

文章编号: 0253-2239(2006)05-0794-7

通过以太无源光网的射频电视传送技术*

宋英雄 林如俭 朱永华

(上海大学现代通信工程研究开发中心, 上海 200072)

摘要: 论述了 1550 nm 射频电视(CATV)通道与 1490 nm 数据通道的相互干扰问题。针对 1490 nm 光波通过光纤中受激拉曼效应对 1550 nm 光波的非线性串扰和 1550 nm 光波通过粗波分复用(CWDM)分波器对 1490 nm 光波的线性串扰提出了理论计算公式,进行了定量分析和计算。结果表明,数据非线性串扰可使射频电视系统低频端的载噪比下跌 9 dB;而在常规融锥型粗波分复用分波器情况下,射频电视线性串扰可使数据光接收机的光功率代价达到 2.5 dB。最后指出了克服串扰的方法,如以太空闲字符扰码和高隔离度粗波分复用等。

关键词: 光通信; 光纤接入网; 以太无源光网; 拉曼散射; 射频叠加; 三网融合

中图分类号: TN929.11 文献标识码: A

RF-TV Transport over Ethernet Passive Optical Network

Song Yingxiong Lin Rujian Zhu Yonghua

(R & D Center of Modern Communication Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072)

Abstract: RF-TV overlay EPON technique is investigated. First, the interference problems between 1550 nm CATV path and 1490 nm data path are described and then the theoretic formula of the nonlinear crosstalk from 1490 nm to 1550 nm lightwave via stimulated Raman scattering effect in the optical fiber and the linear crosstalk from 1550 nm to 1490 nm lightwave caused by in-sufficient wavelength isolation of the CWDM coupler are presented, based on which the quantitative analyses and computation examples are given. The results show 9 dB carrier-noise-ratio degradation at the low end of CATV band due to the nonlinear crosstalk from data and 2.5 dB optical power penalty for data receiver due to the linear crosstalk from CATV in the case of conventional taper-fused CWDM. At last proposals to solve the crosstalk problems are offered including Ethernet idle scrambling, high isolation CWDM etc. .

Key words: optical communication; optical fiber access network; ethernet passive optical network (PON); Raman scattering; radio-frequency (RF) overlay; triple play

1 引 言

采用以以太无源光网(EPON)或千兆无源光网(GPON)为主要代表的光纤接入网,实现电话、数据、电视三网融合,是当今光纤到户(FTTP)世界潮流的鲜明特色,是人类信息社会发展的重要里程碑。

视频传送的方法分成两类:IP 载送的视频(Video over IP)和射频叠加视频(RF overlay),相应的业务称为网络电视和射频电视。

网络电视业务若不采用光纤就很难普及。

射频电视是一个单向广播网,它的优点在于带

宽有效性、成熟性、对调制格式透明(既可传模拟视频,又可传数字视频)、可标度性和灵活性。因此在建立光纤到户光纤接入网时必须把射频电视集成进去。

欧洲和美国在制定以太无源光网标准的时候已经考虑射频电视的集成问题,即在进行网络波长设计时特意预留了供射频电视使用的 1550 nm 波长,而把下行数据波长移到了 1490 nm,这样通过粗间隔波分复用(CWDM)技术就可能把射频电视业务与数据业务叠加在同一个网络上。

* 上海市重点学科建设项目(T0102)和上海市科委重大攻关项目(05dz15003)资助课题。

作者简介: 宋英雄(1973-),男,江苏海门人,副研究员,在职博士研究生。主要从事宽带接入网方面的研究。

E-mail: herosf@staff.shu.edu.cn

导师简介: 林如俭(1939-),男,四川资中人,教授,博士生导师。主要从事光纤通信与宽带接入网方面的研究。

E-mail: rujianlin@vip.sina.com

收稿日期: 2006-06-29; 收到修改稿日期: 2007-10-09

虽然波分复用已是一项成熟的技术,但在射频电视叠加以太无源光网/千兆无源光网的特定条件下,还必须解决数据与射频电视信号互不相扰的问题。这个问题在积极推行三网融合的国家(如日本、美国、韩国)已经引起一些研讨。在中国则不然,由于现行电信法下电信与广电业务的分割,电信和广电部门迄今都没有认真考虑三网融合,尚未认真重视射频电视叠加以太无源光网的技术问题。本文就专门对数据与射频电视信号相互干扰的问题进行研究,得到规律性的认识,提出解决问题的方法,为实现以太无源光网上的三网融合扫清道路。

2 射频电视叠加以太无源光网的结构形式和存在的问题

射频电视叠加以太无源光网结构形式如图 1 所示。以太无源光网数据通道工作于 $1490 \pm 10 \text{ nm}$ (下行)和 $1310 \pm 50 \text{ nm}$ (上行)波长,而射频电视通道工

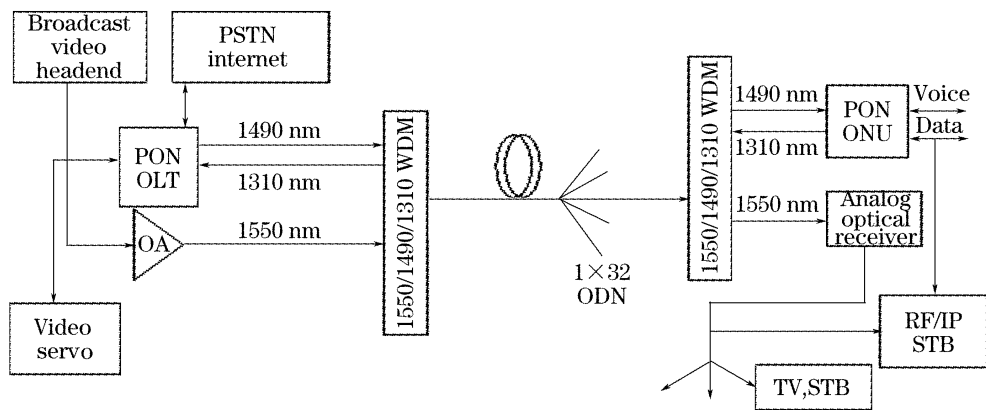


图 1 射频电视以太无源光网

Fig. 1 RF overlay ethernet PON

以太无源光网的传输距离为 $10 \sim 20 \text{ km}$,光分配器(ODN)的最大分支比为 $1:32$,所以 IEEE802.3ah 规定以太无源光网的最小链路损耗为 $23 \sim 26 \text{ dB}$,数据光发送机的发送功率为 $+2 \sim +7 \text{ dBm}$,数据光接收机的灵敏度为 -24 dBm 。由于射频电视模拟光接收机的灵敏度低,要满足 46 dB 以上的输出载噪比,需要接收 $-4 \sim -7 \text{ dBm}$ 的光功率。这就是说,在以太无源光网的光纤线路上,下行 1550 nm 射频电视光波可能比 1490 nm 数据光波强 $50 \sim 100$ 倍。而在局端, 1550 nm 光波的功率必须被掺铒光纤放大器放大到 $+17 \text{ dBm}$ 以上,这就使光纤中受激布里渊散射(SBS)、自相位调制(SPM)和受激拉曼散射(SRS)等非线性效应都可能发生。

这样,由于射频电视光波的叠加,一方面,强大的 1550 nm 光波可能越过波长隔离度不足的 $1550/$

作于 $1550 \pm 15 \text{ nm}$ 波长。在光线路终端(OLT)携带射频电视信号的下行 1550 nm 光波经掺铒光纤放大器(EDFA)放大后,再通过 $1550/1490/1310 \text{ nm}$ 波分复用(WDM)合波器与数据通道复用在一起。经无源光网结构传送后,在光网络单元(ONU)端用 $1550/1490/1310 \text{ nm}$ 波分复用分波器分出 $1490/1310 \text{ nm}$ 数据光波和 1550 nm 广播光波,后者再用模拟光接收机接收,还原射频信号,供机顶盒和电视机使用。在这里,数据网和射频网络的本质上的优点被最大限度地利用起来。射频网络携带所有广播电视业务,包括传统模拟和数字电视。数据网则用在交互式、定向的业务,如视频点播。网络的带宽按如下原则最佳化:把高带宽的广播内容安排在射频网络,把数据网的带宽空出来留给定向的视频业务和将来待定义的业务应用。这样,模拟和数字射频技术补充了 IP 技术,为视频传送创造了一个最佳的网络接入平台。

$1490/1310 \text{ nm}$ 波分复用分波器进入 1490 nm 通道,形成射频电视对数据的干扰。另一方面,光纤中受激拉曼散射会表现为 1490 nm 光波对 1550 nm 光波的串扰,即数据对射频电视信号的干扰(某些射频电视频道的相对强度噪声增大,载噪比降低)。

因此为了实现射频电视、数据业务在以太无源光网上的汇聚,应当认真地研究上述光波间相互串扰的机理、分析相互串扰与各种系统参量的定量关系,从而找到克服它们的办法。

3 射频电视叠加以太无源光网中的受激拉曼散射

石英光纤中的受激拉曼散射已经被研究了多年而为人所熟知。人们研究受激拉曼散射有时是为了

减轻它的影响,有时是利用它来构成在线拉曼放大器(RFA)。在以往的拉曼效应研究中,总是取抽运光为不受调制的强光,信号光为受数字调制的弱光,或两者的功率大小可以比拟。现在的情况不同,抽运光是功率小的 1490 nm 数据光波,信号光是功率大的 1550 nm 射频电视光波。抽运光的拉曼散射光谱将对信号光造成干扰。不但抽运光的平均功率,而且抽运光因数据调制而产生的强度变化都会通过拉曼增益变成信号光中相对强度噪声的增长,这是一种调制转移现象。虽然拉曼增益谱的峰在 13.5 GHz(抽运波长为 1490 nm 时),对应 100 nm 的波长红移,但拉曼增益谱相当宽阔,在 1550 nm—1490 nm=60 nm 的波长差异下,拉曼增益仍相当高(大于 0.5×10^{-13} m/W),如图 2 所示。

由于 1490 nm 抽运光波和 1550 nm 信号光波是同向传播的,光纤色散导致它们的群速不同而相互走离,这将造成从抽运光波到信号光波的噪声转移的平均效应。文献[1,2]分析了连续的抽运光波通过光纤的受激拉曼效应对射频电视光波所造成的信号串扰比,文献[3]讨论了连续的抽运光波对射频电视光波的相对强度噪声谱的串扰,但这些文章都

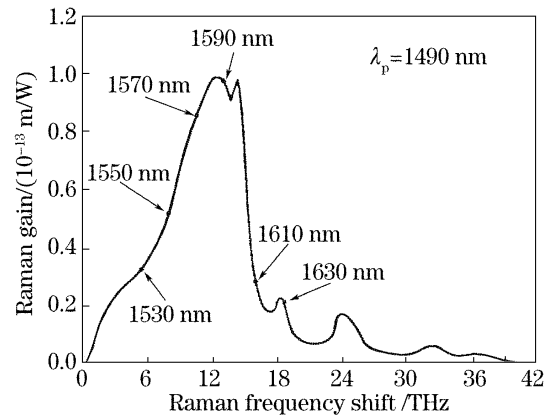


图 2 拉曼增益谱

Fig. 2 Raman gain spectrum

没有直接导出抽运串扰对射频电视信道载噪比的影响。文献[4]虽然探讨了视频叠加(Video Overlay)无源光网中数字调制的抽运光波对射频电视信道载噪比的影响,但给出的(1)式、(2)式明显有误。

文献[4]给出的有拉曼效应时信号光波的相对强度噪声谱 RIN_{Raman} 与抽运光波的相对强度噪声谱 RIN_{pump} 、抽运光功率 P_{p0} 、拉曼增益系数 C_R 及光纤色散常量 D 之间的关系如下(各参量意义详见文献[4]):

$$RIN_{\text{Raman}} = RIN_{\text{pump}} + 20\lg(C_R P_{p0} L_{\text{eff}}) + 10\lg\left\{\frac{(V_s/L_{\text{eff}})^2}{(\alpha V_s)^2 + (2\pi D \Delta\lambda L f)^2} [1 - 2\exp(-\alpha L) \cos(2\pi D \Delta\lambda L f) + \exp(-2\alpha L)]\right\}, \quad (1)$$

$$RIN_{\text{pump}} = 2R_b E^2 \sin^2(f/R_b) / f^2, \quad (2)$$

(1) 式中右端第三项中 V_s 为信号光波的群速,分母第一项 αV_s 具有 1/s 量纲,而第二项无量纲;(2) 式中 $\sin^2(f/R_b) / f^2$ 不符合非归零(NRZ)码的功率谱表达式,因此这些公式都不能使用。

参考文献[3],经仔细推导,有拉曼效应时信号光波的相对强度噪声谱 RIN_s 如下:

$$RIN_s = RIN_p + 10\lg\left\{\frac{(C_R P_{p0}/A_e)^2}{(\alpha_p^2 + (2\pi D \Delta\lambda L f)^2} [1 - 2\exp(-\alpha_p L) \cos(2\pi D \Delta\lambda L f) + \exp(-2\alpha_p L)]\right\}, \quad (3)$$

式中 A_e 为光纤有效芯区面积, L 为光纤长度, α_p 为光纤损耗常数, $\Delta\lambda$ 为信号光波与抽运光波的波长差, f 为信号频率。

RIN_p 为抽运光波的相对强度噪声功率谱密度,在射频电视叠加以太无源光网的格局下它主要由 1490 nm 光波所携带的基带数据信号的功率谱决定。当该数据信号是独立随机的二进制非归零码时,由下式给出:

$$RIN_p = 10\lg\left[\frac{2}{R_b} \left(\frac{E-1}{E+1}\right)^2 \frac{\sin^2(\pi f/R_b)}{(\pi f/R_b)^2}\right], \quad (4)$$

式中 E 是消光比, R_b 是码速。

射频电视光接收机的输出载噪比为

$$\frac{C}{N} = \frac{(mRP_r)^2/2}{[I_{th}^2 + 2eRP_r + (RIN + RIN_s)(RP_r)^2]B_e}, \quad (5)$$

式中 m 为光调制度; R 为光探测器响应度; P_r 接收光功率; I_{th} 为光接收机热噪声电流的方均根值; e 为电子电荷; RIN 为 1550 nm 射频电视光发送机的相对强度噪声功率谱密度,由发送激光器和掺铒光纤放大器决定; B_e 是射频电视频道的等效噪声带宽。(5)式表明,拉曼串扰的引入使射频电视光接收机输出的相对噪声增大了 RIN_s ,导致射频电视系统的载噪比降低。

在分析相对强度噪声功率谱(3)时,可以看出以

下几点：

1) RIN_s 与拉曼增益系数和抽运功率的平方成正比；

2) 由于光纤色散所决定的信号光和抽运光的走离效应,拉曼串扰系统显现出低通特性(随信号频率升高,由拉曼效应造成的相对强度噪声功率谱降低)。该低通特性的 3 dB 频率为

$$f = \frac{\alpha_p}{2\pi D\Delta\lambda} \quad (6)$$

3) 相对强度噪声功率谱还依赖于光纤长度。令因子 $[1 - 2\exp(-\alpha_p L)\cos(2\pi D\Delta\lambda Lf) + \exp(-2\alpha_p L)]$ 相对于 L 的导数为 0,可获得最坏光纤长度近似满足如下关系：

$$\exp(-\alpha_p L) = \cos(2\pi D\Delta\lambda Lf), \quad (7)$$

计算示例如图 3、图 4 所示。图 3 为相对强度噪声与频率的关系,所用参量为: $C_R = 0.26 \times 10^{-13}$ m/W(已考虑偏振因子 0.5), $P_{p0} = +2$ dBm = 1.585 mW, $A_e = 70$ μm^2 , $\alpha_p = 0.25$ dB/km = 0.05756 Np/km, $D = 14$ ps/(nm · km), $\Delta\lambda = 60$ nm, $L = 7.77$ km[按(7)式计算的最坏光纤长度]。图 3 显示,因数据通道串扰而产生的射频电视通道的相对强度噪声具有明显的低通特性。

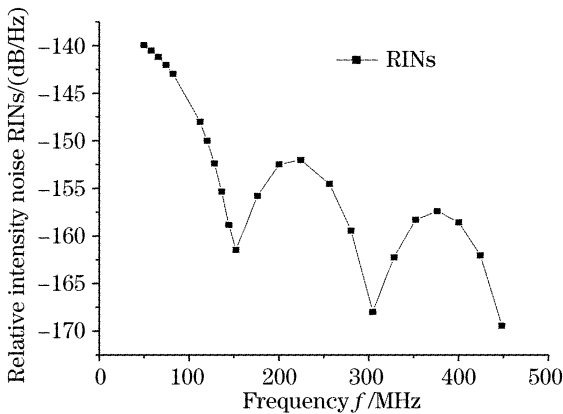


图 3 数据光波通过光纤拉曼效应在射频电视通道产生的相对强度噪声谱

Fig. 3 RIN spectrum generated by data lightwave via Raman effect

严格的分析指出,由于在以太数据流中含有以太帧之间的空闲码组

Idle 1 K28.5/D5.6: 0011111010/1010010110

Idle 2 K28.5/D16.2: 0011111010/1001000101

它们都是 20 bit 长,而且会以/Idle1/Idle2/Idle2/Idle2/Idle2/Idle2/或/Idle2/Idle2/Idle2/Idle2/Idle2/Idle2/的形式重复出现,所以数据流的功率谱中还含有线路码速二十分之一的 62.5 MHz 干扰分量及其谐波的谱线,仿真结果如图 4 所示。

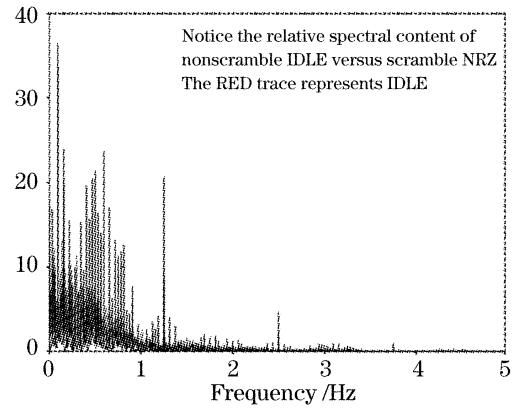


图 4 以太数据流中空闲码组引起的离散干扰谱线

Fig. 4 Discrete interference spectrum caused by idle group in Ethernent stream

图 5 为载噪比与频率的关系(水平线为没有拉曼效应时的载噪比 C/N_0)。所用参量为: $m = 0.035$, $R = 0.95$ A/W, $P_r = -4$ dBm = 0.4 mW, $I_{th} = 7.5$ P A/Hz^{1/2}, $RIN = -155$ dB/Hz(由射频电视发送激光器和掺铒光纤放大器决定), $B_e = 5.75$ MHz(PAL-D 电视制式)。由图可见,数据通道串扰而产生的射频电视通道的载噪比劣化主要发生在低频端。由于相对强度噪声与 1490 nm 数据发送光功率 P_{p0} 的平方成正比,当 $P_{p0} = +2$ dBm 时,50 MHz 处的载噪比劣化量约 9 dB;当 $P_{p0} = +7$ dBm,50 MHz 处的载噪比劣化量约 18 dB。在中国的射频电视频段低端(85 MHz),相应的载噪比劣化量约为 6 dB 和 15 dB。这说明虽然 IEEE802.3ah 规定了 1490 nm 数据光波的发送功率范围为 +2 ~ +7 dBm,但从拉曼串扰 1550 nm 射频电视光波的角度,发送功率应取在 +2 dBm 以下,才能保证载噪比高于 46 dB。

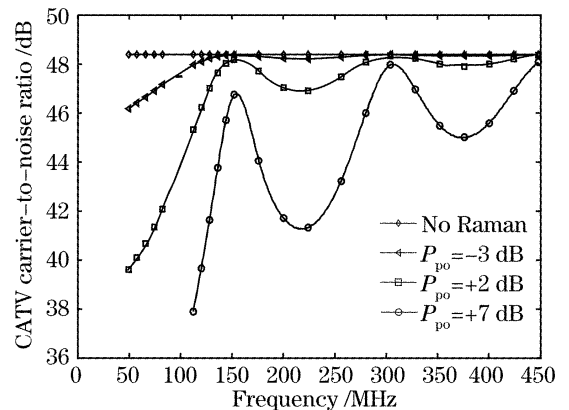


图 5 数据光波通过光纤拉曼效应导致射频电视频道的载噪比劣化

Fig. 5 C/N degradation in CATV channel caused by data lightwave via Raman effect

为了克服数据通道对射频电视通道的拉曼串

扰,可采取如下一些办法:1) 尽量采用较低的数据发送光功率(图 5 中显示当 $P_{p0} = -3$ dBm 时,拉曼效应对射频电视频道载噪比的影响就可以忽略了。2) 回避采用最坏光纤长度。3) 在射频电视频道安排上不使用 150 MHz 以下的频道,或者对低频端的发送信号进行预加重(发送光调制度加大)。4) 对以太数据流的空闲字段进行扰码,通过字符的随机化,使频谱平坦化,从而使数据干扰功率降低(图 4 中显示,扰码已使 62.5 MHz、125 MHz 干扰分量降低了 20 dB)。

4 射频电视通道对数据通道的串扰

IEEE802.3ah 对以太无源光网物理层的规定要求数据通道的误码率是 10^{-12} 。考虑了光纤色散、激光器模式分配噪声、突发发送、突发接收等劣化因素后的光接收机输出峰值信噪比应为 25 dB。光接收机的灵敏度为 -24 dBm。但 1550 nm 光波到达粗波分复用分波器时的光功率约为 -5 dBm,而通常的融锥型粗波分复用分波器的波长隔离度仅有 20 dB,这样 1550 nm 射频电视光波串扰到 1490 nm 端口的光功率会与 1490 nm 数据光波的光功率大小相当。由于射频电视信号的频谱与 1250 Mb/s 基带数据信号的频谱是重叠的,射频电视信号的串扰就会破坏数据传输的进行。

文献[5]讨论了波分复用系统中射频电视信号对数字信号的串扰,但它没能给出关于串扰引起的数据光接收机灵敏度代价的解析式。本文将对此给出解析解。

当射频电视频道数 N 足够大($N > 8$)时,AM-SCM 光接收机的输出光电流可以逼近一个高斯过程,其均值为 $R_d P_d$,方差为 σ_d^2 :

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{2} m^2 N R_d P_d, \quad (8)$$

其中 R_d 、 P_d 分别为射频电视光接收机的光探测器响应度和接收到的射频电视平均光功率。射频电视光功率耦合到数据光接收机,则数据光接收机输出的射频电视光电流的方差 σ_c^2 为

$$\sigma_c^2 = \frac{1}{2} m^2 N_{\text{eff}} R_r P_{\text{dr}}, \quad (9)$$

其中 R_r 、 P_{dr} 分别为数据光接收机的光探测器响应度和接收到的射频电视平均光功率。 N_{eff} 为落入数据光接收机带宽内的有效射频电视频道数,用下式计算:

$$N_{\text{eff}} = N \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 S_d(f) df}{|H(f)|_{\text{max}}^2 \int_{-\infty}^{\infty} S_d(f) df}, \quad (10)$$

式中 $S_d(f)$ 为射频电视信号的功率谱,可以认为是平坦的; $H(f)$ 为数据光接收机的传递函数。如果设定数据光接收机具有二阶 Butterworth 频率响应,则有

$$|H(f)| = \frac{1}{1 + (f/f_n)^4}, \quad (11)$$

$$N_{\text{eff}} = N \frac{1}{2B_r} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{[1 + (f/f_n)^4]^2} df = N \frac{f_n}{2B_r} \frac{3\sqrt{2}}{8} \pi, \quad (12)$$

式中, f_n 为二阶 Butterworth 频率响应的 3 dB 频率, B_r 是数据光接收机的带宽。对速率 $f_b = 1250$ Mb/s 的数据传输系统,取 $f_n = 0.72 f_b = 1250$ Mb/s = 900 MHz, $B_r = f_n$, 得 $N_{\text{eff}} = 0.833 N$ 。对于中国的 PAL-D 有线电视体制,在 85~862 MHz 的下行频段内, $N = 55$, 故 $N_{\text{eff}} = 46$ 。

由于落入数据光接收机带宽内的射频电视光波并不携带数据信号,它的存在只是加强了数据信号的噪声背景,其平均光电流引入散弹噪声,而光电流的方差则被看作线性串扰的方差。在数据通道存在串扰的条件下,要维持数据光接收机的输出信噪比不下降(误码率满足 1×10^{-12}),就必须加大接收光功率,导致光功率代价的产生。

无串扰时的信噪比为

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \quad (13)$$

有串扰时的信噪比为

$$Q = \frac{I'_1 - I'_0}{\sigma_1 + \sigma_0 + \sigma_s + \sigma_c}, \quad (14)$$

式中 I_1 、 I'_1 是 1 码的光电流, I_0 、 I'_0 是 0 码的光电流,比较(13)式、(14)式

$$\frac{I'_1 - I'_0}{I_1 - I_0} = \frac{\sigma_1 + \sigma_0 + \sigma_s + \sigma_c}{\sigma_1 + \sigma_0} = 1 + Q \frac{\sqrt{2eR_r P_{\text{dr}} B_r} + \sqrt{m^2 N_{\text{eff}} / 2 (R_r P_{\text{dr}})}}{I_1 - I_0}, \quad (15)$$

式中, P_{dr} 是数据通道光接收机所接收射频电视光波的平均光功率。 $\sigma_s^2 = 2eR_r P_{\text{dr}} B_r$ 是串入数据通道的射频电视光波的平均光电流所含有的散弹噪声方差。

利用关系式

$$I_1 - I_0 = 2R_r P_r \frac{1 - E}{1 + E}, \quad (16)$$

式中 E 为数据光发送机的消光比, P_r 为数据光接收机接收到的数据光波的光功率, 利用(16)式就获得射频电视光波串扰导致的数据通道光功率代价(数据光接收机灵敏度损失):

$$\Delta P_r = 10 \lg \left(\frac{P'_r}{P_r} \right) = 10 \lg \left\{ 1 + Q \left(\frac{1 + E}{1 - E} \right) \times \left[\sqrt{\frac{eB_r}{2R_r^2 P_r} \frac{P_{dr}}{P_r}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2} m^2 N_{eff} \frac{P_{dr}}{P_r}} \right] \right\}, \quad (17)$$

式中 P'_r 是射频电视光波串扰存在时为满足给定误码率数据光接收机所必需的接收光功率。该误码率由信噪比决定。以太无源光网要求误码率 $P_e = 1 \times 10^{-12}$, 这对应 $Q = 7$ 。将 $E = 1/10$, $e = 1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$, $B_r = 900 \text{ MHz}$, $R_r = 0.9 \text{ A/W}$, $P_r = -24 \text{ dBm} = 4 \times 10^{-6} \text{ W}$, $m = 3.5\%$, $N_{eff} = 46$ 代入, 得

$$\Delta P_r = 10 \lg \left\{ 1 + 4.036 \times 10^{-2} \sqrt{\frac{P_{dr}}{P_r}} + 0.718 \frac{P_{dr}}{P_r} \right\}. \quad (18)$$

图 6 给出了 ΔP_r 与 P_{dr}/P_r 的对应关系。分析结果表明, 若耦合到数据光接收机的射频电视光功率与数据光功率大小相当, 拉曼串扰造成的数据光接收机灵敏度损失会达到 2.5 dB 左右。现在常规的融锥型粗波分复用分波器的波长隔离度只有 20 dB, 若采用这种分波器, 耦合到数据光接收机的射频电视光功率就与数据光功率大小相当, 这是不能容忍的。由图 6 可以看出, 为了使拉曼串扰造成的光接收机灵敏度损失小于 0.3 dB, 射频电视串扰光功率 P_{dr} 应至少比数据信号光功率 P_r 低 11 dB。

前已述及到达光纤输出端的 1550 nm 光功率比 1490 nm 光功率高 17~20 dB, 现在希望经过粗波分复用分波器后, 到达数据光接收机的 1550 nm

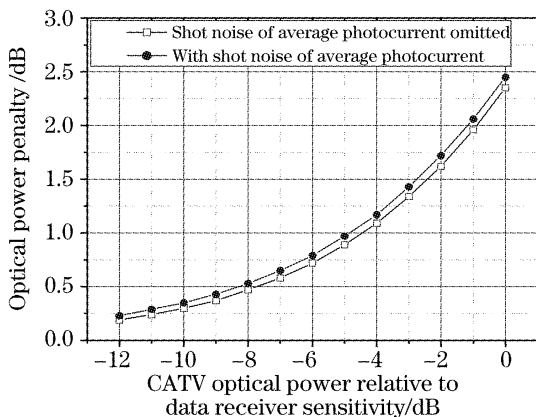


图 6 ΔP_r 与 P_{dr}/P_r 的对应关系
Fig. 6 ΔP_r dependence on P_{dr}/P_r

光功率比 1490 nm 光功率低 11 dB, 这就要求粗波分复用分波器的波长隔离度超过 30 dB。因此应寻求新的粗波分复用分波器解决方案。一个方案是用两个常规 1550/1490—1310 nm 粗波分复用分波器级联, 其缺点是插入损耗较大。另一个是采用介质薄膜粗波分复用分波器。图 7 所示为定制的介质薄膜粗波分复用分波器的透射谱, 其 1490 nm 与 1550 nm 的波长隔离度达到了 40 dB。

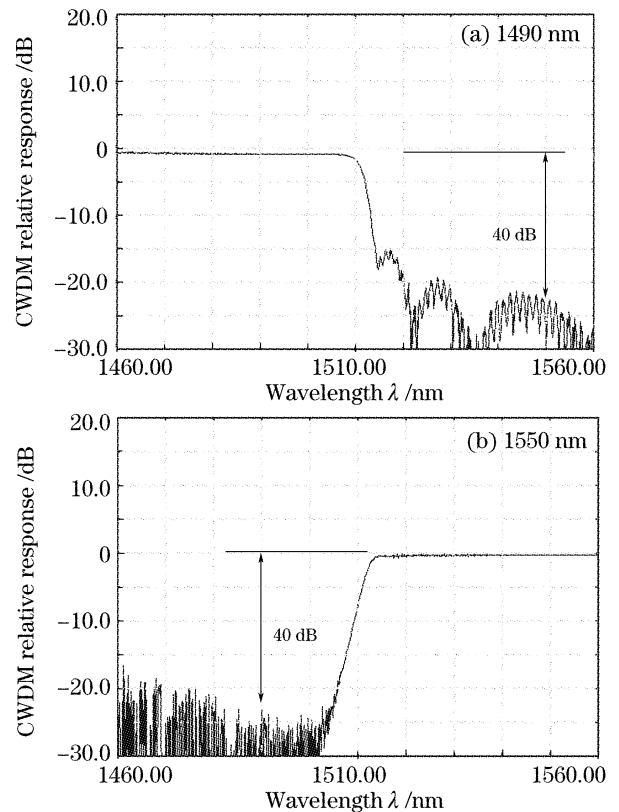


图 7 粗波分复用分波器的透射响应谱

Fig. 7 Pass through response spectrum of CWDM

实验表明, 采用这种分波器后, 在射频电视以太无源光网中观察不到 1550 nm 射频电视通道对 1490 nm 数据通道的干扰。

5 结 论

建立了射频电视叠加以太无源光网中, 1490 nm 数据通道与 1550 nm 射频电视通道相互干扰的理论模型和计算公式。

计算表明, 通过光纤中的拉曼效应 1490 nm 数据光波会串扰 1550 nm 射频电视光波, 导致 150 MHz 以下的射频电视频道的载噪比降低。在最坏光纤长度下和数据光波的功率为 +2 dBm 时, 85 MHz 附近频道的载噪比降低会达到 6 dB。为了克服这一现象的影响, 应当不使 1490 nm 发送光功率(OLT 端)过高。可以安排射频电视频道布置, 回

避这些频道。在不得已必须利用这些频道时,可适当提高发送端的光调制度,以确保接收端的载噪比。更好地降低干扰的办法是对以太网数据流的帧间空闲字段进行扰码以压低数据流的低频功率谱,并抑制 62.5 MHz、125 MHz 的离散谱线。

为对付 1550 nm 射频电视光波对 1490 nm 数据光波的线性串扰,应设计、选用波长隔离度大于 30 dB 的 1490/1550 nm 分波器,以确保 1550 nm 光波串扰到 1490 nm 端口的剩余光功率在数据光接收机的灵敏度以下 10 dB。

这样以太无源光网就能够称职地扮演电视、数据、电话三网融合的角色,在光纤到户(FTTP)的宽带接入网建设中发挥决定性的重要作用。

参 考 文 献

- 1 Mary R. Phillips, D. M. Ott. Crosstalk due to optical fiber nonlinearities in DWDM lightwave systems[J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(10): 1782~1792
- 2 H. Kim, K. H. Ham, Y. C. Chung. Performance limitation of hybrid WDM systems due to stimulated Raman scattering[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2001, **13**(10): 1118~1120
- 3 C. R. S. Fludger, V. Handerek, R. J. Mears. Pump to signal RIN transfer in Raman fiber amplifiers [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2001, **19**(8): 1140~1148
- 4 F. Coppinger, L. Chen, D. Piehler. Nonlinear Raman cross-talk in a video overlay passive optical network[J]. *OCF*, 2003, **1**: 285~286
- 5 W. Muys, J. C. van der Plaats, F. W. Willems *et al.*. Mutual deterioration of WDM-coupled AM CATV and digital B-ISDN services in single fiber access networks [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1993, **5**(7): 832~834