

# 基于自适应ICA的PDM-CO-OFDM系统信道均衡算法

顾 欣<sup>1</sup> 卢 瑾<sup>1\*</sup> 任宏亮<sup>1,2</sup> 薛林林<sup>1</sup> 郭淑琴<sup>1</sup> 覃亚丽<sup>1</sup> 胡卫生<sup>2</sup>

<sup>1</sup>浙江工业大学信息工程学院, 浙江 杭州, 310023

<sup>2</sup>上海交通大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海, 200240

**摘要** 基于独立成分分析法(ICA)能够实现偏振复用相干光正交频分复用(PDM-CO-OFDM)系统的盲信道均衡,与基于导频的信道均衡方法相比,能极大提高系统的频谱利用率。然而这种固定步长的ICA算法对每个子载波采用迭代算法来计算信道频率响应分离矩阵,需要经过几十次迭代才能收敛。为有效降低该算法的计算复杂度,提出一种基于自适应步长ICA的盲信道均衡算法,采用自适应分离步长提高迭代算法的收敛速度。基于100 Gb/s, 16进制正交振幅调制(16-QAM)PDM-CO-OFDM系统,仿真实验表明该自适应算法的系统误码率性能优于固定步长ICA算法的结果,且收敛速度提高5倍以上,能够用于未来高速PDM-CO-OFDM系统接收端进行高效信道均衡。

**关键词** 光通信; 正交频分复用; 独立成分分析; 信道均衡; 自适应步长

中图分类号 TN913.7

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201535.1006003

## Channel Equalization Using Independent Component Analysis with Adaptive Variable Step in PDM-CO-OFDM

Gu Xin<sup>1</sup> Lu Jin<sup>1</sup> Ren Hongliang<sup>1,2</sup> Xue Linlin<sup>1</sup> Guo Shuqin<sup>1</sup> Qin Yali<sup>1</sup> Hu Weisheng<sup>2</sup>

<sup>1</sup>College of Information and Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou, Zhejiang 310023, China

<sup>2</sup>State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China

**Abstract** Compared with the conventional training symbols-based channel equalization method, the blind channel equalization method based on the independent component analysis (ICA) improves considerably the spectral efficiency of the polarization-division-multiplexing coherent-optical orthogonal-frequency-division-multiplexing (PDM-CO-OFDM) systems. However, the blind channel estimation requires the computations of the channel frequency response on subcarrier basis and needs dozens of iterations to converge. To reduce its computational complexity, on the basis of the channel equalization using ICA, a blind channel equalization method is proposed. It is performed by using ICA with adaptive variable step, and the separation step method enhances the convergence rate of the iterative algorithm greatly. For 100 Gb/s PDM-CO-OFDM with 16 quadrature amplitude modulation (16 QAM), it is proved by the simulation results that its convergence rate improves more than five times, compared with the channel equation method by using ICA with fixed iterative step. This method can be used to realize high efficiency channel equalization in the future high speed PDM-CO-OFDM system receivers.

**Key words** optical communications; orthogonal-frequency-division-multiplexing; independent component analysis; channel equalization; adaptive variable step

**OCIS codes** 060.1660, 060.2330, 060.2360, 060.4510

收稿日期: 2015-04-14; 收到修改稿日期: 2015-05-21

基金项目: 中国博士后基金(2013M540361)、国家自然科学基金(60907032, 61275124, 61405178)

作者简介: 顾欣(1991—),男,硕士研究生,主要从事光正交频分复用通信系统等方面的研究。E-mail: 418294249@qq.com

导师简介: 任宏亮(1978—),男,博士,副教授,主要从事信号处理、光纤接入和光传感等方面的研究。

E-mail: hlren@zjut.edu.cn

\*通信联系人。E-mail: lujin@zjut.edu.cn

## 1 引 言

目前,正交频分复用(OFDM)技术以其对于光纤传输中的色散具有良好的抑制作用、用数字信号处理灵活地补偿系统损伤的能力、高频谱利用率等优点,已成为长距离高速通信系统和光接入网等领域备受关注的技术之一<sup>[1-5]</sup>。偏振复用相干光 OFDM 系统能够极大提高系统的传输容量,Tb/s 长距离传输已在实验中证实。在传统的光 OFDM 系统中,为了获得信道估计,在发送端的数据中,周期性地插入训练符号,这种信道估计的方法显然极大地降低了系统的频谱利用率<sup>[6-15]</sup>。

在偏振复用相干正交频分复用(PDM-CO-OFDM)传输系统中,基于正交相移键控(QPSK)和 16 进制正交振幅调制(16QAM)调制,未插入训练符号,已在实验中证实斯托克斯空间中的偏振解复用传输。但是在解复用之后对色散(CD)和偏振模色散(PMD)的补偿仍然需要插入训练符号来进行信道估计<sup>[16]</sup>。基于独立成分分析法(ICA)的盲信道估计算法已被广泛应用于单载波的光传输系统<sup>[17-19]</sup>。近来,Li 等<sup>[20-21]</sup>提出了一种基于 ICA 算法的多载波光 OFDM 系统的盲信道均衡算法。在这种方法中,首先用离散傅里叶变换(DFT)将接收到的时域 OFDM 信号转变为频域数据,然后研究每一子载波的 ICA 数学模型。对 PDM-CO-OFDM 系统而言,偏振解复用就是 ICA 中的二源信号盲分离问题。然而这种方法对每个子载波用迭代算法来计算信道频响矩阵,在该迭代算法中使用了常数迭代步长,导致每个子载波的频响矩阵需要经过很多次迭代才能收敛,收敛速度较慢<sup>[22-23]</sup>。由于在光 OFDM 中,往往有大量的子载波使用,因此该算法可能导致较大的计算复杂度。

本文提出一种基于自适应步长 ICA 的盲信道均衡方法,用于 PDM-CO-OFDM 系统实现其偏振解复用。该算法在固定迭代步长 ICA 算法的基础上,以二源信号间的统计独立性为判断标准来设定目标函数,求出每个子载波的信道频响分离矩阵,采用自适应分离步长算法,根据信道频响分离矩阵的变化量来自适应调整步长。最后,基于 100 Gb/s 16QAM 调制的 PDM-CO-OFDM 系统进行了算法仿真验证。仿真结果证明,自适应 ICA 算法比固定步长 ICA 算法收敛速度提高 5 倍以上,而且误码率系统性能也略优于固定步长 ICA 算法。因而自适应步长的 ICA 算法能够替代固定步长 ICA 算法在 PDM-CO-OFDM 系统中实现较好的信道均衡。

## 2 基于 PDM-CO-OFDM 系统的自适应步长 ICA 算法描述

PDM-CO-OFDM 系统在仅考虑光纤线性损伤的情况下,单个子载波的频域数据可以被描述成一个  $2 \times 2$  的多输入多输出(MIMO) OFDM 模型<sup>[1]</sup>:

$$\begin{bmatrix} R_x^i \\ R_y^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{xx}^i & H_{xy}^i \\ H_{yx}^i & H_{yy}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_x^i \\ T_y^i \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中  $T_p^i$  ( $p=x,y$ )表示发送端的第  $i$  个子载波的  $p$  偏振的数据,  $R_q^i$  ( $q=x,y$ )表示接收端的第  $i$  个子载波的  $q$  偏振的数据。  $H_{pq}^i$  表示第  $i$  个子载波信道从  $q$  偏振到  $p$  偏振的信道频响。在(1)式中,对光纤信道,在一个 OFDM 符号周期内,光纤信道随时间的变化非常缓慢,信道频响几乎不随时间发生变化。如果(1)式中的信道频响矩阵能够获得,则在发送端第  $i$  个子载波数据可以恢复为

$$\begin{bmatrix} T_x^i \\ T_y^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{xx}^i & H_{xy}^i \\ H_{yx}^i & H_{yy}^i \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_x^i \\ R_y^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{H}_{xx}^i & \tilde{H}_{xy}^i \\ \tilde{H}_{yx}^i & \tilde{H}_{yy}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_x^i \\ R_y^i \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中,  $\tilde{H}_{pq}^i$  能够用复数 ICA 算法获得,该 ICA 算法通过求  $\begin{bmatrix} T_x^i & T_y^i \end{bmatrix}^T$  负熵最大值实现。在 ICA 算法中,从接收端中大量的数据样本中才能准确找到信道频响,这里用  $N$  个 OFDM 符号作为数据样本。文献[20-21]应用 ICA 算法的自然梯度学习算法(NGLA)去估计(2)式中第  $i$  个子载波的信道频响矩阵的逆矩阵,用  $2 \times 2$  矩阵  $H^i$  表示,其经过  $k$  次迭代后的矩阵  $H^i(k)$  可表示为

$$H^i(k) = H^i(k-1) + \mu [I - \varphi(\mathbf{u})\mathbf{u}^H] H^i(k-1), \quad (3)$$

$$H^i(k) \leftarrow \left\{ H^i(k) [H^i(k)]^H \right\}^{-1/2} H^i(k), \quad (4)$$

这里  $\mathbf{u}$  是一个  $2 \times N$  的矩阵<sup>[20-21]</sup>,

$$\mathbf{u} = H^i(k-1) \mathbf{R}^i, \quad (5)$$

$$\varphi(\mathbf{u}) = \tanh[\operatorname{Re}(\mathbf{u})] + j \cdot \tanh[\operatorname{Im}(\mathbf{u})], \quad (6)$$

$$\mathbf{R}^i = [\mathbf{R}_x^i \quad \mathbf{R}_y^i]^T. \quad (7)$$

在上述自然梯度学习算法中,步长  $\mu$  总是等于-1,在迭代过程中固定迭代步长。这可能造成该迭代算法收敛速度较慢。若步长较大,收敛速度会较快,但是误差会变大,反之步长减小,收敛速度则会变慢,误差较小。为了加快迭代算法收敛速度,同时保持误差结果不增加,采用一种自适应分离步长算法。在迭代过程中,根据矩阵  $\mathbf{H}^i$  的变化量来调整步长<sup>[22-23]</sup>,定义(8)式:

$$D(k) = \|\mathbf{I} - \varphi(\mathbf{u})\mathbf{u}^H\|_F^2, \quad (8)$$

$\|\cdot\|_F$  表示取弗罗贝尼乌斯(Frobenius)范数。当  $D(k)$  趋于0时,表示算法收敛。利用  $D(k)$  来控制  $\mu(k)$ , 则有

$$\mu(k+1) = \alpha(k)\mu(k), \quad (9)$$

故  $\mu(k)$  可以根据收敛情况,在  $D(k)$  当前值较小的范围内自动调整,  $\alpha(k)$  的取值如下:

$$\alpha(k) = \begin{cases} 1 + \gamma D(k), & D(k) < D(k+1) \\ \frac{1}{1 + \beta D(k)}, & D(k) > D(k+1) \\ 1, & \text{other} \end{cases}, \quad (10)$$

式中  $D(0)=0$ ,  $\mu(0)=-1$ 。  $0 < \gamma$ ,  $\beta < 1$ ,  $\gamma$  控制收敛速度,  $\beta$  控制稳态。

本算法实现的步骤为: 1) 对接收端的时域信号进行同步和载频估计以及色散补偿等处理后,经快速傅里叶变换(FFT)转变为频域信号。由于激光器相位噪声会导致每个子载波产生公共相位误差,所以先用一种盲相位噪声补偿算法对每个 OFDM 符号的公共相位噪声误差(CPE)进行补偿<sup>[24]</sup>。在这种盲 CPE 噪声补偿算法中,首先进行一种无迭代算法去估计初始的 CPE。在色散最小算法中引入新的代价函数,它的形式包含修正后结果的实部部分和虚部部分,使得代价函数几乎完美近似为余弦函数,从而在该函数曲线上取 3 个点就可以计算出初始的 CPE 值。然后用传统相位判决均衡算法(DDPE)计算残余的 CPE。最后进行 ICA 的预处理,即对 CPE 补偿之后的频域数据取均值和白化(Whitening)。2) 基于 CPE 补偿可得到第 1 个子载波的  $\mathbf{H}^1(0)$ , 后续  $\mathbf{H}^i(0) = \mathbf{H}^{i-1}$ , 即前 1 个子载波收敛的信道频响逆矩阵为下一个子载波的初始迭代矩阵。3) 根据(3)和(4)式对第  $i$  个子载波的初始矩阵进行迭代计算,每次迭代计算中的步长  $\mu$  依据(9)和(10)式进行调整。当 1 次迭代前后的 2 个矩阵  $\mathbf{H}^i(k)$  和  $\mathbf{H}^i(k+1)$  范数之间的差值小于阈值  $10^{-4}$ , 表示算法收敛,然后用(2)式对接收到的 2 个偏振方向的信号进行恢复。

### 3 仿真实验与结果分析

#### 3.1 仿真系统模型

为了验证该自适应步长 ICA 算法的性能,通过 Optisystem 7.0 和 Matlab 联合建立了 100 Gb/s 的 PDM-16QAM-CO-OFDM 仿真实验系统,如图 1(a)所示。其中的 OFDM 编解码以及接收端的数字信号处理(DSP)等用 Matlab 代码完成,其他部分来自于 Optisystem 7.0 的元件库。

2 种偏振状态下的数字信号处理完全一致,图 1(b)显示了对任意一种偏振状态的数字信号处理步骤。首先 50 Gb/s 伪随机二进制脉冲序列(PRBS)经 16QAM 映射后进行 OFDM 编码。该编码通过数字信号处理完成,用 Matlab 代码产生 OFDM 基带信号。该 OFDM 时域信号通过点数为 128 的逆傅里叶变换(IFFT)变换获得,经并串变换(P/S)后,为消除因信道色散引起的符号间干扰(ISI)而加入 16 点循环前缀(CP),完整的 1 个时域 OFDM 符号为 134 点。子载波的个数为 64,其余补零,子载波间隔为 97.66 MHz。然后,OFDM 基带信号的实部和虚部被传送给采样速率为 12.5 GS/s 的数模变换器(DAC)去产生 IQ(实部和虚部)模拟信号,然后用 2 路 IQ 模拟信号分别驱动 I/Q 调制器[2 个马赫-曾德尔(MZ)调制器]产生 1 路偏振状态的 16QAM-OFDM 光信号。发射端和接收端激光器工作波长相等且为 1550 nm,线宽相等,  $\nu = 100$  kHz。2 路偏振光信号经过偏振合束器(PBC)后获得 100 Gb/s 数据速率的光信号<sup>[25-27]</sup>。

每段光纤跨度(span)光纤信道由 1 段单模光纤(SMF 50 km)、1 个掺铒光纤放大器(EDFA)、1 个光滤波器构成。整个光纤链路由 6 段这样的光纤信道首尾连接而成。光纤的色散系数为 16 ps/(nm·km),非线性系数为  $1.3 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ ,偏振模色散系数为  $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ ,损耗系数为 0.2 dB/km。这里光信噪比(OSNR)能够通过改变 EDFA 的噪声系数而获得。经过光纤传输后,在接收端,信号经过偏振分束器(PBS)被分离为 2 个垂直的偏振

状态光信号。通过用双平衡外差光电探测器(PD)进行相干接收,将光信号转换为电信号。该模拟电信号先经采样频率为 12.5 GS/s 的模数转换器(ADCs, 8 位分辨率),进入图 1(c) 所示的 Matlab 代码构成的 DSP 模块,经过 OFDM 符号同步,色散补偿,OFDM 解码之后,先进行 CPE 相位噪声补偿,再进行 ICA 算法处理,恢复出发送端的频域信号。

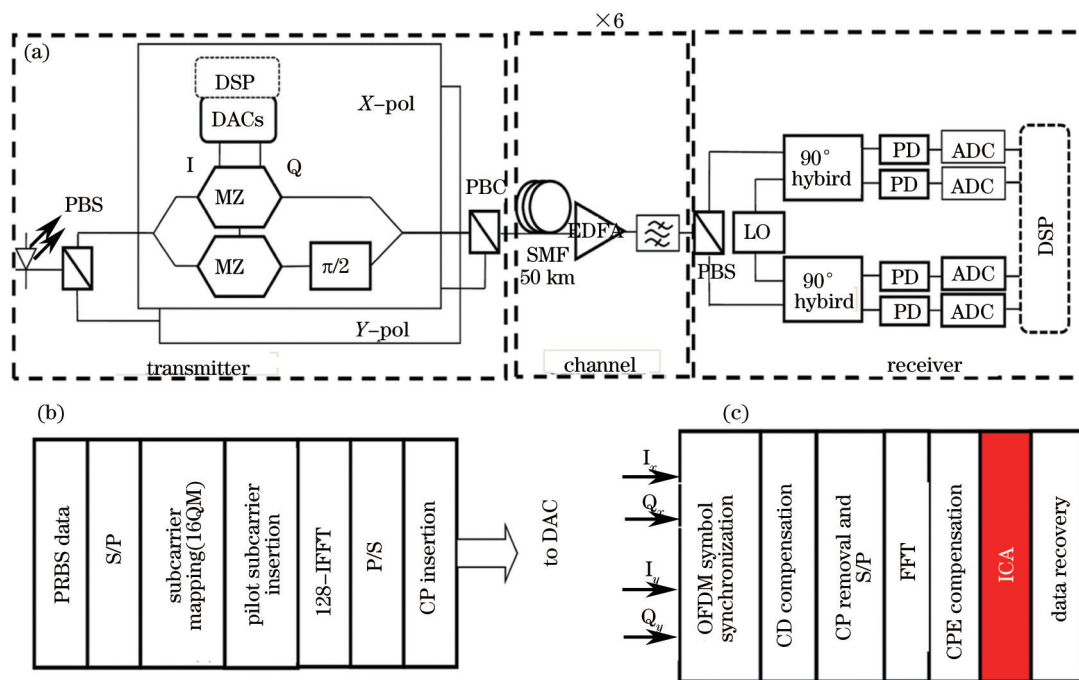


图 1 (a)100 Gb/s PDM-OFDM-16QAM 系统实验仿真系统; (b)发射端及(c)接收端 DSP 处理步骤

Fig.1 Simulation setup of the (a) 100 Gb/s PDM-OFDM-16QAM system; schematics of the DSP in the (b) transmitter and (c) receiver

### 3.2 $\beta$ 和 $\gamma$ 的取值

为了得到最佳的系统性能效果,需要通过仿真实验确定 2 个控制参数  $\beta$  和  $\gamma$  的值。有研究者采用逐个确定的办法,先固定一个参数,然后优化另一个参数<sup>[21]</sup>。当  $\beta$  分别为 0.01, 0.05, 0.1 时,经仿真首先计算出系统误码率(BER,  $R_{BE}$ )和单个子载波平均迭代次数随  $\gamma$  变化的曲线,如图 2 (a), (b)所示。从图中可以看到当  $\gamma$  变化时,对误码率和迭代次数没有影响,故不考虑  $\gamma$  参数,将(10)式重新改写为

$$\alpha(k) = \frac{1}{1 + \beta D(k)}. \quad (11)$$

图 2(c)和(d)分别显示了系统误码率和单个子载波平均迭代次数随  $\beta$  变化的关系曲线。从中可以看出,  $\beta$  增大时,单个子载波平均迭代次数减少,误码率增大。随着  $\beta$  减小,系统误码率随之减小,但单个子载波平均迭代次数变化并不剧烈。当  $\beta < 0.02$  时,系统的误码率逐渐趋向于一个较小的稳定值。文中选取  $\beta$  的值为 0.01,此时单个子载波平均迭代次数约为 16 次。

### 3.3 与固定步长 ICA 算法的系统性能效果对比

图 3 (a)、(b)、(c)和(d)、(e)、(f)分别显示了接收端  $x, y$  2 种偏振状态下,在没有用 DSP 信道均衡算法,用固定步长的 ICA 算法和用自适应步长 ICA 算法情况下,分别得到的 16QAM 信号星座图。仿真时,已考虑激光器的相位噪声。从图中可以看出自适应 ICA 算法能较好地恢复出发送端信号。这里对光纤的色散补偿,是将光纤信道频域传递函数的解析形式经傅里叶变换到时域,从而设计时域有限长单位冲激响应(FIR)滤波器来实现<sup>[28]</sup>。该滤波器的阶数随色散累积增加而增加。而且 CPE 补偿也采用一种无迭代的盲算法<sup>[24]</sup>,所以整个 DSP 算法除符号同步及载频估计外并未使用任何训练符号,因此极大提高了系统的频谱利用率。

图 4(a)和(d)为 PDM-CO-OFDM 系统中发射端激光器变化时,自适应步长 ICA 算与固定步长 ICA 算法获得的误码率变化。从图 4(a)和(d)中可以看出:对该 PDM-CO-OFDM 系统来说,激光器发射能量为 -2 dBm 时,系统误码率最小,故此发射能量作为系统的最优发射能量;在发射端激光器能量变化时,自适应步长 ICA 算法明显优

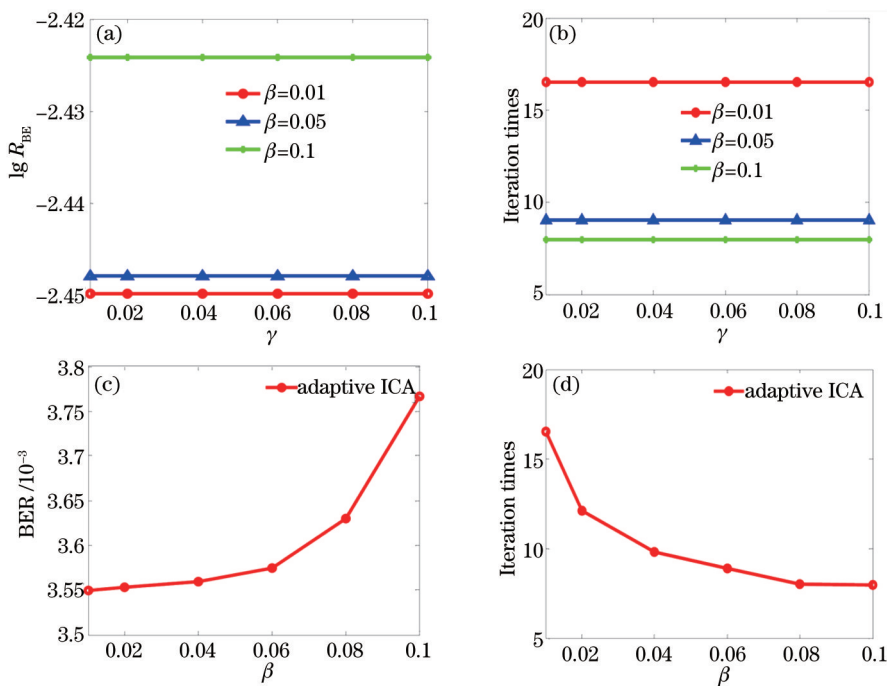


图2 (a)固定  $\beta$  时,系统误码率随  $\gamma$  变化时的关系曲线;(b)固定  $\beta$  时,单个子载波的平均迭代次数随  $\gamma$  变化时的关系曲线;(c)系统误码率随  $\beta$  变化时的关系曲线;(d)单个子载波的平均迭代次数随  $\beta$  变化时的关系曲线  
Fig.2 (a) BER performance versus value of  $\gamma$  at  $\beta = 0.01, 0.05$  and  $0.1$ ; (b) required average iteration times for the single subcarrier versus value of  $\gamma$  at  $\beta = 0.01, 0.05$  and  $0.1$ ; (c) BER performance versus value of  $\beta$ ; (d) required average iteration times for the single subcarrier versus value of  $\beta$

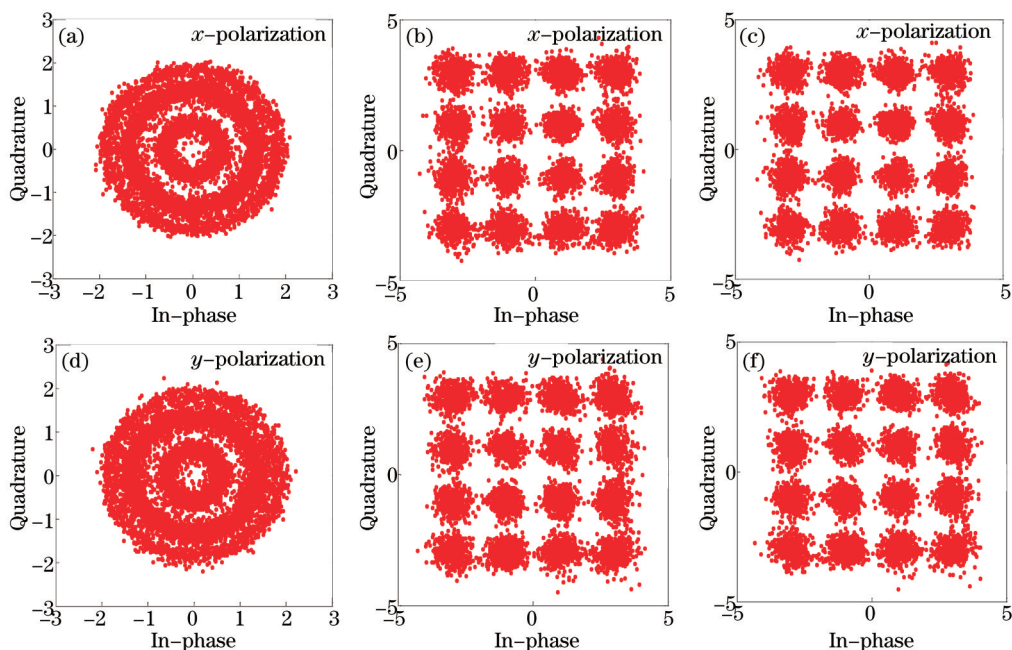


图3 对 16 QAM 信号得到的在  $x$  偏振和  $y$  偏振时的星座图。(a), (d) 没有均衡;(b), (e) 用自适应步长 ICA 算法;(c), (f) 用固定步长 ICA 算法

Fig.3 Signal constellation plots of  $x$  and  $y$  polarizations for 16 QAM data. (a), (d) Without equalization; (b), (e) using the ICA with adaptive variable step; (c), (f) using the ICA with fixed iterative step

于固定步长 ICA 算法。图 4(b)和(e) 显示了激光器发射能量变化时,2种算法中平均每个子载波所需迭代次数的变化,可以看到在 2种算法中,该迭代次数基本不发生变化,说明 ICA 算法的迭代次数与信号的光信噪比基本上没有关联。其中单个子载波平均迭代次数,用固定步长 ICA 约为 75 次,而用自适应步长 ICA 约为

15次,收敛速度提高了5倍。

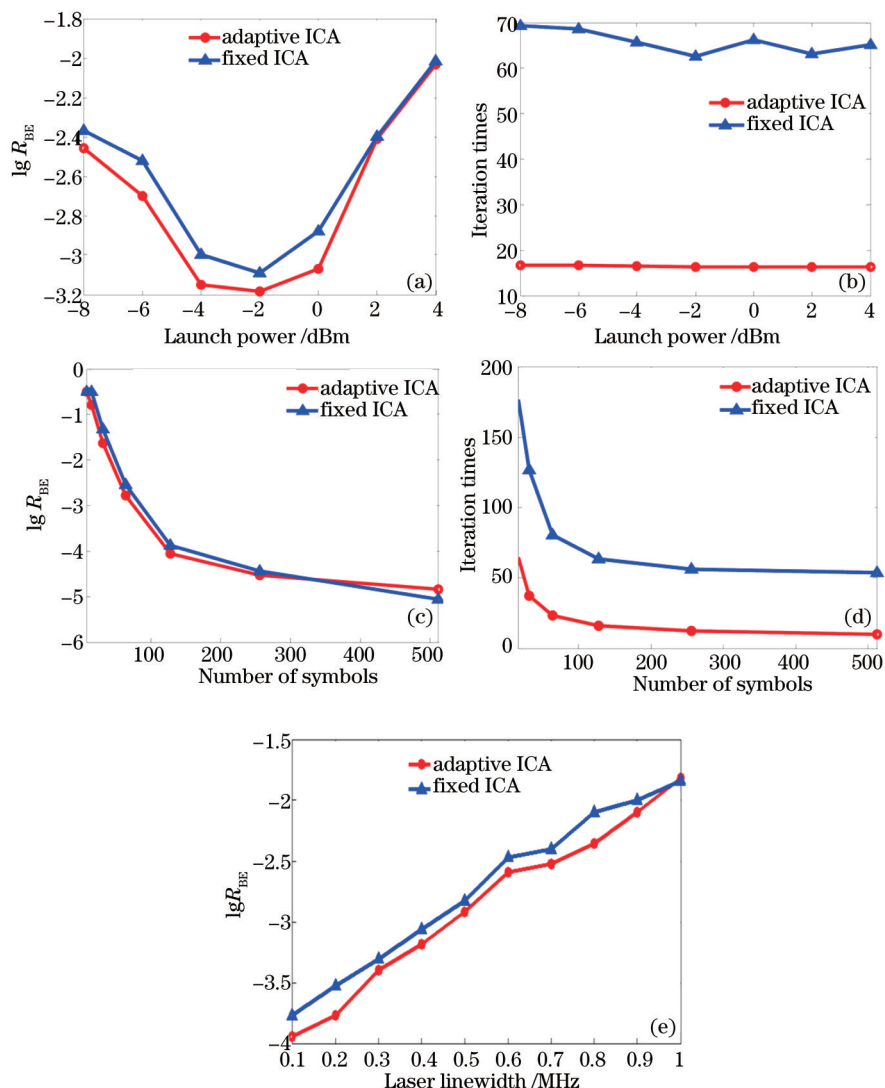


图4 激光器发射能量变化时用固定步长和自适应步长ICA算法获得的 (a) BER和 (b) 每个子载波的平均迭代次数变化图;接收端用于DSP处理的OFDM符号数变化时的 (c) BER和 (d) 每个子载波的平均迭代次数变化图; (e) 激光器线变化时的BER变化图

Fig.4 (a) BER and (b) average iteration times for every single subcarrier with the change of launch power; (c) BER and (d) average iteration times for every single subcarrier with the change of OFDM symbols used for DSP in receiver; (e) BER versus laser linewidth for channel equalizer

通过分析(3)、(4)式,可以得到自适应步长ICA算法的算法复杂度。在每个子载波信道频响逆矩阵  $H^i$  迭代计算中,每更新一次  $H^i$ ,自适应ICA算法需要经过约10次复数乘法和1次角度提取运算,而相应的固定步长ICA算法需要经过7次复数乘法和1次角度提取运算。由于自适应步长ICA算法比固定步长ICA算法大大节省了迭代次数,所以与固定步长ICA算法相比,其算法复杂度明显降低。图4(c)、(d)分别显示了激光器发射能量为-2 dBm时,接收端用于ICA算法的OFDM符号数变化时系统误码率变化和每个子载波的平均迭代次数的变化。从图中可以看出,无论固定步长ICA算法,还是自适应步长ICA算法,在这种情况下,128个以上OFDM符号就可以获得较好的解复用效果。这是因为ICA算法用来处理盲源二值信号分离时需要充足的信号样本,才能很好实现算法的效果。图4(e)显示了发射端激光器能量为-2 dBm时,系统误码率随发射端和接收端激光器线宽的变化。可以看到,在相等的激光器线宽条件下,自适应ICA算法比固定步长ICA算法在系统误码率性能方面有略微的改善。此外,随着激光器线宽的增大,激光器相位噪声的方差也随之增大,从图4中可以看出,直至线宽达到1 MHz,该ICA算法依然能够稳定地进行信道估计,实现系统偏振解复用。这表明该ICA算法在线宽小于1 MHz时对激光器相位噪声并不敏感,能够很好地实现算法功能。

## 4 结 论

提出了一种基于自适应步长 ICA 的盲信道均衡方法,用于 100 Gb/s PDM-CO-OFDM 系统实现偏振解复用。该算法在常数迭代步长 ICA 算法的基础上,采用自适应分离步长算法,求出每个子载波的信道频响分离矩阵。仿真数据表明,自适应 ICA 算法比固定步长 ICA 算法复杂度明显降低,且系统误码率也略有提高,证明该算法可以应用在高速 PDM-CO-OFDM 系统中。

## 参 考 文 献

- 1 W Shieh, I B Djirdjevic. OFDM for Optical Communications[M]. New York: Academic, 2010.
- 2 J Armstrong. OFDM for optical communications[J]. J Lightwave Technol, 2009, 27(3): 189 - 204.
- 3 Q Yang, Y Tang, Y Ma, *et al.*. Experimental demonstration and numerical simulation of 107-Gb/s high spectral efficiency coherent optical-OFDM[J]. J Lightwave Technol, 2009, 27(3): 168-176.
- 4 W Shieh. OFDM for flexible high-speed optical network[J]. J Lightwave Technol, 2011, 29(10): 1560-1577.
- 5 S L Jansen, I Morita, H Tanaka. 10×121.0-Gb/s PDM-OFDM transmission with 2-b/s/Hz spectral efficiency over 1000 km of SSMF [C]. OFC/NFOEC, 2008: 100-103.
- 6 Di Xuejing, Tong Cheng, Zhang Xia, *et al.*. Adaptive step-size constant-modulus algorithm for high-speed optical coherent communication system[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(10): 1006004.  
邸雪静, 董程, 张霞, 等. 高速相干光通信系统中的自适应步长恒模算法[J]. 光学学报, 2012, 32(10): 1006004.
- 7 Tong Zhengrong, Liu Yinghui, Cao Ye. Research on peak-to-average power ratio reduction performance for 100 Gb/s high-speed PDM-CO-OFDM systems[J]. Acta Optica Sinica, 2015, 32(1): 0106002.  
童峥嵘, 刘颖慧, 曹晔. 100 Gb/s 高速 PDM-CO-OFDM 系统峰值平均功率比抑制性能研究[J]. 光学学报, 2015, 32(1): 0106002.
- 8 Hao Yaohong, Wang Rong, Li Yuquan, *et al.*. Investigation of polarization effect in coherent optical orthogonal frequency division multiplexing system[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(7): 0706021.  
郝耀鸿, 王荣, 李玉权, 等. 相干光正交频分复用系统偏振效应研究[J]. 光学学报, 2013, 33(7): 0706021.
- 9 Xuejun Liu, Yaojun Qiao, Yuefeng Ji. Electronic compensator for 100 Gb/s PDM-CO-OFDM long-haul transmission systems[J]. Chin Opt Lett, 2011, 9(3): 030602.
- 10 Chen Ying. Channel Estimation Technology in PDM-CO-OFDM System[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2011.  
陈颖. 偏振复用相干光 OFDM 系统信道估计技术的研究和仿真[D]. 北京: 北京邮电大学, 2011.
- 11 Zhao Jing. Simulation and Realization in Polarization Division Multiplexing (PDM) of High-Speed Coherent Optical Communication [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2013.  
赵晶. 高速相干光通信中偏振复用(PDM)的仿真与实现[D]. 北京: 北京交通大学, 2013.
- 12 X Yi, W Shieh, Y Tang. Phase estimation for coherent optical OFDM[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2007, 19(12): 919-921.
- 13 Z Yu, X Yi, Q Yang, *et al.*. Polarization demultiplexing in stokes space for coherent optical PDM-OFDM[J]. Opt Express, 2013, 21(3): 3885-3890.
- 14 Gao Lina, Liu Jianfei, Zeng Xiangye, *et al.*. Joint phase equalization in optical orthogonal frequency division multiplexing system[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(1): 0106004.  
高丽娜, 刘剑飞, 曾祥烨, 等. 一种光正交频分复用系统的联合相位均衡方法[J]. 光学学报, 2012, 32(1): 0106004.
- 15 Wang Lingzi, Tang Xianfeng, Zhang Xiaoguang, *et al.*. Blind phase estimation algorithms based on decision-directed and decision feedback in PDM-CO-OFDM system[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(3): 0305001.  
王凌子, 唐先锋, 张晓光, 等. PDM-CO-OFDM 系统中基于判决引导与判决反馈的盲相位估计算法[J]. 中国激光, 2014, 41(3): 0305001.
- 16 Xi Fang, Chuanchuan Yang, Fan Zhang. Time domain maximum likelihood channel estimation for PDM CO-OFDM systems[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2013, 25(6): 805-807.
- 17 A Nafta, P Johannisson, M Shtaif. Blind equalization in optical communications using independent component analysis[J]. J Lightwave Technol, 2013, 31(12): 2043-2049.
- 18 X Xie, F Yaman, X Zhou, *et al.*. Polarization demultiplexing by independent component analysis[J]. IEEE Photon Technol Lett,

- 2010, 22(11): 805–807.
- 19 X Li, Wende Zhong, Arokiaswami Alphones, *et al.*. Channel equalization in optical OFDM systems using independent component analysis[J]. *J Lightwave Technol*, 2014, 32(18): 3206–3214.
- 20 X Li, Wende Zhong, Arokiaswami Alphones, *et al.*. Channel equalization using independent component analysis in PDM-CO-OFDM[J]. *IEEE Photon Technol Lett*, 2014, 26(5): 497–500.
- 21 T Adali, Hualiang, Li M Novey, *et al.*. Complex ICA using nonlinear function[J]. *IEEE Trans Signal Process*, 2008, 56(9): 4536–4544.
- 22 Liu Junliang, Yu Fengqin. Speech separation based on variable step size natural gradient algorithm depending on separation degree [J]. *Computer Engineering and Applications*, 2013, 49(21): 216–219.  
刘俊良, 于凤芹, 基于分离度变步长的自然梯度算法的语音分离[J]. *计算机工程与应用*, 2013, 49(21): 216–219.
- 23 Lianxi Yuan, Wenwu Wang, Johathon A Chambers. Variable step-size sign natural gradient algorithm for sequential blind source separation[J]. *IEEE Signal Process Lett*, 2005, 12(8): 589–592.
- 24 Hongliang Ren, Jiaying Cai, Jin Lu, *et al.*. Novel iteration-free blind phase noise estimation for coherent optical OFDM[J]. *Chin Opt Lett*, 2014, 12(12): 120603.
- 25 Chao Li, Ming Luo, Xiao Xiao, *et al.*. 63-Tb/s (368×183.3-Gb/s) C- and L-band all-Raman transmission over 160-km SSMF using PDM-OFDM-16QAM modulation[J]. *Chin Opt Lett*, 2014, 12(4): 040601.
- 26 Huang Z, Zhang F, Chen Z. Joint nonlinear electrical equalization in coherent optical PDM DFT-spread-OFDM systems[J]. *Chin Opt Lett*, 2013, 11(6): 060601.
- 27 Rui Ding, Tingting Zhang, Fan Zhang. Experimental demonstration of multigranularity switching between optical DFT-spread-OFDM and Nyquist superchannel[J]. *Chin Opt Lett*, 2014, 12(11):110604.
- 28 Seb J Savory. Digital filters for coherent optical receivers[J]. *Opt Express*, 2008, 16(12): 804–817.

栏目编辑: 王晓琰