差。  
 注 2 — 采用的 6 个 OTDR 波长是：1241 nm、1310 nm、1383 nm、1550 nm、1625 nm 和 1642 nm。

以下图表说明某个制造商的光纤的衰减系数随波长的变化，按对 1550 nm 值的差表示。这些值被用于 ITU-T G.695 建议书的研发。



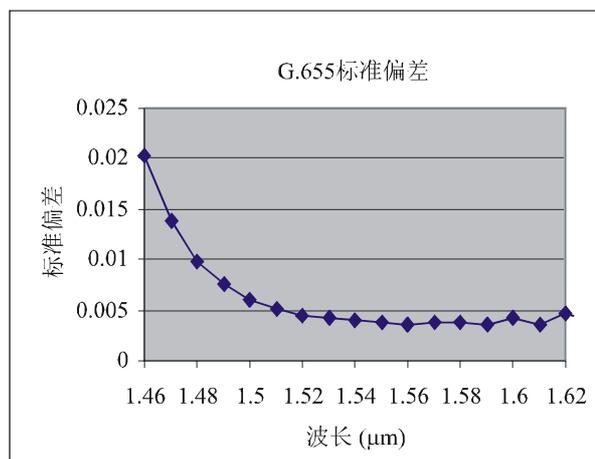
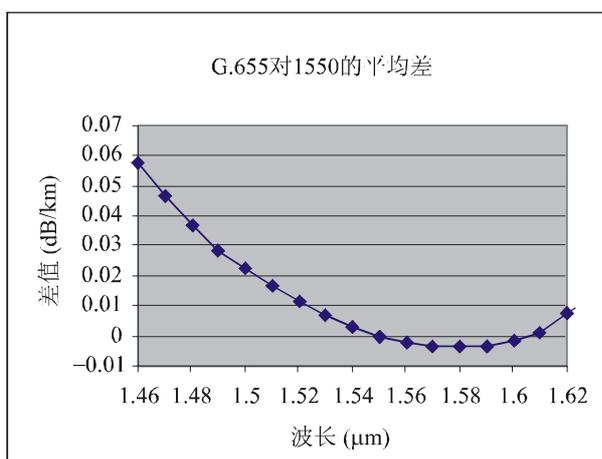
G.SUPP.39\_F10-5

图 10-5—衰减系数对1550 nm的平均差和标准偏差（1990年左右的G.652光纤）



G.SUPP.39\_F10-6

图 10-6—衰减系数对1550 nm的平均差和标准偏差 (G.652.C)



G.SUPP.39\_F10-7

图 10-7—衰减系数对1550 nm的平均差和标准偏差 (G.655)

在研发 ITU-T G.695 建议书时，1550 nm 的链路衰减系数从查验美国某些核心网得到，但是 0.275 dB/km 的基本值仍旧保留，因为对大城市网络的接头损耗的资料不确定。

图 10-8 说明某个网络提供商在 308 个链路上测试的经验，链路有 9 个网络运营商，在大城市环境，链路长度超过 20 km。这些测量在 2003 到 2005 周期完成，支持从 ITU-T G.695 建议书查到的这个环境的值。

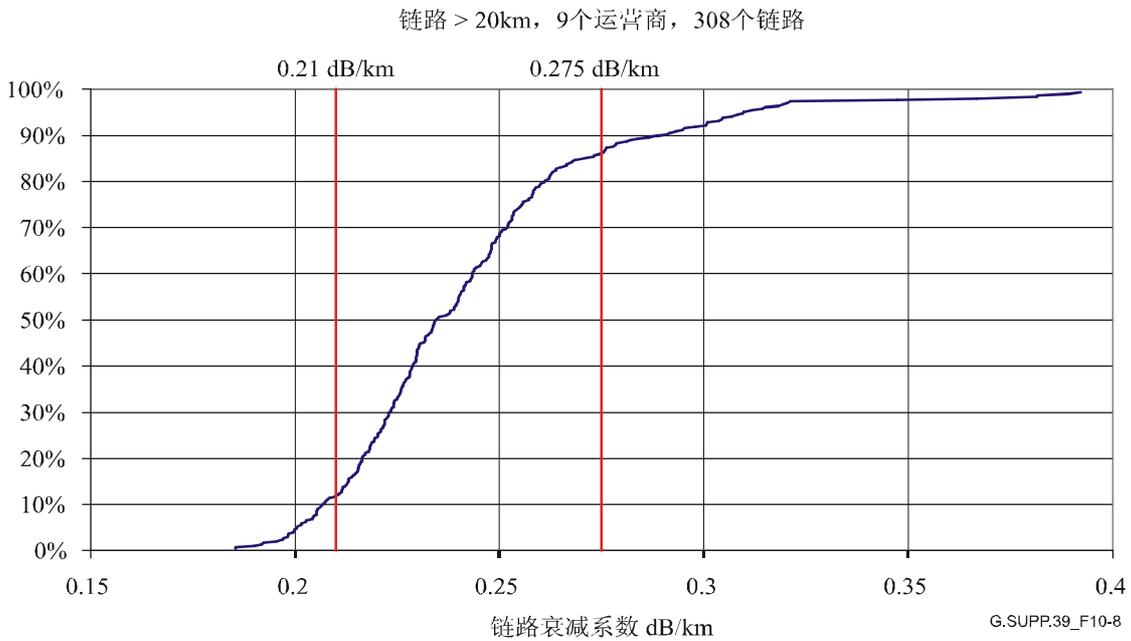


图 10-8—对于链路>20 km，损耗符合的概率与1550 nm衰减系数的关系

### 10.3 颜色色散的统计设计

#### 10.3.1 背景

当不同的部件或光纤组合一起时，组合的颜色色散是在一个个波长上单个的总颜色色散值。链路的总色散变化取决于链路中使用的产品的分布。

注 — 在下面各节，给出实际光纤和部件类型的例子。这些例子不一定有广泛的代表性。

光纤颜色色散系数  $D(\lambda)$  按 ITU-T G.650.1 建议书《单模光纤和光缆的线性和决定性属性的定义和测试方法》概述的方法作为  $\lambda$  的函数测量。对于给定的波长范围，它经常表达为一个公式，它包括对给定的光纤设计从光纤到光纤能够变化的参数。在 ITU-T G.650.1 建议书给出某些公式和一般的单位是 ps/nm·km。对于部件，能够采用类似类型的经验表征颜色色散， $CD(\lambda)$  以 ps/nm 为单位。

#### 10.3.2 颜色色散系数统计

适宜于单一分布或组合分布的级联统计特征化方法对每个独立光纤段计算在应用范围内每个波长的色散系数。这就生成了对每个波长的色散系数值的分布。图 10-9 和 10-10 示出在两个选定的波长 G.655 型光纤的分布。

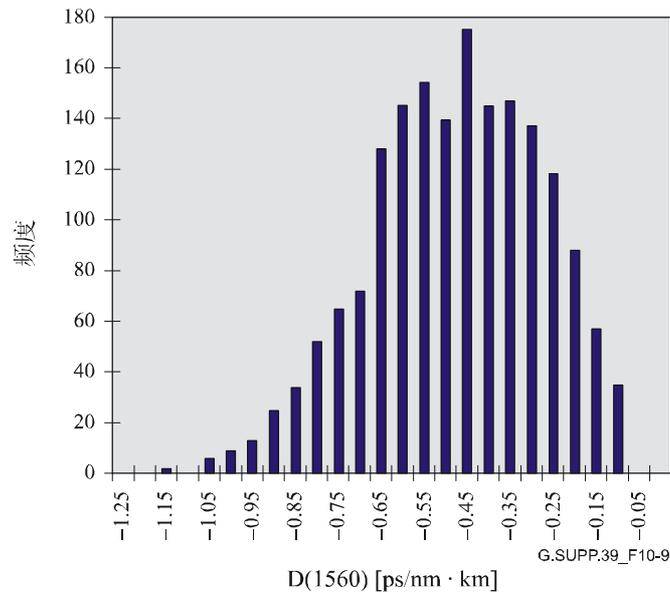


图 10-9—1560 nm色散系数值的直方图

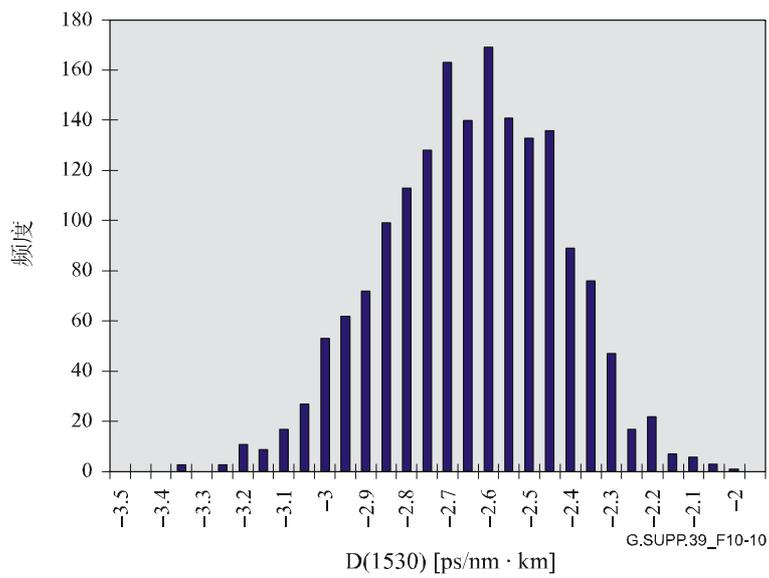


图 10-10—1530 nm色散系数值的直方图

每个波长的分布用平均值和标准偏差值表征，如图 10-11 和 10-12。

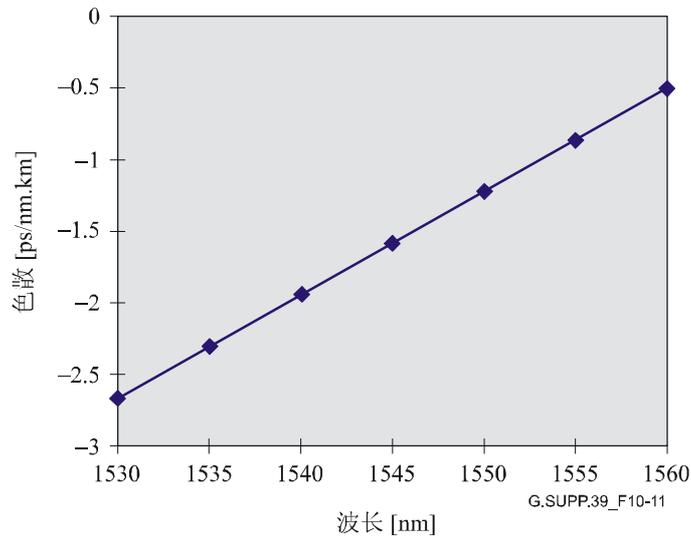


图 10-11—色散系数的平均值与波长的关系

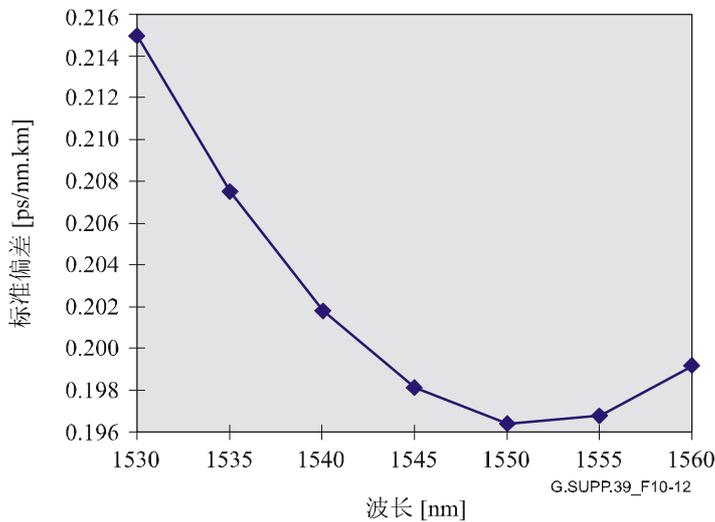


图 10-12—色散系数的标准偏差与波长的关系

注意，线性关系代表平均值，而平方关系代表标准偏差。这正是色散系数与波长关系线性表达式的一部分。从图 10-11 和 10-12 示例得出的数据能够经验性地拟合得出对波长 $\lambda$  (nm) 的公式：

$$\mu(\lambda) = 0.072(\lambda - 1567) \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-2a)$$

$$\sigma(\lambda) = 0.1964 + 3.97 \times 10^{-5} (\lambda - 1551.6)^2 \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-2b)$$

式中， $\mu$ 是平均值， $\sigma$ 是标准偏差。

### 10.3.3 单一光纤群的级联统计

这些统计的基础是高斯假定。该例子  $3\sigma$  在  $P_{th}$  (系统合格概率门限) 的 0.13% 上和下限的“ $3\sigma$ ”水平计算。其他概率水平也可选择。

假定是相等的长度，级联光纤的色散系数是各个光纤色散系数的平均：

$$\bar{D}(\lambda) = \frac{1}{n} \sum_i D(\lambda)_i \quad (10-3)$$

使用中心极限原理，按照高斯随机分布这些平均能够围绕总平均变化。使用固定的包含 99.7% 分布概率 (0.13% 在它之上和 0.13% 在它之下)，链路色散系数值的极限是  $D_{Tot}$ ：

$$D_{Tot}(\lambda) = \mu(\lambda) \pm \frac{3}{\sqrt{n}} \sigma(\lambda) \quad (10-4a)$$

假定  $n$  的保守值，与链路  $L_{Tot}$  内最大光纤段长  $L_{Seg}$  有关，公式 10-4a 可以写成：

$$D_{Tot}(\lambda) = \mu(\lambda) \pm 3 \left( \frac{L_{Seg}}{L_{Tot}} \right)^{1/2} \sigma(\lambda) \quad (10-4b)$$

链路色散值的极限  $CD_{Tot}$  正好是链路色散系数值乘以链路长度的极限：

$$CD_{Tot}(\lambda) = L_{Tot} \mu(\lambda) \pm 3 (L_{Seg} L_{Tot})^{1/2} \sigma(\lambda) \quad (10-5)$$

表 10-4 示出对前一节假定的每段长为 5 km 总长 120 km 链路计算的值。显然，这些值是在要从最坏情况指标扣除的值 -420 ps/nm 之下。

表 10-4

波 长	$CD_{min}$	$CD_{max}$
1530 nm	-336 ps/nm	-304 ps/nm
1540 nm	-249 ps/nm	-219 ps/nm

如果分布是根据对敷设链路的子段，则长度  $L_{Seg}$  用所测量子段的长度或代表链路中最长子段长度的更大值取代。

### 10.3.4 多个包括部件的群的级联统计

使用下标：平均值和标准偏差函数用  $I$ 、 $II$ ，还有附加字母将标记扩展，例如  $L_{I-Tot}$  表示光纤类型 I 的链路长度分布， $n_A$  表示类型 A 的部件数。

再次用与  $\pm 3\sigma$  的高斯分布相关的概率极限求概率极限，但是在组合它们之前分为“平均值部分”和“标准偏差部分”。色散的平均值是：

$$\mu\{[CD_{Tot}(\lambda)]\} = L_{I-Tot} \mu_I(\lambda) + L_{II-Tot} \mu_{II}(\lambda) + n_A \mu_A(\lambda) + n_B \mu_B(\lambda) \quad (10-6a)$$

总色散的标准偏差是：

$$\sigma\{[CD_{Tot}(\lambda)]\} = [L_{I-Seg} L_{I-Tot} \sigma_I^2(\lambda) + L_{II-Seg} L_{II-Tot} \sigma_{II}^2(\lambda) + n_A \sigma_A^2(\lambda) + n_B \sigma_B^2(\lambda)]^{1/2} \quad (10-6b)$$

则极限是：

$$CD_{Tot}(\lambda) = \mu[CD_{Tot}(\lambda)] \pm 3\sigma[CD_{Tot}(\lambda)] \quad (10-6c)$$

添加更多的光纤或部件类型简单地扩展上述公式就能够做到。

注意，这些公式显示出引导人们判断补偿器要放在同一处的情况。通常，不这样办。为了降低沿链路最大的本地色散，通常将补偿器分散安放。

这些公式说明 G.652 光纤分布的组合和色散补偿部件的分布，如 ITU-T G.671 建议书的规定。假设的链路参数是

$$L_{Tot} = 400 \text{ km}, \quad L_{Seg} = 10 \text{ km}, \quad n_{DC} = 5$$

在图 10-13 和 10-14 示出光纤色散系数 (ps/nm·km) 与波长 (nm) 的统计关系。

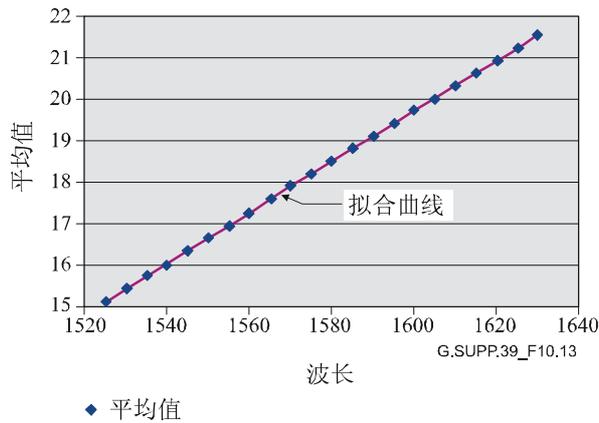


图 10-13—G.652 光纤的平均颜色色散系数

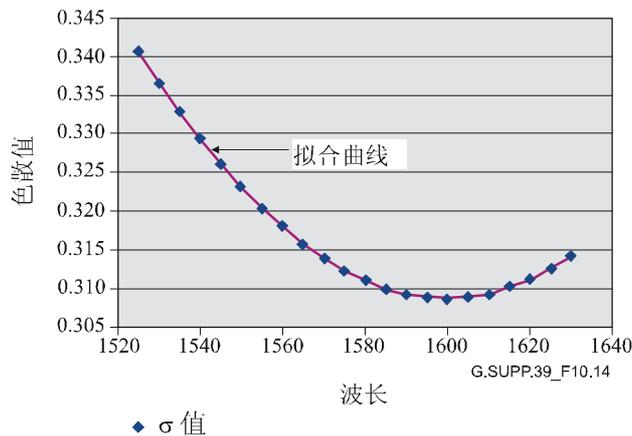


图 10-14—G.652 光纤的颜色色散系数标准偏差

图 10-13 的拟合线公式是：

$$\mu(\lambda) = -77.403 + 0.0607 \times \lambda \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-7a)$$

式中， $\lambda$  以 nm 为单位。

图 10-14 的拟合曲线公式是：

$$\sigma(\lambda) = 15.013 - 18.384 \times 10^{-3} \times \lambda + 5.746 \times 10^{-6} \times \lambda^2 \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-7b)$$

图 10-15 和 10-16 示出色散补偿的统计。

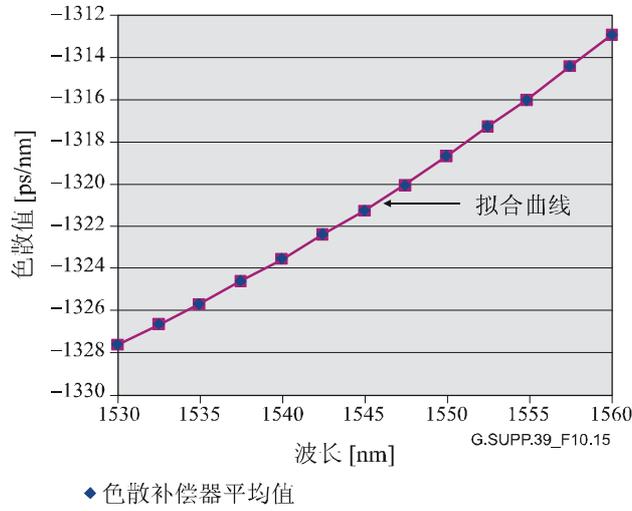


图 10-15—色散补偿器平均值

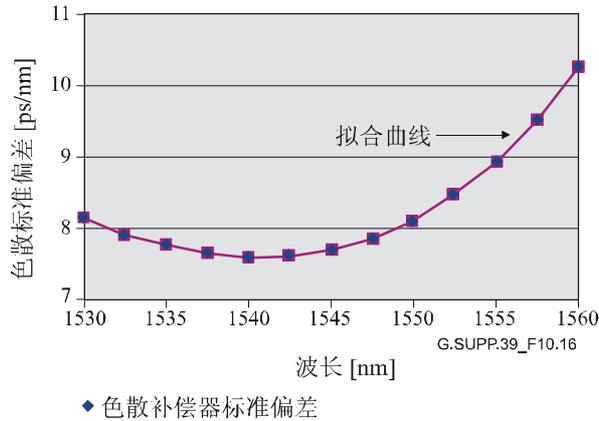


图 10-16—色散补偿器标准偏差

图 10-15 的拟合曲线公式是：

$$\mu(\lambda) = 8.010 \times 10^3 - 12.5698 \times \lambda + 4.227 \times 10^{-3} \times \lambda^2 \quad (\text{ps/nm}) \quad (10-8a)$$

图 10-16 的拟合曲线公式是：

$$\sigma(\lambda) = -3.4612 \times 10^5 + 6.824 \times 10^2 \times \lambda - 0.4484 \times \lambda^2 + 9.818 \times 10^{-5} \times \lambda^3 \quad (\text{ps/nm}) \quad (10-8b)$$

按照公式 10-6a、10-6b 和 10-6c 组合这些统计并使用链路的假设（400-km 光纤、每段 10-km、5 个色散补偿器），得出图 10-17 所示结果。注意，存在两个较窄的波长特征区。尽管光纤的范围较宽，补偿器表征的范围却不是那么宽。

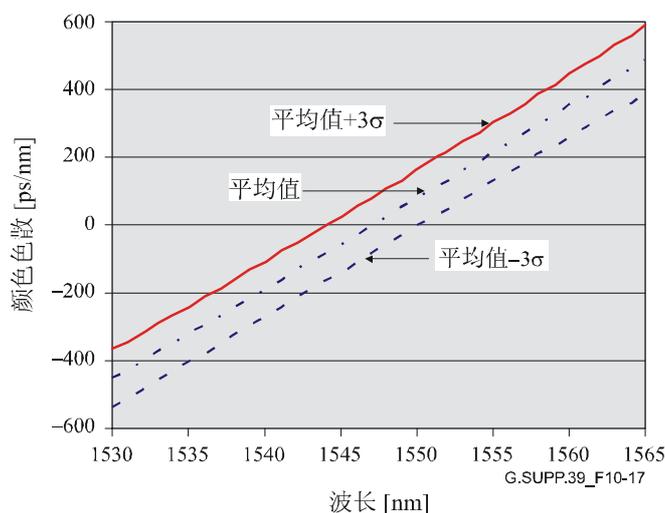


图 10-17—G.652光纤和补偿器组合的3σ极限

对于 C 波段（1530 nm 到 1565 nm），这个被补偿链路的颜色色散在±600 ps/nm 以内。在 ITU-T G.691 建议书指出，对于发送器和接收器也符合 ITU-T G.691 建议书的情况，10-Gbit/s 传输只是对颜色色散的限值，大约是 1000 ps/nm。

#### 10.4 偏振模色散的统计设计

按照用 PMD 值表征的麦克斯韦尔分布，DGD 随机变化也按照统计格式规范光缆的 PMD，这种统计格式能够与光链路的其他单元组合像概率极限那样规定最大 DGD。参见附录一/G.650.2 关于光缆 PMD 统计规范的说明。ITU-T G.671 建议书包含有怎样将其他链路单元的 PMD 规范与光缆的那些规范组合起来确定链路的组合最大 DGD 的说明。

$$DGD_{\max_{link}} = \left[ DGD_{\max_F}^2 + S^2 \sum_i PMD_{Ci}^2 \right]^{1/2} \quad (10-9)$$

式中：

- $DGD_{\max_{link}}$  是最大链路 DGD (ps)
- $DGD_{\max_F}$  是最大级联光缆 DGD (ps)
- $S$  是麦克斯韦尔调节因子（见表 10-2）
- $PMD_{Ci}$  是第  $i$  部件的 PMD 值 (ps)

这个公式假定瞬时 DGD 的统计用麦克斯韦尔分布近似，和瞬时 DGD 超过  $DGD_{\max_{link}}$  的概率受到取自表 10-5 的麦克斯韦尔调节因子值的控制。

更详细的说明见 IEC 61282-3，包含有一个运行的例子，它以  $1.3 \times 10^{-7}$  的概率产生最大组合链路 DGD 30ps。

表 10-5—麦克斯韦尔调节因子及相关的概率

最大对平均比 (S)	超过最大的概率	最大对平均比 (S)	超过最大的概率
3	$4.2 \times 10^{-5}$	4	$7.4 \times 10^{-9}$
3.2	$9.2 \times 10^{-6}$	4.2	$9.6 \times 10^{-10}$
3.4	$1.8 \times 10^{-6}$	4.4	$1.1 \times 10^{-10}$
3.6	$3.2 \times 10^{-7}$	4.6	$1.2 \times 10^{-11}$
3.8	$5.1 \times 10^{-8}$		

## 11 前向差错纠正 (FEC)

FEC 迅速地变成提高大容量长途光传输系统的重要途径，在无线通信系统里已经很好地证明。在光传输系统应用 FEC 使得系统设计能够接受光传输线路（解码之前）相对大的 BER（比  $10^{-12}$  大许多）。FEC 的应用可以允许光参数显著地放松，促使大容量长途光传输系统的建设更经济有效。

表 11-1 给出 FEC 术语的定义。

表 11-1—FEC术语

信息比特 (字节)	传输之前要做 FEC 编码的本来的数字信号
FEC 奇偶比特 (字节)	FEC 编码产生的冗余比特 (字节)
码语	信息比特 (字节) + FEC 奇偶比特 (字节)
码率比 R	没有 FEC 的比特率与有 FEC 的比特率之比 (对于带内 FEC, $R = 1$ )
编码增益	在白色高斯噪声和理论参考接收器的前提下, 在规定的 BER (例如, $10^{-12}$ ) $Q$ 值的减小值。
净编码增益 (NCG)	在白色高斯噪声前提下, 由于 FEC 比特的需要带宽扩展 (带外 FEC) 使噪声增加, 据此校正的编码增益。
$Q_b$ 因子	用带宽扩展系数 $1/\sqrt{R}$ 校正的 $Q$ 因子
$BER_{in}$	编码线路信号的 BER (= FEC 解码器输入信号的 BER)
$BER_{out}$	解码客户信号的 BER (= FEC 解码器输出信号的 BER)
BCH 码	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem 码: 最通用的 BCH 码是二进制码
RS 码	Reed-Solomon 码: 最通用的 BCH 码的非二进制子类
xxx ( $n, k$ ) 码	xxx = 码的种类 (BCH 或 RS) $n$ = 码语比特 (字节) 的数量 $k$ = 信息比特 (字节) 的数量

目前, 为光传输系统推荐了两种 FEC 方案。它们是 SDH 系统用的“带内 FEC”和光传送网 (OTN) 用的“带外 FEC”。(带外 FEC 原先建议用于海底光缆系统) 术语“内”或“外”针对客户带宽而言。带内 FEC 的奇偶比特嵌在 SDH 段开销信号先前不用的部分, 因而比特率没有增加。与 SDH 相反, OTN 信号含有 FEC 比特用的间隔, (OTU $k$ ) 具有比 FEC 加入之前的等效信号 (ODU $k$ ) 更高的比特率。因而, OTN 信号采用带外 FEC 编码会使线路码率稍有增加。ITU-T G.709/Y.1331 建议书还提供了效率更高的最佳非标准带外 FEC 的方案。

### 11.1 SDH系统的带内FEC

在 G.707/Y.1322 建议书的附件 A 的第 9.2.4 节和附录九、附录十叙述带内 FEC。在 STM-16、64 和 256 信号及多路系统中，该代码是任选的。该代码是三重差错校正二进 BCH 码，更准确说是缩短的 BCH (4359,4320) 码。在 4359 比特码语内能够校正多达三个比特的差错。该码语是一个 8 比特间插的来自 STM-N 帧 1 行的  $270 \times 16$  字节的信号流。因而，STM-16、64 和 256 帧的每行内多达 24 比特的连续差错能够被校正。

如果差错随机出现，对于  $N = 4359$  使用未处理的  $BER\ p = BER_{in}$  (解码前)，解码后的  $BER\ P_c = BER_{out}$  表示为：

$$P_c = \sum_{i=4}^N \frac{i}{N} \times \binom{N}{i} \times p^i \times (1-p)^{N-i} \quad (11-1)$$

### 11.2 光传送网 (OTN) 的带外FEC

ITU-T G.709/Y.1331 建议书的附件 A 的第 11.1 节叙述带外 FEC，当做是 ITU-T G.975 建议书带外编码的变型。ITU-T G.709/Y.1331 建议书规定在 OTN 的网络节点接口 (NNI)，包含在该处 RS (255,239) 码是任选的。ITU-T G.975 建议书建议海底系统的帧格式，还说明了 RS (255,239) 码的性能。这个代码是符号差错校正 RS 码，因而使用字节数命名。能够校正码语中多达八个字节的差错。G.709/Y.1331 帧应用 16 字节间插，因而能校正 1024 比特的连续差错。

如果差错随机出现，采用原来未处理的  $BER\ p = BER_{in}$  (解码之前)，解码后  $BER\ P_c = BER_{out}$  表示为：

$$P_{UE} = \sum_{i=9}^N \frac{i}{N} \times \binom{N}{i} \times P_{SE}^i \times (1-P_{SE})^{N-i}$$
$$p = 1 - (1 - P_{SE})^{1/8} \quad (11-2)$$
$$p_c = 1 - (1 - P_{UE})^{1/8}$$

$P_{UE}$  是不能校正差错的概率， $P_{SE}$  是符号 (字节) 差错概率； $N = 255$ 。

### 11.3 编码增益和净编码增益 (NCG)

在编码线路信号内差错随机分布的情况下，FEC 解码将线路或未处理的 BER 降到净荷信号内要求的参考 BER 值。因而，认为编码增益与这些比特差错率有关。为了将编码增益参数定义成更能与系统相关的参数，通常将 FEC 降低的 BER 基于理论参考系统转换成 dB 值。通常实际上是将编码增益定义为在参考 BER 信噪比降低值。这个定义能直接应用到带内 FEC，因为它的使用并不会使比特率增加，因而也不会由于接收器带宽扩展在判定电路引起噪声增大。带外 FEC 的性能用修正的编码增益参数能更好表征。在无线传输系统，为带外 FEC 巧妙地规定了净编码增益 (NCG) 参数。它考虑到一个事实：这些 FEC 方案需要的带宽扩展与在接收器内噪声增加是有联系的。

根据 NCG 值，能够准确估算光信噪比（OSNR）限制的系统可以获得的系统增益。在这种情况下，由于较高线路 BER 引起的电信噪比降低表现为允许的 OSNR 降低。在系统包含有附加的非白色噪声贡献时，带宽扩展引起的灵敏度降低与编码增益之间关系的权衡非常错综复杂。在比较用在长途系统的不同（却类似）的码率比的有效 FEC 方案时，NCG 参数是很好的衡量手段。但是，应该指出，这种比较只是在白噪声源限制的系统内有效。在信号劣化（几乎决定性地）引起很大恶化的情况下，随着比特率的增加恶化会迅速增大，使该比较无效。即便在工作在传输光纤非常非线性区域的系统，由于相关的噪声不能用白色高斯噪声表征，NCG 的应用价值有限。

注 1 — 在使用 FEC 编码降低最小允许 OSNR 的特殊情况（例如，较高的通路总数），OSNR 的降低能够比净编码增益更多。这种上升是因为在这种情况下判决电路处的噪声有很大贡献来自 OSNR 以外的来源，那么，对于给定的总噪声增加，只是由 OSNR 贡献的噪声增加比总的增加更大。

### 净编码增益的定义

NCG 用码率比  $R$  和 FEC 解码器输入信号最大允许值  $BER_{in}$  来表征，应用 FEC 算法能将  $BER_{in}$  降低到参考  $BER_{out} = B_{ref}$ 。而且，NCG 应用在加有白色高斯噪声的二进对称通路：

$$NCG = 20 \log_{10} \left[ \operatorname{erfc}^{-1} (2 B_{ref}) \right] - 20 \log_{10} \left[ \operatorname{erfc}^{-1} (2 B_{in}) \right] + 10 \log_{10} R \quad (\text{dB}) \quad (11-3)$$

$\operatorname{erfc}^{-1}$  是误差函数  $\operatorname{erfc} (x) = 1 - \operatorname{erf} (x)$  的反补。

注 2 — 对于带内 FEC， $R = 1$ 。

参见图 11-1 和 11-2。

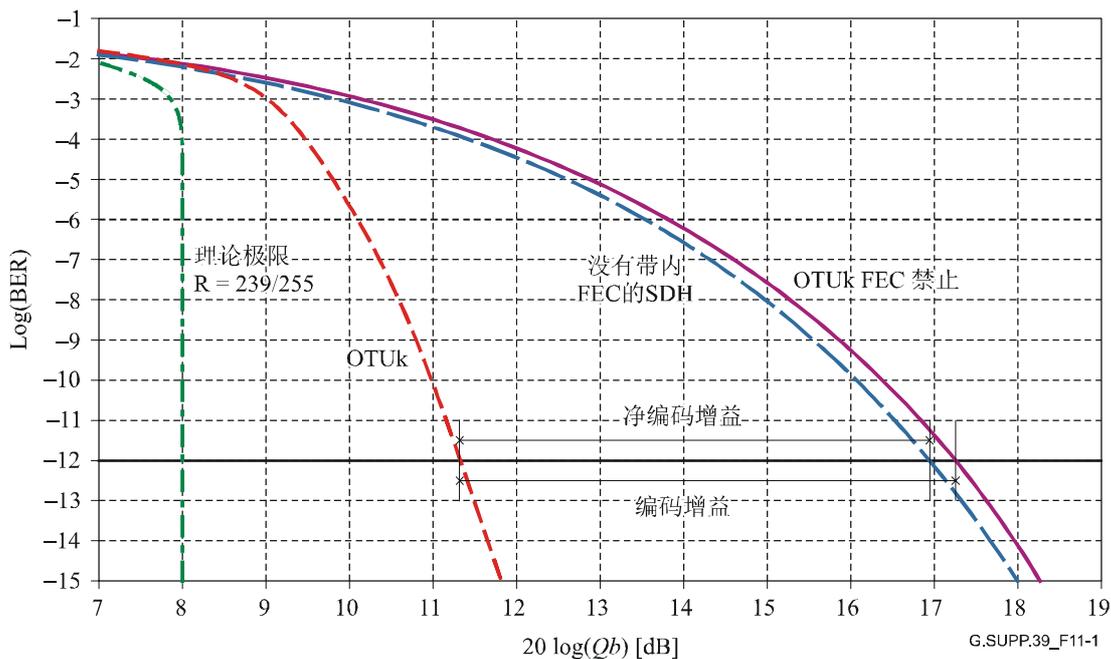


图 11-1—G.709/Y.1331 FEC方案的性能估计

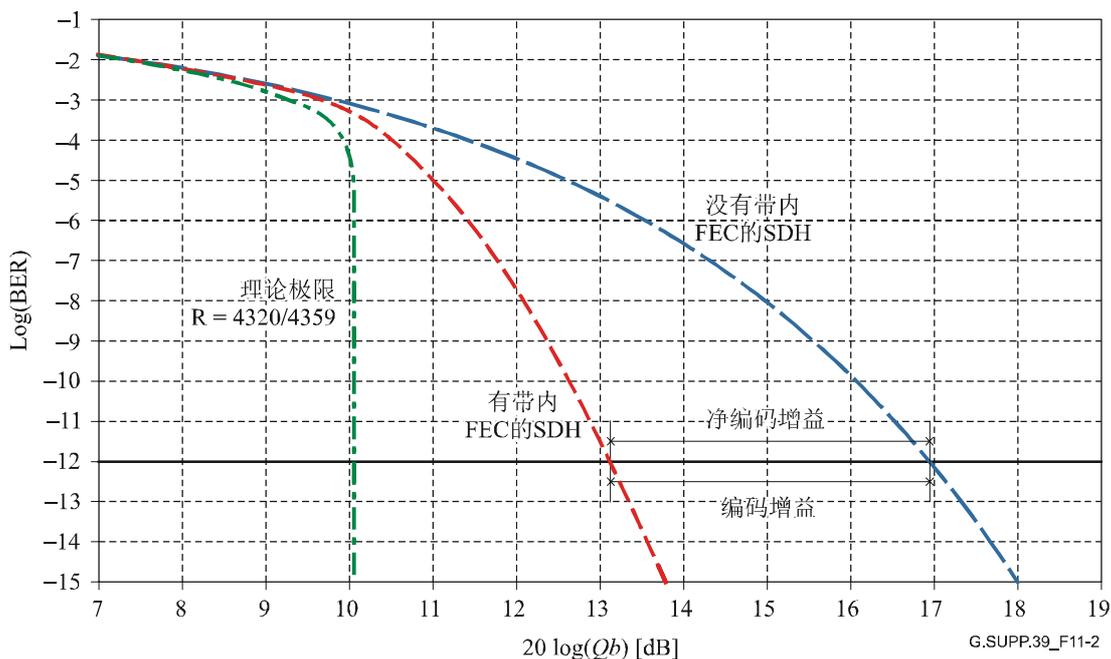


图 11-2—G.707/Y.1322 FEC方案的性能估计

注意，

$$20 \log_{10} Qb = 20 \log_{10} Q - 10 \log_{10} R \quad (11-4)$$

水平轴是  $20 \log_{10} Qb$  (dB) 和垂直轴是  $\text{Log}(\text{BER})$ 。当线路系统使用光放大器，ASE 引入的噪声是判决电路处唯一重要的噪声来源时，编码增益换算成  $20 \log_{10} Qb$  等效于允许的 OSNR 降低。

参见表 11-2。

表 11-2—标准FEC的性能

	带内FEC BCH (4359,4320)	带外FEC RS (255,239)
应用	SDH	OTN
对于 BER <sub>out</sub> = BER <sub>ref</sub> = 10 <sup>-12</sup> , BER <sub>in</sub>	2.9 × 10 <sup>-6</sup>	1.8 × 10 <sup>-4</sup>
编码增益 (BER <sub>ref</sub> = 10 <sup>-12</sup> ) (dB)	3.8	5.9
净编码增益 (BER <sub>ref</sub> = 10 <sup>-12</sup> ) (dB)	3.8	5.6
码率比	1	239/255

#### 11.4 某些非标准带外FEC的理论NCG极限

根据信息论的基本结论，例如[23]所示，能够确定理论 NCG 的极限是码率比的函数。表 11-3 给出对 BER<sub>ref</sub> = 10<sup>-12</sup> 的某些结果。

表 11-3—理论NCG极限

带宽扩展 (%)	码率比 <i>R</i>	NCG(dB) (BER <sub>ref</sub> = 10 <sup>-12</sup> )
5	0.952	8.6
7	0.935	9.0 (注)
10	0.909	9.4
15	0.870	9.9
20	0.833	10.3
25	0.800	10.6
注 — 相当标准带外 FEC 的码率比。		

#### 11.5 编码增益和NCG的统计前提条件

在差错以统计随机状态出现的前提下，表 11-2 性能评估结果是有效的。这里，随机差错定义为下列概率函数：

$$P_k(t) = \frac{(\rho t)^k}{k!} \exp\{-\rho t\} \quad (11-5)$$

公式 11-5 是熟知的泊松随机统计定义，产生在时间间隔 *t* 内随机事件出现 *k* 次的概率。将 *k* = 1 代入公式 11-5，导致 1 比特差错统计，在图 11-3 示出，对平均 BER 为 1 × 10<sup>-6</sup> 出现 1 比特差错的随机统计理论曲线。

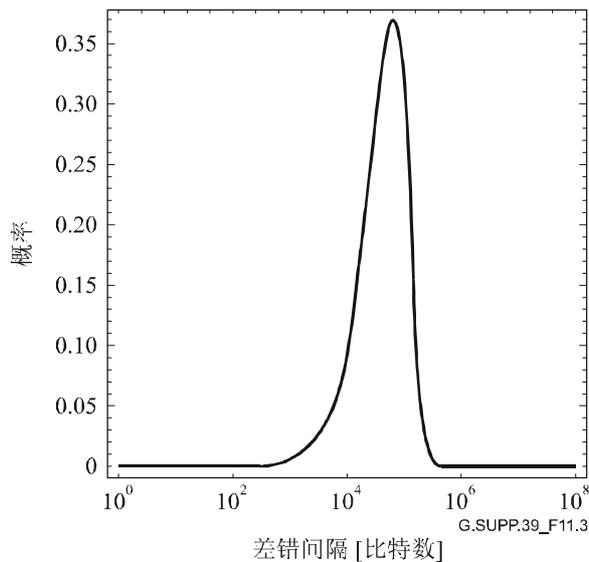


图 11-3—1 比特差错概率对时间间隔的理论曲线

注意，水平轴是对数标尺。如差错统计遵从图 11-2 的曲线，则 FEC 性能符合表 11-2 说明的理论预测。对那些差错统计不遵从图 11-2 理论曲线的情况尚待研究。

在光传输系统中有几个产生差错的来源，例如，ASE 噪声、GVD、PMD。另外，非线性效应通过单路系统的自相位调制(SPM)、受激布里渊散射(SBS)、调制不稳定性(MI)和多路系统的交叉相位调制(XPM)、四波混频(FWM)和受激喇曼散射(SRS)能够劣化信号性能。已证实 FEC 在 OSNR 限制的系统和色散限制系统内是有效用的。就非线性效应而言，降低输出功率导致 OSNR 限制，要对付这种情况 FEC 是有用的。但是，对付 PMD，FEC 的效用差些。因而，对付 PMD 是今后研究的课题。以下叙述用 FEC 放宽光参数的候选者。候选者的混合留待今后研究。

## 11.6 放宽参数的候选者

使用 FEC，如果随机差错统计的前提有效，能够放宽对光参数的要求。

### 11.6.1 放宽发送器和/或接收器特性

最大 BER 能够从  $10^{-12}$  放宽到表 11-2 第三行列出的最大放宽值。这就允许降低判决电路处信噪比。假定在没有 FEC 的参考系统内给定的 OSNR 足够产生要求的 BER，由附加 FEC 进系统得到的编码增益能够用来放宽发送器和/或接收器内部件的参数。能从此获益的参数有许多，例如，总馈入功率要求、眼模框、消光比、PIN 接收器的电噪声、光前置放大器的噪声指数，分用滤波器的隔离或者扩大到决定符号间干扰的接收器转移函数的特性以及判决前的噪声带宽。

### 11.6.2 放宽输出功率电平节约泵功率

由 NCG 值使发送器和线路放大器的输出功率电平降低导致在光放大器链末尾 OSNR 降低。因而，相关的较高电噪声和较高的 BER 被 FEC 补偿。相同的原理能够应用到有光前置放大接收器的单段应用。在没有光前置放大接收器的单段系统内使用 FEC 使发送器输出功率只节约 NCG 值的一半，因为在这种情况下系统受到接收器电噪声的限制。

## 11.7 提高系统特性的候选者

### 11.7.1 降低功率电平避免非线性

如果其他参数不改变，降低光放大器的输出和输入功率电平迫使系统受非线性效应限制变成受 OSNR 限制。按照 NCG 值降低功率，甚至更多，是可行的，如第 11.3 节注所示。例如，功率电平降低后，G.652 和 G.655 光纤的多路系统参数也能适用于 G.653 光纤。因而，有可能使公共系统指标成为对所有类型光纤都有效的指标。

### 11.7.2 增大最大的段衰减

如果多段系统不是受色散限制的（使用 G.652 附加色散调节，G.653 或 G.655 光纤），目标段距离能够扩大。每个线路放大器的输入功率能够减低等于净编码增益的值。因而，最大段衰减能够增加等于净编码增益的值（最大的情况）。这样的放宽可以在比规定损耗值稍大的系统内取消不必要的再生中继器。如何扩大受色散限制系统的距离尚待研究。

注一 在没有前置放大器的单段系统，最大通道衰减的增益只使 NCG 值之半，因为在这种情况下系统受到接收器电噪声的限制。

### 11.7.3 增加长途系统的最大段数

假设颜色和偏振模色散不成为限制因素（即，系统保持受 OSNR 限制），增加段数（还有线路放大器数）能够大大地扩大长途系统的总目标距离。只要每段衰减相同和保持不变，最大段数能够增加一个由 NCG 值给定的倍数。在标准带外 FEC 情况下，目标距离可以增大的倍数几乎是 4。如何扩大非 OSNR 限制系统的距离有待研究。

### 11.7.4 增加高容量系统的通路数

如果多段系统受到光放大器输出功率的限制，通路数能够增加由 NCG 值给定的倍数。在标准带外 FEC 情况下，通路数可以增加的倍数几乎是 4。应该指出，只要参考系统不受可以由降低通路功率改变的非线性效应支持，这个方法就能使用。例如，如果通路功率变得小于 SPM 门限，SPM 不能用来补偿颜色色散。

## 12 物理层横向和纵向兼容性

本节叙述如 ITU-T G.957、G.691、G.693 和 G.959.1 建议书使用的物理层横向兼容性。也提供或许会形成今后标准化多段系统基础的可能的组态。

这里讨论的所有组态都是为了点对点系统。比这些更复杂的安排尚待研究。

## 12.1 物理层横向兼容性

### 12.1.1 单段物理层横向兼容性

在 ITU-T G.957、G.691、G.693 和 G.959.1 建议书，定义为“横向兼容的”应用就意味着光段的终点可以用不同制造商提供的设备终端。这个情况表明在图 12-1。因而，整组参数定义和在接口点 MPI-S 和 MPI-R 的相关值必须使这样的接口能正常操作。

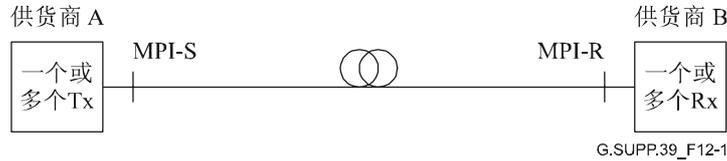


图 12-1—单段物理层横向兼容性

注一 在图 12-1 标记为 MPI-S 和 MPI-R 的接口点在各个建议书中有不同的标记（和不同的接口参数），但是，相同的原理适用于单路和多路接口。目前，只能在 ITU-T G.959.1 建议书查到横向兼容的多路应用。

### 12.1.2 多段物理层全横向兼容性

现行 ITU-T G.691 建议书只规定单段系统。起先是打算也包括应用光线路放大器如图 12-2 示的多段系统。但是，当第一版 ITU-T G.691 建议书发布时包括多段应用未能通过。

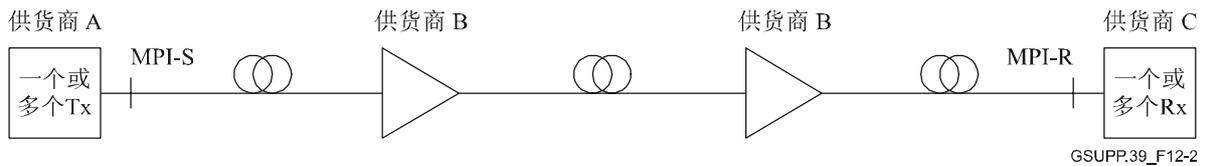


图 12-2—多段物理层全横向兼容性

图 12-2 示出全横向兼容的情况，其中放大器由与终端设备不同的供货商供给。这个情况要求通路设计的规范以及如果使用光监视通路（OSC）还要求有它的整个细节。

这个情况可能还要求规范某些参数，例如基于每段的损耗和功率电平，还有其他参数例如，颜色色散、PMD 和非线性要在整个链路上进行“管理”。

### 12.1.3 多段物理层部分横向兼容性

还可以定义一种补充的组态，其中链路两个终端的设备由同一供货商提供。这称为部分横向兼容性，如图 12-3 所示。

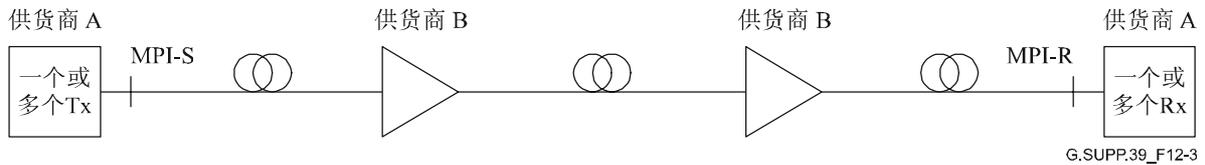


图 12-3—多段物理层部分横向兼容性

这种备选的可能性要求大部分的物理特性像多段全横向兼容那样有相同的规范，除了不必规定严格的通路规划之外。系统的工作波长范围是必须要求的。

### 12.1.4 多段单接口横向兼容性

如图 12-4 所示存在另一种可能性（与多段全横向兼容相比要求较少的物理特征指标）。然而，这个组态在 ITU-T 内没有研究。这里，只有链路的单个接口点（在发送器或接收器）被规定，单个供货商供应接口一侧的全部设备。

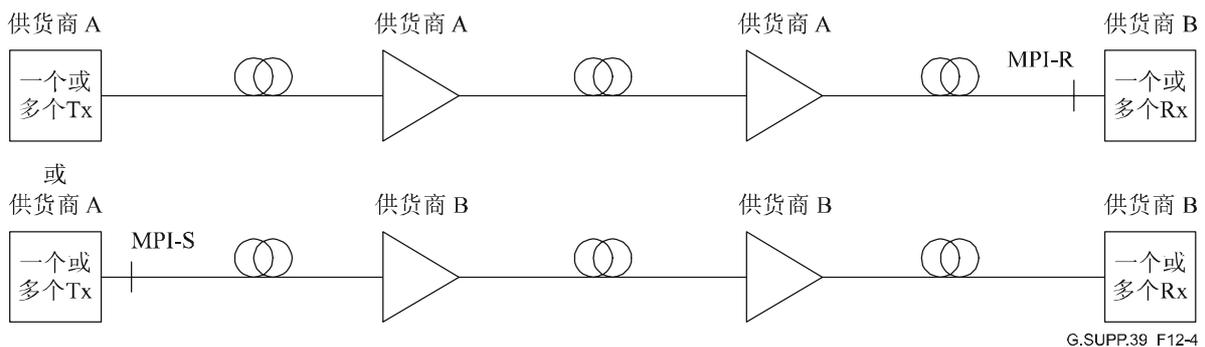


图 12-4—多段单接口横向兼容性

这个组态要求的物理特性规范有待研究，但是，要包含准确通路设计的细节。

## 12.2 物理层纵向兼容性

与上述相反，定义为“纵向兼容的”应用意味着光段的两个终点由来自同一制造商的设备终端。在这种情况下，要求比横向兼容系统更少的参数集。这里，只有光缆特性（衰减、色散、DGD、反射）要规范。图 12-5 说明单段纵向兼容系统。

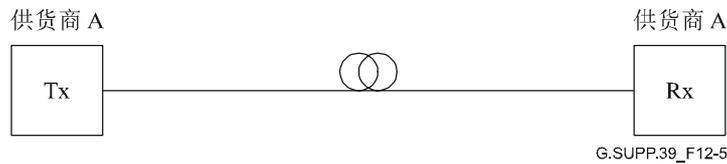


图 12-5—单段物理层纵向兼容性

对于多段系统，纵向兼容也可能。这个类似单段纵向兼容系统，其中所有有效的设备来自单一来源。图 12-6 说明这一点。如单段情况一样，只有很有限数目的参数需要规范，虽然颜色色散和 PMD 必须在端到端的基础上管理。

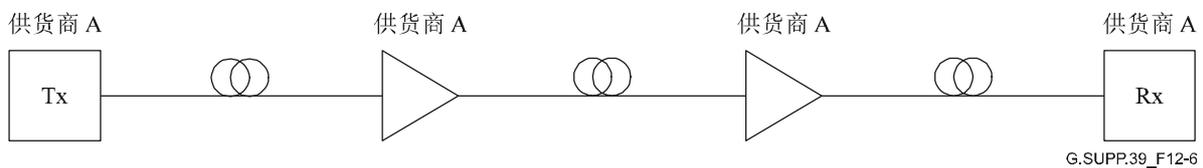


图 12-6—多段物理层纵向兼容性

## 12.3 联合工程

两个 ITU-T 建议书有关于联合工程的内容：

- ITU-T G.955 建议书：该处理过程是在 ITU-T 建议书中能获得的接口规范不足以保证性能水平时，由那些管理/运营者协商后决定一组符合链路性能特性的光链路接口特性。
- ITU-T G.957 建议书：对有限数目的情况，在 ITU-T G.957 建议书的接口规范验证不充分的地方，联合工程可以设想符合光段的要求。在要求的段损耗比 ITU-T G.957 建议书规定值更大(例如, 2 dB)的情况多半会发生这种事情，但是也可以考虑其他参数。

对于那些情况，由有关的管理/运营者负责更严密地规定 ITU-T G.957 建议书的规范不足的系统要求。强调需要“联合工程”的很多情况大约都是不同的，这很重要，因此，试图标准化这些系统的任何参数值是毫无意义的。代替的做法是有关的管理/运营者就需要什么达成一致，然后就什么是确定可行的方案与制造商协商。这个处理方式很可能导致传输链路的两端由同一个制造商供货，其产品符合发送器和接收器联合最佳化要求的性能。

应该指出，尽管对“联合工程”系统规范任何参数值是徒劳的，对所涉及的管理/运营者或制造商来说，遵循 ITU-T G.957 建议书使用的一般导则和系统工程方法是合理的。实际上，使用同样的参数定义（例如，在 R 参考点的接收器灵敏度，包括全部温度及老化效应）是有帮助的。

## 13 光交换网设计考虑

在 ITU-T G.8080/Y.1304 建议书给出了光交换网的体系结构基础。从光交换网用的光传输系统工程看，在相当于光交换网内 3R 终端的位置，能够考虑两种情况。

在交换光信号的网元还提供 3R 终端的情况下，则在交换网元两边的光段能够分别工程设计。最坏情况或统计法设计原理都能用来获得符合 ITU-T G.828 和 G.8201 建议书规定的该位置的性能指标的端到端系统性能。

在网元实现光信号的交换/再选路而不提供 3R 终端（例如，透明光交叉连接）的情况下，如果不对扩展的网络施加严格的限制，一般很难保证交换的光连接的比特差错率性能。例如，透明交换网元实行 OMS 再选路的动作会产生有不同光特性的新传输通道，其特性可能不在由 OTS 支持的客户信号希望的性能所要求的设计限制之内。要消除这种情况可能要论及预先规划再选路信号可行的连接或联合工程。

由于光放大器或传输链路内其他光单元的动态性能引起的在时间标尺上可能的限制不属于本增补的范围。

## 14 光功率安全的最佳操作方法

### 14.1 观看

#### 14.1.1 观看光纤

不应当用没有保护的眼睛或任何运营组织不认可的任何瞄准器件去观看光纤端面或连接器端面。

#### 14.1.2 观看仪器

只能使用运营组织认可的滤光的或衰减的观看仪器。

### 14.2 光纤尾端

#### 14.2.1 终端

在不继续使用时，任何没有终端（例如耦合、接续）的单个或多个光纤尾端应该用适合其波长和功率的材料进行单个或集中的包封。应该不容易看到它们，清晰的尾端不应暴露在外。

包封的合适方法有使用接头保护器或塞头。总是将终端帽安放在没有联接的连接器的上。

## 14.2.2 清洁

只能使用运营组织认可的方法清洁和制备光纤及光连接器。特别是对于大功率系统（例如，1 W 以上），清洁是必不可少的。在这样的系统中，如果连接器端面不清洁，可能会产生不希望的高温，在某些情况下，会导致“光纤熔化”现象。

在打开电源之前，要保证光纤端面没有任何污染。

注一 光纤熔化现象由很高的温度和沿光纤的明亮白光传播联合表征，它可以导致系统的危险状态。

## 14.2.3 连接器损耗

连接器损耗可能引起温度增高，特别是对大功率系统。因而，在大功率系统应该小心选择连接器。例如，在连接器处光馈入功率是 2 W 的系统，0.25 dB 损耗意味着能够有大约 0.1 W 的功率用于本身发热。可以发现在 G.653 光纤用的一侧连接器中，这会使温度上升 5° C。

## 14.2.4 接头损耗

接头损耗可能引起温度增高，特别是在大功率系统。在接头损耗的情况中可用于发热的功率与连接器损耗的情况是一样的。由此引起的发热效应与所吸收的“损耗”功率有关。在接头局部吸收全部功率的情况下，则会出现显著的温升。

## 14.3 带状光纤

带状光纤的尾端当做一个单元切割可能表现出比单光纤更高的失败率。因而，除非运营组织授权，不要切割没有分开的带状光纤或者使用带状接头。

## 14.4 测试软线

使用光测试软线时，光功率源应该最后一个连接上而头一个断开。

## 14.5 光纤弯曲

光纤的过分弯曲可能形成弯曲应力引起机械破坏的危险以及伴随高功率传输的局部发热点。应该避免局部小半径的弯曲。

## 14.6 电路板延伸器

光发射器或光放大器电路板应当不使用延伸器。当它们处于发送器机框之外时没有光功率源。

## 14.7 维护

只遵循运营组织认可的关于操作和维护系统工作的指令。

## 14.8 测试设备

使用对该项任务必须和实用的最低等级的测试设备。不要使用比本地失效水平级别更高的测试设备。

## 14.9 修改

对任何光纤通信系统或相关设备不要做任何未授权的修改。

## 14.10 开关控制

对于用开关控制的设备，开关应该置于管理部分指派的人员控制之下，他应该保证开关的安全使用、储存和全面的控制。备用开关应该由指定的线路管理者按严格的控制程序保管。

## 14.11 标签

向运营组织线路管理提示危险或光安全错误的标签。

## 14.12 标志

超过危险平面 1 M 的位置需要区域警告标志。区域标志可能在更低的级别处显示。

## 14.13 告警

系统的告警，特别是那些指示 APR 或任何其他安全系统不起作用了的告警，应该响应以便在规定时间内进行修理。

## 14.14 喇曼放大系统

喇曼放大系统工作在足够高的功率能够对光纤或其他部件产生危险。在 14.2 和 14.5 说明了一些，但是还要增加下列导则：

激活喇曼功率之前

- 计算出该功率到达后会降低到小于 150 mW 的距离。
- 如果可能，检查那个距离内周围的任何接头。如果发现紧扣的弯曲，例如直径小于 20 mm，试图解开或放松这个弯曲，或选用其他光纤。
- 如果不能进行检查，使用高分辨率的 OTDR 证实会在大功率下引起危害的弯曲或接头损耗的出处。
- 如果使用连接器，应该确认它的端面很干净。金属污染物实际上更容易引起危害。熔接的接头被认为是最不容易发生危害的。

在喇曼功率激活的时候

在某些情况下，随着喇曼功率增长可以在光源处监测反射光线。如反射功率对注入功率的关系曲线表现出非线性特征，反射的位置就容易发生危险。容易产生危险的位置，例如紧扣的弯曲，在这种弯曲内涂层吸收光功率，可能在反射功率对注入功率的曲线上不会有清楚的信号表现它的存在。

运行考虑

如果在整个时间上放大水平在下降，它的原因会是泵功率降低或者某些缓慢的机制，例如连接器表面，引起的损耗增加。简单地提高泵功率让信号恢复会导致甚至更危险或灾难性的故障。

弯曲使光纤故障的机制是光线从包层漏出，一部分被涂敷层吸收引起局部发热和热反应。这些反映使吸收增加从而使发热增加。当形成碳层时，成为剧变的热反应，产生足以熔化光纤的热，使光纤变成组结状态，堵塞了全部光功率。因而，在真实的故障出现之前，危险过程引起的传输特性改变是很小的。如果

光纤没有缓冲层，在故障瞬间如有火花是会自行消灭的，因为涂敷很快烧光。缓冲的光纤会不会产生严重的火焰取决于材料。对于无缓冲光纤，弯曲顶部涂层的变色会显示亚临界危险的迹象。

## 附 录 一

### 颜色色散引起的脉冲展宽

#### I.1 目的

本附录与第 9.2.1.1 节有关，给出颜色色散限制的比特率表达式。从一般发布的结论开始，结合：

- 光纤一阶和二阶色散系数；
- 发送器参数：谱宽、啁啾和调制带宽。

#### I.2 一般公布的结论

首先公布的一般结论在参考文献[24]，来自该文的公式用方括号表示，如[xx]。其他的公式用园括号指示，如 (I-y)。为了简化和避免和“标准”符号冲突，有些符号做了修改。

上文中最一般的形式给出了输出脉冲持续时间的有效值瞬时宽度与光纤长度  $L$  的函数关系是：

$$\sigma(L) = \sigma_0 \left[ (1 + AC)^2 + A^2(1 + V^2) + E^2(1 + V^2 + C^2)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad [26]$$

无量纲符号有：

$$V = WT, \quad C = T\Delta\omega, \quad A = \frac{L \partial^2 \beta}{T^2 \partial \omega^2}, \quad E = \frac{L \partial^3 \beta}{2T^3 \partial \omega^3} \quad [21, 22]$$

式中， $\beta$ 是传播的波数。还有：

$$\sigma_0 = \frac{T}{\sqrt{2}} \quad [27]$$

是在  $L = 0$  输入（背对背）脉冲的有效值宽度，在该点输入脉冲和未啁啾光源谱是分别具有  $\frac{1}{e}$  半宽度  $T$ （按时间  $t$ ）和  $W$ （按角频率  $\omega$ ）的高斯函数。（注意， $T$ 不是给定比特率的时隙宽度）输出脉冲通常是非高斯的。啁啾脉冲的电场相位是：

$$\omega_m + \Delta\omega \frac{t}{T} \quad [1]$$

式中， $\omega_m$ 是光源平均角频率， $\Delta\omega$ 是脉冲期间的频移。

### I.3 符号的改变

现在，改变成更通用的标准符号和有效值宽度。

相对角频率传播波数的导数是在 $\omega_m$ 计算的：

$$\frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} = -\frac{\lambda_m^2}{2\pi c} D_m, \quad \frac{\partial^3 \beta}{\partial \omega^3} = \left(\frac{\lambda_m^2}{2\pi c}\right)^2 \left(S_m + \frac{2D_m}{\lambda_m}\right) \quad (\text{I-1})$$

这里， $D_m$ 是光纤色散系数， $S_m$ 是光纤色散斜率系数（ $S = dD/d\lambda$ ），两者都在光源平均波长 $\lambda_m \left(= 2\pi c/\omega_m\right)$ 计算。

将光源谱宽变换成在光频率 $\nu \left(= \omega/2\pi\right)$ 的有效值光源宽度，于是：

$$\sigma_\nu = \frac{W}{2\pi\sqrt{2}} \quad (\text{I-2})$$

类似地，公式[1]的啁啾是：

$$2\pi \left( \nu_m + \frac{t\Delta\nu}{\sigma_0\sqrt{2}} \right) \quad (\text{I-3})$$

式中， $\nu_m$ 是光源平均光频率， $\Delta\nu$ 是脉冲期间光频率的偏移。

利用上述符号，公式[21, 22]的各项变成：

$$V = 4\pi\sigma_0\sigma_\nu, \quad C + 2\pi\sqrt{2}\sigma_0\Delta\nu, \quad A = -\frac{\lambda_m^2 D_m L}{4\pi c \sigma_0^2}, \quad E = \left(\frac{\lambda_m^2}{2\pi c}\right)^2 \left(\frac{S_m + \frac{2D_m}{\lambda_m}}{8\sigma_0^3\sqrt{2}}\right) L \quad (\text{I-4})$$

因此，非高斯输出脉冲的 rms 持续时间变成：

$$\sigma^2 = \left(\sigma_0 - \frac{\lambda_m^2 D_m L \Delta\nu}{c\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_m^2 D_m L}{c}\right)^2 \left[(4\pi\sigma_0)^{-2} + \sigma_\nu^2\right] + \frac{L^2}{8} \left\{ \left(\frac{\lambda_m^2}{c}\right)^2 \left(S_m + \frac{2D_m}{\lambda_m}\right) \left[(4\pi\sigma_0)^{-2} + \sigma_\nu^2 + \frac{1}{2}(\Delta\nu)^2\right] \right\}^2 \quad (\text{I-5})$$

这仍旧是最一般的结论，但是用了更“熟习”的符号。它将色散、色散斜率、啁啾，和输入脉冲宽度以及光源谱结合进公式之中。

### I.4 一个简化特例

就目前的用途而言，略去啁啾和二阶色散，在公式 I-4 中有

$$C, E = 0 \quad (\text{I-6})$$

并为了简单去掉符号的下标  $m$ 。公式 I-5 简化成：

$$\sigma^2(L) = \sigma_0^2 + \sigma_D^2(L) \quad (\text{I-7})$$

式中，颜色色散引起的瞬时扩展是：

$$\sigma_D = \frac{\lambda^2 DL}{c} \left[ \sigma_v^2 + (4\pi\sigma_0)^{-2} \right]^{\frac{1}{2}} = DL \left[ \sigma_\lambda^2 + \left( \frac{\lambda^2}{4\pi c \sigma_0} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I-8})$$

式中：

$$\sigma_\lambda = \frac{\lambda^2}{c} \sigma_v$$

这个公式是用频率和波长的表达式来表示的，表达式用相对于波长

$$\sigma_\lambda = \frac{\lambda^2}{c} \sigma_v \quad (\text{I-9})$$

的光源谱宽表示。

公式 I-8 考虑到了脉冲调制和光源谱的带宽，能够在频率域或波长域观察它们。例如， $(4\pi\sigma_0)^{-1}$  是输入脉冲的有效光频宽。

两个有限情况相应于已知的结论。如果光源谱宽预先确定了，公式 I-8 产生常见的结论：

$$\sigma_D \approx DL \sigma_\lambda \quad (\text{I-10})$$

（这个结果相当于参考资料[25]中公式（2.4.24））在很相干光源的限制下，公式 I-8 给出：

$$\sigma_D \approx \frac{\lambda^2 DL}{4\pi c \sigma_0} \quad (\text{I-11})$$

于是展宽随输入脉宽减小而增加（这个结果相当于参考资料[25]中公式（2.4.30））。

## I.5 与比特率相关的脉冲展宽

考查比特率为  $B$  的未啁啾脉冲。这个比特率的倒数是它的时隙。对于 RZ，输入脉冲具有 NRZ 脉冲周期一部分  $f$  ( $<1$ ) 的周期；这个分数称为占空比。作为特殊情况，对于 NRZ， $f=1$ 。公式：

$$N \sigma_0 = \frac{f}{B} \quad (\text{I-12})$$

说明  $N$  倍输入脉冲的 rms 值应该符合占空比降低的这个时隙。无量纲整形因子  $N$  的值取决于输入脉冲的类型，正如以下要讨论的。利用公式 I-12，公式 I-8 的脉冲展宽就是：

$$\sigma_D = \frac{\lambda^2 DL}{c} \left[ \sigma_v^2 + \left( \frac{NB}{4\pi f} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I-13})$$

我们采用光频而不用波长做运算。这就指出有效频宽就像是谱宽与比特率引起的宽度的有效值和，随着这两者的增加而增加。

如 ITU-T G.957 建议书所述，对于接收器的功率恶化和比特差错率 (BER) 的实际值，存在一个允许符号间干扰 (ISI) 的上限。当最大展宽等于 NRZ 比特率时隙的某个部分  $\epsilon$  ( $<1$ ) 时，就会出现，即：

$$(\sigma_D)_{\max} = \frac{\epsilon}{B} \quad (\text{I-14})$$

这个部分称为 epsilon 值。则公式 I-13 和 I-14 产生：

$$\left(\frac{NB}{4\pi f}\right)^2 + \sigma_v^2 = \left(\frac{\epsilon c}{\lambda^2 B D L}\right)^2 \quad (\text{I-15})$$

这是对于任何假定的整形因子  $N$  和时隙部分  $\epsilon$  之值，包括光源和调制带宽（却没有啁啾和二阶色散）的一般结论。

## I.6 整形因子的值

联合公式 I-12 一起讨论，NRZ 脉冲持续时间是  $\frac{1}{B}$ ；我们假定  $N=4$ ，这意味着输入脉冲的两倍全宽度有效值必须符合允许的脉冲持续时间[25]。（例如， $N=3.46$  包含 NRZ 矩形脉冲全部功率，而  $N=4$  包含高斯脉冲的 95.4%）

现在公式 I-15 能对系统颜色色散求解为：

$$DL = \frac{\epsilon c}{\lambda^2 B \sqrt{\left(\frac{B}{\pi f}\right)^2 + \sigma_v^2}} \quad (\text{I-16})$$

占空比降低允许的颜色色散也降低，因为同时信号带宽增加了。对于宽谱/低比特率发送器限制的情况，公式 I-15 或 I-16 给出：

$$DLB\lambda^2\sigma_v \approx c\epsilon \quad \text{或} \quad DLB\sigma_\lambda \approx \epsilon \quad (\text{I-17})$$

当光源谱占支配地位时，占空比无效。使用 ITU-T G.957 建议书右边的公式。对于窄谱/高比特率发送器限制的情况，公式 I-15 或 I-16 给出：

$$DLB^2\lambda^2 \approx \pi c \epsilon f \quad (\text{I-18})$$

因此，固定 RZ 比特率的最大允许颜色色散随占空比下降。再者，这是因为 RZ 信号的频率带宽大于相同比特率的 NRZ 信号的频率带宽。

上述公式针对输入脉冲和光源谱是高斯型的。我们假定它们在有效值的意义上适用于更一般地整形到合理的近似内。

## I.7 一般性结论和实际的单位

现在公式 I-16 和 I-9 一般性地给出:

$$DL = \frac{\varepsilon c}{\lambda^2 B \sqrt{\left(\frac{B}{\pi f}\right)^2 + \sigma_v^2}} \quad (\text{I-19})$$

宽谱/低比特率:

$$\lambda^2 B D L \sigma_v \approx \varepsilon c \quad \text{或} \quad B D L \sigma_\lambda \approx \varepsilon \quad (\text{I-20})$$

窄谱/高比特率:

$$\lambda^2 B^2 D L \approx \pi \varepsilon c f \quad (\text{I-21})$$

通常在规范中使用-20 dB 全宽度  $\Gamma$ 。在 ITU-T G.957 建议书使用高斯近似给出它与有效值宽度的关系是:

$$\Gamma \approx 6.0697 \sigma \quad (\text{I-22})$$

还有, 各参数的单位:  $B$  用 Gbits/s,  $D$  用 ps/nm·km,  $L$  用 km (因而  $DL$  用 ps/nm),  $\lambda$  用  $\mu\text{m}$  (不是 nm),  $\sigma_v$  用 GHz,  $\sigma_\lambda$  用 nm 和  $c \approx 299,792.458 \text{ km/s}$  (按照 ITU-T G.692 建议书), 公式 I-19 变成第 9.2.1.1 节的公式 9-1。公式 I-9 的频率和源宽由公式 9-2 联系起来。

对于宽谱/低比特率限制的情况, 公式 I-20 和 I-22 给出公式 9-3。对于相反的窄谱/高比特率的限制, 公式 I-21 变成公式 9-4。

## 参考资料

- [1] IEEE Project P1394b, *Draft Standard for a High Performance Serial Bus (Guideline)*, Draft 0.90, 1999.
- [2] T11 FC Project, *Fibre Channel, Physical Interfaces (FC-PI)*, Draft Rev. 8.1, 2000.
- [3] IEEE Std. 802.3-2005, *Specific Requirements – Part 3: Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications*.
- [4] ISO/IEC 9314-3:1990, *Information processing systems – Fibre Distributed Data Interface (FDDI) – Part 3: Physical Layer Medium Dependent (PMD)*.
- [5] T11.1 Draft High-Performance Parallel Interface – 6400 Mbit/s Optical Specification (HIPPI-6400-OPT), National Committee for Information Technology Standardization (NCTIS), 2000.
- [6] PAUER (M.), WINZER (P.J.), LEEB (W.R.): Bit error probability reduction in direct detection optical receivers using RZ coding, *J. Lightwave Tech.*, Vol. 19, pp. 1255-1262, 2001.
- [7] BÖCKL (M.): Diplomarbeit, *INTHFT*, TU Wien 2002.
- [8] WINZER (P.J.), et al.: Effect of receiver design on PMD outage for RZ and NRZ, *Proc. OFC'02*, Tu11, pp. 46-48, 2002.
- [9] ZITELLI (M.), MATERA (F.), SETTEMBRE (M.): Single-channel transmission in dispersion management links in conditions of very strong pulse broadening: application to 40 Gb/s signals on step-index fibers, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 17, pp. 2498-2505, 1999.
- [10] AGRAWAL (G.P.): *Nonlinear fiber optics*, Academic Press, San Diego, Cal. 1995.
- [11] IANNONE (E.), MATERA (F.), MECOZZI (A.), SETTEMBRE (M.): *Nonlinear optical communication networks*, John Wiley & Sons, Inc., New York 1998.
- [12] MATERA (F.), SCHIFFINI (A.), PIZZINAT (A.), GUGLIELMUCCI (M.): Esperimenti di trasmissione solitonica multicanale a 40 Gb/s: il progetto IST/ATLAS, *Atti Fotonica 2001*, relazione invitata, pp. 67-74.
- [13] SPIRIT (D.M.), O'MAHONY (M.J.): *High Capacity Optical Transmission Explained*, John Wiley & Sons Inc., 1995.
- [14] TAKAHASHI (H.), ODA (K.), TOBA (H.): Impact of crosstalk in an arrayed-waveguide multiplexer on  $N \times N$  optical interconnection, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 6, pp. 1097-1105, 1996.
- [15] LIU (F.), RASMUSSEN (C.J.), PEDERSEN (R.J.S.): Experimental verification of a new model describing the influence of incomplete signal extinction ratio on the sensitivity degradation due to multiple interferometric crosstalk, *Photonics Technology Letters*, Vol. 11, No. 1, pp. 137-139, 1999.
- [16] LEGG (P.J.), TUR (M.), ANDONOVIC (I.): Solution paths to limit interferometric noise induced performance degradation in ASK/Direct detection lightwave networks, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 9, pp. 1943-1954, 1996.
- [17] IEC/TR 61282-1: 2000, *Fibre optic communication system design guides – Part 1: Single-mode digital and analogue systems*, Annex A: Statistical system design (statistical approach to gain and loss).

- [18] KIKUSHIMA (K.), HOGARI (K.): Statistical dispersion budgeting method for single-mode fiber transmission systems, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 8, No. 1, pp. 11-15 (1990).
- [19] INOUE (K.), TOBA (H.): Fiber four-wave mixing in multi-amplifier systems with non-uniform chromatic dispersion, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, No. 1, pp. 88-93 (1995).
- [20] IEC SC86C/WG1 ST-20, *Statistical treatment of chromatic dispersion* (submitted by T.A. Hanson), 2000.
- [21] BULOW (H.): System outage probability due to first and second order PMD, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, No. 5, pp. 696-698, 1998.
- [22] MAKSOUDIAN (Y.L.): Probability and Statistics with Applications, *Scranton International Textbook Company*, 1969.
- [23] BENEDETTO (S.), BIGLIERI (E.): Principles of digital transmission with wireless applications, (Chap.3.: Basic results from information theory), *Kluwer Academic Press*, New York 1999.
- [24] MARCUSE (D.): Pulse distortion in single-mode fibers. 3: Chirped pulses, *Applied Optics*, Vol. 20, No. 20, pp. 3573-3579, 1981.
- [25] AGRAWAL (G.P.): Fiber-Optic Communication Systems, 2nd Edition, *John Wiley & Sons, Inc.*, 1997.
- [26] AGRAWAL (G.P.), ANTHONY (P.J.), SHEN (T.M.): Dispersion penalty for 1.3- $\mu\text{m}$  lightwave systems with multimode semiconductor lasers, *J. Lightwave Tech.*, Vol. 6, No. 5, pp. 620-625, 1987.



## ITU-T 系列建议书

A系列	ITU-T工作的组织
D系列	一般资费原则
E系列	综合网络运行、电话业务、业务运行和人为因素
F系列	非话电信业务
<b>G系列</b>	<b>传输系统和媒质、数字系统和网络</b>
H系列	视听及多媒体系统
I系列	综合业务数字网
J系列	有线网络和电视、声音节目及其他多媒体信号的传输
K系列	干扰的防护
L系列	电缆和外部设备其他组件的结构、安装和保护
M系列	电信管理，包括TMN和网络维护
N系列	维护：国际声音节目和电视传输电路
O系列	测量设备的技术规范
P系列	电话传输质量、电话设施及本地线路网络
Q系列	交换和信令
R系列	电报传输
S系列	电报业务终端设备
T系列	远程信息处理业务的终端设备
U系列	电报交换
V系列	电话网上的数据通信
X系列	数据网、开放系统通信和安全性
Y系列	全球信息基础设施、互联网协议问题和下一代网络
Z系列	电信系统使用的语言和一般性软件情况