

引用格式: XIAO Dongya, ZHONG Yuexi, AN Zhe. Performance Analysis of Novel Pulse Position Modulation under Gamma-Gamma Turbulence[J]. Acta Photonica Sinica, 2023, 52(11):1106002

肖冬亚, 钟月曦, 安喆. Gamma-Gamma 湍流下新型脉冲位置调制性能分析[J]. 光子学报, 2023, 52(11):1106002

Gamma-Gamma 湍流下新型脉冲位置调制性能分析

肖冬亚¹, 钟月曦², 安喆¹

(1 长春工程学院 电气与信息工程学院, 长春 130012)

(2 长春工程学院 机电工程学院, 长春 130012)

摘要:为改进脉冲位置调制方式的性能, 结合差分脉冲位置调制和多脉冲位置调制的优势, 提出一种新型差分脉冲位置调制方式。在给出其符号结构的基础上, 分析了其传输容量、带宽需求和功率需求, 推导出 Gamma-Gamma 湍流信道下自由空间光通信系统的平均误时隙率和误包率模型, 仿真分析了湍流强度、传输距离和调制阶数对该系统性能的影响, 并将其与开关键控和三种脉冲位置调制方式进行比较。理论分析与仿真结果表明, 新型差分脉冲调制方式比单脉冲位置调制、差分脉冲位置调制和多脉冲位置调制具有更高的传输容量, 比单脉冲位置调制和差分脉冲位置调制具有更低的带宽需求, 比多脉冲位置调制和开关键控具有更高的功率利用率和更好的差错性能, 而且不需要符号同步, 可以简化系统实现的复杂度。

关键词:光通信; 自由空间光通信; 脉冲位置调制; 大气湍流; 误时隙率; 误包率

中图分类号: TN929.1

文献标识码: A

doi:10.3788/gzxb20235211.1106002

0 引言

自由空间光(Free Space Optical, FSO)通信具有频带宽、容量大、速率高、抗电磁干扰、功耗低、终端小、安装方便、保密性好等优点^[1-3], 应用前景广阔, 因此受到国内外研究人员的广泛关注。但激光束在大气信道传输时, 会因大气衰减、大气湍流等因素导致通信性能降低, 为此, 研究者们采取了一系列措施, 其中最为重要的关键技术之一就是调制技术^[4]。

强度调制/直接探测(Intensity Modulation/Direct Detection, IM/DD)系统结构简单、容易实现, 在 FSO 通信领域应用最为广泛, 其典型调制方式有开关键控(On-Off Keying, OOK)调制、单脉冲位置调制(L-level Pulse Position Modulation, LPPM)、差分脉冲位置调制(Differential Pulse Position Modulation, DPPM)、多脉冲位置调制(Multiple Pulse Position Modulation, MPPM)、数字脉冲间隔调制(Digital Pulse Interval Modulation, DPIM)方式等。应用于 IM/DD 光通信系统最早、最简单的是 OOK, 但是其功率利用率太低、抗干扰能力较差。LPPM 具有优越的功率利用率, 但以付出大量带宽为代价^[5], 传输容量上也难以达到 FSO 通信的要求^[6], 并且解调时需要严格的符号同步, 增加了系统的复杂度。DPPM 是对 LPPM 的改进, 相对提高了带宽利用率^[7], 不需要符号同步, 但在编码过程中仍会产生多余的“0”时隙, 使得这种调制方式在传输容量、带宽利用率上不够高。MPPM 进一步提高了带宽利用率^[8], 但其差错性能欠佳, 而且需要严格的符号同步, 增加了系统的复杂度。

针对传统脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)方式存在的不足, 国内外学者提出了一些改进的 PPM 方式。FAN Yangyu 等^[9]提出了脉冲位置宽度调制(Pulse Position Width Modulation, PPWM), 可

基金项目: 吉林省自然科学基金(No. YDZJ202201ZYTS428), 吉林省教育厅科技项目(No. JJKH20230708KJ), 长春工程学院人才引进计划(No. 01130292019019), 长春工程学院学校科研创新团队项目(No. 320230003)

第一作者(通讯作者): 肖冬亚, yayaxy@163.com

收稿日期: 2023-07-11; 录用日期: 2023-09-21

<http://www.photon.ac.cn>

以降低 LPPM 带宽需求,但仍需要严格的符号同步,增加系统的复杂度;LIAO Renbo 等^[40]提出了反向差分脉冲位置宽度调制(Reverse Differential Pulse Position Width Modulation, RDPPWM),解决了符号同步问题,但其带宽利用率、功率利用率和差错性能均劣于 OOK;WANG Yan 等^[5]提出了 n 脉冲 XPPM 调制,可以提高 MPPM 的带宽利用率,但也需严格的符号同步;IDRIS S 等^[11]提出了混合多脉冲幅度和位置调制(Hybrid Multiple Pulse Amplitude and Position Modulation, H-MPAPM),可以提高传输容量和带宽利用率,但需要在接收端定期估计多个阈值水平以及需要实现复杂的同步方案,解调较困难。此外,SHARMA K 等^[12-13]、JIANG Ting 等^[14]、MAGIDI S 等^[15]对基于 PPM 的射频-自由空间光(Radio Frequency-Free Space Optical, RF-FSO)通信的混合调制进行了研究,在一定信噪比下其性能有所提升,但复杂性也相当高。本文从改进 PPM 的性能出发,结合 DPPM 不需要符号同步和 MPPM 带宽利用率高的优势,提出一种新型差分脉冲位置调制(Novel Differential Pulse Position Modulation, NDPPM),在不增加系统复杂度的前提下,可较大程度提升系统的传输容量和带宽利用率;并从丰富理论和实际应用的角度,研究了其具体映射关系及符号结构,分析了其调制性能,并与其他几种调制方式进行了比较;推导了 Gamma-Gamma 湍流信道下 FSO 通信系统的平均误时隙率和误包率模型。根据上述推导的模型,进行了差错性能仿真,分析了湍流强度、传输距离和调制阶数对 NDPPM 系统差错性能的影响,并对比分析了 NDPPM 和其他几种调制方式的差错性能。

1 符号结构

LPPM 是指将 n 位二进制数组映射为由 2^n 个时隙组成的时段上某一个时隙处的单个脉冲信号,其他时隙上均没有脉冲信号。DPPM 是在 LPPM 基础上改进的一种调制方式,通过删除对应的 LPPM 信号中 1 时隙后面的所有 0 时隙而得到。MPPM 方式是将 n 位二进制数组映射为由 M 个时隙组成的时段上同时出现 k 个脉冲的组合, $Q = C_M^k = M! / k!(M-k)!$ ($C_M^k \geq 2^n$), 记为 (M, k) MPPM, 最常见的形式是 $k=2$ 的二脉冲。为了提高调制性能,本文提出一种新型调制方式,即 NDPPM 方式。在该方案中,将 n 位二进制数组 $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ 分别映射到一个信息帧上,具体的映射关系如下:当 $L < 2^{n-1}$ 时, n 位二进制数据映射的数据帧起始位为 0, 末位为 1, 中间位是 0, 0 的个数为 L 个;当 $L \geq 2^{n-1}$ 时, n 位二进制数据映射的数据帧起始位为 1, 末位为 1, 中间位是 0, 0 的个数为 $L - 2^{n-1}$;其中, $L = x_n + 2x_{n-1} + \dots + 2^{n-1}x_1$, 然后按照上述调制好的信号序列发送数据。

NDPPM 信号可以表示为

$$x(t) = \frac{2^{n-1} + 3}{3} \cdot P \cdot \sum_{k=0}^{M-1} c_k \cdot \text{rect}(t - k \cdot \tau) \quad (1)$$

式中, M 为一帧时隙数, P 为平均功率; $[c_0, c_1, \dots, c_{M-1}]$ 为 NDPPM 码字, $\text{rect}(t)$ 为持续时间为 τ 的单位幅度矩形脉冲, 即

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq \tau \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

表 1 是当 $n=3$ 时, OOK、LPPM、DPPM、NDPPM 和 $(5, 2)$ MPPM 几种调制方式的编码映射关系, 相应的符号结构如图 1。

表 1 各调制方式的映射关系

Table 1 Mapping relation of different modulation schemes

OOK (source bit)	LPPM	DPPM	NDPPM	MPPM
000	1000000	1	01	11000
001	0100000	01	001	10100
010	0010000	001	0001	10010
011	0001000	0001	00001	10001
100	0000100	00001	11	01100
101	0000010	000001	101	01010
110	0000001	0000001	1001	01001
111	0000000	0000000	10001	00110

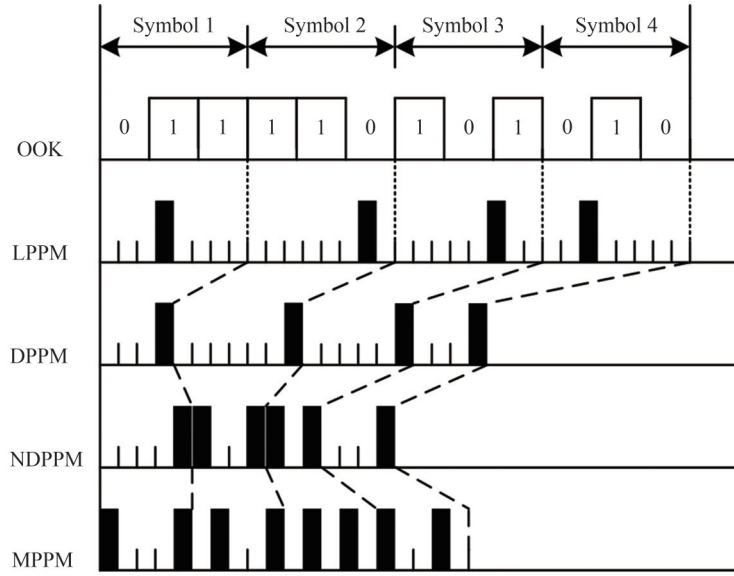


图1 各调制方式的符号结构
Fig. 1 Symbol structure of different modulation schemes

2 调制性能分析

2.1 传输容量

在时隙宽度相同的条件下,一般用比特率来衡量各调制方式的传输容量。设时隙宽度为 τ ,调制阶数为 n ,一帧信息时隙数为 $M = 2^n$ 。故采用OOK时,其传输容量为

$$C_{OOK} = n/(n \cdot \tau) = 1/\tau \quad (3)$$

同理,可得四种PPM方式的传输容量分别为

$$C_{LPPM} = \log_2 M / (2^n \cdot \tau) \quad (4)$$

$$C_{DPPM} = \log_2 M / [(2^n + 1)\tau/2] \quad (5)$$

$$C_{NDPPM} = \log_2 M / [(2^{n-1} + 3)\tau/2] \quad (6)$$

$$C_{MPPM} = \log_2 Q / (M \cdot \tau) \quad (7)$$

由于DPPM和NDPPM的符号长度不固定,故用平均符号长度计算。各调制方式对OOK归一化的传输容量如图2。通过图中曲线可以看出,随着 n 的增大,四种PPM方式的传输容量都呈下降趋势;其中LPPM方式的传输容量最低,其次是MPPM和DPPM,NDPPM的传输容量最高,在 $n = 6$ 时,大约是LPPM

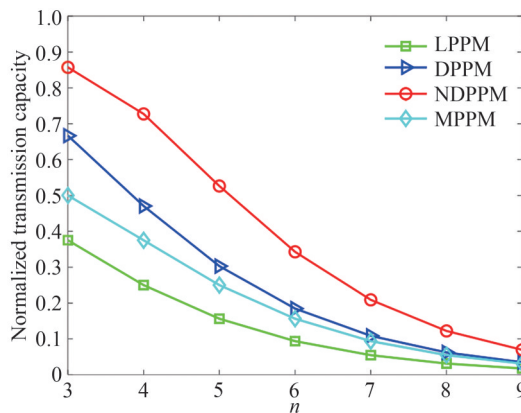


图2 各调制方式的传输容量比较
Fig. 2 Comparison of transmission capacity of different modulation schemes

传输容量的4倍,是MPPM和DPPM传输容量的2倍以上。因此,在相同时间内,可以传输更多的NDPPM符号,NDPPM同DPPM一样每帧均以“1”时隙结束,同样不需要符号同步,在提高通信性能的同时并不增加系统的复杂度。

2.2 带宽需求

激光通信系统传输信息需要一定的带宽,而且这个带宽越小越好。假设每一符号发送 n 比特信息,传输比率为 R_b bit/s,如果以功率谱的第一个零点来算,OOK的带宽 $B_{OOK} \approx R_b$ 。由于光信号脉冲时隙宽度较窄,各调制方式所需带宽可以定义为其时隙宽度 τ 的倒数,则OOK所需的带宽为 $B_{OOK} \approx 1/\tau_{OOK} = R_b$, τ_{OOK} 为OOK调制的时隙宽度。在信源比特率相同的条件下,比较这几种调制方式的带宽需求,可得LPPM调制的带宽需求为

$$B_{LPPM} = \frac{1}{\tau_{LPPM}} = \frac{2^n}{n/R_b} = R_b \cdot \frac{2^n}{n} \quad (8)$$

同理,可得DPPM和NDPPM的带宽需求分别为

$$B_{DPPM} = \frac{(2^n + 1)/2}{n/R_b} = R_b \cdot \frac{2^n + 1}{2n} \quad (9)$$

$$B_{NDPPM} = \frac{(2^{n-1} + 3)/2}{n/R_b} = R_b \cdot \frac{2^{n-1} + 3}{2n} \quad (10)$$

对于MPPM, M 、 k 和 n 三者满足关系 $C_M^k \geq 2^n$, M 为满足此关系中,取值最小的 M 。因此,当 n 取不同,对应的 M 不同,根据定义可得MPPM的带宽需求为

$$B_{MPPM} = \frac{M}{n/R_b} = R_b \cdot M/n \quad (11)$$

各调制方式对OOK归一化的带宽需求如图3。通过曲线可以看出,随着 n 的增大,各调制方式的带宽需求均增大;LPPM的带宽需求最高,其次是DPPM、NDPPM和MPPM。NDPPM的带宽需求在 $n < 6$ 时和MPPM相当; $n \geq 6$ 时,略高于MPPM,但明显低于LPPM和DPPM,仅为LPPM的1/4,为DPPM的一半。

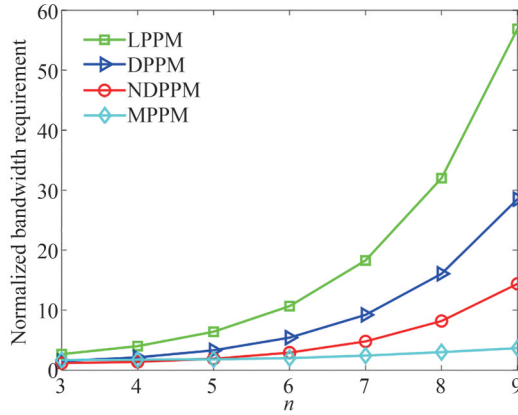


图3 各调制方式的带宽需求比较

Fig. 3 Comparison of bandwidth requirement of different modulation schemes

2.3 平均功率需求

在信息速率相同的条件下,从统计意义上比较不同调制方式的平均发射功率需求。设峰值功率为 P_1 ,二进制信息比特“0”和“1”等概率出现,且发送“1”时需要峰值功率 P_1 ,发送“0”时不需要功率,则OOK的平均功率为 $P_{OOK} = P_1/2$ 。同理,可得四种PPM方式的平均功率分别为

$$P_{LPPM} = \frac{1}{2^n} \cdot P_1 \quad (12)$$

$$P_{DPPM} = \frac{2}{2^n + 1} \cdot P_1 \quad (13)$$

$$P_{\text{NDPPM}} = \frac{3}{2^{n-1} + 3} \cdot P_t \quad (14)$$

$$P_{\text{MPPM}} = \frac{k}{M} \cdot P_t \quad (15)$$

MPPM调制方式中,当 n 取不同值,对应的 M 不同,计算方法如前所述。对OOK归一化的平均功率需求如图4。从图中可以看出,随着 n 的增大,四种PPM方式的平均功率需求都呈下降趋势;LPPM的平均功率需求最低,其次是DPPM、NDPPM和MPPM。当 $n > 3$ 时,NDPPM的平均功率需求明显低于MPPM;当 $n = 7$ 时,其平均功率需求近似为MPPM的1/3;当 $n = 9$ 时,其平均功率需求仅为MPPM的1/6。

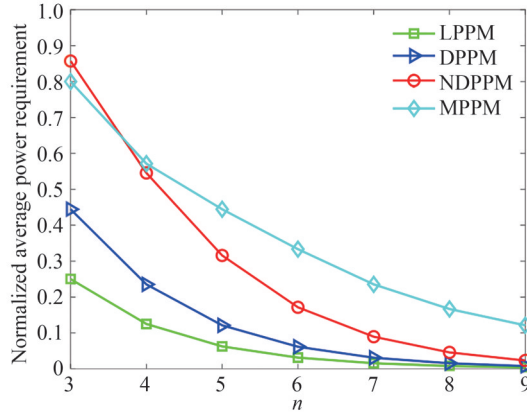


图4 各调制方式的平均功率需求比较

Fig. 4 Comparison of average power requirement of different modulation schemes

3 差错性能分析

3.1 系统和信道模型

采用IM/DD方式的FSO通信系统模型如图5。输入的二进制数据经过调制模块进行编码、调制,然后加载到激光束上,通过光学发射天线发射出去,经过大气信道传输,然后由接收天线接收信号,经过光电探测器将光信号转换为电信号,再经过解调模块进行抽样判决、解调、译码,从而恢复出原始信号。

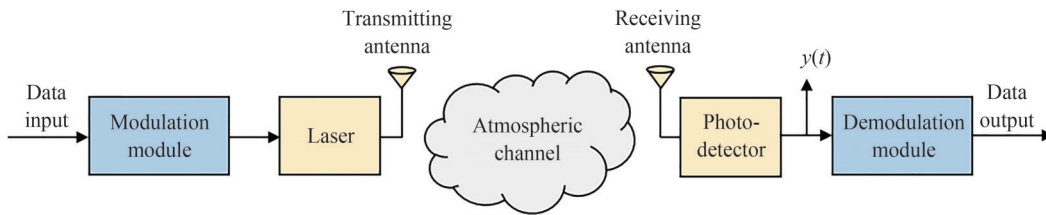


图5 FSO光通信系统模型

Fig. 5 FSO communication system model

激光信号在大气信道传输时,不可避免地会受到大气湍流的影响。大气湍流是一种随机的空气运动状况,湍流的随机变化会引起折射率随空间和时间而随机变化,从而导致激光束的无规则起伏。为便于分析,假定信道无记忆平稳遍历,信道状态信息在发射端和接收端都可用,噪声为加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN),忽略信道时延及指向偏差,则接收到的电信号可以表示为^[16]

$$y = sx + n = \eta Ix + n \quad (16)$$

式中, $s = \eta I$ 表示接收端光强增益, η 为光电转换效率, I 为接收光强, $x \in (0, 1)$ 为调制信号, n 为方差为 $\sigma_n^2 = N_0/2$ 的高斯白噪声。

接收端光电探测器将接收到的光信号转换为电信号,由光电探测理论可知,平均接收光功率与光强的关系为 $P_r = A_r \cdot I$,其中 A_r 为探测器的面积^[17]。光电探测器经光电转换后接收的光电流为 $i_s = \eta P_r = \eta A_r I$,

可得电信号的平均功率为 $P = i_s^2 R = \eta^2 A_r^2 I^2 R$, 则电信噪比可以定义为

$$\mu = \frac{P}{2\sigma_n^2} = \frac{\eta^2 A_r^2 I^2 R}{2\sigma_n^2} = q \frac{I^2}{2\sigma_n^2} \quad (17)$$

令 $A_r = 1, q = 1$, 可得归一化的平均电信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 为

$$\mu_0 = \frac{I^2}{2\sigma_n^2} \quad (18)$$

光波在大气中传输时, 受到大气湍流的影响, 导致光强度发生起伏, 弱湍流信道下, 人们普遍认为光强服从对数正态分布^[18]; 强湍流下, 光强不再服从对数正态分布, 而是更接近 K 分布^[19]。多项研究表明, Gamma-Gamma 模型使用范围较广, 并且和实际测试数据较一致, 可以较为准确地描述从弱湍流至强湍流的光强起伏特性^[20-22], 其概率密度函数可以表示为

$$f(I) = \frac{2(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} (I)^{(\alpha+\beta)/2-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta I}) \quad (19)$$

式中, $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数, $K_\nu(\cdot)$ 为第二类修正贝塞尔函数, α 和 β 分别表示大尺度湍流和小尺度湍流的有效数量。忽略内尺度影响下, α 和 β 分别表示为^[3,23]

$$\alpha = \left\{ \exp \left[\frac{0.49\sigma_2^2}{(1 + 0.18d^2 + 0.56\sigma_2^{12/5})^{7/6}} \right] - 1 \right\}^{-1} \quad (20)$$

$$\beta = \left\{ \exp \left[\frac{0.51\sigma_2^2}{(1 + 0.9d^2 + 0.62d^2\sigma_2^{12/5})^{5/6}} \right] - 1 \right\}^{-1} \quad (21)$$

式中, $\sigma_2^2 = 0.5C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}$, $d = \sqrt{kD^2/(4L)}$, $k = 2\pi/\lambda$ 为光波数, λ 为光波长, D 为接收端聚焦透镜孔径的直径, L 为发射机和接收机之间的距离, C_n^2 为大气折射率结构常数, 取决于地面湍流系数、海拔高度和风速, 在近地面通信时一般可认为是常数。

3.2 差错性能推导

大气信道中噪声和湍流效应会导致接收光信号衰落、光强随机起伏, 进而导致判决出错, 引起误码。由于信道参数的随机变化, 信噪比也会发生变化, 分析系统的差错性能时, 一般取统计平均, 系统的平均误时隙率可表示为^[24]

$$P_{\text{SER}} = \int_0^\infty P_{\text{se}} \cdot f(I) dI \quad (22)$$

式中, P_{se} 为给定调制方式的条件误时隙率, $f(I)$ 为 Gamma-Gamma 湍流信道下光强 I 的概率密度函数。

为便于分析, 假设 1) 不存在多径效应; 2) 接收机带宽足够宽; 3) 收发对准, 不考虑抖动; 4) 背景光只考虑其噪声影响; 5) 噪声 $n(t)$ 为 AWGN, 方差为 σ_n^2 , 则抽样判决器的输入端在发送脉冲“1”时为 $\sqrt{P_1} + n(t)$, 不发送脉冲时为 $n(t)$, 其中 P_1 为抽样判决器输入端信号峰值功率^[25]。

若设判决门限为 b , “0”被误判为“1”的概率记为 $P_{1/0}$, “1”被误判为“0”的概率记为 $P_{0/1}$, 则有

$$P_{1/0} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{b}{\sqrt{2}\sigma_n} \right) \quad (23)$$

$$P_{0/1} = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{b - \sqrt{P_1}}{\sqrt{2}\sigma_n} \right) \quad (24)$$

若发送 0 和 1 的概率分别为 P_0 和 P_1 , 且 $P_0 + P_1 = 1$, 则总的误时隙率为

$$P_{\text{se}} = P_0 P_{1/0} + P_1 P_{0/1} \quad (25)$$

假设信源中“0”和“1”等概率出现, 对于 OOK 而言, $P_0 = P_1 = \frac{1}{2}$, 可得 OOK 的误时隙率为

$$P_{se,OOK} = \frac{1}{2}P_{0/1} + \frac{1}{2}P_{1/0} = \frac{1}{4} \left[2 - \operatorname{erfc} \left(\frac{b - \sqrt{P_t}}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{b}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) \right] \quad (26)$$

对于LPPM, $P_1 = \frac{1}{2^n}$, $P_0 = \frac{2^n - 1}{2^n}$,代入式(25)可得

$$P_{se,LPPM} = \frac{1}{2^{n+1}} \left[2 - \operatorname{erfc} \left(\frac{b - \sqrt{P_t}}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) + (2^n - 1) \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{b}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) \right] \quad (27)$$

同理,可得其他几种调制方式的误时隙率分别为

$$P_{se,DPPM} = \frac{1}{2^n + 1} \left[2 - \operatorname{erfc} \left(\frac{b - \sqrt{P_t}}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) + \frac{2^n - 1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{b}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) \right] \quad (28)$$

$$P_{se,NDPPM} = \frac{3}{2^n + 6} \left[2 - \operatorname{erfc} \left(\frac{b - \sqrt{P_t}}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) + \frac{2^{n-1}}{3} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{b}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) \right] \quad (29)$$

$$P_{se,MPPM} = \frac{1}{M} \left[2 - \operatorname{erfc} \left(\frac{b - \sqrt{P_t}}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) + \frac{M-2}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{b}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) \right] \quad (30)$$

对式(26)~(30)两边关于判决门限 b 求导,并令其导数等于0,可得最佳判决门限为

$$b = \frac{2\sigma_n^2 \ln r + P_t}{2\sqrt{P_t}} \quad (31)$$

式中, r 表示“0”出现的概率和“1”出现概率的比值,不同调制方式的 r 值不同,分别为 $r_{OOK} = 1$ 、 $r_{LPPM} = 2^n - 1$ 、 $r_{DPPM} = (2^n - 1)/2$ 、 $r_{NDPPM} = 2^{n-1}/3$ 、 $r_{MPPM} = (M - 2)/2$ 。

综上,各调制方式的误时隙率可表示为

$$P_{se} = \frac{1}{2(r+1)} \left[2 - \operatorname{erfc} \left(\frac{b - \sqrt{P_t}}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) + r \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{b}{\sqrt{2} \sigma_n} \right) \right] \quad (32)$$

将式(31)代入到式(32)可得

$$P_{se} = \frac{1}{2(r+1)} \left[2 - \operatorname{erfc} \left(\frac{2\sigma_n^2 \ln r - P_t}{2\sqrt{2P_t} \sigma_n} \right) + r \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{2\sigma_n^2 \ln r + P_t}{2\sqrt{2P_t} \sigma_n} \right) \right] \quad (33)$$

在不同调制方式进行比较时,一般考虑平均功率相等,不同调制方式的峰值功率与平均功率的关系由它们的调制结构决定。假设发射一个相同符号的平均功率为 P ,则OOK的峰值功率 $P_{t,OOK} = 2P$,同理可得其他几种调制方式的峰值功率分别为 $P_{t,LPPM} = 2^n P$ 、 $P_{t,DPPM} = (2^n + 1)P/2$ 、 $P_{t,NDPPM} = (2^{n-1} + 3)P/3$ 、 $P_{t,MPPM} = MP/k$ 。

由前文分析的平均接收光功率与光强的关系 $P_r = A_r \cdot I$,并根据式(18)平均信噪比 μ_0 的定义,将各调制方式的误时隙率化简为平均信噪比形式,可得

$$P_{se} = \frac{1}{2(r+1)} \left[2 - \operatorname{erfc} \left(\ln r \sqrt{\frac{I}{4c\mu_0}} - \sqrt{\frac{c\mu_0}{4I}} \right) + r \cdot \operatorname{erfc} \left(\ln r \sqrt{\frac{I}{4c\mu_0}} + \sqrt{\frac{c\mu_0}{4I}} \right) \right] \quad (34)$$

式中, r 的定义如前所述, c 定义为各调制方式峰值功率与平均功率的比值,分别为 $c_{OOK} = 2$ 、 $c_{LPPM} = 2^n$ 、 $c_{DPPM} = (2^n + 1)/2$ 、 $c_{NDPPM} = (2^{n-1} + 3)/3$ 、 $c_{MPPM} = M/k$ 。

将式(34)和式(19)代入式(22),可得Gamma-Gamma湍流信道下系统的平均误时隙率为

$$P_{SER} = \frac{(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{(r+1)\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \times \int_0^\infty \left[2 - \operatorname{erfc} \left(\ln r \cdot \sqrt{\frac{I}{4c\mu_0}} - \sqrt{\frac{c\mu_0}{4I}} \right) + r \cdot \operatorname{erfc} \left(\ln r \cdot \sqrt{\frac{I}{4c\mu_0}} + \sqrt{\frac{c\mu_0}{4I}} \right) \right] \times I^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta} \left(2\sqrt{\alpha\beta I} \right) dI \quad (35)$$

DPPM 和 NDPPM 符号长度不固定,如果一个时隙发生错误,可能会影响后面符号的判决,所以常用误包率来比较各种调制方式的差错性能。假定只要检测到一个包中有一个时隙有错误,则认为整个包出错。设一个包含有 N 比特信息,采用每符号 n 比特方式调制,则每个包含有的符号数为 N/n ,误包率定义为^[4]

$$P_{\text{PER}} = 1 - (1 - P_{\text{SER}})^{N \cdot L_{\text{av}}/n} \approx \frac{N \cdot L_{\text{av}}}{n} P_{\text{SER}} \quad (36)$$

式中, L_{av} 为平均符号长度,不同调制方式的平均符号长度不同,分别为 $L_{\text{av,OOK}} = n$ 、 $L_{\text{av,LPPM}} = 2^n$ 、 $L_{\text{av,DPPM}} = (2^n + 1)/2$ 、 $L_{\text{av,NDPPM}} = (2^{n-1} + 3)/2$ 、 $L_{\text{av,MPPM}} = M$ 。

将式(35)代入式(36),可得 Gamma-Gamma 湍流信道下系统的误包率为

$$P_{\text{PER}} = \frac{N \cdot L_{\text{av}}}{n} \cdot \frac{(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{(r+1)\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \times \int_0^{\infty} \left[2 - \operatorname{erfc} \left(\ln r \cdot \sqrt{\frac{I}{4c\mu_0}} - \sqrt{\frac{c\mu_0}{4I}} \right) + r \cdot \operatorname{erfc} \left(\ln r \cdot \sqrt{\frac{I}{4c\mu_0}} + \sqrt{\frac{c\mu_0}{4I}} \right) \right] \times I^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta} \left(2\sqrt{\alpha\beta I} \right) dI \quad (37)$$

式中,不同调制方式的 r 、 c 和 L_{av} 不同,定义如前所述。

4 数值仿真与分析

为了分析系统和信道参数对 FSO 通信系统性能的影响,基于上述推导的 Gamma-Gamma 湍流信道下的误包率表达式进行仿真。为便于后续实验验证,激光波长选取 1 550 nm 波段,接收天线选用卡塞格林结构,考虑到接收增益、激光束散角、接收视场及光端机体积重量,接收孔径选用 0.08 m。分析湍流强度对系统性能影响时,大气折射率结构常数 C_n^2 取了三个不同的值,分别为 $9.0 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ 、 $4.0 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ 、 $1.0 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$,对应弱、中、强三种湍流;分析传输距离对系统性能影响时, L 取了三个不同的值,分别为 1 500 m、2 200 m、3 000 m;分析调制阶数对系统性能影响时, n 取了五个不同的值,分别为 3、4、5、6、7。仿真参数名称及取值如表 2。

表 2 仿真参数
Table 2 Simulation parameters

Parameters	Value
Wavelength λ/nm	1 550
Receiver aperture diameter D/m	0.08
Refractive index structure constant $C_n^2/\text{m}^{-2/3}$	9.0×10^{-15} , 4.0×10^{-14} , 1.0×10^{-13}
Link distance L/m	1 500, 2 200, 3 000
Modulation orders n	3, 4, 5, 6, 7
Data packet N	1 024

图 6 为调制阶数 $n = 5$, 三种湍流强度条件下,不同传输距离的 NDPPM 系统的误包率与信噪比的关系曲线。由图 6 可知,误包率曲线均随信噪比的增加呈下降趋势。当距离一定时,误包率随着湍流强度的增大而增大,如在 $L = 1 500 \text{ m}$ 、 $C_n^2 = 9.0 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ 、信噪比 $\mu_0 = 12 \text{ dB}$ 时,误包率约 10^{-6} ;当湍流增大到 $C_n^2 = 4.0 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ 时,误包率约 10^{-4} ,增加了两个数量级。当湍流强度一定时,误包率随着距离的增加而增大,如在 $C_n^2 = 9.0 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ 、 $L = 2 200 \text{ m}$ 、信噪比 $\mu_0 = 14 \text{ dB}$ 时,误包率约为 10^{-7} ;当传输距离增加为 $L = 3 000 \text{ m}$ 时,误包率约为 10^{-5} ,增加了 2 个数量级。但不同湍流强度下,传输距离的变化对误包率性能的影响程度不同,可以发现,在强湍流下,传输距离的变化对误包率性能影响小;而在弱湍流和中等湍流时,传输距离的变化对误包率性能影响较大,如在信噪比 $\mu_0 = 14 \text{ dB}$ 、弱湍流 ($C_n^2 = 9.0 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$) 下,传输距离由 2 200 m 增加到 3 000 m 时,误包率增加了 2 个数量级;而强湍流 ($C_n^2 = 1.0 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$) 下,同样距离的变化,对应的误包率仅增加了不到一个数量级。出现上述现象的原因是:当湍流较强时,湍流是影响误包率性能的主要因素,而在弱、中湍流下,传输距离的变化是影响误包率性能的主要因素。因此,当传输距离增加时,若要保证系统性能不变,则需要根据不同强度湍流条件提高相应的信噪比。

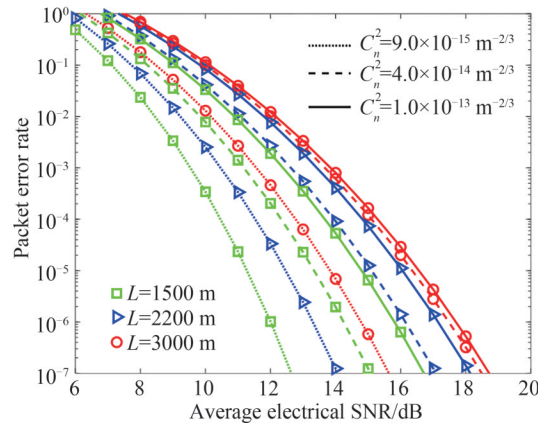


图6 不同湍流强度、不同传输距离下NDPPM的误包率与信噪比的关系

Fig. 6 Packet error rate vs SNR of NDPPM with different turbulence intensities and transmission distances

图7为大气折射率结构常数 $C_n^2 = 4.0 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$, 传输距离 $L = 2200 \text{ m}$, 四种不同调制阶数下NDPPM的误包率与信噪比的关系曲线。由图7可知,在信噪比一定时,随着调制阶数的增大,误包率减小,如在信噪比 $\mu_0 = 15 \text{ dB}$ 、调制阶数 $n = 4$ 时,误包率约为 10^{-3} ;当调制阶数增大为 $n = 5$ 时,误包率约为 10^{-5} ,减小了2个数量级。当系统要求误包率为 10^{-6} ,调制阶数 n 由3增加为4,可节省信噪比约2 dB; n 由5增加到6,可节省信噪比约2.6 dB, n 值越大,节省的信噪比相对越多。因此,可以通过增大调制阶数来改善NDPPM系统的差错性能。

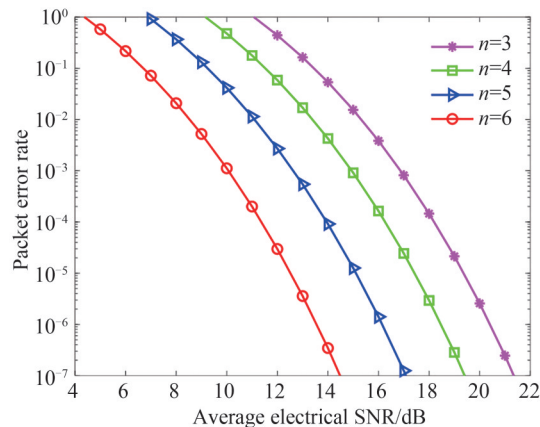


图7 不同调制阶数下,NDPPM的误包率与信噪比的关系

Fig. 7 Packet error rate vs SNR of NDPPM with different modulation orders

图8~10为传输距离 $L = 2200 \text{ m}$, 三种不同强度湍流条件下,五种不同调制方式的误包率与信噪比的关系曲线。其中图8为弱湍流 ($C_n^2 = 9.0 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$) 条件下各调制方式的误包率比较,图8(a)中 $n = 5$,图8(b)中 $n = 7$;图9为中等强度湍流 ($C_n^2 = 4.0 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$) 条件下各调制方式的误包率比较,图9(a)中 $n = 5$,图9(b)中 $n = 7$;图10为强湍流 ($C_n^2 = 1.0 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$) 条件下各调制方式的误包率比较,图10(a)中 $n = 5$,图10(b)中 $n = 7$ 。由图8~10可知,随着信噪比的增加,各调制方式的误包率均减小。相同调制阶数下,随着湍流强度的增大,各调制方式的误包率均增大;弱湍流条件下,若误包率为 10^{-6} ,各调制方式的误包率性能明显优于中等湍流条件下(约优于3 dB)和强湍流条件下(约优于4 dB)。湍流强度、调制阶数一定时,在相同信噪比下,NDPPM的误包率性能不如DPPM,但可采用更高的调制阶数来获取更优的性能,由图8(a)和图8(b)可知,在 $\mu_0 = 10 \text{ dB}$ 时, $n = 7$ 的NDPPM误包率(约 10^{-5})比 $n = 5$ 的DPPM误包率(10^{-4})小了1个数量级;NDPPM的误包率性能明显优于MPPM和OOK,由图8(a)、图9(a)和图10(a)可知,当 $n = 5$,误包率为 10^{-6} 时,NDPPM的误包率性能在弱、中、强湍流条件下分别优于MPPM约1.57 dB、1.52 dB、1.5 dB,分别优于OOK约4.72 dB、4.65 dB、4.6 dB;由图8(b)、图9(b)和图10(b)可知,当 $n = 7$,误包率为

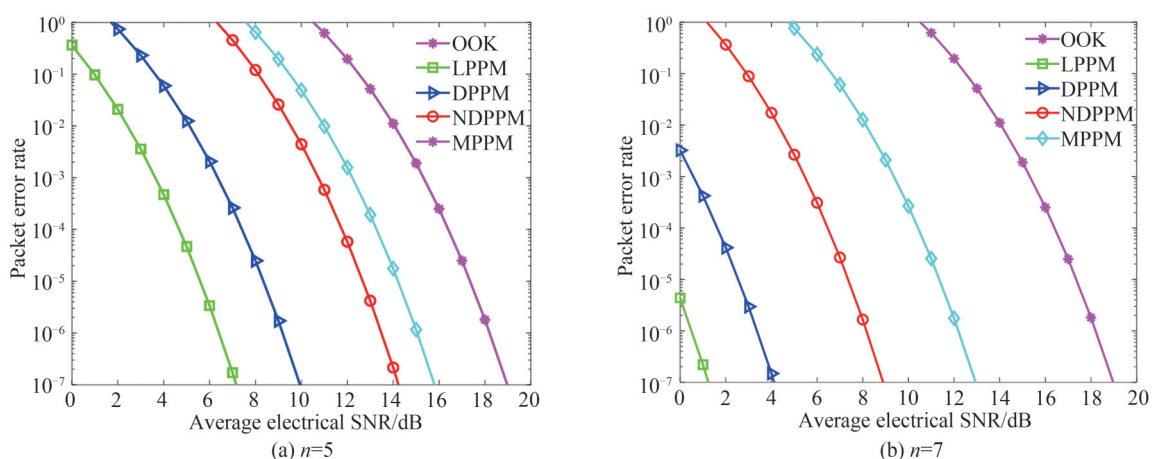


图8 弱湍流($C_n^2 = 9.0 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$)下,各调制方式的误包率比较

Fig. 8 Comparison of packet error rate of various modulation schemes under weak turbulence

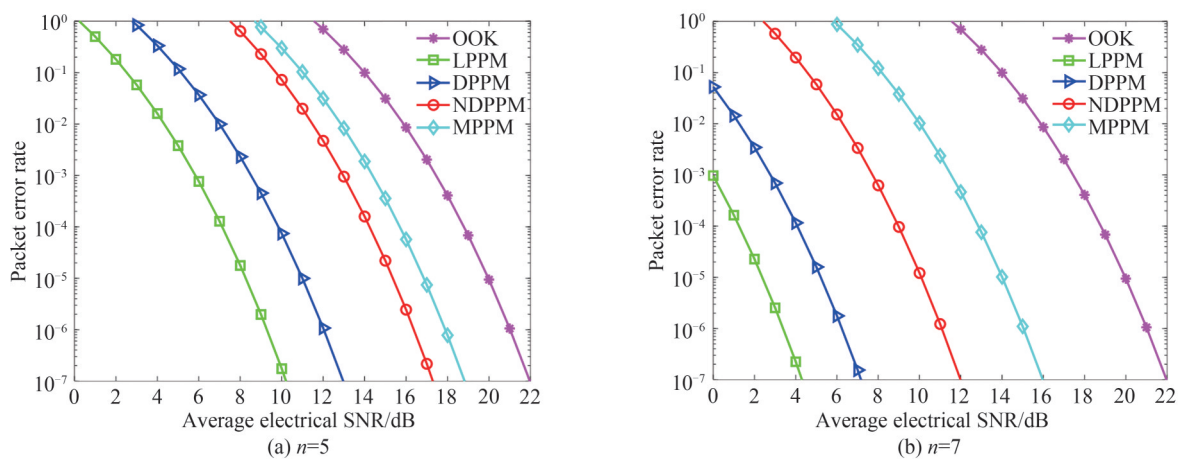


图9 中等强度湍流($C_n^2 = 4.0 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$)下,各调制方式的误包率比较

Fig. 9 Comparison of packet error rate of various modulation schemes under medium turbulence

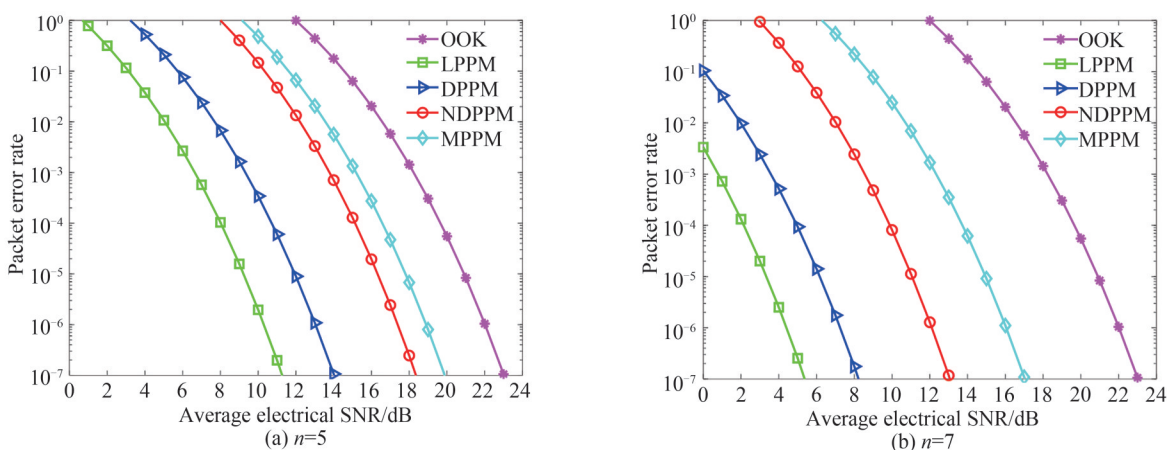


图10 强湍流($C_n^2 = 1.0 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$)下,各调制方式的误包率比较

Fig. 10 Comparison of packet error rate of various modulation schemes under strong turbulence

10^{-6} 时,NDPPM的误包率性能在弱、中、强湍流条件下分别优于MPPM约4 dB、3.95 dB、3.91 dB,分别优于OOK约10 dB、9.93 dB、9.9 dB。因此,随着调制阶数的增大,NDPPM的误包率性能优于MPPM和OOK越明显。对比图8、图9和图10可以发现,在湍流强度一定条件下,OOK的误包率不受调制阶数的影响,即改

变其调制阶数并不能改善其差错性能。几种PPM方式的误包率均随着调制阶数的增大而减小,因此,可以通过增大调制阶数来改善PPM系统的差错性能。

5 结论

本文提出一种新型脉冲位置调制方式,即NDPPM。研究并分析了其调制性能,推导出Gamma-Gamma湍流信道下FSO通信系统的平均误时隙率及误包率模型,仿真分析了湍流强度、传输距离和调制阶数对NDPPM系统性能的影响,并与其他几种调制方式进行了比较。理论分析和仿真结果表明:与传统PPM方式相比,NDPPM的传输容量最高,同时其带宽需求较低,仅次于MPPM,但传输容量、功率利用率和差错性能上均优于MPPM,并且相比于MPPM,NDPPM不需要符号同步,可简化系统实现的复杂度。NDPPM的差错性能虽不如DPPM,但可采用更高的调制阶数来获取更优的性能,其传输容量是DPPM的2倍,带宽需求仅为DPPM的一半($n \geq 6$);其差错性能明显优于MPPM和OOK,在误包率为 10^{-6} 时,其性能优于MPPM和OOK分别为4 dB和10 dB($C_n^2 = 9.0 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$, $n = 7$),并随着调制阶数的增大,性能优势越明显。由NDPPM系统和信道参数仿真可知,湍流强度的增大或传输距离的增大,会导致NDPPM系统性能降低,但不同湍流强度下,传输距离的变化对误包率性能的影响程度不同;弱、中湍流条件下,传输距离的变化对误包率性能影响较大。调制阶数增大或信噪比增大,均可提升NDPPM系统性能,在误包率为 10^{-6} 时,调制阶数每增加1可至少节省2 dB信噪比($C_n^2 = 4.0 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$, $L = 2200 \text{ m}$)。各调制方式没有绝对的好与坏,评价一种调制方式是否有优势必须针对其应用场合,在实际FSO通信中可以根据需求偏重其中某个方面,从而选择合适的调制方式。因此,从系统实现的复杂度及性能综合考虑,NDPPM在FSO通信中具有一定的优势和应用场合。在实际应用中,可以利用推导的模型,估计系统性能,为FSO通信系统设计提供参考。

参考文献

- [1] TOYOSHIMA M, LEEB W R, KUNIMORI H, et al. Comparison of microwave and light wave communication systems in space applications[J]. *Optical Engineering*, 2007, 46(1): 015003.
- [2] ARNON S, BRITZ D, BOUCOUVALAS A, et al. Optical wireless communications[J]. *Journal of Optical Networking*, 2005, 4(1): 66-67.
- [3] LI Xiaoyan, ZHANG Peng, TONG Shoufeng. Bit error rate performance of free space optical communication system based on differential detection with zero decision threshold under Gamma-Gamma atmospheric turbulence[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2017, 44(11): 1106001.
李 晓 燕, 张 鹏, 佟 首 峰. Gamma-Gamma大气湍流下零判决门限差分探测自由空间光通信系统误码率性能[J]. *中国激光*, 2017, 44(11): 1106001.
- [4] LIU Hongzhan, LIAO Renbo, SUN Jianfeng, et al. Performance analysis of new hybrid pulse modulation scheme in optical wireless system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, 35(7): 0706004.
刘 宏 展, 廖 仁 波, 孙 建 锋, 等. 无线光通信新型组合脉冲调制性能分析[J]. *光学学报*, 2015, 35(7): 0706004.
- [5] WANG Yan, ZHANG Huaxun, ZHANG Meng, et al. New pulse-position modulation technology in deep-space optical communications[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2016, 43(5): 0505008.
王 岩, 张 化 勋, 张 猛, 等. 深空通信中新型脉冲位置调制技术研究[J]. *中国激光*, 2016, 43(5): 0505008.
- [6] GOPAL P, JAIN V K, KAR S. Modulation techniques used in earth-to-satellite and inter-satellite free space optical links[C]. *SPIE*, 2014, 9248: 210-219.
- [7] ZWILLINGER D. Differential PPM has a higher throughput than PPM for the band-limited and average-power-limited optical channel[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1988, 34(5): 1269-1273.
- [8] SUGIYAMA H, NOSU K. MPPM: A method for improving the band-utilization efficiency in optical PPM[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1989, 7(3): 465-472.
- [9] FAN Yanyu, BAI Bo, HUANG Aiping, et al. Pulse-position-width modulation scheme in wireless optical communication system[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2008, 35(12): 1883-1887.
樊 养 余, 白 勃, 黄 爱 萍, 等. 无线光通信中脉冲位置宽度调制技术[J]. *中国激光*, 2008, 35(12): 1883-1887.
- [10] LIAO Renbo, LIU Hongzhan, QIAO Yaojun. New hybrid reverse differential pulse position width modulation scheme for wireless optical communication[J]. *Optical Engineering*, 2014, 53(5): 056112.
- [11] IDRIS S, SELMY H, LOPES W T A. Performance analysis of hybrid MPAPM technique for deep-space optical communications[J]. *IET Communications*, 2021, 15(13): 1700-1709.
- [12] SHARMA K, GREWAL S K. A new ABER approximation of FSO system using PPM-GMSK hybrid modulation scheme under weak turbulence[J]. *Optik*, 2021, 248: 168129.

- [13] SHARMA K, GREWAL S K. Performance assessment of hybrid PPM-BPSK-SIM based FSO communication system using time and wavelength diversity under Atmospheric Turbulence [J]. *Optical and Quantum Electronics*, 2020, 52(10): 430.
- [14] JIANG Ting, ZHAO Lin, LIU Hongzhan, et al. Performance improvement for mixed RF-FSO communication system by adopting hybrid subcarrier intensity modulation[J]. *Applied Sciences*, 2019, 9(18): 3724.
- [15] MAGIDI S, JABEENA A. Analysis of hybrid FSO/RF communication system under the effects of combined atmospheric fading and pointing errors[J]. *Optical and Quantum Electronics*, 2022, 54(4): 1-20.
- [16] HAN Liqiang, WANG Qi, SHIDA Katsunori. Performance of free space optical communication over Gamma-Gamma atmosphere turbulence[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2011, 40(7): 1318-1322.
韩立强, 王祁, 信太克归. Gamma-gamma 大气湍流下自由空间光通信的性能[J]. *红外与激光工程*, 2011, 40(7): 1318-1322.
- [17] WANG Hongxing, XU Jianwu, SUN Xiaoming, et al. Performance analysis of MIMO-FSO systems based on PPM modulation and Gamma-Gamma distribution model[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2012, 34(2): 385-390.
王红星, 徐建武, 孙晓明, 等. Gamma-Gamma 模型下采用 PPM 调制的 MIMO-FSO 系统误时隙率分析[J]. *系统工程与电子技术*, 2012, 34(2): 385-390.
- [18] ZHANG Yixin, CHI Zeyang. Transmission and imaging of light waves in the atmosphere[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1997: 110-119.
张逸新, 迟泽英. 光波在大气中的传输与成像[M]. 北京: 国防工业出版社, 1997: 110-119.
- [19] SANDALIDIS H G, TSIFTISIS T A. Outage probability and ergodic capacity of free-space optical links over strong turbulence[J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(1): 46-47.
- [20] DING Sheng, ZHANG Jiankun, DANG Anhong. Adaptive threshold decision for on-off keying transmission systems in atmospheric turbulence[J]. *Optics Express*, 2017, 25(20): 24425-24436.
- [21] LI Xiaoyan, ZHAO Xiaohui, ZHANG Peng, et al. BER performance of FSO communication system with differential signaling over correlated atmospheric turbulence fading[J]. *China Communications*, 2020, 17(4): 51-65.
- [22] DABIRI M T, SADOUGH S M S. Performance analysis of EM-based blind detection for ON-OFF keying modulation over atmospheric optical channels[J]. *Optics Communications*, 2018, 413: 299-303.
- [23] CAO Minghua, WU Xin, WANG Huiqin, et al. Performance of faster-than-Nyquist optical communication system under Gamma-Gamma atmospheric turbulence[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(9): 0906003.
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.
- [24] ANDREWS L C, PHILLIPS R L. Laser beam propagation through random media[M]. Bellingham: SPIE Press, 2005.
- [25] WANG Tong, HAO Ziqiang, LI Hongzuo, et al. Error rate performance of differential multi-pulse position modulation[J]. *Cluster Computing*, 2019, 22: 14615-14623.

Performance Analysis of Novel Pulse Position Modulation under Gamma-Gamma Turbulence

XIAO Dongya¹, ZHONG Yuexi², AN Zhe¹

(1 School of Electrical Engineering and Information Technology, Changchun Institute of Technology, Changchun 130012, China)

(2 School of Mechanical Engineering and Technology, Changchun Institute of Technology, Changchun 130012, China)

Abstract: The Intensity Modulation/Direct Detection (IM/DD) system is simple and easy to implement, which is most widely used in Free Space Optical (FSO) communication. Its typical modulation schemes include On-off Keying (OOK), L-level Pulse Position Modulation (LPPM), Differential Pulse Position Modulation (DPPM) and Multiple Pulse Position Modulation (MPPM), Digital Pulse Interval Modulation (DPIM), etc. OOK is the simplest modulation scheme to implement, but the power utilization is too low and the anti-interference ability is poor. LPPM has superior power utilization at the expense of a large

amount of bandwidth. Also the transmission capacity is difficult to meet the requirements of FSO communication, and strict symbol synchronization is required during demodulation, which increases the complexity of the system. DPPM improves the bandwidth utilization relatively and does not require symbol synchronization. But redundant "0" time slots are still generated in the coding process, which makes this modulation scheme not high enough in transmission capacity and bandwidth utilization. MPPM further improves the bandwidth utilization, nevertheless the error performance is poor. And strict symbol synchronization is required which increases the complexity of the system. In order to improve the performance of the traditional PPM schemes, a Novel Differential Pulse Position Modulation (NDPPM) scheme is proposed in this paper, combining with the advantages of DPPM without symbol synchronization and high bandwidth utilization of MPPM.

A novel differential pulse position modulation scheme named NDPPM is proposed in this paper. The mapping relationship and symbol structure of NDPPM are studied, the modulation performance is analyzed and compared with other modulation schemes. The average time slot error rate and packet error rate models of FSO communication system under Gamma-Gamma turbulent channel are derived. According to the derived models above, the error performance simulation is carried out. The influence of turbulence intensity, transmission distance and modulation order on the error performance of NDPPM system is analyzed, and the error performance of NDPPM and several other modulation schemes is compared and analyzed.

NDPPM does not require symbol synchronization like DPPM, and its transmission capacity is about 4 times that of LPPM and more than 2 times that of DPPM and MPPM for a larger n . The bandwidth requirement of NDPPM is second only to MPPM, which is 1/4 of LPPM and half of DPPM for a larger n , but the transmission capacity, power utilization and error performance are better than that of MPPM. Also compared with MPPM, NDPPM does not require symbol synchronization, which can simplify the complexity of system implementation. Through the simulation of NDPPM system and channel parameter, it can be seen that the increase of turbulence intensity or transmission distance will lead to the decrease of NDPPM system performance, but under different turbulence intensity, the change of transmission distance has different effects on packet error rate performance. Under weak and medium turbulence conditions, the change of transmission distance has a great influence on the performance of packet error rate, while under strong turbulence condition, the influence of the change of transmission distance on packet error rate performance becomes smaller. The reason is that when the turbulence is strong, the turbulence is the main factor affecting the performance of packet error rate, while in weak and medium turbulence, the change of transmission distance is the main factor affecting the performance of packet error rate. The performance of NDPPM system can be improved by increasing the modulation order or Signal-to-Noise Ratio (SNR). If when the packet error rate is 10^{-6} , every 1 increasing in modulation order, 2 dB in SNR can be saved at least.

Through the analysis of NDPPM code pattern, its modulation performance is derived. Compared with the traditional PPM schemes, NDPPM has the highest transmission capacity, and its bandwidth requirement is lower, second only to MPPM. Also NDPPM does not require symbol synchronization, which can simplify the complexity of system implementation. The error performance of NDPPM is significantly better than that of MPPM and OOK. When $C_n^2 = 9.0 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$, $n=7$ and the packet error rate is 10^{-6} , its performance is superior to MPPM and OOK at 4 dB and 10 dB, respectively. And the performance advantage becomes more apparent as the modulation order increases. The error performance of NDPPM is not as good as that of DPPM, nevertheless, higher modulation order can be adopted to obtain better performance, e.g. when $C_n^2 = 4.0 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ and $\mu_0=10$ dB, the packet error rate of NDPPM with $n=7$ is one order of magnitude lower than that of DPPM with $n=5$. The simulation results of NDPPM system show that the increase of turbulence intensity or transmission distance can lead to the decrease of its system performance, while the influence of the change of transmission distance on packet error rate performance is different under different turbulence intensity. The performance of NDPPM system can be improved by increasing the modulation orders or SNR. Considering the complexity of system implementation and performance comprehensively, NDPPM has some advantages and applications in FSO communication. Also the appropriate modulation scheme should be adopted according to the actual demand

in the application.

Key words: Optical communications; Free space optical communication; Pulse position modulation; Atmospheric turbulence; Slot error rate; Packet error rate

OCIS Codes: 010.1330; 060.2605; 060.4510

Foundation item: Natural Science Foundation of Jilin Province (No. YDZJ202201ZYTS428), Science and Technology Project of the Education Department of Jilin Province (No. JJKH20230708KJ), Talent Introduction Plan of Changchun Institute of Technology (No. 01130292019019), Scientific Research Innovation Team Program of Changchun Institute of Technology (No. 320230003)