

文章编号: 0258-7025(2008)08-1185-06

基于马赫-曾德尔调制器的先进调制格式的产生

何 晶 刘丽敏 陈 林 文双春

(湖南大学计算机与通信学院, 湖南 长沙 410082)

摘要 提出了一种基于差分马赫-曾德尔调制器(MZM)产生 80 Gbit/s 高速率差分相移键控归零码(RZ-DPSK)、差分相移键控载波抑制归零码(CSRZ-DPSK)、差分正交相移键控归零码(RZ-DQPSK)、差分正交相移键控载波抑制归零码(CSRZ-DQPSK)的新方法。在采用两个差分 MZM 级联产生数据速率为 80 Gbit/s 的 RZ/CSRZ-DPSK 光信号的基础上, 仅需增加一个双驱动 MZM, 就可以产生 RZ/CSRZ-DQPSK 信号, 说明提出的方法有一定的扩展性, 并简化了高速 RZ/CSRZ-DQPSK 光信号的产生过程。对产生的 80 Gbit/s RZ/CSRZ-DPSK 和 RZ/CSRZ-DQPSK 信号进行的仿真结果表明, CSRZ-DPSK 信号比 RZ-DPSK 信号的频谱结构更加紧凑, 差分正交相移键控(DQPSK)光谱形状与差分相移键控(DPSK)相同, 只是由于 RZ/CSRZ-DQPSK 在码元速率下传输数据, 得到的光谱在频域被压缩。

关键词 光通信; 调制格式; 差分马赫-曾德尔调制器; 差分相移键控载波抑制归零码; 差分正交相移键控载波抑制归零码

中图分类号 TN 929.11 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL20083508.1185

Generation of Advanced Modulation Formats Based on Mach-Zehnder Modulators

He Jing Liu Limin Chen Lin Wen Shuangchun

(School of Computer and Communication, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China)

Abstract A novel scheme, using differential Mach-Zehnder modulator (DMZM) for generation of 80 Gbit/s return-to-zero differential phase-shift keyed (RZ-DPSK), carrier-suppressed (CS) RZ-DPSK, return-to-zero differential quadrature phase-shift keyed (RZ-DQPSK) and CSRZ-DQPSK, is proposed. To generate RZ/CSRZ-DQPSK, it needs only to add a dual-drive MZM based on the 80 Gbit/s RZ/CSRZ-DPSK signal which is generated by a two differential cascaded MZM. The proposed method of the generation of RZ/CSRZ-DPSK and RZ/CSRZ-DQPSK is of expansibility and simplicity. Simulation results show that CSRZ-DPSK has a more compact spectrum than that of RZ-DPSK, while the DQPSK has a similar spectral shape to that of DPSK, with its spectrum being compressed by a factor of two due to the halved symbol rate for transmission at a fixed bit rate.

Key words optical communication; modulation format; differential Mach-Zehnder modulator; return-to-zero/carrier-suppressed return-to-zero differential phase-shift keyed; return-to-zero/carrier-suppressed return-to-zero differential quadrature phase-shift keyed

1 引 言

随着光纤传输系统中传输速率和通信容量的不断增加, 先进的调制格式能够提高频带利用率, 更好地帮助系统抵御光纤非线性效应和偏振模色散带来

的影响而成为高速光传输领域的研究热点。对于高速率先进光调制格式的产生, 由于光通信系统中数据速率受光电器件速度的限制, 因此考虑调制和检测器件的实际情况是非常必要的。光通信中通常使

收稿日期: 2007-08-27; 收到修改稿日期: 2007-11-12

基金项目: 教育部新世纪优秀人才支持计划和高等学校博士点基金(20040532005)资助项目。

作者简介: 何 晶(1978—), 女, 湖南人, 讲师, 博士研究生, 主要从事新一代光无线通信网和调制格式方面的研究。

E-mail: jhe_hnu@163.com

导师简介: 文双春(1966—), 男, 湖南人, 教授, 博士生导师, 主要从事光纤通信技术、非线性光学等方面的研究。

E-mail: scwen@hnu.cn

用已有的调制器结构来产生新的光调制格式,现今广泛应用的三种基本调制器有:直接调制激光器(DML),电吸收调制器(EAM)和马赫-曾德尔调制器(MZM)^[1]。而马赫-曾德尔调制器因为具有波长无关调制特性,能够较好地控制调制性能以及调制光强度和相位,可以实现40 Gbit/s以上高数据速率的调制,成为许多先进光调制格式产生的基础^[2]。

目前在高速光通信系统中,采用光相位传递信息的差分相移键控(DPSK)和差分正交相移键控(DQPSK)格式具有恒定的光强度,对光纤的非线性有很高的容忍度,显示出高速传输的优越性。文献[3]采用一个相位调制器(PM)或者采用一个双驱动MZM生成DPSK信号,该方法中采用相位调制器允许光强度连续,但调制相位在有限带宽内;采用双驱动MZM则在损害一些残余强度调制情况下产生连续相位的跳变。文献[4]基于单一的双驱动MZM(DE-MZM)生成差分相移键控归零码/差分相移键控载波抑制归零码(RZ/CSRZ-DPSK),该方法虽然减少了调制器数量,节约了成本,但不能很好地控制消光比和啁啾现象。对于光DQPSK码的产生,文献[5]采用两个PM并联来实现,然后通过时钟信号驱动一个MZM进行调制,产生差分正交相移键控归零码/差分正交相移键控载波抑制归零码(RZ/CSRZ-DQPSK)信号,该方法需要对MZM进行准确的 π 相移,产生方法稍显复杂。

本文提出一种基于差分MZM产生80 Gbit/s速率的RZ/CSRZ-DPSK、RZ/CSRZ-DQPSK信号的新方法,并进行仿真研究。采用差分MZM通过调整其上下臂的分光比可以控制内在消光比,而且它对直流(DC)偏置和射频(RF)调制电信号进行分开处理,利用DC偏压不断调整差分MZM可以达到最小化啁啾,方便有效控制调制器的偏压和啁啾现象。

2 产生原理及分析

2.1 RZ/CSRZ-DPSK 信号的产生原理

生成RZ-DPSK和CSRZ-DPSK信号的仿真实验如图1所示。光源假定为一个单一频率的激光器,线宽相对于字符比特率可以忽略不计,因此可以忽略激光器的相位噪声。发送端光载波波长为1552.5 nm,输入功率为0。采用两个差分MZM(如图2)级联产生数据速率为80 Gbit/s的RZ/CSRZ-DPSK光信号。第一个调制器通过半比特速率的时钟信号(频率为40 GHz),偏压设置为传输曲线的零

点或峰值处,可以分别产生全比特率的RZ或CSRZ的脉冲序列;第二个调制器的偏压设置为传输曲线的峰值,用字长为 $2^{20}-1$ 的80 Gbit/s的二进制数据序列进行驱动。

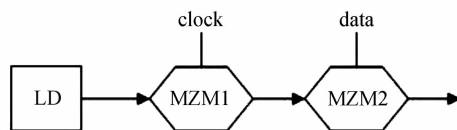


图1 RZ-DPSK和CSRZ-DPSK信号产生框图
Fig. 1 Generation of RZ-DPSK and CSRZ-DPSK

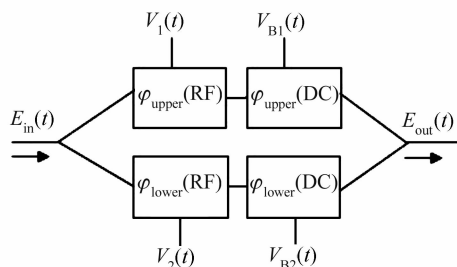


图2 差分MZM结构图

Fig. 2 Structure of differential MZM

图2为差分MZM的控制方式,其中偏置电极对DC和RF调制电信号分开进行控制,目的是使上下臂的相位变化为相等或相反的值。其输入信号 $E_{in}(t)$ 和输出信号 $E_{out}(t)$ 之间的关系为

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot h(t), \quad (1)$$

传输函数 $h(t)$ 定义为^[6]

$$h(t) = 10^{-L/20} \{ r \cdot \exp[j\varphi_{upper}(t)] + (1-r) \cdot \exp[j\varphi_{lower}(t)] \}, \quad (2)$$

$$r = (1 - 1/\sqrt{\epsilon_r})/2, \quad \epsilon_r = 10^{ER/10}, \quad (3)$$

式中 L 为插入损失, r 为输入/输出Y分支器上下臂的分光比, r 与消光比ER的关系见(3)式,对于理想的ER,当Y分支器以50/50分离时, $r=1/2$ 。通过(3)式中控制分光比可以实现对内在消光比的控制。上下臂的相位表示为

$$\varphi_{upper}(t) = \frac{\pi V_1(t)}{V_{\pi RF}} + \frac{\pi V_{B1}}{V_{\pi DC}}, \quad (4)$$

$$\varphi_{lower}(t) = \frac{\pi V_2(t)}{V_{\pi RF}} + \frac{\pi V_{B2}}{V_{\pi DC}}, \quad (5)$$

这里 $V_1(t), V_2(t)$ 为RF调制电压, V_{B1}, V_{B2} 分别为上臂和下臂的偏压。假设 $V_{\pi RF} = V_{\pi DC} = V_{\pi}$, V_{π} 为调制器单臂工作时输出光强由最大变为最小所需要的开关电压,则

$$h(t) = 10^{-L/20} \left\{ \frac{1}{2} \exp \left\{ j \frac{\pi}{V_{\pi}} [V_1(t) + V_{B1}] \right\} + \frac{1}{2} \exp \left\{ j \frac{\pi}{V_{\pi}} [V_2(t) + V_{B2}] \right\} \right\}, \quad (6)$$

从(6)式可以看到,采用的第一个差分MZM的作用是生成一个80 GHz的脉冲序列,当驱动电压为 $2V_{\pi}$ 时,根据设置的偏压值 V_{B1}, V_{B2} 不同,可以对产生的啁啾现象进行控制,达到最小化啁啾。并且通过公式的推导分析,发现在下面的条件下可以生成多种不同的信号模式:

1) 当 $V_{B1} - V_{B2} = 0, V_1(t) + V_2(t) = 2V_{\pi}$ 时,可以获得占空比为33%的RZ信号;

2) 当 $V_{B1} - V_{B2} = 0, V_1(t) + V_2(t) = V_{\pi}$ 时,可以获得占空比为50%的RZ信号;

3) 当 $V_{B1} - V_{B2} = V_{\pi}, V_1(t) + V_2(t) = 2V_{\pi}$ 时,可以获得占空比为66%的CSRZ信号。

然后经过第二个差分MZM对80 Gbit/s速率二进制数据流进行相位调制,就可以分别生成80 Gbit/s RZ-DPSK和CSRZ-DPSK调制格式。

2.2 RZ/CSRZ-DQPSK信号的产生原理

生成RZ-DQPSK和CSRZ-DQPSK信号的仿真实验如图3所示,光源假定为一个单一频率的激光器,线宽相对于字符比特率可以忽略不计,因此可以忽略激光器的相位噪声。发送端光载波波长为1552.5 nm,输入功率为0。采用两个差分MZM和一个双驱动MZM级联产生数据速率为80 Gbit/s的RZ/CSRZ-DQPSK光信号,前两个差分MZM的设置与上面提到的RZ/CSRZ-DPSK信号产生的设置相同,只是第二个差分MZM用字长为 $2^{20} - 1$ 的半比特速率(40 Gbit/s)的二进制数据序列驱动,相当于DQPSK信号的实部信息 d_R ;双驱动MZM通过相位调制对数据进行编码,驱动的二进制数据序列信号与第二个差分MZM中的二进制数据序列信号相反,相当于DQPSK信号的虚部信息 d_I 。

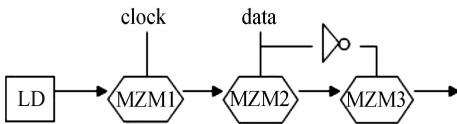


图3 RZ-DQPSK和CSRZ-DQPSK信号产生框图

Fig. 3 Generation of RZ-DQPSK and CSRZ-DQPSK

DQPSK调制光脉冲具有四种相位信息:0, $\pi/2, \pi, 3\pi/2$ 。由于每个相位信息对应两个比特位,使得DQPSK调制格式传输80 Gbit/s信号仅需要40 Gbit/s的电驱动信号,且DQPSK传输的信息为相邻码元之间的相位差。基于对RZ/CSRZ-DPSK信号产生的公式进行推导,根据(6)式先生成一个80 GHz的脉冲序列,当驱动电压为 $2V_{\pi}$ 时,设置的偏压值 V_{B1} 和 V_{B2} 之间的关系分别满足2.1节中条

件1)和3)时,可以分别得到占空比为33%的RZ信号和66%的CSRZ信号;再经过第二个差分MZM和第三个双驱动MZM对差分编码的40 Gbit/s速率二进制数据流进行相位调制,就可以分别生成80 Gbit/s RZ-DQPSK和CSRZ-DQPSK调制格式。

3 仿真结果

采用商用软件对提出的方法进行仿真。由于DPSK信号不能使用平方律检测直接接收,在接收端的光路中需要加入一个延时干涉仪(DI)将差分相位调制信号转变为强度调制信号,再经过光电二极管进行检测,将光信号功率转换成电信号^[7]。DI将相位调制信号分离成两部分,为了让该两路相邻比特流在DI输出端口互相干涉,设置差分延时为一比特周期 T_B (在80 Gbit/s数据传输速率下为12.5 ps),DI的消光比大于25 dB。理想情况,DI输出端口在没有相位改变时,两束光干涉相消,当后面的比特之间相位改变时两束光干涉相长,与差分预编码规则一致^[1]。采用如图4所示的平衡检测方法对DPSK信号进行接收。DPSK信号的接收端包括一个100 GHz滤波器带宽的三级贝塞耳光滤波器(BPF);一个差分延时 $T_B = 1/R$ 的DI,其中R为比特率;一个由两个1 A/W的雪崩光电二极管(APD)组成的平衡检测接收端(BPD);一个检测后的60 GHz带宽的四级低通贝塞耳电滤波器(LPF)。

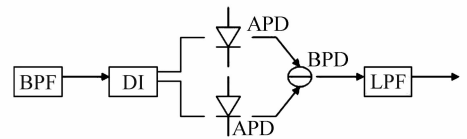


图4 平衡检测接收RZ/CSRZ-DPSK结构图

Fig. 4 Structure of RZ/CSRZ-DPSK balanced detection

当满足2.1节条件1)时,生成RZ-DPSK信号的光谱图和眼图(如图5)。图6为使用DI解调平衡检测后RZ-DPSK信号的光谱图和眼图。当满足2.1节中条件3)时,接收后未解调的CSRZ-DPSK信号的光谱图和眼图如图7所示。图8为使用DI解调平衡检测后CSRZ-DPSK信号的光谱图和眼图。

从仿真结果看,图5(a)与图7(a)相比,RZ-DPSK格式的中心频率处有一尖峰,而CSRZ-DPSK格式中心频率处的尖峰消失,实现了载波抑制,可见CSRZ-DPSK采用相邻脉冲相位反相传输,对载波进行了抑制并减小了边带频谱间隔,且两主峰频谱间隔仅为调制速率的大小,既保持了较好的

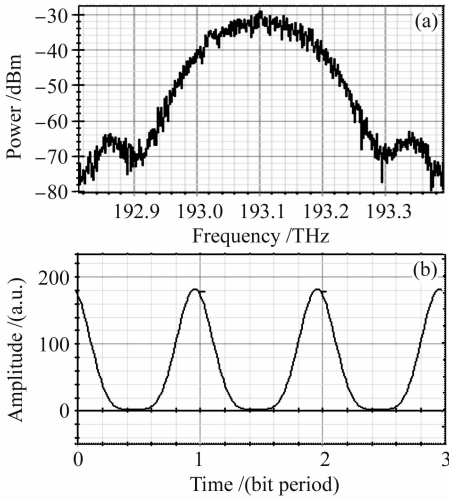


图 5 RZ-DPSK 信号的光谱图(a)和眼图(b)
Fig. 5 Spectrum (a) and eye patterns (b) for RZ-DPSK

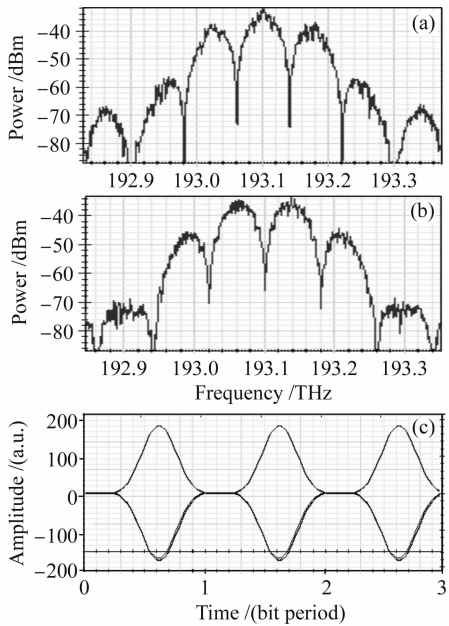


图 6 RZ-DPSK 解调后(a)相长端口的光谱图,(b)相消端口的光谱图和(c)RZ-DPSK 平衡检测后的眼图
Fig. 6 Optical spectra and eye patterns of RZ-DPSK signal after demodulation. (a) output at constructive port; (b) output at destructive port; (c) eye diagram after balanced detection

传输性能,又具有较高的谱效率。图 5(b)与图 7(b)相比,生成的 CSRZ-DPSK 信号占空比为 66%,RZ-DPSK 信号占空比为 33%,CSRZ-DPSK 信号脉宽几乎是 RZ-DPSK 信号的 2 倍,因此 CSRZ-DPSK 信号较 RZ-DPSK 信号的频谱结构更加紧凑。当相邻比特之间没有相位变化时,在相长端口显示最大光功率(如图 6(a),图 8(a)),当相邻比特之间相位差为 π 时,在相消端口显示最大光功率(如图 6(b),

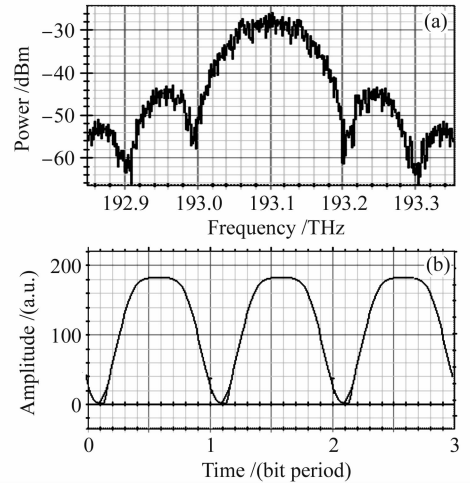


图 7 CSRZ-DPSK 信号的光谱图(a)和眼图(b)
Fig. 7 Spectrum (a) and eye patterns (b) for CSRZ-DPSK

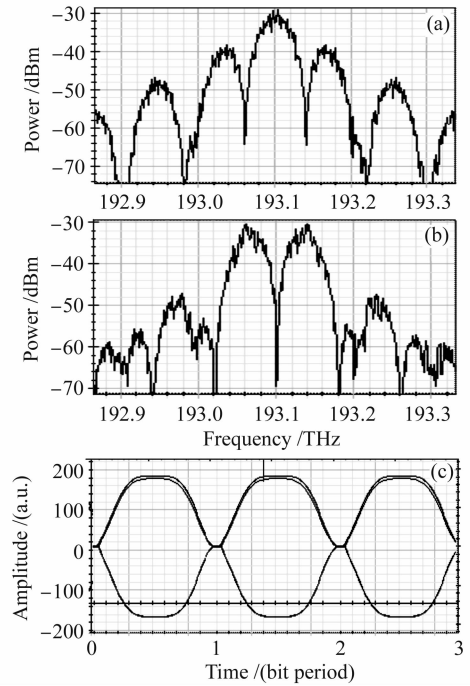


图 8 CSRZ-DPSK 解调后(a)相长端口的光谱图,(b)相消端口的光谱图和(c)CSRZ-DPSK 平衡检测后的眼图
Fig. 8 Optical spectra and eye patterns of CSRZ-DPSK signal after demodulation. (a) output at constructive port; (b) output at destructive port; (c) eye diagram after balanced detection

图 8(b))。DI 的两个输出分别连接到平衡检测电路的两个光电二极管上,根据两个接收光功率的差值正负来判决输出数据,判决电路阈值电平固定在零电平而与输入功率无关。从图 6(c)和图 8(c)中,RZ-DPSK 信号和 CSRZ-DPSK 信号解调后的眼图比较,可以看到 CSRZ-DPSK 信号对于码间串扰和

光纤非线性容忍度方面的性能要优于 RZ-DPSK 信号。

为了检测 DQPSK 信号的实部信息和虚部信息,采用一个功率分离器将信号分成两路相同强度的信号,为了让该两路相邻比特流在输出端口互相干涉,一路信号设置差分时分延为两个比特周期(在 80 Gbit/s 数据传输速率下为 25 ps),实际上,该差分时分延通过不同的物理路径长度实现,保持好的干涉是 DQPSK 接收端设计的重要方面。另一路信号调节 $\pi/4$ 相移,因为相邻码元之间的相位差才是 DQPSK 传输的信息,而 DQPSK 调制格式有四种相位信息,其编码比特流之前的比特就像为解调当前比特作相位参考,因此对该路信号进行 $\pi/4$ 相移以便对 DQPSK 调制格式进行检测。接着将两路信号在输出端口互相干涉,输出信号进入低噪声平衡接收机。图 9 为采用平衡检测方法对 DQPSK 信号进行接收。DQPSK 信号的接收端包括一个功率分离器(PS);一个用做相对光时延的差分时分延器件 $T = 2/R$,一个相对相移器件 $\Delta\varphi = \pi/4$;和两个 1 A/W 的雪崩光电二极管组成的 BPD。

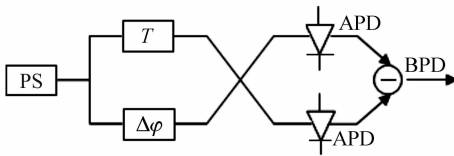


图 9 平衡检测接收 RZ/CSRZ-DQPSK 结构图

Fig. 9 Structure of RZ/CSRZ-DQPSK balanced detection

当满足 2.1 节条件 1) 时,生成 RZ-DQPSK 信号的光谱图和平衡检测接收的眼图如图 10 所示。当满足 3) 时,生成 CSRZ-DQPSK 信号的光谱图和平衡检测接收的眼图如图 11 所示。

针对常规的 DQPSK 接收端复杂的特点,采用差分时分延和相移的方法,使输出信号相互干涉,采用平衡检测接收,得到的 RZ/CSRZ-DQPSK 信号眼图清晰,从某种程度上避免了常规方法中使用两个干涉仪解调信号,DQPSK 对于干涉仪失调敏感的问题。通过仿真对 RZ-DQPSK 和 CSRZ-DQPSK 信号的脉冲形状和频谱结构进行比较,可以看到 RZ/CSRZ-DQPSK 在码元速率下传输数据,相当于在半比特率下传输数据,显示出较高的光纤非线性容忍度和偏振模色散(PMD)容忍度,CSRZ-DQPSK 载波被抑制,比 RZ-DQPSK 具有更高的光谱效率,体现出 CSRZ-DQPSK 具有更高的非线性容忍度和 PMD 容忍度。而 CSRZ-DQPSK 信号对于码间串扰和光纤非线性容忍度方面的性能要优于 RZ-

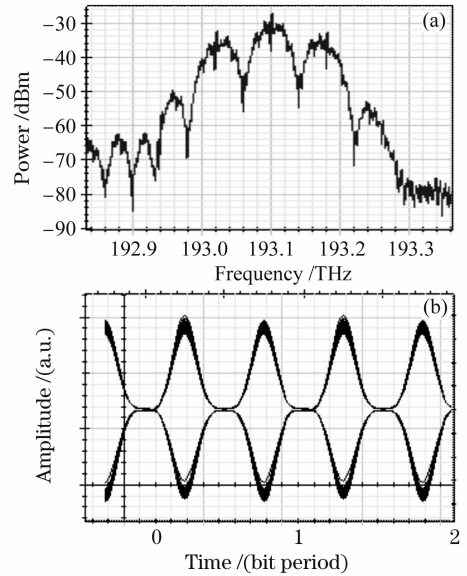


图 10 RZ-DQPSK 信号的光谱图(a)和眼图(b)

Fig. 10 Spectrum (a) and eye patterns (b) for RZ-DQPSK

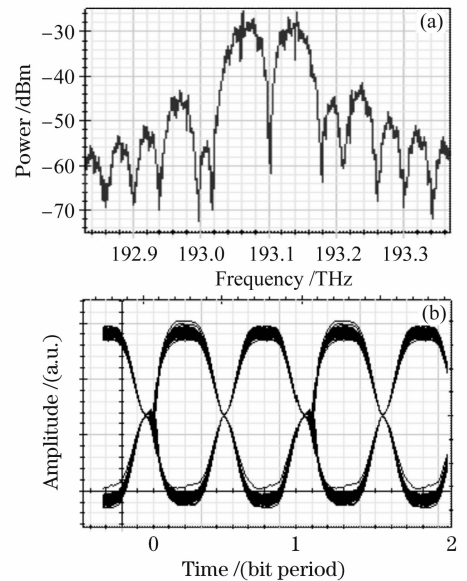


图 11 CSRZ-DQPSK 信号的光谱图(a)和眼图(b)

Fig. 11 Spectrum (a) and eye patterns (b) for CSRZ-DQPSK

DQPSK 信号,更适合于高速、大容量和超长距离的光纤传输系统。

4 结论

提出一种基于差分 MZM 产生 80 Gbit/s 速率的 RZ/CSRZ-DPSK, RZ/CSRZ-DQPSK 信号的新方法,并进行仿真研究。仿真结果表明,产生的 CSRZ-DPSK 信号在载频处没有频率分量,比 RZ-DPSK 信号的频谱结构更加紧凑。DQPSK 光谱形

状与 DPSK 相同,但是由于 RZ/CSRZ-DQPSK 在码元速率下传输数据,相当于在半比特率下传输数据,使得 DQPSK 的光谱在频域被压缩,采用差分时延和相移的方法接收得到的 RZ/CSRZ-DQPSK 具有清晰的眼图。

参 考 文 献

- 1 Peter J. Winzer, René-Jean Essiambre. Advanced optical modulation formats [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2006, **94**(5):952~985
- 2 Chen Xin, Wu Keying, Ma Xiaohong *et al.*. Signal shaping based on phase pre-modulation in fiber transmission systems [J]. *Chinese J. Lasers*, 2007, **34**(1):74~77
陈 新,吴克瑛,马晓红等. 光纤传输系统中基于相位预调制的信号整形[J]. *中国激光*, 2007, **34**(1):74~77
- 3 A. Hirano, Y. Miyamoto, S. Kuwahara. Performances of

- CSRZ-DPSK and RZ-DPSK in 43 Gbit/s/h DWDM G652 single-mode-fiber transmission[C]. *OFC*, 2003, **2**(ThE4):454~456
- 4 Jingwen Yang, A. Nirmalathas, Dong-Soo Lee. RZ/CSRZ-DPSK and chirped NRZ signal generation using a single-stage dual-electrode Mach-Zehnder modulator [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2004, **16**(11):2466~2468
- 5 R. A. Griffin, R. I. Johnstone, R. G. Walker *et al.*. 10 Gb/s optical differential quadrature phase shift key (DQPSK) transmission using GaAs/AlGaAs integration [C]. *OFC*, 2002, FD6
- 6 J. C. Cartledge. Performance of 10 Gb/s lightwave systems based on lithium niobate Mach-Zehnder modulators with asymmetric Y-branch waveguides [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1995, **7**(9):1090~1092
- 7 Qi Ming, Zhang Xinliang, Huang Dexiu. Tunable differential phase-shift keying demodulator using the Mach-Zehnder interferometer [J]. *Chinese J. Lasers*, 2006, **33**(12):1643~1647
齐 鸣,张新亮,黄德修. 可调马赫-曾德尔干涉仪型差分相移键控解调器[J]. *中国激光*, 2006, **33**(12):1643~1647

《中国激光》“综述”栏目征稿启事

《中国激光》创刊 30 多年以来,以反映我国激光领域的研究进展和成果为己任,见证了中国激光领域的发展历程和重大突破,在读者中树立了较高的学术地位,形成了较为成熟的办刊风格。近年来,激光研究的领域取得了令人瞩目的成就,在我国科技体系与国民经济中占据了越来越重要的地位,为了给广大研究人员提供更丰富、更全面的信息,应部分读者的要求,本刊增辟“综述”栏目,刊发综述类文章,反映激光领域热点专题的研究进展或动态。

具体要求:综述应尽可能就激光领域的研究热点结合最新的研究成果进行论述,涉及范围不需太大,但必须要有一定的深度和时间性,能反映出这一专题的历史背景、研究现状和发展趋势。执笔人(第一作者)应是在激光及其相关领域具有一定造诣,对某一方面有较深入研究的专家、学者。文章必须有作者自己的研究经验或体会,所介绍的工作应尽量适合国内已开展的工作或将要开展工作的需要。投稿同时,请作者提供详细的作者简介(包括研究领域、主要研究成果等)。

综述的写作格式一般包括四部分,即引言、正文、结论、参考文献。

引言,要用简明扼要的文字说明写作的目的、必要性、有关概念的定义,综述的范围,阐述有关问题的现状和动态,以及目前对主要问题争论的焦点等。引言一般以 200~300 字为宜,不宜超过 500 字。

正文,是综述的重点,应能较好地表达综合的内容。正文主要包括论据和论证两个部分,通过提出问题、分析问题和解决问题,比较不同学者对同一问题的看法及其理论依据,进一步阐明问题的来龙去脉和作者自己的见解。当然,作者也可从问题发生的历史背景、目前现状、发展方向等提出文献的不同观点。正文的重要部分应包括作者自己的工作实践。正文部分可根据内容的多少分为若干个小标题分别论述。

结论,是对综述正文部分作扼要的总结,作者应对各种观点进行综合评价,提出自己的看法,指出存在的问题及今后发展的方向和展望。

参考文献,是综述的重要组成部分。一般参考文献的多少可体现作者阅读文献的广度和深度,应以最近 3~5 年内的最新文献为主。

文章篇幅一般在 1 万字左右,一经录用,从速发表,稿酬从优。

投稿方式:网上投稿:www.opticsjournal.net 或 E-mail:mayi@siom.ac.cn

咨询电话:021-69918427