

激光与光电子学进展

Gamma-Gamma 信道下混合调制超奈奎斯特
大气光通信系统的误码率性能曹明华^{1*}, 吴照恒¹, 张伟¹, 邱艳¹, 夏皆平¹, 陈丹², 王惠琴¹¹兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050;²西安理工大学自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048

摘要 脉冲位置调制(PPM)具有简单、抗干扰能力强等优点,但存在频带利用率不高的缺点。为了提高系统的频带利用率和传输速率,设计了一种相移键控(PSK)与 PPM 相结合的混合调制超奈奎斯特(PSK-PPM-FTN)速率大气光通信方案。推导了该方案在 Gamma-Gamma 分布大气信道下的误码率(BER)公式,并分析了 BER 与传输距离、波长以及时间加速因子 τ 之间的关系。蒙特卡罗仿真结果表明:将高阶 PPM 与多进制 PSK 相结合,能在 $\tau \geq 0.8$ 的水平通信链路中以较小的 BER 为代价传输更多的信息;当 $\tau=0.8$ 时,正交相移键控-4 阶脉冲位置调制-超奈奎斯特速率(QPSK-PPM4-FTN)传输的信息量相较于 QPSK 提高了 1.5 倍,系统带宽利用率相较于 PPM4 提高了 150%。

关键词 光通信; 混合调制; 误码率; 超奈奎斯特速率

中图分类号 O436

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.1306003

Bit Error Rate Performance of Hybrid Modulated Faster-Than-Nyquist
Atmospheric Optical Communications Under Gamma-Gamma ChannelCao Minghua^{1*}, Wu Zhaoheng¹, Zhang Wei¹, Qiu Yan¹, Xia Jieping¹, Chen Dan²,
Wang Huiqin¹¹School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, Gansu, China;²School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi, China

Abstract Pulse-position modulation (PPM) has the advantages of simplicity and high interference immunity but is affected by the issues concerning low frequency band utilization. To improve the system's bandwidth utilization and data transmission rate, a hybrid modulated faster-than-Nyquist (PSK-PPM-FTN) rate atmospheric optical communication scheme in combination with phase-shift keying (PSK) and PPM is proposed in this paper. The bit error rate (BER) is derived over Gamma-Gamma-distributed atmospheric channel. In addition, the relationship of BER and transmission distance, laser wavelength, and time acceleration factor τ is analyzed. Monte Carlo simulation results show that when high-order PPM is combined with multi-ary PSK, and additional information can be transmitted at the cost of a slight drop in BER performance in a horizontal communication link with $\tau \geq 0.8$. When $\tau=0.8$, the amount of information, which is transmitted by a quadrature PSK-PPM4 FTN (QPSK-PPM4-FTN) scheme, is 1.5 times than that of QPSK, and the system bandwidth utilization is 150% higher than that of PPM4.

Key words optical communications; hybrid modulation; bit error rate; faster-than-Nyquist

1 引言

大气激光通信技术具有传输速率高、容量大、频谱不受限与链路灵活等优势^[1-8],成为后 5G 时代解决大容量、高速接入和低时延要求的主要备选技术之一,

但大气激光通信的传输速率易受极端天气环境、大气湍流和系统硬件速率的限制。为了进一步提高传输速率,人们相继将高阶调制^[9-11]、波分复用^[12-14]、非正交多址(NOMA)技术^[15-16]、自适应光学^[17-18]与超奈奎斯特(FTN)^[19-22]等技术应用于大气激光通信系统中。FTN

收稿日期: 2021-07-20; 修回日期: 2021-08-04; 录用日期: 2021-08-13

基金项目: 国家自然科学基金(61875080,61861026)、甘肃省科技计划(20JR5RA472)

通信作者: *caominghua@lut.edu.cn

作为一种非正交传输技术,在相同带宽资源条件下可以传输更多的数据^[19-23]。Takeuchi^[23]将正交相移键控(QPSK)技术、多输入多输出(MIMO)技术与FTN技术相结合,最大限度提升了信息传输速率,同时系统的传输容量也得到了显著提升。曹明华等^[24]将脉冲幅度调制(PAM)与FTN技术相结合,在时间加速因子 τ 为0.90与0.83时,系统的传输速率分别提升了6.1%和16.7%。Zhou等^[25]联合频域均衡器(FDE)消除FTN信号间的符号干扰并降低了计算复杂度,同时采用高阶调制和混合调制方案进一步提高系统的传输性能。Wang等^[26]提出了多维混合调制方案,将脉冲位置调制(PPM)与偏振复用四进制正交相移键控(PDM-QPSK)技术结合,提出了多维混合调制PDM-PSK-PPM方式,有效提升了激光信号在大气信道中的抗干扰能力和带宽利用率。

为了进一步提升大气光通信的数据传输速率,本文基于多维混合调制和FTN技术构建了由FTN、PSK和PPM相结合的PSK-PPM-FTN大气光通信系

统,并对其在Gamma-Gamma大气信道下的误码性能进行了分析。

2 QPSK-PPM4-FTN系统模型

采用不同阶数的PPM与PSK混合调制可满足不同通信信道和通信速率的需求,以QPSK和PPM4混合调制为例并结合FTN技术,给出了QPSK-PPM4-FTN的系统原理,如图1所示。发送端先对数据进行格雷编码,将编码后的数据等分为两部分,一部分映射成QPSK信号,另一部分映射成PPM4信号。映射完成后将QPSK信号加载到PPM4信号时隙上获得QPSK-PPM信号。组合后的QPSK-PPM信号经FTN成型滤波后就得到了多维混合QPSK-PPM4-FTN信号。该信号经发光二极管(LD)通过天线发送到大气信道中,接收端将收到的信号经光电探测器(PD)转换为电信号。然后通过匹配滤波与采样,恢复出PPM4的光脉冲位置,再进行QPSK信号解调,最后进行格雷译码恢复出发送信息。

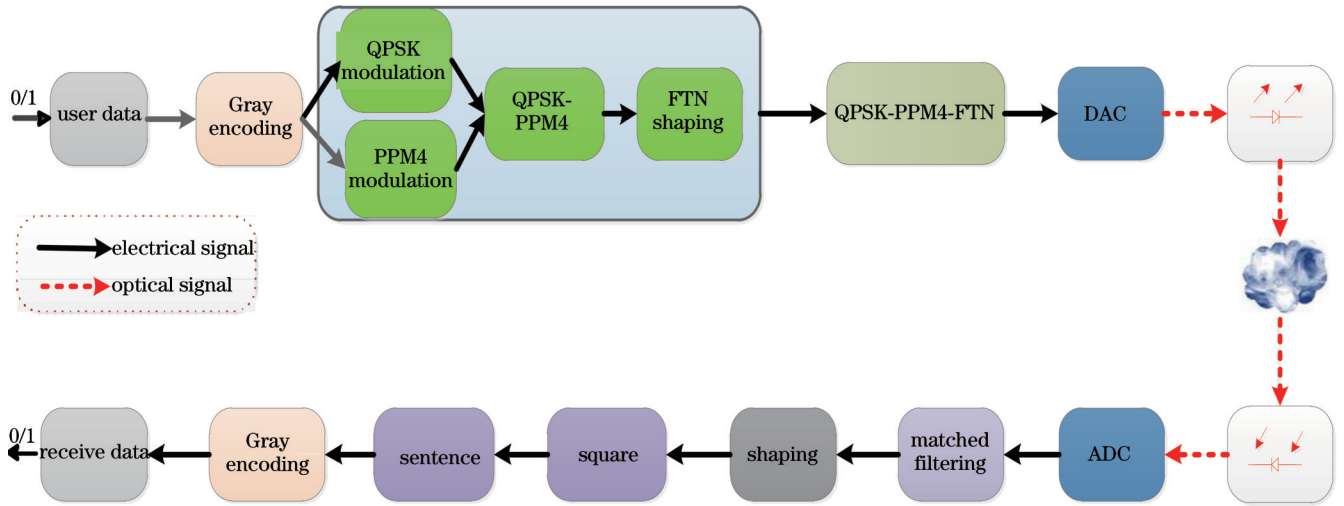


图1 QPSK-PPM4-FTN大气光通信系统框图

Fig. 1 Block diagram of QPSK-PPM4-FTN atmospheric optical communication system

格雷码经QPSK映射后可用复数序列 $a_\rho = a_{I\rho} + ja_{Q\rho}$ 表示,其中, $a_{I\rho}$ 、 $a_{Q\rho}$ 分别为I、Q分量上第 ρ 个符号携带的二进制信息。将该信号加载到PPM4后可表示为

$$S_{\text{QPSK-PPM4}} = [S_{\text{QPSK}}, 0, 0, 0], \quad (1)$$

$S_{\text{QPSK-PPM4}}$ 信号经过FTN信号成形滤波器后可表示为

$$S_{\text{QPSK-PPM4-FTN}} = \sqrt{E\tau/2} \sum_{\rho} S_{\text{QPSK-4PPM}_\rho} r(t - \rho\tau T), \quad (2)$$

式中, E 为符号脉冲能量, τ 为加速因子($0 < \tau < 1$), $r(t)$ 为脉冲波形, T 为码元周期。 $S_{\text{QPSK-PPM4-FTN}}$ 信号经过数模转换(DAC)和IQ电光调制器后得到的光信号 S_{op} 可表示为

$$S_{\text{op}} = \sqrt{P_{\text{OC}}} \cdot S_{\text{QPSK-PPM4-FTN}} \cdot \exp[j(\omega_{\text{oc}}t + \phi_{\text{oc}})n_1, n_2, n_3], \quad (3)$$

式中, P_{OC} 为平均发射光功率, ω_{oc} 为光频率, ϕ_{oc} 为初始相位, $n(\bullet)$ 为噪声。

$S_{\text{op}}(t)$ 经大气信道到达接收端后,接收到的光信号可表示为

$$S_u(t) = h \cdot S_{\text{op}}(t) + Z_n(t), \quad (4)$$

式中, h 和 $Z_n(t)$ 分别为信道光强衰落系数和噪声。信道光强衰落系数服从Gamma-Gamma分布^[22],其概率密度函数可表示为

$$\varphi_h = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha) \cdot \Gamma(\beta)} \cdot h^{\frac{\alpha+\beta}{2}} \cdot N_{\alpha-\beta} \cdot (2\sqrt{\alpha\beta h}), h > 0, \quad (5)$$

式中, $N_V(\bullet)$ 为 V 阶第二类修正Bessel函数, $\Gamma(\bullet)$ 为Gamma函数, α 为大尺度散射系数, β 为小尺度散射系数,可分别表示为

$$\alpha = \left\{ \exp \left[\frac{0.49\sigma^2}{(1 + 0.18d^2 + 0.56\sigma^{12/5})^{7/6}} \right] - 1 \right\}^{-1}, \quad (6)$$

$$\beta = \left\{ \exp \left[\frac{0.51\sigma^2}{(1 + 0.9d^2 + 0.62\sigma^{12/5})^{6/5}} \right] - 1 \right\}^{-1}, \quad (7)$$

式中, Rytov 方差 $\sigma^2 = 0.5C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}$, C_n^2 为大气折射率结构常数, L 为激光传输距离, $k = 2\pi/\lambda$, λ 为激光波长, $d = \sqrt{kD^2/(4L)}$, D 为接收机的孔径。

本振光(LO)信号可表示为

$$S_{LO} = \sqrt{P_{LO}} \exp[j(\omega_{oc}t + \phi_{oc})], \quad (8)$$

式中, P_{LO} 为本振光功率。理想情况下, 本振光与接收信号的频率相位一致, 对 4 个时隙上的 PPM 信号进行混频, 则混频后的两路电信号可表示为

$$S_{kr} = \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2} \sum_{\rho} [a_{X,kr} \cdot r(t - \rho\tau T) + Z_{kr}(t)], \quad (9)$$

$$S_{ky} = \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2} \sum_{\rho} [a_{Y,kr} \cdot r(t - \rho\tau T) + Z_{ky}(t)], \quad (10)$$

式中, η 为光电转换系数, k 为脉冲位置信息, $Z_{kr}(t)$ 和 $Z_{ky}(t)$ 为混频后的噪声。电信号 S_{kr} 和 S_{ky} 经过匹配滤波器 $r(t)$ 后进入 ADC 采样, 信号 x_{kp} 和 y_{kp} 可表示为

$$x_{kp} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{kr}(t) \cdot r(t - \epsilon\tau T) dt = \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2} (a_{X,kr} \cdot g_{p-\epsilon} + Z_{kr}), \quad (11)$$

$$y_{kp} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{ky}(t) \cdot r(t - \epsilon\tau T) dt = \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2} (a_{Y,kr} \cdot g_{p-\epsilon} + Z_{ky}), \quad (12)$$

式中, $g_{p-\epsilon} = \int_{-\infty}^{+\infty} r \cdot (t - \rho\tau T) \cdot r \cdot (t - \epsilon\tau T) dt$ 为 FTN 引入的码间干扰系数, ϵ 为符号个数。利用平方律器件按式(13)或式(14)对各时隙的信号分别进行判决, 即

$$Z_k = \begin{cases} (Z_{kr})^2, & k=0 \\ (x_{kp})^2, & k=1 \end{cases}, \quad (13)$$

或

$$Z_k = \begin{cases} (Z_{ky})^2, & k=0 \\ (y_{kp})^2, & k=1 \end{cases}, \quad (14)$$

式中: $(Z_{kr})^2$ 和 $(Z_{ky})^2$ 表示该时隙内无传输信息; $(x_{kp})^2$ 和 $(y_{kp})^2$ 表示该时隙内有传输信息。

对判决后的信号进行恒模线性均衡器补偿, 判决变量可表示为

$$\tilde{x}_\rho = \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2} \cdot a_{X,\rho} + Z_{\epsilon,r}, \quad (15)$$

$$\tilde{y}_\rho = \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2} \cdot a_{Y,\rho} + Z_{\epsilon,y}, \quad (16)$$

式中, $Z_{\epsilon,(i)}$ 为噪声。通过判决门限 v (取中间值) 对变量进行判决, 即可还原出原始数据, 规则可表示为

$$\begin{cases} \tilde{x}_\rho \text{ or } \tilde{y}_\rho > v, & 0 \\ \tilde{x}_\rho \text{ or } \tilde{y}_\rho < v, & 1 \end{cases}, \quad (17)$$

式中, \tilde{x}_ρ 和 \tilde{y}_ρ 为时隙信号, 0 和 1 为译码出的数据。

3 理论误码率

Gamma-Gamma 信道下, 假定 h 在一定时间内稳定不变。以 X 路分量为例推导系统的瞬时误码率(同理可推导 Y 路)。 X 路瞬时误码率可表示为

$$B_{er}(X) = \Omega(0) \cdot B_{er}(0) + \Omega(1) \cdot B_{er}(1), \quad (18)$$

式中, $\Omega(\bullet)$ 为发送数据概率, $B_{er}(\bullet)$ 为接收数据错误的概率。 $B_{er}(0)$ 与 $B_{er}(1)$ 可分别表示为

$$B_{er}(0) = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0/2}} \exp \left[-\frac{(\tilde{x}_\rho - \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2})^2}{N_0} \right] d\tilde{x}_\rho = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2}}{\sqrt{N_0}} \right), \quad (19)$$

$$B_{er}(1) = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0/2}} \exp \left[-\frac{(\tilde{x}_\rho - \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2})^2}{N_0} \right] d\tilde{x}_\rho = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2}}{\sqrt{N_0}} \right), \quad (20)$$

式中, $\operatorname{erfc}(\bullet)$ 为误差函数, N_0 为噪声功率。由式(18)~式(20)得到

$$B_{er}(X) = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2}}{\sqrt{N_0}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2}}{\sqrt{N_0}} \right). \quad (21)$$

同理, 得到

$$B_{er}(Y) = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2}}{\sqrt{N_0}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E\tau/2}}{\sqrt{N_0}} \right). \quad (22)$$

首先, 分析 QPSK 信号的误码性能。假定发送信息中 0 与 1 等概率出现, 则 QPSK-FTN 信号的瞬时误码率可表示为

$$B_{er(QPSK-FTN)} = [B(X) + B(Y)] / 2, \quad (23)$$

即

$$B_{er(QPSK-FTN)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E \tau / 2}}{\sqrt{N_0}} \right). \quad (24)$$

用 $A_{QPSK-FTN}$ 表示 Gamma-Gamma 信道中的误码率, 则

$$A_{QPSK-FTN} = \int_0^{+\infty} \varphi(h) \cdot B_{er(QPSK-FTN)} dh = \int_0^{+\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\eta h \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E \tau / 2} / \sqrt{N_0}) \cdot \varphi_h dh, \quad (25)$$

利用 $\operatorname{erfc}(\sqrt{\xi}) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{2,0} \left\{ \xi \middle| 0 \quad 1 \right\}$ 和 $K_V(\xi) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left\{ \frac{\xi^2}{4} \middle| \frac{V}{2} \quad \frac{V}{2} \right\}$ 为 MeijerG 函数的性质^[5], 将式(25)化简为

$$A_{QPSK-FTN} = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{2\pi \cdot \Gamma(\alpha) \cdot \Gamma(\beta)} \int_0^{\infty} h^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} G_{1,2}^{2,0} \left\{ \frac{h^2 \eta^2 E P_{OC} P_{LO} \tau / 2}{N_0} \middle| \frac{1}{0} \quad \frac{1}{2} \right\} \times G_{0,2}^{2,0} \left\{ \alpha\beta h \middle| \frac{\alpha-\beta}{2} \quad \frac{\alpha-\beta}{2} \right\} dh, \quad (26)$$

利用 MeijerG 函数进一步得到

$$A_{QPSK-FTN} = \frac{2^{\alpha+\beta-3}}{\pi^2 \Gamma(\alpha) \cdot \Gamma(\beta)} \cdot G_{5,2}^{2,4} \left\{ \frac{4E\tau}{(\alpha\beta)^2} \cdot r \middle| \frac{1-\alpha}{2} \quad \frac{2-\alpha}{2} \quad \frac{1-\beta}{2} \quad \frac{2-\beta}{2} \quad 1 \right\}, \quad (27)$$

式中, $r = 2\eta^2 P_{OC} P_{LO} / N_0$ 为信噪比。

第 k 个时隙的信号脉冲能量 $Z_k = Z_{k1} + Z_{k2} + Z_{k3} + Z_{k4}$ 。第 k 时隙输出的信号为高斯随机变量^[12], 即有脉冲时隙平方器的输出 Z_k 服从自由度为 4 的非中心卡方分布, 引入文献[12]中的概率密度公式, 得到

$$I(t) = \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E \tau / 2 \sum_{\rho} a_{X,Kr} \cdot g_{r-\epsilon}} + \eta h \sqrt{P_{OC} P_{LO} E \tau / 2 \sum_{\rho} a_{Y,Kr} \cdot g_{\rho-\epsilon}}, \quad (28)$$

$$\rho_1(Z_k) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \sqrt{\frac{Z_k}{4 \cdot I^2(t)}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_n^2} [4I^2(t) + Z_k] \right\} \cdot K_1 \left(\frac{2\sqrt{Z_k \cdot I^2(t)}}{\sigma_n^2} \right), \quad (29)$$

式中, $K_1(\cdot)$ 为第一类一阶修正贝塞尔函数, n 为信号脉冲个数。

同理, 无脉冲时隙平方器输出 Z_k 也服从自由度为 4 的中心卡方分布, 其概率密度函数为

$$\rho_0(Z_k) = \frac{Z_k}{4\sigma_n^2 \Gamma(2)} \cdot \exp\left(-\frac{Z_k}{2\sigma_n^2}\right), Z_k \geq 0. \quad (30)$$

混合调制 PPM4 位置信息解调与传统 PPM 原则相同, 假设 (Z_2, Z_3, Z_4) 为 3 个无脉冲时隙的能量, (Z_1) 表示有脉冲时隙的能量。正确解码一个 PPM4 信号的概率等于有脉冲时隙接收能量最小值大于无脉冲时隙接收能量的最大值, 可表示为 $p[\min(Z_2, Z_3, Z_4) > \max(Z_1)]$ 。引入文献[24]中 PPM 的误符号率(SER)表达式, 得到

$$S_{er(PPM4)} = 1 - \int_0^{\infty} \rho_0(Z_{\min})^2 \cdot n \cdot \rho_1(Z_{\min}) dZ_{\min}, \quad (31)$$

式中, Z_{\min} 为脉冲时隙能量最小值, $\rho_0(\cdot)$ 和 $\rho_1(\cdot)$ 为概率密度函数。则 QPSK-PPM4-FTN 混合调制系统总的 BER 可表示为

$$B_{er(H)} = \frac{1}{2n + \log_2 4} \left\{ \log_2 4 \times B_{er(4PPM)} + 2n(1 - S_{er(4PPM)}) \times A_{FTN-QPSK} + S_{er(PPM4)} \times \left\{ \sum_{i=1}^4 \left[2(n-i) \times A_{FTN-QPSK} + \frac{i}{2} \right] / (4-1) \right\} \right\}, \quad (32)$$

PPM4 的 BER 上限^[3]可表示为

$$B_{er(4PPM)} \leq \frac{2}{3} \times S_{er(4PPM)}, \quad (33)$$

混合调制相对 PPM4 提高了系统的频带利用率, 频带利用率可表示为

$$R_{PPM4} = B_1 / t, \quad (34)$$

$$R_{QPSK-PPM4-FTN} = B_2 / (t\tau), \quad (35)$$

式中, $R_{(i)}$ 为频带利用率, $B_{(i)}$ 为单位内传输比特数。由式(34)、式(35)计算出混合调制相对于 PPM4 提高的频带利用率为

$$\kappa = R_{QPSK-PPM4-FTN} / R_{PPM4} = B_2 / (B_1 \tau), \quad (36)$$

式中, κ 为性能增益。可以发现, 频带利用率的提高不仅受传输比特的影响, 且与时间加速因子成反比。

由式(31)可以发现, QPSK-PPM4-FTN 信号的误码性能主要受 2 个部分的影响: 第 1 部分为 PPM4 位置的错误判决, 该错误判决还会导致 QPSK 译码错误; 第 2 部分为 QPSK 相位错误判决, 即在 PPM4 脉冲位置正确解调的情况下, QPSK 由于噪声引起的错误译码。因此, 误码率不仅与加速因子、信道参数有关, 还与 PPM 和 QPSK 本身的误码率相关。完全正确解调用户数据仅建立在 PPM4 脉冲位置准确检测且 QPSK 相位信息也被正确译码的情况下。

4 分析与讨论

结合理论分析, 采用蒙特卡罗方法对 QPSK-PPM4-FTN 混合调制方案在 Gamma-Gamma 信道下进行仿真并分析其误码性能。假设光电转换系数 η 为 0.5, 时间加速因子 τ 为 0.8, 波长 λ 为 1550 nm, 大气折射率结构常数 C_n^2 为 $1 \times 10^{-15} \text{m}^{-2/3}$, 传输距离 L 为 1000 m。图 2 为推导的理论误码率与蒙特卡罗仿真结果。可以发现, 随着信噪比的增大, 蒙特卡罗仿真曲线与理论误码率曲线趋于重合, 这表明仿真模拟过程与理论结果一致。

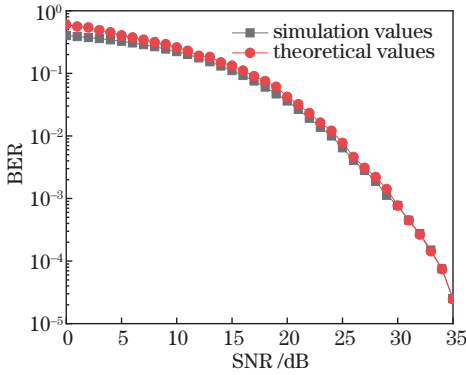


图 2 理论与仿真的 BER 曲线

Fig. 2 Theoretical BER curve and simulated BER curve

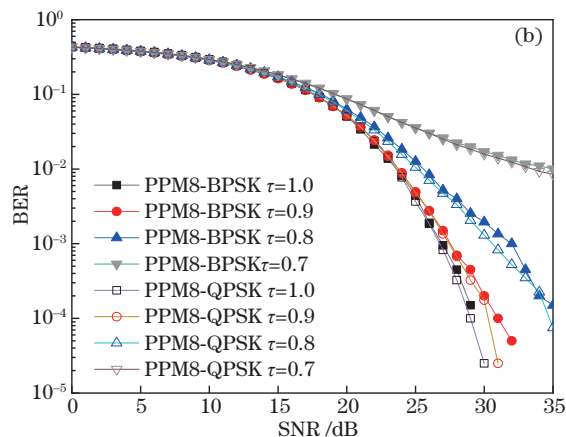
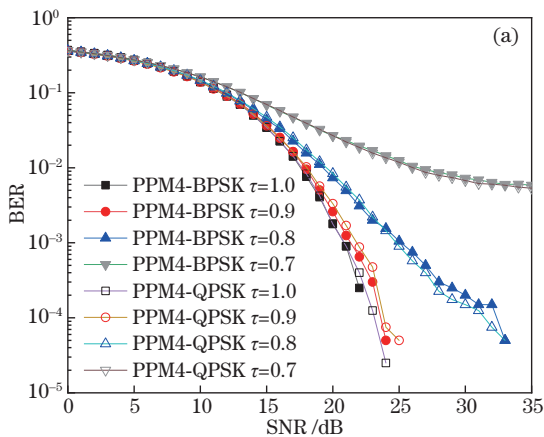


图 4 BER 与信噪比的关系。(a) PPM4-(BPSK、QPSK); (b) PPM8-(BPSK、QPSK)

Fig. 4 Relationship between BER and signal-to-noise ratio. (a) PPM4-(BPSK、QPSK); (b) PPM8-(BPSK、QPSK)

图 3 为误码率与传输距离以及波长的关系。可以发现, 随着传输距离的增大, 系统性能不断减弱。而在同等传输距离条件下, 系统性能会随着光波长的增加逐渐得到改善。

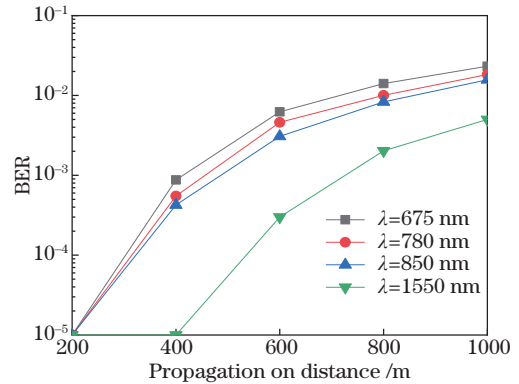
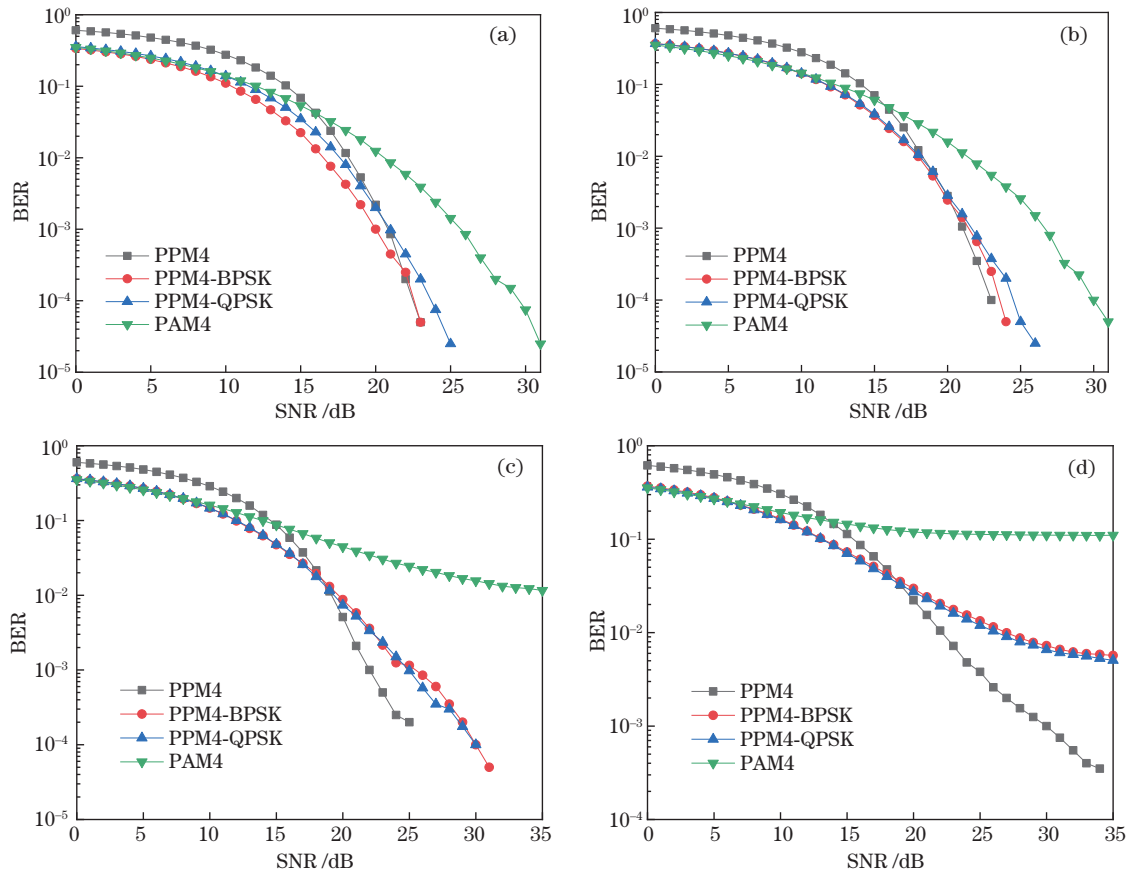


图 3 BER 与波长的关系

Fig. 3 Relationship between BER and wavelength

图 4(a) 为 4 时隙 PPM 与 BPSK 和 QPSK 混合调制时的误码性能。可以发现, 当时间加速因子 τ 不小于 0.8 时, PPM-PPM-FTN 混合调制方式均取得了良好的误码性能, 且 PPM4-BPSK 与 PPM4-QPSK 在 τ 不小于 0.8 时的误码性能基本一致, 但 PPM4-QPSK 的频带利用率比 PPM4-BPSK 提高了 33.3%。图 4(b) 为 8 时隙 PPM 与 BPSK 和 QPSK 混合调制时的误码性能。可以发现, 当时间加速因子 τ 不小于 0.8 时, PPM8-BPSK 与 PPM8-QPSK 混合调制方式同样取得了良好的误码性能。虽然相对于图 4(a) 中系统的性能有所损失, 但 PPM8-QPSK 比 PPM4-QPSK 传输的信息量提高了 25%。此外, 当时间加速因子 τ 小于 0.8 时, 混合调制信号易受 FTN 成型噪声的影响, 误码性能难以达到纠错阈值。

图 5 为采用 FTN 技术后 PPM4、PPM4-BPSK、PAM4 以及 PPM4-QPSK 的误码率与信噪比。可以发现, 当时间加速因子 τ 为 1.0 和 0.9 时, PPM4-QPSK 和

图 5 BER与SNR关系。(a) $\tau=1.0$; (b) $\tau=0.9$; (c) $\tau=0.8$; (d) $\tau=0.7$ Fig. 5 Relationship between BER and SNR. (a) $\tau=1.0$; (b) $\tau=0.9$; (c) $\tau=0.8$; (d) $\tau=0.7$

PPM4-BPSK 相较于 PPM4 约有 1~2 dB 的性能损失,但其频带利用率分别为 PPM4 的 200% 150%,当时间加速因子 τ 为 0.9 时频带利用率分别为 PPM4 的 222% 和 167%,相较于 PAM4 的误码性能提高了 5~6 dB。随着时间加速因子 τ 的减小, PAM4 的误码性能已不能满足最低通信需求,虽然混合调制系统的误码性能有所下降,但频谱效率会进一步提升。如图 5(c) 中,当 $\tau=0.8$ 时, PPM4-QPSK 和 PPM4-BPSK 相比 PPM4 约有 4 dB 的误码性能损失,但频带利用率相较于 PPM4 分别提升了 150% 和 88%。

5 结 论

传统 PPM 调制在光通信中虽具有良好的性能但频带利用率不高。在 PPM 基础上加入 PSK 进行联合调制的方案结合了 QPSK 的抗噪声特性与 PPM 的简单与易检测性,再结合超奈奎斯特技术大幅提高系统的频带利用率。相比单独的 QPSK 或 PPM4 调制方式,混合调制在牺牲 1~4 dB 误码性能的情况下可以大幅提高频带利用率,且 PSK-PPM-FTN 技术具有很高的灵活性,可通过改变 PPM 与 PSK 的调制阶数适应不同的传输信道和应用场合,提高信息传输速率,在各类自适应应用场景下具有很好的应用前景。

参 考 文 献

- [1] Zhang Y, Wang H Q, Cao M H, et al. Ergodic channel capacity of MIMO WOC systems over combined effects of correlated atmospheric turbulence channel with MPPM [J]. Proceedings of SPIE, 2019, 11048: 1104818.
- [2] Wang H Q, Wang X, Lynette K, et al. Performance analysis of MIMO wireless optical communication system with Q-ary PPM over correlated log-normal fading channel [J]. Optics & Laser Technology, 2018, 102: 153-159.
- [3] 张韵, 王翔, 赵尚弘. 2×2 中继混合射频/自由空间光航空通信系统性能分析 [J]. 光学学报, 2019, 39(3): 0301003.
Zhang Y, Wang X, Zhao S H. Performance analysis of 2×2 relay-assisted mixed radio frequency/free space optical airborne communication system [J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(3): 0301003.
- [4] 曹阳, 张勋, 彭小峰, 等. 空间光通信中基于多输入多输出的级联码方案研究 [J]. 光学学报, 2018, 38(1): 0106003.
Cao Y, Zhang X, Peng X F, et al. Cascade scheme based on multiple-input multiple-output in spatial optical communication [J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(1): 0106003.
- [5] 曹明华, 武鑫, 王惠琴, 等. Gamma-Gamma 大气湍流下超奈奎斯特光通信系统性能 [J]. 中国激光, 2020, 47(9): 0906003.
Cao M H, Wu X, Wang H Q, et al. Performance of

- faster-than-Nyquist optical communication system under Gamma-Gamma atmospheric turbulence[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(9): 0906003.
- [6] Malik S, Sahu P K. Assessment of the FSO communication system using adaptive and MIMO MPPM with pointing errors and an atmospheric turbulence channel [J]. Applied Optics, 2021, 60(6): 1719-1728.
- [7] Miao M K, Li X F. Gallager exponent analysis of coherent MIMO FSO systems over Gamma-Gamma turbulence channels[J]. Entropy, 2020, 22(11): 1245.
- [8] Adel M, Seleem H, Nasr M, et al. Transmission of 128 Gb/s optical QPSK signal over FSO channel under different weather conditions and pointing errors[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2020, 1447(1): 012055.
- [9] Singya P K, Kumar N, Bhatia V, et al. On the performance analysis of higher order QAM schemes over mixed RF/FSO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(7): 7366-7378.
- [10] Singh M, Malhotra J. Development and performance investigation of a single-channel 160Gbps free space optics transmission link using higher order modulation scheme[J]. Wireless Personal Communications, 2021, 118(1): 663-678.
- [11] Ren T P, Yuen C, Guan Y L, et al. High-order intensity modulations for OSTBC in free-space optical MIMO communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2013, 2(6): 607-610.
- [12] Park M Y, Kim B W, Moehrl M, et al. Liquid crystal filter based tunable transmitter for 25 Gps wavelength division multiplexing-passive optical network fronthaul [J]. Optics Express, 2020, 28(26): 38942-38948.
- [13] Venkatesan K, Chandrasekar A, Ramesh P V. Supervised regression modelling for mitigation of four-wave mixing in dense wavelength-division multiplexing systems[J]. Ukrainian Journal of Physical Optics, 2021, 22(1): 12-30.
- [14] Pérez A E, Gonzalez N G, Torres J J G. Spectral overlapping estimation based on machine learning for gridless Nyquist-wavelength division multiplexing systems [J]. Optical Engineering, 2020, 59: 076116.
- [15] Yu H, Lee I G. Physical layer security based on NOMA and AJ for MISOSE channels with an untrusted relay[J]. Future Generation Computer Systems, 2020, 102: 611-618.
- [16] Al-Masry A, ElBadawy H, Ibrahim F. Performance assessment for energy efficient NOMA over nakagami fading channel[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2020, 1447(1): 012027.
- [17] Ghoname S, Fayed H A, El Aziz A A, et al. Performance evaluation of an adaptive hybrid FSO/RF communication system: impact of weather attenuation[J]. Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering, 2020, 44(1): 119-128.
- [18] Safi H, Sharifi A A, Dabiri M T, et al. Adaptive channel coding and power control for practical FSO communication systems under channel estimation error [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(8): 7566-7577.
- [19] Pan J X, Ye N, Wang A H, et al. A deep learning-aided detection method for FTN-based NOMA[J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2020, 2020: 5684851.
- [20] Mazo J E. Faster-than-Nyquist signaling[J]. The Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1451-1462.
- [21] Makarov S B, Liu M X, Ovsyannikova A S, et al. A reduction of peak-to-average power ratio based faster-than-Nyquist quadrature signals for satellite communication[J]. Symmetry, 2021, 13(2): 346.
- [22] Mohammadkarimi M, Schober R, Wong V W S. Channel coding rate for finite blocklength faster-than-Nyquist signaling[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(1): 64-68.
- [23] Takeuchi K. Asymptotic optimality of QPSK faster-than-Nyquist signaling in massive MIMO systems[J]. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 2016, E99.A(12): 2192-2201.
- [24] 曹明华, 张伟, 张悦, 等. 4PAM-FTN大气光传输系统在弱湍流信道中的误码性能[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(23): 230605.
Cao M H, Zhang W, Zhang Y, et al. BER performance of 4PAM-FTN atmospheric optical communication system in a weak turbulent channel[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(23): 230605.
- [25] Zhou J, Qiao Y J, Huang X C, et al. Joint FDE and MLSD algorithm for 56-Gbit/s optical FTN-PAM4 system using 10G-class optics[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(13): 3343-3350.
- [26] Wang Z, Shi W X, Wu P X. PDM-DPSK-MPPM hybrid modulation for multi-hop free-space optical communication[J]. Optoelectronics Letters, 2016, 12(6): 450-454.