

OBS 路由器中交流耦合突发模式光接收机的设计方法

焦 硕,吴海珊,陈晓晨,徐 坤,林金桐

(北京邮电大学 55 # 信箱,北京 100876)

摘要: 基于拓展带宽的设计方法,提出一种适于 OBS 的交流耦合突发模式光接收机设计方法.分析与仿真证明该方法有效地降低由交流耦合电容引入的功率代价,并降低系统对信号频谱中低频成分的限制.在 1.25Gb/s 的信道速率下,本设计在 300ns 内实现信道同步,并达到很好的灵敏度指标,打破了交流耦合突发接收机在高速应用中的局限.

关键词: 光突发交换;交流耦合;突发模式

中图分类号: TN929.11

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2005) 07-1319-04

A Design Method of AC-Coupled Burst Mode Optical Receiver for OBS

JIAO Shuo, WU Hai-shan, CHEN Xiao-chen, XU Kun, LIN Jin-tong

(55 # Optical Center, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: A novel design method of ac-coupled burst mode optical receiver (BMOR) is investigated for optical burst switching (OBS). The receiver has a simplest configuration of a PIN-TIA preamplifier, an ac-coupling capacitor, and a limiting amplifier. Both theoretical analysis and experimental results prove it to be a feasible method to reduce power penalty caused by the ac-coupling capacitor. Under the data rate of 1.25Gb/s, the BMOR can restore the burst within 300ns with high sensitivity. The design method breaks the limitation of ac-coupled BMOR in high speed applications.

Key words: optical burst switching (OBS); AC-coupled; burst mode

1 引言

Optical burst switching (OBS)^[1]是一种粒度介于电路交换与分组交换之间的光交换技术,它结合了两种交换方式的优点,可以很好的满足在波分复用(WDM)光网络中直接承载 IP 数据业务的需求.因而 OBS 在下一代 Internet 的演进中具有良好的发展前景.

在 OBS 网络中,多个边缘路由器可同时利用相同的波长信道与某个特定的目的路由器通信.由于传输路径不同,来自各源路由器的突发包(burst)到达目的端接收机时,光功率以及定时信息均差别很大,要求路由器的光接收机能够迅速适应此变化.因此在 OBS 多点到一点的通信中需采用突发模式光接收机(burst mode optical receiver, BMOR).

BMOR 有两种耦合方式:交流耦合和直流耦合.关于这两种 BMOR 的研究在文献[2]有所介绍.但本文基于带宽设计提出一种新颖的交流耦合 BMOR 的设计原理,打破了交流耦合 BMOR 在高速率应用中的局限.

2 原理分析与系统仿真

在光接收机设计中,阻止信号频谱中直流分量的传输有助于系统性能的提高^[3].通常由电容(C)与等效线路阻抗(R)构成的交流耦合电路实现.该电路等效为一阶高通滤波网络(HPN).图1给出了交流耦合光接收机的结构.如图所示,接

收机由前置放大器、交流耦合电路、主放大器以及数据时钟恢复(CDR)这四部分组成.在实际中,HPN 不仅阻隔了信号频谱中的直流分量,而且也消耗了部分的低频分量.低频分量损失会造成单极性不归零码(NRZ)的波形畸变,通常称为 baseline wander.传统的交流耦合光接收机选用较大的交流耦合电容,以降低系统的下载截止频率.

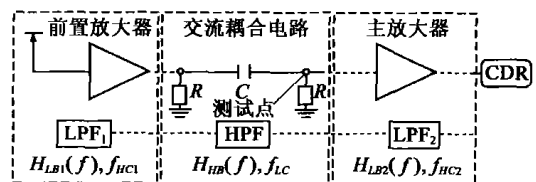


图1 交流耦合光接收机结构图

电容值的增大将导致 HPN 暂态响应时间加长.该响应过程可由 HPN 对周期矩形脉冲的暂态响应分量的拉氏变换式描述,即 $V_{or}(t) = -\frac{E(1-e^{-t/T})}{1-e^{-T/T}} e^{-t/T}$,其中 T 为周期, E 为脉冲幅度,等于 $1/RC$,为脉冲宽度. HPN 的暂态过程发生在交流耦合接收机建立信道同步的初期.如图 2 所示,该过程会导致信号序列发生畸变.因此在建立信道同步时,必须有足够长的前导码使接收机完成数据和时钟恢复.在点到点的连续通信模式中,交流耦合接收机始终工作在同步状态下.而连续码流使得 HPN 保持工作在稳态过程.在 OBS 中,信道同步在每个 burst 的包头建立,并在 burst 结束后消失. HPN 的工作状

收稿日期:2004-09-17;修回日期:2005-02-26

基金项目:国家八六三计划(No. 2002AA122022)

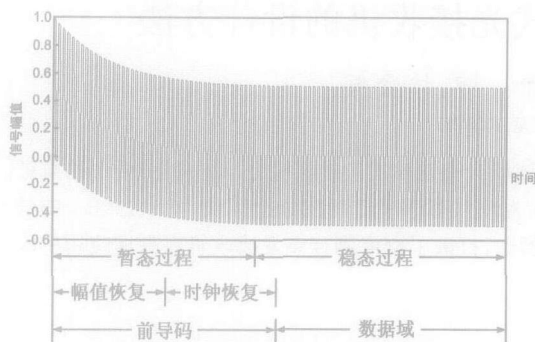


图2 HPN 暂态响应过程与 burst 前导码关系

态频繁切换于暂态过程和稳态过程. 为此, 每个 burst 中的前导码长度必须足以使交流耦合 BMOR 建立信道同步. 而大的交流耦合电容意味着 burst 需要很长的前导码, 这将导致 OBS 信道利用率降低. 为获取极短的信道同步时间, BMOR 中的 C 必须很小. 由此导致的信号低频分量缺失, 将引起码间干扰, 并最终转化为定时抖动. 此外, 由于 burst 不经过任何光电转换和再生处理, 光信号沿途所经历的色散、随机噪声等干扰因素最终在接收机中转化为信号的抖动. 因此, BMOR 的设计应加强系统的抗抖动性能.

2.1 模型分析

本设计中 BMOR 采用图 1 所示结构. 为简化模型, 假设前置放大器和主放大器为理想低通滤波器, 分别记为 LPF₁ 和 LPF₂. 它们具有相同的上截止频率, 即 $f_{HC1} = f_{HC2}$. 由 C 和 R 构成的交流耦合电路为理想高通滤波器 (HPF). 进而 LPF₁、HPF 和 LPF₂ 级连而成的系统等效为由 HPF 和 LPF 组成的带通滤波器 (BPF), 其上、下截止频率分别记为 f_{HC} 和 f_{LC} .

小容值的 C 所导致的信道质量恶化是本设计的核心问题. BMOR 的设计关键在于保证输出信噪比 (SNR) 不因 f_{LC} 的提高而恶化. 通常, 利用线路编码可消除频谱中直流成分^[3,4], 避免产生过多的低于 f_{LC} 的低频分量. 编码后的信号通过 BMOR 的低频分量损失可忽略. 但该方式在实际应用中很不灵活. 为弥补其局限性, 并考虑接收机的抖动容限, 本文提出适度地提高接收机的 f_{HC} , 通过引入信号的高频成分, 弥补低频分量的损失, 确保接收机的输出信噪比不衰减. 此外, 由于具有更大的带宽, BMOR 输出信号具有更陡的上升沿和下降沿, 因而具有更强的抗抖动性能.

现以随机 NRZ 码序列为例, 对 BMOR 模型进行分析. 假设随机 NRZ 码序列的方差为 σ_a^2 , 归一化脉冲幅度为 1, 其功率谱密度表示为 $|G_T(\omega)|^2 = (T^2) \text{sinc}^2(\omega T/2)$, 其中, 周期 T 与信号脉冲的宽度相等. 由于其功率谱密度含有直流分量以及丰富的低频分量, 则对该信号序列的接收是 BMOR 设计中必须考虑的最坏情况.

设 BMOR 模型中的 LPF 的等效带宽为 W ($W = f_{HC}$), 其输出信号噪声是功率谱密度为 N_0 的带限高斯白噪声, 噪声的平均功率 N 为 $N_0 W$. 当模型中 HPF 的 f_{LC} 的取值很小并可以忽略时, 该 BPF 等效为传统的交流耦合光接收机模型, 其输出信号的平均功率记为 $P = \frac{1}{0} \frac{W}{T} |G_T(\omega)|^2 d$. 在 BMOR

的设计中, HPF 的 f_{LC} 的取值较大, 其输出信号的平均功率记为 $P = \frac{1}{f_{LC}} \frac{W}{T} |G_T(\omega)|^2 d$. 当接收机的带宽一定时, 其输出 SNR 的值由通过系统的信号的平均功率决定. 假设数据速率为 $D_1 = 1/T_1$ 的随机 NRZ 码序列分别通过传统的交流耦合光接收机与 BMOR, 两种接收机中 LPF 的等效带宽均为 W_1 . W_1 与 D_1 的关系可由 LPF 截止频率的优化准则确定^[5]. 在本文中, 取 $2 f_{HC} T = 1.5$, 即 $W_1 = 0.75 D_1$. 传统的交流耦合光接收机的输出信噪比为 $SNR_{11} = \frac{P_1}{N_1} = \frac{(\sigma_a^2)^2}{N_1 T_1} \cdot \frac{W_1}{0} |G_{T_1}(\omega)|^2 d$, BMOR 的输出信噪比为 $SNR_{11} = \frac{P_1}{N_1} = \frac{(\sigma_a^2)^2}{N_1 T_1} \cdot \frac{W_1}{f_{LC}} |G_{T_1}(\omega)|^2 d$, 则 SNR_{11} 与 SNR_{11} 的比值为 $\beta_1 = \frac{SNR_{11}}{SNR_{11}} < 1$.

β_1 描述了将传统的交流耦合光接收机中的耦合电容直接减小所造成的系统输出信噪比的恶化.

现将模型中 LPF 的优化等效带宽增大为 W_i ($W_i > W_1$), 与之对应的数据速率记为 D_i ($D_i > D_1$). 当数据速率为 D_i 和 D_1 的两随机 NRZ 码序列分别通过由该 LPF 构成的传统的交流耦合光接收机与 BMOR 时, 前者的输出信噪比为 $SNR_{ii} = \frac{P_i}{N_i}$

$$= \frac{(\sigma_a^2)^2}{N_i T_i} \cdot \frac{W_i}{0} |G_{T_i}(\omega)|^2 d$$

$$= \frac{P_i}{N_i} = \frac{(\sigma_a^2)^2}{N_i T_i} \cdot \frac{W_i}{f_{LC}} |G_{T_i}(\omega)|^2 d$$

$$2_i = \frac{SNR_{1i}}{SNR_{ii}}$$

现以等效带宽为 W_1 的传统交流耦合光接收机对速率为 D_1 的随机 NRZ 码信号进行恢复所输出的信噪比 SNR_{11} 为标准, 对等效带宽为 W_i 的 BMOR 的信道质量进行衡量. 将 BMOR 处理该信号所输出信噪比与 SNR_{11} 相比, 其比值记为 $\beta_3 = SNR_{1i} / SNR_{11}$. 这里, β_1 、 2_i 和 β_3 统称为信噪比增益. BMOR 的设计应满足 $\beta_3 > 1$. 当 $SNR_{ii} > SNR_{11}$ 时, 有 $\beta_3 > 2_i$. 进而 BMOR 的设计目标为选择适当的参数, 使信噪比增益 $2_i > 1$.

数值计算对四种速率 ($D_4 = 2 D_3 = 4 D_2 = 8 D_1$) 的信号及其对应的 LPF 的优化等效带宽 ($W_4 = 2 W_3 = 4 W_2 = 8 W_1$) 进行了比较. 图 3 显示了部分结果. 由图可知, β_1 和 2_i 均为归一化下截止频率 f_{LC} / D_i 的单调递减函数. 当 $2_i = 1$ 时, 其对应的横坐标点即为等效带宽为 W_i 的 BMOR 的最大归一化下截止频率.

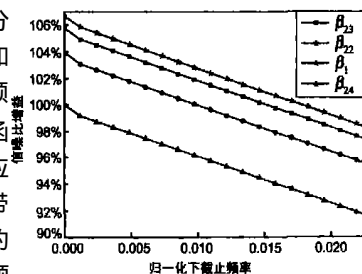


图3 信噪比增益图

因此, 在 BMOR 的设计中, 首先确定 BMOR 的响应时间范围, 进而确定系统的下截止频率. 选择在该下截止频率点处, 满足 $2_i > 1$ 的信噪比增益函数, 进而决定 BMOR 的等效带宽. 例如, 当确定 $f_{LC} = 0.01 D_1$ 时, 图 3 显示的信噪比增益曲线

22、23 和 24 均满足条件. 因此, 对于数据速率为 D_1 的随机 NRZ 码信号, BMOR 模型中的 LPF 的等效带宽可选择 W_2 、 W_3 和 W_4 . 然而, 结果显示额外的带宽仅能为信噪比增益带来微小的提升. 考虑到系统的性价比, 则满足条件的最小等效带宽是 BMOR 设计中最佳的系统带宽.

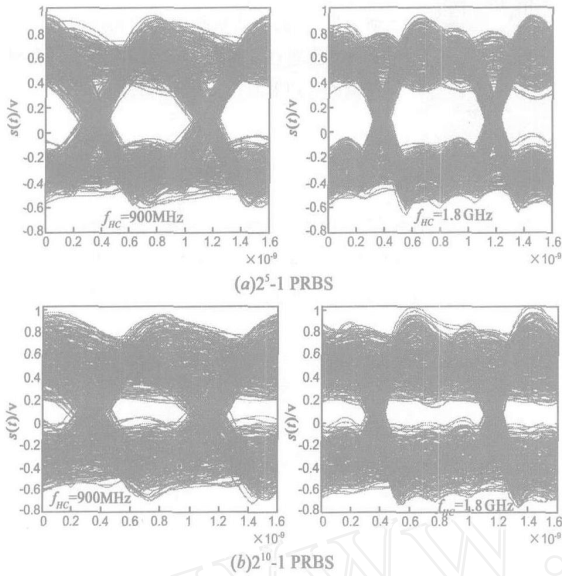


图 4 系统测试点仿真眼图

2.2 系统仿真

系统仿真中, 设数据速率 D_1 为 1.25Gb/s, HPF 的 f_{HC} 为 12MHz, LPF 的 f_{HC} 为 900MHz 和 1.8GHz, 仿真中采用了两种 m 序列, 2^5-1 PRBS 和 $2^{10}-1$ PRBS. 图 4 显示了在系统测试点获得的信号眼图. 图 4(a) 和 (b) 分别为两种编码的仿真结果. 结果证明了线路编码的连续游程长度决定了信号眼图开合度. 在同样的线路码型下, 系统带宽决定接收机的抖动容限. 大带宽的接收机有更高的抗抖动性能, 因而在其他条件相同时, 有更低的误码率. 如图 5 所示, BMOR 的误码率仿真结果显示, 拓展带宽可降低交流耦合电容引入的功率代价. 当接收机带宽和输入信号的 SNR 一定时, 低频分量受限的线路编码会使 BMOR 有更低的误码率. 由此可知, 提高 LPF 上截止

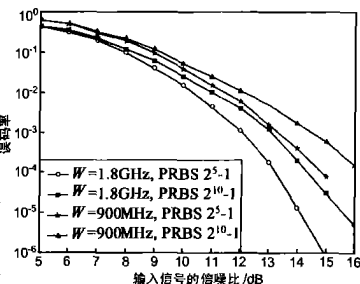


图 5 误码率仿真结果

频率可有效降低系统对信号频谱中低频成分的限制.

3 实验与测试结果

在实验中, BMOR 由适用波长范围为 1.31 μ m 和 1.55 μ m 的前置放大器模块, 2nF 的交流耦合电容和限幅放大器构成. 前置放大器由 InGaAs PIN photodiode 与 TIA 耦合而成, 有自动增益控制功能. TIA 的跨阻为 1.7k Ω . 前置放大器的灵敏度为 -23dBm, 上截止频率范围为 1.8~2.1GHz. 限幅放大器的上升下降沿为 100ps. 经阻抗匹配后, 前置放大器的输出阻抗和限幅

放大器的输入阻抗为 50 Ω . 在设计中, OBS 物理层采用与千兆以太网相同的 8B/10B 码. 实验利用 FPGA 设计了一个 8B/10B 编码突发模式误码仪. 经编程, BMBERT 可产生任意长度和包间距的 burst. BMOR 的部分测试结果在图 6 中给出. 图 6(a) 显示了 burst 在限幅放大器的输入端口的信号波形. 图 6(b) 显示, 限幅放大器在 100ns 内完成了对 burst 的幅值恢复. 测试中, CDR 在 200ns 内完成了 burst 信号的时钟同步, 因此本设计在 300ns 内实现了信道同步. Burst 的前导码长度只需 37Bytes. 图 6(c) 给出了在 BMOR 测试点获得的测试眼图与该实验系统仿真眼图的对比. 当误码率为 10^{-10} 时, 接收机在 1.55 μ m 和 1.31 μ m 波长上测试的灵敏度分别达到 -23.7dBm 和 -23.5dBm.

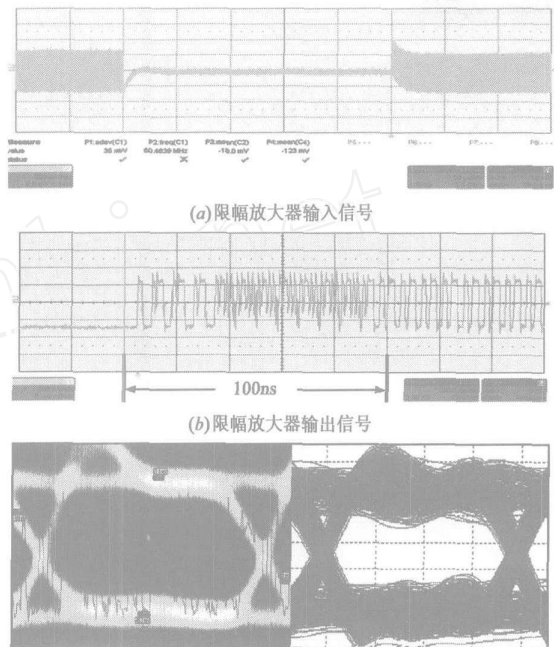


图 6 实验结果

4 结论

基于拓展带宽的设计方法, 提出一种适于 OBS 的交流耦合突发模式光接收机. 理论分析与系统仿真证明了系统带宽和线路编码的连续游程长度分别决定了这种接收机的抖动容限和信号眼图的开合度. 拓展带宽的设计方法有效地降低由交流耦合电容引入的功率代价, 并降低系统对信号频谱中低频成分的限制. 实验结果表明本设计可以在 300ns 内实现信道同步, 并达到很好的灵敏度指标.

致谢: 作者感谢广西大学吴伟明教授对本文的指导.

参考文献:

[1] Chunming Q, Myungsik Y. Optical burst switching (OBS) - A new paradigm for an optical internet [J]. Journal of High Speed Networks, 1999, 8(1): 69 - 84.
 [2] HONG X B, et al. Analysis of burst-mode optical receiver [J]. Journal of optoelectronics laser, 2000, 11(1): 76 - 78.
 [3] Takasaki Y, et al. Optical pulse formats for fiber optic digital communi-

cations[J]. IEEE Trans ,Communications ,1976 ,24(4) :404 - 413.

- [4] D Munoz-Rodriguez ,et al. Code interleaving for high speed digital transmission[J]. IEE Proceedings ,Communications ,Speech and Vi-

sion ,1989 ,136(1) :71 - 74.

- [5] J H Franz. Optical Communications Components and Systems[M]. New Delhi Narosa Publishing House ,2000.

作者简介:



焦 硕 男,1977 年出生,北京邮电大学博士研究生,目前在北京邮电大学光通信与光波技术教育部重点实验室从事光突发技术和 OBS 网络拥塞控制的研究. E-mail :shou . jiao @hotmail.com.



吴海珊 女,1981 年出生,北京邮电大学硕士研究生,目前在北京邮电大学光通信与光波技术教育部重点实验室从事系统及网络仿真和基于网络处理器的并行算法的研究.

林金桐 男,1946 年出生,教授,博士生导师,北京邮电大学校长,目前在北京邮电大学光通信与光波技术教育部重点实验室从事高速光通信系统、宽带光纤接入网等方向的研究和教学工作.

www.cnki.net