

doi: 10.3788/gzxb20134209.1025

湍流信道下无线光副载波盲均衡算法研究

陈丹¹, 柯熙政¹, 李建勋^{1,2}

(1 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 西安 710048)

(2 中国科学院西安光学精密机械研究所 瞬态光学与光子技术国家重点实验室, 西安 710119)

摘 要:建立了针对大气湍流时变信道的盲均衡系统模型. 基于无线光副载波四相相移键控调制, 在不同光强起伏方差下分析了两种自适应盲均衡算法的收敛性、稳定性和均方误差, 对比了均衡前后星座图改善效果. 结果表明:随着湍流强度的增加, 变步长恒模算法较固定步长恒模算法收敛快、均方误差小, 但其稳定性差, 且比例因子逐渐减小算法才能收敛. 探测器接收的信号经过两种盲均衡器后星座图聚敛性均得到有效改善. 在相同信噪比下湍流信道与高斯信道相比, 湍流信道算法迭代步长因子和比例因子取值较小才可收敛, 均方误差大. 两种盲均衡算法可有效改善湍流信道下星座图聚敛性, 对提高无线光接收端星座图检测率具有一定的意义.

关键词:无线光通信; 副载波调制; 恒模盲均衡; 变步长; 星座图

中图分类号: TN929.1

文献标识码: A

文章编号: 1004-4213(2013)09-1025-6

Blind Equalization Algorithm of Wireless Optical Communication Using Subcarrier Modulation over Turbulence Channel

CHEN Dan¹, KE Xi-zheng¹, LI Jian-xun^{1,2}

(1 School of Automation & Information, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

(2 State Key Laboratory of Optics and Photonics, Xi'an Institute of Optics and Precision Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710119, China)

Abstract: Blind equalization system model is established with atmospheric turbulence time-varying channel. Under different scintillation distribution conditions, performances of two kinds of adaptive blind equalization algorithms are compared such as convergence, mean square error (MSE) and stability, and clustering in constellation of wireless optical subcarrier signal are analyzed. With the increasing of turbulence intensity, variable step-size constant modulus algorithm (CMA) algorithm based MSE has faster convergence, smaller MSE but poor stability, and scale factor must be decreased to ensure convergence compared with CMA algorithm. Meanwhile, compared with Gaussian channel, under the same signal-to-noise ratio, iterative step length factor and scale factor under the turbulence channel is smaller, but mean square error is bigger than in Gaussian channel. The simulation results show that two kinds of algorithms can effectively improve the convergence of constellation diagram, and have important significance in improving detection rate of constellation diagram.

Key words: Wireless optical communication; Subcarrier modulation; Constant Modulus Algorithm (CMA) blind equalization; Variable step-size; Constellation diagram

基金项目:国家自然科学基金(No. 61004122)、陕西省自然科学基金(No. 2012JQ8004)、陕西省"13115"科技统筹计划项目(No. 2011KTCQ01-31)、陕西省教育厅产业化培育基金(No. 2010JC17)、西安市科技计划项目(XY1341(5))和西安理工大学高层次人员科研基金(No. 105-211202)资助

第一作者:陈丹(1975-),女,讲师,博士,主要研究方向为大气激光通信及信号与信息处理. Email: chdh@xaut.edu.cn

收稿日期:2013-03-07; **录用日期:**2013-05-13

0 引言

无线光通信结合了光纤通信和微波通信的优势,具有大带宽、体积小、保密性好、造价低及安装方便灵活等优点,成为一种新兴的宽带无线接入方式.但是,大气湍流和大气色散等影响会造成激光光束的衰减和展宽,这种时间扩展带限信道效应,导致码间干扰的产生,给接收端副载波信号星座图检测带来巨大困难.信道均衡可以补偿信道多径效应引起的信道畸变,有效改善无线光副载波调制信号星座图聚敛性,提高接收端调制信号识别率.均衡器一般分为盲均衡器和非盲均衡器,盲均衡无需训练序列,可以提高频带利用率.

目前,国内外已开展了基于脉冲调制的无线光信道均衡技术的研究.2009年,彭凯等研究了基于双头脉冲间隔调制(Dual Header-Pulse Interval Modulation, DH-PIM)的最小均方(Least mean square, LMS)算法信道均衡技术^[1];2010年Patrik等采用了三阶累积量对脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)信号进行了盲均衡处理,有效消除了信号时域展宽^[2].无线光通信普遍采用强度调制/直接检测(Intensity Modulation/Direct Detection, IM/DD)系统,副载波强度调制与开关键控(On-Off Keying, OOK)和PPM调制相比是一种有效的克服大气湍流的调制方法^[3-5].本文是针对无线光副载波四相相移键控(Quaternary Phase Shift Keying, QPSK)调制信号采用Bussgang类盲均衡算法,研究了不同光强起伏方差下均衡算法的收敛性、稳定性及算法中各因子取值对性能的影响,并对均衡后信号星座图进行了分析.

1 无线光副载波调制盲均衡系统及其噪声模型

在光强度调制(IM/DD)通信系统,接收端光功率 $P(t)$ 可写为

$$P(t) = A(t)P_s(t) + n(t) \quad (1)$$

式中: $P_s(t)$ 为无湍流下的接收光功率, $n(t)$ 为高斯白噪声,弱湍流信道下, $A(t)$ 为光强起伏,是一个平稳随机过程,其对数振幅 $X = \ln(A/A_0)$ 服从高斯分布,对数振幅概率密度函数^[6-7]为

$$p(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_X} \exp \left\langle -\frac{(X-E(X))^2}{2\sigma_X^2} \right\rangle \quad (2)$$

式中: $E[X]$ 为对数振幅 X 的均值, σ_X^2 为对数振幅起伏方差.

对于平面波水平均匀路径传输,对数光强起伏方差(Rytov方差)为

$$\sigma_l^2 = 1.23k^{7/6}L^{11/6}C_n^2 \quad (3)$$

式中: C_n^2 为大气折射率结构常量, L 为传输距离, $k=2\pi/\lambda$ 为波数.

自由空间(无湍流)中的光强 $I_0 = A_0^2$,大气湍流信道光强 $I = A^2$,则对数光强为

$$l = \ln \left(\frac{A}{A_0} \right)^2 = 2X \quad (4)$$

为了得到光强 $I = I_0 \exp(l)$ 的概率密度函数,采用变量代换

$$p(I) = p(X) \left| \frac{dX}{dI} \right| \quad (5)$$

将式(5)代入式(2)中,得到

$$p(I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_l I} \exp \left\{ -\frac{[\ln(I/I_0) - E[l]]^2}{2\sigma_l^2} \right\} \quad (6)$$

式中: $\sigma_l^2 = 4\sigma_X^2$, $E[l] = 2E[X]$.

一个IM/DD无线光通信系统噪声来源主要有背景光噪声、接收机噪声和大气湍流引入的光强闪烁噪声^[8].假设接收机采用雪崩光电二极管(Avalanche Photo Diode, APD)探测器,APD接收机的暗电流和热噪声可以看作一个高斯随机过程^[9],背景光经过光电探测器后也可等效为高斯噪声^[10].大气湍流导致的光强闪烁的时间相对于信号频率低很多,闪烁噪声实际是一种大气湍流引起的低频乘性噪声.

因此,大气信道及接收机等效的噪声数学模型可以表示为^[11]

$$y(t) = I(t)f(t) + n(t) \quad (7)$$

式中: $f(t)$ 为发射信号, $y(t)$ 为接收机输出信号, $n(t)$ 为高斯白噪声,乘性噪声 $I(t)$ 是信道状态信息,表征为大气湍流强度,弱湍流情况 $I(t)$ 下服从对数正态分布.

图1为无线光副载波QPSK调制盲均衡系统

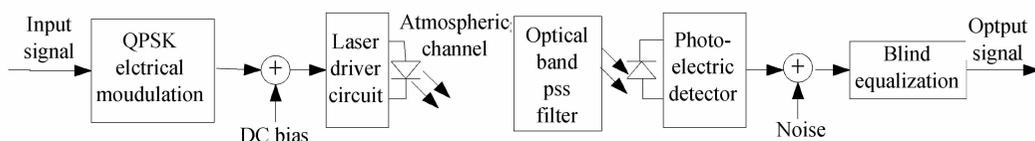


图1 带盲均衡的无线光副载波QPSK调制系统

Fig. 1 Diagram of wireless optical communication system on subcarrier QPSK modulation with blind equalization

框图. 本文的盲均衡处理是在光电探测器对副载波光信号转换为电信号后进行的.

2 盲均衡算法

盲均衡不借助于训练序列, 只利用接收信号本身的先验信息(比如信号的统计特性, 信号的调制方式及幅度、相位变化范围等), 通过选择合适的代价函数和误差控制函数, 调节均衡器的权系数, 使均衡器的输出逼近发送信号. 盲均衡系统模型如图 2.

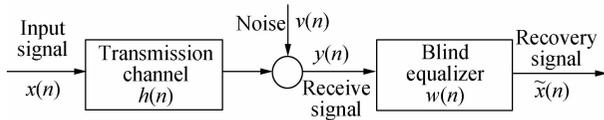


图 2 盲均衡系统模型

Fig. 2 Blind equalization system model

2.1 Bussgang 盲均衡算法

Bussgang 类算法是用滤波器输出 $y(n)$ 的零记忆非线性函数 $g[y(n)]$ 作参考信号的估计. 一个随机过程 $y(n)$ 如果满足

$$E\{y(n)y(n-k)\} = E\{y(n)g[y(n-k)]\} \quad (8)$$

则称 $y(n)$ 为 Bussgang 过程, 对于盲均衡处理, 滤波器输出 $y(n)$ 近似满足式(8). 采用 LMS 算法的 Bussgang 盲均衡器如图 3.

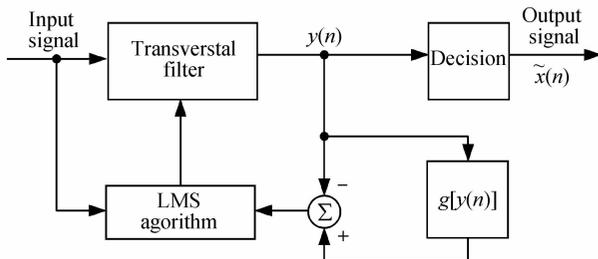


图 3 采用 LMS 算法的 Bussgang 盲均衡器

Fig. 3 Bussgang blind equalizer based LMS algorithm

2.2 恒模算法

恒模算法 (Constant Modulus Algorithm, CMA) 是由 Godard 最早提出, 它是一种 Bussgang 类盲均衡算法^[12]. Godard 算法无记忆非线性函数 $g(\cdot)$ 为

$$g(\tilde{x}(n)) = \frac{\tilde{x}(n)}{|\tilde{x}(n)|} \{ |\tilde{x}(n)| + R_p |\tilde{x}(n)|^{p-1} - |\tilde{x}(n)|^{2p-1} \} \quad (9)$$

式中, $R_p = E\{|x(n)|^{2p}\} / E\{|x(n)|^p\}$ $p=1, 2, \dots$

当 $p=2$ 时, Godard 算法就是 CMA 算法, 它通过调节线性均衡器的抽头增益使代价函数减小. CMA 因具有计算复杂度低、易于实时实现等优点, 成为通信系统中应用广泛的盲均衡技术.

CMA 算法无记忆非线性函数 $g(\cdot)$ 为

$$g(\tilde{x}(n)) = \frac{\tilde{x}(n)}{|\tilde{x}(n)|} \{ |\tilde{x}(n)| + R_2 |\tilde{x}(n)| - |\tilde{x}(n)|^3 \}$$

$$|\tilde{x}(n)|^3 \} \quad (10)$$

式中, $R_2 = E\{|x(n)|^4\} / E\{|x(n)|^2\}$ 是常量.

根据信号传输理论和图 2 可知均衡器输入为

$$y(n) = h(n) * x(n) + v(n) = \sum_i h_i(n)x(n-i) + v(n) \quad (11)$$

均衡器输出为

$$\tilde{x}(n) = w(n) * y(n) = \sum_i w_i(n) * y(n-i) = W^T(n)Y(n) \quad (12)$$

CMA 算法权值迭代公式为

$$W(n+1) = W(n) + \mu \tilde{x}(n) [R_2 - |\tilde{x}(n)|^2] Y^*(n) \quad (13)$$

式中, μ 为迭代步长因子, 决定了均衡算法的收敛速度.

2.3 基于剩余误差的变步长 CMA 盲均衡算法

对于固定步长的 CMA 算法, 算法收敛速度与收敛准确度之间存在着矛盾. 为了解决这个矛盾, 一般采用变步长的方法, 即在算法收敛初期采用大步长, 以加快收敛速度, 而在接近收敛时, 减小步长以提高收敛准确度. 因此, 本文采用一种基于剩余误差的变步长恒模盲均衡算法. 如果信道中有突发强干扰信号时, 则 $e(n) = \tilde{x}(n) - x(n)$ 变大, 而均方误差 (Mean Square Error, MSE) 是剩余误差 $e(n)$ 平方的平均值, 因此 MSE 变化不大, 这样基于剩余误差 MSE 取代 $e(n)$ 控制步长可以削弱噪声对信号的影响, 减小因步长变化太大而引起的失调或算法发散.

基于 MSE 的变步长算法中抽头系数迭代采用

$$W(n+1) = W(n) + \mu(n) \tilde{x}(n) [R_2 - |\tilde{x}(n)|^2] Y^*(n) \quad (14)$$

式中, $\mu(n)$ 在迭代过程中为可变步长, 是基于 MSE 进行控制, 表达式为^[13]

$$\mu(n+1) = \mu(n) + a [MSE(n+1) - MSE(n)] \quad (15)$$

式中, 比例因子 a 可控制步长 $\mu(n)$ 的取值.

为了确保算法收敛, 必须合理选择变步长中的比例因子 a . a 的选取必须保证 $\mu(n)$ 的最大值小于步长上界 μ_{\max} , 其中 μ_{\max} 由式(16)确定^[14]

$$\mu_{\max} = 2/3 \text{tr}(R) \quad (16)$$

式中, R 为均衡器输入信号的自相关矩阵, $\text{tr}(R)$ 为该矩阵的迹. a 具体取值应满足上述限定条件, 并在仿真实验中进行调整确定.

3 弱湍流信道下盲均衡仿真分析

本文对 CMA 盲均衡算法和基于 MSE 变步长 CMA 算法性能在对湍流信道下的 QPSK 信号进行了仿真对比, 仿真中滤波器阶数 $N=10$, 信噪比 SNR=10 dB, 信号数据点为 1 000, 光强起伏方差

$\sigma_x^2=0.1$, 固定 CMA 盲均衡算法步长 $\mu=1.8e-4$, 变步长 CMA 算法比例因子 $a=6e-5$, 窗口长度 $L=100$, 分别进行了 500 次仿真, 然后进行集合平均, 得

到均方误差 MSE 曲线以及均衡前后的 QPSK 信号星座图, 见图 4.

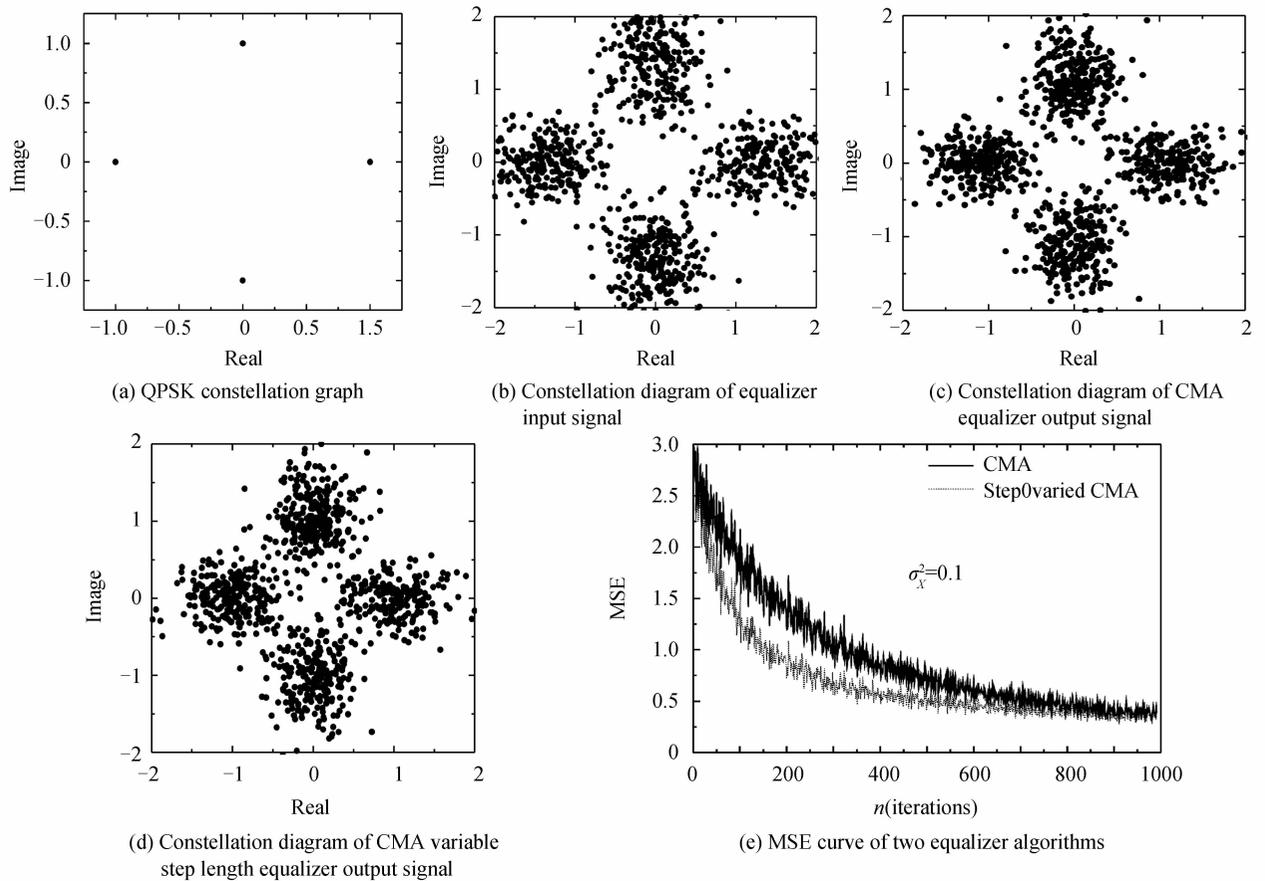


图 4 大气湍流信道下两种盲均衡算法仿真 $\sigma_x^2=0.1$

Fig. 4 Simulation of two kinds of blind equalization algorithm under atmospheric turbulence channel

从图 4 可以看出, 经过大气湍流信道后引入乘性噪声的 QPSK 星座图在四个相位点发生了弥散, 经过两种均衡器后, 星座图聚敛性得到了一定程度改善. 由均方误差曲线图 4(e) 可知, 变步长 CMA 算法收敛速度快于固定步长, MSE 曲线收敛平稳, 平滑性好, 且变步长算法均方误差小于固定步长 CMA 算法, 解决了 CMA 算法收敛速度和均方误差矛盾问题.

其他仿真条件不变, 针对不同大气光强起伏方差, 进行了多次仿真实验, 得到两种算法收敛时固定

步长因子 μ 和比例因子 a 的取值情况, 见表 1. 随着 σ_x^2 的增大, 固定步长因子 μ 取值为 $1.8e-4$, MSE 曲线都可达到收敛, 但是变步长比例因子 a 的取值随着 σ_x^2 的增大而逐渐减小, 才能达到收敛, 仿真中还发现变步长 CMA 算法对于大气信道均衡虽然收敛速度快, 均方误差小, 但迭代过程稳定性较固定步长 CMA 算法差. 当固定步长因子 μ 取值不变时, 随着 σ_x^2 增大 (分别取 0.1、0.15、0.2 时), 算法均方误差的稳态值也随之增大 (对应值为 0.38、0.51、0.62), MSE 曲线平滑性劣化, 仿真结果见图 5. 说明光强

表 1 不同光强起伏方差下固定步长因子和变步长比例因子的取值

Table 1 Fixed step length factor and variable step size scale factor value under different light intensity fluctuation variance

Channel parameters μ, a	Gaussian channel	$\sigma_x^2=0.1$	$\sigma_x^2=0.15$	$\sigma_x^2=0.2$	$\sigma_x^2=0.25$
	Fixed step length factor μ	$1.5e-3$	$1.8e-4$	$1.8e-4$	$1.8e-4$
Step-varied scaling factor a	$2e-3$	$6e-5$	$1.5e-5$	$5e-6$	$5e-7$

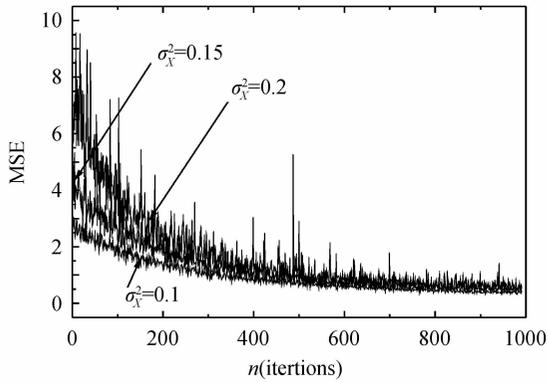


图 5 不同光强起伏下 CMA 算法 MSE 曲线

Fig. 5 MSE curve of CMA algorithm under different light intensity fluctuation

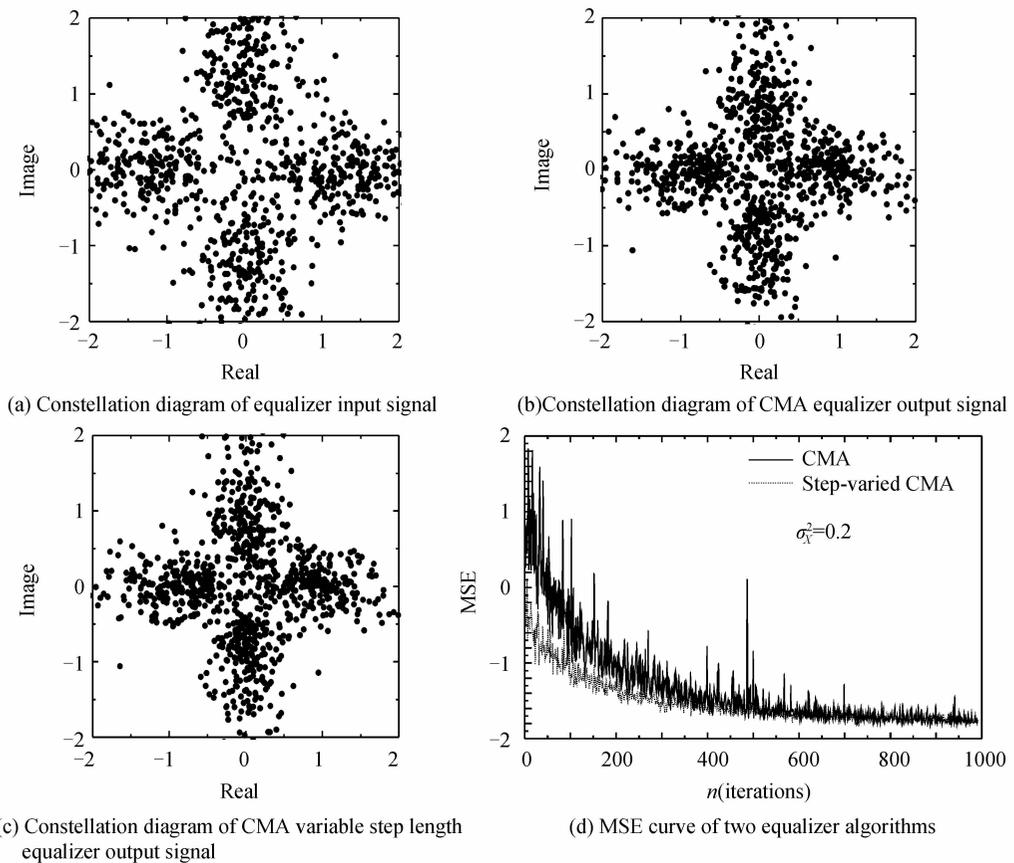


图 6 大气湍流信道下两种盲均衡算法仿真 $\sigma_x^2 = 0.2$

Fig. 6 Two kinds of blind equalization algorithm simulation under atmospheric turbulence channel

4 结论

本文针对大气弱湍流信道下无线光副载波调制信号进行了盲均衡算法初步研究,仿真分析对比了在不同光强起伏方差下的固定步长 CMA 和基于 MSE 的变步长 CMA 两种算法性能以及均衡前后的 QPSK 信号星座图.在弱湍流信道下,变步长 CMA 收敛速度优于固定步长 CMA 算法,均方误差稳态值较小,MSE 曲线平滑性好,但是随着光强起伏方差增大,变步长 CMA 算法比例因子必须相应

起伏增强,大气湍流信道对 QPSK 信号引入的乘性噪声增强,经盲均衡器后 QPSK 信号的均方误差稳态值有所增大.

当光强起伏 $\sigma_x^2 = 0.2$ 时,两种均衡器输出星座图与均衡前星座图比较集中清晰,收敛性得到了有效改善,盲均衡器输入前后的 QPSK 星座图和 MSE 曲线如图 6.同时本文还对引入高斯白噪声的恒参信道下 QPSK 信号进行了均衡仿真,仿真中固定步长因子和比例因子取值都大于大气湍流信道下取值,且算法稳定性能也优于湍流信道情况.

减小算法才能达到收敛,且收敛稳定性差于固定步长 CMA 算法.与高斯恒参信道相比,湍流信道下盲均衡算法收敛的稳定性较差,且迭代步长因子与比例因子取值小 1~4 个数量级.在两种盲均衡器下,QPSK 信号星座图聚敛性均有改善,这对提高无线光副载波调制系统接收端信号检测率具有重要意义.本文只考虑了弱湍流情况,对于中强湍流以及运动介质引起的多普勒频移而造成的码间串扰是今后盲均衡中大气信道建模所需要研究的主要方向.

参考文献

[1] PENG Kai, DENG Tian-ping. DH-PIM and LMS channel

- equalization in free space optical communication system[J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2009, **37**(2): 9-12.
- 彭凯, 邓天平. DH-PIM 和 LMS 信道均衡在 FSO 中的应用[J]. *华中科技大学学报(自然科学版)*, 2009, **37**(2): 9-12.
- [2] PAAJARVI P, LEBLANC J. Blind linear equalization of PPM signals using third-order moments[J]. *IEEE Communications Society*, 2010, **4**(9): 1298-1302.
- [3] WU Han-ling, LI Xin-yang, YAN Hai-xing. Bit error performance analysis of atmospheric optical communication system based on Gamma-Gamma turbulence channel[J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **12**(28): 99-104.
- 吴哈玲, 李新阳, 严海星. Gamma-Gamma 湍流信道中大气光通信系统误码特性分析[J]. *光学学报*, 2008, **12**(28): 99-104.
- [4] OHTSUKI T. Turbo-coded atmospheric optical communication system[C]. *IEEE International Conference on Communications-ICC*, 2002: 2938-2942.
- [5] LI L, LIU J, TAYLOR D P. Optical communication using subcarrier PSK intensity modulation through atmospheric turbulence channels [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, **55**(8): 1598-1606.
- [6] OSCHER G R. Optical detection theory for laser applications [M]. New Jersey: Wiley, 2002.
- [7] CHAN V W S. Free-space optical communications[J]. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 2006, **12**(24): 4750-4762.
- [8] YAMAGUCHI H, MATSUO R, OHTSUKI T, *et al.* Equalization for infrared wireless systems using OOK CDMA [J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2002, **E85-B**(10): 2292-2299.
- [9] GAGLIARDI R M, KARP S. Optical telecommunications [M]. CHEN Gen-xiang, transl. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1998.
- [10] LIANG Ji-xiong. Study of LDPC code in atmospheric wireless optical communication under weak turbulence[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2004: 69-70.
- 梁吉雄. 弱湍流情况下大气无线光通信 LDPC 码研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2004: 69-70.
- [11] CHEN Dan, KE Xi-zheng, QU Fei. Research on homomorphism filtering technology of wireless optical communication based on four frequency shift keying modulation[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2011, **38**(2): 0205002-1-0205002-5.
- 陈丹, 柯熙政, 屈菲. 基于四进制频移键控调制的无线光通信同态滤波技术研究[J]. *中国激光*, 2011, **38**(2): 0205001-5.
- [12] GODARD D N. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1980, **28**(11): 1867-1875.
- [13] ZHAO Bao-feng, ZHAO Ju-min, ZHANG Li-yi. A step-varied constant-modulus blind equilibrium algorithm [J]. *Journal of Taiyuan University of Technology*, 2005, **36**(4): 395-397.
- 赵宝峰, 赵菊敏, 张立毅. 基于 MSE 变换的变步长恒模盲均衡算法[J]. *太原理工大学学报*, 2005, **36**(4): 395-397.
- [14] KWONG R H, JOHNSTON E W. A variable step size LMS algorithm[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1992, **40**(7): 1633-1642.