

广东省电网规划设计院

PLANNING DESIGN INSTITUTE OF GPTA

论文集



一九九九年九月

序

花城广州，在绿树成荫的华侨新村旁，在车水马龙的区庄立交桥侧，有一幢小巧玲珑的浅绿色建筑。门前紫荆花笑迎宾客，院内棕榈挺拔向上。沿路而筑的通花围墙，透出院内一派绿色的亮丽：大叶榕、小叶桉、木棉树拔地而起，枝叶婆娑，郁郁葱葱。15年前，一个高科技人才汇聚的现代化高科技企业-广东省邮电规划设计院在这儿诞生了。15年，只是人类历史一个短暂的瞬间，而对于广东省邮电规划设计院，已是她风风雨雨走过的从艰苦创业到腾飞发展又趋于稳步成熟的过程。

"忆往昔峥嵘岁月稠"，80年代，刚哇哇坠地的广东省邮电设计所率先承担了全国第一条光纤通信工程--广(州)佛(山)光缆工程的设计；承担了覆盖全省的全国最大规模容量的数字微波网、全国第一个移动电话网络的设计。我们设计的市农话程控交换局及土木建筑工程遍及全省各地。

90年代，随着广东通信的腾飞，促进广东省邮电规划设计院更大的发展，大量高素质人材的引进，高科技设备的装备，高效率、现代化管理模式的引入，迎接着通信建设新高潮的到来。全省模拟移动电话网、数字移动电话网、CDMA实验网在我们的笔下完成，覆盖全省的光纤通信网，从PDH到SDH，DWDM系统在我们的图上实现，数据通信、多媒体通信在我们的计算机上展现。现在，IP技术的跟踪、通信网络的规划和发展策略的研究更成为我们的目标。在21世纪即将来临之际，我们有了更新的口号、更高的追求，那就是"以支撑和服务广东通信网为工作中心，以争创国内一流通信规划和设计企业为目标"。

15年来，广东省邮电规划设计院发生了沧桑巨变，随着先进的计算机辅助设计技术的使用；高素质人才的引进，设计能力比建院初提高了300倍；企业的固定资产从原有的25万元增加到数千万元，扩充了200多倍；技术、管理人员从原有的68人增加到200多人，其中博士、硕士占全院技术人员总数的近30%；劳动生产率也增长了90倍；有18项工程设计和科技项目获得国家级/部级优秀工程设计或科技进步奖，其中1项获国家优秀工程设计最高荣誉奖-金质奖；广东省邮电规划设计院的规划、设计能力和水平在全国同行中声誉鹊起、为之瞩目。

抚今追昔，什么是我们最可宝贵的？是开拓拼搏、勇往直前、永不言败的精神；务实

创新、一丝不苟、精益求精的态度；团结协作、豁达理解、无私奉献的品格。这就是我们广东邮电规划设计人的精神。15年的风雨坎坷路，练就我们的精神，积淀了我们的企业文化。

15年来，我院规划、设计人员和技术管理人员在承担广东邮电通信网络建设的同时，仍然不忘将我们所掌握的技术、经验和成果撰写成论文。在一篇篇异彩纷呈的文章里，有心得的积累，有经验的总结，有寻幽发微的追觅，有知微见著的举一反三；有指导今后规划设计工作的实用性文本，更有对科技知识孜孜以求的探索。这一篇篇文章，是一颗颗科海之贝，闪烁着我院科技工作者的智慧之光，记载了我院规划设计人员把先进通信技术转化为现实通信能力过程中再创造的劳动成果。藉纪念我院成立15周年之机，把它们结集出版，使我们技术、成果更加发扬光大，同时，也将鼓励推动科技人员今后不断提高自身的科技能力，加强我院学术研究的氛围，逐步把我院建设成学习型、学术型、求知创新型企业。

熊昆麟

1999年9月

作者简介



熊昆麟

1941年12月生，1964年武汉邮电学院本科毕业。1984年至1995年任本院副院长，1996年至1998年任院长，现任院党委书记，属享受政府特殊津贴人员，高级工程师。

目 录

序

§ 综 述 §

SDH微波接力通信系统差错性能指标的分配和预测方法·····	李 华、徐秉铮 (3)
G.655光纤的应用与选择·····	谢桂月 (9)
新时期广东电信发展之我见·····	冯庆强 (13)

§ 移动通信 §

移动电话网中非规则频率复用方式的分析·····	李 华 (21)
IS-95与CDMA系统基站导频规划的探讨·····	赵光泽、吴家滨 (25)
GSM900与GSM1800网络并存时的网络结构及参数设置·····	李 华、黄云飞、李学云 (30)
数字移动通信工程无线网络设计中高站设置的技术处理·····	肖群力、朱裕江、黄美美 (37)
广州市移动通信电话网中直放站问题的探讨·····	肖群力、李学云、朱裕江 (40)
多重频率复用方式在GSM系统中的应用·····	李 华、陈霖青 (43)
基站技术条件影响网络质量的分析·····	徐宇坚、李学云、朱裕江 (48)
GSM系统无线网络的优化·····	黄云飞、黄美美 (52)
移动通信基站电磁辐射对环境的影响·····	黄云飞、黄美美、朱裕江 (58)
450MHz无线接入系统的应用实例及其设计特点·····	卢 斌、黄美美 (61)
移动数据通信网发展综述·····	郑建飞 (67)
WATM技术漫谈·····	刘 艳、谢仲劭 (71)
移动通信系统传输网络初探·····	吕 锐 (76)

§ 数据通信 §

IP电话综述·····	严益强 (83)
电路交换网与IP网发展趋势·····	陈文华、郑建飞 (88)
SET与电子商务·····	陈晓民 (91)
广东省省DDN网、帧中继网的发展策略·····	吴恩平 (94)
广东省基础数据网发展趋势简介·····	胡湘威 (99)
163/169网用户拨号接入对PSTN网的影响及解决方法·····	陈兵 (101)
IP传真的发展和应用·····	缪静 (106)
Directpc TM 卫星高速数据传递·····	高建江、曾石麟 (109)
数据及多媒体通信机房规划设计·····	姚招平、严益强 (115)
NAT技术在邮政综合计算机网中的应用·····	曾石麟 (117)
公众多媒体通信网的网络技术研究·····	陈文华 (120)
多媒体网络通信技术及应用·····	卞云良 (130)

§ 传输网络 §

光波分复用技术讲座·····	张凌云 (137)
G.655光缆性能分析及广东省WDM系统建设策略初探·····	谭 文 (133)
WDM系统工程设计·····	谭 文、谢桂月 (147)
波分复用技术在本地中继传输网中的运用·····	《运用》课题组 (153)

§ 网络规划 §

广东省No.7信令网的建设·····	翟雪梅、冯庆强 (161)
广东省长途传输网网络规划和发展趋势初探·····	罗益军 (166)
接入网发展策略·····	翟雪梅 (170)
长话业务量预测方法探讨·····	黄婉瑜 (176)
电信业务预测方法浅探·····	赵承久 (184)

§ 市场、管理 §

以市场为导向,充分利用现有资源·····	李亚斌 (193)
巩固体系,有效运行,开拓更广阔的市场·····	林柔丹、郑建飞 (198)

§ 邮电建筑 §

天鹿湖120米微波铁塔的设计·····	谢郁山 (203)
阿尔瓦&阿尔托与本土建筑·····	陈子荣 (210)



综

述

SDH微波接力通信系统差错性能指标的分配和预测方法

李 华 徐秉铮

摘 要：本文根据ITU-TUG.826建议和ITU-R有关文件，分析了G.826指标在SDH微波接力通信系统中的分配方法；提出了SDH微波接力通信系统差错性能指标的预测方法，介绍了在SDH微波接力通信系统中主要的抗衰落措施及其对差错性能指标的改善效果。

关键词：SDH微波 指标分配 预测方法

近年来，SDH微波接力通信技术有了很大的发展，SDH微波通信系统已在世界范围内的不同网络中得到了广泛的应用，我国许多省市都在规划和建设SDH微波网路。然而，尽管国际电信联盟电信标准化部(ITU-T)已在1993年通过了关于“基群及以上国际恒定比特速率通道的差错性能参数和指标”的G.826建议的最后版本，但世界上各厂家对G.826建议的应用有较大的差异。特别是关于SDH微波接力通信系统差错性能指标的分配和预测方法方面，国际或国内还没有形成统一的建议或规范。本文拟对有关SDH微波接力通信系统差错性能指标的分配和预测方法进行一些分析，供同行参考，以起到一些抛砖引玉的作用。

1 G.826的差错性能指标要求

G.826规定的27500km国际数字假设参考通道(HRP)端对端的差错性能指标如表1所示。基群率

或基群率以上的国际数字通道应同时相对于所有参数满足所分配给它的指标。如这些指标任何一个未满足，则通道便未满足差错性能指标。

表1中，各指标的定义如下：

(1)ESR为差错秒率，指在规定的测量时间间隔内，可用时间内的差错秒数与总秒数之比。

(2)SESR为严重差错秒率，指在规定的测量时间间隔内，可用时间内的严重差错秒数与总数之比。严重差错秒(SES)即差错块率大于或等于30%或至少出现一个严重干扰期(SDP)的秒。

(3)BBER为背景块差错率，指扣除不可用时间和严重差错秒期间内所有块之后，差错块与总块数之比。不可用时间指连续出现10个严重差错秒便开始计算不可用时间，这10s计入不可用时间，直到连续出现10个非SES才作为不可用时间的结束。在计算不可用时间时，要扣出这10s可用时间。

从表1可以看到：

(1)随着传输速率的提高，每秒所传的块数也成比例增加，因此允许的ESR指标也相应地增加。

(2)SESR主要反映系统抗干扰的能力，与环境条件和系统自身抗干扰能力有关，与速率关系不大，因而，对不同速率的ESER的指标都相同。

(3)BBER主要反映系统内部背景噪声水平，随着比特率的提高，后出现的高比特率系统往往由于

表1 G.826基群率或基群率以上27500km国际数字HRP的端至端差错性能指标

速率(Mbit/s)	1.5~5	>5~15	>15~55	>55~160	>160~3500	>3500
bit/块	2000~8000 (注1)	2000~8000	4000~20000	6000~20000	15000~30000 (注2)	待进一步研究
ESR	0.04	0.05	0.075	0.16	(注3)	待进一步研究
SESR	0.002	0.002	0.002	0.002	0.002	待进一步研究
BBER	3×10^{-4}	2×10^{-4}	2×10^{-4}	2×10^{-4}	10^{-4}	待进一步研究

注1-VC-11和VC-12(建议G.709)通道所定义的bit/块数目分别为832和1120，亦即在为1.5Mbit/s通道所建议范围之外，对于这些块规模，VC-11和VC-12的BBER指标为 2×10^{-4} 。

注2-因为不可能期望随着传输系统比特率的增加比特差错率会戏剧性地减少，故用来评估甚高比特率通道的块的规模应在1500-3000bit/块范围之内。将甚高比特率通道保持为恒定的块规模后，其结果是对这些通道要求有相对恒定的BBER和SESR指标。最近所定义的VC-4-4C(建议G.709)为-601Mbit/s通道，块规模为75168bit/块，因

为这已超出了为(160-3500)Mbit/s通道所建议的范围，故VC-4-4C不应使用此表作为业务性能评估，采用75168bit/块规模的VC-4-4C的BBER指标取为 4×10^{-4} 。目尚未定义有比特率大于VC44C(>601Mbit/s)的通道。

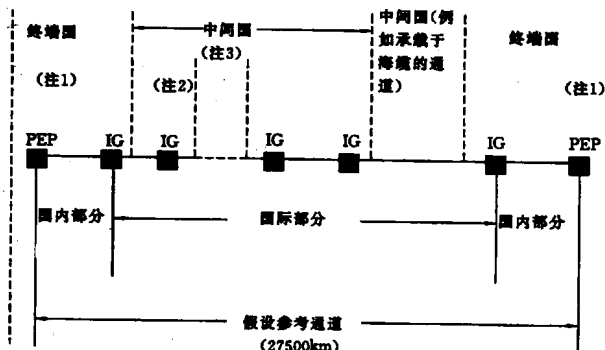
注3-由于运行在160Mbit/s以上的通道性能缺乏数据，这一次尚未建议ESR的指标。但为进行维护和监视，应采用工作于这些速率的任何差错性能测量装置来实现对ESR的处理。

新器件和新技术的使用,使BBER值反而略有下降。

2 G.826指标在SDH微波接力通信系统中的分配

2.1 G.826建议的假设参考通道

G.826建议的端至端的假设参考通道见图1。图1中, PEP为通道终结点, IG为国际接口局。



注1: 若通道终于国际接口局, 则只分配国际部分的配额。
注2: 每个中间国可定义1或2个国际接口局(入局或出局)。
注3: 假定有4个中间国。

图1 G.826建议的假设参考通道

2.2 G.826的差错性能指标的分配

基于G.826建议的差错性能指标的分配如图2所示。这是一种在按区段分配的基础上结合按距离分配的方法。

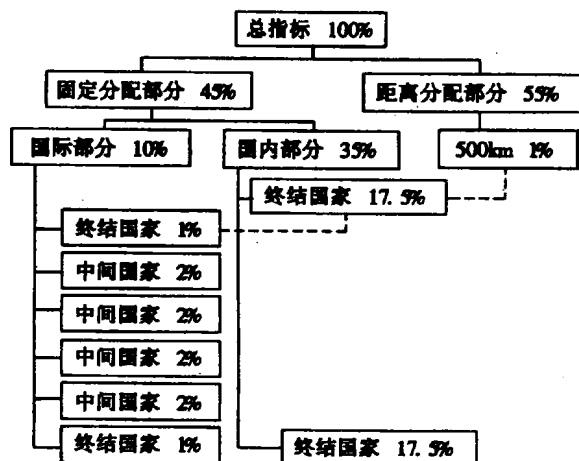


图2 G.826的差错性能指标分配

(1)国内部分指标的分配

国内部分指从国际接口局(IG)到通道终点(PEP)之间的部分,如图1所示。首先,将全程端到指标按区段分配给国内部分和国际部分,其中两

端的终结国无论大小各分得17.5%的端到端指标,然后再按距离每500km分给1%的端至端指标。

IG到PEP之间的距离按实际路由长度计算,如果不知道实际路由长度,则按两者间空中直线距离乘上路由系数1.5来计算,再按最接近的500km或其整数倍靠近取整。

(2)国际部分指标的分配

首先,国际部分按每个中间国家可分得2%的端至端指标计算,最多允许4个中间国家,两个终结国家各分得1%的端至端指标,然后再按距离每500km分给1%的端至端指标。国家间部分(不论是海缆系统还是陆地系统)不含IG,因而不分给固定段指标,只按每500km分给1%的指标处理。

国际部分的距离按各组成部分的实际路由长度之和计算。如果不知道实际路由长度则按各部分的空中直线距离乘上路由系数1.5计算,再将各部分折算后的距离相加,最后再按最接近的500km或其整数倍靠近取整。

若端至端通道的国际部分含卫星传输,则不管其实际传输距离是多少,一律按17500km折合为全程端至端指标的35%。

2.3 SDH无线接力通信系统的差错性能指标分配

根据G.826建议,ITU-R无线通信研究组于1994年11月也初步起草了关于“形成27500km假设参考通道国内部分的一部分或全部的传输基群及以上恒定比特速率的无线接力系统数字通道的差错性能指标”的新建议(即文件9A/TEMP/15-E)。该建议将27500km HRP的国内部分细分为3个基本段,图3所示。

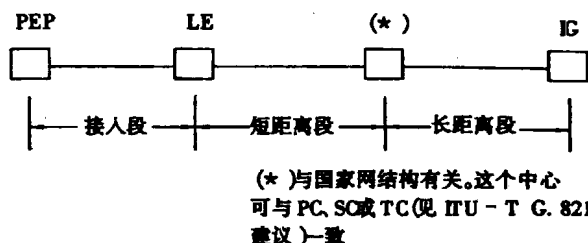


图3 ITU-R建议的HRP国内部分基本段

对于接入段和短距离段的差错性能指标应只分配G.826建议的国内部分的块配额,而长距离段应分配基于距离的配额和基于国家的配额的一

部分，即如表2～表4所示。

表 2 接入段的无线接力通道的差错性能指标

速率(Mbit/s)	1.5~5	>5~15	>15~35	>35~160	>160~3500
ESR	0.04A	0.05A	0.075A	0.16A	待研究
SESR	0.002A	0.002A	0.002A	0.002A	0.002A
BBER	$3A \times 10^{-4}$	$2A \times 10^{-4}$	$2A \times 10^{-4}$	$2A \times 10^{-4}$	$2A \times 10^{-4}$

注：表中A值暂定为7.5%~8.5%。

表 3 短距离段的无线接力通道的差错性能指标

速率(Mbit/s)	1.5~5	>5~15	>15~35	>35~160	>160~3500
ESR	0.04B	0.05B	0.075B	0.16B	待研究
SESR	0.002B	0.002B	0.002B	0.002B	0.002B
BBER	$3B \times 10^{-4}$	$2B \times 10^{-4}$	$2B \times 10^{-4}$	$2B \times 10^{-4}$	$2B \times 10^{-4}$

注：表中B值暂定为7.5%~8.5%。

表 4 长距离段的无线接力通道的差错性能指标

速率(Mbit/s)	1.5~5	>5~15	>15~35	>35~160	>160~3500
ESR	0.04C	0.05C	0.075C	0.16C	待研究
SESR	0.002C	0.002C	0.002C	0.002C	0.002C
BBER	$3C \times 10^{-4}$	$2C \times 10^{-4}$	$2C \times 10^{-4}$	$2C \times 10^{-4}$	$2C \times 10^{-4}$

注：表中C=C1+0.01×L/500，C1已定为1%~2%。

该建议规定，现存的在基群及以上速率的数字无线接力系统，将来无论如何应调配到与G.826的性能指标一致；无线接力通道的差错性能指标应根据G.826建议所规定的基于国家和距离的两部分配额；表2～表4中的A+B+C1不超过17.5%，且A+B暂定为15.5%~16.5%。另外，根据国家网络的结构，管理部门可以在无线接力通道的国内部分的段之间，具体安排A、B和C1的块配额。

可见，G.826的差错性能指标的使用，关键在国内部分的分配。对于SDH微波接力通信系统来说，其国内部分的差错性能指标分配主要取决如下方面：

- ①国内假想参考电路的长度。
- ②在国内假想参考电路的指标中，传输、交换和MUX各部分的指标如何分配。
- ③表2～表4中A、B和C1等配额的取值。

正是由于如上的问题还没有统一的定论，一些国家或公司（如日本NEC公司、加拿大北方电讯公司）将国内的参考电路长度定为2500km。这是ITU-R556建议根据G.821建议制定的假设参考电路长度。但是，对于G.826建议，这个参考电路长度是否适用，值得进一步的研究。

而至于假设参考电路指标分配，应同时考虑G.826建议中的国家的固定配额部分和距离配额部分。但是，目前国内外的对于指标在传输、交换和MUX各部分中如何分配及按国家的配额补偿都

没有明确的、一致的做法。因此，一些公司（如NEC）为了简化无线中继通信系统的指标分配办法，采用了每500km分配1%指标的原则，将G.826端至端指标分配到国内假设参考电路中去（例如将5%的端至端指标分配给2500km电路）。

这一比较严格的做法，实际上将表4中的C1取0。对于SDH微波通信线路的设计来说，这种按距离分配的方式代表了最坏的情况，这是非常保守的。

3 SDH微波接力通信系统差错性能指标的预测

通常，数字电路质量所受到的各种影响，如抖动、漂移、干扰、失真等，其最终效果都是使误码率升高而降低了传输质量。所以，在目前大量应用的PDH微波接力通信线路的设计中，比特误码率（BER）是主要的考核指标。

对于PDH微波接力通信线路误码性能指标的预测方法，人们已非常熟习。因此，如果能结合SDH微波设备的特点，找到ITU-T建议G.826与G.821指标之间的关系，将PDH微波接力通信线路误码性能指标的预测方法应用到SDH微波接力通信系统差错性能指标的预测中去，将是一快捷、有效的预测方法。

3.1 G.826与G.821指标的比较

3.1.1 基本考虑的不同

G.821建议是建立在BER基础上的以秒为基本度量间隔的指标体系，适用于64bit/s数字连接。而G.826是建立在块基础上并以块为基本度量间隔的指标体系，适用于一次群和一次群以上速率的数字连接。块的持续时间远比G.821的1s间隔短。因此，G.826与821有很大的不同之处。例如，假设1s内有N个固定的错误比特，若按G.821的规范，则ES%和SES%仅与N个大小有关，与其分布无关；若按G.826规范则不然，结论与统计分布密切相关。当N个错误比特集中在几个毫秒时间内出现时，则误码仅影响1s内间隔中的少量码块数，每一块内误多误少比特无关紧要；当N个错误比特是随机分布时，则差错数便急剧增加。因此，随机性误码分布对G.826的SES指标影响大，对G.821中的SES无影响；突发性误码分布对G.826的SES指标影响小，对G.821的SES指标影响大。

3.1.2 误码秒(ES)

由误码秒(ES)的定义可知,只要1s内发生1个或多个误比特,不论它在什么时间发生,按照G.826和G.821都发生1个ES,两者基本是等效的。

G.821只对64bit/s连接进行规范,G.821参数ES及其对应的等效BER值与实际传输速率无关。即对于2500km高级假设参考数字通道,在64kbit/s输出端,任何月份的ES的累积时间应不超过全月的0.32%。折算到每公里,即不超过 1.28×10^{-6} 。

而从表1可见,G.826直接适用于一次群或一次群以上的高比特率通道,且允许的ESR指标也随比特率提高而成比例增加。例如,对于27500km的假设参考通道,在(55-160)Mbit/s的系统比特率上,任何月份ES的累积时间应不超过全月的16%。如果假设参考电路仍为2500km,按每500km分配1%指标的原则,那末,可以算出以上G.826的ESR指标折算到每公里为:

$$ESR = 5\% \times 0.16 / 2500 = 3.2 \times 10^{-6}$$

表面上两个建议的ESR指标差不多。但是有资料[1]证明,如果折算到同一速率上,G.826建议比G.821建议严格得多,2.048Mbit/s时严62倍,155.520Mbit/s时严1250倍。

3.1.3 严重误码秒(SES)

G.821建议的SES指标为:对于2500km高级假设参考数字通道,在64kbit/s输出端,任何月份产生SES的概率应不大于0.054%,即每公里不大于 0.216×10^{-6} 。参数SES是以BER= 10^{-3} 为门限,且与速率基本无关。

G.826建议的SES指标也是与速率关系不大,从表1可见,若按2500km假设参考电路和按每500km分配1%指标的原则,那末,每公里的SESR指标为:

$$SESR = 0.002 \times 5\% / 2500 = 4 \times 10^{-8}$$

另外,G.826的SES参数比较复杂,其门限主要为差错块数(30%)。一般地,出现G.826参数SES的BER门限大约为 10^{-5} ~ 10^{-4} 。

因此,从SES指标分配的数值以及门限要求两方面来看,G.826建议比G.821建议严格。

3.2 SDH微波接力通信系统差错性能指标的预测方法

对于PDH微波通信线路来说,一般认为,高误码率(即瞬断率)指标要求最高。在线路设计

时,只要这一指标满足要求,其它指标便可以达到。而对于SDH微波通信系统,国外许多经验证明,一旦SESR指标满足要求,那末,ESR和BBER都能满足要求。

目前,在SDH微波接力通信系统的设计中,对于差错性能指标的预测,可以采用如下的办法:即找出SESR与误码率之间的关系,然后确定该误码率与高误码率(10^{-3})的关系,再利用在PDH微波接力通信系统中的性能指标预测程序进行计算。

3.2.1 SES与BER的关系

SES与BER之间的关系取决于每秒钟内误比特的分配。从设备本身来说,误块的出现和误比特的出现是以设备的技术特性,诸如纠错方式、自同步扰码器、编码方式、调制方式等密切相关的。一些厂家(如NEC)通过对微波设备加入热噪声,然后测量SES与BER之间的关系曲线,例如NEC64AM MLCM型微波设备,严重差错秒(即误码块)30%对应的BER为 2×10^{-4} ,而NEC16QAM SLEC型微波设备严重差错秒对应的BER为 6×10^{-5} 。

可见,G.826的严重差错秒比G.821的高误码(BER= 10^{-3})所对应的BER更低;SES与BER的关系目前还是一种估算的关系;不同的设备的SES与BER的等效关系是不一样的,纠错编码增益高的设备较容易满足G.826建议的指标要求。

3.2.2 SESR的预测

为了利用现有的PDH微波通信线路性能指标的预测程序去估算SDH微波通信系统的差错性能指标,可以采用如下的步骤:

(1)从设备的误码率特性曲线中,找出SES出现时对应的误码率与BER= 10^{-3} 两点之间接收电平的差值d(dB)。

(2)将SESR指标折算到BER= 10^{-3} 时数值,即

$$SESR' = SESR / 10^{d/10}$$

式中,SESR为G.826的严重差错秒率指标。这样,G.826建议的SESR指标可以理解误码率高于BER= 10^{-3} 的概率不超过SESR'。

当然,以上的方法基于噪载比预测法。假如采用接收电平储备法,也可以采用如下转换方法,即在确定SES所对应的BER后,将这一BER作为门限,再根据误码率与接收电平特性曲线,

确定相应的接收电平门限, 这样便可求得系统的衰落储备, 从而进一步估算系统的严重差错秒率 (SESR) 指标。

4、SDH微波中一些抗衰落措施对差错性能指标的改善

SDH的确定主要是基于对高速光纤传输的考虑, 要满足G.826指标, 现代光纤通信系统问题不大, 但对于SDH微波通信系统, 则需要采用一系列技术措施。

4.1 高性能调制解调技术

随着电子技术的发展, 新的调制解调技术不断涌现。一方面, 通过将编码与调制结合起来, 提高了编码增益和信道利用率; 另一方面, 调制载波相位正交度自适应调整、低相位误差及抖动的高性能自适应同步解调载波恢复、全数字化低滚降系数收发滚降滤波等编码调制技术的应用, 使设备的抗衰落能力不断增强。例如, 日本NTT研究所开发的SPORT256QAM-TCM 编码调制技术, 可使电路瞬断率比一般的256QAM降低10倍左右。NEC公司开发的多电平编码调制(MLCM)方式对差错性能的改善效果也达2-5倍。

4.2 高性能自适应均衡技术

在微波通信系统中, 为了减小多径衰落引起的幅度失真和群时延失真对通信性能的影响, 广泛采用了自适应均衡技术。目前, 全数字化、全时域自适应均衡, 并且采取最大电平误差控制和最小均方误差快速算法是SDH微波通信系统中较为有效的抗衰落措施之一, 它对于波形失真、交叉极化干扰以及异路由干扰等有较好的抵消和均衡作用。

例如, 日本NEC公司采用全数字化9抽头的自适应时域均衡器, 其中5抽头为前向均衡, 4抽头为后向均衡。后向均衡亦称为判决反馈均衡(DEF), 它具有回弯结构。也就是说, 判决后的净信号用作码间干扰的消除信号, 因而对传输引起的失真具有突出的均衡作用。NEC公司认为, 该均衡器对差错性能指标能改善2-5倍。

4.3 发信功率自适应控制技术

发信功率自适应控制实际上就是在正常无衰落的情况下降低发信功率, 而在发生衰落时, 适应调整发信功率。其控制范围一般能达到

15dB-20dB。发信功率的调整, 向上调的幅度较小, 而向下调的幅度较大。因此, 这一技术主要有如下的作用:

- ①减小功耗
- ②减小其它邻近系统的干扰
- ③减小上衰落的影响

至于其对差错性能指标的改善程度, 目前还没有比较定量的评价, 值得进一步探讨。

4.4 多重分集接收技术

分集接收技术是微波通信中广泛使用的抗衰落的措施之一, 常用的分集接收技术有空间分集的频率分集两种方式。

空间分集接收技术中, 二重分集人们已较为熟悉。但在SDH微波通信系统中, 由于传输容量的增大和技术指标要求严格, 在一些传输条件恶劣的地方, 往往需要采用多重空间分集接收技术。若接收天线为三面, 则称为三重分集; 若发射和接收天线都为两面, 则称为四重分集。多重空间分集接收技术对差错性能指标的改善度要比二重空间分集的高1-2个数量级。

至于频率分集接收对差错性能指标的改善效果 (I_{FD}) 的考虑方法多种多样, 一些方法将其对平衰落和对频率选择性衰落的改善分开考虑, 且认为效果不一样。一些厂家只是根据经验, 将 I_{FD} 取5-25。而有一些专家认为, 数字微波通信中的 I_{FD} 比较明显, 其效果可以达到1-2个数量级。事实上, I_{FD} 与所使用的频段、波道数, 电路的衰落储备等因素有关, I_{FD} 在电路设计时如何考虑, 特别是在频率分集接收技术与空间分集接收技术同时使用时, I_{FD} 如何计算, 也是一个值得探讨的问题。

5、结束语

同步数字体系(SDH)概念可以说是近代数字通信网路发展的一个重要的里程碑, 它不仅适用于光纤传输, 亦适用于微波及卫星等无线传输手段。SDH微波通信具有初期投资省、建设和维护容易、组网灵活、抗灾害能力强等优点。SDH微波既可配合SDH光缆组网, 又可以单独组网, 两者相互补充, 相互配合便可组成一个多手段、多途径的安全可靠的网络。因此, 加强对G.826指标在我国SDH微波接力通信系统中的应用标准或规

范的研究,对于SDH微波接力通信系统的规划与建设具有很重要的指导意义;有关SDH微波接力通信系统差错性能指标的预测直接影响到电路的质量和工程建设经济合理性;SDH微波中所采用的新技术、新措施也影响到系统建设的质量和成本。所有这些是值得研究和探讨的课题。

作者简介



李 华

1987年毕业于华南理工大学,获硕士学位,1999年获博士学位;

1995年并被评为全国劳动模范,任广东省邮电设计院副院长;

1993年经国家人事部批准为享受政府特殊津贴的技术专家;

1998年任广东省邮电规划设计院院长。

徐秉铮

华南理工大学博士生导师

G.655光纤的应用与选择

谢桂月

摘 要: 本文讨论为什么要选用G.655光纤光缆, 以及对G.655光纤的主要技术参数如何确定。

关键词: G.655光纤 选用理由 参数确定

一、前言

随着信息化新高潮的到来, 以及电信市场开放带来的竞争, 传输网络的带宽再次成为紧缺的商品, 网络运营商纷纷采用新的传输媒体和传输手段, 希望获得最迅速、最经济、最大限度地扩展传输网络的带宽, 满足信息市场的需求, 为企业获取更大的利润。G.655光纤是目前电信运营商所要寻找的最新传输媒体。但是由于G.655光纤是目前的最新技术产品, ITU-T只能根据目前的制造技术水平制定出比较宽松的标准, 因此各光纤开发商依照这个标准结合自己的生产设备、技术水平, 开发出具有各自特点的产品, 并在市场上各自宣传自己的产品为世界上最好的产品。把用户搞得眼花缭乱了, 难以选择。本文根据目前的G.655光纤的生产水平以及我省实际应用, 就为什么要采用G.655光纤? 以及如何选择光纤即是如何确定光纤的主要技术指标? 谈谈自己的看法。

二、为什么要选用G.655光纤?

1、我省干线光纤通信的发展趋势所需

a. 向高速率系统发展

传统的光纤通信发展始终在按照电信号的时分复用(TDM)方式进行, 每当传输速率提高4倍, 传输每一比特的成本大约下降30%至40%, 因而高比特率系统的经济效益大致按指数规律增长, 这就是为什么光纤通信系统的传输速率在过去20年一直在持续提高的根本原因。我省自一九八六年建成第一条34Mb/s系统, 预计明年将建成第一条10Gb/s系统, 其速率在15年时间提高了200多倍。高速率系统的出现不仅增加了业务传输容量, 为各种新业务, 特别是宽带业务和多媒体业务提供了实现的可能, 而且对传输媒体(线路)提出更高的要求。

b. 向大容量波分复用系统演变

随着数据业务特别是IP业务的飞速发展, 电信企业的重组, 电信终端业务放开, 传输网络容量再次成为紧缺的商品, 对以电话业务量为主的传统电信网络形成巨大的压力。如前所述, 采用电的时分复用系统的扩容潜力已尽, 然而光纤的可利用的带宽资源仅仅利用了不到百分之一, 而有百分之九十九资源尚待挖掘。若采用波分复用系统扩容, 则可大大地增加光纤的传输容量, 鉴于近几年的技术上的重大突破和市场的驱动, 波分复用技术发展十分迅速, 8×2.5Gb/s的WDM系统已经在我省得到应用, 16×2.5Gb/s的WDM系统正在建设, 可以肯定EDFA+WDM已是当前世界光通信发展的潮流和趋势。目前全球安装的WDM系统已超过2万多个, 而且实用化的系统最大容量已达到60Gb/s, 可以认为近两年来超大容量密集型波分复用技术的发展是光纤通信发展史上的又一次划时代的里程碑。为全球信息高速公路奠定基础。在当今的信息社会中, 信息量呈指数增长。实际增长速率此预测要大得多, 因此我省光通信系统也正向大容量密集型波分复用系统迈进, 以适于未来的发展趋势。但现有大量的G.652光纤将制约N×10Gb/s及以上速率的波分复用系统应用, 因此必须寻找新的传输媒体, 就目前来说, G.655光纤是最佳的选择。

c. 向全光网络演变

采用密集型波分复用技术尽管可挖掘光纤的潜力, 而获得大的传输容量, 但目前仅是点对点通信为基础的系统, 预计未来10中, 光纤传输系统的容量还能提高上百倍, 在这种超大容量传输网络中, 如果网络节点处仍以电信号处理信息的速度进行交换, 这就会受到所谓“电子瓶颈”的限制, 节点将变得庞大而复杂, 超大容量的高速传输所带来的经济性将被昂贵的光/电和电/光转换费用所抵消, 为解决这一问题, 人们提出全光网络的概念, 希望在光路上也能实现类似SDH在电路上的分纤功能和交叉连接功能, 目前光分纤复用器(OADM)已经商用化, 光交叉连接设备(OXC)预计到2002年前后也将推出, 到那时, 能直接在光路

上对不同波长的信号实现上下和交叉连接，不久的将来，我们的传送网络将实现全光网络。我们目前的传输网络将演变成将来的全光传送网(OTN)。

2、新一代的传输媒体→G.655光纤的出现和应用：

G655光纤即非零色散位移光纤是一种新型的光纤。在1550nm波长具有小衰减系数和低色散系数。他克服了G.652光纤因在1550nm波长的高色散值对传输系统的限制的缺点，也克服了G.653光纤因在1550nm波长零色散造成的非线性效应（主要是四波混频效应）的缺点。G.655光纤代表了传输媒体的发展的新方向。近一两年来IP业务的爆炸式增长所引发的对网络容量的巨大需求导致了新一轮传输干线的建设高潮，一些有远见的电信公司掀起了大规模建设光缆网的高潮。其特点是全部采用最新的传输媒→G.655光纤光缆，并具有高达120芯光纤密度。例美国QWEST公司,在1998年底新建总长约2.5万公里的G.655光纤,复盖全美国。从目前的情况来看，G.655光纤在技术上已完全成熟已进入了实用化的时期。而且随着G.655光纤的更大规模的应用，以及优质的国产化G.655光纤的推出，G.655光纤光缆的价格已基本接近传统的G652光纤光缆的价格。另外从近一、二年建设的光传输系统基本上是利用G.652光纤1550nm波长开2.5Gb/s或开N*2.5Gb/s系统。那么G.655光纤不仅非常适合目前建设的需要，而且更适合将来建设N*10Gb/s及更高速率的密集型波分复用(DWDM)系统的应用。因此建设G.655光纤光缆不仅能满足当前由于信息爆炸以及社会经济快速发展对通信容量的需求，而且能满足将来网络向全光网络演变的要求。我省从1998年起在改造或新建的省内干线上全面转向采用G.655光纤光缆是非常果断的决策，他将为我省的传输网演变成全光的传送网(OTN)奠定良好的基础。

三、对G.655光纤的主要技术指标的考虑

1、衰减指标：

光纤的衰减使传输信号脉冲的幅度越来越小，使传输距离受到限制。光纤的衰减是限制光传输系统的重要因素之一。

ITU-T建议的G.652单模光纤，目前绝大部分厂家生产的光纤在1310nm波长的衰减为小于0.4dB/km，

色散小于3.5ps/nm.km；在1550nm波长的的衰减为小于0.2dB/km，色散在16--18ps/nm.km。G.652单模光纤的缺点是：低的衰减与小的色散这两个优良特性不在同一个工作波长，在工程应中两个优良特性不能兼得。因此在1310nm波长，对各种速率的传输系统主要受限要素是光纤的衰减、而色散的因素基本上可不考虑；在1550nm波长，对2.5Gb/s及以上传输系统的主要受限要素是色散。

ITU-T建议的G655光纤解决了以上的矛盾，在1550nm波长且有低的衰减和小的色散系数。就衰减而言，包括在本建议中各种光纤光缆在1550nm波长区域内的衰减系数一般都小于0.35dB/Km，注：最低值取决于制造过程，光纤组分与设计，以及光缆设计。在1550nm波长区域中已达到0.19-0.25dB/km范围内的数值。下面是几个生产G.655光纤厂家提供的标称衰减值和实际生产水平值：

	长飞大宝石 G.655	康宁Leaf G.655	朗讯真波光 纤G.655
标称值 (dB/km)	≤0.24	≤0.25	≤0.25
实际水平值 (dB/km)	≤0.21	≤0.21	≤0.21

ITU-T建议的指标一般是根据当时制造生产技术水平所能达到的程度而确定，所以最初的标准通常是以较宽松的。随着生产工艺成熟和技术进步，厂家生产出的产品质量一般都优于ITU-T规定的最低标准，所以我省制定G.655光纤光缆技术标准时根据实际生产能达到水平取定为：要求在1550nm波长的衰减常数为≤0.22dB/km。

2、色散指标：

光纤的色散是限制光传输系统的另一个重要因素，对于G.652光纤来说，因其在1310nm波长的色散很小，在以往的工程建设中大部分是速率在2.5Gb/s以下的系统，工程中基本上不用考虑色散因素的制约。但自从光放大器和波分复用器商用化之后，由于目前的光放大器都工作在1550nm附近的波长段，在这个波长上色散较大(16~18ps/nm.km)，对于2.5Gb/s及以上速率的系传输系统，色散是主要的制约因素。根据啁啾声现象所引起的色散受限距离的估算公代：

$$L=71400/\alpha \times D \times \lambda^2 \times B^2$$

式中： λ 为工作波长（量纲为 nm），

α 为啁啾系数， D 为色散系数（ps/nm.km），

B 为线路比特率（Tb/s）

如果在 G.652 光纤上传送 10Gb/s 系统， $D=18\text{ps/nm.km}$ ；而且按比较好的激光器来考虑 $\alpha=2$ 代入上式计算，受限距离大约是 33km，根本无法满足长途干线网的应用要求。

ITU-T 建议的 G.655 光纤是为应用 1530 ~ 1565nm 之间波长区域而优选的，要求其色散在期望应用的波长范围内大于某一非零色散值（绝对值）。这个色散值能有效地抑制非线性效应中的四波混频（FWM）现象。FWM 是光信号的三阶非线性，当多个波长的光载波在光纤中传送时，各载波相互作用，产生许多新的波长，其中三阶分量 $f_i+f_j+f_k$ 恰好落在信号的频带内。相位匹配的特性使它们的叠加几乎等效于幅度的直接相加，会产生非常严重的干扰。将引起信号的严重失真。四波混频的功率（ P_{FWM} ）的大小与入射到光纤的光功率（ P_i ）、光纤的色散（ D ）、波分复用的波长间隔（ λ ）和光纤的有效面积（ A_{eff} ）等有关。

$$P_{\text{FWM}} \propto P_i / (D \times \lambda \times A_{\text{eff}}),$$

就是说：要减小 FWM 效应可采取减少入射到光纤的光功率（ P_i ）、或采取增大光纤的色散 D 、波分复用的波长间隔 λ 、光纤的有效面积 A_{eff} 等措施。当 P_i 、 λ 、 A_{eff} 已确定时，增大光纤的色散可有效地减低 FWM 效应。

ITU-T 建议对 G.655 光纤的色散系数是这样规定的，色散系数 D 应遵守：

对于 $\lambda_{\min} \leq \lambda \leq \lambda_{\max}$

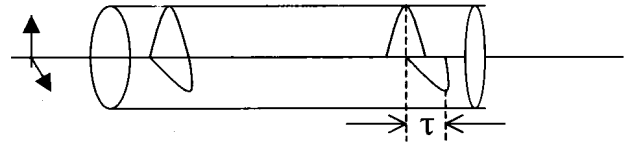
$$D_{\min} \leq |D(\lambda)| \leq D_{\max}$$

$\lambda_{\min}$ 、 $\lambda_{\max}$ 、 $D_{\min}$ 、 $D_{\max}$ 之值正在研究中，但是如果： $0.1\text{ps/nm.km} \leq D_{\min} \leq D_{\max} \leq 6.0\text{ps/nm.km}$ 及 $1530\text{nm} \leq \lambda_{\min} \leq \lambda_{\max} \leq 1565\text{nm}$ ，则这些数值就可以满足 WDM 系统的要求。

因此建议我省在首次采用 G.655 光纤时，在保证 1565nm 波长的色散 $\leq 6.0\text{ps/nm.km}$ 的前提下，短波长（1530nm）的色散值尽可能大些。建议 1530nm 波长的色散暂时取定为 $\geq 1.0\text{ps/nm.km}$ 、而且要求色散斜率尽可能小些好。

3、偏振模色散指标：

单模光纤的偏振模色散（PMD）实质上可以说是在单模光纤中的一种模式色散现象，是由组成基模的两个相互垂直偏振模在光纤中传播时，由于内在的原因和外在的原因造成两个模有不同的群速度，使脉冲展宽而形成的色散。如下图所示：



造成 PMD 的内在原因主要是：光纤的生产过程中光纤的几何尺寸不规则以及残留在光纤中的各向异性应力导致折射率分布的各向异性。外在原因主要是：光纤在成缆过程中、光缆在敷设过程中、以及光缆在使用中周围环境等的影响形成的色散。因此，偏振模色散是由于内在、外在原因造成随机的模式耦合，在光纤输出端的偏振态是不稳定的。所以偏振模色散是一统计量，任何有实际意义的偏振模色散测量都必须包含一平均程序。PMD 与长度的累积关系，当长纤长度很短时，PMD 近似与长度成正比；当长度足够长时，（典型值为 2km 以上时），由于沿光纤产生足够多的模式耦合，PMD 与长度的平方根成正比。

与其它色散一样，偏振模色散也将使脉冲展宽，从而限制了系统传输速率，或者说限制了传输系统的传输距离。对于 G.652 光纤来说，在 1550nm 波长上因色散值比较大，与 PMD 值相比较，PMD 的影响可以忽略不计。但如果应用了高质量的 DFB 激光器或者色散补偿技术，大大地降低了色散值，PMD 的影响相应突出，这时就必须考虑 PMD 对系统的限制影响作用。

对于 G.655 光纤来说，由于在 1550nm 波长的色散以较低，对于数字通信系统，PMD 的影响相对比较突出，因此系统设计时必须考虑 PMD 的影响。在传输系统中由于色散的影响，一般来说，当时延差达到一个比特周期的 0.3 倍时，将引起 1dB 的功率损失。而 PMD 的测量值是一平均值，偏振模的瞬时值有可能达到平均值的三倍。这样，为了保证由于 PMD 影响造成功率损失不超过 1dB，那么，取定 PMD 平均值造成脉冲展宽必须小于一个比特周期的 0.1 倍来考虑。ITU-T 建议 G.655 中，对偏振模色

散系数是这样叙述的,“本建议所包含的光纤光缆通常具有低于 $0.5\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 的偏振模色散系数。这相对应于STM-64系统受PMD限制的传输距离(1dB代价)大约为400km”。根据以上的理论和标准,对STM-64(10Gb/s)系统,每个比特周期宽度是100ps,它的0.1倍就是10ps。G.655光纤的PMD系数就按以下方法计算而来:

$$10\text{ps} \div \sqrt{400\text{km}} = 0.5\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$$

ITU-T建议G.655光纤的PMD系数是正在研究之中的系数,据有关专家认为这个系数具有较大的富余度,多个厂家的生产水平已优于这个标准,我们在采用G.655光纤时,可结合我们使用的实际要求适当提高一些标准。根据我省的地理环境,将来建设的 $N \times 10\text{Gb/s}$ 的DWDM系统的传输距离远大于400km,例如,广州至汕头的光纤传输距离已达到532km,广州至湛江(西线)的光纤传输距离已达到602km。如果要保证该传输距离中,不发生由于PMD的限制而增加再生中继站的话,那么,要求G.655光纤的PMD值必须小于以下计算值。

$$10\text{ps} \div \sqrt{532\text{km}} = 0.433\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$$

$$10\text{ps} \div \sqrt{602\text{km}} = 0.407\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$$

为保证传输性能,设计时应留有一定富余度,建议暂时取定G.655光纤的PMD值为 $0.4\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 作为工程施工的验收标准比较合适,对于单盘光缆的标准应 $<0.4\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 。

4、有效面积的选择:

有效面积(A_{eff})是光纤中用于传输光功率的有效的平均截面积,它近似等于 $\pi \times (D/2)^2$,D为光纤的模场直径。光纤的有效面积对传输系统的非线性效应有一定的影响,在应用掺铒光纤放大器的大容量波分复用系统与长距离的传输系统中,不可忽略非线性效应造成的影响。因为非线性可严重地劣化通信系统性能。非线性效应主要包括:受激拉曼散射(SRS)、受激布里渊散射(SBS)、四波混频(FWM)、自相位调制(SPM)、互相位调制(XPM)它们的共同特点是:

$$\text{非线性效应} \propto (P \times L_{\text{eff}} \times N_2) / A_{\text{eff}}$$

P-输入功率; L_{eff} -有效传输距离; N_2 -非线

性折射率; A_{eff} -光纤的有效面积。从上式可看出,传输系统的非线性与输入光功率、有效传输长度、以及光纤的非线性折射率成正比,但与光纤的有效面积成反比。因此、增大光纤有效面积是降低非线性效应、改善传输系统性能的有效办法。因为非线性实质上是由光功率强度引起的,增大光纤的有效面积,就等于降低光纤中传播的功率密度,从而减少了非线性效应。也可说增大光纤有效面积,可允许更大的入纤功率,提高入纤功率意味着可允许更长的中继距离。因此为改善系统的非线性,希望光纤的有效面积越大越好。有效面积增大之后,有可能会使光纤的微弯性能变劣,这个问题已被光纤生产厂家通过改进光件生产工艺得到了解决。

从线路与传输设备的连接角度来看,目前的光传输设备的引出连接器基本上是用G.652光纤制作的。G.652光纤在1550nm波长的模场直径大部分在10微米,其有效面积约为78平方微米。如果采用有效面积(50平方微米)小的G.655光纤线路与它相接,将在机线接口上产生一个非常大的衰减。根据我们试验结果证明将有3dB的衰减。在系统设计中需要考虑吃掉3dB的功率分配,这是很不合算的。如果选用大有效面积的G.655光纤就可能大大地减小发生在机线连接上产生的衰减。

鉴于为减小传输系统的非线性效应和减小传输系统的机线连接上的衰减,建议选用大有效面积的G.655光纤,而且G.655光纤的模场直径尽可能与G.652光纤在1550nm波长的模场直径基本一致。也就是说最好选用有效面积约为78平方微米的G.655光纤。

作者简介



谢桂月

高级工程师,1969年毕业于武汉邮电学院,现任广东省邮电规划设计院副院长,1993年获国务院有突出贡献专家奖励。