# 沙尘气象条件下基于隐训练序列的大气光通信信道估计

曹明华,胡 秋,王惠琴,康中将,武 鑫,王婵飞

(兰州理工大学 计算机与通信学院,甘肃 兰州 730050)

摘 要:当大气光通信在沙尘气象条件下工作时,基于隐训练序列估计方法的固有优势将受到叠加 数据信息、功率分配和直流偏置的制约。针对该信道环境的特点,文中提出了一种有效改善隐训练序 列估计性能的方案。该方案中,采用数据依赖法来减轻叠加数据信息对估计性能的干扰,采用相关匹 配法来消除直流偏置,并采用均衡后信噪比最大准则推导了最优功率分配因子。通过均方误差、功率 分配因子、误码率和算法复杂度对算法性能进行了评估。结果表明:该方案以算法复杂度小幅增加为 代价,较传统估计方法的性能有了显著提升。

关键词:大气光通信; 信道估计; 隐训练序列; 沙尘气象条件 中图分类号:TN929.12 文献标志码:A DOI: 10.3788/IRLA201948.S218002

# Atmospheric optical communications channel estimation employing superimposed training sequence under sand-dust weather conditions

Cao Minghua, Hu Qiu, Wang Huiqin, Kang Zhongjiang, Wu Xin, Wang Chanfei

(School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

Abstract: The inherent advantages of superimposed training method are restricted by superposition data information, power allocation, and direct current bias in channel estimation of atmospheric optical communications under sand-dust weather. A novel scheme was proposed to perform these issues, especially for the channel with sand-dust particles. In the proposal, the data-dependent superimposed training algorithm was utilized to mitigate the influence of data information, the correlation matching algorithm was utilized for direct current bias elimination, and the maximum output signal-to-noise ratio was utilized to perform the optimal power allocation factor. The performance of mean square error, power allocation factor, bit error rate and algorithm complexity were numerically evaluated. The results demonstrate that the proposed method has a better performance than conventional methods with a slightly increased computational complexity.

Key words: atmospheric optical communication; channel estimation; superimposed training sequence; sand-dust weather condition

收稿日期:2019-04-10; 修订日期:2019-05-20

基金项目:国家自然科学基金(61875080,61861026,61465007);甘肃省教育厅高等学校科学研究项目(2017A-011)

作者简介:曹明华(1979-),男,副教授,博士,主要从事无线光通信理论与技术方面的研究。Email:caomh315@163.com

# 0 引 言

无线光通信以大气为传输媒介,大气中所含的 成分及所处的气候条件对光信号会产生较大的影 响。不同成分的气溶胶、大气湍流以及降水等自然 条件的变化使大气成为一个时变多径衰落信道,特 别是沙尘暴还会引起大气湍流的畸变[1-2]。这将致 使其中传输的光信号呈现出较明显的时变性和较 大的衰落起伏性,造成无线光通信系统有效性和可 靠性的降低。当前,抑制大气信道影响的措施主要 有大孔径接收技术<sup>[3]</sup>、自适应光学技术<sup>[4-6]</sup>、差错控 制编码技术[7]及信道估计与均衡技术[8-9]等。其中, 大孔径接收器件的制作成本较高且尺寸和体积都 很大,自适应光学技术实现起来较为复杂且代价昂 贵,差错控制编码由于冗余的引入,降低了编码效 率。相比之下,随着数字信号处理(DSP)在通信领域 的发展,处理单元的成本不断降低,在不改变系统 结构的条件下,基于 DSP 的信道估计方法在降低 系统设计复杂度和灵活性方面具有显著的优势。

但在一个实际无线光通信系统中,信道参数很 难提前获得<sup>[10-11]</sup>,因此通信过程中的信道估计就显 得尤为重要。如何进行信道估计以及参数估计是否 准确,将直接关系到数据传输的可靠性及系统性能 的提高。传统的盲估计方法由于算法复杂度高、收 敛速度慢等不足,在实际应用中受到限制<sup>[12-14]</sup>。时 分复用方法<sup>[15]</sup>和频分复用方法<sup>[16-18]</sup>因额外的带宽 占用,导致信号传输效率降低。相比之下,近年来提 出的隐训练序列(ST)方法因算法简单和带宽利用 率高而引起研究者的广泛重视<sup>[19]</sup>。然而,ST 方法的 性能会受到叠加数据信息<sup>[20]</sup>、功率分配因子<sup>[21-22]</sup>和 直流偏置<sup>[23-25]</sup>的制约。针对上述问题,文中对大气 光通信中沙尘气象条件下的隐训练序列估计方法 进行了重点研究。

## 1 算法原理

由于大气信道的相关时间为毫秒级,比无线光通 信的符号周期(<0.01 μs)大得多。因此,可认为信道在 一个符号周期(0≤t≤T)内保持不变,信道脉冲响应函 数可近似看作一个常数。此外,考虑到直流偏置和信 道中高斯噪声的存在,接收信号 x(n)可表示为:

$$x(n) = \eta \sum_{i=0}^{L-1} h(i)b(i-1) + w(n) + d$$
(1)

式中: $\eta$ 为光电转换效率;d为直流偏置;L为信道阶数;h(l)为第l阶信道状态参数, $l \in [0, L-1]$ ; $b(\cdot)$ 为输入数据信息,满足非零均值且平均功率为 $E[lb(\cdot)l^2] = \sigma_b^2$ ;w(n)为高斯白噪声,服从正态分布 $w(n) \sim N(e_q, \sigma_n^2)$ ,  $e_q \ge 0$ 表示均值, $\sigma_n^2$ 表示方差。

大气光通信系统原理图如图 1 所示,其中 c(n) 表示周期为  $T_0$  的叠加 ST 序列,即  $c(n)=c(n+T_0)$ ,平



#### 图1大气光通信系统原理图

Fig.1 Schematic diagram of the proposed atmospheric optical communication system

均功率为  $\sigma_c^2 = 1/T_0(\sum_{i=0}^{T_0-1} |c(i)|^2)$ ,因此发送信号可表示为 s(n) = b(n) + c(n)。接收信号可表示为:

$$x(n) = \eta \sum_{i=0}^{L-1} h(l)s(n-l) + w(n) + d, n = 0, \dots, T_0 - 1$$
(2)  
假设  $b_e(n) = -1/N_T \sum_{k=0}^{N_T-1} b(n+kT_0)$ 为  $b(n)$ 的循环均

值,  $N_{7}=N_{b}/T_{0}$  为分组数,  $N_{b}$  为接收数据块长度。那么,  $b_{e}(n)$ 的平均功率为  $\sigma_{b_{e}}^{2}=(1/N_{T}^{2})\sigma_{b}^{2}$ ,因此,总的发送功率 可表示为  $P_{r}=\sigma_{b}^{2}+\sigma_{c}^{2}-\sigma_{b_{c}}^{2}$ 。令  $B(n)=b(n)+b_{e}(n)$ 表示重建 发送数据信号<sup>[20]</sup>,则发送信号可表示为 s(n)=B(n)+c(n)。

将 s(n)代入公式(2)可得:

$$x(n) = \eta \sum_{l=0}^{L-1} h(l) [B(n-l) + c(n-l)] + w(n) + d$$
(3)

$$R(n)=E[x(iT_0+n)], i=0, \cdots, (N_T-1)$$
 (4)  
将公式(3)代人公式(4),此时  $R(n)$ 可表示为:

$$R(n) = E[\eta \sum_{l=0}^{L-1} h(l)B(iT_0 + n - l)] + E[\eta \sum_{l=0}^{L-1} h(l)c(iT_0 + n - l)] + E[\eta \sum_{l=0}^{L-1} h(l)c(iT_0$$

$$E[w(iT_0+n)] + E[d] \tag{5}$$

式中:*B*(*n*)的均值为0。假设*w*(*n*)的均值*E*[*w*(*iT*<sub>0</sub>+*n*)] 为已知常数,则可消除噪声的干扰。此时,采样信号的估计值可表示为:

$$\hat{R}(n) = \frac{1}{N_T} \sum_{i=0}^{N_T - 1} x(iT_0 + n)$$
(6)

因此,公式(5)可简化为:

$$\hat{R}(n) = d + \eta \sum_{l=0}^{L-1} h(l) c(n-l)_{T_0}$$
(7)

式中: $(\cdot)_{T_0}$ 表示 $\{c(n)\}_{n=0}^{T_0-1}$ 的算术模 $-T_0$ 操作,且满足  $T_0 \ge L$ ,则公式(7)的矢量形式可表示为:

$$\hat{R} = \eta C H + d \tag{8}$$

式中:
$$H=[h(T_0-1), h(T_0-2), \dots, h(0)]_{T_0\times 1}^{1}$$
; $d=[d, d, \dots, d]_{T_0\times 1}^{T}$ ;  $\hat{R}=[\hat{R}(T_0-1), \hat{R}(T_0-2), \dots, \hat{R}(1), \hat{R}(0)]$ ;  $C=$ 

$$\begin{bmatrix} c(0) & c(1) & c(2) & \dots & c(T_0-1) \\ c(T_0-1) & c(0) & c(1) & \dots & c(T_0-2) \\ c(T_0-2) & c(T_0-1) & c(0) & \dots & c(T_0-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c(1) & c(2) & c(3) & \dots & c(0) \end{bmatrix}_{T_0\times T_0}^{\circ}$$
因此,信道参数的估计值可表示为:

$$\hat{H}_{d} = \frac{1}{\eta} C^{-1} \hat{R} = H + \frac{1}{\eta} C^{-1} d$$
(9)

假设 *d* 已知,则无直流偏置干扰时信道参数的估计值可表示为:

$$\hat{H}=\hat{H}_{d}-\frac{1}{\eta}s_{c}\hat{d}=[\hat{h}_{d}(T-1)-J,\hat{h}_{d}(T-2)-J,\cdots,\hat{h}_{d}(0)-J]^{T}$$
(10)  
式中: $J=(1/n)s_{c}\hat{d},s_{c}$ 表示  $C^{-1}$ 中任意一行元素的和。

显然,s。和J均为实数。

定义接收信号的估计误差为:

$$X(n)=x(n)-\hat{R}(n)=\eta \cdot h(n)*B(n)+w(n)$$
 (11)  
 $X(n)$ 的自相关函数可表示为:

$$R_{XX^{*}}(i) = \eta^{2} (\sigma_{b}^{2} - \sigma_{b_{c}}^{2}) \sum_{n=0}^{T_{0}-i-1} h(n) h^{*}(n-i), 0 \le i \le T_{0}-1 \quad (12)$$

因为 
$$\sigma_{b_c}^{z} = \frac{1}{N_T^2} \sigma_b^{z}$$
,则  $\lim_{N_T \to \infty} \sigma_{b_c}^{z} = 0$ ,假设  $h(n) \approx \hat{h}(n)$ ,

则公式(12)可简化为:

$$R_{XX^*}(i) = \eta^2 \sigma_b^2 \sum_{n=0}^{T_0-i-1} \hat{h}(n) \hat{h}^*(n-i)$$
(13)

将公式(10)代入公式(13),此时公式(13)可改写为:

$$R_{XX^*}(i) = \eta^2 \sigma_b^2 \sum_{n=0}^{T_b-i-1} [\hat{h}_d(n) - J] [\hat{h}_d^*(n-i) - J]$$
(14)

上式表明,在直流偏置的估计过程中,可利用接收信号估计误差的相关性消除系统噪声的干扰。此 外, ĥ<sub>4</sub> 的自相关函数表示为:

$$R_{\hat{h}_{d}\hat{h}_{d}^{*}}(i) = \sum_{n=0}^{T_{o}-i-1} \hat{h}_{d}(n)\hat{h}_{d}^{*}(n-i)$$
(15)

考虑到大气光通信中常用的脉冲位置调制 (PPM)是一种强度调制方法,因此满足 $\hat{h}_{d}^{*}(n-i)=\hat{h}_{d}(n-i)$ 。结合公式(14)和公式(15)可得:

$$(T_0 - i)\sigma_b^2 J^2 + F(i)J + E(i) = 0$$
 (16)

 $\vec{x} \oplus : F(i) = -\sigma_b^2 \sum_{n=0}^{T_b - i-1} [\hat{h}_d(n) + \hat{h}_d(n-i)]; E(i) = \sigma_b^2 R_{\hat{h}_d \hat{h}_d}(i) - 1/\eta^2 R_{XX^*}(i)_{\circ}$ 

J的代价函数可表示为:

$$\text{Cost} = \sum_{i=0}^{T_{v}-1} |D(i)|^2$$
(17)

式中: $D(i)=(T_0-i)\sigma_b^2 J^2+F(i)J+E(i)$ ,因此可得:

 $|D(i)|^{2} = [(T_{0}-i)\sigma_{b}^{2}J^{2}+F(i)J+E(i)]^{2} =$ 

$$G_4(i)J^4 + G_3(i)J^3 + G_2(i)J^2 + G_1(i)J + G_0(i)$$
(18)

式中: $G_4(i) = (T_0 - i)^2 (\sigma_b^2)^2$ ;  $G_3(i) = 2F(i)(T_0 - i)\sigma_b^2$ ;  $G_2(i) = F^2(i) + 2E(i)(T_0 - i)\sigma_b^2$ ;  $G_1(i) = 2F(i)E(i)$ ;  $G_0(i) = E^2(i)_\circ$ 因此, J的代价函数可改写为:

$$\text{Cost} = G_4 J^4 + G_3 J^3 + G_2 J^2 + G_1 J + G_0 \tag{19}$$

到代价函数的最小值及对应的 J 值,则直流偏置的估计值可表示为:

$$\hat{d} = \eta \frac{J}{s_{\star}} \tag{20}$$

将公式(20)代入公式(10),即可得到无直流偏置 干扰的 CSI 的估计值。由于参考文献[25]中直流偏 置的估计过程忽略了系统噪声的干扰,而公式(20) 的推导过程中消除了系统噪声的影响,因此,文中直 流偏置的估计算法更合理。

# 2 性能分析

根据上述理论分析,下面分别从均方误差(MSE)、 最优功率分配因子、误码率(BER)和算法复杂度四个 方面来评估文中信道估计方法的性能。

2.1 MSE

接收信号的矢量形式可表示为:

$$x(n) = H[B(n) + c(n)] + w(n) + d$$
(21)

 $\vec{x} \oplus : w(n) = [w(n+T_0-1), w(n+T_0-2), \cdots, w(n)]_{T_0 \times 1}^{\mathsf{T}}; B(n) =$  $[B(n+T_0-1), B(n+T_0-2), \cdots, B(n), \cdots, B(n-T_0+2), B(n-T_0+1)]_{(2T_0-1)\times 1}^{\mathsf{T}}; c(n) = [c(n+T_0-1), c(n+T_0-2), \cdots, c(n), \cdots, c(n-T_0+2), c(n-T_0+1)]_{(2T_0-1)\times 1}^{\mathsf{T}};$ 

$$\widetilde{H} = \begin{bmatrix} h(0) & h(1) & \cdots & h(T_0 - 1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h(0) & h(1) & \cdots & h(T_0 - 1) & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & h(0) & h(1) & \cdots & h(T_0 - 1) & : \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h(0) & h(1) & \cdots & h(T_0 - 1) \end{bmatrix}_{T_0 \times (2T_0 - 1)}$$
  

$$\widetilde{K} \doteq \Delta \mathfrak{I}(6) \cdot \Delta \mathfrak{I}(9) \ \pi \Delta \mathfrak{I}(21), \ T \notin :$$

$$\hat{H}_{d} = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{1}{N_{T}} \sum_{i=0}^{N_{T}-1} [C^{-1} \widetilde{HB}(iT_{0}) + C^{-1} \widetilde{HC}(iT_{0}) + C^{-1} w(iT_{0}) + C^{-1} d] (22)$$
  
将公式(22)代人公式(10),可得:

$$\hat{H} = \frac{1}{\eta N_T} \sum_{i=0}^{N_T-1} \left[ C^{-1} \widetilde{H} B(iT_0) + C^{-1} \widetilde{H} c(iT_0) + C^{-1} w(iT_0) \right] + \frac{1}{\eta} s_c (d - \hat{d})$$
(23)

因此,信道估计误差可表示为:

$$e=\hat{H}-H=\frac{1}{\eta N_{T}}\sum_{i=0}^{N_{T}-1} [C^{-1}\tilde{H}B(iT_{0})+C^{-1}w(iT_{0})]+\frac{1}{\eta}s_{c}(d-\hat{d})(24)$$
相应的 MSE 可表示为:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{\eta^2 N_T T_0} \cdot \frac{\sigma_b - \sigma_{b_e}}{\sigma_c^2} \cdot \operatorname{tr} \{ C_{\operatorname{norm}}^{-1} \widetilde{H} \widetilde{H}^H C_{\operatorname{norm}}^{-H} \} +$$

$$\frac{N_{T}-1}{\eta^{2}N_{T}^{2}T_{0}} \cdot \frac{\sigma_{b}^{2}-\sigma_{b}^{2}}{\sigma_{c}^{2}} \cdot \operatorname{tr} \{C_{\operatorname{norm}}^{-1}\widetilde{H}J^{+}\widetilde{H}^{H}C_{\operatorname{norm}}^{-H}\} + \frac{1}{\eta^{2}N_{T}T_{0}} \cdot \frac{\sigma_{n}^{2}}{\sigma_{c}^{2}} \cdot \operatorname{tr} \{C_{\operatorname{norm}}^{-1}C_{\operatorname{norm}}^{-H}\} + \frac{1}{\eta^{2}}s_{c}^{2}|d-\hat{d}|^{2}$$
(25)

式中: $tr(\cdot)$ 表示矩阵的迹; $C_{norm}=(1/\sigma_c\sqrt{T_0})C; J^{+}=J_{(2T_0-1)}+J_{(2T_0-1)}^{T}; J=semicric(0, 0, \dots, 1, 0, \dots, 0)。"semicric"表示从参数向量生成半圆矩阵的操作。$ 

定义  $\beta = \sigma_c^2 / (\sigma_b^2 - \sigma_b^2 + \sigma_c^2)$ 为功率分配因子, SNR<sub>in</sub>= ( $\sigma_b^2 - \sigma_b^2 + \sigma_c^2$ )/ $\sigma_n^2$ 为输入信噪比(SNR), 则公式(25)可 改写为:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{\eta^2 N_T} \cdot \left(\frac{1}{\beta} - 1 + \frac{1}{\beta \cdot \text{SNR}_{\text{in}}}\right) + \frac{1}{\eta^2} s_c^2 |d - \hat{d}|^2 \qquad (26)$$

由公式(26)可知, MSE 与  $N_T$ 、直流偏置估计误 差 $ld-\hat{d}$ 、 $\beta$ 、 $s_c$ 和 SNR<sub>in</sub>有关。通常,  $N_T$ 和  $s_c$ 为常数, 因 此 $ld-\hat{d}$ 和  $\beta$  是影响 MSE 的主要因素。为简单起见, 令 SNR<sub>in</sub>足够大,则  $1/(\beta \cdot \text{SNR}_{in}) \rightarrow 0$ 。则公式(26)可近 似为:

$$\sigma_e^2 \approx \frac{1}{\eta^2 N_T} \cdot \left(\frac{1}{\beta} - 1\right) + \frac{1}{\eta^2} s_c^2 |d - \hat{d}|^2 \tag{27}$$

由公式(27)可知,在高信噪比条件下,MSE与 SNR<sub>in</sub>无关。

相比之下,参考文献[25]中所提方法的 MSE 表示为:

$$\sigma_{e1}^{2} \approx \frac{1}{\eta^{2} N_{T}} \cdot \left(\frac{1}{\beta} - 1 + \frac{1}{\beta \cdot \text{SNR}_{\text{in}}}\right) + \frac{1}{\eta^{2}} |\hat{d}|^{2} \qquad (28)$$

由公式(20)可知,直流偏置可得到精确的估计, 因此  $d \approx \hat{d}$ ,并且  $s_c^2 | d - \hat{d}^2 \rightarrow 0$ 。比较公式(26)和公式(28) 可知,在相同条件下  $\sigma_e^2 < \sigma_{e1}^2$ 。

以 4 PPM 调制为例,文中参数设置如下:信道阶 数 L=5,接收数据块长度 N=600,功率分配因子 β= 0.3,采用长度为 15 的 m 序列作为训练序列,即 c(n)= {1,0,0,0,1,1,1,1,0,1,0,1,1,0,0}。H=[0.7623,0.5144, 0.345 5,0.232 0,0.155 8]为归一化信道脉冲响应,该 参数是在中国西北典型的沙尘气象条件、且激光波 长为 10.6 μm、沙尘能见度和传输距离均为 1 km、沙 尘粒子的折射率为 1.55-*i*0.005 且码元宽度为 10 ns 的条件下抽样所得[26]。

图 2 为文中方法和传统 ST 方法<sup>[19]</sup>的 MSE 性能 对比。由图可知,在沙尘气象条件下,显然文中方法 的性能有明显优势。当 SNR<sub>in</sub>>20 dB 时,文中方法比 传统 ST 方法有一个数量级性能提升。



图 2 ST 和文中方法中 MSE 随 SNR<sub>in</sub> 的变化

Fig.2 MSE as a function of  $\ensuremath{\text{SNR}_{\text{in}}}$  for the ST and the proposed method

图 3 为不同直流偏置下 MSE 随 SNR<sub>in</sub> 的变化情况,其中 d<sub>1</sub>,d<sub>2</sub> 和 d<sub>3</sub> 分别对应参考文献[20]、[25]和文 中方法中直流偏置的消除算法。由图中可知,因噪声 和码间串扰的影响逐渐减弱,MSE 随着信噪比的增 加而变小。此外,当直流偏置为 0.4 时,文中方法的 MSE 性能有显著改善。当直流偏置为 0.2 时,文中方 法的 MSE 曲线更加趋近于 d<sub>0</sub>=0 时的曲线,说明文 中方法能够更大程度地消除直流偏置对信道估计性 能的干扰。需要说明的是,参考文献[20]和[25]中的方 法并不针对沙尘气象条件,此处对比是为表明在沙 尘气象条件下,文中方法比直接采用传统的估计方 法具有更好的性能。



图 3 不同直流偏置下 MSE 随 SNR<sub>in</sub> 变化的比较 Fig.3 Comparison of MSE versus SNR<sub>in</sub> with different DC bias

图 4 为不同 SNR<sub>in</sub>下 MSE 曲线随  $\beta$  的变化情况。可以看出:MSE 随着  $\beta$  的增加而逐渐变小。显然,MSE 在高 SNR<sub>in</sub>下的曲线趋于重合,这与公式(27)的分析一致。



图 4 不同  $SNR_{in}$ 下 MSE 随  $\beta$  的变化 Fig.4 MSE versus  $\beta$  with different  $SNR_{in}$ 

#### 2.2 最优功率分配因子

由理论分析可知, 功率分配因子对系统性能至 关重要。为了获得最优的功率分配方案, 假设如下: (1) 总的发送功率  $P_t$  为常数; (2) h(l)满足方差为  $1/T_0$ 的随机变量, 并且当  $l \neq i$  时  $h(l) \neq h(i)$ ; (3) 当 $N_T \rightarrow \infty$ 

(即 $N_b$ →∞)时, $\hat{R}(n)$ → $R(n)_o$ 接收机的输出信号可表示为:

$$\tilde{x}(n) = x(n) - \eta \sum_{i=0}^{L-1} \hat{h}(i)c(n-i) - \hat{d}$$
(29)

将公式(3)代入公式(29),可得:

$$\tilde{x}(n) = \eta \sum_{l=0}^{L-1} [h(l) - \hat{h}(l)] [B(n-l) + c(n-l)] + \eta \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}(l) B(n-l) + w(n) + (d-\hat{d})$$
(30)

当 SNR<sub>in</sub> 足够大时,直流偏置的估计值更精确, 此时  $d \approx \hat{d}$ 。因此公式(30)可改写为:

$$x(n) \approx x_{\mathcal{S}}(n) + v_{\mathcal{S}}(n) \tag{31}$$

式中: $x_{s}(n)=\eta \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}(l)B(n-l)$ 为接收信号; $v_{s}(n)=\eta$ ·  $\sum_{l=0}^{L-1} [h(l)-\hat{h}(l)][B(n-l)+c(n-l)]+w(n)$ 为所有噪声的 和。由假设(3)可知, lim E{ $\hat{R}(n)$ }=R(n), 则lim E{ $\hat{H}$ H}= H,因此 X<sub>s</sub>的平均功率为:  $\sigma_{X_{s}}^{2}=E[||x_{s}(n)||^{2}]=\eta^{2}(\sigma_{b}^{2}-\sigma_{b_{s}}^{2})$ ·tr{ $E_{H}$ {E{ $\widetilde{H}\widetilde{H}^{H}$ |H}}}=

$$\left(\frac{1-\frac{1}{N_T^2}}{N_T}\right)\eta^2 \sigma_b^2 \cdot \operatorname{tr}\{E_H\{\operatorname{cov}(\hat{H}, \hat{H}|H) + HH^H\}\} = \left(\frac{1-\frac{1}{N_T^2}}{N_T^2}\right)\eta^2 \sigma_b^2(\sigma_e^2 + 1)$$
(32)

式中:(•)<sup>#</sup>表示矩阵的共轭转置。

同样地, vs 的平均功率可表示为:

$$\sigma_{\nu_{s}}^{2} = E[||\nu_{s}(n)||^{2}] = \eta^{2}(\sigma_{b}^{2} - \sigma_{b_{s}}^{2}) \cdot \sigma_{e}^{2} + N_{b}\sigma_{n}^{2} + \frac{\sigma_{c}^{2}}{N}\eta^{2}\sum_{n=0}^{N_{b}-1}\sum_{l_{1}=0}^{L-1}\sum_{l_{2}=0}^{L-1}E\{[h(l_{1}) - \hat{h}(l_{1})]^{H}[h(l_{1}) - \hat{h}(l_{2})]\} \cdot \bar{c}^{*}(n - l_{1})\bar{c}(n - l_{2})$$
(33)

式中: $\bar{c}(n)=\sigma_{c}^{-1}c(n)$ 。已知 m 序列有良好的自相关特

$$\sigma_{\nu_a}^2 = \eta^2 (\sigma_b^2 + \sigma_c^2 - \sigma_{b_a}^2) \sigma_e^2 + N_b \sigma_n^2 = \eta^2 P_i \sigma_e^2 + N_b \sigma_n^2$$
(34)

结合公式(32)和(34)可知,接收端的输出信噪比为:

$$\operatorname{SNR}_{\operatorname{out}}(\beta) = \frac{\sigma_{x_s}^2}{\sigma_{v_s}^2} = \frac{q_1 \beta^2 + q_2 \beta + q_3}{g_1 \beta + g_2}$$
(35)

$$\vec{x} \div : q_1 = P_t (T_0 - \eta^2 N_b) (N_b^2 - T_0^2); q_2 = P_t (\eta^2 N_b - 2T_0) (N_b^2 - T_0^2) - T_0 (N_b^2 - T_0^2) \sigma_n^2; q_3 = T_0 (N_b^2 - T_0^2) (P_t + \sigma_n^2); g_1 = N_b^3 \sigma_n^2 - P_t T_0 N_b^2; g_2 = T_0 N_b^2 (P_t + \sigma_n^2)_{\circ}$$

此时,输出信噪比 SNR<sub>out</sub>最大时对应的最优功 率分配因子 β<sub>0</sub>可表示为:

$$\beta_{0} = \frac{T_{0}(\text{SNR}_{\text{in}}+1)}{N_{b} - \text{SNR}_{\text{in}} \cdot T_{0}} \left\{ -1 + \sqrt{1 + \frac{(N_{b} - \text{SNR}_{\text{in}} \cdot T_{0})(N_{b} + \text{SNR}_{\text{in}} \cdot T_{0} - \eta^{2} \text{SNR}_{\text{in}} \cdot N_{b} + T_{0})}{T_{0} \cdot \text{SNR}_{\text{in}}(\text{SNR}_{\text{in}}+1)(T_{0} - \eta^{2} N_{b})} \right\}$$
(36)

相应的,输出信噪比 SNRout 的最大值可表示为:

$$SNR_{out-max} = \frac{N_b^2 - T_0^2}{N_b^2} \cdot \frac{SNR_{in}(T_0 - \eta^2 N_b)\beta_0^2 + [SNR_{in}(\eta^2 N_b - 2T_0) - T_0]\beta_0 + T_0(SNR_{in} + 1)}{(N_b - SNR_{in}T_0)\beta_0 + T_0(SNR_{in} + 1)}$$
(37)

由公式(36)和公式(37)可知, SNR<sub>out-max</sub> 和  $\beta_0$  主要 与参数  $N_b, T_0$  和 SNR<sub>in</sub> 相关。

图 5 为输出信噪比 SNR<sub>out</sub> 与功率分配因子 β 间的相关性。随着训练序列所占功率分配比的增大,可得到更高的估计精度和更低的 SNR<sub>out</sub>。由图 5 可知, 几乎所有 SNR<sub>out</sub> 的最大值集中在功率分配因子 0.3 附近。



图 5 不同 SNR<sub>in</sub>下 SNR<sub>out</sub> 和 β 的关系(N<sub>b</sub>=600)

Fig.5 Relationship of  $\text{SNR}_{\text{out}}$  and  $\beta$  with different  $\text{SNR}_{\text{in}}$  (N<sub>b</sub>=600)

#### 2.3 BER 性能

图 6 为文中方法与传统 ST 方法<sup>[19]</sup>的误码率性 能对比。由图可知,采用文中方法后,系统的误码性 能得到提升。此外,在高 SNR<sub>in</sub> 条件下,系统误码性 能的提升更加明显。





图 7 为误码性能随SNR<sub>in</sub>的变化情况,其中 d<sub>1</sub>, d<sub>2</sub>和 d<sub>3</sub>分别对应参考文献[20]、[25]和文中方法中直 流偏置的消除算法。由图 7 可知,在沙尘气象条件下, 文中方法的误码率性能比直接采用参考文献[20] 和[25]方法具有更加显著的优势。例如,当 BER=2× 10<sup>-3</sup>且直流偏置为 0.4 时,文中方法的误码性能比直 接采用参考文献[20]和[25]中的方法分别提高了 9 dB 和 2 dB。这意味着文中方法能够有效消除沙尘气象 条件中直流偏置对通信系统性能的干扰。



Fig.7 BER versus SNR<sub>in</sub> with different DC bias

2.4 算法复杂度

表1为文中方法和参考文献[20]、[25]方法的算法复杂度比较。由表1可知,算法复杂度与参数发送数据长度 $N_b$ 、每次实验的 Monte Carlo 仿真次数M、训练序列的周期 $T_0$ 和信道阶数L相关。当 $N_b$ =600、M=1000、 $T_0$ =15和L=5时,三种方法的加法运算次数 (Additions)分别为 1.080×10<sup>7</sup>、8.886×10<sup>6</sup>、6.276×10<sup>6</sup>、乘法运算次数(Multiplications)分别为 8.240×10<sup>6</sup>、6.516×10<sup>6</sup>、1.302×10<sup>7</sup>。虽然文中方法的总体算法复杂度比参考文献[20]、[25]方法分别提高了 40.2%和

#### 表1不同信道估计方法的算法复杂度

|  | Tab.1 | Algorithm | complexity | of | different | channel | estimation | methods |
|--|-------|-----------|------------|----|-----------|---------|------------|---------|
|--|-------|-----------|------------|----|-----------|---------|------------|---------|

| Channel estim | ation method    | Method in [20]                                    | Method in [25]                                     | Proposed method   |  |
|---------------|-----------------|---|--|---|--|
| Computational | Additions       | $M \cdot [14N_b + N_7 - 4T_0 + 2T_0^2 + 4L + 32]$ | $M \cdot [17N_b + 2N_7 + T_0 + 2T_0^2 + 3L + 33]$  | $M \cdot [20N_b + 2N_T + 12T_0 + 3T_0^2 + 5L + 56]$       |  |
| complex       | Multiplications | $M \cdot [4N_b + 2T_0 + T_0^2 + N_b L + 21] + 26$ | $M \cdot [4N_b + 3T_0 + 2T_0^2 + N_b L + 21] + 26$ | $M \cdot [5N_b + 12T_0 + 6T_0^2 + (N_b - 3)L + 128] + 26$ |  |

22.8%,但略有增加的算法复杂度与系统性能提升幅 度相比是值得的。

### 3 结 论

文中提出了一种大气光通信中基于隐训练序列 的沙尘气象条件信道估计方法,并对影响系统性能 的关键因素进行了分析讨论。理论分析和仿真结果 表明:在沙尘气象条件下,文中方法比直接采用传统 ST 方法和信道特性法具有更好的性能。其中,数据 依赖法能够显著降低估计的均方误差和系统误码 率,相关匹配法对直流偏置的估计精度更高,可明显 减弱直流偏置对系统性能的影响。然而,文中采用的 数据依赖法因圆周均值的存在导致仍有少量数据信 息丢失,且直流偏置的计算过程较繁琐,这些将是下 一步需要着重解决的问题。

#### 参考文献:

 Zheng Xiaojing, Zhang Jinghong. Characteristics of nearsurface turbulence during a dust storm passing Minqin on March 19, 2010[J]. *Chinese Sci Bull*, 2010, 55(22): 2235– 2240. (in Chinese)

郑晓静,张静红. 2010年3月19日沙尘暴期间甘肃民勤地区

近地表的湍流性质[J]. 科学通报, 2010, 55(22): 2235-2240.

- [2] Yin Junyan, Yin Fuchang, Chen Ming, et al. Impact on laser transmission in atmosphere [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2008, 37(S): 399-402. (in Chinese) 阴俊燕, 尹福昌, 陈明, 等. 影响激光大气传输因素分析 [J]. 红外与激光工程, 2008, 37(S): 399-402.
- [3] Yuksel H, Milner S, Davis C C. Aperture averaging for optimizing receiver design and system performance on freespace optical communication links [J]. *Journal of Optical Networking*, 2005, 4(8): 462–475.
- [4] Tyson R K. Bit-error rate for free-space adaptive optics laser communications [J]. Journal of the Optical Society of America A Optics Image Science & Vision, 2002, 19(4): 753-758.
- [5] Li Fei, Lu Houbing. Optimization method for detection threshold of atmospheric optical communication under weak turbulence condition [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(12): 1211004. (in Chinese) 李菲, 路后兵. 弱湍流条件下大气光通信的阈值优化方法 [J]. 红外与激光工程, 2016, 45(12): 1211004.
- [6] Niu Chaojun, Yu Shijie, Han Xiang'e. Analysis about effect of wavefront sensorless adaptive optics on optical communication [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2015, 52(8): 080102. (in Chinese)

牛超君,于诗杰,韩香娥.无波前探测自适应光学对光通 信性能影响分析 [J].激光与光电子学进展,2015,52(8): 080102.

 [7] Zhou Jianguo, Hao Shiqi, Liu Jialin, et al. Interleaver design based on genetic algorithm in atmospheric optical communication[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2013, 40(6): 0605004. (in Chinese)

周建国,郝士琦,刘加林,等.大气激光通信中基于遗传算法的交织器设计[J].中国激光,2013,40(6):0605004.

- [8] Wang J B, Jiao Y, Song X, et al. Optimal training sequences for indoor atmospheric optical communications [J]. *Journal of Optics*, 2012, 14(1): 015401.
- [9] Zhou Chao. Research on optical communication adaptive digital equalization based on LMS algorithm [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018. (in Chinese)
  周超. 基于 LMS 算法的光通信自适应数字均衡技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
- [10] Kaushal H, Kumar V, Dutta A, et al. Experimental study on beam wander under varying atmospheric turbulence conditions[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 23 (22):1691–1693.
- [11] Mishra N, Sriram K D, Jha P K. Performance analysis of dual-hop optical wireless communication systems over k – distribution turbulence channel with pointing error [C]//AIP Conference Proceedings, 2017, 1849(1): 1–8.
- [12] Gorshtein A, Levy O, Katz G, et al. Coherent compensation for 100G DP–QPSK with one sample per symbol based on antialiasing filtering and blind equalization MLSE [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(16): 1208–1210.
- [13] Gorshtein A, Levy O, Katz G, et al. Blind channel estimation for MLSE receiver in high speed optical communications: theory and ASIC implementation [J]. *Optics Express*, 2013, 21(19): 21766–21789.
- Zamani M, Chen C, Li C, et al. A blind channel estimation for 100+Gb/s optical IM-DD DMT over 100-km SMF in 1550nm [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2014, 26 (19): 1928-1931.
- [15] Wang J B, Jiao Y, Xie X X, et al. Complementary sequences-based channel estimation for diffuse atmospheric optical communications [J]. *Optical Engineering*, 2011, 50 (7): 075003.
- [16] Omomukuyo O, Chang D, Dobre O, et al. Ngatched, Robust frame and frequency synchronization based on alamouti

coding for RGI-CO-OFDM[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(24): 2783–2786.

- [17] Wu D, Wang Z, Wang R, et al. Channel estimation for asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing optical atmospheric communications [J]. *Iet Communications*, 2012, 6(5): 532–540.
- [18] Zhao H, Li M, Wang R, et al. Compressed sensing theorybased channel estimation for optical orthogonal frequency division multiplexing communication system [J]. *Optics Communications*, 2014, 326(5): 94–99.
- [19] Zhu C, Pittalà F, Finkenbusch M, et al. Overhead-free channel estimation using implicit training for polarizationmultiplexed coherent optical systems [C]//Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference IEEE, 2013: 1–3.
- [20] Chan K C, Huang W C, Li C P, et al. Elimination of data identification problem for data-dependent superimposed training[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(6): 1595–1604.
- [21] Fan S, Li Y, Wang L, et al. Comparison of implicit training and implicit pilot in coherent optical transmission [C]// International Conference on Optical Internet IEEE, 2014: 1– 2.
- [22] Zhu Y J, Sun Z G, Zhang J, et al. Training receivers for repetition coded MISO outdoor visible light communications
   [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66 (1): 529-540.
- [23] Dissanayake S D, Armstrong J. Novel techniques for combating DC offset in diversity combined ACO–OFDM[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(11): 1237–1239.
- [24] Liu T. A novel method for demodulation of ACO-OFDM in the presence of DC offset [J]. Journal of the Franklin Institute, 2015, 352(3): 802–812.
- [25] Alameda-Hernandez E, Mclernon D C, Orozcolugo A G, et al. Frame/training sequence synchronization and DC –offset removal for (data –dependent) superimposed training based channel estimation [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(6): 2557–2569.
- [26] Wang Huiqin, Wang Yangang, Cao Minghua, et al. Impact of atmospheric visibility on laser intensity in sandy and dust weather [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2015, 44 (2): 0229001. (in Chinese)

王惠琴, 王彦刚, 曹明华, 等. 沙尘天气下大气能见度对激 光光强的影响[J]. 光子学报, 2015, 44(2): 0229001.