

ATM 无源光网络中直流耦合突发模式光接收机分析

齐 江, 乔耀军, 陈树强, 管克俭

(北京邮电大学光通信中心, 北京 100876)

摘 要: 本文根据异步传输模式(ATM)无源光网络(APON)的实际要求,对直流耦合突发模式光接收机进行了理论分析,结果表明基于动态峰值检测的突发模式接收机其灵敏度代价和传输容量代价过高,而基于局部峰值检测的突发模式接收机则可较好满足 APON 的要求。

关键词: ATM 无源光网络; 突发模式接收机; 时分复用

中图分类号: TN929.11 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)10-1409-03

Analysis of DG Coupled Burst Mode Receiver in ATM Passive Optical Network

QI Jiang, QIAO Yao jun, CHEN Shu qiang, GUAN Ke jian

(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: According to the practical demands of the ATM passive optical network, we analyse the dc coupled burst mode receiver. The result demonstrates that the burst mode receiver based on dynamic peak detector is unable to be applied because of larger network capacity penalty and sensitivity penalty, but the burst mode receiver based on local peak detector can meet the network demand.

Key words: ATM-PON; burst mode receiver; TDMA

1 引言

以 ATM 技术为基础的 APON, 代表了目前宽带接入技术的发展方向, 近年来受到广泛的关注. 其上行通信采用时分多址接入(TDMA)方式, 为多点对一点的突发通信, 不同光网络单元(ONU)上行突发信号到达光线路终端(OLT)接收端时, 光功率差别很大, 要求 OLT 必须能迅速地适应各 ONU 光功率的变化. 传统 AC 耦合接收机由于前置放大器采用 AC 耦合, 当信号幅度产生突变时, 由于直流分量的变化使电容充放电, 将引起误码. 目前在这类共享总线型的光网络中采用突发模式接收机, 其中基于直流耦合方式的突发接收机由于实现简单得到广泛的研究. 采用直流耦合, 根据判决电平调整方法可以分为两种, 其一采用动态峰值检测, 即在整个信元时间接收机的判决电平随着接收信号的电平变化动态调整; 其二采用局部峰值检测, 判决电平仅由信头中的相应开销决定, 在数据区中保持不变^[1]. 直流耦合接收机的设计在于如何得到判决电平, 使其快速反映出本信元的峰值电平, 峰值电平的检测需要一定时间, 必须在信头中预留一定比特, 这样即引入传输容量代价. 判决电平的波动与噪声的影响, 造成了误码率的恶化, 引入了灵敏度代价^[2]. 传输容量代价和灵敏度代价是衡量突发模式接收机的重要指标.

文献[3]对动态峰值检测突发接收机的误码率代价做了计算, 但是并没有考虑到噪声因素的影响. 本文根据 ITU-T 关

于 APON 的 G. 983 建议的要求, 计算了突发接收机由于阈值电压的波动和高斯噪声引入的传输容量和灵敏度代价, 结果表明基于动态峰值检测的突发模式接收机其灵敏度代价和传输容量代价过高, 无法在 APON 中应用. 而局部峰值检测的突发模式接收机则可较好满足 APON 的要求.

2 直流耦合突发接收机原理

Yusuke Oha 建立直流耦合突发接收机的模型如图 1(a)所示^[4], 突发接收机并不是简单地把传统接收机的耦合电容去掉, 而是通过动态地检测信号峰值来建立判决电平, 具体通过充放电常数(R_1 , R_2 , C)来调节. 为了快速响应信元之间的电平变化, 要求接收机充电常数小; 在一个信元周期内, 要求阈值相对稳定, 以减小误码率, 则放电常数要尽量大. 下面通过分析网络中两种极端情况, 来确定系统充放电常数, 如图 2(a, b), 一种是 OLT 接收到衰减最小的 ONU 信元后面一个信元却是衰减最大的 ONU 的信元, 另一种情况则相反. 对于第一种情况, 信元 1 到信元 2 对峰值检测器来说是一放电过程, 为了得到尽可能高的传输效率, 要求尽量小的放电常数, 但同时小的放电常数导致了判决电平的波动, 造成了误码率的恶化, 因此应选择一合适的信元间隔来平衡传输效率和误码率之间的矛盾. 对于图 2(b)的情况, 信元 2 到来时, 峰值检测器开始充电, 在这种情况下, 检测阈值所需时间最长, 也是设计充电常数和信头中预留电平适配比特的依据.

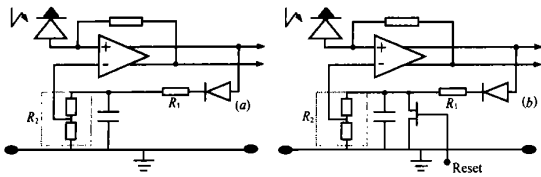


图 1 (a) DC 耦合动态峰值检测方式; (b) DC 耦合局部动态峰值检测方式

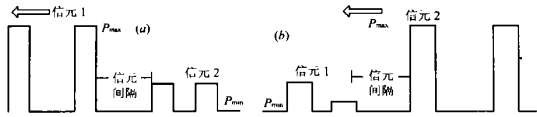


图 2 信元到达的两种极端情况

局部峰值检测方法与动态峰值检测法类似,如图 1(b)所示,充电时间常数 R_1C 非常小,在一个信元到来时能迅速地检测到峰值,而放电时间常数 R_2C 趋于无穷大,这样在阈值判决电平确定以后在整个信元内基本保持不变,经过一个信元周期后,用一复位脉冲触发使电容快速放电,这时的放电时间趋于无穷小,这一设计减小了动态峰值检测法中信元周期内阈值的变化带来的误码率和一个信元结束后放电时间带来的容量代价,但必须提供一个信元时钟来复位。

3 性能分析

两种方式的直流耦合突发接收机都会引入灵敏度代价和传输容量代价,分析中假设信元之间的保护时隙为 m 比特,阈值调整时隙为 n 比特,比特周期为 T ,信号的信噪比足够大,消光比为 0,此种情况下接收机的最佳阈值信号为高电平时电压的一半,即 $V_{th} = V^1/2$ 。

3.1 动态峰值检测突发接收机容量代价分析

按照 G. 983^[5] 的建议,突发接收机的动态范围 $\alpha = V_{max}/V_{min} \geq 22\text{dB}$,在图 2(a) 的情况下,信元 1 结束时,峰值检测电路放电,经过 m 比特的保护时隙与 n 比特的调整时隙,使信元 2 检测到正确的阈值,必须满足

$$\beta V_{max}^1 e^{-(m+n)T/\tau_f} = V_{min}^2 \quad (1)$$

式中 β 为峰值检测系数,即电位器 R_2 的分压比 $0 < \beta < 1$ 。利用 $\alpha = V_{max}/V_{min} \geq 22\text{dB}$ 以及 $V_{min}^2 = (1/2)V_{min}^1$ 可得

$$\beta \alpha e^{-(m+n)T/\tau_f} = 1/2 \quad (2)$$

对于图 2(b) 的情况,信元 2 到来时,峰值检测电路在 m 比特的时隙内放电, n 比特时隙充电,要达到正确的阈值电压需满足

$$V_{max}^2 = \beta [V_{min}^0 e^{-mT/\tau_f} + (V_{max}^1 - V_{min}^1 e^{-nT/\tau_f}) (1 - e^{-nT/\tau_f})] \quad (3)$$

在消光比为 0 的情况下,式(3)简化为

$$\beta (1 - e^{-nT/\tau_f}) (\alpha - e^{-mT/\tau_f}) = (1/2) \alpha \quad (4)$$

考虑到电路充电时间较短,假设 $T/\tau_f = 2$,由等式(2)、(4)可以得出 β 、 T/τ_f 随 m 、 n 的变化如图 3 所示。从图 3(a) 可以看出峰值检测系数 β 与信元间隔比特数 m 几乎无关,主要由阈值恢复比特数 n 决定,当 n 大于 3 时, β 值趋近 0.5。图 3(b) 表明为了获得较高的传输效率即较小的 m 、 n 值,放电常

数 τ_f 要较小。

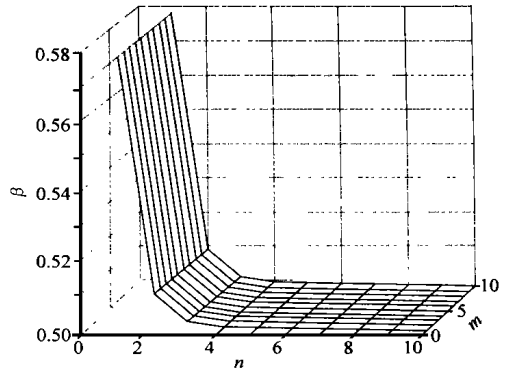


图 3(a) β 随 m 、 n 的变化

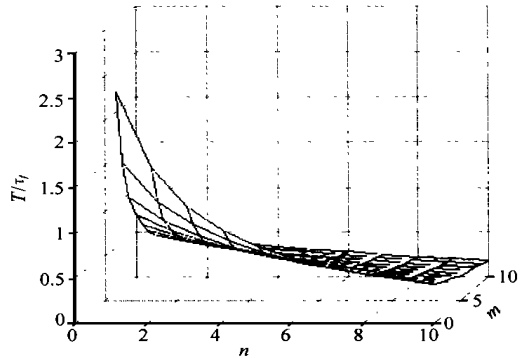


图 3(b) T/τ_f 随 m 、 n 的变化

3.2 动态峰值检测突发接收机误码率分析

在 APON 系统中,为了降低线速率,上行突发信元一般不进行线路编码,只进行简单的扰码,根据文献[3]中对伪随机码信号的误码率计算进行了简化,由于突发接收机中充电速度足够快 $T/\tau_f > 1$,对于动态峰值检测的接收机,信号中出现‘1’时,阈值在 1 比特内恢复到最佳判决电平即 $V_{th} = V^1/2$,其

误码为:
$$P_e^1 = \int_{-\infty}^{V_{th}^1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(V - V^1)^2/2\sigma^2} dV \quad (5)$$

式中 σ 为噪声均方根值。信号中出现连‘0’时,峰值检测电路持续处于放电状态,阈值电压的下降将会导致系统误码率的增加。在长连‘0’中,第 j 个‘0’信号的平均阈值电压:

$$\bar{V}_j^0 = \frac{1}{T} \int_{(j-1)T}^{jT} V^h e^{-t/\tau_f} dt = \frac{V^h \tau_f}{T} [e^{-(j-1)T/\tau_f} - e^{-jT/\tau_f}] \quad (6)$$

相应 j 个‘0’信号的误码率为

$$P_j^0 = \int_{\bar{V}_j^0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(V - V_0)^2/2\sigma^2} dV \quad (7)$$

设信号经过 $2^n - 1$ 序列扰码,其中含 i 个长连‘0’的概率为 $1/2^i$,故动态峰值检测接收机的误码率可以写为:

$$P_e = P(1)P_e^1 + P(0)P_e^0 = P(1)P_e^1 + P(0) \sum_{i=1}^n \frac{1}{2^i} \sum_{j=1}^i P_j^0 \quad (8)$$

式中伪随机码信号 $P(0) = P(1) = 1/2$ 。突发模式接收机的阈值判决电平取决于输入信号,并且服从高斯分布^[5],信号为‘1’与‘0’时的阈值概率密度函数为

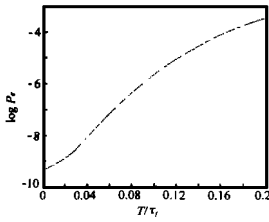


图 4 不同 T/T_j 时误码率

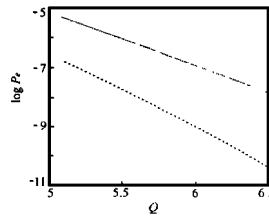


图 5 误码率为 Q 值关系

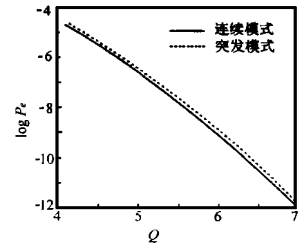


图 6 Q 值与误码率的关系

$$f_1^{th}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} e^{-\frac{(x - V_1^{th})^2}{2\sigma_i^2}}, f_0^{th}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} e^{-\frac{(x - \bar{V}_j^0)^2}{2\sigma_i^2}} \quad (9)$$

式中 σ_i 为判决阈值的噪声均方根值, 与输入信号的噪声和系统的传递函数有关。据文献[2]的工作, 信号噪声是具有功率谱密度为 S_n 的带宽为 B 的带限高斯白噪声, B 为信道带宽, 并设 $B = 1/T$ 。考虑到 $R_1 \ll R_2$, 峰值检测电路的传递函数为

$$H(\omega) = \beta / (1 + \omega T_j) \quad (10)$$

可以得出阈值噪声功率为

$$\sigma_i^2 = R_n(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n |H(\omega)|^2 d\omega = \frac{T(\beta\sigma_0)^2}{2\pi T_j} \arctg \frac{T_j}{T} \quad (11)$$

考虑到噪声对阈值电压的影响, 方程(5)、(7)经过变量代换可以写为

$$P_c^1 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}k} \exp\left[-\frac{(x - Q_c)^2}{2k}\right] Q(-x + 2Q_c) dx \quad (12)$$

$$P_c^0 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}k} \exp\left[-\left(x - Q_c \frac{T_j}{T} [e^{-(j-1)T/T_j} - e^{-jT/T_j}]\right)^2 / 2K\right] \cdot Q(x) dx \quad (13)$$

式中: $k = \frac{T\beta^2}{2\pi T_j} \arctg \frac{T_j}{T}$, $Q_c = \frac{V_{th}}{\sigma_0} = \frac{V^1}{2\sigma_0}$ 为消光比为 0 时连续模式接收机的 Q 值。将式(12)、(13)代入式(8)可以得出动态峰值检测突发接收机的平均误码率。图 4 为误码率较大影响, 理想的放电常数趋于无穷大。图 5 为 $T/T_j = 0.1$ 时, 误码率与 Q 值的关系, 实线为连续模式, 虚线表示突发模式。与理想连续模式接收机相比灵敏度损耗相当大, 主要原因是有限的放电常数导致了阈值电压的波动。按照 G. 983 建议, 保护比特和阈值恢复比特分为 4 比特, 即 $m = n = 4$, 从图 3(b) 可知 $T/T_j > 0.5$, 从式(8)可知此时理论上的误码率将大于 10^{-4} , 因此动态峰值检测突发接收机在 APON 中无法应用。

3.3 局部峰值检测突发接收机误码分析

局部峰值检测突发接收机的阈值电压由信头的开销比特决定, 由于放电常数 T_j 趋于无穷大, 误码率不受常连‘0’影响, 因此考虑到噪声影响的阈值电压概率分布函数为:

$$f^{th}(x) = (1/\sqrt{2\pi}\sigma_i) e^{-\frac{(x - V^{th})^2}{2\sigma_i^2}} \quad (14)$$

其误码率分布可以写为:

$$P_c = \int_{-\infty}^{\infty} f(V_{th}) \left\{ \frac{1}{2} Q\left[\frac{V_{th} - V_0}{\sigma_0}\right] + \frac{1}{2} Q\left[\frac{-V_{th} - V_1}{\sigma_0}\right] \right\} dV_{th} \quad (15)$$

将式(14)代入(15), 在不同的 Q 值下, 计算的误码率如图 6 所

示, β 值取 0.5, 其中实线表示连续模式接收机, 虚线表示 $T/T_j = 2$ 时 Q 值与误码率的关系。在 10^{-10} 误码率条件下, $T/T_j = 2$ 的突发接收机灵敏度损耗仅为 0.2dB, 在 APON 中可以接受。同时, 按照 G. 983 协议, APON 中上行信元均为固定长度, 可以提供定时的复位信号, 因此基于局部峰值检测的突发接收机在 APON 中是可以应用的。

4 结论

根据 APON 的协议要求, 分析了两种直流耦合突发模式接收机所引入的网络容量代价与灵敏度代价, 结果表明动态峰值检测接收机由于阈值电压随输入信号变化引入很大的灵敏度代价, 有限的放电常数也导致了大的网络容量代价。基于局部峰值检测模式的接收机则可较好的满足 APON 的要求。

参考文献:

- [1] Ulrich Killat. Access to B-ISDN via PONs [M]. published by WILEY, TEUBNER, 1996.
- [2] Pedro. Performance of optical direct receivers using noise corrupted decision threshold [J]. J Lightwave Technol., 1995, 13(11): 2202-2214.
- [3] Chao Su, Lian Kuan Chen, K W Cheung. Theory of burst mode receiver and its applications in optical multiaccess networks [J]. J Lightwave Technol., 1997, 15(4): 590-605.
- [4] Yusuke Ota, Robert G Swartz. Burst-mode compatible optical receiver with a large dynamic range [J]. J Lightwave Technol., 1990, 8(8): 1897-1903.
- [5] ITU-T recommendation G. 983. High speed optical access systems based on passive optical network (PON) techniques [S]. 1998.
- [6] Charles A Eldering. Theoretical determination of sensitivity penalty for burst mode fiber optic receivers [J]. J Lightwave Technol., 1993, 11(12): 2145-2149.

作者简介:

齐江 1995年、1998年在北京理工大学信息工程学院光电工程系获学士、硕士学位, 同年在北京邮电大学光通信中心攻读博士学位, 研究方向为全光波长变换与光纤接入网。

乔耀军 1994年、1997年在河北师范学院物理系、吉林大学物理系获学士、硕士学位, 同年在北京邮电大学光通信中心攻读博士学位, 研究方向为全光波长变换与光纤接入网。