

文章编号: 0253-2239(2003)10-1210-5

基于电吸收调制器的解复用器窗口特性分析及优化*

王安斌 伍 剑 林金桐
(北京邮电大学光通信中心, 北京 100876)

摘要: 数值模拟了基于电吸收调制器(Electro-absorption modulator, EAM)解复用器的开关窗口特性, 在考虑邻道串扰和强度抖动(由同步偏离和时间抖动导致)的光时分复用数值模型中对解复用信号的误码率进行分析。数值模拟结果表明, 电吸收调制器的窗口特性(消光比和窗口宽度)满足 4×10 Gb/s 的光时分复用通信系统中解复用器的要求; 在小的偏置电压下, 邻道串扰和解复用器的透过率特性必须仔细考虑以达到最小的误码率; 在大的偏置电压下, 较大的射频幅度将会使解复用信号误码率最小。

关键词: 电吸收调制器; 解复用器; 邻道串扰; 强度抖动
中图分类号: TN91 文献标识码: A

1 引 言

在超高速光时分复用(OTDM)系统中, 解复用器是实现光时分复用传输系统和网络节点中最关键的器件。其实现的功能是从时分复用后的高速码流信号中将较低速率的支路信号提取出来, 它要求具有一个大于时隙周期而小于帧时间周期的开关窗口, 以获取某一确定时隙周期内的信号脉冲, 同时尽可能减小邻近时隙周期内信号脉冲的影响。其解复用性能的好坏直接影响了接收信号的误码率。与非线性光纤环镜(nonlinear optical fiber loop mirror, NOLM)^[1]、太赫兹光非对称解复用器(terahertz optical asymmetric demultiplexer)^[2,3]等基于交叉相位调制效应的全光解复用器相比, 电吸收调制器解复用器结构紧凑, 性能稳定, 在电时钟控制下即可完成解复用功能, 因此是一种更接近实用化的高速开关器件, 在高速的光时分复用系统中得到了广泛的应用^[4~6]。

在实际应用中, 电吸收调制器解复用窗口特性主要由外加反向偏压和正弦调制电压的幅度决定, 其二者幅度的大小直接决定窗口宽度、消光比、窗口透过率等。这些参量直接影响解复用器本身性能。同时, 光时分复用信号经过长距离传输后, 不可避免地带有一定的抖动成分。因此脉冲的时间抖动会在解复用过程中转化为输出信号的强度变化, 从而最

终影响到信号接收时的误码率。因此必须同时考虑解复用器本身窗口特性及时钟抖动二者的影响, 对电吸收调制器的解复用窗口特性进行综合设计以达到最佳解复用窗口, 使接收信号的误码率最小。

2 数值模型

电吸收调制器解复用器的基本结构如图 1(a)所示。它主要由电吸收调制器(EAM)及其与之相应的外围驱动电路构成。在反向偏压作用下, 电吸收调制器对入射光的吸收随着反向偏压的增大而增大, 从而表现出电吸收调制器透过率与反向偏压之

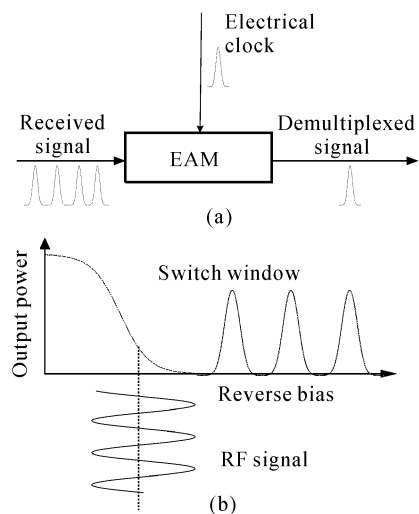


Fig. 1 (a) Basic configuration of EAM-based demultiplexer; (b) Operation principle

* 国家自然科学基金(60072035)资助课题。

E-mail: ab-wang@163.net

收稿日期: 2002-05-23; 收到修改稿日期: 2002-09-11

间的非线性关系,可利用电吸收调制器的非线性透过率特性构成高速光开关。基于电吸收调制器的高速光开关属于电控光开关类型,在实际应用中,通常将电吸收调制器工作于直流反向偏压和射频正弦电压的共同作用下,在一个射频周期内,正弦电压的波动将导致电吸收调制器透过率的波动,即可实现对光时分复用信号流的开关作用,开关速率等同于射频速率,如图 1(b)所示。

假定电吸收调制器透射率与所加反向偏压之间的函数关系为 $T_v(V)$, 则

$$P_{\text{out}} = P_0 T_v(V), \quad (1)$$

其中 P_{out} 为输出光强, P_0 为入射光强, V 为反向偏压。

当直流反向偏压与射频调制电信号同时作用于

电吸收调制器时,其输出变为

$$P_{\text{out}} = P_0 T_v[V_b - V_f \cos(\omega * t)], \quad (2)$$

在(2)式中 V_b 为直流反向偏压, V_f 为调制电信号的振幅, ω 为调制电信号的角频率, t 为时间。

无相对时间抖动时,输入电吸收调制器解复用器的光时分复用信号为

$$P_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n P_s g(t - nT_s), \quad a_n = \begin{cases} 1 \\ r_s \end{cases} \quad (3)$$

其中 P_s 为信号脉冲峰值功率, $g(t)$ 为归一化脉冲形状, T_s 为信号脉冲间隔, r_s 为输入信号消光比。

在不考虑时间抖动的理想情况下,目标信道脉冲为“1”码和“0”码时对应的解复用信号的一帧内的平均功率分别为^[7]

$$\bar{P}_1 = \frac{P_s}{NT_s} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ g(t - kT_s) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N g(t - nT_s) [r_m + r_s(1 - r_m)] \right\} T_{\text{EAM}}(t) dt, \quad (4)$$

$$\bar{P}_0 = \frac{P_s}{NT_s} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ r_s g(t - kT_s) + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^N g(t - nT_s) [r_m + r_s(1 - r_m)] \right\} T_{\text{EAM}}(t) dt, \quad (5)$$

其中, N 为信道数, k 为目标信道号, $T_{\text{EAM}}(t)$ 为电吸收调制器的开关窗口特性函数, r_m 是输入信号为 0 码、1 码的平均概率,通常为 0.5。在这里考虑了邻近信道串扰的影响。

在实际系统中脉冲存在时间抖动,假定时间抖动分布为高斯型,信号脉冲中心位于电吸收调制器开关窗口的中心位置,令为信号脉冲相对于解复用器开关窗口中心的时间抖动,则时间抖动的概率密度函数 $p(\tau)$ 为

$$p(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\tau_j} \exp\left[-\frac{(\tau - \tau_d)^2}{2\tau_j^2}\right], \quad (6)$$

其中均值 τ_d 代表解复用器输入端信号与时钟间的同步偏差或漂移,其均方根值 τ_j 代表相对时间抖动(RMS)值。当存在时间抖动时,经解复用器的信号存在由于时间抖动导致的强度噪声。从电吸收调制器得到的解复用信号强度的均值和方差分别为

$$\bar{P}_{1,0} = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_{1,0}(\tau) p(\tau) d\tau, \quad (7)$$

$$V_{1,0}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_{1,0}^2(\tau) p(\tau) dt - \bar{P}_{1,0}^2, \quad (8)$$

$\omega(\tau)$ 为该偏离为 τ 时从电吸收调制器输出的一帧内的平均功率,其值为

$$\omega(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} T_{\text{EAM}}(t') P_s(t' - \tau) dt'. \quad (9)$$

由上式可以得出目标信道脉冲为“1”码和“0”码分别对应的解复用信号平均功率,以及由抖动引起的相对强度噪声

$$N_{R_{1,0}} = V_{1,0} / \bar{P}_{1,0}^2. \quad (10)$$

本文采用传统的带预放的光接收机模型来分析解复用信号的误码率特性^[8],其中噪声包括探测器热噪声、自发辐射拍噪声、信号与自发辐射的差拍噪声、散弹噪声。

3 模拟结果与分析

3.1 电吸收调制器窗口特性分析

为研究电吸收调制器解复用器的窗口特性,首先对电吸收调制器的吸收特性进行了测量,实验中所用电吸收调制器的 3 dB 带宽为 12 GHz,工作波长为 1550 nm。图 2 为电吸收调制器输出光功率与所加偏压之间的关系,横坐标为直流反向偏压,纵坐标为归一化的光功率。其中圆点为实验数据,实线为拟合曲线,采用函数原形为玻尔兹曼函数。可以看出,两者之间符合得很好。

用上文的数值模型,计算了电吸收调制器解复用器的输出窗口宽度在不同的射频幅度下,随直流偏压

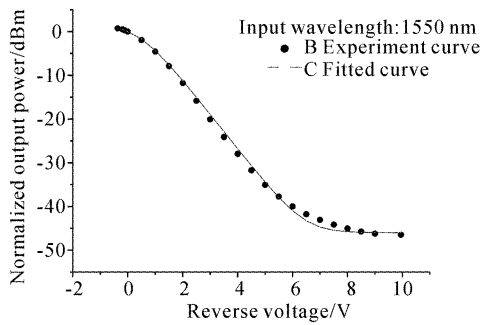


Fig. 2 Normalized optical transmissivity versus applied voltage of the EAM

的变化关系以及消光比和在一帧周期内平均透过光功率在不同的直流偏压下,随射频幅度的变化关系。在数值模拟中,射频信号的频率选取为10 GHz。

图3给出了平均透过光功率在不同调制射频幅度下,随直流偏压的变化关系,在反向偏置电压一定的情况下,射频电压增大,透过率增大;射频电压一定时,反向偏置电压增大,透过率减小。

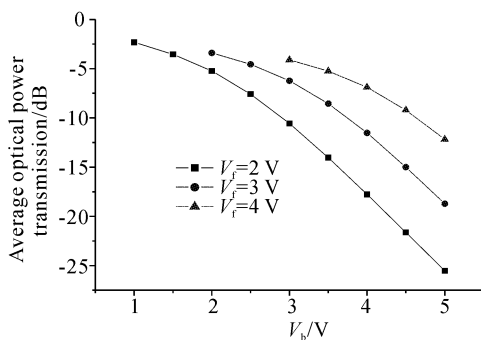


Fig. 3 Window average optical power transmissivity (dB) versus DC reverse bias under the condition of different RF amplitude

图4给出了电吸收调制器输出窗口宽度在不同的直流偏压下,随调制射频幅度的变化关系。当反向偏置电压一定时,射频幅度增大,窗口宽度减小,当达到最小值后,继续增大射频幅度,窗口宽度有增

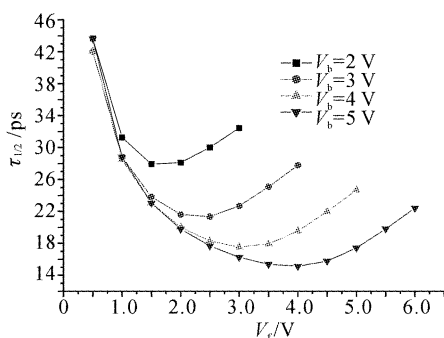


Fig. 4 Window width versus RF amplitude under the condition of different DC reverse bias

大的趋势。图中表明获得最小开关窗口的射频电压应在3.0~4.5 V之间,反向偏置电压在4.5~5.0 V之间。其中在反向偏置电压在5 V,射频电压在4 V时,最小开关窗口约为15 ps。可以满足40 GHz光时分复用解复用器的需要。

图5给出了电吸收调制器开关窗口的消光比在不同的调制射频幅度下,随直流偏压的变化关系。射频电压一定时,反向偏置电压增加到一定值,消光比达到最大值后,开始随反向偏置电压的增大逐渐下降,图中显示获得最大消光比的最好反向偏置电压为3~5 V之间,且射频电压越大越好。在射频电压为5 V,反向偏置电压为4 V时,最大消光比为46 dB。

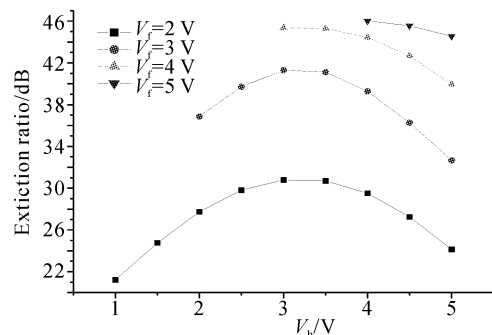


Fig. 5 Extinction ratio versus DC reverse bias under the condition of different RF amplitude

3.2 无时间抖动时误码率分析

根据如上所述的电吸收调制器解复用器与接收机模型,通过数值计算,对通过电吸收调制器解复用器的信号误码率进行分析。假设输入到电吸收调制器解复用器的光功率为一定值,计算在不同的反向偏置电压和射频幅度的情况下目标信号的误码率特性。其中模拟的光时分复用系统为 4×10 Gbit/s,信号脉冲为高斯型,半峰全宽为5 ps。

由图6知,当反向偏置电压一定的情况下,误码率随射频幅度的增加而减小;当射频一定时,偏压增加,误码率增加。在允许的工作范围内,反向偏置电压相对较小时有最小误码率。但是当射频幅度为2 V时,误码率随反向偏置电压的增加先是逐渐减小,到最小值后逐渐增大,为解释这一反常趋势,参看图7,当射频幅度为2 V时,窗口宽度、消光比、误码率随反向偏置电压综合变化关系。图中左侧y轴为消光比和窗口宽度,右侧y轴为误码率,x轴为反向偏置电压。在射频幅度一定的情况下(2 V),反向偏置电压逐渐增加,开始时消光比上升,窗口宽度变窄,误码率下降。当误码率达到最小值后,反向偏置电压继续增大,虽然消光比继续增大,窗口宽度继续减小,但误码

率反而上升,这与我们通常认为的消光比增大,窗口宽度减小,误码率应该下降的结论恰恰相反。

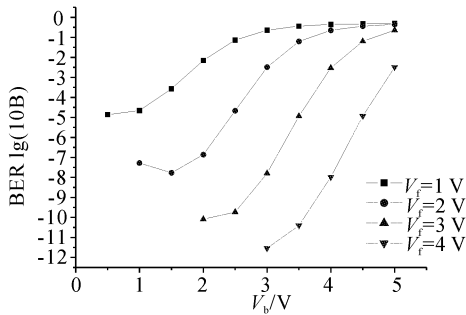


Fig. 6 BER versus DC reverse bias under the condition of different RF amplitude

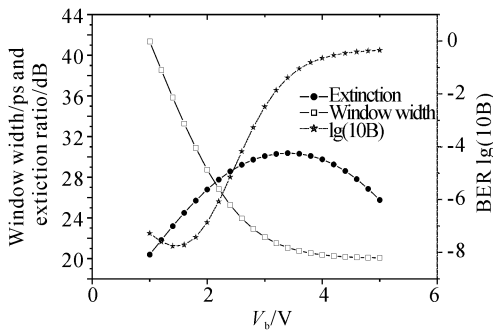


Fig. 7 Window width, extinction ratio, BER versus DC reverse bias ($V_f=2\text{ V}$)

为进一步找出其中的原因,取 $V_f=2\text{ V}$,典型值 $V_b=1\text{ V}, 1.5\text{ V}, 2\text{ V}$ 时,当通过解复用器的目标信号脉冲为 1 码、0 码时,在一帧的时间周期内窗口的功率透过率曲线如图 8、图 9 所示,其中包括了邻近信道的影响。当 $V_b=1\text{ V}, V_f=2\text{ V}$ 时,窗口宽度比较宽,1 码时透过率比较大,但 0 码时其邻近信道脉冲能量透过比较大,串扰较大,最终导致误码率上升;当 $V_b=1.5\text{ V}, V_f=2\text{ V}$ 时,1 码时透过率比较大,0 码时邻近信道串扰比较小,误码率下降;当 $V_b=2\text{ V}, V_f=2\text{ V}$ 时,虽然邻近信道干扰更小,但同

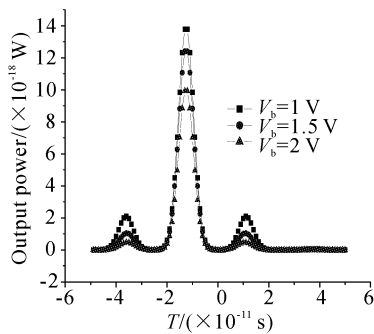


Fig. 8 '1' code signal power of the target channel versus time within the whole frame

时限制了 1 码时信号本身的能量透过,致使误码率上升。这就是图 7 中误码率随偏置电压增大先增大后减小的原因。

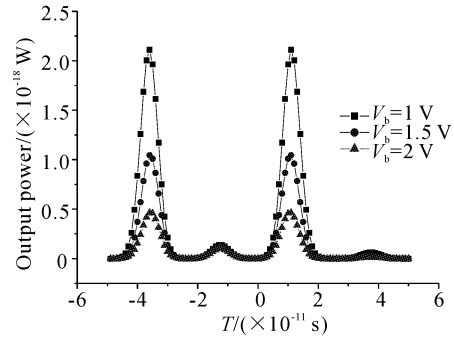


Fig. 9 '0' code signal power of the target channel versus time within the whole frame

实际应用中应选恰当的解复用器的开关窗口,使目标信号的能量通过的同时,尽可能限制非目标信号能量的通过,进而使误码率最小。这同时说明虽然消光比和窗口宽度是衡量一个解复用器的重要指标,但并不是一个绝对的参量,在应用中应注意在特定条件下的相对区别。误码率则是一个最终的衡量标准。也说明对于电吸收调制器这种基于电致吸收的解复用器,应重视其窗口透过率对误码率的影响。

3.3 同步偏离和时间抖动引起的误码率分析

以下分析信号脉冲与驱动解复用器的时钟的同步偏差以及时间抖动对电吸收调制器解复用信号误码性能的影响。这里的功率代价值均相对于既没有同步偏离也没有时间抖动的电吸收调制器解复用状态时, $B=10^{-9}$ 对应的接收信号功率。

图 10 为信号脉冲与解复用器的同步偏离和时间抖动对电吸收调制器解复用信号的关系曲线,在没有同步偏离或同步偏离较小时(小于 1.5 ps),时间抖动也较小时(小于 2 ps)对解复用信号的误码率影响不大,说明电吸收调制器解复用器对同步偏离和时间抖动有一定的容忍度。但当同步偏离和时间抖动同时

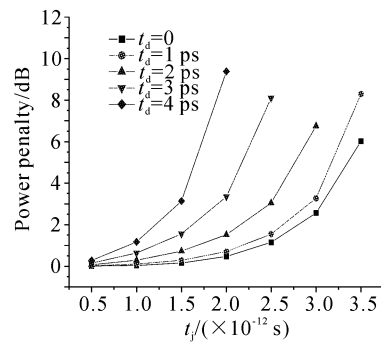


Fig. 10 Power penalty induced by synchronization deviation and time jitter (RMS)

增大时,对误码率影响很大,甚至无法通信。

图 11 为 $V_i = 2$ V,解复用器没有同步偏离,但存在时间抖动时,不同的反向偏置电压下误码率曲线。在时间抖动为一定值时,误码率随反向偏置电压的增大先减小,到最小值后,随反向偏置电压增大而逐渐增大。这表明存在最佳抗抖动工作电压点,且最佳工作电压随抖动的增加有减小的趋势,但变化不大。这与无同步偏离和时间抖动时的情况下误码率分析相类似。在允许的工作范围内,反向偏置电压相对较小时是最佳抗抖动工作电压点。

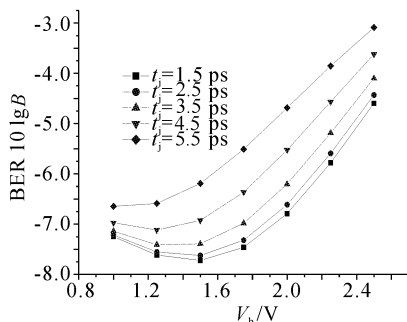


Fig. 11 DC reverse bias versus BER under the condition of different time jitter (RMS)

结论 本文数值模拟了基于电吸收调制器解复用器的开关窗口特性,在考虑邻道串扰和同步偏离及时间抖动的光时分复用数值模型中对解复用信号的误码率进行分析。数值模拟结果表明,电吸收调制器的窗口特性(消光比和窗口宽度)满足 4×10 Gb/s 的光时分复用通信系统中解复用器的要求;在小的偏置电压下,消光比和窗口宽度并不是衡量基于电吸收调制器的解复用器的唯一的指标,应重视窗口透过率的影响;综合考虑邻道串扰和解复用器的透过率特性以达到解复用信号最小的误码率;在大的偏置电压下,较

大的射频幅度将会使解复用信号误码率最小。在一定的同步偏离 (< 1.5 ps) 和时间抖动 (< 2 ps) 下,解复用器的功率代价小于 1 dB,这表明了基于电吸收调制器的解复用器有良好的抗抖动特性,适合于未来的实用化的、商用的光时分复用系统。

感谢深圳飞通光电股份有限公司提供奖学金。

参 考 文 献

- 1 Andrekson P A, Olsson N A, Simpson J R *et al.*. 64 Gb/s All-optical demultiplexing with the nonlinear optical-loop mirror. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1992, **4**(6):644~646
- 2 Uchiyama K, Kawanishi S, Takara H *et al.*. 100 Gbit/s to 6.3 Gbit/s demultiplexing experiment using polarisation-independent nonlinear optical loop mirror. *Electron. Lett.*, 1994, **30**(11):873~875
- 3 Sokoloff J P, Prucnal P R, Glesk I *et al.*. A terahertz optical asymmetric demultiplexer (TOAD). *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1993, **15**(7):787~790
- 4 Glesk I, Sokoloff J P, Prucnal P R. Demonstration of all-optical demultiplexing of TDM data at 250 Gbit/s. *Electron. Lett.*, 1993, **30**(4):339~340
- 5 Marcenac D D, Ellis A D, Moodie D G. 80 Gbit/s OTDM system using electroabsorption modulators. *Electron. Lett.*, 1998, **34**(1):101~103
- 6 Mikkelsen B *et al.*. 160 Gbit/s single channel transmissivity over 300 km nonzero-dispersion fiber with semiconductor based transmitter and demultiplexer. *ECOC '99*, 1999, PD2~PD3
- 7 Mikkelsen B, Raybon G, Essiambre R J *et al.*. 320-Gb/s single-channel pseudolinear transmissivity over 200 km of nonzero-dispersion fiber. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2000, **12**(10):1400~1402
- 8 Shi Hanxing, Lin Jintong. Theoretical analysis on polarization deviation and switch window optimization in nonlinear optical loop mirror demultiplexer. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(12):2572~2576
- 9 Olsson N A. Lightwave systems with optical amplifiers. *J. Lightwave Technol.*, 1989, **7**(7):1071~1082

Switch Window Analysis and Optimization in EAM-Based Demultiplexer

Wang Anbin Wu Jian Lin Jintong

(Optical Communication Center of Beijing University of Post and Telecommunication, Beijing 100876)

(Received 23 May 2002; revised 11 September 2002)

Abstract: The switch window of demultiplexer using an electroabsorption modulator (EAM) is simulated and analyzed theoretically combined with the channel crosstalk and intensity fluctuations (synchronization deviation and time jitter). Results show that the characteristic of switch window (extinction ratio and window width) can be used as demultiplexer of 4×10 Gb/s; under small DC reverse bias, the tradeoff between the channel crosstalk and the optical transmissivity of the target signal has to be considered carefully; under large DC reverse bias, the maximum RF amplitude can lead to minimum bit error rate (BER).

Key words: electroabsorption modulator; demultiplexer; channel crosstalk; intensity fluctuations