

改进的 MPPM-QPSK 光通信系统两模均衡算法

于梦晗^{1,2***}, 郭宏翔^{1,2*}, 刘宇旻^{1,2}, 李岩^{1,2}, 邱吉芳^{1,2}, 洪小斌^{1,2}, 李蔚^{1,2}, 左勇^{1,2}, 伍剑^{1,2**}¹北京邮电大学电子工程学院, 北京 100876;²北京邮电大学信息光子学与光通信国家重点实验室, 北京 100876

摘要 多脉冲位置调制联合正交相移键控(MPPM-QPSK)在接收机灵敏度方面具有明显优势,均衡算法可以有效优化数字相干光通信系统中信号带宽受限和码间串扰带来的影响,提高信号的传输质量。针对恒模算法仅能优化 MPPM-QPSK 中 QPSK 部分的问题,对两模均衡算法的内圈参考模值进行改进,提出了一种内圈模值不为 0 的两模均衡算法。将该算法应用到 10 Gbit/s 单载波高斯成形和 Nyquist 成形的 MPPM-QPSK 相干光通信系统中,并对其内圈模值、抽头数和步长等参数进行优化。实验结果表明,相比使用传统两模算法的系统,本系统的接收机灵敏度优化了约 0.1 dB。当脉冲数 $m=2,4,8,16$ 时,相比不加均衡算法的系统,本系统的接收机灵敏度分别优化了 0.9 dB,0.6 dB,0.5 dB,0.4 dB。

关键词 光通信; 相干通信; 混合调制格式; 均衡算法; 接收机灵敏度

中图分类号 TN914

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202141.1906004

Improved Two Modulus Equalization Algorithm for MPPM-QPSK Optical Communication System

Yu Menghan^{1,2***}, Guo Hongxiang^{1,2*}, Liu Yuyang^{1,2}, Li Yan^{1,2}, Qiu Jifang^{1,2},
Hong Xiaobin^{1,2}, Li Wei^{1,2}, Zuo Yong^{1,2}, Wu Jian^{1,2**}¹School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China;²State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

Abstract The multi-pulse position modulation combined with quadrature phase shift keying (MPPM-QPSK) has obvious advantages in receiver sensitivity. Equalization algorithms can effectively cope with the influence of limited signal bandwidth and inter-symbol interference in digital coherent optical communication systems and improve the signal transmission quality. To tackle the problem that only the QPSK part of MPPM-QPSK can be optimized by the constant modulus algorithm, this paper improves the inner-ring reference modulus of the two modulus equalization algorithm and proposes a two modulus equalization algorithm with the inner-ring modulus not 0. The algorithm is applied to the MPPM-QPSK coherent optical communication system of 10 Gbit/s single-carrier Gaussian shaping and Nyquist shaping, and some parameters are optimized, such as the inner-ring modulus, the number of taps and the step length. The experimental results show that the receiver sensitivity of the system is optimized by about 0.1 dB compared with that of the system using the traditional two modulus algorithm. When the number of pulses is set at $m=2, 4, 8, 16$, the receiver sensitivity of this system is improved by 0.9 dB, 0.6 dB, 0.5 dB and 0.4 dB, respectively, in comparison with the system without equalization algorithm.

Key words optical communications; coherent communications; hybrid modulation format; equalization algorithm; receiver sensitivity

OCIS codes 060.4510; 060.1660; 060.4080

收稿日期: 2021-02-07; 修回日期: 2021-03-28; 录用日期: 2021-04-19

基金项目: 国家重点研发计划(2019YFB1803601)、国家自然科学基金(62021005,61875019)、中央高校基本科研业务基金

通信作者: *hxguo@bupt.edu.cn; **jianwu@bupt.edu.cn; ***Yumh@bupt.edu.cn

1 引言

在光通信系统中,提高系统的接收机灵敏度一直是人们不断追求的目标^[1]。数字相干光通信具有灵敏度高、选择性好、对频谱识别度高等优点,逐渐成为主流光纤通信技术^[2-3]。相干光通信的众多调制格式中,多脉冲位置调制联合正交相移键控(MPPM-QPSK)在灵敏度方面具有明显优势^[4-6],因此,被广泛应用于空间光通信和无中继光纤传输系统中^[7-8]。

对于一些对信号带宽要求较高的系统,如波分复用(WDM)系统,需要对信号进行 Nyquist 成形^[9-10]。但这种成形方式在提升信号频谱效率的同时,也会引入码间串扰。在光通信系统中,信号的码间串扰、背景光噪声以及放大噪声等因素均会严重影响信号质量和系统性能^[11-13]。均衡算法能有效抑制信号间的串扰及噪声等影响,但受信号特性的限制,针对 QPSK 格式的均衡算法,如恒模算法(CMA)不能改善 MPPM-QPSK 信号中 MPPM 部分的误码性能。已有研究在 MPPM-QPSK 系统中使用一种导频辅助的单载波频分均衡算法(PA-SC-FDE)^[5,7],可帮助系统实现较高的灵敏度,但需要导频作为辅助,降低了信号的频谱效率。传统 CMA^[9]先对信号进行脉冲位置调制(PPM)解调,再对 QPSK 信号进行均衡,可以提升信号中 QPSK 部分的性能,但不能提升信号中 PPM 的性能,对整体信号质量的改善较弱。也有研究将一种改进的 CMA 运用在 PM-2PPM-QPSK 调制格式上^[6],对不含 QPSK 信号和包含 QPSK 信号的时隙分别用 0 和 QPSK 的期望值更新抽头系数,下文将该算法统称为两模均衡算法。

本文搭建了速率为 10 Gbit/s 的高斯成形和

Nyquist 成形的 MPPM-QPSK 背靠背(B2B)相干光通信系统,对 0 时隙噪声分布的分析结果表明,0 时隙噪声的模值服从瑞利分布,但其均值不为 0。因此,提出了一种内圈模值非 0 的两模均衡算法,并对算法中的内圈模值、滤波器抽头数和步长等参数进行优化。实验结果表明,相比传统两模均衡算法,本算法可将 MPPM-QPSK(脉冲数 $m=4,8,16$)系统的接收机灵敏度在误码率(BER)为 10^{-3} 时提升约 0.1 dB,对于 2PPM-QPSK 系统,0 为最佳的内圈模值。相比不加均衡的算法,内圈模值非 0 的两模均衡算法在 $m=2,4,8,16$ 时可将 MPPM-QPSK 系统在误码率为 10^{-3} 时的接收机灵敏度分别优化 0.9 dB、0.6 dB、0.5 dB 和 0.4 dB;相比 CMA,本算法可将接收机灵敏度分别优化 0.8 dB、0.5 dB、0.4 dB 和 0.3 dB。相比不加均衡算法的系统,内圈模值非 0 的两模均衡算法可将 $m=2,4$ 的 Nyquist-MPPM-QPSK 系统接收机灵敏度优化 1 dB;相比 CMA,本算法可将接收机的灵敏度优化 0.9 dB。其中,2PPM-QPSK 接收机的灵敏度与理论极限仅相差 2.1 dB。

2 两模均衡算法的基本原理

发送信号进行 MPPM-QPSK 映射的基本原理:每个 MPPM-QPSK 符号携带了 $\log_2(m)+2$ 比特的信息,其中,前 $\log_2(m)$ 个比特由 MPPM 编码获得,后 2 个比特由 QPSK 信号获得^[8]。以 4PPM-QPSK 为例,图 1(a)为 4PPM-QPSK 映射的基本原理。图 1(b)为接收的 4PPM-QPSK 信号星座图,其中,外圈的点表示 QPSK 信号,内圈的点表示没有 QPSK 脉冲的时隙。相比传统的 QPSK 信号,MPPM-QPSK 信号不再是连续的信号,但 QPSK 的脉冲数量更少、功率更大,系统的接收灵敏度也更高。

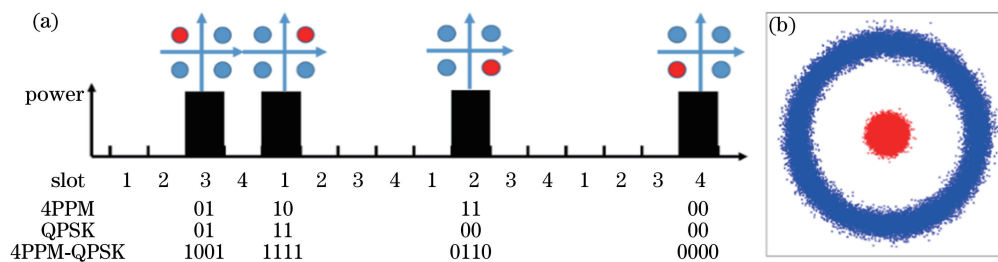


图 1 4PPM-QPSK 信号。(a)原理图;(b)星座图

Fig. 1 4PPM-QPSK signal. (a) Schematic diagram; (b) constellation diagram

单载波 MPPM-QPSK 系统发送的信号通常采用高斯成形方式,但在一些多载波 WDM 系统中,系统对带宽的要求较高,信号通常会采用带宽更小的成形方式,如 Nyquist 成形^[2,6]。Nyquist-MPPM-QPSK 通过数字升余弦滤波器将信号在频域内调制为方形,在相同速率和调制阶数情况下, Nyquist-MPPM-QPSK 的带宽只有 MPPM-QPSK

的一半^[9-10]。在系统接收端的数字信号处理部分,对比分析了只针对 QPSK 信号的传统 CMA 和两模均衡算法的性能。两种情况下接收端的数字信号处理流程如图 2 所示,图 2(a)为接收端添加传统 CMA 的流程^[9],图 2(b)为接收端添加两模均衡算法的流程。其中, δ 为经过优化的内圈模值。

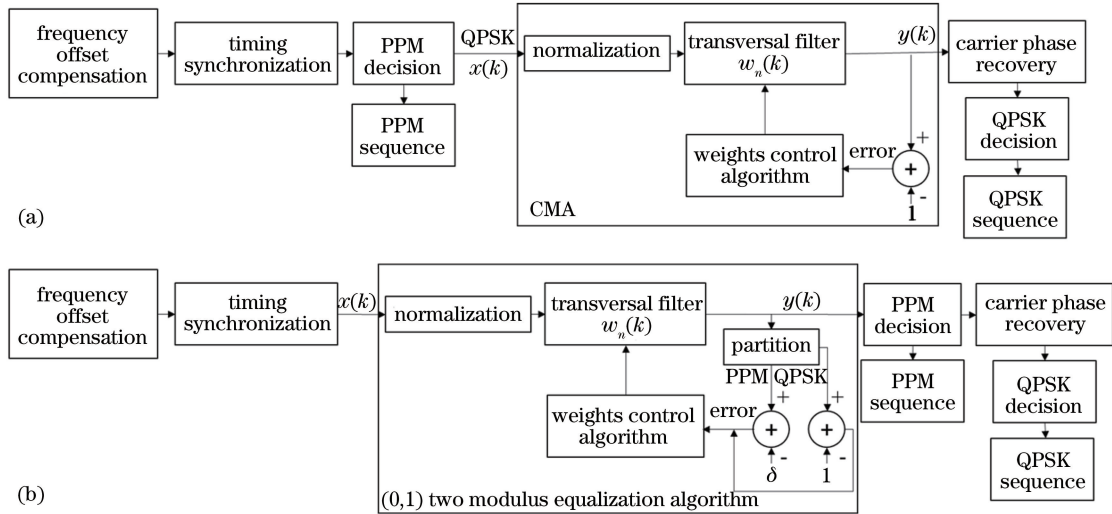


图 2 数字信号处理算法的流程。(a) CMA;(b)两模均衡算法

Fig. 2 Flow of the digital signal processing algorithm. (a) CMA; (b) two modulus equalization algorithm

以 4PPM-QPSK 为例,两种均衡算法均需对输入信号进行归一化处理。对于传统 CMA,输入为 QPSK 信号,归一化可用输入信号除以信号均值^[14-15]。对于两模均衡算法,均衡器的输入信号为 4PPM-QPSK 信号,第 k 个采样值可表示为

$$x(k) = \begin{cases} a + n_s, & 1 \text{ slot} \\ n_s, & 0 \text{ slot} \end{cases}, \quad (1)$$

式中, a 为 QPSK 信号, n_s 是均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯噪声,其模值服从瑞利分布,均值为 $\sqrt{2/\pi}\sigma$ 。瑞利分布的概率密度函数可表示为^[16]

$$f(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp(-z^2/2\sigma^2), \quad (2)$$

式中,自变量 z 对应接收信号 0 时隙的模值,即(1)式中 0 时隙的 $|x(k)|$ 。当瑞利分布的方差为 1 时,其概率密度函数如图 3 所示。

接收信号模值的期望可表示为

$$E[|x(k)|] \approx \frac{|a|}{4} + \frac{3}{4} E(|n_s|) = \frac{|a|}{4} + \frac{3}{4} \sqrt{2/\pi}\sigma. \quad (3)$$

根据 σ 的估计值^[17-18],得到 $|a|$ 的估计值为

$$|a| = 4E[|x(k)|] - \sqrt{18/\pi}\sigma. \quad (4)$$

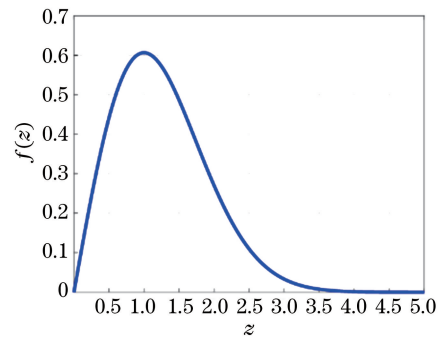


图 3 $\sigma=1$ 时瑞利分布的概率密度

Fig. 3 Probability density of Rayleigh distribution when $\sigma=1$

将信号值除以 $|a|$ 的估计值,即可完成信号的归一化。对于 CMA,计算经横向滤波器的信号误差值(相对于 1)。对于两模均衡算法,首先需要信号进行分圈操作,在分圈模块中,认为每个 4PPM-QPSK 符号的 4 个时隙中,功率最大的时隙携带了 QPSK 信息,将其划分到外圈并计算误差值,原因是外圈包含 QPSK 信息的时隙模值服从均值为 1 的高斯分布。对于内部不含 QPSK 信息的时隙,信号模值的均值不再为 0,模值分布也不再是 0 附近的模值数量最多。因此,对于其他 3 个时隙,用 δ 计算误差值。 δ 为经过优化后的内圈模值,通

过实验数据研究了不同脉冲数 m 时的最佳 δ 与噪声方差 σ 之间的关系,结果表明,不同脉冲数 m 下 MPPM-QPSK 的 δ 值不同,误差值可表示为

$$\epsilon(k) = \begin{cases} 1 - |x(k)|, & 1 \text{ slot} \\ \delta - |x(k)|, & 0 \text{ slot} \end{cases}, \quad (5)$$

式中, $\epsilon(k)$ 为第 k 个符号的误差值。在两模均衡算法中,第 k 个符号经滤波器的输出可表示为^[11-14]

$$y(k) = \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} w_n(k)x(k-n), \quad (6)$$

式中, $y(k)$ 为第 k 个符号经过滤波器的输出, $x(k)$ 为第 k 个输入的符号, $w_n(k)$ 为第 n 个抽头的抽头系数。滤波器共有 N 个抽头,抽头系数随接收符号的迭代更新可表示为^[11-14]

$$w_n(k+1) = w_n(k) + \mu \epsilon(k) \cdot y(k) \cdot x^*(k), \quad (7)$$

式中, μ 为迭代步长,上标 $*$ 表示共轭运算。

3 实验结果及分析

3.1 实验装置

MPPM-QPSK 和 Nyquist-MPPM-QPSK 背靠背相干光通信系统的装置如图 4 所示。首先,发送端用型号为 M8195A 的任意波形发生器(AWG)生成发送信号,用两个 $2^{10} - 1$ 的伪随机序列(PRBS)作为发送数据,分别对信号进行 PPM 和 QPSK 编码。然后,

PPM 脉冲根据 QPSK 的相位信息进行调制,形成 MPPM-QPSK 信号,再根据不同的成形方式生成 MPPM-QPSK 和 Nyquist-MPPM-QPSK 数字信号。最后,通过两路数模转换器(DAC)形成 10 Gbit/s 的模拟信号,并输入到同向正交(IQ)调制器中。用线宽为 100 kHz 的激光器输出波长为 1550.134 nm 的光载波,并注入 IQ 调制器中,在 IQ 调制器的输出中注入可变光衰减器(VOA),以控制接收光功率。

在接收端,接收信号先通过一个噪声系数为 3.4 dB 的掺铒光纤放大器(EDFA)进行放大,然后用一台 WaveShaper 4000s 作为光滤波器,带宽随脉冲数 m 的变化而变化。数字相干接收机由四部分组成,包括线宽为 100 kHz 的光本振、90°光混频器、两对光平衡探测器和一个采样率为 80 GHz 的实时采样示波器。示波器采样后的信号再通过离线数字信号处理算法进行处理,在离线数字信号处理部分,两个均衡算法模块分别为 CMA 和两模均衡算法。频偏补偿使用频域的频偏估计算法^[9],时钟同步则利用发送的 PRBS 自相关性完成^[9]。在 PPM 解码部分中,对于每一个 MPPM-QPSK 符号,均认为 m 个时隙中功率最大的时隙包含了 QPSK 信号^[19]。后续 QPSK 解码模块中包含了载波相位恢复和 QPSK 的判决两部分,其中,载波相位恢复使用的是 Viterbi-Viterbi 频偏估计算法。

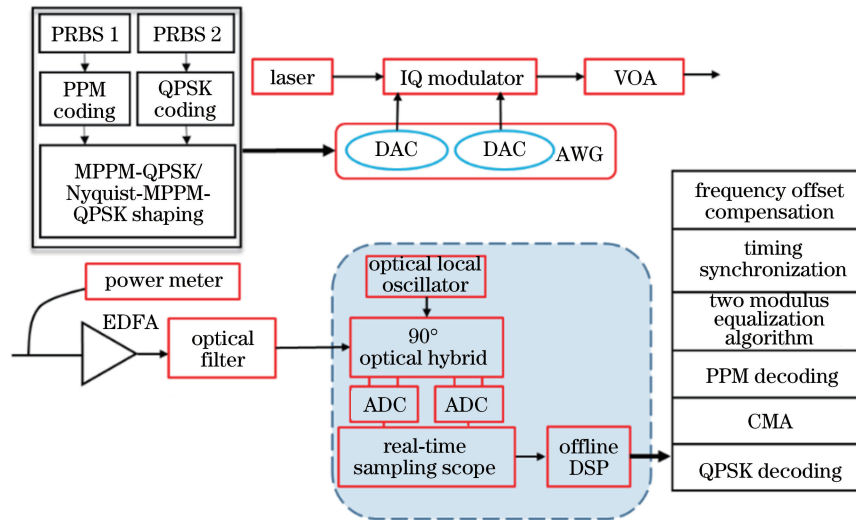


图 4 实验装置示意图

Fig. 4 Schematic of the experimental setup

3.2 实验结果及分析

图 5 为 MPPM-QPSK 在误码率为 10^{-3} 附近时实验数据归一化后的模值分布图,可以发现,内圈模值服从瑞利分布,不再是 0 附近的数量最多。此时,以 0 作为内圈模值参考值不能得到最佳结果,因此,

需要对内圈模值进行优化。图 6 为不同脉冲数 MPPM-QPSK 下两模均衡算法的最佳内圈模值 δ 和噪声方差 σ 之间的关系,其中,纵轴为误码率在 10^{-3} 时接收机的每比特光子数(PPB)^[1]。对于 2PPM-QPSK,最佳模值为 0;对于 4PPM-QPSK,最

佳模值 $\delta \approx \sqrt{2/\pi}\sigma$; 对于 8PPM-QPSK, 最佳模值 $\delta \approx \sqrt{5/2\pi}\sigma$; 对于 16PPM-QPSK, 最佳模值 $\delta \approx$

$\sqrt{3/\pi}\sigma$ 。可以发现, 0 时隙的数量随脉冲数 m 的增加而增加, 最佳内圈模值也逐渐增大。

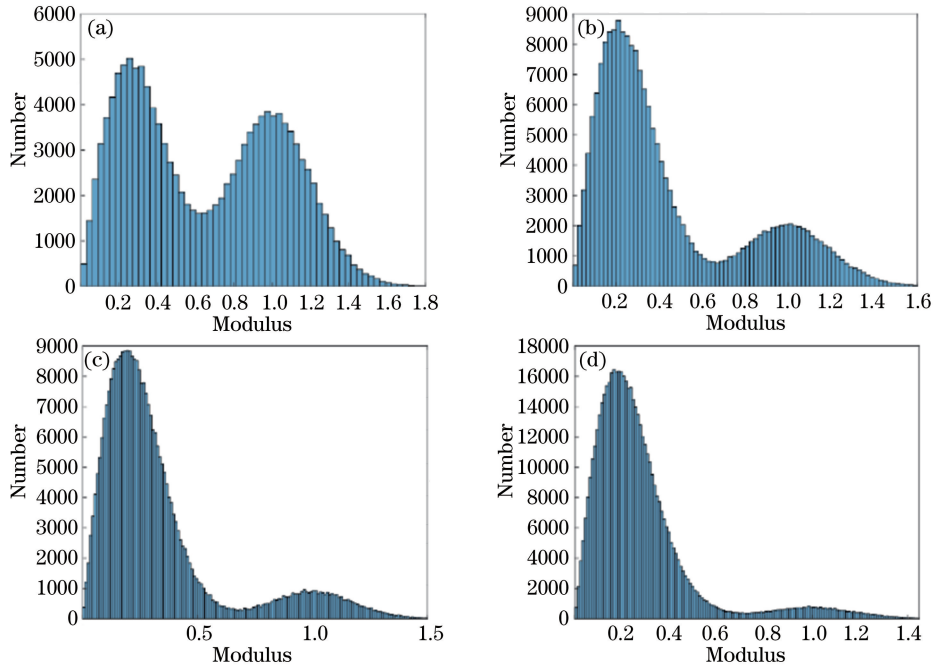


图 5 MPPM-QPSK 信号的模值分布。(a) $m=2$; (b) $m=4$; (c) $m=8$; (d) $m=16$

Fig. 5 Module distribution of MPPM-QPSK signal. (a) $m=2$; (b) $m=4$; (c) $m=8$; (d) $m=16$

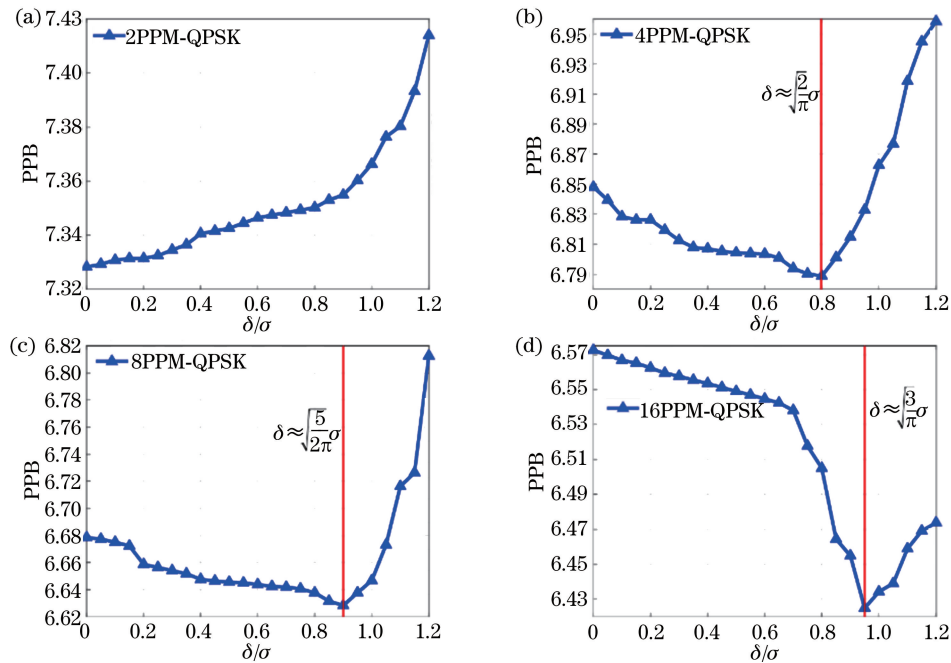


图 6 两模均衡算法的最佳 δ 。(a) $m=2$; (b) $m=4$; (c) $m=8$; (d) $m=16$

Fig. 6 Optimal δ of two modulus equalization algorithm. (a) $m=2$; (b) $m=4$; (c) $m=8$; (d) $m=16$

图 7 为不同脉冲数 MPPM-QPSK 下不同滤波器抽头个数和步长 μ 对应的误码率。其中, 纵坐标表示误码率 R_{BE} 的对数。可以发现, 当灵敏度达到最高时, 2PPM-QPSK 的步长为 10^{-4} , 抽

头数为 5; 4PPM-QPSK 的步长为 5×10^{-6} , 抽头数为 9; 8PPM-QPSK 的步长为 5×10^{-5} , 抽头数为 15; 16PPM-QPSK 的步长为 5×10^{-4} , 抽头数为 15。

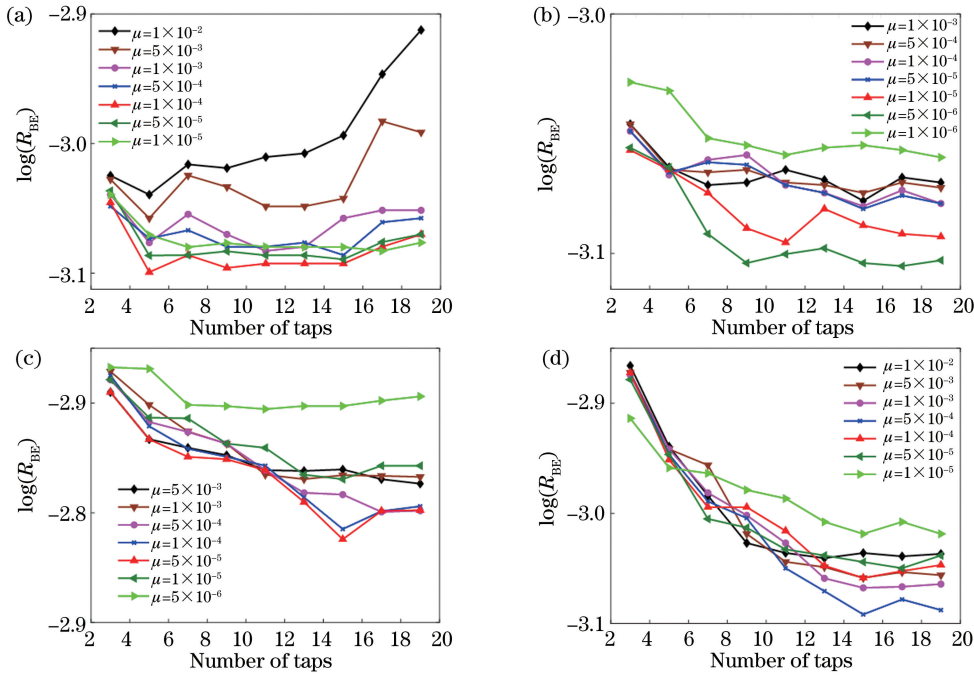


图 7 两模均衡算法的最佳抽头数和步长。(a) $m=2$; (b) $m=4$; (c) $m=8$; (d) $m=16$

Fig. 7 Optimal number of taps and step size of two modulus equalization algorithm. (a) $m=2$; (b) $m=4$;
(c) $m=8$; (d) $m=16$

不同接收功率(ROP)对应的最佳参考模值如图 8(a)所示,不同接收功率对应的最佳抽头数如图 8(b)所示。可以发现,不同接收光功率情况下,2PPM-QPSK 的最佳模值均在 0 左右,4PPM-QPSK 的最佳模值均在 $\sqrt{2/\pi}\sigma$ 左右,8PPM-QPSK 的最佳模值均在 $\sqrt{5/2\pi}\sigma$ 左右,16PPM-QPSK 的最佳模值均在 $\sqrt{3/\pi}\sigma$ 左右。信号的信噪比随着接收光功率的降低而降低,最佳抽头数 N 呈增加趋势。

图 9 为传输速率为 10 Gbit/s、 $m=2,4,8,16$ 时 MPPM-QPSK 系统在不同均衡算法下的误码率曲线和误码率为 10^{-4} 时各调制格式的星座图,其中, $(0,1)$ 表示内圈半径为 0, $(\delta,1)$ 表示将内圈半径优化为 δ 。可以发现,只使用 CMA 时无法改善 PPM

部分的误码率,对系统性能的改善很小。而两模均衡算法可以明显优化系统性能,当 $m=2,4,8,16$ 时可将接收机灵敏度分别提升 0.9 dB, 0.6 dB, 0.5 dB, 0.4 dB, 灵敏度可分别达到 -51.6 dBm, -52.1 dBm, -52.3 dBm, -52.5 dBm。对于硬判决前向纠错码(HD-FEC)门限(误码率为 3.8×10^{-3}),两模均衡算法在 $m=2,4,8,16$ 时可将 MPPM-QPSK 接收机的灵敏度分别提升 0.8 dB, 0.4 dB, 0.4 dB, 0.2 dB, 灵敏度可分别达到 -52.8 dBm, -53.2 dBm, -53.3 dBm, -53.4 dBm。从星座图中可以发现,星座图的内圈明显缩小,散点也有明显减少。相比 CMA,两模均衡算法在 $m=2,4,8,16$ 时的接收机灵敏度分别提升了 0.9 dB, 0.5 dB,

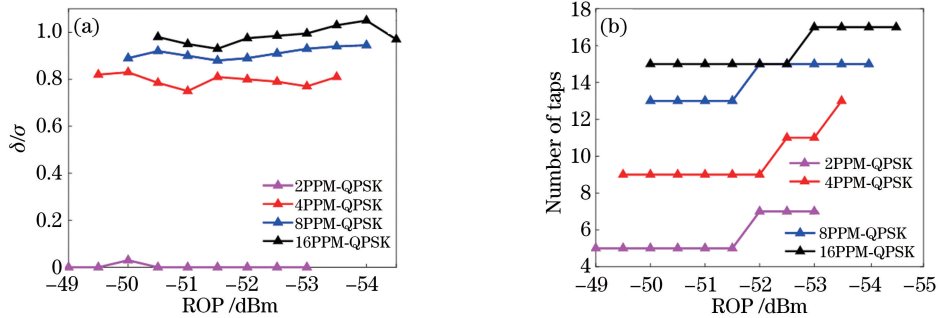


图 8 不同 ROP 对应的最佳参数。(a) δ ; (b) 抽头数

Fig. 8 Optical parameters corresponding to different ROP. (a) δ ; (b) number of taps

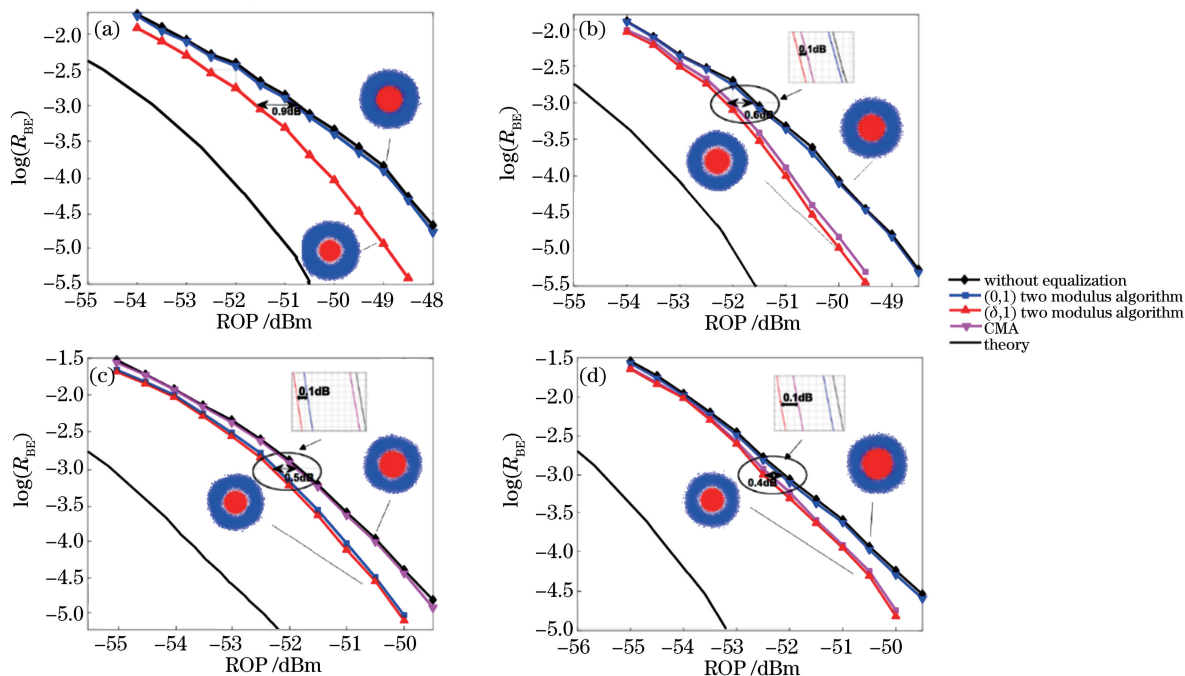


图 9 不同均衡器在 MPPM-QPSK 系统中的 BER。(a) $m=2$; (b) $m=4$; (c) $m=8$; (d) $m=16$

Fig. 9 BER for MPPM-QPSK with different equalizer. (a) $m=2$; (b) $m=4$; (c) $m=8$; (d) $m=16$

0.4 dB, 0.3 dB。此外,图 9 还给出了不同调制格式对应的灵敏度量子极限^[9],可以发现,当 $m=2, 4, 8, 16$ 时,两模均衡算法在误码率为 10^{-3} 时与理论灵敏度量子极限分别相差 2.1 dB, 2.4 dB, 2.8 dB, 3.0 dB, 在 HD-FEC 门限下与理论灵敏度量子极限分别相差 2.1 dB, 2.5 dB, 2.9 dB, 3.1 dB。这表明两模均衡算法可以补偿信号码间串扰和带宽受限等因素带来的影响,但实验灵敏度与理论值依旧存在一定的差距,这些差距一部分是由 EDFA 的自发辐射放大(ASE)噪声导致,还有一部分是由实验所用仪器和器件的不理想特性导致。实验中任意波形发生仪产生信号的时钟抖动、量化噪声,驱动放大器的放大噪声、非线性响应特性,调制器的偏压漂移、消光比不对称以及接收机的非线性响应等因素都是导致实验结果与

量子极限还有一定差异的原因。

Nyquist-MPPM-QPSK 的实验结果如图 10 所示,可以发现,相比不使用均衡算法的系统,两模均衡算法在 m 为 2 和 4 时均能将接收机的灵敏度提升 1 dB, 灵敏度分别可以达到 -50.4 dBm 和 -51.3 dBm, 与量子极限分别相差 3.3 dB 和 3.2 dB。对于 HD-FEC 门限(误码率为 3.8×10^{-3}), 两模均衡算法在 m 分别为 2 和 4 时可将 Nyquist-MPPM-QPSK 系统的接收机灵敏度分别提升 0.8 dB 和 0.5dB, 灵敏度可分别达到 -51.3 dBm 和 -52.3 dBm。相比 CMA, 两模均衡算法也能将接收机灵敏度提升 0.9 dB。Nyquist-MPPM-QPSK 系统为了提升其频谱效率而牺牲了功率效率, Nyquist 滤波也会引入码间串扰等因素, 因此, 相比 4PPM-QPSK, Nyquist-4PPM-QPSK 系

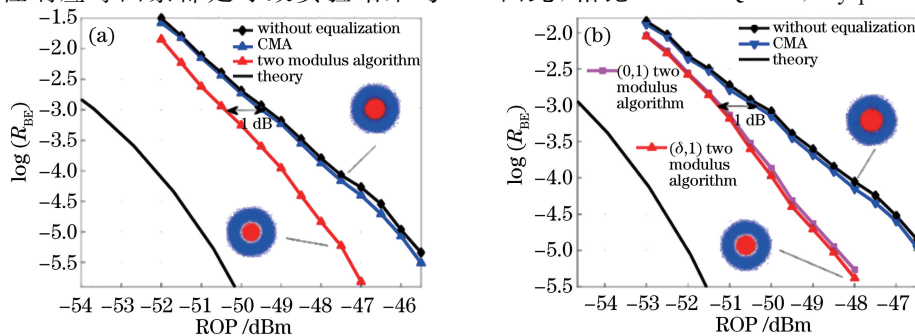


图 10 不同均衡器在 Nyquist-MPPM-QPSK 系统中的 BER。(a) $m=2$; (b) $m=4$

Fig. 10 BER for Nyquist-MPPM-QPSK with different equalizer. (a) $m=2$; (b) $m=4$

统的接收机灵敏度降低了 0.8 dB。此外,由于算法中需要进行分圈操作,高接收功率时分圈出错概率比低接收功率时要低得多,因此,两模均衡算法在接收功率较高时对接收机灵敏度的提升效果更明显。

4 结 论

对高灵敏度 MPPM 和 QPSK 混合调制格式的两模均衡算法进行了改进,提出了一种内圈模值不为 0 的两模均衡算法,并搭建了速率为 10 Gbit/s 的高斯成形和 Nyquist 成形的 MPPM-QPSK 背靠背相干光通信实验系统。用该系统对改进后的两模均衡算法进行分析,并优化了算法的内圈模值、抽头数和步长等参数。实验结果表明,相比内圈模值为 0 的算法,改进算法可将 MPPM-QPSK 系统接收机的灵敏度优化约 0.1 dB;相比不加均衡算法的系统,当 $m=2,4,8,16$ 时,改进算法可将接收机的灵敏度分别优化 0.9 dB, 0.6 dB, 0.5 dB, 0.4 dB, 使灵敏度分别达到 -51.6 dBm, -52.1 dBm, -52.3 dBm, -52.5 dBm, 与理论极限灵敏度的差距分别为 2.1 dB, 2.4 dB, 2.8 dB, 3.0 dB。对于频谱效率更高的 Nyquist-MPPM-QPSK 系统,当 $m=2,4$ 时,改进算法对灵敏度的优化效果更明显,相比不加均衡算法的系统,改进算法可将接收机灵敏度均优化 1 dB, 使灵敏度分别达到 -50.4 dBm 和 -51.3 dBm。

参 考 文 献

- [1] Liu X, Wood T H, Tkach R W, et al. Demonstration of record sensitivities in optically preamplified receivers by combining PDM-QPSK and M -ary pulse-position modulation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(4): 406-413.
- [2] Savory S J. Digital filters for coherent optical receivers [J]. *Optics Express*, 2008, 16(2): 804-817.
- [3] Caplan D O. Laser communication transmitter and receiver design [J]. *Journal of Optical and Fiber Communications Reports*, 2007, 4(4/5): 225-362.
- [4] Matsuda K, Koshikawa S, Binkai M, et al. Experimental comparison of pulse position and hamming-coded modulations for high sensitivity coherent FSO communications [C] // 2019 24th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) and 2019 International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC), July 7-11, 2019, Fukuoka, Japan. New York: IEEE Press, 2019: 1-3.
- [5] Liu X, Wood T H, Tkach R W, et al. Demonstration of record sensitivity in an optically pre-amplified receiver by combining PDM-QPSK and 16-PPM with pilot-assisted digital coherent detection [C] // 2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, March 6-10, 2011, Los Angeles, CA, USA. New York: IEEE Press, 2011: 1-3.
- [6] Sjödin M, Eriksson T A, Andrekson P A, et al. Long-haul transmission of PM-2PPM-QPSK at 42.8 Gbit/s [C] // 2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), March 17-21, 2013, Anaheim, CA, USA. New York: IEEE Press, 2013: 1-3.
- [7] Liu X, Chandrasekhar S, Wood T H, et al. Demonstration of 2.7-PPB receiver sensitivity using PDM-QPSK with 4-PPM and unrepeated transmission over a single 370-km unamplified ultra-large-area fiber span [C] // 2011 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication, September 18-22, 2011, Geneva, Switzerland. New York: IEEE Press, 2011: 1-3.
- [8] Wang F, Hu G J, Du T, et al. Performance research of m PPM-QPSK modulation signal for free space optical communication [J]. *Optics Communications*, 2020, 457: 124646.
- [9] Yu M, Li Y, Pang J C, et al. Highly power-efficient Nyquist-MPPM-LQAM modulation with enhanced spectrum efficiency [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2017, 29(1): 94-97.
- [10] Shalaby H M H. Maximum achievable constrained power efficiencies of MPPM-LQAM techniques [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, 27(12): 1265-1268.
- [11] Gu X, Lu J, Ren H L, et al. Channel equalization using independent component analysis with adaptive variable step in PDM-CO-OFDM [J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, 35(10): 1006003.
顾欣, 卢瑾, 任宏亮, 等. 基于自适应 ICA 的 PDM-CO-OFDM 系统信道均衡算法 [J]. *光学学报*, 2015, 35(10): 1006003.
- [12] Cao M H, Zhang W, Wang H Q, et al. Point-by-point elimination adaptive pre-equalization algorithm in faster-than-Nyquist wireless optical communications [J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(24): 2406003.
曹明华, 张伟, 王惠琴, 等. 超奈奎斯特无线光通信中的逐点消除自适应预均衡算法 [J]. *光学学报*, 2020, 40(24): 2406003.

- [13] Yan F, Zhang M Q, Wang P, et al. A new CTLE based on high-speed signal transmission system [J]. *Electronics Optics & Control*, 2020, 27(10): 109-112.
阎芳, 张美琴, 王鹏, 等. 基于高速信号传输系统的新型 CTLE 均衡器 [J]. *电光与控制*, 2020, 27(10): 109-112.
- [14] Fan Y Y, Chen X, Zhou W Q, et al. The comparison of CMA and LMS equalization algorithms in optical coherent receivers [C] // 2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), September 23-25, 2010, Chengdu, China. New York: IEEE Press, 2010: 1-4.
- [15] Pei L, Li Z Q, Wang J S, et al. Review on gain equalization technology of fiber amplifier using space division multiplexing [J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(1): 0106001.
裴丽, 李祉祺, 王建帅, 等. 空分复用光纤放大器增益均衡技术研究进展 [J]. *光学学报*, 2021, 41(1): 0106001.
- [16] Kundu D, Raqab M Z. Generalized Rayleigh distribution: different methods of estimations [J]. *Computational Statistics & Data Analysis*, 2005, 49(1): 187-200.
- [17] Yao R G, Pan S Z, Ma J, et al. A robust demodulation method based on signal intensity in wireless laser communications [C] // 2018 27th Wireless and Optical Communication Conference (WOCC), April 30-May 1, 2018, Hualien, Taiwan, China. New York: IEEE Press, 2018: 1-5.
- [18] Rogalin R, Srinivasan M. Maximum likelihood synchronization for pulse position modulation with inter-symbol guard times [C] // 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), December 4-8, 2016, Washington, DC, USA. New York: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [19] Xiang J S, Chen X L, Zhang P, et al. Clock synchronization technology for pulse position modulation with guard time at sampling frequency of 1 slot [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2018, 45(10): 1006003.
向劲松, 陈雪莉, 张培, 等. 基于保护时隙的一倍时隙频率采样光 PPM 时钟同步技术 [J]. *中国激光*, 2018, 45(10): 1006003.