

大气激光通信强度调制技术差错性能研究

王宝鹏^{1,2}, 余锦^{1,2*}, 王云哲^{1,2}, 孟晶晶^{1,2}, 貂泽强^{1,2}, 王金舵^{1,2}, 代守军^{1,2}, 何建国^{1,2}, 王晓东^{1,2}

¹中国科学院空天信息创新研究院, 北京 100094;

²中国科学院大学, 北京 100049

摘要 介绍 19 种典型强度调制方式的符号结构, 推导它们在高斯信道、弱湍流信道、中强湍流信道中的误时隙率 (SER) 模型, 并进行了数值仿真。仿真结果表明: 随着信噪比不断增大, 各调制方式的 SER 持续减小并逐渐趋于一致, 当 SER 趋于一致时, 对信噪比的要求随湍流强度的增大而增高。脉冲位置调制 (PPM) 在三种信道中的 SER 均为最小; 调制阶数较小时, 差分幅度 PPM 的 SER 最大, 调制阶数较大时, 关关键控 (OOK) 的 SER 最大。其余调制方式的 SER 介于 OOK、PPM 与差分幅度 PPM 之间, 并随着调制阶数的增大出现分层现象。研究结果对实际激光通信系统的设计具有一定参考价值。

关键词 光通信; 强度调制; 自由空间光通信; 直接检测; 误时隙率; 大气信道模型

中图分类号 TN 929.12 **文献标志码** A

doi: 10.3788/LOP57.230604

Error-Performance Study of Intensity Modulation Technology in Atmospheric Laser Communication

Wang Baopeng^{1,2}, Yu Jin^{1,2*}, Wang Yunzhe^{1,2}, Meng Jingjing^{1,2}, Mo Zeqiang^{1,2},
Wang Jinduo^{1,2}, Dai Shoujun^{1,2}, He Jianguo^{1,2}, Wang Xiaodong^{1,2}

¹Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China;

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

Abstract In this paper, the symbolic structures of 19 typical intensity modulation schemes are introduced, and their slot error rate (SER) models in a Gaussian channel, weak-turbulence channel, and moderate-turbulence channel are derived and numerical simulations are performed. The results show that with the increase in the signal-to-noise ratio (SNR), the SER of each modulation mode initially decreases, but then, gradually plateaus. When SER stabilizes, the SNR requirement increases with the increase in turbulence intensity. The SER of pulse position modulation (PPM) is the smallest in all three channels. When the modulation order is small, the SER of differential amplitude PPM is the largest, and when the modulation order is large, the SER of on-off keying (OOK) is the largest, while SERs of the other methods are in-between, arranged hierarchically as the modulation order increases. These research results will serve as a reference for the design of practical laser communication systems.

Key words optical communications; intensity modulation; free space optical communication; direct detection; slot error rate; atmospheric channel model

OCIS codes 060.2605; 060.4080; 060.4510

1 引言

大气激光通信是自由空间光 (FSO) 通信的一种, 以激光为载波在大气信道中通信, 与射频通信相比, 具有通信容量大、设备尺寸小、保密性高、能耗小等优点, 在实际系统中, 通常采用强度调制/直接检

测 (IM/DD) 方式^[1]。调制是将编码信息叠加到载波的过程, 是影响 FSO 系统性能的关键因素之一, 多年来, 适用于大气激光通信的强度调制技术被广泛研究, 陆续出现了多种典型调制方式^[2-19]。

关关键控 (OOK)^[2]是最直观的调制方式, 但由于误码率高等原因, 其在实际应用中存在较大局限

收稿日期: 2020-04-22; 修回日期: 2020-04-24; 录用日期: 2020-04-27

* E-mail: yujin@aoe.ac.cn

性。对此,研究者们提出了脉冲位置类、脉冲间隔类、脉冲宽度类调制。脉冲位置类调制方式主要包括脉冲位置调制(PPM)^[3]、差分脉冲位置调制(DPPM)^[4]、多脉冲位置调制(MPPM)^[5]、双宽度脉冲位置调制(DDPPM)^[6]、双幅度脉冲位置调制(双幅度 PPM)^[7]、差分幅度脉冲位置调制(差分幅度 PPM)^[8]、缩短脉冲位置调制(SPPM)^[9]、分离双脉冲位置调制(SDPPM)^[10]、重叠脉冲位置调制(OPPM)^[11]。脉冲间隔类调制方式主要包括数字脉冲间隔调制(DPIM)^[12]、双头脉冲间隔调制(DHPIM)^[13]、双脉冲间隔调制(DPPIM)^[14]、双幅度脉冲间隔调制(DAPIM)^[15]、定长数字脉冲间隔调制(FDPIM)^[16]、定长双幅度脉冲间隔调制(FDAPIM)^[17]。脉冲宽度类调制方式主要包括脉冲宽度调制(PWM)^[18]、脉冲位置宽度调制(PPWM)^[18]和差分脉冲位置宽度调制(DPPWM)^[19]。

为衡量各调制方式对大气激光通信系统差错性能的影响,研究者们对此展开了多项研究。李菲等^[20]通过仿真与实验验证了差错性能模型的有效性。陈牧等^[21]研究了湍流信道中光强起伏方差对系统误码率的影响。韩立强等^[22]研究了弱湍流和中强湍流信道中的中断概率。丁德强等^[23-24]对 PPM 的差错性能进行了分析。柯熙政等^[25]比较了 PPM、DPIM、DHPIM 的差错性能。徐荃等^[26]比较了室内光通信场景中 OOK、PPM、DPPM、DPIM、

DHPIM 的误包率。赵黎等^[27-29]分别对 DPPM、DAPPM、DHPIM 三种方式进行多方面的性能分析。柳美平^[30]分析了多种类脉冲位置调制方式的差错性能。刘宏展等^[31]比较了 PPWM 和 DPPWM 的差错性能。

虽然上述研究建立了适用于大气激光通信的信道模型,分析了多种调制方式的差错性能,但由于使用的模型和假设不完全相同,未能在统一尺度下进行比较。本文在详细介绍 OOK 等 19 种调制方式符号结构的基础上,推导最佳判决阈值和各调制方式在高斯、弱湍流、中强湍流信道中的误时隙率(SER)模型,并进行了数值仿真,这实现了统一尺度下对多种强度调制方式在大气信道中的差错性能比较。

2 系统流程与符号结构

2.1 系统流程

大气激光通信的信息传输过程如图 1 所示,原始信息(声音、图像等)被编码为二进制信息后,每 m (调制阶数) 比特组成 1 个编码符号 S 。以 S 为基本单位的二进制信号经调制后被加载到激光束,再通过发送天线进入到有噪声干扰的大气信道;光信号在大气信道中传播一定距离后被接收天线会聚到光电探测器,转换为连续电信号 $s(t)$; $s(t)$ 经匹配滤波、抽样判决变为离散信号,离散信号经解调和解码最终变回原始信息。

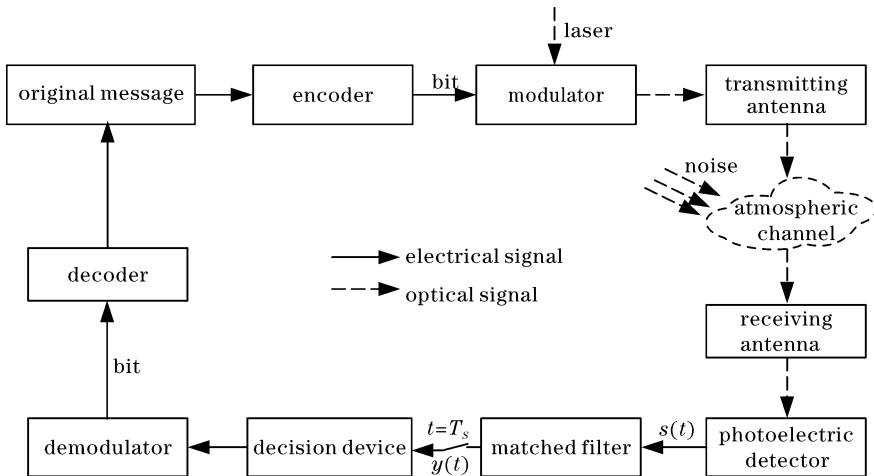


图 1 大气激光通信的信息传输

Fig. 1 Information transmission of atmospheric laser communication

编码符号 S 经调制后得到以时隙 T_s 为基本长度的调制符号(以下简称符号)。时隙可分为含有脉冲的脉冲时隙和不含脉冲的空时隙,若符号由 n 个时隙组成,则符号长度为 n 。设 k 为 S 对应的十进

制数,则 $0 \leq k \leq 2^m - 1$,将符号内所有时隙从 0 开始顺序编号,若某一时刻编号为 k ,则称时隙位置为 k 。本文主要研究信道噪声对系统性能的影响,不考虑接收端探测器的电流噪声,假设信道衰减恒定,

系统 APT(捕获、瞄准、跟踪)部分正常工作。

2.2 符号结构

2.2.1 OOK 及脉冲位置类调制

OOK 符号长度为 m , 以脉冲的有无或上升下降表示 S 中的“1”和“0”, 脉冲幅度为 A , 使用不归零(NRZ)码^[1]映射方式进行分析, 符号结构如图 2(a)所示。PPM 符号长度为 2^m , 包含 1 个位置为 k 、幅度为 A 的单时隙脉冲, 符号结构如图 2(b)所示。DPPM 在 PPM 的基础上去掉了脉冲时隙后的所有空时隙, 符号长度不再固定, 符号结构如图 2(c)所示。MPPM 符号长度为 n , 包含 p 个幅度为 A 的单时隙脉冲, 因此共有 C_n^p 种符号类型, 为覆盖 S 所有的符号类型(2^m), 选择满足条件 $C_n^p \geq 2^m$ 的最小 n 作为符号长度, 使用下三角矩阵映射方法^[31]进行分析, $p=2$ 时, MPPM 的符号结构如图 2(d)所示。DDPPM 在 PPM 的基础上采用两种脉冲宽度: $k < 2^{m-1}$ 时, 脉冲时隙位置为 k , 宽度为 $\alpha/2$, 同时去掉脉冲时隙后的 2^{m-1} 个空时隙; $k \geq 2^{m-1}$ 时, 脉冲时隙位置为 $k - 2^{m-1}$, 宽度为 α , 同时去掉脉冲时隙前的 2^{m-1} 个空时隙。 $\alpha=1$ 时, DDPPM 的符号结构如图 2(e)所示。双幅度 PPM 的符号结构类似于

DDPPM, 区别在于脉冲宽度恒为 1 但脉冲幅度可变: $k < 2^{m-1}$ 时脉冲幅度为 A ; $k \geq 2^{m-1}$ 时脉冲幅度为 βA 。 $\beta=2$ 时, 双幅度 PPM 的符号结构如图 2(f)所示。差分幅度 PPM 符号长度为 $\{1, 2, \dots, L\}$ 中的任意值, 包含一个幅度为 $\{A, 2A, \dots, nA\}$ 中任意值的单时隙脉冲, 脉冲可出现在符号内任意时隙中, 因此共有 nL 种符号结构, n 和 L 的取值需满足条件 $nL \geq 2^m$ 。当 $n=2, L=4$ 时, 差分幅度 PPM 的符号结构如图 2(g)所示。SPPM 将 S 的第 1 位和后 $m-1$ 位分开调制, 第 1 位采用 OOK 调制, 后 $m-1$ 位采用 PPM, 将调制所得的两部分按原顺序拼接后得到长度为 $2^{m-1} + 1$ 的调制符号, 符号结构如图 2(h)所示。SDPPM 在 $p=2$ 的 MPPM 基础上, 舍弃了相邻两时隙都为脉冲时隙或首尾时隙存在脉冲时隙的符号结构, 从而避免了脉冲串扰, 符号类型数为 $C_{n-1}^2 - (n-2)$, 选取满足条件 $C_{n-1}^2 - (n-2) \geq 2^m$ 的最小 n 作为符号长度, 符号结构如图 2(i)所示。OPPM 符号长度为 pq , 包含一个幅度为 A 、宽度为 q (重叠系数)、起始位置为 k 的脉冲, 符号类型数为 $q(p-1) + 1$, p 和 q 的取值需满足 $q(p-1) + 1 \geq 2^m$, 符号结构如图 2(j)所示。

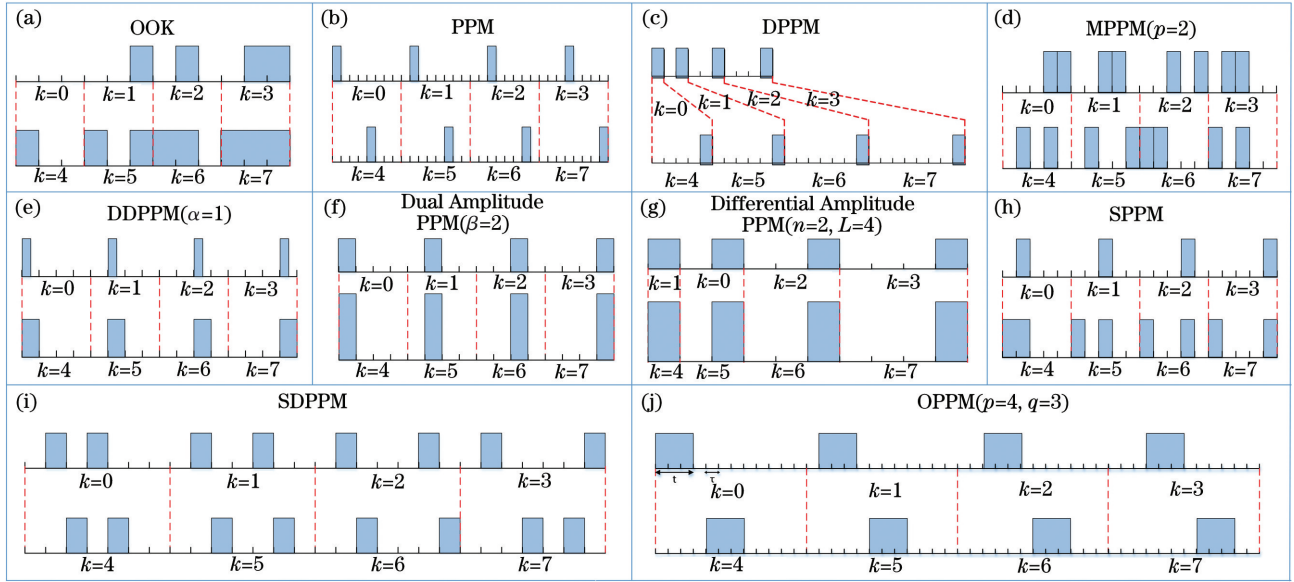


图 2 OOK 和脉冲位置类调制符号结构 ($m=3$)

Fig. 2 Symbol structure of OOK and pulse position class modulation schemes ($m=3$)

2.2.2 脉冲间隔类调制

DPIM 的符号由幅度为 A 的单时隙脉冲和脉冲后的 $k+1$ 个空时隙组成, 结构如图 3(a)所示。DHPIM 的符号由头尾两部分组成, 头部 H 可选 H_1 或 H_2 , H_1 由宽度为 $\alpha/2$ 的脉冲和 $\alpha/2+1$ 个空时隙组成, H_2 由宽度为 α 的脉冲和 1 个空时隙组

成。两种脉冲的幅度都为 A , H 的选取原则为

$$H = \begin{cases} H_1, & k < 2^{m-1} \\ H_2, & k \geq 2^{m-1} \end{cases} \quad (1)$$

尾部为 n 个空时隙, n 的取值表达式为

$$n = \begin{cases} k, & k < 2^{m-1} \\ 2^{m-1} - 1 - k, & k \geq 2^{m-1} \end{cases} \quad (2)$$

当 $\alpha=1$ 时, DHPIM 符号结构如图 3(b) 所示。DPPIM 的符号由起始脉冲、标示脉冲、脉冲间若干空时隙 3 部分组成。起始脉冲宽度为 1, 标示脉冲宽度和脉冲间空时隙个数取决于 k : $k < 2^{m-1}$ 时, 标示脉冲的宽度为 $\alpha/2$, 空时隙个数为 k ; $k \geq 2^{m-1}$ 时, 标示脉冲宽度为 α , 空时隙个数为 $k - 2^{m-1}$ 。两种脉冲的幅度都为 A , 当 $\alpha=2$ 时, DPPIM 的符号结构如图 3(c) 所示。DAPIM 的符号由幅度可变的单时隙脉冲和脉冲后若干空时隙组成, 脉冲幅度和空时隙的个数取决于 k : $k < 2^{m-1}$ 时, 脉冲幅度为 A , 空时隙个数为 k ; $k \geq 2^{m-1}$ 时, 脉冲幅度为

βA , 空时隙个数为 $k - 2^{m-1}$ 。 $\beta=2$ 时, DAPIM 的符号结构如图 3(d) 所示。FDPIIM 的符号长度为 $2^m + 4$, 由起始脉冲、标示脉冲、脉冲间若干空时隙、标示脉冲后若干空时隙 4 部分组成。两脉冲的幅度都为 A , 起始脉冲宽度为 1, 标示脉冲宽度为 2, 脉冲间空时隙个数为 $k + 1$, 标示脉冲后空时隙个数为 $2^m - k$, FDPIIM 的符号结构如图 3(e) 所示。FDAPIM 的符号结构与 FDPIIM 类似, 符号长度为 $2^m + 3$, 区别为标示脉冲的宽度为 1, 幅度为 βA , 当 $\beta=2$ 时, FDAPIM 的符号结构如图 3(f) 所示。

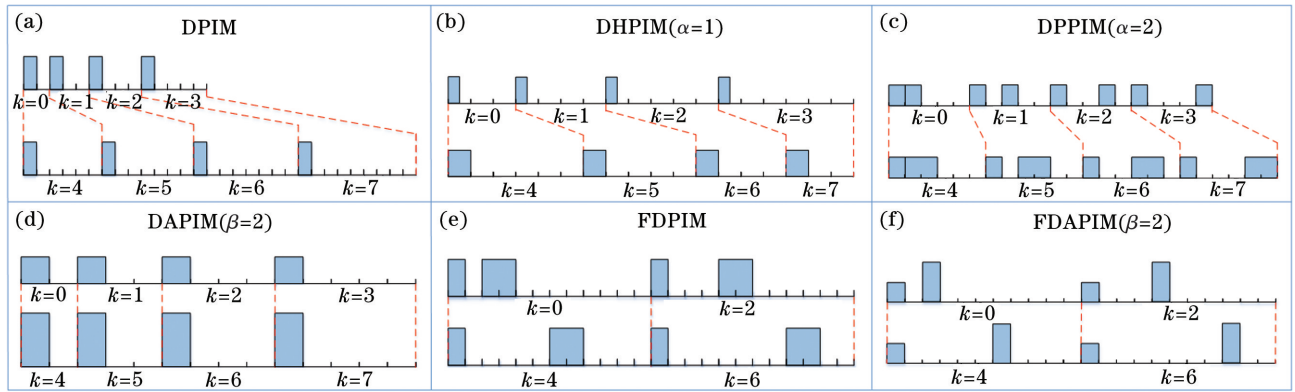


图 3 脉冲间隔类调制符号结构 ($m=3$)

Fig. 3 Symbol structure of pulse interval class modulation schemes ($m=3$)

2.2.3 脉冲宽度类调制

PWM 的符号长度为 2^m , 由一个宽度为 $k+1$ 的脉冲和 $2^m - (k+1)$ 个空时隙组成, 符号结构如图 4(a) 所示。PPWM 含有一个宽度可变的脉冲, 调制过程分为两步: 第 1 步为对 S 的前 r 位进行 PPM, 得到 2^r 个宽度为 T 的时隙, 并选中位置为 k_p 的时隙作为脉冲所在时隙 (k_p 为 S 的前 r 位对应的十进制数); 第 2 步为在时隙 k_p 内对 S 的后 $m-r$ 位进行 PWM, 时隙 k_p 被等分为 2^{m-r}

个宽度为 t_1 的小时隙, 包含一个宽度为 $(k_w + 1) \times t_1$ 的脉冲 (k_w 为 S 的后 $m-r$ 位对应的十进制数)。将 t_1 作为基本时隙长度, PPWM 的符号长度为 $2^m t_1$, 当 $r=1, m-1$ 时, PPWM 的符号结构分别如图 4(b)、(c) 所示。DPPWM 以 PPWM 为基础, 区别为对 S 的前 r 位进行调制时去掉了时隙 k_p 后的所有时隙, 因此符号长度不再固定。当 $r=1, m-1$ 时, DPPWM 的符号结构分别如图 4(d)、(e) 所示。

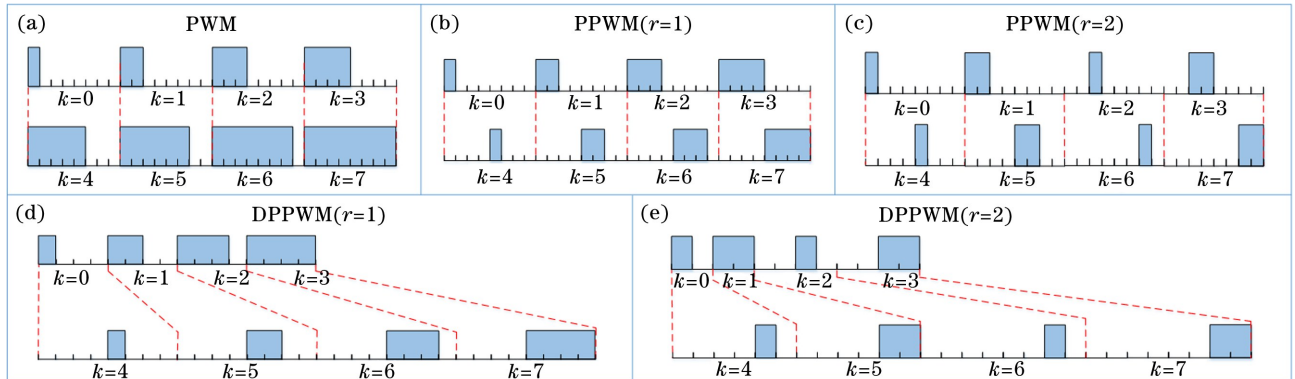


图 4 脉冲宽度类调制符号结构 ($m=3$)

Fig. 4 Symbol structure of pulse width class modulation schemes ($m=3$)

3 匹配滤波与采样判决

接收端将信号光电转换后需对信号进行匹配滤波和采样判决,匹配滤波通过匹配滤波器实现,采样判决是对匹配滤波的结果进行定点采样和阈值判决的过程。经匹配滤波和采样判决后,连续信号被转换为离散信号。匹配滤波器是一种能够获得最大信噪比(SNR)的线性滤波器^[1],其冲击响应 $h_M(t)$ 为输入信号 $s(t)$ 反向延迟 t_0 的结果:

$$h_M(t) = s(t_0 - t), \quad (3)$$

式中: t_0 为输入脉冲信号的下降沿时刻。若 S 在 $t=0$ 时刻进入匹配滤波器且时隙宽度为 T_s , 则 $t_0 = T_s$ 。匹配滤波器的输出信号 $y(t)$ 为 $s(t)$ 与其冲击响应的卷积,表达式为

$$\begin{aligned} y(t) &= h_M(t) * s(t) = s(t_0 - t) * s(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t_0 - \tau) s(t - \tau) d\tau. \end{aligned} \quad (4)$$

根据卷积与相关的等效关系,可得

$$\begin{aligned} y(t) &= s(t) \otimes h_M(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t + \tau) s(t_0 + \tau) d\tau \\ &= R_s(t - t_0), \end{aligned} \quad (5)$$

式中:“ \otimes ”为相关运算符号; $R_s(t)$ 为 $s(t)$ 的自相关函数。(5)式表明,匹配滤波器的输出为输入信号自相关函数延时 t_0 的结果,且在 $t=t_0$ 处取得最大值,最大值为输入信号的能量 E_s :

$$y(t_0) = R_s(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t) dt = E_s. \quad (6)$$

因此,在 $t=t_0$ 时刻,对 $y(t)$ 进行采样可得最大采样值。采样后,由于匹配滤波器中积分器的能量释放, $y(t)$ 逐渐减小^[1],进而干扰下一时隙信号,因此在采样后将 $y(t)$ 迅速归零。匹配滤波和采样过程如图 5 所示。

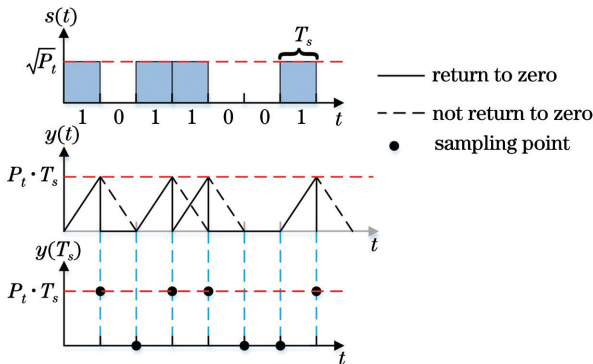


图 5 采样判决示意图

Fig. 5 Schematic of sampling judgement

图 5 中, $y(T_s)$ 为采样结果。设脉冲的峰值功率为 P_t , 则 $s(t)$ 为

$$s(t) = \begin{cases} 0, & x(t) = 0 \\ \sqrt{P_t}, & x(t) = 1, \\ \sqrt{\beta P_t}, & x(t) = \beta \end{cases} \quad (7)$$

式中: $x(t)=0$ 、 $x(t)=1$ 和 $x(t)=\beta$ 分别为调制符号中的“0”(空时隙)、“1”(幅度为 A 的脉冲时隙)和“ β ”(幅度为 βA 的脉冲时隙)。将(7)式代入(6)式,得匹配滤波器的采样结果为

$$y(T_s) = \int_{t_0 - T_s}^{t_0} |s(t)|^2 dt = \begin{cases} 0, & x(t) = 0 \\ P_t T_s, & x(t) = 1. \\ \beta P_t T_s, & x(t) = \beta \end{cases} \quad (8)$$

(8)式为无衰减、无噪声的理想信道采样结果,但实际系统存在信道衰减和噪声,导致 $s(t)$ 出现一定程度的畸变,因此需要通过阈值判决来修正采样结果 $y(T_s)$ 。

4 误时隙率

大气湍流是一种大气温度和压强的微小变化引起大气折射率在时间和空间上随机变化的运动形式^[21]。根据湍流的有无和强弱,大气信道可分为高斯信道、弱湍流信道、中强湍流信道,不同信道对应不同的噪声模型。将以各信道的噪声模型为基础,推导各调制方式在不同信道中的误时隙率模型。

4.1 高斯信道

高斯信道中的噪声为加性高斯白噪声(AGWN)。由于系统的通信频率远高于湍流扰动频率,可认为光电探测器在每个时隙内接收到的光强独立且稳定^[20]。设信道衰减因子为 g , 则匹配滤波器的输入为

$$s(t) = \begin{cases} n_0(t), & x(t) = 0 \\ \sqrt{g P_t} + n_0(t), & x(t) = 1, \\ \sqrt{g \beta P_t} + n_0(t), & x(t) = \beta \end{cases} \quad (9)$$

式中: $n_0(t)$ 为信道噪声,服从方差为 σ_n^2 的高斯分布^[25]。此时 $s(t)$ 经匹配滤波后的采样结果为

$$y(T_b) = \begin{cases} n(T_b), & x(t) = 0 \\ E_p + n(T_b), & x(t) = 1, \\ \beta E_p + n(T_b), & x(t) = \beta \end{cases} \quad (10)$$

式中:接收端信号一个时隙内的能量 $E_p = g P_t T_b$; $n(t)$ 是方差为 $\sigma^2 = g P_t T_b \sigma_n^2$ 的高斯噪声^[25]。根据高斯分布特性,可得 $y(T_b)$ 的概率密度函数为

$$f(y) = \begin{cases} f_0(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(\frac{-y^2}{2\sigma^2}\right), & x(t) = 0 \\ f_1(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[\frac{-(y - E_P)^2}{2\sigma^2}\right], & x(t) = 1. \\ f_\beta(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[\frac{-(y - \beta E_P)^2}{2\sigma^2}\right], & x(t) = \beta \end{cases} \quad (11)$$

设判决阈值为 b_1 和 b_2 ($b_1 < b_2$), 若 $y \leq b_1$, 判定为“0”, 若 $b_1 < y \leq b_2$, 判定为“1”, 否则判定为“ β ”。那么“0”被误判的概率为

$$P_{e0} = \int_{b_1}^{+\infty} f_0(y) dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{b_1}^{+\infty} \exp\left(\frac{-y^2}{2\sigma^2}\right) dy. \quad (12)$$

令 $z = \frac{y}{\sqrt{2}\sigma}$, 代入(12)式, 得

$$P_{e0} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{b_1}{\sqrt{2}\sigma}}^{+\infty} \exp(-z^2) dz = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{b_1}{\sqrt{2}\sigma}\right), \quad (13)$$

式中: $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 为互补误差函数。同理, “1”被误判的概率为

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^{b_1} f_1(y) dy + \int_{b_2}^{+\infty} f_1(y) dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{b_1} \exp\left[\frac{-(y - E_P)^2}{2\sigma^2}\right] dy + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{b_2}^{+\infty} \exp\left[\frac{-(y - E_P)^2}{2\sigma^2}\right] dy. \quad (14)$$

令 $z' = \frac{y - E_P}{\sqrt{2}\sigma}$, 代入(14)式, 得

$$P_{e1} = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{b_1 - E_P}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{b_2 - E_P}{\sqrt{2}\sigma}\right). \quad (15)$$

$$P_1 = \frac{l_1}{l_1 + l_0 + l_\beta}, \quad (20)$$

$$P_\beta = \frac{l_\beta}{l_1 + l_0 + l_\beta}. \quad (21)$$

将(19)~(21)式代入(18)式, 得

$$P_{se} = (P_1 + P_\beta) + \frac{p_0}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{b_1}{\sqrt{2}\sigma}\right) - \frac{p_1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{b_1 - E_P}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{p_1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{b_2 - E_P}{\sqrt{2}\sigma}\right) - \frac{p_\beta}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{b_2 - \beta E_P}{\sqrt{2}\sigma}\right). \quad (22)$$

同理, “ β ”被误判的概率为

$$P_{e\beta} = \int_{-\infty}^{b_2} f_\beta(y) dy = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{b_2}^{+\infty} \exp\left[\frac{-(y - \beta E_P)^2}{2\sigma^2}\right] dy. \quad (16)$$

令 $z'' = \frac{y - \beta E_P}{\sqrt{2}\sigma}$, 代入(16)式, 得

$$P_{e\beta} = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{b_2 - \beta E_P}{\sqrt{2}\sigma}\right). \quad (17)$$

令 $\frac{\partial P_{se}}{\partial b_1} = 0, \frac{\partial P_{se}}{\partial b_2} = 0$, 得最佳判决阈值为

$$b_1 = \frac{2\sigma^2 \ln(P_0/P_1) + E_P^2}{2E_P}, \quad (23)$$

$$b_2 = \frac{2\sigma^2 \ln(P_1/P_\beta) + (\beta^2 - 1)E_P^2}{2(\beta - 1)E_P}. \quad (24)$$

设接收端在某一时刻内接收到“0”、“1”、“ β ”的概率分别为 P_0, P_1 和 P_β , 则误时隙率可表示为

$$P_{se} = P_0 P_{e0} + P_1 P_{e1} + P_\beta P_{e\beta}. \quad (18)$$

由于介绍的符号结构中最大脉冲幅度为 $2A$, 因此选取 $\beta = 2$ 进行计算, 代入(24)式, 得

$$b_2 = \frac{2\sigma^2 \ln(P_1/P_2) + 3E_P^2}{2E_P}. \quad (25)$$

设 l_0, l_1, l_β 分别表示符号中“0”、“1”、“ β ”的长度, 则 P_0, P_1, P_β 可分别表示为

$$P_0 = \frac{l_0}{l_1 + l_0 + l_\beta}, \quad (19)$$

将(23)、(25)式代入(22)式, 得

$$P_{se} = (P_1 + P_2) + \frac{p_0}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{2\sigma^2 \ln(P_0/P_1) + E_P^2}{2\sqrt{2}\sigma E_P}\right] - \frac{p_1}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{2\sigma^2 \ln(P_0/P_1) - E_P^2}{2\sqrt{2}\sigma E_P}\right] +$$

$$\frac{p_1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{2\sigma^2 \ln(P_1/P_2) + E_p^2}{2\sqrt{2}\sigma E_p} \right] - \frac{p_2}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{2\sigma^2 \ln(P_1/P_2) - E_p^2}{2\sqrt{2}\sigma E_p} \right]. \quad (26)$$

用 $\mu = \frac{E_p^2}{2\sigma^2}$ 表示信噪比, (26) 式可表示为

$$P_{sc} = (P_1 + P_2) + \frac{p_0}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\ln(P_0/P_1) + \mu}{2\sqrt{\mu}} \right] - \frac{p_1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\ln(P_0/P_1) - \mu}{2\sqrt{\mu}} \right] + \frac{p_1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\ln(P_1/P_2) + \mu}{2\sqrt{\mu}} \right] - \frac{p_2}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\ln(P_1/P_2) - \mu}{2\sqrt{\mu}} \right], \quad (27)$$

式中: P_0, P_1, P_2 均为区分不同调制方式的脉宽参数, 可由各自的符号结构推导出, 汇总结果如表 1 所示。

表 1 不同调制方式的脉宽参数

Table 1 Pulse width parameters of different modulation schemes

Modulation scheme	P_0	P_1	P_2	Modulation scheme	P_0	P_1	P_2
OOK	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	DPIM	$\frac{2^m + 1}{2^m + 3}$	$\frac{2}{2^m + 3}$	0
PPM	$\frac{2^m - 1}{2^m}$	$\frac{1}{2^m}$	0	DHPIM	$\frac{2^m + \alpha + 2}{2^m + 4\alpha + 2}$	$\frac{3\alpha}{2^m + 4\alpha + 2}$	0
DPPM	$\frac{2^m - 1}{2^m + 1}$	$\frac{2}{2^m + 1}$	0	DPPIM	$\frac{2^{m+1} + \alpha - 4}{2^{m+1} + 4\alpha}$	$\frac{3\alpha + 4}{2^{m+1} + 4\alpha}$	0
MPPM	$\frac{n-p}{n}$	$\frac{p}{n}$	0	DAPIM	$\frac{2^{m-1} + 1}{2^{m-1} + 3}$	$\frac{1}{2^{m-1} + 3}$	$\frac{1}{2^{m-1} + 3}$
DDPPM	$\frac{2^{m+1} - 4 + \alpha}{2^{m+1} - 4 + 4\alpha}$	$\frac{3\alpha}{2^{m+1} - 4 + 4\alpha}$	0	FDPIM	$\frac{2^m + 1}{2^m + 4}$	$\frac{3}{2^m + 4}$	0
Dual Amplitude PPM	$\frac{2^{m-1} - 1}{2^{m-1}}$	$\frac{1}{2^m}$	$\frac{1}{2^m}$	FDAPIM	$\frac{2^m + 1}{2^m + 3}$	$\frac{1}{2^m + 3}$	$\frac{1}{2^m + 3}$
Differential Amplitude PPM	$\frac{L-1}{L+1}$	$\frac{1}{L+1}$	$\frac{1}{L+1}$	PWM	$\frac{2^m - 1}{2^{m+1}}$	$\frac{2^m + 1}{2^{m+1}}$	0
SPPM	$\frac{2^m - 1}{2^m + 2}$	$\frac{3}{2^m + 2}$	0	PPWM	$\frac{2^{m+1} - 2^{m-r} - 1}{2^{m+1}}$	$\frac{2^{m-r} + 1}{2^{m+1}}$	0
SDPPM	$\frac{n-2}{n}$	$\frac{2}{n}$	0	DPPWM	$\frac{2^m - 1}{2^{m-r} + 2^m}$	$\frac{2^{m-r} + 1}{2^{m-r} + 2^m}$	0
OPPM	$\frac{p-1}{p}$	$\frac{1}{p}$	0				

令 m 分别等于 3、5、7、9, 代入表 1, 可得各调制方式的脉宽参数, 将它们代入 (22) 式, 可得各调制方式在高斯信道中的误时隙率, 数值仿真如图 6 所示。

4.2 湍流信道

高斯噪声是加性的, 而湍流噪声是乘性的, 湍流信道中同时存在湍流噪声和高斯噪声。湍流信道对应的匹配滤波器输入为

$$s(t) = \begin{cases} n_0(t), & x(t) = 0 \\ \sqrt{A_r h} + n_0(t), & x(t) = 1, \\ \sqrt{\beta A_r h} + n_0(t), & x(t) = \beta \end{cases} \quad (28)$$

式中: h 为幅度为 A 的脉冲所对应的接收端光强; 光功率 $P_r = A_r h$, A_r 为接收天线的面积。由 (10) 式可得湍流信道中的采样结果为

$$y(T_b) = \begin{cases} n(T_b), & x(t) = 0 \\ E_{pr} + n(T_b), & x(t) = 1, \\ \beta E_{pr} + n(T_b), & x(t) = \beta \end{cases} \quad (29)$$

式中:接收端脉冲时隙的信号能量 $E_{pr} = A_r h T_b$ 。用 $A_r h T_b$ 替换(26)式中的 E_p ,得

$$P_{se} = (P_1 + P_2) + \frac{p_0}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{2\sigma^2 \ln(P_0/P_1) + (A_r h T_b)^2}{2\sqrt{2\sigma^2 (A_r h T_b)^2}} \right] - \frac{p_1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{2\sigma^2 \ln(P_0/P_1) - (A_r h T_b)^2}{2\sqrt{2\sigma^2 (A_r h T_b)^2}} \right] + \frac{p_1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{2\sigma^2 \ln(P_0/P_1) + (A_r h T_b)^2}{2\sqrt{2\sigma^2 (A_r h T_b)^2}} \right] - \frac{p_2}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{2\sigma^2 \ln(P_0/P_1) - (A_r h T_b)^2}{2\sqrt{2\sigma^2 (A_r h T_b)^2}} \right] \quad (30)$$

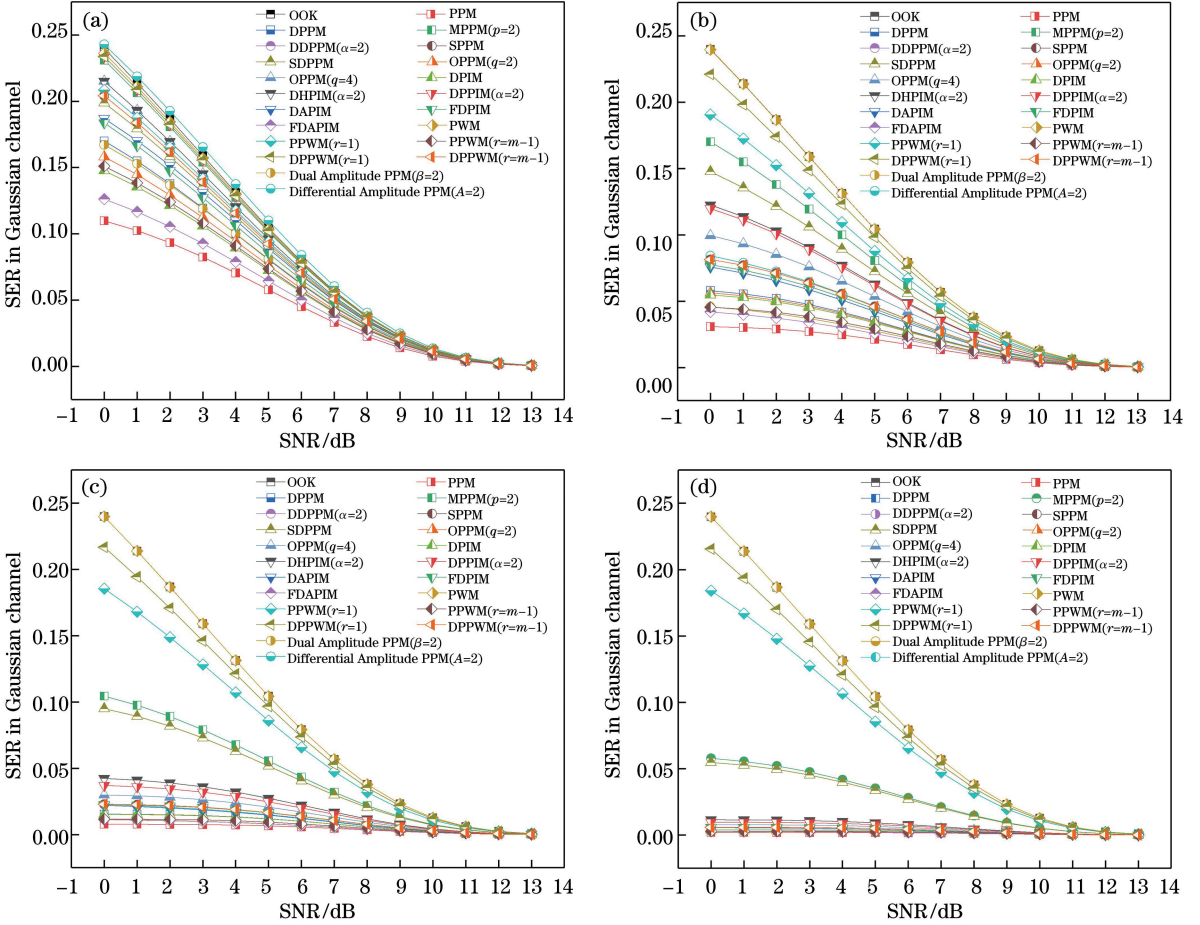


图6 高斯信道中不同调制方式的误时隙率。(a) $m=3$; (b) $m=5$; (c) $m=7$; (d) $m=9$

Fig. 6 SER of different modulation schemes in Gaussian channel. (a) $m=3$; (b) $m=5$; (c) $m=7$; (d) $m=9$

将具有高增益和高响应速度的雪崩光电二极管 (APD) 作为光电探测器,其输出电流为 $I = \eta P_r$,则平均电信号功率为

$$P = I^2 R = (\eta A_r h)^2 R, \quad (31)$$

式中: η 为 APD 的光电转换效率; R 为等效电阻。

那么 E_{pr} 对应的电信号能量为

$$E_p = P T_b = (\eta A_r h)^2 R T_b. \quad (32)$$

用 $\mu = \frac{E_p^2}{2\sigma^2}$ 表示信噪比,令 $A_r = 1, \eta^2 A_r^2 R = 1$,

得归一化后的电信噪比为

$$\mu_0 = \frac{h^4 T_b^2}{2\sigma^2}. \quad (33)$$

用(33)式替换掉(30)式中的 σ^2 ,得到 P_{se} 关于 h 的表达式为

$$P_{se} = (P_1 + P_2) + \frac{p_0}{2} \operatorname{erfc} \left[\ln(P_0/P_1) \frac{h}{2\sqrt{\mu_0}} + \frac{\sqrt{\mu_0}}{2h} \right] - \frac{p_1}{2} \operatorname{erfc} \left[\ln(P_0/P_1) \frac{h}{2\sqrt{\mu_0}} - \frac{\sqrt{\mu_0}}{2h} \right] + \frac{p_1}{2} \operatorname{erfc} \left[\ln(P_1/P_2) \frac{h}{2\sqrt{\mu_0}} + \frac{\sqrt{\mu_0}}{2h} \right] - \frac{p_2}{2} \operatorname{erfc} \left[\ln(P_1/P_2) \frac{h}{2\sqrt{\mu_0}} - \frac{\sqrt{\mu_0}}{2h} \right] \quad (34)$$

由于湍流信道中的光强 h 是时变的,因此(34)式所得 P_{se} 为瞬时值,并不能反映差错性能的整体情况。因此使用平均误时隙率 $\langle P_{se} \rangle$ 来描述湍流信道中各调制方式的整体差错性能,其表达式^[32]为

$$\langle P_{se} \rangle = \int_0^{+\infty} P_{se} f(h) dh, \quad (35)$$

式中: $f(h)$ 为湍流信道中光强 h 的概率密度函数。一般而言,其在弱湍流中为对数正态分布,中强湍流中为 Gamma-Gamma 分布^[32]。

4.2.1 弱湍流信道

弱湍流中光强 h 的概率密度函数^[33]为

$$f(h) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}h\sigma'} \exp\left[-\frac{(\ln h + \sigma'^2/2)^2}{2\sigma'^2}\right], \quad (36)$$

式中: σ'^2 为对数起伏方差,取决于信道特征。其平面波的表达式^[21]为

$$\sigma'^2 = \exp\left[\frac{0.49\delta^2}{(1 + 0.18d^2 + 0.56\delta^{12/5})^{7/6}} + \frac{0.51\delta^2}{(1 + 0.9d^2 + 0.62d^2\delta^{12/5})^{5/6}}\right] - 1, \quad (37)$$

式中: $d = \sqrt{k_w D^2 / 4L_c}$, 光波数 $k_w = 2\pi/\lambda$, L_c 是信道长度, D 是接受孔的直径; Rytov 方差 $\delta^2 = 1.23C_n^2 k_w^{7/6} L_c^{11/6}$, C_n^2 是表示湍流强弱的大气湍流折射率结构常数。将(36)式代入(35)式,得弱湍流信道中 $\langle P_{se} \rangle$ 的表达式为

$$\langle P_{se} \rangle = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma'} \int_0^{+\infty} P_{se} \times \frac{1}{h} \exp\left[-\frac{(\ln h + \sigma'^2/2)^2}{2\sigma'^2}\right] dh. \quad (38)$$

取 $C_n^2 = 1.7 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$, $\lambda = 1550 \text{ nm}$, $D = 10 \text{ cm}$, $L_c = 1000 \text{ m}$, $m = 3, 5, 7, 9$, 代入(38)式中,得 m 取不同值时各调制方式在弱湍流信道中的 $\langle P_{se} \rangle$, 结果如图 7 所示。

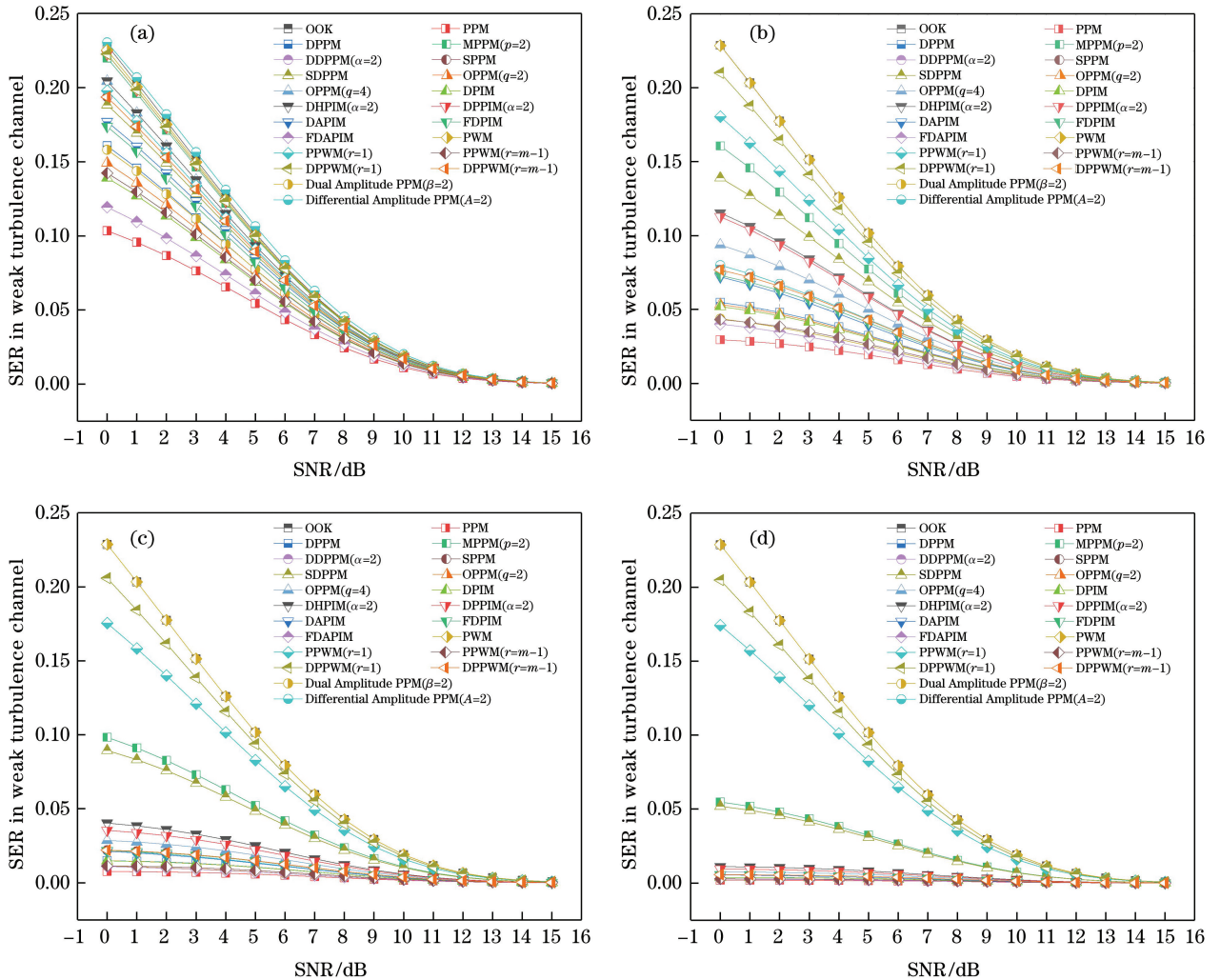


图 7 弱湍流信道中不同调制方式的误时隙率。(a) $m=3$; (b) $m=5$; (c) $m=7$; (d) $m=9$

Fig. 7 SER of different modulation schemes in weak turbulence channel. (a) $m=3$; (b) $m=5$; (c) $m=7$; (d) $m=9$

4.2.2 中强湍流信道

中强湍流中的光强服从 Gamma-Gamma 分布, 其概率密度函数^[21]为

$$f(h) = \frac{2(ab)^{(a+b)/2}}{\Gamma(a)\Gamma(b)} h^{\frac{(a+b)}{2}-1} \times K_{(a-b)}(2\sqrt{abh}), \quad (39)$$

式中: $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 分布; $K_x(\cdot)$ 为阶数为 x 的第二类修正贝塞尔函数; a 和 b 分别为散射环境中小尺度湍流参数和大尺度湍流参数, 表达式^[21]为

$$a = \left\{ \exp \left[\frac{0.49\delta'^2}{(1 + 1.11\delta'^{12/5})^{7/6}} \right] - 1 \right\}^{-1}, \quad (40)$$

$$b = \left\{ \exp \left[\frac{0.51\delta'^2}{1 + 0.69\delta'^{12/5}} \right] - 1 \right\}^{-1}, \quad (41)$$

式中: Rytov 方差 $\delta'^2 = 0.5C_n^2 k_w^{7/6} L_c^{11/6}$ 。将(39)式代入(35)式, 得中强湍流信道中 $\langle P_{sc} \rangle$ 的表达式为

$$\langle P_{sc} \rangle = \frac{2(ab)^{(a+\beta)/2}}{\Gamma(a)\Gamma(b)} \int_0^{+\infty} P_{sc} \otimes h^{\frac{(a+b)}{2}-1} K_{(a-b)}(\sqrt{abh}) dh. \quad (42)$$

此时较弱湍流信道, 湍流强度有所增加, 取 $C_n^2 = 4.7 \times 10^{-13}$, 其他参数取值与弱湍流信道相同。由(42)式可得各调制方式在中强湍流信道中的 $\langle P_{sc} \rangle$, 结果如图 8 所示。

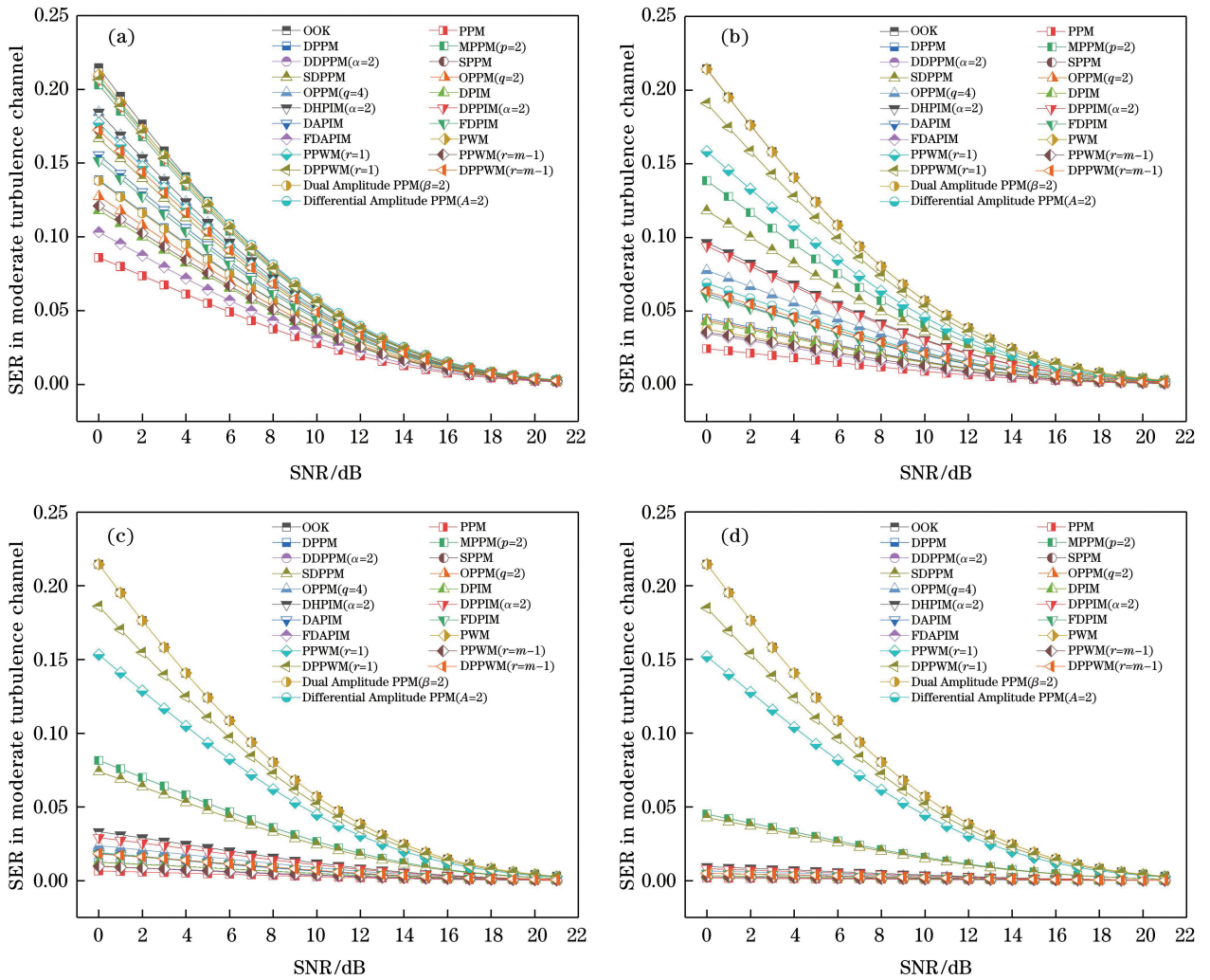


图 8 中强湍流信道中不同调制方式的误时隙率。(a) $m=3$; (b) $m=5$; (c) $m=7$; (d) $m=9$

Fig. 8 SER of different modulation schemes in moderate turbulence channel. (a) $m=3$; (b) $m=5$; (c) $m=7$; (d) $m=9$

4.3 仿真结果分析

由图 6~8 可知: 各调制方式的平均误时隙率 $\langle P_{sc} \rangle$ 都随 SNR (R_{SN}) 增加而降低, 且当信噪比增大到一定值时趋于一致; 但 $\langle P_{sc} \rangle$ 趋于一致时对 SNR 的要求随湍流强度的增大而提高, 高斯信道中

$R_{SN} \geq 12$ dB, 弱湍流信道中 $R_{SN} \geq 14$ dB, 中强湍流信道中 $R_{SN} \geq 20$ dB。随着 m 逐渐增大, 各调制方式在三种信道中的 $\langle P_{sc} \rangle$ 都出现分层现象: OOK、PWM、PPWM ($r=1$)、DPPWM ($r=1$) 4 种调制方式的 $\langle P_{sc} \rangle$ 高于其他调制方式, 属于第一层, 且 OOK

的 $\langle P_{se} \rangle$ 大于 PWM 的 $\langle P_{se} \rangle$ 大于 DPPPWM($r=1$)的 $\langle P_{se} \rangle$ 大于 PPWM($r=1$)的 $\langle P_{se} \rangle$;MPPM($p=2$)和 SDPPM 属于第二层,且 MPPM($p=2$)的 $\langle P_{se} \rangle$ 大于 SDPPM 的 $\langle P_{se} \rangle$;其余调制方式的平均误时隙率整体较低且数值接近,属于第三层。 $m > 3$ 时,OOK 是三种信道中 $\langle P_{se} \rangle$ 最大的调制方式,PWM 紧随其后; $m=3$ 时,差分幅度 PPM 是高斯信道和弱湍流信道中 $\langle P_{se} \rangle$ 最大的调制方式。不论 m 取何值,PPM 始终是三种信道中 $\langle P_{se} \rangle$ 最小的调制方式。SNR 较小时,OOK 是中强湍流信道中 $\langle P_{se} \rangle$ 最大的调制方式;SNR 较大时,差分幅度 PPM 是中强湍流信道中 $\langle P_{se} \rangle$ 最大的调制方式。同时可以看出,PPWM 和 DPPWM 的误时隙率随调制参数 r 的增加而降低。

5 结 论

针对适用于 IM/DD 大气激光通信的 19 种典型调制方式,分析了符号结构,推导了其在高斯信道、弱湍流信道、中强湍流信道中的平均误时隙率表达式,并进行了数值仿真。这实现了统一尺度下对多种典型调制方式在不同信道中的差错性能比较。结果表明:随着调制阶数的增加,各调制方式差错性能出现分层现象;当平均误时隙率趋于一致时,随着湍流强度的增加,各调制方式对信噪比的要求也增加;差分幅度 PPM 在 m 较小时,误时隙率很高,但随着 m 的增大快速降低。OOK 和 PWM 的误时隙率整体较高,PPM 的误时隙率始终最低。误时隙率是评价大气激光通信系统性能的重要指标,本文分析方法同样适用于文献[34-38]提出的一些新型通信方式。研究结果对分析设计自由空间光通信系统具有一定参考价值。

参 考 文 献

- [1] Ke X Z, Xi X L. Overview of wireless laser communications[M]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 2004: 25-50.
柯希政, 席晓莉. 无线激光通信概论[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004: 25-50.
- [2] Kahn J M, Barry J R. Wireless infrared communications[J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
- [3] Pierce J. Optical channels: practical limits with photon counting[J]. IEEE Transactions on Communications, 1978, 26(12): 1819-1821.
- [4] 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.

- [5] 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.
- [6] Cheng G, Wang H X, Sun X M, et al. A new modulation scheme of optical wireless communications [J]. Chinese Journal of Lasers, 2008, 35(12): 1914-1918.
程刚, 王红星, 孙晓明, 等. 一种新型的无线光通信调制方法[J]. 中国激光, 2008, 35(12): 1914-1918.
- [7] Zhang T Y, Wang H X, Zhu Y B, et al. Dual-amplitude pulse position modulation for optical wireless communication[J]. Laser Journal, 2007(6): 71-73.
张铁英, 王红星, 朱银兵, 等. 无线光通信双幅度脉冲位置调制[J]. 激光杂志, 2007(6): 71-73.
- [8] Sethakaset U, Gulliver T A. Differential amplitude pulse-position modulation for indoor wireless optical channels [C]//IEEE Global Telecommunications Conference, November 29 - December 3, 2004, Dallas, TX, USA. New York: IEEE Press, 2004: 1867-1871.
- [9] Sui M H, Zhou Z G. The modified PPM modulation for underwater wireless optical communication [C]//2009 International Conference on Communication Software and Networks, February 27-28, 2009, Macau, China. New York: IEEE Press, 2009: 173-177.
- [10] Xu Z Y, Shen L F, Wang J Y, et al. Study on separated double pulse position modulation and its performance[J]. Journal on Communications, 2009, 30(11): 113-119.
徐智勇, 沈连丰, 汪井源, 等. 分离双脉冲位置调制及其性能研究[J]. 通信学报, 2009, 30(11): 113-119.
- [11] Lee G, Schroeder G. Optical pulse position modulation with multiple positions per pulsewidth [J]. IEEE Transactions on Communications, 1977, 25(3): 360-364.
- [12] Kaluarachi E D, Ghassemlooy Z, Wilson B. Digital pulse interval modulation for optical free space communication links[J]. IEEE Electrical Engineers, 1996: 996-1000.
- [13] Aldibbiat N, Ghassemlooy Z, Saatchi R.

- Pulseinterval modulation-dual header (PIM-DH) [C]//2nd International Conference on Information, Communications and Signal processing (ICICS'99), December 7-10, 1999, Singapore. New York: IEEE Press, 1999: 7-10.
- [14] Cheng G, Wang H X, Sun X M, et al. Dual pulse-interval modulation for optical wireless communications [J]. Chinese Journal of Lasers, 2010, 37(7): 1750-1755.
程刚, 王红星, 孙晓明, 等. 无线光通信双脉冲间隔调制方法[J]. 中国激光, 2010, 37(7): 1750-1755.
- [15] Zhang K, Zhang H T, Gong M L, et al. Performance of dual-amplitude pulse interval modulation for wireless infrared communications[J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2003, 22(6): 411-414.
张凯, 张海涛, 巩马理, 等. 红外双幅度脉冲间隔调制通信系统性能分析[J]. 红外与毫米波学报, 2003, 22(6): 411-414.
- [16] Zhang T Y, Wang H X, Cheng G, et al. A novel fixed length digital pulse interval modulation for optical wireless communications[J]. Chinese Journal of Lasers, 2007, 34(12): 1655-1659.
张铁英, 王红星, 程刚, 等. 无线光通信中的定长数字脉冲间隔调制[J]. 中国激光, 2007, 34(12): 1655-1659.
- [17] Huang A P, Fan Y Y, Li W, et al. Fixedlength dual-amplitude pulse interval modulation for optical wireless communications [J]. Chinese Journal of Lasers, 2009, 36(3): 602-606.
黄爱萍, 樊养余, 李伟, 等. 无线光通信中的定长双幅度脉冲间隔调制[J]. 中国激光, 2009, 36(3): 602-606.
- [18] Fan Y Y, Bai B, Huang A P, 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. 无线光通信中的脉冲位置宽度调制技术[J]. 中国激光, 2008, 35(12): 1883-1887.
- [19] Huang A P, Fan Y Y, Bai B, et al. Differential-pulse-position-width modulation for optical communication[J]. Computer Simulation, 2009, 26(12): 103-106.
黄爱萍, 樊养余, 白勃, 等. 光通信中一种有效的差分脉冲位置宽度调制[J]. 计算机仿真, 2009, 26(12): 103-106.
- [20] Li F, Wu Y, Hou Z H. Analysis and experimental research on bit error rate for free-space optical communication systems through turbulent atmosphere[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(6): 0606002.
李菲, 吴毅, 侯再红. 湍流大气光通信系统误码率分析与实验研究[J]. 光学学报, 2012, 32(6): 0606002.
- [21] Chen M, Ke X Z. Effect of atmospheric turbulence on the performance of laser communication system [J]. Infrared and Laser Engineering, 2016, 45(8): 0822009.
陈牧, 柯熙政. 大气湍流对激光通信系统性能的影响研究[J]. 红外与激光工程, 2016, 45(8): 0822009.
- [22] Han L Q, Wang Q, Shida K. Outage probability of free space optical communication over atmospheric turbulence [J]. Infrared and Laser Engineering, 2010, 39(4): 660-663.
韩立强, 王祁, 信太克归. 大气湍流下自由空间光通信中断概率分析[J]. 红外与激光工程, 2010, 39(4): 660-663.
- [23] Ding D Q, Ke X Z. Design of PPM for laser communication in atmosphere [J]. Optical Communication Technology, 2005, 29(1): 50-52.
丁德强, 柯熙政. 大气激光通信 PPM 调制解调系统设计及仿真研究[J]. 光通信技术, 2005, 29(1): 50-52.
- [24] Tu Y Y. Research and design of atmospheric laser communication with pulse position modulation [D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2018.
涂焱阳. 大气激光通信 PPM 调制解调系统研究与设计[D]. 北京: 中国科学院大学, 2018.
- [25] Ke X Z, Chen J N. Performance comparison of various pulse position modulation in wireless laser communication[J]. Laser Technology, 2012, 36(1): 67-76.
柯熙政, 陈锦妮. 无线激光通信类脉冲位置调制性能比较[J]. 激光技术, 2012, 36(1): 67-76.
- [26] Xu Q, Zhou C, Peng J H, et al. Performance research of modulation schemes for indoor wireless optical communication[J]. Chinese Journal of Quantum Electronics, 2012, 29(5): 622-628.
徐荃, 周春, 彭金花, 等. 室内无线光通信调制方式的性能研究[J]. 量子电子学报, 2012, 29(5): 622-628.
- [27] Zhao L. Research of DPPM for laser communication in atmosphere [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2006.

- 赵黎. 大气激光通信 DPPM 调制解调技术研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2006.
- [28] Sun C M. Simulation and research of DAPPM system for laser communication in atmosphere [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2011.
孙长梅. 大气激光通信 DAPPM 调制解调系统仿真研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2011.
- [29] Jia C. Research on DHPIM modulation and demodulation for atmospheric laser communication [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2011.
贾超. 大气激光通信 DHPIM 调制解调技术研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2011.
- [30] Liu M P. Performances analysis of PPMS' in wireless optical communication[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2013.
柳美平. 无线光通信中类脉冲位置调制性能分析[D]. 西安: 西安理工大学, 2013.
- [31] Liu H Z, Liao R B, Sun J F, 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.
- [32] Wang H X, Xu J W, Sun X M, 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.
- [33] Majumdar A K. Free-space laser communication performance in the atmospheric channel[J]. Journal of Optical and Fiber Communications Reports, 2005, 2(4): 345-396.
- [34] Qin L, Ke X Z. A study of mapping scheme for dual-pulse MPPM [J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2007, 23(3): 269-272.
秦岭, 柯熙政. 一种二脉冲的 MPPM 编码映射方法研究[J]. 西安理工大学学报, 2007, 23(3): 269-272.
- [35] Sun J, Huang P M, Yao Z S. Diversity reception technology in coherent optical communication over Gamma-Gamma atmospheric turbulence channel[J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(7): 0706002.
孙晶, 黄普明, 幺周石. Gamma-Gamma 大气湍流下相干光通信分集接收技术研究[J]. 光学学报, 2018, 38(7): 0706002.
- [36] Li X Y, Zhang P, Tong S F. Bit error rate performance for modulating retro-reflector free space optical communication system based on adaptive threshold under atmospheric turbulence[J]. Chinese Journal of Lasers, 2018, 45(6): 0606001.
李晓燕, 张鹏, 佟首峰. 大气湍流影响下基于自适应判决门限的逆向调制自由空间光通信系统误码率性能分析[J]. 中国激光, 2018, 45(6): 0606001.
- [37] Zhang Y, Wang H Q, Cao M H, et al. Bit error rate of atmospheric optical multiple input multiple output system with pulse position modulation under influence of combined effect [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2019, 56(9): 090602.
张悦, 王惠琴, 曹明华, 等. 联合效应影响下脉冲位置调制的大气光多输入多输出系统的误码率[J]. 激光与光电子学进展, 2019, 56(9): 090602.
- [38] Wang H Q, Li Y T, Cao M H, et al. Layered optical spatial modulation in turbulent channels [J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(7): 0706001.
王惠琴, 李亚婷, 曹明华, 等. 湍流信道中的分层光空间调制[J]. 光学学报, 2019, 39(7): 0706001.