

千兆无源光网络上行光信号特性研究与检测方案

郭亚敏 张旭苹* 谢 飞 张益昕 王 顺

(南京大学光通信研究中心, 江苏 南京 210093)

摘要 由于千兆无源光网络系统中的上行光信号采用高速突发模式,故对其特性的检测是实现实时光层监测的难点。详细分析了上行光信号的传输特性、帧开销及噪声模型。并在此基础上,设计了一种检测方案,该方案通过高阻抗的前置放大器将信号引出,不影响原系统的正常工作,从而满足了实时检测的需要;通过峰值检波电路将高频突发信号降为低频进行处理,大大降低了检测的难度;在求出信号的平均功率后,利用底层光接收机模块中自带的限幅放大与数字判决功能修正误差。由于该方案对输入信号的信噪比有较大提升,且利用了系统的数字判决功能获取信号的占空比信息,故其实现成本低廉,检测精度理想。实验仿真的结果证明了该方案的可行性。

关键词 光通信;千兆无源光网络;光功率检测;峰值检波;上行信号;突发模式

中图分类号 TN915 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201131.0306003

Characteristic Research and Detection Scheme of Gigabit Passive Optical Network Upstream Optical Signal

Guo Yamin Zhang Xuping Xie Fei Zhang Yixin Wang Shun

(Institute of Optical Communication Engineering, Nanjing University, Nanjing, Jiangsu 210093, China)

Abstract It is difficult to realize real-time power detection as the upstream signal of gigabit passive optical network (GPON) system is high-speed burst mode. Based on the analysis of the upstream signal transmission characteristics, the frame overhead, and the noise model, a new detection method is presented. This method raises the signal to the original system with pre-through high-impedance amplifier, which does not affect the performance of the original system. High-frequency burst signal will be down converted for processing, through the peak detecting and low-pass filtering. A limiting amplifier and digital decision device of low-level optical receiver module can be used to correct the error after the signal's average power is obtained. Since the method can improve the signal-to-noise ratio, and make full use of system function to obtain information of the duty ratio, it is low-cost and has high detection accuracy. The experimental result has shown that the method is quite suitable for GPON system upstream signal power detection.

Key words optical communications; GPON; optical-power detection; peak detector; upstream signal; burst mode

OCIS codes 060.4510; 060.2380; 070.6020

1 引 言

近年来,随着网络通信的发展,互联网数据流的激增使得接入网部分的容量瓶颈矛盾日益严重。接入网中传统的铜缆接入方式显然已无法满足通信业务增长的需求。因此,现代通信迫切的需要对原有的接入网架构进行改造,从而实现满足现代通信需求的数字化、宽带化和智能化新一代接入网。在光

纤接入网中,千兆无源光网络(GPON)自全业务接入网组织(FSAN)于2002年推出以来^[1],由于其具有不使用昂贵的有源节点、其敷设和运行维护的整体成本低廉、对通信业务透明且易于升级和扩容等众多优点,已成为新一代接入网的首选方案^[2]。然而由于GPON系统光分配网络(ODN)的覆盖半径长达20 km且覆盖环境复杂,因此,良好的ODN线

收稿日期: 2010-05-10; **收到修改稿日期**: 2010-08-25

作者简介: 郭亚敏(1981—),男,硕士研究生,助理工程师,主要从事光通信系统故障检测、分布式光纤传感技术等方面的研究。E-mail: voup_w@sina.com

导师简介: 张旭苹(1962—),女,教授,博士生导师,主要从事光通信网络的监测与故障定位、分布式光纤传感技术、光通信系统关键器件与组件等方面的研究。E-mail: xpzhang@nju.edu.cn(通信联系人。中国光学学会会员号:S040420707S)

路监测功能将会有效地降低运营商大规模部署的运维成本。在此基础上,FSAN 要求设备厂商能够提供 GPON 系统的光功率检测值,从而结合报警信息实现实时的光层监测(OLS)^[3]。

在上述背景下,无源光接入网中光功率测量装置的研发无论对运行商还是器件供应商都是必须要考虑的问题,具有重要的现实意义。GPON 采用点对多点的传输方式,下行采用时分复用(TDM)模式以广播形式向各客户端发送数据,速率最大达 2.5 Gb/s,上行采用时分多址(TDMA)方式,速率最大达1.25 Gb/s。传统的对信号进行采样平均的功率检测方式可对 GPON 下行信号进行功率检测^[4],但是对高速突发的上行 TDMA 信号,由于不同光网络单元(ONU)发射模块的光接口参数存在差异和在光分配网 ODN 中传输损耗及干扰噪声的不同,必须研发更为有效和经济的功率检测方法。因此,本文提出了一种新的基于峰值检波原理的上行突发信号光功率检测方案。

2 GPON 系统上行信号工作模式

2.1 GPON 系统结构

GPON 系统由局端的光线路终端(OLT)、用户端的 ONU、单模光纤(SMF)和无源分光器(POS)等模块组成^[5],其网络为单纤双向传输结构,下行信号波长 1490 nm,上行波长 1310 nm,OLT 和 ONU 光源均采用分布反馈(DFB)式激光器;ONU 探测器用 PN 二极管(PIN)或者雪崩光电二极管(APD)并在后端外加跨阻放大器(TIA)以实现信号的采集,OLT 探测器则是采用 APD+TIA 的方式进行工作^[6]。

系统初始安装和维护时,在无源分光器(POS)

处分别测量主干光纤的双向光功率值。然而要实现实时的在线测量和光层性能监控,则一般选择在 OLT 和 ONU 的光接口处进行发送和接收光功率的检测^[4]。本文提出的检测方案也是在此基础上实现的。

如图 1 所示,GPON 系统的上行光信号是各 ONU 的合成信号,由于不同 ONU 的光接口参数存在差异和 ODN 中传输损耗及干扰噪声的不同,强信号用户的“1”高功率电平与弱信号用户的“1”高功率电平之差可能达 15 dB。这将会导致弱信号用户的信息被湮没,为能正确还原 ONU 发送的信号,系统在前后两个 ONU 突发数据包之间设置了保护时隙,在前导时间内 ONU 以最大发射功率发送一个前导码以实现快速功率控制以及时钟恢复功能^[7]。同时为了弥补强弱用户的功率差异,ONU 光源发射模块会根据 OLT 的反馈信息调整其增益,这就使得对上行信号的光功率测量实际上等同于对不同 ONU 模块的上行“1”信号幅值的测量。

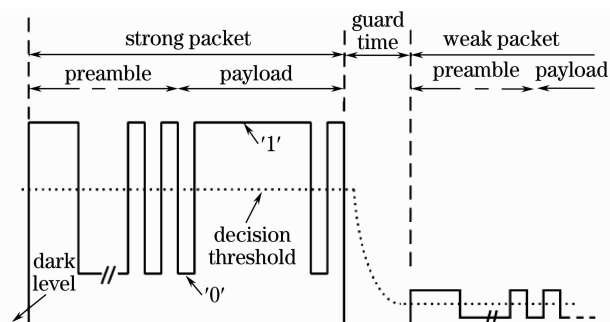


图 1 OLT 接收的上行信号示意图

Fig. 1 Upstream signal from optical line termination

2.2 GPON 系统上行信号帧开销

GPON 的上行帧开销如图 2 所示,其具体内容^[8,9]包括:

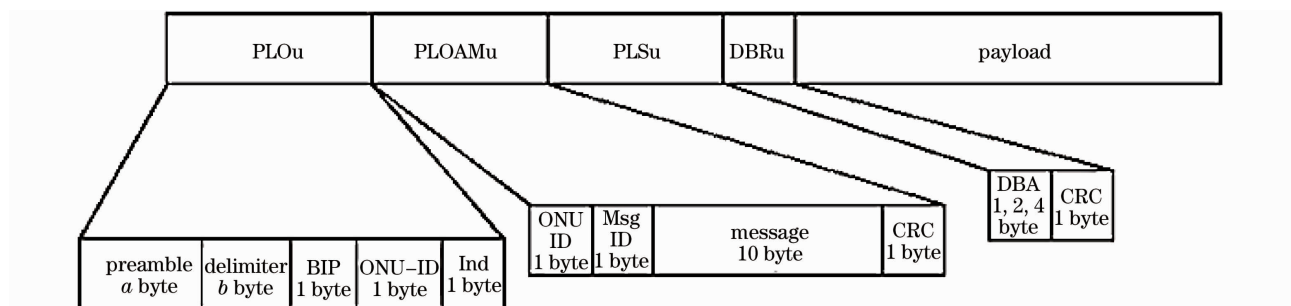


图 2 GPON 上行帧开销

Fig. 2 GPON uplink frame overhead

1) 上行物理层开销(PLOu),其长度由 OLT 在初始化 ONU 时设置,ONU 在占据上行信道后首先发送 PLOu 单元,以使 OLT 能够快速同步并正确

接受 ONU 的数据;

2) 上行帧功率测量序列(PLSu),其长度为 120 byte,用于调整光功率的大小;

3)上行帧物理层操作管理和维护(PLOAMu),用于承载上行PLOAM信息,包含ONU的序号、消息及奇偶校验位,长度为13 byte;

4)用于申请上行带宽的动态带宽报告(dynamic bandwidth report upstream, DBRu),共2 byte;

5)有效载荷(Payload)域:填充异步传输模式(ATM)信元或者通用(GFP)帧。

从上述结构可以推算出,在不考虑有效载荷的情况下,GPON系统上行帧开销约为150 byte,即在码速率为1.25 GHz时,通信时隙约为120 ns,这意味着不同ONU的切换速率小于10 MHz。由于各用户的通信信道情况相对恒定,码源经过扰码后^[10],0码、1码的分布趋于平衡,即在单个通信时隙内各用户的功率值是相对稳定的。故可以设计相应的检波电路将原始信号降为10 MHz以内的低频信号,从而大大降低了功率检测的难度。

3 功率检测模块的设计

在功率检测模块中,上行信号通过前置放大跟随器引出,通过二极管峰值检波电路之后由低通滤波器进行降频,再经功放转换后交由A/D采样,由上位机对数据进行校准处理,从而得到不同用户的对应光功率信息。

3.1 前置放大跟随器

在OLT模块中,上行信号经TIA放大后,功率较强便于检测,故模块的信号引出点选在此处。同时为了保证对信号进行提取不影响GPON模块的正常工作,选用了AD8351差分放大器实现初级放大。该放大器在12 dB的增益下具有2.2 GHz的带宽,可满足输入信号的频率要求;其输入阻抗为5 kΩ,而TIA后端的接入器件为限幅放大器LA,其输入阻抗典型值为50 Ω,故该设计方案从电路中分流值仅为1%,可以保证信号的引出对OLT模块的正常工作无影响。

3.2 峰值检波电路

直接对高达1.25 GHz的上行信号进行功率检测非常困难。由第2.2节中的结论可知,对OLT接收的信号而言,用户切换的速率不超过10 M。鉴于此,在设计中可通过峰值检波电路对信号进行包络检波,从而获取到有关于信号幅度值的相关信息。该部分电路包含非线性器件和低通滤波器。在该设计中非线性器件采用bat15型二极管,该二极管具有工作频段高,导通压降低的特点。低通滤波器将1.25 GHz的高频信号降至用户切换速率10 MHz,

再进行相应的数据处理。

选用低通滤波器还可提升原始信号的信噪比 R_{SN} 。对于理想滤波器,其对信噪比增益 G 为

$$G = \frac{R_{SN}^{out}}{R_{SN}^{in}} = \frac{B_{out}}{B_{in}}, \quad (1)$$

式中 R_{SN} 为原始信号的信噪比, B_{in} 和 B_{out} 分别为滤波器的输入带宽和输出带宽。

在设计中采用了10 M截止带宽低通滤波器,根据(1)式可知滤波器的信噪比增益 G 为21 dB。但由于滤波器的阻带特性不可能完全截止,且其矩形系数始终小于1。因此,该增益的值会下降约3 dB,对于实际系统而言,若滤波器通带衰减取3 dB,则由低通滤波器带来的信噪比增益可达到15 dB。

信号经低通滤波器滤波后由A/D进行数据采集,为了按10 M的速率进行连续检测,要求滤波器能够实现快速放电的功能,在设计中利用MOS管导通状态下的低阻实现电容的快速放电,经过极短的放电时间后,关断MOS管即可进行下一次采样。

3.3 数据校准算法

在实际情况中,通信信号虽然经过扰码,但链路中仍可能出现长0长1现象,通过扰码的数学模型可以计算出,链路中出现 n 个长0长1的几率均为 $1/2^n$ 。则占空比值在 n_1/N 到 n_2/N 之间的概率如下:

$$F = \sum_{x=n_1}^{n_2} \frac{C_x^N}{2^N}, \quad (2)$$

若采样速率为10 M,每3组数据进行一次计算,则 N 为375,代入(2)式可算出在95%的情况下,码源的占空比值分布在0.45~0.55之间。长期测试时,可认为占空比趋近于0.5,测量值即为0码功率和1码功率的均值。但若采样周期不足够长,码源的占空比的变化将影响计算结果。为了校准该误差,假定某一用户的1码接收光功率为 P_1 ,0码接收光功率为 P_0 , N_1 , N_0 分别是码源中1码与0码的个数,则采样得到的总功率 P 为

$$P = P_1 N_1 + P_0 N_0 =$$

$$\left[P_1 \frac{N_1}{N_{total}} + P_0 \left(1 - \frac{N_1}{N_{total}} \right) \right] N_{total}, \quad (3)$$

如信号速率为1.25 GHz,采样速率为10 M,则

$$N_0 + N_1 = N_{total} = 125, \quad (4)$$

利用GPON接收机中的自带的数字判决功能,可以方便的得到占空比 N_1/N_{total} ,当对同一用户进行二次采样时,联立两组数据即可解出 P_1 与 P_0 ,从而可

以校准因采样周期过短,占空比不为 0.5 时对测试结果带来的误差。

3.4 方案检测精度分析

对数字通信系统而言,误码率(BER)是衡量接收机性能的重要标准,业界目前广泛使用的 GPON 接收模块在其灵敏度范围内(-30 dBm),误码率可达到 10^{-10} 。通过误码率和信噪比的换算关系^[11]:

$$P_e = \Phi\left(-\frac{A}{2\sigma}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{R_{SN}}{8}}\right), \quad (5)$$

可知如满足 $P_e = 10^{-10}$,则由(5)式计算出 BOSA 后端的输出信号的 R_{SN} 约为 22 dB。由于 PON 系统光纤距离短,无光放大器进行中继,系统中光纤信道的噪声积累、色散以及非线性效应作用均可以忽略,在整个系统的噪声中,影响最大的是接收机自身的噪声,其具有热噪声的特性^[12,13]。根据中心极限定理可知,热噪声电压服从高斯分布,且均值为零。其一维概率密度函数为

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}\right], \quad (6)$$

式中 a 为噪声的数学期望值,也就是均值; σ^2 为噪声的方差。

用概率分布函数 $F(x)$ 来表示噪声强度变量 x 的概率分布情况,按照定义,高斯噪声的概率分布函数是概率密度函数的积分,即

$$F(x) = \int_{-\infty}^x p(z) dz, \quad (7)$$

将(5)式代入,有

$$\begin{aligned} F(x) &= \int_{-\infty}^x p(z) dz = \\ &= \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(z-a)^2}{2\sigma^2}\right] dz = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^x \exp\left[-\frac{(z-a)^2}{2\sigma^2}\right] dz, \end{aligned} \quad (8)$$

引入误差函数 $\operatorname{erf}(x)$ 来简化计算,有

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-z^2) dz, \quad (9)$$

则高斯噪声的概率分布函数可以表示为

$$F(x) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{x-a}{\sqrt{2}\sigma}\right) & x \geq a \\ 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{x-a}{\sqrt{2}\sigma}\right) & x \leq a \end{cases}. \quad (10)$$

假定系统的置信区间为 $f\%$,检测精度为 d dB。当信号功率变化 d dB 时,功率值变化 $10^{0.1d}$

倍,为了使系统能够满足 d dB 的检测精度,避免由于噪声造成信号的误判,要求在 A/D 前端的噪声功率与信号功率的比值为 $10^{0.1d} - 1$,即最大噪声强度

$$x = S(10^{0.1d} - 1), \quad (11)$$

式中 x 为噪声强度, S 为信号强度。

由于噪声主要成分是高斯热噪声,其强度 N 是随机变化的。对于该检测系统,要求至少需要满足 $f\%$ 的检测正确率,由(9)式可推出

$$\frac{f}{100} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}\sigma}\right), \quad (12)$$

在高斯噪声中,当噪声均值为零时,其平均功率等于噪声的方差 σ^2 ^[14]。为了达到相应的性能要求,在理论上要求在 A/D 前端的信噪比应当为

$$R_{SN} = \frac{S^2}{\sigma^2}, \quad (13)$$

联立(10),(11),(12)式,则有

$$\frac{\sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(2f - 1)}{10^{0.1d} - 1} = \sqrt{R_{SN}}. \quad (14)$$

图 3 给出了在不同 R_{SN} 下满足指定的置信区间,系统所能达到的检测精度。可以看出,对于原始信号,当信噪比为 20 dB,置信区间为 95% 时,系统的检测精度只能达到 0.65 dB。由第 3.2 节推算的结论可知设计中采用的滤波器可带来约 15 dB 的 R_{SN} 增益。且 GPON 系统上行帧时长为 125 μ s,若用户数为 128,则每用户平均通信时隙可达 975 ns,以 10 M 的速率进行采样,则每帧可用于处理的数据约为 9 组。通过平均算法的处理,信号 R_{SN} 还可以提高约 5 dB,故该方案可带来共计 20 dB 的信噪比增益。当输入光功率低至 -40 dBm 时,由(4)式计算可知该系统的 R_{SN} 约为 12 dB,考虑两级放大电路对信号的影响以及系统设计冗余度, R_{SN} 值衰减 10 dB 之后,A/D 前端的 R_{SN} 也可以达到 22 dB。由(13)式计算可知在近 90% 的置信区间下,该方案可

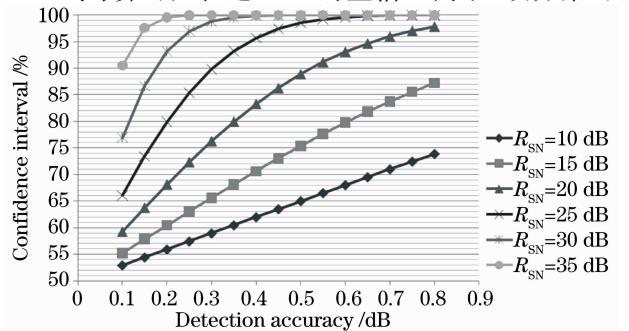


图 3 信噪比、置信区间及检测精度关系

Fig. 3 Relation of R_{SN} , detection accuracy and confidence interval

达到 0.5 dB 的检测精度,这无疑可以满足 GPON 系统对功率检测的要求。

4 实验仿真

实验采用 Agilent 公司的并行误码测试仪

ParBERT81250 以 1.25 GHz 的速率模拟单用户发送的伪随机信号对光源进行调制。以 125 ns 为周期进行采样,则只需改变输入光功率的大小即可模拟不同 ONU 用户的上行信号,其检测结果如表 1 所示。

表 1 功率检测结果

Table 1 Power test results

Input power /dBm	Test1 /dBm	Test2 /dBm	Test3 /dBm	Test4 /dBm	Test5 /dBm	Average power /dBm	Error /dB
-17.00	-17.03	-17.04	-17.04	-16.97	-17.08	-17.03	-0.03
-18.11	-18.16	-18.07	-18.11	-18.08	-18.06	-18.10	0.02
-19.13	-19.28	-19.42	-19.34	-19.19	-19.26	-19.30	-0.17
-20.15	-19.90	-20.05	-20.13	-20.08	-20.18	-20.07	0.08
-21.91	-22.33	-22.13	-22.18	-22.28	-22.14	-22.21	-0.30
-22.88	-23.09	-23.10	-23.01	-22.90	-23.11	-23.04	-0.16
-23.46	-23.54	-23.54	-23.62	-23.43	-23.42	-23.51	-0.05
-24.13	-24.25	-24.34	-24.25	-24.68	-24.12	-24.33	-0.20
-25.89	-26.43	-25.82	-26.48	-25.55	-26.72	-26.20	-0.31
-27.14	-27.07	-27.59	-27.26	-27.51	-27.53	-27.39	-0.25

采用第 3.3 节所述算法对占空比误差进行修正后,其结果如表 2 所示。

表 2 占空比修正结果

Table 2 Duty-ratio correction results

Input optical power: -14.30 dBm			Input optical power: -13.30 dBm			Input optical power: -12.80 dBm		
Measure / dBm	Calibration / dBm	Duty cycle	Measure / dBm	Calibration / dBm	Duty cycle	Measure / dBm	Calibration / dBm	Duty cycle
-14.60	-14.33	0.46	-13.34	-13.25	0.52	-13.03	-12.80	0.55
-14.40	-14.31	0.51	-13.07	-13.26	0.47	-13.82	-13.14	0.55
-14.33	-14.33	0.50	-13.17	-13.26	0.48	-12.67	-12.72	0.49
-13.93	-14.33	0.45	-13.18	-13.25	0.49	-12.56	-12.70	0.48
-14.35	-14.30	0.51	-13.10	-13.25	0.48	-12.75	-12.72	0.51
-14.54	-14.30	0.53	-13.23	-13.26	0.50	-12.76	-12.71	0.52
-13.94	-14.30	0.45	-13.20	-13.25	0.49	-13.43	-13.05	0.51
-14.53	-14.28	0.53	-13.05	-13.26	0.46	-12.67	-12.78	0.48
-14.17	-14.30	0.48	-13.02	-13.24	0.47	-12.77	-12.79	0.50
-14.06	-14.18	0.49	-13.69	-13.26	0.61	-12.59	-12.79	0.47

5 结 论

本文设计了一种对 GPON 系统上行突发光信号进行功率检测的方法。该技术采用峰值检波原理将高频上行传输信号降频至低频的用户切换速率进行处理,大大降低了设计难度。方案利用了 GPON 系统中底层模块的数字判决功能来获取信号的占空比信息,且对输入信号有近 10 dB 的 R_{SN} 增益,故可以用很低的成本实现较高的检测精度。实验的结果证明了在短间隙用户切换和不同占空比情况下,该方案均可达到很高的检测精度。

参 考 文 献

- Lang Weimin, Jin Yan, Zhou Ming *et al.*. Architecture of GPON [J]. *Optics & Optoelectronic Technology*, 2006, 4(1): 42
郎为民,靳焰,周明等. GPON 体系结构研究[J]. 光学与光电技术, 2006, 4(1): 42
- Chen Fudu, Li Weimin, Zhang Lijuan. Study on the latest technology progress and developing trend of GPON [J]. *Modern Electronics Technique*, 2007, 5(244): 72~74
陈福都,李维民,张丽娟. GPON 技术新进展及发展趋势探讨[J]. 现代电子技术, 2007, 5(244): 72~74
- Yang Sulin. 参与标准保障未来-揭密 PON 标准进展 [J]. *Telecommunications Technology*, 2007, (11): 78~80
杨素林. 参与标准保障未来-揭密 PON 标准进展[J]. 电信技术, 2007, (11): 78~80
- Zhang Jiantao, Yin Xinda. Optical power meter for PON systems [J]. *Study on Optical Communications*, 2007, (1): 44~45

- 张建涛, 印新达. PON 系统测试用光功率计[J]. 光通信研究, 2007, (1): 44~45
- 5 ITU-T Recommendation G. 984. 1, Gigabit-capable Passive Optical Network (GPON): General Characteristics [S]. Jan. 2003
- 6 ITU-T Recommendation G. 984. 2, Gigabit-capable Passive Optical Network (GPON): Physical Media Dependent (PMD) Layer Specification[S]. Jan. 2003
- 7 Li Liangchuan, Zhang Yangan, Li Ling *et al.*. Burst mode transmission in GPON[J]. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, Jun. 2004, **11**(2): 66~70
- 8 Li Tao, Zhang Xuping. GPON 及其关键技术-通用成帧协议研究 [J]. *Digital Communication World*, 2005, **4**: 56~58
李 涛, 张旭苹. GPON 及其关键技术-通用成帧协议研究[J]. 数字通信世界, 2005, **4**: 56~58
- 9 ITU-T Recommendation G. 7041. Generic Framing Procedure (GFP)[S]. 2001
- 10 ITU-T Recommendation G. 984. 3, Gigabit-capable Passive Optical Network (GPON): Transmission Convergence Layer Specification[S]. Mar. 2003
- 11 Zhou Haixian. Research and Simulation of Correlation of OCDMA Address Codes [D]. Nanjing: Nanjing University, 2009. 29~33
周海贤. OCDMA 地址码相关性研究与仿真[D]. 南京: 南京大学, 2009. 29~33
- 12 Gu Wanyi, Li Guorui. Fiber Communication Systems [M]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 1999. 167~190
顾婉仪, 李国瑞. 光纤通信系统[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 1999. 167~190
- 13 Leonid Kazovsky, Sergio Benedetto, Alan Willner. Optical Fiber Communication Systems[M]. Zhang Zhaoyi, Zhang Zihua, Xu Anshi *et al.* Transl. Beijing: Posts & Telecom Press, 1999. 50~51
L. G. 卡佐夫斯基, S. 贝勒迪多, A. 威尔勒. 光纤通信系统 [M]. 张肇仪, 张梓华, 徐安士 等译. 北京: 人民邮电出版社, 1999. 50~51
- 14 Li Tong, Dong Tao. SNR measurement under white Gaussian noise[J]. *Communications Technology*, 2003, (5): 29~30
李 同, 董 涛. 高斯白噪情形下的信噪比测量[J]. 通信技术, 2003, (5): 29~30