

OQAM-DSM光通信系统中的信道估计与均衡方法研究

邓昊,张子恒,郭婉桢,赵建*

(华南理工大学 电子与信息学院,广州 510641)

摘要:针对偏移正交幅度调制数字子载波复用(OQAM-DSM)系统中信道估计收敛速度慢的问题,提出了一种新型信道估计与均衡方法。该方法通过设计一种新型导频符号,能够在任意偏振态下准确估计色散值,并利用该估计值设置各子载波的时间延迟与蝶形滤波器的抽头系数。140 GBaud 160QAM-DSM仿真与40 GBaud 160QAM-DSM实验结果表明:所提方法能够将所需滤波器抽头个数减少至传统方法的1/3,收敛时间缩短至20 ns以内,同时提升了系统收敛后的整体性能。

关键词:偏移正交幅度调制数字子载波复用;色散估计;蝶形滤波器;均衡;导频辅助

中图分类号:TN91 **文献标志码:**A **文章编号:**1002-5561(2025)05-0045-06

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2025.05.008

Research on channel estimation and equalization method in OQAM-DSM optical communication system

DENG Hao, ZHANG Ziheng, GUO Wanzhen, ZHAO Jian*

(School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: To address the issue of slow convergence speed in channel estimation for offset quadrature amplitude modulation digital subcarrier multiplexing (OQAM-DSM) systems, a novel channel estimation and equalization method is proposed. This method designs a new type of pilot symbol that enables accurate estimation of dispersion under arbitrary polarization states. The estimated dispersion value is then used to preset the time delay for each subcarrier and the tap coefficients of the butterfly filter. Simulation results for 140 GBaud 160QAM-DSM and experimental results for 40 GBaud 160QAM-DSM demonstrate that the proposed method reduces the required number of filter taps to one-third of that required by conventional methods, shortens the convergence time to less than 20 ns, and improves the overall system performance after convergence.

Key words: offset quadrature amplitude modulation digital subcarrier multiplexing, dispersion estimation, butterfly filter, equalization, pilot-aided

0 引言

随着移动互联网、第五代移动通信技术(5G)及云计算的快速发展,带宽需求持续增长,推动光纤传输系统向更高波特率演进。然而,宽带信号对数字信号

处理(DSP)的复杂度和性能提出了更高要求,并更易受器件带宽和传输损伤的影响。为应对这一挑战,数字子载波复用(DSM)技术将高速信号分解为多个低速子载波^[1],从而显著降低DSP复杂度、提升网络灵活性,并增强对光纤非线性与相位噪声等损伤的容忍度^[2-3]。在多种DSM技术中,偏移正交幅度调制数字子载波复用(OQAM-DSM)展现出较大潜力^[4-6]。该技术将子载波间隔压缩至与波特率相等,并借助任意频谱滚降维持子载波正交性。通过使每个子载波的正交支路延迟半个符号周期,OQAM-DSM允许频谱混叠。尽管存在邻载波串扰,但因串扰与目标信号存在 $\pi/2$ 相位差,信号仍可无失真恢复。与传统正交幅度调制(QAM)-DSM(子载波间隔大于波特率)相比,OQAM-DSM不仅通过支持灵活的频谱滚降配置,大幅降低了

收稿日期:2025-01-19。

基金项目:国家重点研发计划项目(2022YFB2903002)资助;国家自然科学基金项目(U23A20282)资助;广东省“珠江人才计划”青年拔尖人才项目(2019QN01X165)资助。

作者简介:邓昊(2000—),男,博士生,主要研究方向为光纤通信与信号处理,包括时钟同步算法、线性均衡算法等,参与国家重点研发计划、广东省自然科学基金等项目,发表OFC会议论文1篇。

***通信作者:**赵建(1980—),男,博士,教授,主要研究方向为光纤与无线光通信。



频谱整形所需的滤波器记忆长度,更显著提升了频谱效率与带宽利用率,并增强了对链路滤波的鲁棒性。

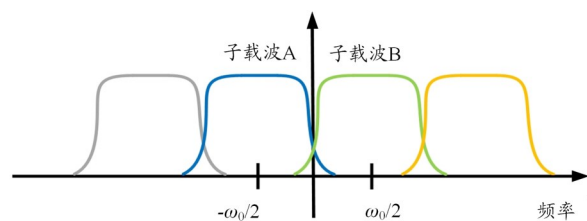
OQAM-DSM 技术虽具有多项优势,但由于存在相邻子载波间的串扰,其信道均衡难度较大。为此,研究人员提出了多种信道估计与均衡方法。文献[7]设计了2种特殊训练序列以消除串扰对信道估计的影响,并采用改进的最小均方误差算法进行均衡。文献[8]通过干扰近似方法获取相邻子载波串扰的先验信息,并利用这些信息优化训练序列,以提升估计与均衡性能。文献[9]提出了一种基于多抽头均衡器的自适应信道估计与补偿方法。然而,这些方法仅适用于色散导致的子载波间延迟远小于符号周期的情形,难以应对子载波波特率较高(如超过 10 GBaud)且传输距离达几十千米以上的系统。在更长距离(如数百至数千千米)传输中,尽管固定色散补偿模块可抵消大部分色散,但由于监测精度有限和路径动态变化,残余色散仍会对信号产生显著影响。针对色散导致较大子载波延迟差的情况,文献[10]采用多个滤波器组进行信道均衡,但需在性能与复杂度之间进行权衡。文献[11]借助时域/频域滤波器组均衡各子载波,但该方法依赖于理想已知的信道响应或较长的训练序列。文献[12]指出,只要采样位置正确,色散引起的时间延迟不会破坏子载波正交性,并据此提出一种快速信道估计与均衡方案,但其更适用于子载波数量较多的系统。文献[13]提出一种迭代软解码判决反馈均衡器,用于同时补偿码间串扰和载波间串扰,然而反馈延迟严重限制了均衡器的收敛速度。

为此,本文提出一种适用于 OQAM-DSM 光通信系统中的信道估计与均衡方法,兼具高性能与低复杂度的特点。

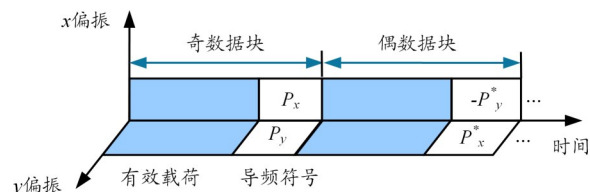
1 信道估计与均衡方法的原理

1.1 基于导频辅助的色散估计原理

OQAM-DSM 信号的频谱示意图与设计的导频符号示意图如图 1 所示。所设计的导频还可同时用于时钟恢复^[14]和相位估计^[15]等 DSP 功能,不会引入额外开销。不失一般性,本文以子载波 A 和 B 为例阐述工作原理,但所提方法同样适用于采用其它 2 个子载波的情况。设计这 2 个子载波中奇数据块和偶数据块的 x 偏振和 y 偏振中的导频符号分别为 $P_x, P_y, -P_y^*, P_x^*$, 其中 $P_{x, \text{real}} = -P_{y, \text{imag}}, P_{x, \text{imag}} = P_{y, \text{real}}, P_{x, \text{real}} \setminus P_{x, \text{imag}}$ 分别为 P_x 的实部和虚部; $P_{y, \text{real}}, P_{y, \text{imag}}$ 分别为 P_y 的实部和虚部,容易得到 $|P_x|^2 = |P_y|^2$ 。由于 2 个偏振通道上的有效载荷数据是相



(a) OQAM-DSM 信号的频谱示意图



(b) 设计的导频符号

图 1 OQAM-DSM 信号的频谱示意图和设计的导频符号

互独立的,无需遵循图 1(b)中的导频符号之间的关系。在发射端, x 偏振和 y 偏振上的 OQAM-DSM 信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} s_{x, \text{tr}}(t) \\ s_{y, \text{tr}}(t) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^M \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \begin{bmatrix} s_{i,x}(n) \\ s_{i,y}(n) \end{bmatrix} h(t - nT/2) \exp(j\omega_i t) \quad (1)$$

其中, M 为子载波个数; 函数 $s_{i,x}(\cdot)$ 和 $s_{i,y}(\cdot)$ 的变量(时间序号)分为偶数和奇数 2 种情况: 偶数序号时的值 $s_{i,x}(2n)$ 和 $s_{i,y}(2n)$ 为实数, 奇数序号时的值 $s_{i,x}(2n+1)$ 和 $s_{i,y}(2n+1)$ 为虚数, 分别为 x 偏振或 y 偏振中第 i 个子载波上的第 n 个符号的实部和虚部。 $h(t)$ 为发射信号的波形, T 为符号周期, t 为时间, ω_i 为第 i 个子载波的载波频率。在接收端, x 偏振和 y 偏振上的 OQAM-DSM 信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} s_{x, \text{re}}(t) \\ s_{y, \text{re}}(t) \end{bmatrix} = H_{\text{pol}} h_{\text{CD}}(t) \otimes \begin{bmatrix} s_{x, \text{tr}}(t) \\ s_{y, \text{tr}}(t) \end{bmatrix} \exp(j\varphi(t) + j\Delta\omega t) \quad (2)$$

其中, $\otimes$ 为卷积, $\varphi(t)$ 和 $\Delta\omega$ 分别为相位噪声和频率偏移, h_{CD} 为色散的时域响应。 H_{pol} 为一个三参量的 2×2 偏振态旋转矩阵^[16], 其表达式为

$$H_{\text{pol}} = \begin{bmatrix} \cos \theta e^{j\gamma_1} & \sin \theta e^{j\gamma_2} \\ -\sin \theta e^{-j\gamma_2} & \cos \theta e^{-j\gamma_1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中, $\theta, \gamma_1, \gamma_2$ 为偏振态参数, 其各自的物理含义可参考文献[16]。 h_{CD} 对应的频域响应 $H_{\text{CD}}(\omega)$ 为

$$H_{\text{CD}}(\omega) = \exp(j\beta_2 L \omega^2 / 2) \quad (4)$$

其中, $\beta_2 = -D\lambda^2 / (2\pi c)$, D 为色散参数, L 为传输距离, λ 和 c 分别为波长和光速。对于标准单模光纤(SMF)和

常用的C波段, $D \approx 17 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ 。对式(2)中的信号进行子载波解复用, 得到解复用后的子载波A和B的表达式为

$$\begin{bmatrix} s_{A,x}(t) \\ s_{A,y}(t) \end{bmatrix} = H_{\text{pol}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \begin{bmatrix} s_{A,x}(n) \\ s_{A,y}(n) \end{bmatrix} h_{\text{re}}(t - nT/2 + \tau_c) \exp(j\phi) \quad (5-1)$$

$$\begin{bmatrix} s_{B,x}(t) \\ s_{B,y}(t) \end{bmatrix} = H_{\text{pol}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \begin{bmatrix} s_{B,x}(n) \\ s_{B,y}(n) \end{bmatrix} h_{\text{re}}(t - nT/2 - \tau_c) \exp(j\phi) \quad (5-2)$$

其中, $\phi = -\omega_0 \tau_c / 2 + \varphi(t) + \beta_2 L \omega_0^2 / 8 + \Delta \omega t$, $h_{\text{re}}(\cdot)$ 为经色散展宽后的接收波形, $\tau_c = -\beta_2 L \omega_0 / 2$ 为色散导致的时间延迟。 ω_0 为相邻子载波之间的频率间隔, 在OQAM-DSM中等于每个子载波的波特率。定义从式(5)中提取出的子载波A和B在x和y偏振上的奇数据块和偶数据块的波形分别为 $A_{x,\text{odd}}$ 、 $A_{y,\text{odd}}$ 、 $A_{x,\text{even}}$ 、 $A_{y,\text{even}}$ 、 $B_{x,\text{odd}}$ 、 $B_{y,\text{odd}}$ 、 $B_{x,\text{even}}$ 、 $B_{y,\text{even}}$ 。其中, 不同奇数据块或偶数据块中的导频符号是相同的, 但其载荷符号是相互独立的。

进一步定义 C_A 和 C_B 分别为: 首先, 在各自子载波内, 对2个偏振态中相邻的奇数据块和偶数据块分别进行相关运算; 然后, 将所得的4个相关函数相加; 最后, 对该和进行统计平均, 最终结果即为 C_A 和 C_B 。通过采用文献[14]中类似的数学推导方法, 可得

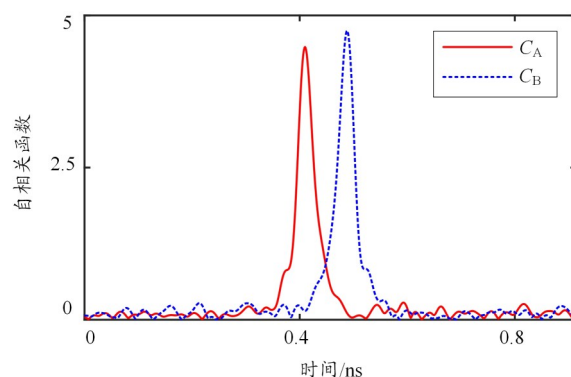
$$\begin{cases} C_A = 2|P_x|^2 |g(t + \tau_c)|^2 \\ C_B = 2|P_x|^2 |g(t - \tau_c)|^2 \end{cases} \quad (6)$$

其中, $g(t) = h_{\text{re}}(t) + jh_{\text{re}}(t - T/2)$ 。式(6)表明, 通过图1(b)设计的导频, C_A 和 C_B 在任意色散、偏振和相位噪声下都呈现对称波形, 且两者之间的时间差为 $2|\tau_c| = \beta_2 L \omega_0$, 因此可以通过 C_A 和 C_B 估计出 τ_c , 然后根据子载波之间的频率间隔 ω_0 和 $D = -2\pi c \beta_2 / \lambda^2$ 获得累积的色散值 D_{ac} , 其中 $D_{\text{ac}} = DL$ 。

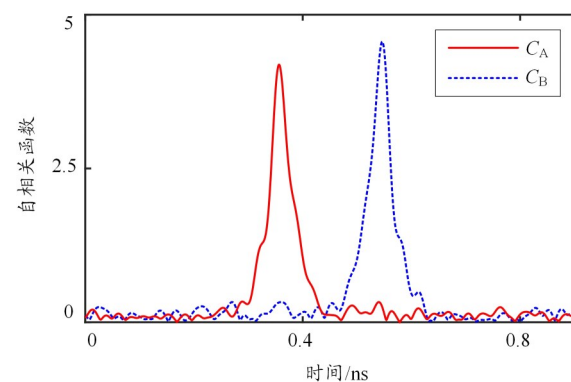
当 D_{ac} 分别为 340、680 ps/nm 时, 通过仿真获得的 C_A 和 C_B 的波形图如图2所示。其中, OQAM-DSM 的波特率为 140 GBaud, 子载波个数为 4, 每个数据块包含 31 个载荷符号和 1 个导频符号。可以看出, C_A 和 C_B 均呈对称波形。经计算, 在图2中, C_A 和 C_B 之间的时间差分别为 93、188 ps。另一方面, 根据 $\tau_c = -\beta_2 L \omega_0 / 2$ 可以计算出, 当 D_{ac} 分别为 340、680 ps/nm 时, $2|\tau_c|$ 约为 95、190 ps, 结果与上述的估计值基本相符, 因此验证了色散估计方法的可行性。

1.2 信道均衡原理

在获得估计的色散值后, 可以根据色散值减少自



(a) D_{ac} 为 340 ps/nm



(b) D_{ac} 为 680 ps/nm

图2 C_A 和 C_B 的波形图

适应均衡所需的抽头数和提高收敛性。

由色散导致的子载波的时间延迟和每个子载波的波形展宽示意图如图3所示。图中的不同颜色表示不同频率的子载波。色散在第 m 个子载波上的效应可以分解为

$$H_{\text{CD},m}(\omega) = \exp\left(j\beta_2 L (\Delta\omega + \omega_m)^2 / 2\right) = \exp(j\beta_2 L \Delta\omega^2 / 2) \exp(j\beta_2 L \Delta\omega \omega_m) \exp(j\beta_2 L \omega_m^2 / 2) \quad (7)$$

其中, $\Delta\omega = \omega - \omega_m$, ω_m 为第 m 个子载波的子载波频率。式(7)中有3项, 分别表示第 m 个子载波由于色散导致的波形展宽、相对于中心位置的时间延迟以及额外的相位旋转, 其中第二项中色散导致的时间延迟为

$$t_{\text{total},m} = \beta_2 L \omega_m \quad (8)$$

此延迟可以进一步分解为整数部分和分数部分如式(9)所示。

$$\begin{cases} n_m = \text{round}\{\beta_2 L \omega_m \omega_0 / \pi\} \\ t_{\text{fractional},m} = t_{\text{total},m} - \pi n_m / \omega_0 \end{cases} \quad (9)$$

其中, 整数延迟通过将 $t_{\text{total},m}$ 除以采样间隔 π/ω_0 后, 再

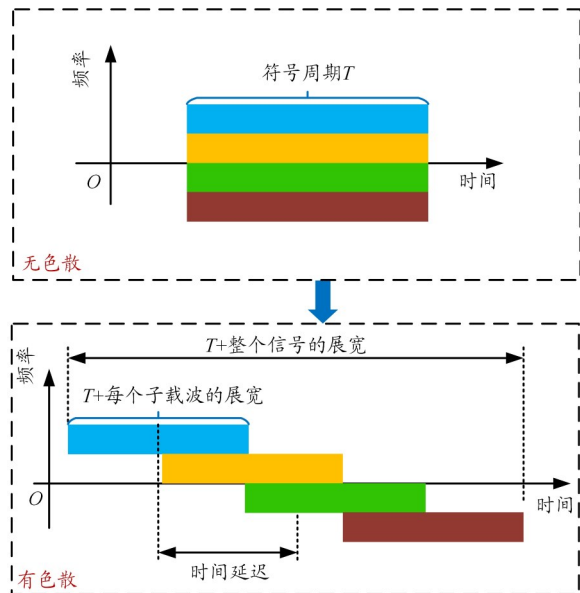


图3 色散导致子载波的时间延迟以及每个子载波的波形展宽

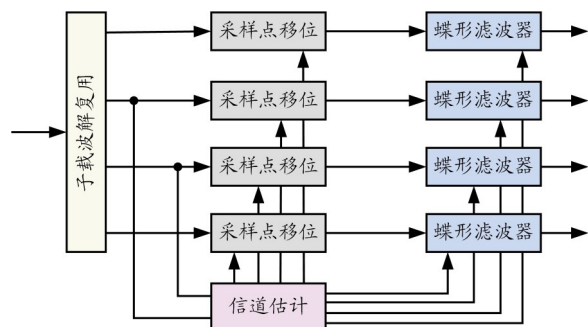


图4 信道均衡方法流程图

进行舍入运算获得。本文根据式(7)提出的信道均衡方法流程如图4所示。首先,采用匹配滤波器将接收的OQAM-DSM信号分解为各个子载波。对于第 m 个子载波,可以利用估计的色散值 $\beta_2 L$ 计算出 n_m ,并通过移动采样点补偿延迟的整数部分。然后,计算式(7)的第一项、第二项的分数部分以及第三项的联合响应,预设蝶形滤波器的抽头系数,从而提高其在色散与偏振损伤下的均衡性能。

2 仿真与实验结果

本文在140 GBaud 16OQAM-DSM仿真系统中所提方法进行验证,系统仿真装置图如图5所示。在发射端,4个子载波通过OQAM符号映射与波形成型(采用滚降系数为0.1的平方根升余弦频谱)合成为DSM信号,经数/模转换(DAC)和带宽100 GHz的双偏振同相正交(I/Q)调制器转换为光信号。传输链路中引入了色散

(光纤色散参数 $D=17 \text{ ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$)和随机偏振态旋转,光信噪比通过可变光衰减器(VOA)和掺铒光纤放大器(EDFA)进行控制。在接收端,光信号经带宽100 GHz的相干接收机和模/数转换器(ADC)后,送入接收DSP模块进行处理,包括子载波解复用、蝶形滤波、相位估计与误码率计算。在导频设置方面,采用图1(b)中定义的导频符号 $P_s=3+3j$, $P_p=3-3j$ 。以1/32的比率周期性地插入到子载波的载荷符号中。

本文采用传统方法与所提方法的性能进行对比。首先设定仿真的训练时间为100 ns,以保证得到的误码率为收敛后的值。偏振态参数 γ_1 、 γ_2 和 θ 均设为 15° 。蝶形滤波器采用最小均方算法,并优化了步长。2种方法的误码率随抽头个数变化的对比结果如图6(a)所示。可以看出,2种方法的误码率随着抽头数的增加均呈现先快速下降后略微增加的趋势。这是因为当抽头数较少时,滤波器无法覆盖码间串扰的记忆长度,所以性能较差;当抽头数较多时,滤波器的收敛性变差,因此性能会略微下降。此外,传统方法因为需要考虑整个信号的波形展宽,在传输距离为20、40 km时,所需的最小抽头数分别约为30和60,而本文方法由于通过补偿子载波间的时间延迟,只需要考虑每个子载波的波形展宽,因此可以将所需的抽头个数分别减少到15和20,约为传统方法的1/2和1/3。此外,由于传统方法需要更多的抽头,这导致了其收敛能力的降低。因此,在100 ns训练时间和最优抽头数下,传统方法的性能仍略差于本文方法。2种方法的误码率随训练时间变化对比的结果如图6(b)所示。可以看出,本文方法因为需要的抽头数较少,所以极大地提高了滤波器的收敛速度,收敛时间均在20 ns以内。相比之下,传统方法的收敛时间均在60 ns以上。

在50 ns训练时间下,本文进一步验证所提方法在

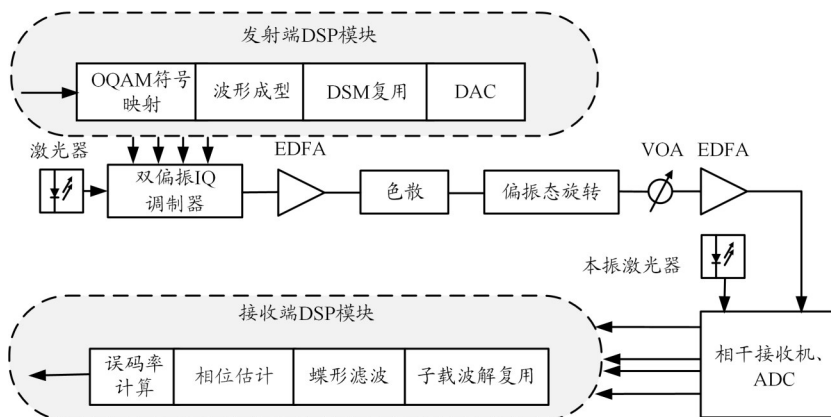
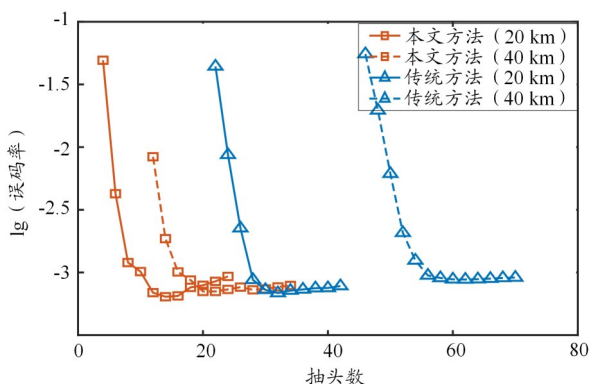
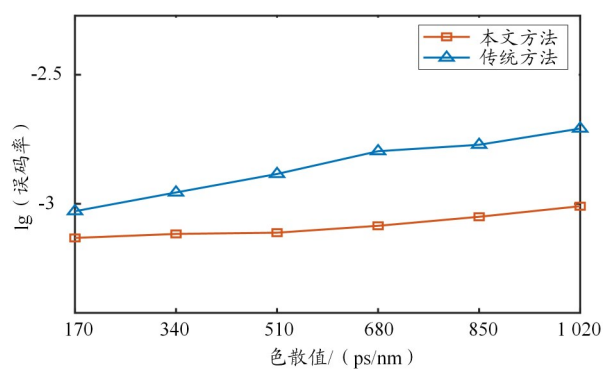


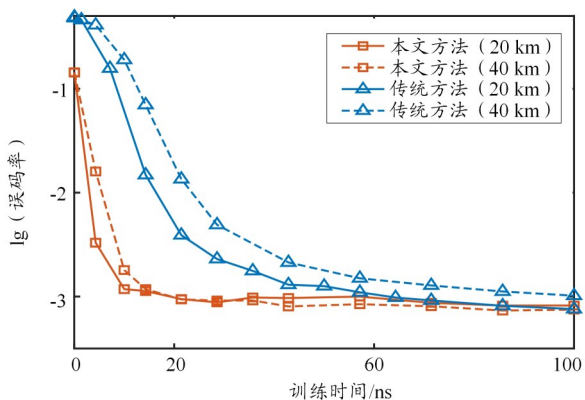
图5 仿真装置图



(a) 误码率随抽头个数变化的曲线



(a) 误码率随色散变化的曲线



(b) 误码率随着训练时间变化的曲线

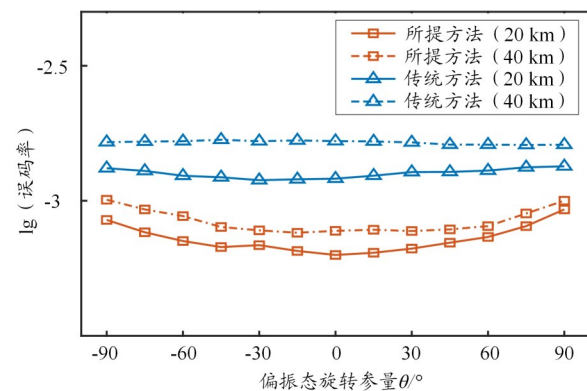
(b) 误码率随偏振态参数 θ 变化的曲线。

图6 2种方法的误码率随抽头个数和训练时间的变化

图7 2种方法的误码率随色散和偏振态参数的变化

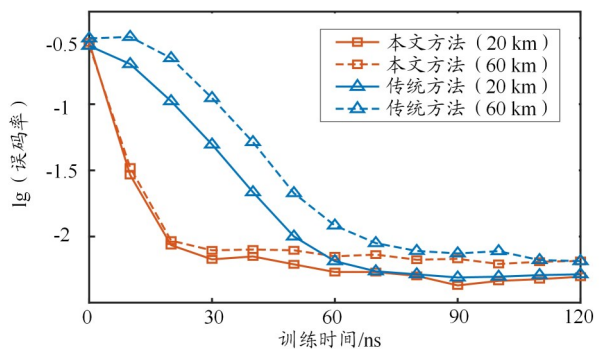
不同色散条件下的性能优势,结果如图7(a)所示。可以看出,当色散在1020 ps/nm(在 $D=17$ ps/(nm·km)下对应传输距离60 km)以内,本文方法的性能均优于传统方法。这是因为随着色散增加,均衡器所需抽头个数和收敛时间均会增长,在固定训练时间下,误码率随之上升。但由于本文方法具有更优的收敛性能,其对色散的容忍度更高。因此,随着色散的进一步增加,本文方法相比传统方法的优势将更加明显。2种方法在不同偏振态下的性能如图7(b)所示。图中,固定偏振参数 γ_1 和 γ_2 为 15° ,并改变 θ 的取值。可以看出,当 θ 为 $\pm 90^\circ$ 时,本文方法相比 $\theta=0^\circ$ 时误码率性能略微下降。这是由于此时2个偏振态最大程度地偏离了初始状态,导致自适应滤波器需要更长的收敛时间,因此在固定的50 ns训练时间内,性能受到轻微影响。尽管如此,在所有 θ 取值下,本文方法的性能仍始终优于传统方法。

本文进一步在40 GBaud 16OQAM-DSM系统中进行了实验验证,实验装置的发射端与接收端DSP流程与仿真设置基本一致,不同之处在于接收端在解复用前增加了序列同步和频偏补偿模块。在发射端,信号

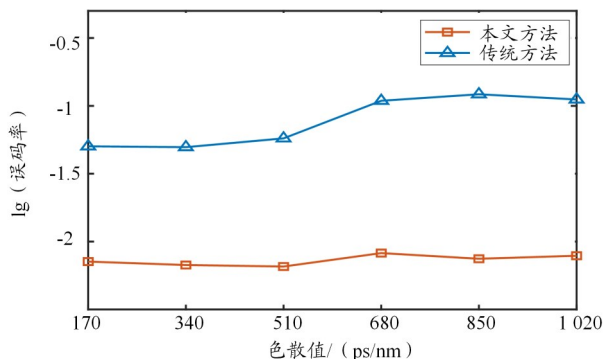
通过任意波形发生器产生模拟电信号,并被双偏振I/Q调制器(DP-IQM)调制到光路。任意波形发生器(是德M8195A)的采样率为60 GS/s,3 dB带宽为23 GHz。DP-IQM(新飞通HB-CDM)的带宽为40 GHz。在传输链路中,使用长度从0~60 km不等、色散参数约为17 ps/(nm·km)的SMF研究色散的影响。光信噪比通过调整VOA的衰减进行控制。进入40 GHz相干接收机(Finisar CPRV4220A)的信号功率设置为-7 dBm。本振激光器的功率为9.5 dBm。接收后的信号经过80 GS/s的实时示波器(力科LabMaster 10-Zi-A,36 GHz带宽)转换为数字信号,并送入到接收端DSP模块进行处理。

2种方法的误码率随训练时间的变化曲线如图8(a)所示。可以看出,本文方法显著提高了滤波器的收敛速度,在传输距离分别为20、60 km时,均将收敛时间缩短至约20 ns。2种方法的误码率随色散变化的曲线如图8(b)所示,该结果均是在30 ns训练时间下获得。可以看出,在不同色散条件下,本文方法的性能均明显优于传统方法。

邓昊, 张子恒, 郭婉桢, 等: OQAM-DSM 光通信系统中的信道估计与均衡方法研究



(a) 误码率随训练时间的变化曲线



(b) 误码率随色散的变化曲线

图8 2种方法的误码率随训练时间和色散的变化

3 结束语

本文提出一种面向 OQAM-DSM 光通信系统的信道估计与均衡方法。该方法设计了一种新型导频符号,可在任意偏振态下准确估计色散或残余色散值,并利用该估计值为每个子载波设置时间延迟及蝶形滤波器抽头系数,从而显著降低系统复杂度并提升收敛性能。140 GBaud 16OQAM-DSM 仿真结果表明:本文方法将所需滤波器抽头数降至传统方法的 1/3,收敛时间缩短至 20 ns 以内,且在较大色散条件下优势更为明显。同时在 40 GBaud 16OQAM-DSM 相干光通信实验也验证了该方法的有效性,且该方法同样可应用于传统 QAM-DSM 系统。

参考文献:

[1] WELCH D, NAPOLI A, BACK J, et al. Digital subcarrier multiplexing: enabling software-configurable optical networks[J]. Journal of Lightwave Technology, 2023, 41(4): 1175–1191.

[2] LOWERY A J, DU L B Y. XPM efficiency versus symbol rate[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(9): 2850–2861.

[3] CHO J, CHEN X, RAYBON G, et al. Shaping lightwave in time and frequency for optical fiber communication[J]. Nature Communications, 2022, 13(785): 1–11.

[4] ZHAO J. DFT-based offset-QAM OFDM for optical communications[J]. Optics Express, 2014, 22(1): 1114–1126.

[5] ZHAO J, TOWNSEND P D. Independent component analysis for phase and residual frequency offset compensation in OQAM multicarrier systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(15): 3897–3907.

[6] CHU J M, GAO M Y, LIU X L, et al. Channel estimation based on complex-valued neural networks in IM/DD FBMC/OQAM transmission system[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(4): 1055–1063.

[7] ZHAO J. Channel estimation in DFT-based offset-QAM OFDM systems[J]. Optics Express, 2014, 22(21): 25651–25662.

[8] NHAN N Q, MOREL P, AZOU S, et al. Sparse preamble design for polarization division multiplexed CO-OFDM/OQAM channel estimation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(13): 2737–2745.

[9] YU Y K, TOWNSEND P D, ZHAO J. Equalization of dispersion-induced crosstalk in optical offset-QAM OFDM systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(7): 782–785.

[10] ZHAO J, TOWNSEND P D. Dispersion tolerance enhancement using an improved offset-QAM OFDM scheme[J]. Optics Express, 2015, 23(13): 17638–17652.

[11] NGUYEN T H, ROTTENBERG F, GORZA S P, et al. Efficient chromatic dispersion compensation and carrier phase tracking for optical fiber FBMC/OQAM systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(14): 2909–2916.

[12] ZHAO J, TOWNSEND P D. Fast channel estimation and equalization scheme for offset-QAM OFDM systems[J]. Optics Express, 2019, 27(2): 714–728.

[13] ALAGHBARI K A, LIM H S, ELTAIF T. Compensation of chromatic dispersion and nonlinear phase noise using iterative soft decision feedback equalizer for coherent optical FBMC/OQAM systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(15): 3839–3849.

[14] GUO W, ZHANG Z, FAN Z, et al. A novel pilot-aided timing recovery algorithm with high tolerance to impairments for OQAM-based digital multi-band systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2023, 41(11): 3539–3550.

[15] WANG S, SONG S, WEN M, et al. Improved dual-reference-subcarrier carrier phase estimation with suppressed noise amplification[C]//Asia Communication and Photonics Conference, November 5–8, 2022, Shenzhen, China. New York: IEEE, 2022: 893–896.

[16] CUI N, ZHANG X, ZHENG Z, et al. Two-parameter-SOP and three-parameter-RSOP fiber channels: problem and solution for polarization demultiplexing using Stokes space[J]. Optics Express, 2018, 26(16): 21170–21182.