

激光与光电子学进展

灵活高阶正交幅度调制矢量光信号的
产生与传输分析赵林仙¹, 赵峰^{2*}, 杨雄伟¹, 孟昭², 王肖², 田晷瑶², 马紫健²¹西安邮电大学通信与信息工程学院, 陕西 西安 710121;²西安邮电大学电子工程学院, 陕西 西安 710121

摘要 灵活光发射机可根据不同应用场景需求软定义信号的调制格式,从而进一步优化光信号的传输性能。本文提出了一种基于双平行马赫-曾德尔调制器(MZM)和单MZM级联的灵活高阶正交幅度调制(QAM)光发射机方案,理论分析了圆形16QAM、4幅4相16QAM、圆形32QAM以及4幅8相32QAM光信号产生与自适应切换的原理与方法。在虚路径标识符(VPI)仿真环境下,分别验证了上述4种信号在5 Gbaud和10 Gbaud调制速率下的产生和传输性能。结果表明,通过灵活配置发射机的驱动信号(二进制或四进制)与直流偏置电压,可实现8/16/32QAM信号间的自由切换,同时,生成的上述4种信号经一定长度单模光纤传输后具有良好的信噪比。

关键词 光纤光学与光通信; 双平行马赫-曾德尔调制器; 正交幅度调制; 调制格式切换

中图分类号 TN913.7

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP220664

Generation and Transmission Analysis of Flexible High-Order Quadrature
Amplitude Modulation Vector Optical SignalsZhao Linxian¹, Zhao Feng^{2*}, Yang Xiongwei¹, Meng Zhao², Wang Xiao²,
Tian Bingyao², Ma Zijian²¹School of Communication and Information Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications,
Xi'an 710121, Shaanxi, China;²School of Electronic Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications,
Xi'an 710121, Shaanxi, China

Abstract Flexible optical transmitters can define the modulation format of a signal according to the requirements of different application scenarios, further optimizing the transmission performance of an optical signal. A flexible high-order quadrature amplitude modulation (QAM) optical transmitter scheme based on a dual-parallel Mach-Zehnder modulator (MZM) and a single MZM cascade is proposed in this paper. The principle and method of generating and adaptive-switching circular 16QAM, four-amplitude-four-phase 16QAM, circular 32QAM, and four-amplitude-eight-phase 32QAM optical signals are theoretically analyzed. In the virtual path identifier (VPI) simulation environment, the generation and transmission performance of the above four signals under 5 Gbaud and 10 Gbaud modulation rates are verified. The results show that the transmitter supports free switching between 8/16/32QAM signals by configuring the drive signal (binary or quaternary) and the direct-current bias voltage of the transmitter. Furthermore, the four generated signals have a good signal-to-noise ratio after transmission through a specific length of a single-mode fiber.

Key words fiber optics and optical communication; dual-parallel Mach-Zehnder modulator; quadrature amplitude modulation; modulation format switching

收稿日期: 2022-02-07; 修回日期: 2022-02-19; 录用日期: 2022-03-03; 网络首发日期: 2022-03-14

基金项目: 国家自然科学基金(61875164)、陕西省创新能力支撑计划(2021TD-09)

通信作者: hfengzhao@xupt.edu.cn

1 引言

随着移动通信、云计算、物联网等新兴技术的迅猛发展,网络流量呈爆发性增长,用户对数据传输量的需求越来越大,频谱资源日益紧缺^[1-3]。为满足未来通信系统逐渐增长的传输需求和频谱效率,高阶正交幅度调制(QAM)技术因其频谱利用率高被认为是最具吸引力的方法之一^[4],然而,随着QAM信号的调制阶数增加,其接收灵敏度随之降低,为平衡两者间的关系,发射机需要根据不同的信道传输条件来调整信号的调制格式,从而进一步优化信号的传输性能。同时,信号调制格式的灵活、自适应调整方法被认为是有效利用通信系统中有限频谱资源的关键技术^[5-8],它可以进一步提高信道的频谱效率。因此,探索一种能生成高阶QAM信号的灵活光发射机方案具有重要的意义。

通常,可重构灵活光发射机的实现主要依赖于单个同相/正交(I/Q)调制器。利用多进制电平信号分别驱动调制器上下臂生成任意光信号,这种方案结构简单,但它需要复杂的数据处理过程来制备多进制电平信号。比如利用任意波形发生器(AWG)或数模转换器(DAC)的生成方法^[9-13],其中,AWG中内插有DAC,因而可将其看作一个高速DAC结构。由于DAC价格昂贵、功耗大,系统的调制速率受其带宽限制不易提高,因此使用高速DAC将不可避免地导致系统成本增加,不利于工程化^[14-15]。同时,利用DAC产生圆形QAM调制格式时,DAC对带宽位数要求严格,存在难量化的问题。此外,基于集成光波导结构也可以构成灵活光发射机^[16-17]。利用多个二进制电平信号分别驱动调制器产生不同高阶QAM信号,该方案采用全光调制,因此几乎不受电子器件的带宽限制即可以实现高速率调制,然而这种方法需要精确控制多个参数以及高精度集成工艺,从而导致系统的硬件复杂度和成本都较高。还有一种可构成灵活光发射机的常用方法是基于多个调制器级联的方案。例如,两个

I/Q调制器或双平行马赫-曾德尔调制器(DP-MZM)与相位调制器(PM)级联^[18-19],此类方案的电信号处理复杂度较低也无需苛刻的集成工艺,但它们只实现了不同星座形式的8/16阶QAM信号,无法扩展到更高阶QAM调制格式。综上所述,虽然生成高阶QAM信号的灵活光发射机方案已经得到了较为充分的验证,但是,它们在灵活性和系统性能等方面仍存在提升的空间,因此还需进一步研究来提高发射机的性能。

本文提出了一种基于DP-MZM与单MZM级联构建灵活光发射机的方案,在虚路径标识符(VPI)和Matlab联合仿真环境下,验证了圆形16QAM、4幅4相(4A4P)16QAM、圆形32QAM、4幅8相(4A8P)32QAM 4种光信号的灵活产生方法及其传输性能,并且提出的发射机方案具备支持8/16/32QAM信号间的自由切换功能。同时,基于所提方案产生的4种高阶QAM信号本质上都属于圆形调制格式,与传统的方形16QAM和十字形32QAM调制格式相比,这4种圆形QAM调制格式对噪声和非线性的容忍度较高,因此可在卫星通信系统中被广泛使用和优化^[20-21]。

2 基本原理

图1为本文提出的灵活光发射机结构图。如图所示,发射机由两个DP-MZM和一个MZM级联组成,其中 $D_i(i=1,2,\dots,6)$ 为调制器的电压调制信号输入端, $V_{DCi}(i=1,2,\dots,7)$ 为调制器的直流偏置电压输入端。 $D_i=A_iV_i(t)$, $V_i(t)$ 和 A_i 分别表示单位二进制电平信号及其对应的电压调制幅度。DP-MZM由两个子MZM(MZM_a,MZM_b)构成,由于子MZM均工作在推挽模式下,因此可以方便控制DP-MZM产生的相位啁啾。此外,与典型的I/Q调制结构相比,DP-MZM可控因素较多,不仅能自由调整调制器上下臂的相位差,也可将其转换成I/Q调制结构,因此可以实现丰富的调制功能,灵活产生多种高阶QAM调制格式。

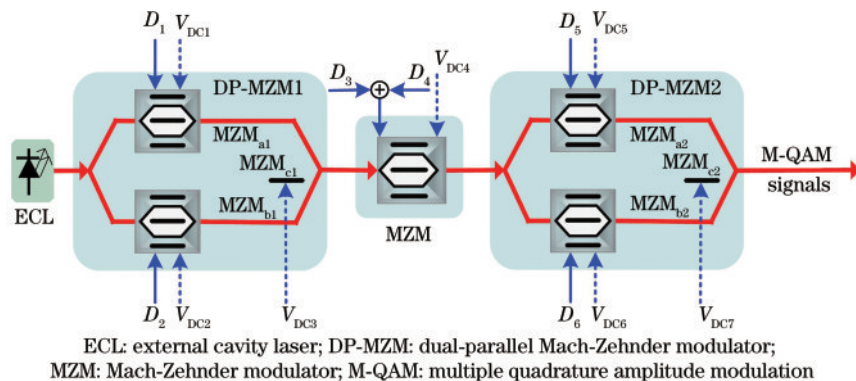


图1 灵活光发射机结构图

Fig. 1 Configuration diagram of flexible optical transmitter

利用如图1所示的光发射机结构可生成不同的高阶QAM信号。首先一个外腔激光器(ECL)发出一束

连续光信号入射至DP-MZM1,利用DP-MZM1和MZM级联组合生成M进制相移键控(MPSK)信号

($M=4, 8, 16$)。其产生过程具体如下:DP-MZM1 的两个子 MZM 均工作在最大偏置点,并且由两路独立的幅度为 $2V_\pi$ 的二进制电平信号 (D_1, D_2) 分别进行调制,其中 V_π 为 DP-MZM1 的半波电压,在两个子 MZM 输出端分别产生了两个幅度相同的二进制相移键控 (BPSK) 光信号。由于 DP-MZM1 工作在正交偏置点,从而在 DP-MZM1 的输出端合成了一路正交相移键控 (QPSK) 光信号^[22]。DP-MZM1 产生的 QPSK 光信号随后入射至 MZM, MZM 工作在最大偏置点,并且由两路独立的二进制电平信号 (D_3, D_4) 组合驱动,分别调整两路驱动信号的幅度,可对 QPSK 做不同相位调制。例如,当 $A_3=0$ 和 $A_4=0$ 时, MZM 输出 QPSK 信号;当 $A_3=0.25V_\pi$ 和 $A_4=0$ 时, MZM 输出 8PSK 信号;当 $A_3=0.25V_\pi$ 和 $A_4=0.125V_\pi$ 时, MZM 输出 16PSK 信号。接下来,再利用 DP-MZM2 对 MZM 的输出信号进一步调制,由于 DP-MZM2 单独调制可产生不同角度的非恒振幅 2QAM 和四进制振幅键控 (4ASK) 信号,

因此可以看作是 2QAM 或 4ASK 对 MZM 输出信号分别进行调制,从而生成不同的高阶 QAM 信号。利用 DP-MZM2 单独调制的实现原理如下:先用两路二进制电平信号 (D_5, D_6) 分别驱动 DP-MZM2 的两个子 MZM。若 (D_5, D_6) 是一对相位差为 180° 的驱动信号,且 DP-MZM2 工作在正交偏置点,可以生成非恒振幅 2QAM 信号,然后分别调整 DP-MZM2 两个子 MZM 的直流偏置电压,可以控制 2QAM 信号的角度;若 (D_5, D_6) 是两路具有不同幅度的独立驱动信号 [即 $A_5 \neq A_6, V_5(t) \neq V_6(t)$ 表示由不同数据信号产生的两路单位二进制信号],且 DP-MZM2 工作在最大偏置点,可在 DP-MZM2 的两个子 MZM 输出端产生两个不同幅度的 2ASK 信号,这两个信号叠加后可生成一路 4ASK 信号。综上, MZM 产生的 MPSK 信号经过 DP-MZM2 调制后,可向不同角度非恒振幅的 2QAM 或 4ASK 信号引入 M 个相位旋转, DP-MZM2 输出不同的高阶 QAM 信号。表 1 为高阶 QAM 光信号生成的设置条件。

表 1 高阶 QAM 光信号生成的设置条件
Table 1 Setting conditions for high-order QAM optical signals generation

		DP-MZM1			MZM	DP-MZM2		
		MZM _{a1}	MZM _{b1}	MZM _{c1}		MZM _{a2}	MZM _{b2}	MZM _{c2}
Cir-16QAM	Amplitude	$A_1=2V_\pi$	$A_2=2V_\pi$	N/A	$A_3=0.25V_\pi$ $A_4=0$	$A_5=0.8V_\pi$	$A_6=0.6V_\pi$	N/A
	Bias	0	0	$0.5V_\pi$	0	$0.3V_\pi$	$0.25V_\pi$	$0.5V_\pi$
4A4P-16QAM	Amplitude	$A_1=2V_\pi$	$A_2=2V_\pi$	N/A	$A_3=0$ $A_4=0$	$A_5=0.5V_\pi$	$A_6=0.4V_\pi$	N/A
	Bias	0	0	$0.5V_\pi$	0	0	0	0
Cir-32QAM	Amplitude	$A_1=2V_\pi$	$A_2=2V_\pi$	N/A	$A_3=0.25V_\pi$ $A_4=0.125V_\pi$	$A_5=0.8V_\pi$	$A_6=0.6V_\pi$	N/A
	Bias	0	0	$0.5V_\pi$	0	$0.2V_\pi$	$0.15V_\pi$	$0.5V_\pi$
4A8P-32QAM	Amplitude	$A_1=2V_\pi$	$A_2=2V_\pi$	N/A	$A_3=0.25V_\pi$ $A_4=0$	$A_5=0.5V_\pi$	$A_6=0.4V_\pi$	N/A
	Bias	0	0	$0.5V_\pi$	0	0	0	0

2.1 圆形 16QAM

根据表 1 设置条件,圆形 16QAM 信号产生过程如下:DP-MZM1 产生的 QPSK 信号入射至 MZM, MZM 由一路二进制电平信号 (D_3) 驱动,可调整 QPSK 相移 0° 和 45° ,生成如图 2(a) 所示的 8PSK。接着利用一对幅度为 $0.8V_\pi$ 和 $0.6V_\pi$ 、相位差为 180° 的驱动信号

(D_5, D_6) 分别驱动 DP-MZM2 的 MZM_{a2}、MZM_{b2}, 其中 MZM_{a2} 的直流偏置电压为 $0.3V_\pi$, MZM_{b2} 的直流偏置电压为 $0.25V_\pi$, 由于 DP-MZM2 位于正交偏置点,因此可产生 22.5° 的非恒振幅 2QAM。将 8PSK 按图 2(b) 所示的 2QAM 调制后,可以生成如图 2(c) 所示的圆形 16QAM 信号。

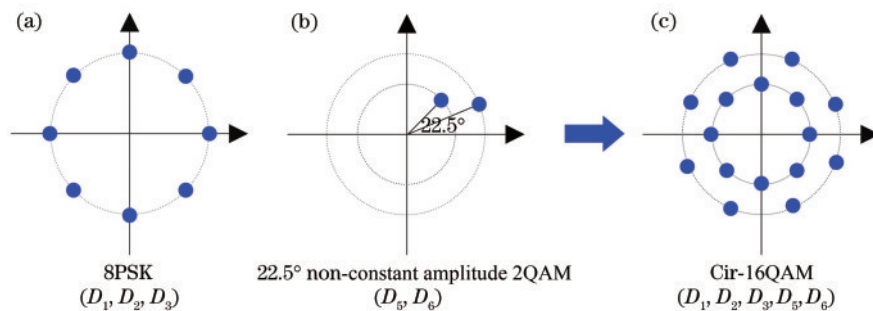


图 2 圆形 16QAM 信号生成原理图。(a) DP-MZM1 和 MZM 组合输出; (b) DP-MZM2 单独调制; (c) DP-MZM2 输出
Fig. 2 Schematic diagram of circular 16QAM signal generation. (a) Combined output of DP-MZM1 and MZM; (b) individual modulation of DP-MZM2; (c) output of DP-MZM2

2.2 4A4P-16QAM

根据表 1 设置条件, 4A4P-16QAM 信号生成的实现原理如下: 先利用 DP-MZM1 和 MZM 组合产生如图 3(a) 所示的 QPSK, 其中作用于 MZM 的两路驱动信号幅度均为 0。然后调整 DP-MZM2 的 MZM_{1,2}、

MZM_{1,2} 分别由两路幅度为 $0.5V_{\pi}$ 和 $0.4V_{\pi}$ 的独立二进制控制信号 (D_5, D_6) 驱动, 由于 DP-MZM2 的 3 个 MZM 均位于最大偏置点, 从而产生 4ASK 如图 3(b) 所示。接着利用 4ASK 对 QPSK 进行调制, 可以生成如图 3(c) 所示的 4A4P-16QAM 信号。

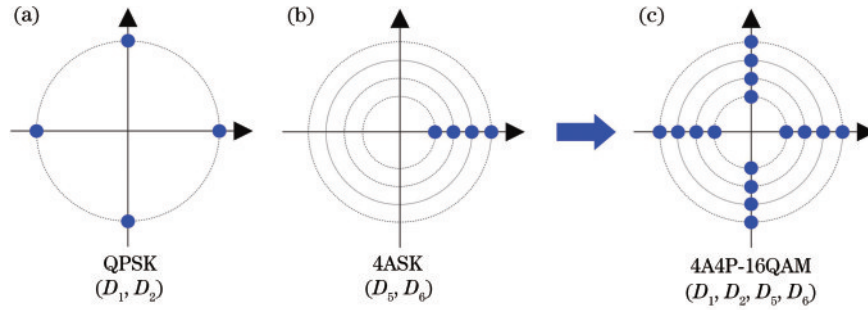


图 3 4A4P-16QAM 信号生成原理图。(a) DP-MZM1 和 MZM 组合输出; (b) DP-MZM2 单独调制; (c) DP-MZM2 输出
Fig. 3 Schematic diagram of 4A4P-16QAM signal generation. (a) Combined output of DP-MZM1 and MZM; (b) individual modulation of DP-MZM2; (c) output of DP-MZM2

2.3 圆形 32QAM

根据表 1 设置条件, 圆形 32QAM 信号生成过程如下: MZM 由两路二进制电平信号 (D_3, D_4) 叠加组成的四电平信号驱动, 由于 DP-MZM1 输出 QPSK 入射至 MZM, 从而使得 QPSK 分别旋转 $0^\circ, 22.5^\circ, 45^\circ$ 和 67.5° , 可产生如图 4(a) 所示的 16PSK 信号。根据

2.1 节中 2QAM 的实现原理, 只需调整 DP-MZM2 两个子 MZM 的直流偏置电压, 将其分别设置为 $0.2V_{\pi}$ 和 $0.15V_{\pi}$, 可产生 11.25° 的非恒振幅 2QAM。因此, 将 16PSK 按图 4(b) 中的 2QAM 调制后, 可以生成如图 4(c) 所示的圆形 32QAM 信号。

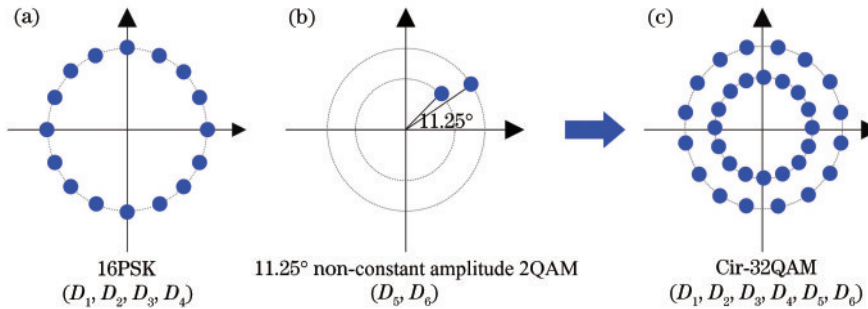


图 4 圆形 32QAM 信号生成原理图。(a) DP-MZM1 和 MZM 组合输出; (b) DP-MZM2 单独调制; (c) DP-MZM2 输出
Fig. 4 Schematic diagram of circular 32QAM signal generation. (a) Combined output of DP-MZM1 and MZM; (b) individual modulation of DP-MZM2; (c) output of DP-MZM2

2.4 4A8P-32QAM

根据表 1 设置条件, 4A8P-32QAM 信号产生的实

现原理如下: 首先利用与 2.1 节中 8PSK 生成相同的操作方法, 可产生如图 5(a) 所示的信号。然后再根据

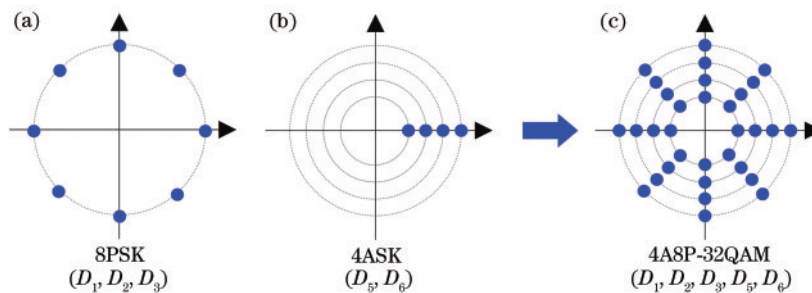


图 5 4A8P-32QAM 信号生成原理图。(a) DP-MZM1 和 MZM 组合输出; (b) DP-MZM2 单独调制; (c) DP-MZM2 输出
Fig. 5 Schematic diagram of 4A8P-32QAM signal generation. (a) Combined output of DP-MZM1 and MZM; (b) individual modulation of DP-MZM2; (c) output of DP-MZM2

2.2 节中 4ASK 的生成原理,配置得到相同信号如图 5(b)所示。最后,利用 4ASK 对 8PSK 进行调制,可以生成 4A8P-32QAM 信号如图 5(c)所示。

3 仿真与分析

图 6 为基于所提灵活光发射机的高阶 QAM 光信号的产生和传输仿真系统。如图所示,该系统由发射端、传输链路和接收端 3 部分组成。

在发射端,ECL 产生波长为 1552.52 nm、线宽约为 100 kHz、输出光功率为 13 dBm 的连续光信号,光信号依次入射到 DP-MZM 和 MZM 中,在 MZM 输出端可生成不同的高阶 QAM 光信号。其中,DP-MZM 和 MZM 的半波电压为 4 V,插入损耗为 6 dB,消光比为 35 dB。脉冲模式发生器 (PPG) 生成的六路二进制电平信号分别作用于不同调制器,并且这些电平信号均是长度为 $2^{15} - 1$ 的伪随机二进制序列 (PRBS)。根

据第二节的原理分析可知,DP-MZM1 由 D_1 和 D_2 驱动产生 QPSK 信号,MZM 由 D_3 和 D_4 叠加驱动可对 QPSK 做不同相位调制,两者组合输出了 QPSK、8PSK 和 16PSK 信号。接着调整 DP-MZM2 由 D_5 和 D_6 驱动,通过控制调制器的驱动信号和偏置条件,可以实现 11.25° 和 22.5° 的非恒振幅 2QAM 和 4ASK 信号的生成。随后将 MPSK ($M=4, 8, 16$) 分别按不同角度非恒振幅 2QAM 或 4ASK 进行调制,最终在 DP-MZM2 输出端成功生成了圆形 16QAM、圆形 32QAM、4A4P-16QAM 和 4A8P-32QAM 4 种光信号。利用单模光纤 (SMF) 将发射端生成的矢量光信号传输到接收端,单模光纤的衰减系数为 0.2 dB/km,非线性效应系数为 $2.6 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ 。信号经光纤传输后,接着使用光信噪比设置模块来调整光信噪比 (OSNR),用来加载噪声从而控制光路系统中的 OSNR 变化。

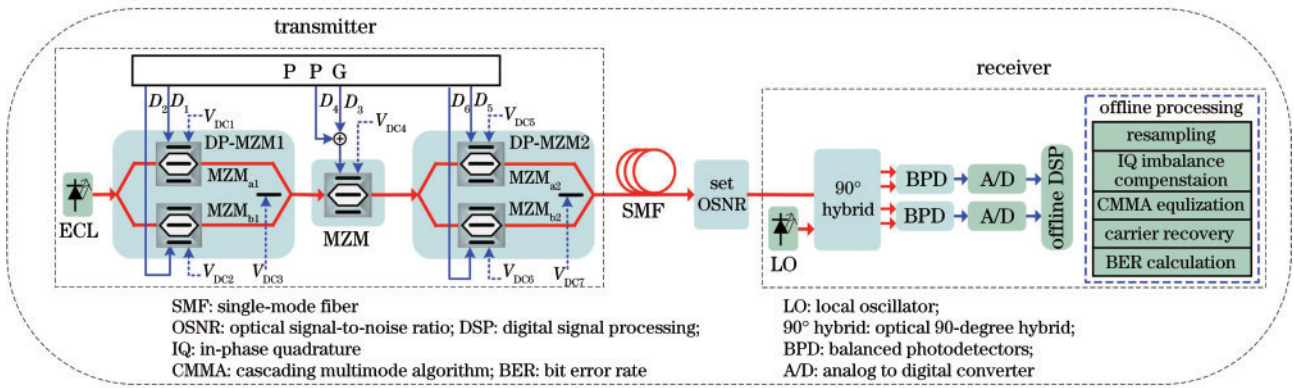


图 6 高阶 QAM 光信号的产生和传输系统

Fig. 6 Generation and transmission system of high-order QAM optical signal

在接收端,利用数字相干接收机对发射端产生的高阶 QAM 光信号进行检测解调。首先选择一个和 ECL 具有相同特性的连续光波作为本振光源 (LO),并将 LO 与接收到的矢量光信号在 90° 光混频器中混合,然后利用两个性能相同的平衡探测器 (BPD) 和模数转换器 (A/D) 对输出的混频信号检测采样,最后将采样数据导入 Matlab 程序进行离线数字信号处理 (DSP),从而恢复出原始信号。如图 6 所示,离线 DSP 处理流程包括:先采用格拉姆-施密特 (GSOP) 算法对接收的矢量信号进行正交归一化处理,进而继续执行级联多模算法 (CMMA) 对信号偏振态变化做均衡补偿,接下来再利用盲相位搜索 (BPS) 算法进行载波恢复从而实现信号的正确判决,最后计算估计恢复信号与原始信号之间的误码率 (BER)。

图 7 为 5 Gbaud 和 10 Gbaud 圆形 16QAM 信号经背靠背 (BTB) 和 50 km SMF 传输后,OSNR 与 BER 的变化关系曲线。图 7(a) 和 7(b) 分别是 OSNR 为 13 dB,在 BTB 和 50 km SMF 传输条件下,10 Gbaud 圆形 16QAM 信号在接收端恢复出的星座图。根据

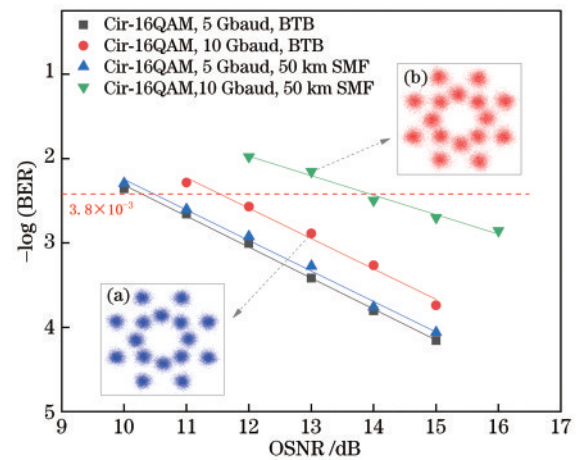


图 7 Cir-16QAM 信号在不同传输条件下的 BER 曲线及其星座图 (OSNR 为 13 dB)。(a) 10 Gbaud Cir-16QAM, 经 BTB; (b) 10 Gbaud Cir-16QAM, 经 50 km SMF

Fig. 7 BER curves and constellation diagram of Cir-16QAM signal under different transmission conditions (OSNR is 13 dB). (a) 10 Gbaud Cir-16QAM, after BTB; (b) 10 Gbaud Cir-16QAM, after 50 km SMF

BER 曲线显示, OSNR 固定且调制速率相同时, 信号经 SMF 传输比经 BTB 传输的误码性能差。以图 7(a) 和 7(b) 的星座图为例可以看出, 图 7(a) 中星座点间的混叠现象要比图 7(b) 少。这是因为光纤中存在非线性效应, 信号过光纤传输后会造成员间干扰, 从而导致信号容易产生误判, BER 上升, 信号的恢复质量明显变差。同时, 从图 7 的 BER 曲线中还可以发现, 当 BER 为 3.8×10^{-3} 时, 信号的 OSNR 随调制速率的提高而增大。这说明在同一 OSNR 条件下, 调制速率增大, 信号的传输性能会变差, 与理论分析结果一致。

在 BTB 和 10 km SMF 传输条件下, 5 Gbaud 和 10 Gbaud 4A4P-16QAM 信号的 OSNR 与 BER 变化关系曲线如图 8 所示。图 8(a) 和 8(b) 分别是 OSNR 为 15 dB, 5 Gbaud 和 10 Gbaud 4A4P-16QAM 信号经 10 km SMF 传输后, 在接收端恢复出的星座图。根据 BER 曲线显示, OSNR 为 15 dB 且经 10 km 光纤传输后, 5 Gbaud 信号的 BER 小于硬判决前向纠错 (HD-FEC) 阈值, 恢复星座图如图 8(a) 所示; 10 Gbaud 信号的 BER 大于 HD-FEC 阈值, 恢复星座图如图 8(b) 所示。从图 8 的星座图中可以看出, 信号在 5 Gbaud 调制速率下的恢复效果比在 10 Gbaud 下的好, 这是因为调制速率提高, 信号受到噪声、色散等影响变大, 传输性能会变差。此外, 从图 8 的 BER 曲线中还可以发现, 当 OSNR 相同时, 同一调制速率的信号经 BTB 传输相比于经 SMF 传输, BER 平缓减少且与 OSNR 存在相对稳定的关系, 即 OSNR 约增加 1 dB, BER 约有 0.3 的改善。

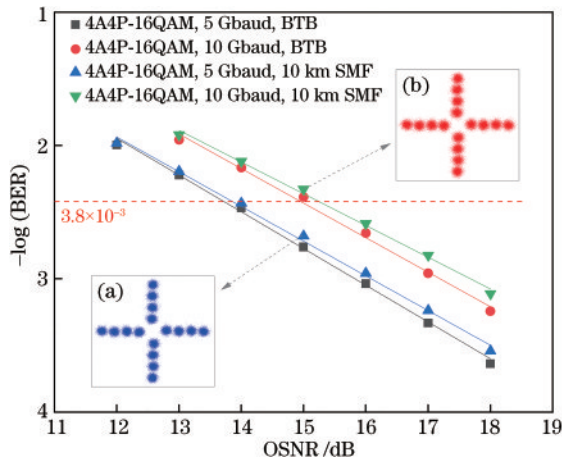


图 8 4A4P-16QAM 信号在不同传输条件下的 BER 曲线及其星座图 (OSNR 为 15 dB)。(a) 5 Gbaud 4A4P-16QAM, 经 10 km SMF; (b) 10 Gbaud 4A4P-16QAM, 经 10 km SMF

Fig. 8 BER curves and constellation diagram of 4A4P-16QAM signal under different transmission conditions (OSNR is 15 dB). (a) 5 Gbaud 4A4P-16QAM, after 10 km SMF; (b) 10 Gbaud 4A4P-16QAM, after 10 km SMF

图 9 为在 BTB 和 25 km SMF 传输条件下, 5 Gbaud 和 10 Gbaud 圆形 32QAM 信号的 OSNR 与

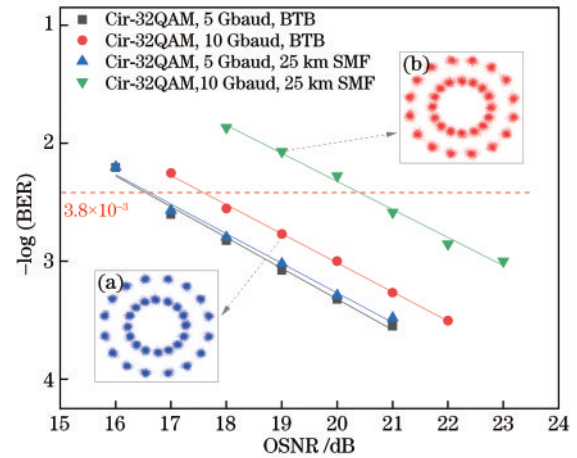


图 9 Cir-32QAM 信号在不同传输条件下的 BER 曲线及其星座图 (OSNR 为 19 dB)。(a) 10 Gbaud Cir-32QAM, 经 BTB; (b) 10 Gbaud Cir-32QAM, 经 25 km SMF

Fig. 9 BER curves and constellation diagram of Cir-32QAM signal under different transmission conditions (OSNR is 19 dB). (a) 10 Gbaud Cir-32QAM, after BTB; (b) 10 Gbaud Cir-32QAM, after 25 km SMF

BER 变化关系曲线。图 9(a) 和 9(b) 分别为在 BTB 和 25 km SMF 传输条件下, OSNR 为 19 dB 时, 10 Gbaud 圆形 32QAM 信号在接收端恢复出的星座图。如图 9 的 BER 曲线所示, 信号在不同传输系统中的 BER 随 OSNR 的增加而逐渐减小, 这与理论分析结果相同。在 BTB 系统中, 5 Gbaud 信号在 OSNR 为 16.5 dB 时达到 HD-FEC 阈值, 相比 10 Gbaud 约有 1.1 dB 的增益。在 SMF 系统中, 5 Gbaud 信号在 16.6 dB 达到 HD-FEC 阈值, 相比 10 Gbaud 约有 3.8 dB 的增益。同理, 当 BER 达到 HD-FEC 阈值时, 相比于 BTB 传输, 5 Gbaud 和 10 Gbaud 信号经 25 km SMF 传输后约有 0.1 dB 和 2.8 dB 的代价。

图 10 为 5 Gbaud 和 10 Gbaud 4A8P-32QAM 信号经 BTB 和 40 km SMF 传输后, OSNR 与 BER 的变化关系曲线图。图 10(a) 和 10(b) 分别为在 40 km SMF 传输条件下, OSNR 为 17 dB 时, 5 Gbaud 和 10 Gbaud 4A8P-32QAM 信号在接收端恢复出的星座图。如图 10 的 BER 曲线所示, 在同一传输系统中, 5 Gbaud 信号的传输性能相比于 10 Gbaud 信号有不同程度的提升, 这与理论分析结果一致。在 BTB 系统中, 5 Gbaud 信号的 OSNR 大于 14.5 dB 时, BER 小于 HD-FEC 阈值, 而 10 Gbaud 信号则需要 OSNR 大于 15.6 dB, 因此, 5 Gbaud 信号相比 10 Gbaud 信号约有 1.1 dB 的增益。同理, 在 SMF 系统中, 5 Gbaud 信号相比 10 Gbaud 约有 4.8 dB 的增益。此外, 当 BER 达到 HD-FEC 阈值时, 相比 BTB 传输, 5 Gbaud 和 10 Gbaud 信号经 SMF 传输后约有 0.1 dB 和 3.8 dB 的代价。

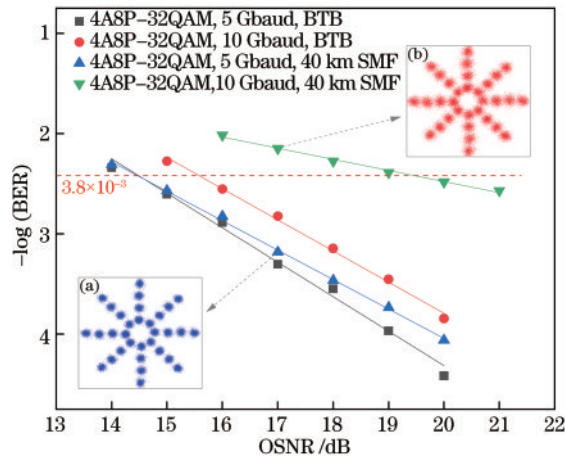


图 10 4A8P-32QAM 信号在不同传输条件下的 BER 曲线及其星座图 (OSNR 为 17 dB)。(a) 5 Gbaud 4A8P-32QAM, 经 40 km SMF; (b) 10 Gbaud 4A8P-32QAM, 经 40 km SMF

Fig. 10 BER curves and constellation diagram of 4A8P-32QAM signal under different transmission conditions (OSNR is 17 dB). (a) 5 Gbaud 4A8P-32QAM, after 40 km SMF; (b) 10 Gbaud 4A8P-32QAM, after 40 km SMF

4 结 论

提出了一种基于 DP-MZM 与 MZM 级联的灵活高阶 QAM 光发射机方案,并结合理论分别分析了圆形 16QAM、4A4P-16QAM、圆形 32QAM 和 4A8P-32QAM 4 种光信号的生成原理和方法,通过在 VPI 环境下搭建仿真系统,验证了 5/10 Gbaud 的上述 4 种信号在 BTB 和 SMF 中的产生和传输性能,证明了此方案的可行性和可用性。由于所提方案只需调整调制器的驱动信号和直流偏置电压而不改变自身结构,就可实现不同高阶 QAM 光信号间的自由切换,因此可以作为一个灵活光发射机部署,提高了系统的灵活性。此外,所提方案利用二进制、四进制电平信号驱动,与先前使用多进制电平信号调制的方法相比,该方案无需使用 DAC,在一定程度上降低了系统成本,同时解决了 DAC 难量化圆形调制格式的问题。利用提出的发射机方案搭建光路系统并分析其误码性能,结果表明,5 Gbaud 和 10 Gbaud 的上述 4 种信号经 BTB 和 SMF 传输后可在不同 OSNR 处达到 HD-FEC 阈值,故认为它们均具有良好的传输性能。综上,提出的发射机通用、灵活且具有良好的经济实用性,发射机生成的高阶 QAM 信号能在不同传输条件下有效传输,因此该方案可以作为卫星通信系统中一个有价值的候选方案。

参 考 文 献

[1] 余建军. 数据中心高速光互连技术[J]. 中兴通讯技术, 2019, 25(5): 2-8.
Yu J J. Technologies for high-speed data center interconnection[J]. ZTE Technology Journal, 2019, 25

(5): 2-8.

- [2] CISCO. Cisco visual networking index: Forecast and trends Update 2017–2022[R]. San Jose: Cisco public, 2019.
- [3] 刘君, 赵峰, 孟佳欣, 等. 一种矢量毫米波信号的几何成形性能分析[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(23): 2306004.
Liu J, Zhao F, Meng J X, et al. Analysis of geometric shaping performance of a vector millimeter wave signal [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(23): 2306004.
- [4] Shi J Y, Zhang J W, Li X Y, et al. Improved performance of high-order QAM OFDM based on probabilistically shaping in the datacom[C]//2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), March 11-15, 2018, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018.
- [5] Nölle M, Frey F, Elschner R, et al. Performance comparison of different 8QAM constellations for the use in flexible optical networks[C]//2014 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 9-13, 2014, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2014.
- [6] Choi H Y, Tsuritani T, Morita I. BER-adaptive flexible-format transmitter for elastic optical networks[J]. Optics Express, 2012, 20(17): 18652-18658.
- [7] Lu G W, Sakamoto T, Kawanishi T. Flexible high-order QAM transmitter using tandem IQ modulators for generating 16/32/36/64-QAM with balanced complexity in electronics and optics[J]. Optics Express, 2013, 21(5): 6213-6223.
- [8] 段净化, 胡贵军. 基于八维调制格式的变速率方法[J]. 激光与光电子学进展, 2018, 55(3): 030601.
Duan J H, Hu G J. Rate-adaptive scheme based on eight-dimensional modulation formats[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2018, 55(3): 030601.
- [9] Navarro J R, Olmedo M I, Kakkar A, et al. Phase noise tolerant carrier recovery scheme for 28 Gbaud circular 16QAM[C]//2015 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 27-October 1, 2015, Valencia, Spain. New York: IEEE Press, 2015.
- [10] Ghulam M. 基于高阶 QAM 的高光谱高效光通信系统[D]. 北京: 北京邮电大学, 2019: 20-40.
Ghulam M. High spectral efficient optical communication system using higher-order QAM[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2019: 20-40.
- [11] Schuh K, Buchali F, Idler W, et al. Single carrier 1.2 Tbit/s transmission over 300 km with PM-64 QAM at 100 GBaud[C]//2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 19-23, 2017, Los Angeles, CA, USA. New York: IEEE Press, 2017.
- [12] Füllner C, Wolf S, Kemal J N, et al. Transmission of 80-GBd 16-QAM over 300 km and Kramers-Kronig reception using a low-complexity FIR Hilbert filter approximation[C]//2018 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 11-15, 2018,

- San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018.
- [13] Schuh K, Le S T, Dischler R, et al. Transmission of 90 Gbd 32 QAM over 480 km of SSMF with Kramers-Kronig detection[C]//2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 3-7, 2019, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2019.
- [14] Wang Y Y, Wang K H, Zhou W, et al. Photonic aided vector millimeter-wave signal generation without digital-to-analog converter[J]. Chinese Optics Letters, 2021, 19(1): 011101.
- [15] 杨雄伟, 赵峰. 基于开关键控调制的光载太赫兹正交相移键控信号产生[J]. 光学学报, 2022, 42(8): 0806002.
Yang X W, Zhao F. Generation of terahertz quadrature phase shift keying signals over fiber with on-off-keying modulation[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(8): 0806002.
- [16] Geyer J C, Doerr C R, Aydinlik M, et al. Practical implementation of higher order modulation beyond 16-QAM[C]//2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 22-26, 2015, Los Angeles, CA, USA. New York: IEEE Press, 2015.
- [17] Li Y P, Zhang Y G, Huang Y Q, et al. A novel 64-QAM optical transmitter driven by binary signals[J]. Optik, 2015, 126(23): 4401-4404.
- [18] Lu G W, Mendinueta J M D, Sakamoto T, et al. Optical 8QAM and 8PSK synthesis by cascading arbitrary 2QAM with squared QPSK[J]. Optics Express, 2015, 23(16): 21366-21374.
- [19] Zhang L, Hu X F, Cao P, et al. A flexible multi-16QAM transmitter based on cascaded dual-parallel Mach-Zehnder modulator and phase modulator[J]. Science China Technological Sciences, 2013, 56(3): 598-602.
- [20] 余代中. APSK 调制解调方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2019: 10-20.
Yu D Z. Research on the APSK modulation and demodulation methods[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2019: 10-20.
- [21] Kayhan F. On low complexity detection for QAM isomorphic constellations[C]//GLOBECOM 2017-2017 IEEE Global Communications Conference, December 4-8, 2017, Singapore. New York: IEEE Press, 2017.
- [22] Kawanishi T. Parallel Mach-Zehnder modulators for quadrature amplitude modulation[J]. IEICE Electronics Express, 2011, 8(20): 1678-1688.