

双环功率控制的突发模式激光驱动器

朱铁柱, 莫太山, 叶甜春

(中国科学院微电子研究所, 北京 100029)

摘要: 设计了一款应用于无源光网络(PON)的突发模式激光驱动器及其双环功率控制电路。提出一种电荷补偿和动态偏置电路,减小了激光驱动器电流上升和下降时间,提高了输出电流能力;提出一种双环功率控制的反馈电路,解决了平均功率和消光比随温度变化的问题。基于 0.18 μm RF CMOS 工艺完成流片,激光驱动器芯片面积为 1 600 $\mu\text{m}\times 800 \mu\text{m}$ 。测试结果表明,激光驱动器的输出偏置电流和调制电流分别可达 90 mA。激光驱动器突发响应开启时间小于 2 ns,关断时间小于 1 ns,发送数据速率高达 2.5 Gbit/s,抖动大小为 41 ps。激光驱动器输出平均光功率稳定性为 ± 0.26 dB,消光比稳定性为 ± 1 dB。该激光驱动器满足了 PON 系统对激光器的输出功率和稳定性要求。

关键词: 无源光网络; 激光驱动器; 突发模式; 双环功率控制

中图分类号: TN433 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA201746.0205001

Burst-mode laser diode driver with dual-loop power control

Zhu Tiezhu, Mo Taishan, Ye Tianchun

(Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract: A burst-mode laser diode driver (LDD) with dual-loop power control circuit was designed for the passive optical network (PON) applications. The charge compensation and dynamic bias circuit was employed to reduce the rising and falling time of the output current and enlarge the output current capability. A dual-loop power control feedback circuit was proposed to avoid the variations of average power and the extinction ratio with temperature. The proposed laser diode driver was implemented in a 0.18 μm RF CMOS technology and the chip area was 1 600 $\mu\text{m}\times 800 \mu\text{m}$. Experiment results show that the output bias current and the modulating current can reach 90 mA. The burst-on time of the LDD is less than 2 ns and the burst-off time is less than 1 ns with 2.5 Gbit/s data transmitting rate and 41 ps magnitude. The average power stability and the extinction ratio stability of the LDD is ± 0.26 dB and ± 1 dB, respectively. The proposed LDD meets the needs of the optical power and stability of the laser for PONs.

Key words: PON; laser diode driver; burst-mode; dual-loop power control

收稿日期: 2016-06-05; 修订日期: 2016-07-10

基金项目: 国家科技重大专项课题(2013ZX02310)

作者简介: 朱铁柱(1988-), 男, 博士生, 主要从事光电混合集成电路方面的研究。Email: jinmulu@163.com

导师简介: 叶甜春(1965-), 男, 研究员, 博士生导师, 主要从事集成电路制造与设计方面研究。Email: tcye@ime.ac.cn

0 引言

无源光网络(PON)是光纤接入网中一个高效低成本解决方案,具备数据传输速率快、效率高和成本低等优点。激光器(LD)是 PON 中光网络单元(ONU)的重要组成部分,其器件特性对温度变化和自身老化非常敏感。激光驱动器及其功率控制电路用于驱动激光器^[1],消除温度和老化对激光器的影响,稳定 ONU 的输出光功率。

PON 是一个点到多点(PtMP)的网络,上行数据传输采用时分复用技术。GPON 协议 ITU-T G.984.2 规定了上行突发数据间的保护时间为 25.6 ns (@2.5 Gbit/s),ONU 必须在分配给自己时隙来临时,快速向激光器提供稳定的偏置电流,以保证激光器的正常偏置状态和消光比(ER),在分配给自己时隙结束时,快速关闭激光器,以免影响其他 ONU 的数据传输。因此,激光驱动器(LDD)设计面临以下两个难点:第一,须工作于突发模式,数据传输速率达到 2.5 Gbit/s。第二,能够补偿温度变化和激光器老化对输出功率和消光比的影响。

目前,国内外在突发模式激光驱动器方面研究较多。参考文献[2-4]提出了相关高速率突发模式激光驱动器,但输出电流仅为 30~40 mA,难以满足高温和老化条件下激光器对驱动电流的要求;参考文献[5-9]报道了较多具有功率控制环路的突发模式激光驱动器,但均只涉及平均功率控制功能,消光比稳定功能未见报道;Maxim 推出的突发模式激光驱动器^[10]具有平均功率控制环路和用于消光比(5~16 dB)稳定的温度查找表,但不同激光器温度特性各不相同,并且会随着老化而改变,增加了 ONU 设计复杂性。针对以上问题,文中设计了一款基于 CMOS 工艺的 2.5 Gbit/s 突发模式激光驱动器及其双环功率控制电路。该激光驱动器采用动态偏置电路和电荷补偿电容减小调制电路输出级电流上升和下降时间,提高输出电流能力;双环功率控制环路具有平均功率和消光比双环反馈控制功能,能够稳定平均功率和消光比的大小。

1 结构设计

激光驱动器及其功率控制环路结构如图 1 所

示。输入信号是一对差分模式 2.5 Gbit/s 数据信号(TX+/TX-) 和一对差分模式突发使能禁能信号(BEN+/BEN-)。调制电路(modulation circuit)和偏置电路(bias circuit)驱动激光器输出光功率。背光二极管(MPD)产生监测电流,与基准电流的误差电流作为双环控制电路的输入信号,从而调节偏置电流和调制电流,调节光功率和消光比。

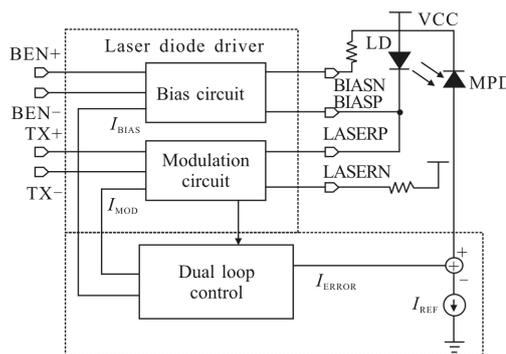


图 1 激光驱动器结构框图

Fig.1 Structure of LDD

2 激光驱动器设计

2.1 突发模式调制电路设计

突发模式调制电路主要包括前级放大器和输出级电路。前级放大器如图 2 所示,主要包括输入级(IN)、差分转单端电路(DS)和缓冲器(BUF)等。输入级电路实现 50 Ω 阻抗匹配,差分转单端电路将模拟的差分信号转换为数字信号。多级数字缓冲器逐级增加驱动能力,优化信号链数据传输延时和翻转时间。

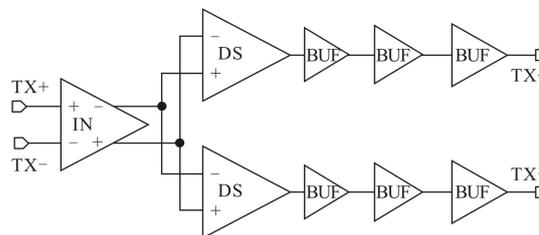


图 2 前级放大器

Fig.2 Preamplifier

输出级电路直接驱动激光器,其最大输出电流和瞬态响应速度决定了激光器的最大输出光功率和最高工作速率。输出电流决定了输出晶体管尺寸。电流越大,晶体管尺寸越大,寄生电容越大^[11]。寄生电

容对激光器的瞬态响应速度产生严重影响,成为了大电流激光驱动器的设计挑战。

针对大电流和高速度之间的矛盾,文中设计了采用具有动态偏置电路的输出级电路,如图 3 所示。输出级电路主要包括晶体管 M1-M12 和电容 C₁、C₂。M1、M2、M5 和 M6 为开关管,由发送数据 TX 控制输出电流的导通与关闭。M3 和 M4 偏置电压 V_M 由数模转换器 (DAC) 控制。M11 和 M12 栅极控制电压为 V_{P1}。M7-M10 为偏置电路,M5 或 M6 打开时作为输出晶体管的偏置。电容 C₁ 和 C₂ 为电荷补偿电容。

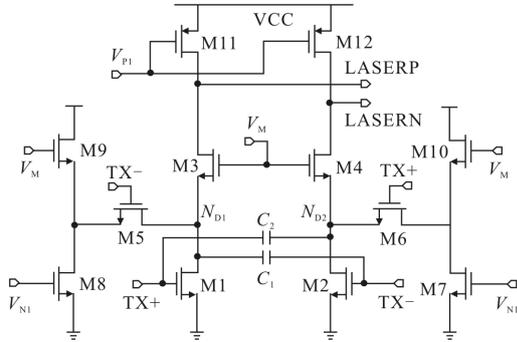


图 3 调制电路输出级

Fig.3 Driver of the modulation circuit

当发送数据为 1 时,M1、M6 导通,M2、M5 关断。忽略 M1 的导通电阻,M3 源极(节点 N_{D1})电压为 0,左半支路流过 M3 的电流大小为:

$$I_{M3} = \frac{1}{2} \mu_n c_{ox} \frac{W_3}{L_3} (V_M - V_{THN}) \quad (1)$$

式中:I_{M3} 为 M3 漏极电流;μ_n 为电子迁移率;c_{ox} 为栅极单位面积电容;W₃/L₃ 为 M3 的宽长比;V_M 为偏置电压,大小受 DAC 控制;V_{THN} 为晶体管阈值电压。M11 导通,进入饱和区,电流大小为:

$$I_{M11} = \frac{1}{2} \mu_p c_{ox} \frac{W_{11}}{L_{11}} (V_{P1} - V_{CC} + V_{THP}) \quad (2)$$

式中:I_{M11} 为 M11 漏极电流;W₁₁/L₁₁ 为 M11 的宽长比;V_{P1} 为 M11 的栅极电压;V_{THP} 为 PMOS 管阈值电压。由于 M5 关断,输出电流为:

$$I_{OUT1} = I_{M3} - I_{M11} \quad (3)$$

式中:I_{OUT1} 为输出级发送数据 1 时的输出电流。

同时,M2 关断,M6 导通,M4 电流为:

$$I_{M7} = \frac{1}{2} \mu_n c_{ox} \frac{W_7}{L_7} (V_{N1} - V_{THN}) \quad (4)$$

式中:I_{M7} 为流过 M7 的饱和电流;V_{N1} 为 M7、M8 栅极电压;W₇/L₇ 为 M7 沟道宽长比。由于 I_{M7} < I_{M11},且 I_{M7} << I_{M3},因此,M12 工作于线性区,M4 工作于饱和区,可得:

$$\Delta V \sim V_{S4} - V_M - V_{THN} \quad (5)$$

式中:V_{S4} 为 M4 源极(节点 N_{D2})电压;ΔV 为发送数据翻转时节点 N_{D2} 的翻转电压。由公式(4)可得,由于动态偏置电路的作用,M4 仍然工作于饱和区。如果没有动态偏置电路,M2 关断,M4 进入截止区。由于晶体管存在亚阈值导通效应,导致 N_{D2} 电压上升,可得:

$$\Delta V' \sim V_M \quad (6)$$

式中:ΔV' 为无动态偏置电路时节点 N_{D2} 的翻转电压。比较公式(5)和公式(6),动态偏置电路保持 M2 关断时 M4 仍工作于饱和区,降低了节点 N_{D2} 电压。

对于节点 N_{D1} 和 N_{D2},当数据翻转时,M1 和 M2 的栅极与漏极间的耦合电容造成漏极充放电电荷增加。因此,增加了电荷补偿电容 C₁ 和 C₂,补偿耦合电容的影响。

同时考虑电荷补偿电容和动态偏置电路,可得:

$$t_{\text{rising}} = \frac{C_{\text{para}} \Delta V + C_{\text{GD}} V_{\text{DIG}} - C_1 V_{\text{DIG}}}{I_{\text{DISC}}} \quad (7)$$

$$t_{\text{falling}} = \frac{C_{\text{para}} \Delta V + C_{\text{GD}} V_{\text{DIG}} - C_1 V_{\text{DIG}}}{I_C} \quad (8)$$

式中:t_{rising} 为 M1 导通时节点 N_{D1} 的电压上升时间;C_{para} 为节点 N_{D1} 与地之间的寄生电容;C_{GD} 为 M1 栅极与漏极间耦合电容;V_{DIG} 为前级放大器输出高电平电压;I_{DISC} 为数据翻转时节点 N_{D1} 等效平均放电电流;t_{falling} 为 M1 关断时节点 N_{D1} 的电压下降时间;I_C 为数据翻转时节点 N_{D1} 的等效平均充电电流。

根据公式(7)和公式(8),动态偏置电路减少发送数据翻转时节点 N_{D1} 和 N_{D2} 的电压压差,电荷补偿电容减小发送数据翻转时开关管栅极到节点 N_{D1} 和 N_{D2} 的耦合电容效应,二者共同提高了发送数据翻转时节点 N_{D1} 和 N_{D2} 的电压上升和下降速度。根据公式(1),节点 N_{D1} 和 N_{D2} 的电压上升和下降速度决定了激光驱动器的输出电流瞬态响应速度。因此,动态补偿电路和电荷补偿电容提高了具有大电流输出能力的激光驱动器瞬态响应速度。

仿真结果如图 4 所示。具有动态偏置电路和电荷补偿电容的输出级电路,输出电流上升下降时间减小了 35 ps 左右。

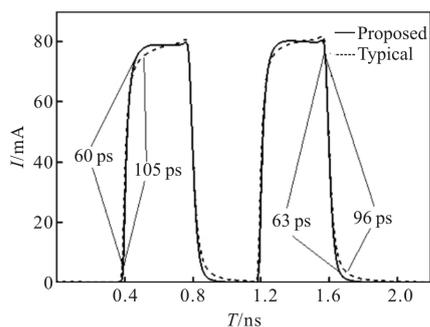


图 4 输出级瞬态响应

Fig.4 Transient response of the driver

2.2 突发模式偏置电路设计

突发模式偏置电路用于提供高于激光器阈值电流的预偏置,以点亮激光器,优化平均功率和消光比调节功能。显然,要实现突发模式要求的高速开启/关断光功率输出,偏置电流也应当能够在突发使能/禁能信号作用下迅速开启和关闭。实际采用的突发模式偏置电路借鉴调制电路的设计思路。前级放大器与调制电路的前级放大器结构相同。输出级电路考虑突发开启时间指标,相比调制电路的输出级电路,仅保留M1-M4。

3 双环功率控制设计

功率控制环路结构如图 5 所示,主要包括基准电流源(I_{REF})、跨阻放大器(TIA)、信号选择电路(MUX)、积分比较器(Σ Comp)、功率控制逻辑电路(Power control logic)和基准电流源(I_{REF})。MPD、 I_{REF} 、TIA 和 Σ Comp 生成平均功率检测反馈信号,构成平均功率控制环路;MPD、 I_{REF} 、MUX、TIA 和 Σ Comp 生成消光比检测反馈信号,构成消光比控制环路。

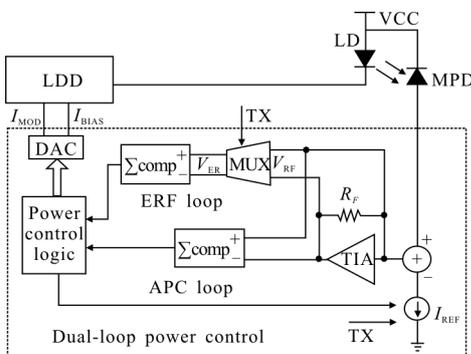


图 5 功率控制环路结构框图

Fig.5 Structure of power control loop

LD 的输出光功率由驱动电流决定,因此

$$P_{laser} = \eta(I_{BIAS} - I_{TH}) + TX \cdot \eta I_{MOD} \quad (9)$$

式中: P_{laser} 为 LD 发送光功率; I_{BIAS} 为偏置电路输出电流; I_{MOD} 为调制电路输出电流; I_{TH} 为 LD 的阈值电流; η 为 LD 的转换效率,单位为 W/mA; TX 为发送数据,为 0 或者 1。

同时,LD 输出光功率决定了 MPD 的输出电流,可得:

$$I_{MPD} = \rho \eta [(I_{BIAS} - I_{TH}) + TX \cdot I_{MOD}] \quad (10)$$

式中: I_{MPD} 为 MPD 输出电流; ρ 为 MPD 转换效率,单位为 mA/W。根据公式(10),激光驱动器的偏置电流和调制电流与 MPD 输出电流成线性关系。可以通过设置功率控制环路中基准电流 I_{REF} 控制输出光功率和消光比。

化简公式(11),得:

$$I_{MPD} = I_{M,B} + TX \cdot I_{M,M} \quad (11)$$

式中: $I_{M,B}$ 为 $\eta \rho (I_{BIAS} - I_{TH})$; $I_{M,M}$ 为 $\eta \rho I_{MOD}$ 。

基准电流由功率控制逻辑设定为:

$$I_{REF} = I_{R,B} + TX \cdot I_{R,M} \quad (12)$$

式中: $I_{R,B}$ 为直流电流; $I_{R,M}$ 为发送数据调制电流。公式(11)减去公式(12),可得:

$$I_{ERR} = (I_{M,B} - I_{R,B}) + TX \cdot (I_{M,M} - I_{R,M}) \quad (13)$$

式中: I_{ERR} 为监测电流与基准电流的误差电流。

3.1 平均功率检测电路

PON 系统中数据信号为伪随机码,在较长的时间内,数据中 0 和 1 个数相同。因此,由公式(9)可得激光器发送的平均光功率大小为:

$$P_{AVG} = \eta \left(I_{BIAS} - I_{TH} + \frac{1}{2} I_{MOD} \right) \quad (14)$$

式中: P_{AVG} 是 LD 发射平均光功率,由偏置电流、调制电流和 LD 转换效率决定。

积分比较器电路如图 6 所示,电路首先由跨导放大器将输入电压转换为电流,对电容进行充放电。再将得到电压与基准电压相比较,从而得到平均功率控制环路反馈信号。

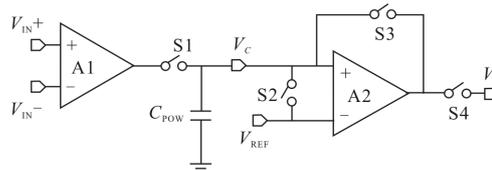


图 6 积分比较器

Fig.6 Σ comparator

对于平均功率检测环路,可得:

$$V_{C,AV} = \frac{R_F g_m}{C_{POW}} \int_0^T I_{ERR} dt + V_{REF} \quad (15)$$

式中: $V_{C,AV}$ 为平均功率检测时电容 C_{POW} 上电压; T 为积分比较器时钟信号周期; g_m 为跨导放大器 A1 的跨导; R_F 为跨阻放大器的跨阻。将公式(14)代入公式(15),可得:

$$V_{C,AV} = \frac{R_F g_m}{C_{POW}} \int_i^{i+T} I_{M,B} - I_{R,B} + \frac{1}{2} (I_{M,M} - I_{R,M}) dt + V_{REF} \quad (16)$$

比较 $V_{C,AV}$ 与 V_{REF} 大小,并调节偏置电流 I_{BIAS} 使得平均功率达到目标值。当 $V_{C,AV} > V_{REF}$ 时,输出信号为 1,平均光功率偏大,功率逻辑控制电路减小偏置电流 I_{BIAS} ; 当 $V_{C,AV} < V_{REF}$ 时,输出信号为 0,平均光功率偏小,功率逻辑电路增大偏置电流 I_{BIAS} 。平均功率控制环路稳定了激光器输出平均光功率。

3.2 消光比检测电路

在无源光网络通信系统中,消光比定义为激光驱动器发送数据 1 时的输出光功率和发送 0 时的输出光功率的比值,即

$$IR = \frac{P_1}{P_0} \quad (17)$$

式中: IR 为激光器输出消光比; P_1 为发送数据 1 时输出光功率; P_0 为发送数据 0 时输出光功率。将公式(9)代入公式(17),可得:

$$IR = \frac{I_{BIAS} - I_{TH} + 0.5I_{MOD} + 0.5I_{MOD}}{I_{BIAS} - I_{TH} + 0.5I_{MOD} - 0.5I_{MOD}} \quad (18)$$

式中: $I_{BIAS} - I_{TH} + 0.5I_{MOD}$ 决定了激光器的输出平均功率,在消光比调节过程中保持不变。消光比控制环路在平均功率控制完成后开始工作。图 5 中,信号选择电路根据发送信号(TX+/TX-),调整跨阻放大器输入端输出端与积分比较器的连接。消光比检测电路原理如图 7 所示。

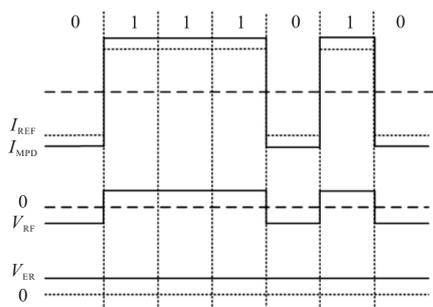


图 7 消光比检测电路原理示意图

Fig.7 Principle diagram of ER detection circuit

图 7 中, I_{REF} 为基准电流, I_{MPD} 为 MPD 电流, V_{RF} 为跨阻放大器上输入端和输出端电压信号压差, V_{ER} 为信号选择电路输出电压。平均功率环路控制完成后,基准电流与背光二极管电流均值相等,即 $I_{M,B} + 1/2 I_{M,M} = I_{R,B} + 1/2 I_{R,M}$ 。当激光器发送光信号消光比偏大时,则发送数据 0 时 I_{MPD} 小于 I_{REF} , 发送数据 1 时 I_{MPD} 大于 I_{REF} 。因此, TIA 输入端和输出端电压压差 V_{RF} 的极性跟随发送数据信号翻转。

信号选择电路调整了 TIA 与积分比较器的连接。当发送数据 0 时, TIA 输入端连接积分比较器 V_{IN+} 输入端, 输出端连接积分比较器 V_{IN-} 输入端; 当发送数据 1 时, TIA 输入端连接积分比较器 V_{IN-} 端口, 输出端连接积分比较器 V_{IN+} 端口。反馈电压 V_{RF} 经过信号选择电路处理后成为积分比较器的输入信号, 即为 V_{ER} 。积分比较器输入信号与发送数据有关, 仅与消光比大小有关。信号选择电路从逻辑上实现了发送数据与误差电流极性的“同或”运算。因此,

$$V_{C,ER} = \frac{R_F g_m}{C_{POW}} \int_i^T \frac{1}{2} (I_{M,M} - I_{R,M}) dt + V_{REF} \quad (19)$$

式中: $V_{C,ER}$ 为消光比检测时积分比较器中电容 C_{POW} 上电压。

比较 $V_{C,ER}$ 与 V_{REF} , 并调节 I_{BIAS} 和 I_{MOD} , 使得消光比达到目标值。当 $V_{C,ER} > V_{REF}$ 时, 消光比偏大, 功率控制逻辑电路在满足公式(14)值不变, 即平均功率不变的条件下, 增大调制电流, 减小偏置电流; 当 $V_{C,ER} < V_{REF}$ 时, 输出信号为 0, 说明消光比偏小, 功率控制逻辑在满足平均功率不变的条件下, 减小调制电流, 增大偏置电流。消光比控制环路在保持平均功率不变的情况下, 完成了消光比控制。

4 测试结果与分析

文中设计选用 GSMC 0.18 μm RF CMOS 工艺, 使用 Cadence 集成环境进行了电路设计、仿真和版图设计, 并进行了流片。整个芯片面积大小为 2 mm \times 2 mm, 其中激光驱动器和功率控制环路面积大小为 100 μm \times 800 μm , 照片如图 8 所示。

测试中使用的 2.5 Gbit/s $2^{10}-1$ 伪随机数据序列由 Advantest D3186 脉冲码形发生器生成; 突发使能/禁能时钟由 Agilent E5071B 信号发生器生成。使用 Agilent 86100A 宽带示波器观察并记录输出信号。电源电压为 1.8 V。首先将突发使能/禁能时钟的上升/

下降沿作为示波器的触发信号,按照使能/禁能周期叠加眼图,在示波器上观察激光驱动器的突发响应时间。测试输出波形如图 9 所示。可见,在输入端口 TX+/TX-连续不断地输入 2.5 Gbit/s 伪随机数据情况下,输出光功率依然能根据 BEN+/BEN-的控制信号,在禁能周期内被有效关断。文中设计的实际测试突发关断时间小于 1 ns,突发开启时间小于 2 ns。

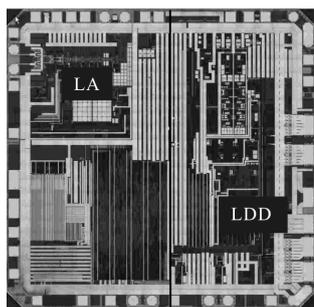


图 8 芯片照片

Fig.8 Chip micrograph

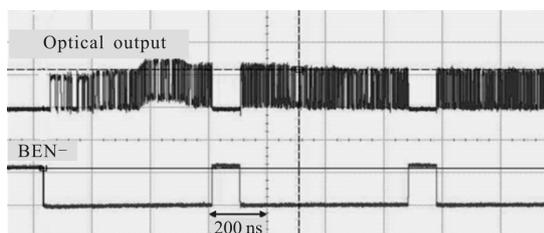


图 9 突发工作模式下输出响应输出波形

Fig.9 Transient response output waveform under burst-mode

再使用Advantest D3186 脉冲码形发生器的时钟作为示波器的触发信号,按照伪随机序列的码元周期叠加眼图,观察眼图质量,评估电路性能。当电源电压为 1.8 V,输入信号峰峰值 0.5 V,2.5 Gbit/s 的数据发送速率下,输出光信号的眼图如图 10 所示,眼图清晰可见,抖动大小为 41 ps。

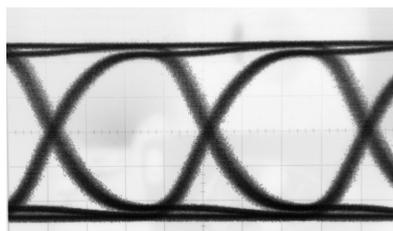


图 10 2.5 Gbit/s 速率下激光器输出光眼图

Fig.10 Optical eye diagram at 2.5 Gbit/s

功率控制逻辑设定基准电流,通过 Agilent/HP 8153A 光功率计观察激光器在不同温度下的输出光功率和消光比,完成平均功率和消光比稳定性测试。测试结果如图 11 所示。在双环功率控制下,平均功率稳定性为 ± 0.26 dB,消光比稳定性为 ± 1 dB。激光驱动器芯片测试性能如表 1 所示。

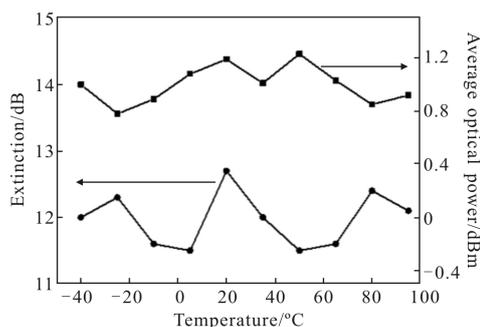


图 11 平均功率和消光比稳定性

Fig.11 Stability of average optical power and extinction ratio

表 1 激光驱动器性能测试数据

Tab.1 Test results of the LDD performance

Parameter	This work
Data rate/Gbit·s ⁻¹	2.5
Maximum bias current/mA	90
Maximum modulation current/mA	90
Extinction ratio/dB	5-28
Jitter/ps	41
Burst on/off time/ns	2
APC loop setting stability/dB	± 0.26
ER operating stability/dB	± 1
Chip size/ μm^2	1 600×800

5 结论

基于0.18 μm CMOS 标准工艺,设计了一款 2.5 Gbit/s 突发模式激光驱动器芯片。双环功率控制电路稳定了激光驱动器的输出平均功率和消光比。该激光驱动器芯片测试性能良好,应用于 GPON 中 ONU 模块,可以简化 ONU 模块的设计成本,提高 ONU 模块性能,已经成功量产。

参考文献:

[1] Fu Yanjun, Zou Wendong, Xiao Huirong, et al. Optic power

- control of LD drive circuit [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2005, 34(5): 626–630. (in Chinese)
- 伏燕军, 邹文栋, 肖慧荣, 等. 半导体激光器驱动电路的光功率控制的研究 [J]. 红外与激光工程, 2005, 34(5): 626–630.
- [2] Lin Ye, Wang Jian, Zhu En, et al. 10 Gbit/s burst-mode laser diode driver for symmetric-rate 10 G-EPON applications [J]. *Journal of Southeast University: Natural Science Edition*, 2011, 41(5): 911–916. (in Chinese)
- 林叶, 王健, 朱恩, 等. 应用于对等速率 10 G-EPON 的 10Gbit/s 突发模式激光驱动器设计 [J]. 东南大学学报: 自然科学版, 2011, 41(5): 911–916.
- [3] Li J, Li G, Zheng X, et al. A 25-Gb/s monolithic optical transmitter with micro-ring modulator in 130-nm SoI CMOS [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25 (19): 1901–1903.
- [4] Davies P. A 3.3/2.5 V-supply 2400 mV-swing single-ended SiGe BiCMOS driver with programmable preemphasis for 3 Gb/s data transmission over 75 coaxial cable [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2013, 48(9): 2128–2141.
- [5] Oh Y H, Lee S G, Le Q, et al. A CMOS burst-mode optical transmitter for 1.25-Gb/s ethernet PON applications [J]. *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on*, 2005, 52(11): 780–783.
- [6] Verhulst D, Bauwelinck J, Martens Y, et al. A fast and intelligent automatic power control for a GPON burst-mode optical transmitter [J]. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 2005, 17(11): 2439–2441.
- [7] Nishimura K, Kimura H, Watanabe M, et al. A 1.25-Gb/s CMOS burst-mode optical transceiver for Ethernet PON system [J]. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 2005, 40 (4): 1027–1034.
- [8] Wang Qingpeng, Shao Sijia, Li Xiaojiang. An automatic power control circuit for a GPON burst-mode optical transmitter [J]. *Microelectronics*, 2015, 45(2): 233–236. (in Chinese)
- 王清鹏, 邵思佳, 李晓江. 一种应用于 GPON 突发模式光发射机的自动功率控制电路 [J]. 微电子学, 2015, 45(2): 233–236.
- [9] Wang Jinhua, Yao Hongbao, Liu Zixing. Analysis of laser emitting circuit with high-power and short-pulse [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2010, 39(6): 1049–1054. (in Chinese)
- 王金花, 姚宏宝, 刘子星. 高功率窄脉冲激光发射电路分析 [J]. 红外与激光工程, 2010, 39(6): 1049–1054
- [10] Phyworks Company. PHY2078 datasheet. [2016-01-02]. <https://www.Maximintegrated.com/cn/products/comms/optical-commu-nications/PHY2078.html>.
- [11] Chen Yanchao, Feng Yongge, Zhang Xianbin. Large current nanosecond pulse generating circuit for driving semiconductor laser [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2014, 22(11): 3145–3151. (in Chinese)
- 陈彦超, 冯永革, 张献兵. 用于半导体激光器的大电流纳秒级窄脉冲驱动电路 [J]. 光学精密工程, 2014, 22(11): 3145–3151.