

文章编号: 1000-7032(2020)02-0224-08

基于幅度相位联合校正算法的8-QAM自由空间相干光通信

李 林^{1,2}, 吴志勇^{1*}

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 提出了基于幅度相位联合校正算法的8阶正交幅度调制(8-QAM)自由空间相干光通信方案。与传统的自由空间光通信方案相比,本文提出的方案不仅无需信道状态信息(CSI)就可以实现对原信号的高精度还原,同时还具有较高的光谱效率。仿真实验表明,当接收端与发射端的频偏 $f_0 = 20$ MHz、激光器联合线宽 $\Delta f = 10$ kHz、信噪比为20 dB时,该方案在归一化大气闪烁标准差 $\sigma = 0.25$ 、归一化相位噪声方差 $\sigma_\phi^2 = 0.07$ 的对数正态湍流信道条件下,其误码率(BER)与未采用联合校正算法的8-QAM系统相比低4个量级。

关 键 词: 自由空间光通信; 正交幅度调制; 相干探测。

中图分类号: TN929.12 文献标识码: A DOI: 10.3788/fjxb20204102.0224

Coherent Free-space Optical Communication with 8-QAM Modulation Using Joint Algorithm of Amplitude Compensation and Digital Phase Recovery

LI Lin^{1,2}, WU Zhi-yong^{1*}

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

* Corresponding Author, E-mail: wuzy@ciomp.ac.cn

Abstract: Coherent free-space optical communication with 8-quadrature amplitude modulation (8-QAM) using joint algorithm of amplitude compensation and digital phase recovery is proposed. Compared with traditional free-space optical communication schemes, the scheme we proposed not only can restore the signal without requiring the knowledge of instantaneous channel state information, but also has higher spectral efficiency. Numerical studies show that the bit error rate of the proposed system is four orders of magnitude lower than that of the 8-QAM system without joint algorithm, when the frequency offset $f_0 = 20$ MHz between the receiver and the transmitter, the lasers joint linewidth $\Delta f = 10$ kHz, and the signal-to-noise ratio is 20 dB for a lognormal turbulence channel with $\sigma = 0.25$ and phase noise with $\sigma_\phi^2 = 0.07$.

Key words: free-space optical communications; quadrature amplitude modulation (QAM); coherent detection

1 引 言

近年来,随着科学的高速发展以及技术日益

成熟,激光被广泛地应用在了许多领域^[1-3]。在这些应用领域中,自由空间激光通信以其无需频带许可、抗电磁干扰能力强、高安全性等诸多优

收稿日期: 2019-07-02; 修订日期: 2019-08-14

基金项目: 国家自然科学基金(51605465); 中国科学院科研装备研制项目资助

Supported by National Natural Science Foundation of China(51605465); Research Project of Scientific Research Equipment of Chinese Academy of Sciences

点,逐渐引起了学者们的广泛关注^[6-10]。

传统的自由空间激光通信系统主要采用二进制开关键控(OOK)的调制方式。这是由于基于OOK调制的系统结构简单、易于搭建。然而,这种系统的光谱效率较低,不适于超高速通信。

为了获取更高的光谱效率,研究人员尝试将QAM应用到自由空间激光通信系统中。QAM系统能充分地利用光信号的幅度和相位来传递信息。但是,由于受到大气湍流的影响,接收端信号的幅值和相位都会产生很大畸变,这会使得系统的误码率性能急剧恶化。文献[1]提出了一种速率可达720 Mbps的可见光QAM自由空间光通信系统结构,并在大气信道下对其进行了仿真验证。但是由于该系统并没有对大气信道所带来的干扰进行补偿,因此其存在着通信距离较短、误码率较高的问题。文献[2]提出了一种采用多模盲均衡算法的QAM自由空间激光通信系统。该系统能有效地抑制大气湍流引起的幅度抖动所带来的干扰,但是该系统却没有考虑并补偿大气湍流所引起的相位抖动、系统自身存在的固有频差以及激光器线宽所带来的影响。

为了解决以上问题,本文提出了一种基于幅度相位联合校正算法的8-QAM自由空间相干光通信方案。该方案无需信道信息辅助,仅利用接

收端接收到的信号就可以实现对原信号的高精度还原。与此同时,该方案亦具有较高的光谱效率。实验结果表明该方案可以有效地克服大气湍流所带来的不良影响,并且拥有较好的误码率性能。

2 方案结构

本方案结构如图1所示。在系统的发射端,首先每3 bit二进制信息序列被电域8-QAM调制器转换成星座图如图中所示的同向(I路)和正交(Q路)两个支路信号。该星座图由两个调制指数不同、初始相位差为 $\frac{\pi}{4}$ 的QPSK星座图组成。

随后,I路和Q路信号被加载到一个马赫-曾德尔调制器(MZM)上用以调制激光光束。被调制的光束经掺铒光纤放大器(EDFA)放大后,通过光学天线被送入大气信道。在这一过程中,发射信号可以被表示为:

$$S(t) = E_s A(t) [\cos(\omega_s t + \varphi_n) + \sin(\omega_s t + \varphi_n)], \quad (1)$$

其中 ω_s 为载波的角频率, E_s 是载波幅值, $\varphi_n \in \{-\frac{3\pi}{4}, -\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{4}, 0, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{4}, \pi\}$ 为被调制

到载波上的相位信息, $A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s)$ 代表被调制到I路和Q路上的幅度信息。式中

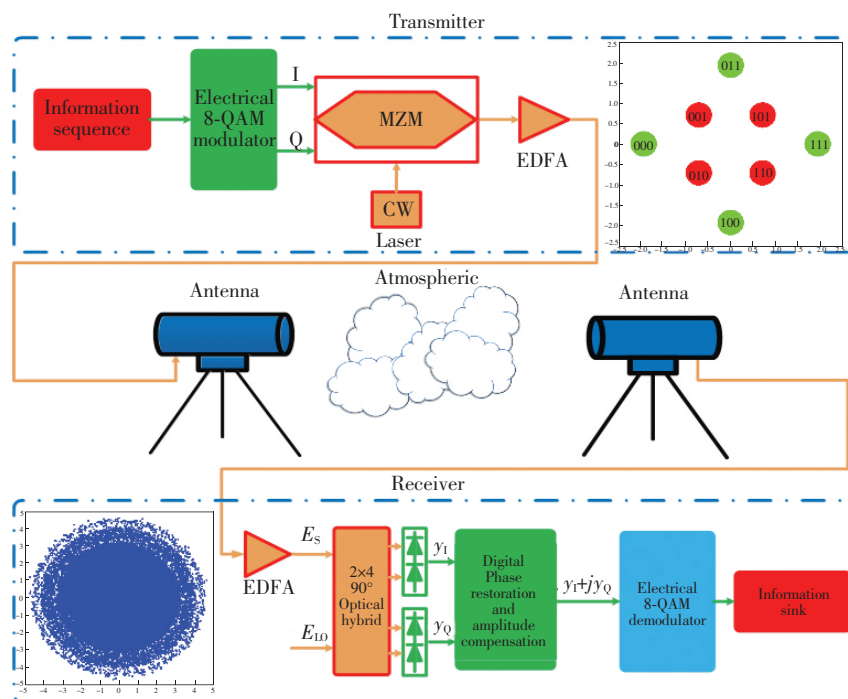


图1 方案结构模型

Fig. 1 Structure of the scheme model

$a_n \in \{C_1, C_2\}$ 为第 n 个符号同向分量和正交分量的幅值大小, C_1, C_2 分别为星座图中内外两圈星座点的调制指数。 $g(t)$ 为方形脉冲函数, T_s 表示符号间隔。

在接收端, 首先接收到的信号被送入 EDFA 中进行放大。 随后, 相干接收机将对经过放大后的光信号 E_s 进行探测。 在这一过程中经过放大的信号光 E_s 和本振光 E_{LO} 的偏振态由偏振控制器来保证。 相干接收机首先将信号光 E_s 与本振光 E_{LO} 送入 2×4 90° 光混频器中进行混频。 随后, 光混频器输出的光信号被平衡探测器 (BD) 转化为电信号供后续模块处理。 平衡探测器 (BD) 转化所输出的电信号经采样后可以表示为:

$$\begin{aligned} y_I(nT_s) &= RE_s E_{LO} I(nT_s) A(nT_s) \cdot \\ &\quad \cos[\omega_s - \omega_{LO} nT_s + \varphi_n + \\ &\quad \varphi_s(nT_s) + \varphi_{ps}(nT_s)] + n_1(nT_s), \\ y_Q(nT_s) &= RE_s E_{LO} I(nT_s) A(nT_s) \sin[\omega_s - \\ &\quad \omega_{LO} nT_s + \varphi_n + \varphi_s(nT_s) + \varphi_{ps}(nT_s)] + n_2(nT_s), \end{aligned} \quad (2)$$

其中 R 代表探测器响应度, E_{LO} 代表本振光幅值。 为了叙述方便, 这里我们假设 $R = 1, E_{LO} = 1$ 。 $I(t)$ 代表由大气湍流所引起的光信号幅值抖动的随机过程, $\varphi_s(nT_s)$ 代表大气引入的相位噪声。 ω_{LO} 为本振光的角频率, $(\omega_s - \omega_{LO}) nT_s$ 代表了本

振光和载波之间固有频偏对信号相位的影响。 $\varphi_{ps}(t)$ 代表由激光器所存在的固有线宽引起的相位噪声, 同时, 我们假设每个符号间隔内由激光器联合线宽所引起的相位噪声差 $\varphi_{ps}(t + T_s) - \varphi_{ps}(t)$ 服从均值为 0、方差为 $\sigma_p^2 = 4\pi\Delta f T_s$ 的高斯分布, 其中 Δf 表示发射与本振激光器的联合线宽^[3]。 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 则代表接收机中两条支路由于热噪声和散粒噪声所产生的高斯白噪声, 这里设其功率均为 σ_g^2 。

3 幅值相位联合校正算法

经过平衡探测器后, 信号被送入幅值相位联合校正模块。 如图 2 所示, 该模块由两部分组成: 幅值补偿单元与相位恢复单元。 首先, 平衡探测器输出的 I 路和 Q 路信号被送入幅值补偿单元。 为了求得大气湍流对信号幅值所造成的影响, 该单元首先对两路信号进行平方求和运算, 这一过程可以表示为:

$$\begin{aligned} y_I^2(nT_s) + y_Q^2(nT_s) &= \\ I^2(nT_s) A^2(nT_s) + n_1^2(nT_s) + n_2^2(nT_s) + \\ 2I(nT_s) A(nT_s) \cos[\omega_s - \omega_{LO} nT_s + \varphi_n + \\ \varphi_s(nT_s) + \varphi_{ps}(nT_s)] n_1(nT_s) + \\ 2I(nT_s) A(nT_s) \sin[\omega_s - \omega_{LO} nT_s + \varphi_n + \\ \varphi_s(nT_s) + \varphi_{ps}(nT_s)] n_2(nT_s), \end{aligned} \quad (3)$$

随后该单元对输出的 N 个结果进行平均运算, 当

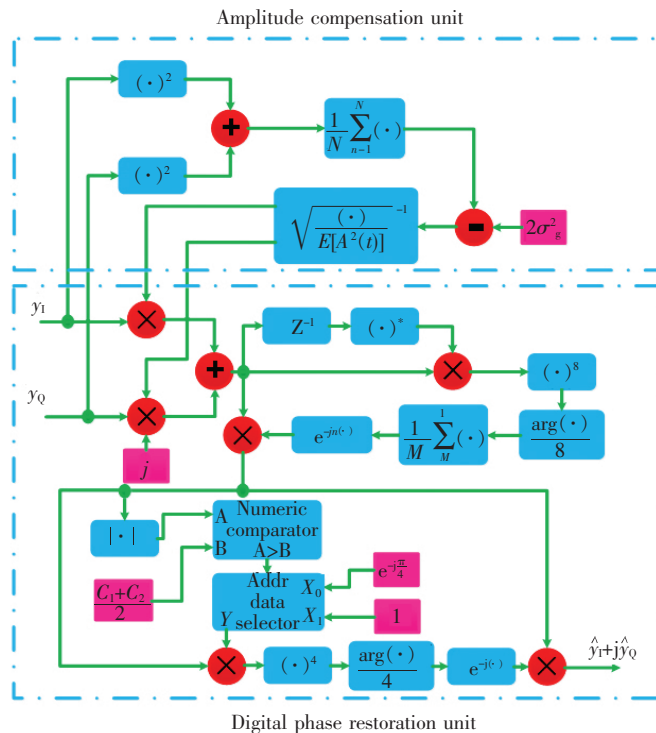


图 2 联合校正模块

Fig. 2 Module of joint algorithm of amplitude compensation and digital phase recovery

N 足够大时可得:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N \frac{y_I^2(nT_s) + y_Q^2(nT_s)}{N} = E[y_I^2(nT_s) + y_Q^2(nT_s)] = E[y^2(nT_s)] = E[A^2(nT_s)] + 2\sigma_g^2, \quad (4)$$

其中,噪声功率 σ_g^2 可以通过帧头的导航序列轻易求得。而对于一个确定的系统,公式中的 $E[A^2(nT_s)]$ 项可视为已知常数。

在实际的自由空间激光通信系统中,系统的发送速率(例如 2 Gbps)远远高于大气湍流的频率(通常为 kHz)。因此对于长度适中的一帧数据来讲,大气湍流所引起的信号幅度抖动可以被视为一个常数 I 。因此可得:

$$\sqrt{\frac{1}{E[A^2(nT_s)]} \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N \frac{y_I^2(nT_s) + y_Q^2(nT_s)}{N} - 2\sigma_g^2} = \frac{1}{I}, \quad (5)$$

所以经过幅值补偿后的信号 $y_I' + jy_Q'$ 可以近似表示为

$$R(nT_s) = y_I'(nT_s) + jy_Q'(nT_s) = \frac{y_I(nT_s) + jy_Q(nT_s)}{I_g} \approx A(nT_s) \exp\{j[\omega_s - \omega_{LO}nT_s + \varphi_n + \varphi_s(nT_s) + \varphi_{ps}(nT_s)]\} + \frac{n_1(nT_s) + jn_2(nT_s)}{I}, \quad (6)$$

其中 I_g 为系统通过 N 个数据的运算结果所得到的对大气湍流所引起的信号幅值抖动 I 的估计。

随后,经过幅值补偿过的信号被送入相位恢复单元进行相位恢复。为了表述方便,我们首先假设系统的信噪比足够大,以至于可以忽略接收机中的热噪声和散粒噪声所带来的影响。

为了消除频偏所带来的影响,系统首先将上一级的输出信号 $R(nT_s)$ 与其延迟了一个周期的信号的共轭 $R^*[(n-1)T_s]$ 相乘得到:

$$d_n = R(nT_s) \times R^*[(n-1)T_s] \approx A(nT_s) A[(n-1)T_s] \times \exp\{j[\Delta\omega T_s + \varphi_n - \varphi_{n-1} + \varphi_s(nT_s) - \varphi_s[(n-1)T_s] + \varphi_{ps}(nT_s) - \varphi_{ps}[(n-1)T_s]]\}, \quad (7)$$

其中 $\Delta\omega = \omega_s - \omega_{LO}$ 。随后,该单元对信号 d_n 进行 8 次幂运算以移除调制相位信息。由于 $8(\varphi_n - \varphi_{n-1}) = 2\pi m$ (m 为整数),所以结果可以表示为:

$$d_n^8 \approx A^8(nT_s) A^8[(n-1)T_s] \cdot$$

$$\exp\{8j[\Delta\omega T_s + \varphi_s(nT_s) - \varphi_s[(n-1)T_s] + \varphi_{ps}(nT_s) - \varphi_{ps}[(n-1)T_s]]\}, \quad (8)$$

在得到 d_n^8 后,该单元会对其角度进行求解,并将所得角度除以 8,从而得到:

$$\frac{\arg(d_n^8)}{8} \approx \Delta\omega T_s + \varphi_s(nT_s) - \varphi_s[(n-1)T_s] + \varphi_{ps}(nT_s) - \varphi_{ps}[(n-1)T_s], \quad (9)$$

由上文可知公式(8)中 $\varphi_s(nT_s)$ 、 $\varphi_s[(n-1)T_s]$ 、 $\varphi_{ps}(nT_s)$ 、 $\varphi_{ps}[(n-1)T_s]$ 三项服从均值为 0 的高斯分布。所以,当 M 足够大时,对 M 个所得结果求平均可得:

$$\Delta\omega_g T_s = \lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^M \frac{\arg(d_n^8)}{8M} \approx \Delta\omega T_s, \quad (10)$$

随后系统会对信号进行频偏校正:

$$R'(nT_s) = R(nT_s) \exp(-jn\Delta\omega_g T_s) \approx A(nT_s) \exp\{j[\varphi_n + \varphi_s(nT_s) + \varphi_{ps}(nT_s)]\}, \quad (11)$$

其中 $\Delta\omega_g$ 为系统通过 M 个数据运算结果得到的由频偏带来的角频率偏差 $\Delta\omega$ 的估计。

在消除了频偏所带来的影响以后,相位恢复单元会对信号中所包含的相位噪声进行补偿。其具体过程如下:首先,系统对经过频偏校正的信号 $R'(nT_s)$ 进行取模运算,并通过数据比较器将结果与星座图中内外两圈间的调制指数门限进行比较,以确定当前信号的初始相位。随后,系统通过双路数据选择器以及乘法器将初始相位信息移除,以消除初始相位对后续相位噪声估计与补偿算法的影响。

$$R''(nT_s) = R'(nT_s) \exp(-j\varphi_b) \approx A(nT_s) \exp\{j[\varphi_n - \varphi_b + \varphi_s(nT_s) + \varphi_{ps}(nT_s)]\}, \quad (12)$$

其中 φ_b 代表系统对信号初始相位的估计。然后,该单元对信号 $R''(nT_s)$ 进行四次幂运算以移除调制相位信息。由于 $4(\varphi_n - \varphi_b) = 2\pi m$ (m 为整数),所以结果可以表示为:

$$[R''(nT_s)]^4 \approx A^4(nT_s) \exp\{4j[\varphi_s(nT_s) + \varphi_{ps}(nT_s)]\}, \quad (13)$$

在得到 $[R''(nT_s)]^4$ 后,该单元会对其角度进行求解,并将所得角度除以 4,从而得到相位噪声信息:

$$\varphi_{gs}(nT_s) + \varphi_{gps}(nT_s) = \frac{\arg([R''(nT_s)]^4)}{4}, \quad (14)$$

其中, $\varphi_{gs}(nT_s)$ 、 $\varphi_{gps}(nT_s)$ 为系统对相位噪声 $\varphi_s(nT_s)$ 、 $\varphi_{ps}(nT_s)$ 的估计。随后系统会对信号进行相位噪声补偿以获得最终的输出:

$$\hat{y}_I + j\hat{y}_Q = R(nT_s) \exp\{-j[\varphi_{gs}(nT_s) + \varphi_{gps}(nT_s)]\} \approx A(nT_s) \exp(j\varphi_n). \quad (15)$$

4 仿真实验

4.1 大气信道模型

大气湍流所引起的信号幅度抖动以及相位抖动是影响自由空间激光通信系统性能的最主要因素。在弱湍流条件下,信号的幅度抖动服从对数正态分布:

$$p_I(I) = \frac{1}{I\sigma\sqrt{8\pi}} \exp\left\{-\frac{[\ln I + 2\sigma^2]^2}{8\sigma^2}\right\}, \quad (16)$$

其中 σ^2 为对数幅度方差,通常情况下,可以用 Rytov 方差 σ_R^2 表示为:

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_R^2}{4} = \frac{1}{4} (1.23 C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}), \quad (17)$$

C_n^2 为大气结构常数, $k = 2\pi/\lambda$ 代表波数,其中 λ 为载波波长, L 为通信距离^[3]。对于近地面自由空间激光通信系统来说,在不同的湍流条件下,大

气结构常数的取值范围是 $10^{-17} \sim 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ 。

一般认为,大气湍流所引入的相位噪声 φ_s 服从均值为 0 的高斯分布,其方差可以表示为:

$$\sigma_\varphi^2 = C_J \left(\frac{D}{r_0}\right)^{5/3}, \quad (18)$$

其中 D 为接收孔径, r_0 为大气相干长度,公式中的系数 $C_J = 1.0299$ ^[4]。对于平面波以及 Kolmogorov 湍流,大气相干长度 r_0 可以表示为^[5]:

$$r_0 = 1.68 (C_n^2 L k^2)^{-3/5}. \quad (19)$$

4.2 系统参数设计

我们利用 MATLAB 软件对文中所提出的方案进行了仿真实验。在实验中,我们对大气信道的模拟遵循上一小节所介绍的内容,信道的具体参数如表 1 所示。为了叙述方便,我们假设信号在大气中因长距离传输所产生的衰减是固定的,且可以被接收端的 EDFA 补偿。同时,我们假设系统的波长 $\lambda = 1550 \text{ nm}$ 、符号速率为 2 Gbps 、每帧数据的长度为 10^6 位、帧头导航序列长度为 200 位、幅值补偿算法的平均长度 $N = 200$ 、频偏校正算法的平均长度 $M = 400$ 、调制指数 $C_1 = 1$ 、 $C_2 = (\sqrt{6} + \sqrt{2})/2$ 。

表 1 信道参数

Tab. 1 Parameters of the channels used in numerical simulation

Parameter	Wavelength λ/nm	Aperture diameter D/cm	Atmospheric structure constant $C_n^2/\text{m}^{-2/3}$	Transmission distance L/km	Atmospheric coherent diameter r_0/cm	Log-amplitude standard deviation σ	Phase noise variance σ_ϕ^2/rad
Value I	1550	5	10^{-16}	14	25.6	0.25	0.07
Value II	1550	8	10^{-16}	14	25.6	0.25	0.15
Value III	1550	5	10^{-16}	30	16.2	0.5	0.15

4.3 仿真结果及分析

图 3 为当频偏 $f_0 = 20 \text{ MHz}$ 、激光器联合线宽 $\Delta f = 10 \text{ kHz}$ 时,系统在 $\sigma = 0.25$ 、 $\sigma_\phi^2 = 0.07$ 的大气湍流条件下的接收端信号各阶段的星座图。从图中可以看出,由于大气湍流、系统频偏、激光器线宽等因素影响,平衡探测器输出的信号和原信号相比产生了较大的畸变。而经过幅值补偿后信号的弥散现象得到了很好的抑制。随后的频偏校正极大地降低了系统故有频偏所带来的影响。而最后的相位补偿则将星座点进一步向理想位置压缩。

图 4 展示了具有不同频偏的 8-QAM 联合校正系统在 $\sigma = 0.25$ 、 $\sigma_\phi^2 = 0.07$ 的大气湍流条件下

的仿真误码率曲线。这里我们假设系统的联合线宽为 $\Delta f = 10 \text{ kHz}$ 。由图可知,系统的误码率会随着频偏的加大而变得恶化。这说明联合校正算法虽然能降低频偏对系统误码率所带来的影响,但是并不能彻底消除频偏。

图 5 为具有不同联合线宽的 8-QAM 联合校正系统在 $\sigma = 0.25$ 、 $\sigma_\phi^2 = 0.07$ 的大气湍流条件下的仿真误码率曲线。我们假设系统的频偏 $f_0 = 20 \text{ MHz}$,从图中可知,随着激光器联合线宽的加大,系统的误码率会随之轻微上升。这说明联合线宽的大小对系统性能存在一定的影响。

图 6 为系统在不同的大气湍流条件下的仿真误码率曲线。为了更好地说明问题,我们假设

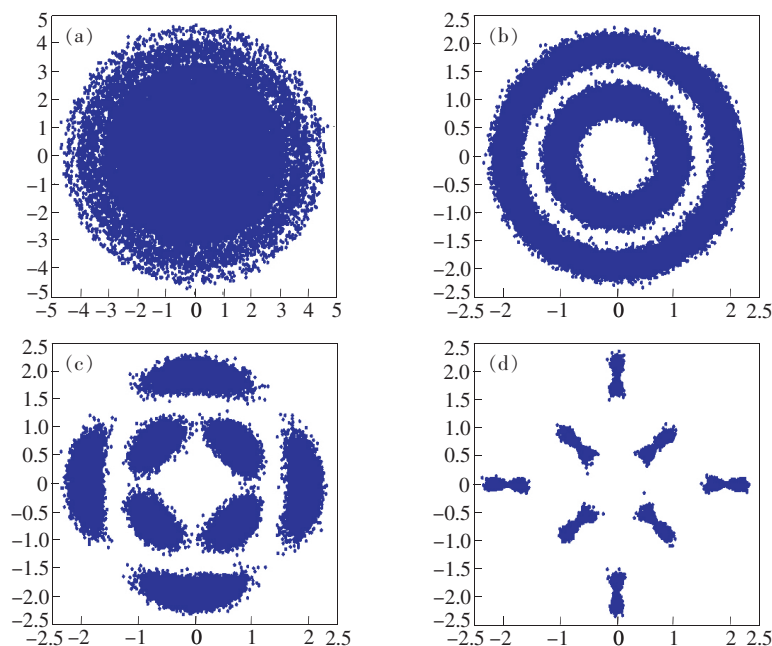


图3 联合校正系统接收端信号各阶段星座图。(a) 平衡探测器输出的信号星座图; (b) 经过幅值补偿后的信号星座图; (c) 经过频率校正后的信号星座图; (d) 经过相位校正后的信号星座图。

Fig.3 Constellation diagrams of different stages at the receiver of the system using joint algorithm. (a) After BDs. (b) After amplitude compensation. (c) After frequency recovery. (d) After phase compensation.

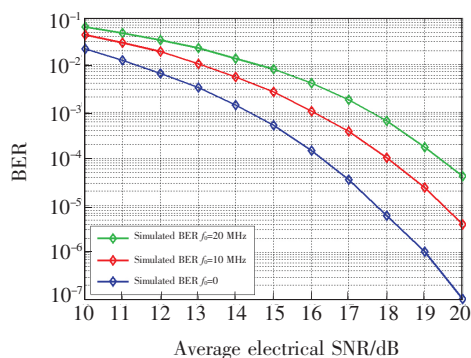


图4 具有不同频偏的联合校正系统仿真误码率

Fig.4 Simulated BERs of the system using joint algorithm with different frequency offset

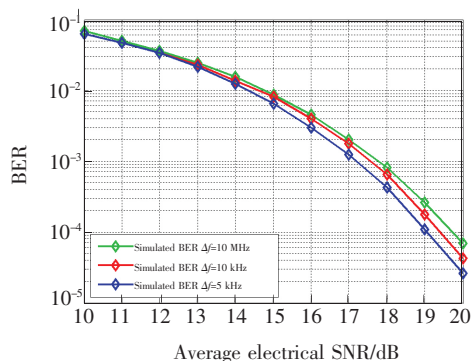


图5 具有不同联合线宽的联合校正系统仿真误码率

Fig.5 Simulated BERs of the system using joint algorithm with different linewidth

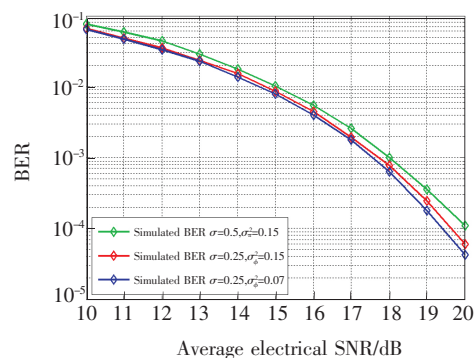


图6 联合校正系统在不同的大气湍流条件下的仿真误码率

Fig.6 Simulated BERs of the system using joint algorithm over different turbulence channels

各系统的频偏 $f_0 = 20$ MHz、激光器联合线宽 $\Delta f = 10$ kHz。从图中可以看到,本文所提出的系统的误码率会随着大气湍流的增强而发生微弱的退化现象。由此可见,本文所提出的方案对大气湍流的影响具有较好的抵抗能力。

图7 为不同系统在 $\sigma = 0.25$ 、 $\sigma_\phi^2 = 0.07$ 大气湍流条件下的仿真误码率曲线。为了能更好地说明问题,我们假设各系统的频偏 $f_0 = 20$ MHz、激光器联合线宽 $\Delta f = 10$ kHz。从图中可以看到,虽然只采用了幅值补偿算法的系统以及只采用相

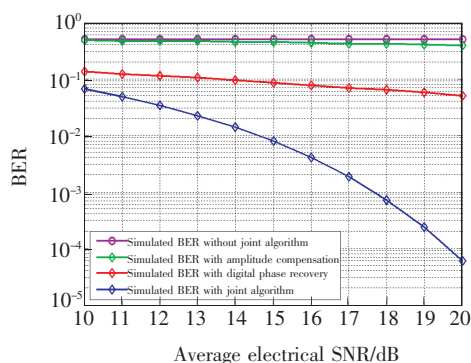


图 7 不同系统的仿真误码率

Fig. 7 Simulated BERs of different systems

位恢复算法的系统的误码率性能优于没有采用任何补偿算法的 8-QAM 系统,但仍存在误码率较高的问题,而采用了联合矫正算法的系统的误码率性能远远优于以上三种系统。同时我们还可以看到,没有采用联合矫正算法的 8-QAM 系统在大信

噪比区间出现了误码率饱和现象,而文中所提出的系统消除了这种现象,并且在信噪比为 20 dB 时,本文所提出的方案的误码率和未采用联合矫正算法的 8-QAM 系统的误码率相比降低了 4 个量级。

5 结 论

本文提出了基于幅度相位联合校正算法的 8-QAM 自由空间相干光通信方案。该方案无需信道状态信息就可以实现对信号的高精度还原,同时又具有较高的光谱效率以及可实现性。仿真实验表明,该方案能有效抑制大气湍流、激光器联合线宽以及频偏所带来的影响。与传统的 8-QAM 系统相比,该方案具有更好的误码率性能。因此,该方案有助于自由空间光通信的实现和性能提升。

参 考 文 献:

- [1] HOU L F, ZHANG L, KIM J. Energy modeling and power measurement for mobile robots [J]. *Energies*, 2019, 12(1): 27-45.
- [2] MALINAUSKAS M, ŽUKAUSKAS A, HASEGAWA S, et al. Ultrafast laser processing of materials: from science to industry [J]. *Light: Sci. Appl.*, 2016, 5: e16133-4-14.
- [3] 曹明华, 姚宇, 宋梨花, 等. 沙尘信道下激光通信系统的性能分析 [J]. *发光学报*, 2019, 40(5): 659-665.
CAO M H, YAO Y, SONG L H, et al. Performance analysis of laser communication system under sand-dust channel [J]. *Chin. J. Lumin.*, 2019, 40(5): 659-665. (in Chinese)
- [4] 李明磊, 吴谨, 白涛, 等. 大随机相位误差下条带模式合成孔径激光雷达成像实验 [J]. *中国光学*, 2019, 12(1): 130-137.
LI M L, WU J, BAI T, et al. Stripmap mode synthetic aperture ladar imaging under large random phase errors condition [J]. *Chin. Opt.*, 2019, 12(1): 130-137. (in Chinese)
- [5] 张璐, 吴志勇, 高世杰, 等. 大气湍流中超短高斯激光脉冲的时间域展宽模型研究 [J]. *光学学报*, 2012, 32(4): 0401001-4-6.
ZHANG L, WU Z Y, GAO S J, et al. Study of time-domain spreading model of ultrashort Gaussian laser pulses in atmospheric turbulence [J]. *Acta Opt. Sinica*, 2012, 32(4): 0401001-4-6. (in Chinese)
- [6] 李少辉, 陈小梅, 倪国强. 高精度卫星激光通信地面验证系统 [J]. *光学精密工程*, 2017, 25(5): 1149-1158.
LI S H, CHEN X M, NI G Q. Highly precise ground certification system of satellite laser communication [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(5): 1149-1158. (in Chinese)
- [7] LI L, GENG T W, WANG Y, et al. Free-space optical communication using coherent detection and double adaptive detection thresholds [J]. *IEEE Photonics J.*, 2019, 11(1): 7900217.
- [8] 涂焱阳, 吴志勇, 马爽, 等. 阈值可变的高速光通信脉冲位置调制的帧同步 [J]. *中国激光*, 2017, 44(11): 106008-1-8.
TU Y Y, WU Z Y, MA S, et al. Frame synchronization of pulse position modulation in high-speed optical communication with variable threshold [J]. *Chin. J. Lasers*, 2017, 44(11): 106008-4-8. (in Chinese)
- [9] LI Y T, GUO S A, GENG T W, et al. Evaluation on the capacity and outage performance of the free space optical system impaired by timing jitters over an aggregate channel [J]. *Opt. Eng.*, 2017, 56(7): 076108.

- [10] 马爽, 吴志勇, 高世杰, 等. 改进的大气激光通信 PPM 调制解调系统设计 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 2016, 48(5): 105-109.
MA S, WU Z Y, GAO S J, *et al.*. Design of modified atmospheric laser communication PPM modulation-demodulation system [J]. *J. Harbin Inst. Technol.*, 2016, 48(5): 105-109. (in Chinese)
- [11] RAKESHKRISHNA V S, SINGHAL R. 720-Mbps 64-QAM-OFDM SCM transmission over RGB-LED-based FSO communication system [C]. *Proceedings of The 2016 13th International Conference on Wireless and Optical Communications Networks, Hyderabad, India*, 2016.
- [12] 柯熙政, 解孟其, 石碧瑶. 无线光通信系统中 64-QAM 调制实验研究 [J]. 红外与激光工程, 2018, 47(S1): 68-73.
KE X Z, XIE M Q, SHI B Y. Research on 64-QAM subcarrier modulation for optical wireless communication [J]. *Infrared Laser Eng.*, 2018, 47(S1): 68-73. (in Chinese)
- [13] LI X L, GENG T W, MA S, *et al.*. Performance improvement of coherent free-space optical communication with quadrature phase-shift keying modulation using digital phase estimation [J]. *Appl. Opt.*, 2017, 56(16): 4695-4701.
- [14] BELMONTE A, KAHN J M. Capacity of coherent free-space optical links using diversity-combining techniques [J]. *Opt. Express*, 2009, 17(15): 12601-12611.
- [15] FRIED D L. Optical heterodyne detection of an atmospherically distorted signal wave front [J]. *Proc. IEEE*, 1967, 55(1): 57-77.



李林(1992-), 男, 吉林长春人, 硕博连读研究生, 2015 年于山东大学获得学士学位, 主要从事自由空间光通信、系统设计的研究。

E-mail: lilin920329@126.com



吴志勇(1965-), 男, 吉林长春人, 学士, 研究员, 博士研究生导师, 1989 年于长春光学精密机械学院获得学士学位, 主要从事光电测控与通信技术、系统设计的研究。

E-mail: wuzy@ciomp.ac.cn