

# 基于单PD直接检测Twin-SSB-QPSK信号的光纤通信系统

张洪波<sup>1</sup>, 刘娇<sup>2</sup>, 凌味未<sup>1</sup>, 张敏<sup>1</sup>, 万峰<sup>1</sup>, 蔡炬<sup>1</sup>

(1. 成都信息工程大学通信工程学院, 四川 成都 610225; 2. 成都东软学院计算机与软件学院, 四川 成都 611844)

**摘要:** 针对孪生单边带正交相移键控 (Twin-SSB-QPSK) 信号在光传输过程中的高成本问题, 提出了一种在接收端采用单光电探测器 (PD) 直接检测 Twin-SSB-QPSK 信号的光纤通信系统。在接收端不需要采用光带通滤波器 (OBPF) 对 Twin-SSB-QPSK 信号的两路光单边带信号进行分离, 而是利用直接检测的拍频效应, 通过单 PD 直接检测孪生的两路光单边带 QPSK 信号产生相干叠加的单路 16 阶正交幅度调制 (16QAM) 信号。仿真演示了两路 56 Gbit/s 的 QPSK 信号叠加为一路 112 Gbit/s 的 16QAM 信号, 并与传统的单路 16QAM 信号传输方案进行了仿真对比。仿真结果表明, 该方案在降低系统器件要求和部署成本的同时并没有带来额外的功率代价。

**关键词:** 光纤通信; 正交相移键控; 正交幅度调制; 信号合成; 直接检测

**中图分类号:** TN913.7

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2024108

## Single photodiode-based direct detection for Twin-SSB-QPSK signal in optical fiber communication systems

ZHANG Hongbo<sup>1</sup>, LIU Jiao<sup>2</sup>, LING Weiwei<sup>1</sup>, ZHANG Min<sup>1</sup>, WAN Feng<sup>1</sup>, CAI Ju<sup>1</sup>

1. College of Communication Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China

2. School of Computer and Software, Chengdu Neusoft University, Chengdu 611844, China

**Abstract:** To address the high-cost issue of twin single sideband quadrature phase shift keying (Twin-SSB-QPSK) signals in optical transmission, a optical fiber communication system was proposed, in which a single photodetector (PD) was employed at the receiver to directly detect the Twin-SSB-QPSK signals. At the receiver end, optical bandpass filter (OBPF) was not required to separate the two optical single sideband signals of the Twin-SSB-QPSK signal. Instead, the heterodyne effect of direct detection was utilized, allowing a single PD to directly detect the coherent superposition of the twin two optical single sideband QPSK signals, resulting in a single 16-ary quadrature amplitude modulation (16QAM) signal. Simulations demonstrated that two 56 Gbit/s QPSK signals were combined into a single 112 Gbit/s 16QAM signal and then compared with the traditional single 16QAM signal transmission scheme. The simulation results indicate that the proposed scheme does not introduce additional power penalties while reducing the system device requirements and deployment costs.

**Keywords:** optical fiber communication, quadrature phase shift keying, quadrature amplitude modulation, signal synthesis, direct detection

### 0 引言

随着通信技术的不断发展, 短距离高速光纤通

信系统的应用场景越来越广泛, 尤其是在超宽带通信方面<sup>[1-2]</sup>。云计算、视频流等新兴业务也对光纤

收稿日期: 2024-01-23; 修回日期: 2024-05-28

通信作者: 蔡炬, caiju@cuit.edu.cn

基金项目: 四川省科技计划基金资助项目 (No.2021YFG0149)

**Foundation Item:** The Science and Technology Plan Project of Sichuan Province (No.2021YFG0149)

传输系统提出了更高的要求<sup>[3-6]</sup>。为了在不增加器件成本的基础上提升系统传输容量，孪生单边带 (Twin-SSB, twin single sideband) 方案被提出<sup>[7-10]</sup>。文献[11-12]提出了基于光子载波处理的数据聚合方法，将左右边带均为孪生单边带正交相移键控 (Twin-SSB-QPSK, twin-single-sideband quadrature phase shift keying) 信号中的左右 2 个边带通过相干叠加得到奈奎斯特 16 阶正交幅度调制 (16QAM, 16-ary quadrature amplitude modulation) 信号。与直接传输 16QAM 信号相比，该方法降低了发射端对数模转换器 (DAC, digital to analog converter) 的要求。但发射端光信号处理单元包括高非线性光纤、光频梳发生器、高功率泵浦激光器等，导致光信号处理单元结构复杂，系统实现成本较高，不满足如今高速低成本的传输需求。为了进一步降低对发射装置的要求，在发射端将比特数据流直接调制为 Twin-SSB 信号，在接收端通过 2 个光带通滤波器分别滤出 2 个边带进行接收解调的方案被提出<sup>[8,13-14]</sup>。但该方案的接收机需要使用 2 个光电探测器 (PD, photodiode)、2 个光带通滤波器、2 个数模转换器和 2 个信号处理单元，导致接收机体积较大，接收端占用资源过多、成本较高。文献[15]设计了一种在 2 个边带采用不同调制格式的 Twin-SSB 系统，左边带信号采用几何成形 3PSK (GS-3PSK, geometric shaping 3PSK) 调制，右边带信号采用 QPSK 调制，在接收端利用单 PD 合成 12QAM 信号。由于与传统调制信号的阶数不同，接收端需要

用特定的数字信号处理 (DSP, digital signal processing) 算法来进行信息处理。文献[16]在此基础上进行了改进，用 QPSK 信号代替 GS-3PSK 合成 16QAM 信号，但合成信号的星座图依然不是标准的星座图，与常规基带信号处理模块不兼容，增加了接收端 DSP 的复杂性。文献[17]在上述研究的基础上再次进行改进，描述了文献[15]在仿真中的不确定性，但依然没有详细阐述具体的信号合成与分离的方法。

本文提出了一种基于单 PD 直接检测 Twin-SSB-QPSK 信号的光纤通信系统，接收端的信号处理与传统单载波传输的 DSP 兼容，解决了现有技术无法兼顾功耗、成本、兼容性和结构复杂度的问题。本文研究了传输速率分别为 52 Gbit/s、72 Gbit/s、92 Gbit/s、112 Gbit/s、132 Gbit/s、152 Gbit/s、172 Gbit/s、192 Gbit/s 和 212 Gbit/s 的 Twin-SSB-QPSK 信号在 10 km 标准单模光纤上的传输性能。仿真结果表明，本文系统误码率性能低于硬判决前向纠错 (HD-FEC, hard decision forward error correction) 阈值  $3.8 \times 10^{-3}$ 。

## 1 基本原理

### 1.1 Twin-SSB-QPSK 信号的产生原理

图 1 展示了采用希尔伯特滤波器和同相正交相位马赫-曾德尔调制器 (IQMZM, in-phase quadrature-phase Mach-Zehnder modulator) 产生 Twin-SSB-QPSK 信号的原理。如图 1(a) 所示，在发射端，两组伪随机比特序列数据分别进行 QPSK 映射。然后

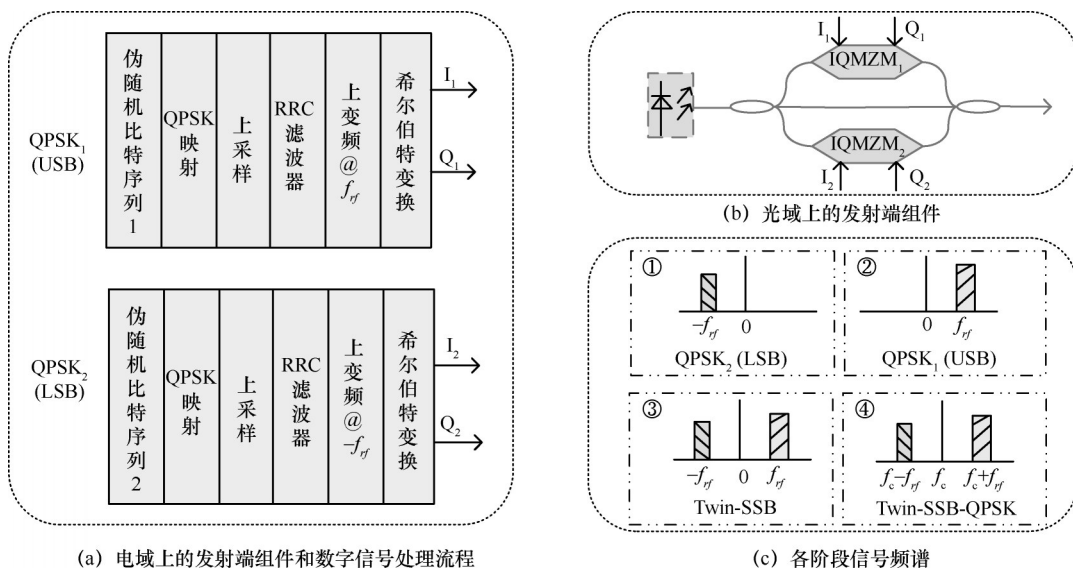


图 1 Twin-SSB-QPSK 信号产生的原理

将得到的两路 QPSK 信号进行上采样并通过根升余弦 (RRC, root raised cosine) 滤波器实现脉冲成形。随后, 将调制信号进行上变频和希尔伯特变换, 保证能完全产生 2 个独立的 SSB 信号, 即第一路 QPSK (QPSK<sub>1</sub>) 信号和第二路 QPSK (QPSK<sub>2</sub>) 信号。其频谱示意图如图 1(c) 中的 ① 和 ② 所示, 其中  $-f_{rf}$  和  $f_{rf}$  分别表示 QPSK<sub>2</sub> 和 QPSK<sub>1</sub> 信号的中心频率。2 个 QPSK 信号分别表示为

$$S_1 = a_1 + jb_1 \quad (1)$$

$$S_2 = a_2 + jb_2 \quad (2)$$

其中,  $S_1$  和  $S_2$  分别表示 QPSK<sub>1</sub> 和 QPSK<sub>2</sub> 信号,  $a_1$  和  $a_2$  分别表示 QPSK<sub>1</sub> 和 QPSK<sub>2</sub> 信号的实部,  $b_1$  和  $b_2$  分别表示 QPSK<sub>1</sub> 和 QPSK<sub>2</sub> 信号的虚部。

图 1(b) 为光域上的发射端组件, 激光器发出的光载波信号为

$$S_{\text{laser}}(t) = Ae^{j2\pi f_c t + \varphi_0} \quad (3)$$

其中,  $A$  表示激光载波的振幅,  $f_c$  表示频率,  $\varphi_0$  表示初始随机相位噪声。将激光器发出的光载波信号分成三路, 两路经希尔伯特变换后的 QPSK 电信号通过 IQMZM 调制连续光信号, 得到两路光 SSB 信号, 接着采用光耦合器合并两路光 SSB 信号, 得到 Twin-SSB 信号。Twin-SSB 信号的频谱示意图如图 1(c) 中的 ③ 所示, 此时信号的中心频率被 IQMZM 抑制, 只包含左右 2 个边带信号, 其表达式为

$$S_{\text{tx,signal}} = S_1 \cos [2\pi(f_c + f_{rf})t] + jS_2 \sin [2\pi(f_c - f_{rf})t] \quad (4)$$

由于 Twin-SSB 信号不含中心光载波, 信号无法被 PD 直接检测。因此需要将激光器发出的光载波信号利用光耦合器与调制好的 Twin-SSB 信号进行合并, 得到带有中心光载波的 Twin-SSB-QPSK 信号。Twin-SSB-QPSK 信号的频谱示意图如图 1(c) 中的 ④ 所示, 这样处理后, 信号中不仅包含左右 2 个边带信号, 还包含中心光载波, 因此能被 PD 直接检测接收。Twin-SSB-QPSK 信号即发射端最终输出的光信号, 可以表示为

$$S_{\text{tx}}(t) = S_{\text{laser}} + S_{\text{tx,signal}} = Ae^{j2\pi f_c t} + S_1 \cos [2\pi(f_c + f_{rf})t] + jS_2 \sin [2\pi(f_c - f_{rf})t] \quad (5)$$

### 1.2 接收端单 PD 合成 16QAM 的原理

PD 可以通过拍频效应实现 Twin-SSB-QPSK 信号的左右边带相干叠加, 因此将系统设计为在信号经过光纤链路传输到达接收端后, 由单 PD 直接检测接收。通过控制左右边带之间的相对功率比和相

位关系, 将 Twin-SSB-QPSK 信号左边带和右边带中携带的两路独立的 QPSK 信号通过矢量相加的方式进行相干叠加, 实现 QPSK<sub>1</sub> 信号与 QPSK<sub>2</sub> 信号的 4 个星座点合并, 从而得到 16QAM 信号的标准矩形星座图。由于 16QAM 信号的标准性, 接收机能与传统单载波单路传输的基带信号处理模块兼容, 从而使本文所提系统可以采用现有通信系统接收机中的 DSP 模块, 而不需要专门设计接收端 DSP 算法。

将 QPSK<sub>2</sub> 信号的 4 个星座点整体平移到以 QPSK<sub>1</sub> 信号的 4 个星座点为中心的位置, 即可实现星座图的叠加, 如图 2 中 4 个灰色虚线圆圈所示。图 2 中 QPSK<sub>1</sub> 信号和 QPSK<sub>2</sub> 信号的功率比为 1:2, 即  $E_{\text{QPSK}_1}:E_{\text{QPSK}_2} = 1:2$ 。将 QPSK<sub>2</sub> 信号的星座点 (坐标点为  $1+i$ 、 $1-i$ 、 $-1-i$ 、 $-1+i$ ) 整体平移到以 QPSK<sub>1</sub> 信号右下角的星座点 (坐标点为  $2+2i$ 、 $2-2i$ 、 $-2-2i$ 、 $-2+2i$ ) 为中心的位置, 即形成在 16QAM 星座图中第四象限的 4 个点 (坐标点为  $1-i$ 、 $3-i$ 、 $3-3i$ 、 $1-3i$ )。QPSK<sub>1</sub> 信号右下角的星座点与 QPSK<sub>2</sub> 信号右上角的星座点合成 16QAM 信号中第四象限右上角的位置。以此类推, 即可实现两路 QPSK 信号合成一路 16QAM 信号。

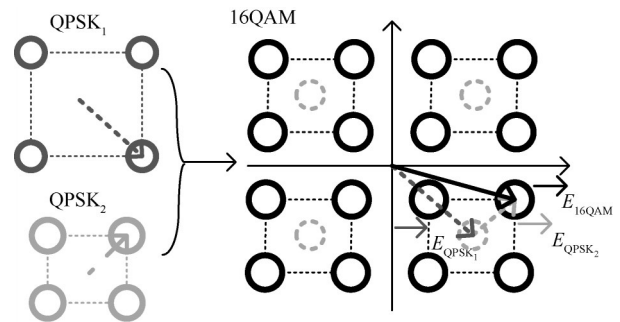


图 2 16QAM 信号的合成

PD 利用拍频效应将 Twin-SSB-QPSK 信号的左右边带叠加后, 产生多个 16QAM 通带信号。PD 接收到的电信号可以表示为

$$r_{\text{pd}}(t) = S_{\text{tx}} S_{\text{tx}}^* = (S_{\text{laser}} + S_{\text{tx,signal}})(S_{\text{laser}} + S_{\text{tx,signal}})^* = \{ Ae^{j2\pi f_c t} + S_1 \cos [2\pi(f_c + f_{rf})t] + jS_2 \sin [2\pi(f_c - f_{rf})t] \} \cdot \{ Ae^{j2\pi f_c t} + S_1 \cos [2\pi(f_c + f_{rf})t] + jS_2 \sin [2\pi(f_c - f_{rf})t] \}^* \quad (6)$$

其中,  $S_{\text{tx}}^*$  表示  $S_{\text{tx}}$  的共轭。

在实际信号接收过程中, 器件带宽远小于光载

波频率，因此式(6)中的高频项受到器件带宽限制而被滤除，此时信号频谱示意如图3(b)所示。将基带信号表达式代入式(6)，可以得到PD实际输出的信号为

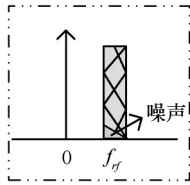
$$r_{pd.elec} = A^2 + Aa_1 \cos(2\pi f_{rf}t) + \frac{a_1^2}{2} + Aa_2 \cos(2\pi f_{rf}t) + \frac{a_2^2}{2} + Ab_1 \sin(-2\pi f_{rf}t) + a_2b_1 \sin(-4\pi f_{rf}t) + \frac{b_1^2}{2} + Ab_2 \sin(2\pi f_{rf}t) - a_1b_2 \sin(-4\pi f_{rf}t) + \frac{b_2^2}{2} \quad (7)$$

接收端数字信号处理原理如图3所示。当跨阻放大器对PD输出信号进行放大后，在不考虑跨阻放大器引入的幅度放大系数的情况下，通过下变频得到基带信号。随后对下变频后的信号进行匹配滤波，滤除直流分量和信号在2倍频和4倍频处的干扰噪声信号，可得基带电信号为

$$r_{bb}(t) = \frac{1}{2} e^{j2\pi f_{rf}t} [2A(a_1 + a_2) \cos(2\pi f_{rf}t) + 2A(-b_1 + b_2) \sin(2\pi f_{rf}t)] + \frac{1}{2} e^{j2\pi f_{rf}t} (2A^2 + a_1^2 + a_2^2 + b_1^2 + b_2^2) + \frac{1}{2} e^{j2\pi f_{rf}t} \cdot 2(-a_2b_1 + a_1b_2) \sin(4\pi f_{rf}t) \quad (8)$$



(a) 接收端数字信号处理流程



(b) PD接收到的信号频谱示意

图3 接收端数字信号处理原理

进一步地，将式(8)中的最后一项包含的3倍频项（带外噪声）也滤除，1倍频项为带内噪声，记为 $n_{f_{rf}}$ 。因此式(8)可表示为

$$r_{bb}(t) = Ae^{j2\pi f_{rf}t} [(a_1 + a_2) \cos(2\pi f_{rf}t) + (-b_1 + b_2) \sin(2\pi f_{rf}t)] + n_{f_{rf}} \quad (9)$$

将式(9)中的幂指数展开后进一步合并式中的频率项，并滤除2倍频项的带外噪声，电信号进一

步可表示为

$$r_{filtered}(t) = \frac{1}{2} A(a_1 + a_2 - jb_1 + jb_2) + n_{f_{rf}} = \frac{1}{2} A(S_1^* + S_2) + n_{f_{rf}} \quad (10)$$

在接收端将16QAM信号转换为基带信号之后，进行离线数字信号处理，先后进行重采样、下变频、匹配滤波、频偏补偿、线性均衡、载波恢复等处理。在载波恢复之后，采用文献[18]中提出的分层盲相位搜索（HBPS, hierarchical blind phase search）算法来缓解相干叠加合成信号时引入的不完美相位旋转问题。该算法旨在修正数据聚合过程中由于相位控制不完善而可能出现的不完美相位旋转问题，有助于提高接收星座图的准确性和可靠性。经过接收端DSP后，可以恢复出标准的16QAM信号，表示为

$$r_{equalized} = S_1^* + S_2 \quad (11)$$

其中， $r_{equalized}$ 为接收端DSP后的标准16QAM信号。

根据直接检测相干叠加合成16QAM信号的过程可以看出，16QAM星座图每个象限内的4个点到各自象限中心的径向距离与QPSK<sub>2</sub>星座点到自身坐标原点的径向距离相同。因此，可以通过计算16QAM星座图象限内各点与其对应质心的偏离程度来实现信号和 $S_2$ 的分离。随后，信号 $S_1$ 可以通过式(12)得到。

$$S_1 = (r_{equalized} - S_2)^* \quad (12)$$

至此，两路QPSK信号已经由16QAM信号完全分离出来，实现了单PD对Twin-SSB-QPSK信号的直接检测。

## 2 系统实验配置及仿真结果

图4展示了使用单PD直接检测Twin-SSB-QPSK信号的实验装置。发射端和接收端的详细过程在第1节中已经给出。在发射端，两组长度均为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列数据首先进行QPSK映射，然后进行上采样和通过滚降系数为0.1 dB的RRC滤波器滤波，接着频移到上边带（USB, upper sideband）（中心频率为30.8 GHz）和下边带（LSB, lower sideband）（中心频率为-30.8 GHz）。将希尔伯特变换后的两路QPSK信号分别进行数模转换，随后通过IQMZM上变频到光域。激光器产生波长为1 552.52 nm的连续光载波，并在IQMZM上施加2.5 V的半波电压使其偏置在零点。光载波经过IQMZM调制后被抑制，导致合成的Twin-SSB信号

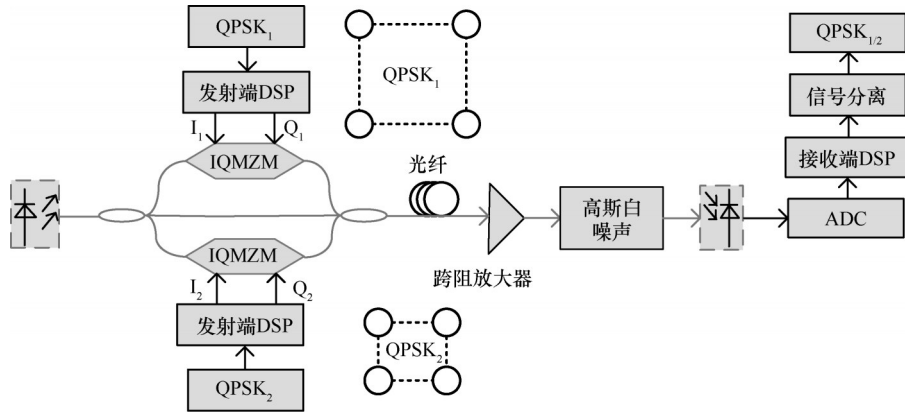


图4 实验装置

仅由左边带和右边带组成，没有中心载波信号，不利于信号的直接检测接收。因此采用光功分器将光载波分成三路，其中一路只包含光载波，并与另两路经过IQ调制后的Twin-SSB信号相耦合，以保证发射端发出的信号携带光载波，即Twin-SSB-QPSK信号，使接收端可以通过单PD直接检测接收。

为更好地模拟信道和器件带来的干扰，在传输链路中加入高斯白噪声，并设置噪声带内的谱密度为 $8 \times 10^{-19}$  W/Hz，噪声频带的中心频率与光载波相同，均为193.1 THz。其他参数设置为：2个QPSK信号的传输速率均为56 Gbit/s，16QAM信号的传输速率为112 Gbit/s，接收光功率为-13 dBm，光纤长度为10 km。仿真过程中的系统参数配置如表1所示。

表1 系统参数设置	
参数	数值
RRC滤波器滚降系数/dB	0.1
QPSK信号上变频后的中心频率/GHz	LSB: -30.8; USB: 30.8
IQMZM偏置在零点的电压/V	2.5
16QAM信号传输速率/(Gbits <sup>-1</sup> )	112
激光器发出光载波的波长/nm	1 552.52
光纤长度/km	10
光纤入射光功率/mW	1
高斯白噪声带内谱密度/(W·Hz <sup>-1</sup> )	$8 \times 10^{-19}$
噪声频带的中心频率/THz	193.1
QPSK信号传输速率/(Gbits <sup>-1</sup> )	56
16QAM信号传输速率/(Gbits <sup>-1</sup> )	112
接收光功率/dBm	-13

在接收端，PD接收后的信号经跨阻放大器放大后，通过实时采样示波器捕获并数字化，进行下变频得到基带电信号，以便离线数字信号处理。由第1节可知，传输过程中的噪声干扰及相干叠加合

成16QAM信号的过程中会引入不完美相位旋转的问题，文献[18]提出的HBPS算法是在盲相位搜索(BPS, blind phase search)算法的基础上进行的改进，能更精确地恢复出16QAM信号的相位。针对发射端LSB信号与USB信号相位均旋转 $10^\circ$ 和无相位旋转时的情况，图5展示了BPS与HBPS算法对相干叠加合成的16QAM信号进行相位补偿前后的星座图情况。

图5结果表明，当两路QPSK信号相位均旋转 $10^\circ$ 时，HBPS算法补偿相对BPS算法补偿有明显优势：品质因子（又称Q值）提高了2.75 dB，误比特率（BER, bit error rate）从 $1.92 \times 10^{-2}$ 下降到了 $2.8 \times 10^{-3}$ ，如图5(a)所示。在两路QPSK信号均无相位旋转的情况下，相位补偿前后的星座图如图5(b)所示。此时HBPS算法相对于BPS算法来说，Q值提高了0.33 dB，BER从 $1.92 \times 10^{-3}$ 下降到了 $1.66 \times 10^{-3}$ 。虽然在理想状态下，2种算法的性能相差较小，但依然可以得出HBPS算法的优越性。因此，本文采用HBPS算法以更好地恢复16QAM信号相位旋转。

图6给出了当传输速率为112 Gbit/s时，16QAM信号在分别经过5 km、8 km、10 km、12 km、15 km和20 km标准单模光纤传输后，误码率随接收光功率变化的曲线。本文系统接收端DSP中没有使用色散补偿算法，系统性能随着光纤长度的增加而降低，这主要是由光纤的损耗特性导致的。当信号在5 km、8 km、10 km、12 km、15 km和20 km的光纤传输距离时，满足HD-FEC阈值 $3.8 \times 10^{-3}$ 所需要的最小接收光功率分别为-14.64 dBm、-14 dBm、-13.6 dBm、-13.14 dBm、-12.59 dBm和-11.59 dBm，相比于5 km的光纤传输距离，20 km具有3.05 dBm的功率代价。

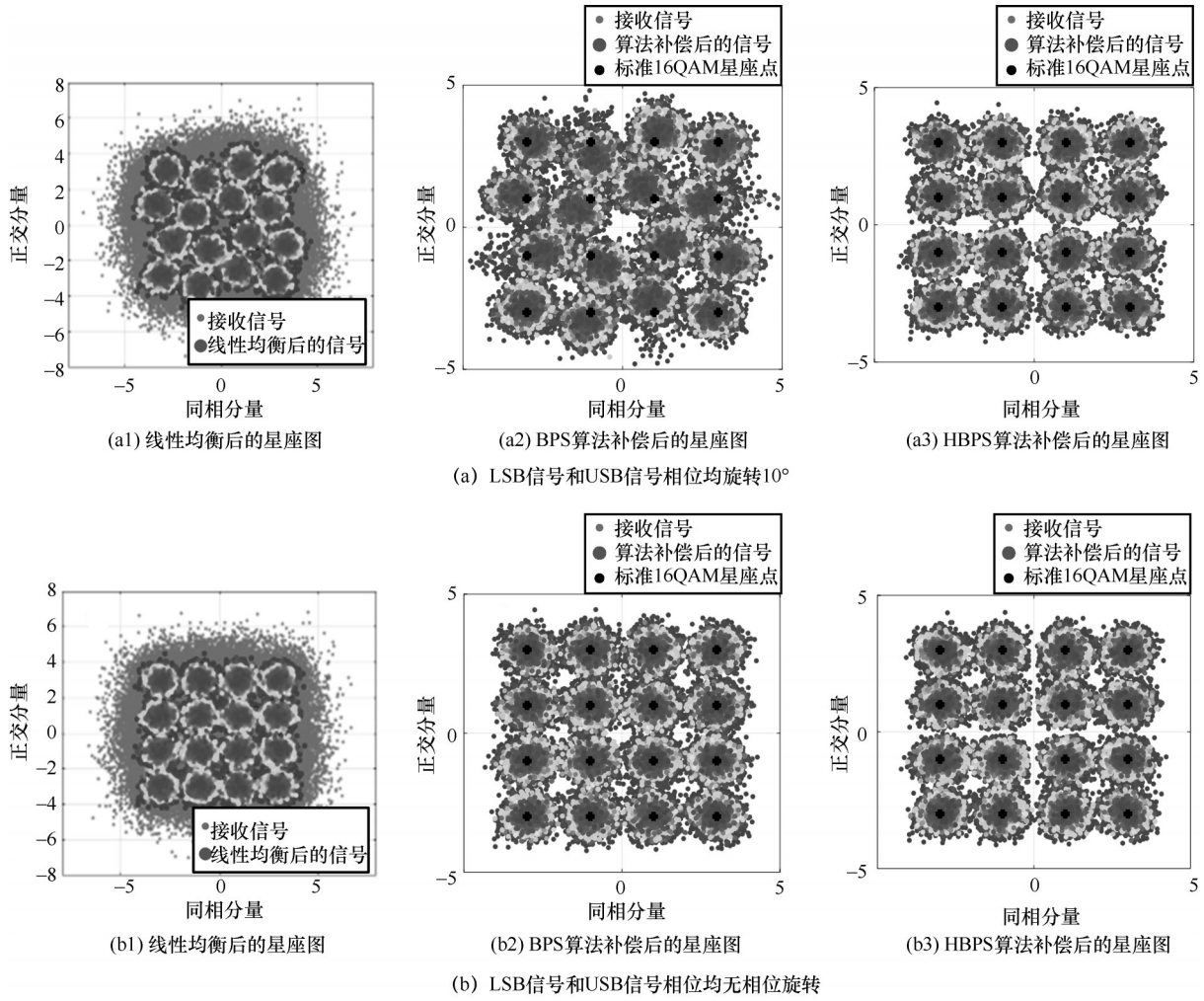


图5 相位补偿算法补偿前后的星座图

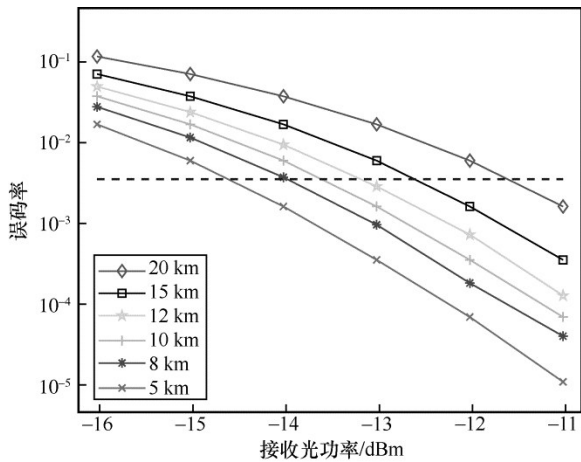


图6 当传输速率为112 Gbit/s时,误码率随接收光功率变化的曲线

由图6可知,当接收光功率为-13 dBm时,16QAM信号在12 km标准单模光纤上传输后的误码率低于HD-FEC阈值 $3.8 \times 10^{-3}$ ,因此,设定接收光功率为-13 dBm。当标准单模光纤传输距离为

5 km、8 km、10 km、12 km、15 km和20 km时,误码率随传输速率变化的曲线如图7所示。当信号在5 km、8 km、10 km、12 km、15 km和20 km的光纤传输距离时,满足HD-FEC阈值 $3.8 \times 10^{-3}$ 所需要的最小传输速率分别为70 Gbit/s、96 Gbit/s、118 Gbit/s、137 Gbit/s、157 Gbit/s和194 Gbit/s。通过调节系统的接收光功率、传输距离以及选择适当的传输速率,可以实现单PD直接检测Twin-SSB-QPSK信号在标准单模光纤后的无误码传输。

为了验证信号合成和分离算法的有效性,设定系统传输速率为112 Gbit/s,光纤传输距离为10 km。仿真了16QAM、 $QPSK_1$ 和 $QPSK_2$ 信号的 $Q$ 值,如图8所示。如第2节分离原理所述,模拟信道中光纤等器件引入的噪声无法完全补偿或抵消。因此,将两路QPSK信号和合成的16QAM信号引入噪声后的星座点与标准星座点进行比较时仍存在微小

误差。这是因为合成的16QAM信号各象限的中心点不是标准星座点幅度的2倍,即(2+2i、2-2i、-2-2i、-2+2i),而是受噪声影响的QPSK<sub>1</sub>信号的4个星座点。需要注意的是,两路QPSK信号直接相干叠加获得的矩形16QAM信号并不是标准格雷编码的16QAM信号,必须在发射端对两路QPSK信号进行预编码处理。由于相干叠加合成的16QAM信号在合成过程中的级联特性,信号在分离过程中存在一定的误码传播,分离后的QPSK<sub>2</sub>信号的星座点中仍含有QPSK<sub>1</sub>信号的部分相位差,导致分离后的QPSK<sub>2</sub>信号的误码率略高于合成前。由于得到的QPSK<sub>2</sub>信号本身带有误差,16QAM信号减去QPSK<sub>2</sub>信号后得到的QPSK<sub>1</sub>信号的误码率在三者中最大。当Q值本身较大时,Q值的微小变化对误码率的影响较小。因此,在接收端采用DSP算法对16QAM信号进行线性均衡和相位恢复后,分离后的信号仍然可以视作无误码传输。

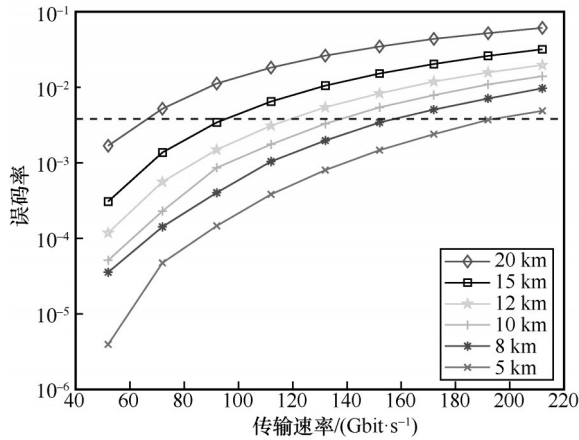


图7 当接收光功率为-13 dBm时,误码率随传输速率变化的曲线

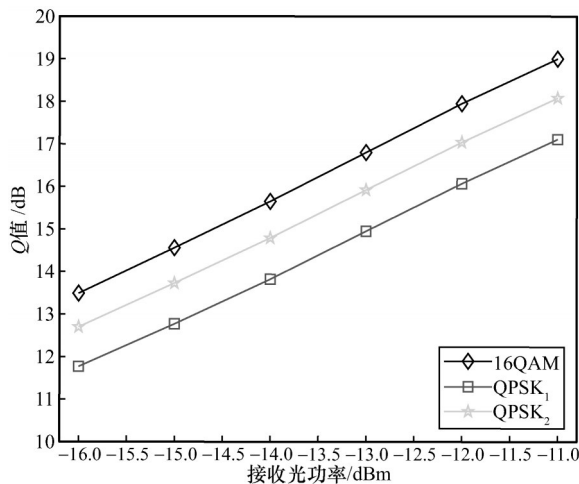
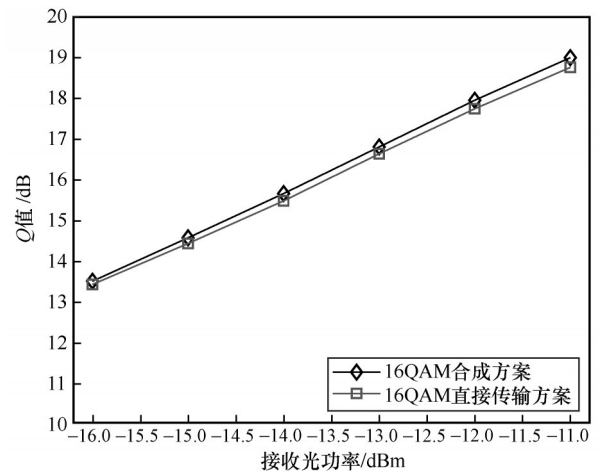
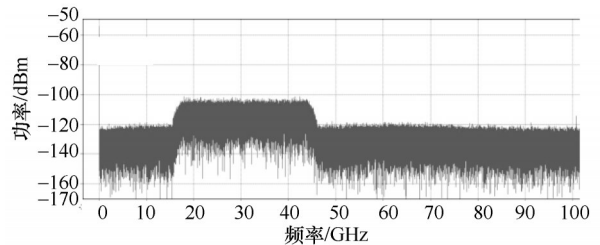


图8 Q值随接收光功率变化的曲线

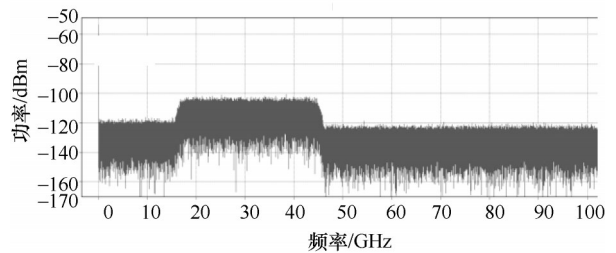
为了验证本文提出的由两路QPSK信号合成16QAM信号的方案的可靠性,在传输方案参数配置相同的情况下,将本文所提16QAM合成方案和16QAM直接传输方案进行了对比。两种方案的Q值随接收光功率变化的曲线及信号频谱如图9所示,其中,图9(b)为16QAM合成方案PD接收到的信号频谱;图9(c)为16QAM直接传输方案PD接收到的信号频谱。两种方案的16QAM传输速率均为112 Gbit/s,通过接收信号的频谱图和接收端DSP后的Q值曲线,均可看出两种方案的总体性能相似。



(a) Q值随接收光功率变化的曲线



(b) 16QAM合成方案PD接收到的信号频谱



(c) 16QAM直接传输方案PD接收到的信号频谱

图9 16QAM合成方案和16QAM直接传输方案的Q值随接收光功率变化的曲线及信号频谱

将接收光功率固定为-13 dBm,传输速率均为112 Gbit/s,通过改变光纤传输距离来观测本文16QAM合成方案与16QAM直接传输方案的误

码率情况, 分别演示了在 5 km、10 km、15 km 和 20 km 的光纤传输距离时 2 种方案的  $Q$  值结果, 如表 2 所示。

表 2 16QAM 合成方案与 16QAM 直接传输方案在不同光纤传输距离时的  $Q$  值对比

光纤传输距离/km	16QAM 合成方案/dB	16QAM 直接传输方案/dB
20	14.56	14.41
15	15.65	15.48
10	16.82	16.61
5	17.72	17.36

结合图 9 和表 2 的结果, 均可证明本文提出的 16QAM 合成方案在降低系统成本的同时并没有带来额外的性能代价。

### 3 结束语

本文提出并仿真验证了一种基于单 PD 直接检测 Twin-SSB-QPSK 信号的光纤通信系统。在发射端, 将 2 个独立的传输速率为 56 Gbit/s 的 QPSK 信号通过 IQMZM 合成包含左右边带的 Twin-SSB 信号, 然后与光载波耦合携带中心光载波的 Twin-SSB-QPSK 信号; 在接收端, 利用单 PD 直接检测接收, 合成了传输速率为 112 Gbit/s 的标准矩形 16QAM 信号。与其他的 Twin-SSB 传输方案相比, 本文方案合成的 16QAM 信号能与传统的基带信号处理模块兼容, 显著节约了接收端资源和实现复杂度。与传统 16QAM 直接传输方案相比, 本文方案在显著降低发射端对器件要求的同时, 并没有带来额外的性能代价。本文提出的基于单 PD 直接检测 Twin-SSB-QPSK 信号的光纤通信系统解决了现有技术无法兼顾成本、兼容性和结构复杂度的问题, 为光纤通信系统提高传输速率、降低器件要求和系统部署成本开辟了新的途径。

### 参考文献:

- [1] 禹树文, 许威, 姚嘉铖. 面向智能无人通信系统的因果性对抗攻击生成算法[J]. 通信学报, 2024, 45(1): 54-62.  
YU S W, XU W, YAO J C. Causality adversarial attack generation algorithm for intelligent unmanned communication system[J]. Journal on Communications, 2024, 45(1): 54-62.
- [2] 谈仲伟, 吕超. 光纤通信技术发展现状与展望[J]. 中国工程科学, 2020, 22(3): 100-107.  
TAN Z W, LYU C. Optical fiber communication technology: present status and prospect[J]. Strategic Study of CAE, 2020, 22(3): 100-107.
- [3] GUO H N. Experimental demonstration of an improved control design and algorithm for optical communication terminal with disturbance[J]. Optik, 2022, 269: 169939.
- [4] PENG C Y, CHENG H T, HONG Y H, et al. Performance analyses of photonic-crystal surface-emitting laser: toward high-speed optical communication[J]. Nanoscale Research Letters, 2022, 17(1): 90.
- [5] HUI R Q. Introduction to fiber-optic communications[M]. London: Elsevier, 2020.
- [6] 蒋林, 易安林, 何星辰, 等. 28.09 Tbit/s 12 000 km 超高容量距离积单模光纤传输系统[J]. 光学学报, 2022, 42(17): 1706003.  
JIANG L, YI A L, HE X C, et al. 28.09 Tbit/s 12 000 km ultra-high capacity-distance product single-mode optical fiber transmission system[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(17): 1706003.
- [7] NAKAGAWA R, TAKANASHI Y, NAKAMURA M. Comparison of Twin-SSB modulation schemes[C]//Proceedings of the Next-Generation Optical Communication: Components, Sub-Systems, and Systems IX. Bellingham: SPIE Press, 2020: 114-121.
- [8] LI X Y, ZHU M Y, XING Z P, et al. Asymmetric direct detection of twin-SSB signals[J]. Optics Letters, 2020, 45(4): 844-847.
- [9] DENG R, YU J J, HE J, et al. Twin-SSB-OFDM transmission over heterodyne W-band fiber-wireless system with real-time implementable blind carrier recovery[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(23): 5562-5572.
- [10] CHEN M, PENG M, ZHOU H, et al. Receiver sensitivity improvement in spectrally-efficient guard-band Twin-SSB-OFDM using an optical IQ modulator[J]. Optics Communications, 2017, 405: 259-264.
- [11] LU G W, ZHANG H B, LI Z. Synthesis of SSB nyquist 16QAM from Twin-SSB QPSK via optical subcarrier processing-based data aggregation and its direct detection with hierarchical blind phase search algorithm[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2021, 27(2): 7700208.
- [12] LI Q K, LIN H. Review of all-optical modulation format conversion for 8QAM signals based on nonlinear effects[C]//Proceedings of the 2022 Asia Communications and Photonics Conference (ACP). Piscataway: IEEE Press, 2022: 768-770.
- [13] FAN S J, ZHUGE Q B, XING Z P, et al. 264 Gb/s Twin-SSB-KK direct detection transmission enabled by MIMO processing[C]//Proceedings of the 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-3.
- [14] HAN M Y, WANG M G, ZHANG N H, et al. A photonic-assisted crosstalk cancellation for Twin-SSB radio over fiber transmission[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(1): 104-108.
- [15] ZHOU Y, XIAO J N, ZHAO C, et al. Simplified twin-single-sideband direct detection system separating left and right sideband signals using a digital signal processing algorithm instead of optical bandpass filters[J]. Optics Express, 2022, 30(1): 619-628.
- [16] ZHAO L, GUO H L, LIU Y J, et al. Independent dual-single-sideband QPSK signal detection based on a single photodetector[J]. Optics Express, 2022, 30(13): 22946-22956.
- [17] YU C, SHENG X, GAO R, et al. Experimental demonstration of twin-single-sideband signal detection system based on a single photodetector and without optical bandpass filter[J]. Optics Express, 2022, 30(21): 37341-37349.
- [18] ZHANG H B, LU G W, LUO K P, et al. Hierarchical blind phase search for correcting imperfect phase rotation in QAM signals synthesized via optical coherent superposition[J]. Optics Express, 2024, 32(5): 7342-7355.

## [作者简介]



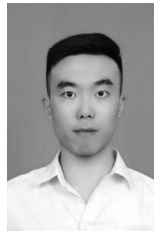
张洪波 (1983-), 男, 重庆人, 成都信息工程大学副教授, 主要研究方向为高速光纤通信、毫米波通信、卫星互联网基带信号处理。



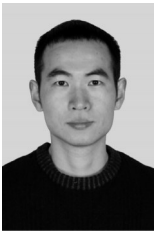
张敏 (1990-), 男, 四川中江人, 博士, 成都信息工程大学讲师, 主要研究方向为光网络、光通信。



刘娇 (1997-), 女, 四川资阳人, 成都东软学院讲师, 主要研究方向为高速光纤通信、数字信号处理。



万峰 (1989-), 男, 宁夏中卫人, 成都信息工程大学讲师, 主要研究方向为光通信系统中的非线性光纤光学、电信和光传输系统中的光子器件。



凌味未 (1982-), 男, 湖北荆州人, 成都信息工程大学教授、硕士生导师, 主要研究方向为数字IC设计与系统集成。



蔡炬 (1970-), 男, 四川内江人, 博士, 成都信息工程大学教授, 主要研究方向为人工智能在通信网中的应用、高速光纤传输系统、高速数字信号处理。