

# 卫星平台有限消光比脉冲位置调制系统性能分析

常亦迪, 刘智\*

长春理工大学电子信息工程学院, 吉林 长春 130022

**摘要** 针对星间激光通信系统受平台抖动影响的问题,研究了在瞄准误差影响下,具有有限消光比的多进制脉冲位置调制(M-ary PPM)系统的误码性能。通过分析发射机消光比、平台抖动和接收机噪声的影响,得到系统误比特率与信噪比关系式,并进行仿真分析。仿真结果表明:系统误比特率与归一化抖动标准差、PPM 的调制阶数、发射机消光比三个因素有关,且瞄准误差和发射机消光比对通信系统性能造成的影响互不相关。通过分析系统总功率损失,可知系统的误比特率并不随着调制阶数的增大而一直降低。因此,研究表明在商用发射机消光比为 20 dB 的情况下,采用 16-PPM 的调制方式是最优的选择。

**关键词** 光通信; 消光比; 脉冲位置调制; 平台抖动; 误比特率; 功率损失

中图分类号 TN929.13

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202040.1506002

## Performance Analysis of a Pulse Position Modulation System with a Finite Extinction Ratio Under Platform Jitter

Chang Yidi, Liu Zhi\*

*School of Electronics and Information Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun, Jilin 130022, China*

**Abstract** Platform jitter is an important source of bit error in an intersatellite laser communication system. In this study, we investigate the error performance of the M-ary pulse position modulation (M-ary PPM) system with a finite extinction ratio under the influence of sighting error. Further, we obtain the relation between the bit error rate of the system and the signal-to-noise ratio based on the effects of the transmitter's extinction ratio, platform jitter, and receiver noise. The simulation results show that the bit error rate is related to the normalized standard deviation with respect to platform jitter, the number of PPM orders, and the extinction ratio of the transmitter. Furthermore, the effects of pointing error on the performance of the communication system are independent of the extinction ratio of the transmitter. The system bit error rate does not necessarily decrease with the increasing number of modulation orders based on the analysis of the total power loss of the system. 16-PPM is the optimal choice in case of a commercial transmitter with an extinction ratio of 20 dB.

**Key words** optical communications; extinction ratio; pulse position modulation; platform jitter; bit error rate; power loss

**OCIS codes** 060.2605; 060.4080; 010.3310

## 1 引 言

近年来,星间激光通信由于其带宽高、功耗小、体积小、保密性强等优点在国际上受到了广泛关注。在星间激光通信系统的接收端,接收机常采用强度/直接检测(IM/DD)<sup>[1]</sup>和相干检测<sup>[2-4]</sup>两种信号检测方式。相比于相干检测,直接检测由于其结构简单,成本较低,得到了普遍应用。存在光学预放大的直

接检测系统中,常用的调制方式有关键控(OOK)调制<sup>[5]</sup>和脉冲位置调制(PPM)<sup>[6-7]</sup>两种。由于 PPM 可以显著提升系统的带宽效率和功率效率<sup>[8]</sup>,因此,多进制脉冲位置调制(M-ary PPM)的光学预放大直接检测系统是目前星间激光通信的研究热点。

作为基于 M-ary PPM 的光学预放大直接检测系统,导致通信系统性能降低的主要原因有发射机缺陷(消光比有限)、平台抖动<sup>[9]</sup>和接收机噪声三个

收稿日期: 2020-03-09; 修回日期: 2020-04-21; 录用日期: 2020-04-30

基金项目: 国家自然科学基金重大研究计划项目(91438204)

\* E-mail: liuzhi@cust.edu.cn

方面。目前,大多数的文献都是假设在无指向误差条件下,研究有限消光比对 M-ary PPM 系统性能的影响。例如文献[10]和文献[11],分别针对单极化和双极化系统,仿真分析了在无指向误差条件下,有限消光比对直接检测系统的影响。文献[12]中采用蒙特卡罗的方法模拟发射机有限消光比,并对无指向误差下 16-PPM 和 64-PPM 系统性能进行评估。还有一些研究则是考虑了指向误差对 M-ary PPM 直接检测系统性能的影响,而没有考虑发射机消光比的影响,例如文献[13]中在随机抖动情况下,对带有光学前置放大器的卫星激光通信系统进行了建模分析等。由于在发射机存在消光比的情况下,考虑瞄准误差后,系统误码率计算是两个因素(即消光比和瞄准误差)的积分过程,不能简单地分别积分后再进行相加运算。因此有必要去推导由消光比和瞄准误差的共同作用对系统误码率的影响。

本文将对基于 M-ary PPM 的光学预放大直接检测系统的误码率性能进行深入研究。首先,将通过分析平台指向误差、发射机有限消光比和接收机前置放大器自发辐射噪声对系统性能的综合影响,建立系统误比特率模型;然后,对无限消光比条件下误比特率的闭合表达式进行分析和推导,并对有限消光比条件下误比特率进行数值求解;最后,将通过仿真分析得出系统误比特率与符号数、归一化抖动

标准差和消光比之间的关系,指向误差和有限消光比对通信性能影响的相关性,以及商用发射机条件下的 M-ary PPM 系统最优条件下的符号数,为 M-ary PPM 的星间激光通信系统的总体方案设计和参数优化提供理论依据。

## 2 M-ary PPM 的光学预放大直接检测系统模型分析

图 1 所示为指向误差影响下,基于 M-ary PPM 的带有光学前置放大器(Pre-EDFA)的自由空间光直接检测(IM/DD)系统原理框图。其工作过程为:发射机发射的 M-ary PPM 信号经过光学前置放大器、极化滤波器、光学匹配滤波器后经平方律光电探测器检测输出信号。其中:光学前置放大器的作用是对接收到的光信号进行预放大,由于当光信噪比满足要求时,较大的输入功率可以压制接收机本身产生的噪声,提高接收灵敏度,因此本研究对噪声的分析忽略了探测器的热噪声和散弹噪声,只考虑放大器自发辐射噪声(ASE);图中线性极化滤波器作用是留下与 PPM 信号电场共极化的噪声分量,压制干扰信号<sup>[14]</sup>。在这里假设使用理想的 PPM 判定电路对光电探测器输出进行采样并恢复信号,因此对于采样时钟抖动带来的噪声问题我们暂不予考虑。

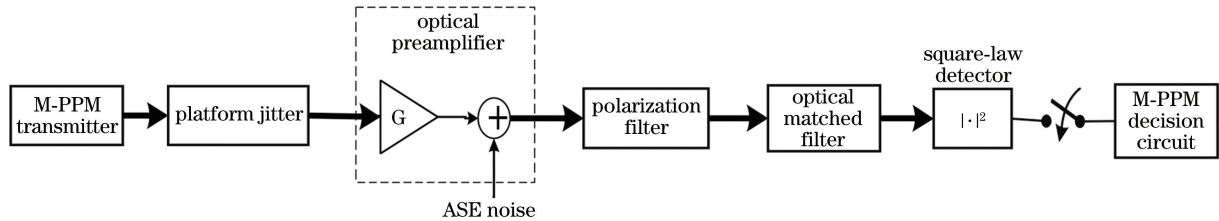


图 1 指向误差影响下,基于 M-ary PPM 的带有光学前置放大器的直接检测系统

Fig. 1 Direct detection system with optical preamplifier based on M-ary PPM under the influence of pointing error

根据文献[15],可知由于光学前置放大器的自发辐射,M-ary PPM 信号会受到平均值为 0 且功率谱密度为  $N = N_0(G - 1)$  的加性高斯白噪声的影响。其中, $N_0$  是放大器的单边功率谱密度等效输入噪声, $G$  是放大器功率增益。在文献中,通常写成  $N_0 = n_{sp} h \nu$ ,其中  $h$  是普朗克常数, $\nu$  是光信号频率, $n_{sp}$  是前置放大器的自发辐射因子,典型值是 2。

无极化滤波器时,匹配滤波器输出的电场可以表示为<sup>[11]</sup>

$$\mathbf{E}_{mf} = \{[A(t) + n_{x_1}(t)] \cos 2\pi\omega t - n_{x_2}(t) \sin 2\pi\omega t\} \hat{\mathbf{x}} + [n_{y_1}(t) \cos 2\pi\omega t - n_{y_2}(t) \sin 2\pi\omega t] \hat{\mathbf{y}}, \quad (1)$$

式中: $A(t)$  是光学匹配滤波器输出的有用信号; $t$  为信号传输时间; $n_{x_i}, n_{y_i}$  是噪声极化的同向和正交分量, $i \in \{1, 2\}$ 。由于使用极化滤波器,消除了放大器自发辐射噪声的正交分量,故存在极化滤波器时,匹配滤波器输出的电场可以表示为

$$\mathbf{E}_{mf} = \{[A(t) + n_{x_1}(t)] \cos 2\pi\omega t - n_{x_2}(t) \sin 2\pi\omega t\} \hat{\mathbf{x}}. \quad (2)$$

此时平方律检波器输出的光电流可以表示为

$$i_R \propto \|\mathbf{E}_{mf}\|^2 = [A(t) + n_{x_1}(t)]^2 + [n_{x_2}(t)]^2. \quad (3)$$

在光学匹配滤波器的输出端,每个 PPM 时隙的能量  $E_{ts}$  与噪声单边功率谱密度  $N_o$  之比<sup>[16]</sup>为

$$E_{ts}/N_o = A_o^2/2\sigma_n^2, \quad (4)$$

式中: $A_o$  是非空时隙中光信号的电场强度; $\sigma_n^2$  为噪声方差。由于在 M-ary PPM 中,只有其中一个时隙携带有用的信号能量,其余  $M-1$  个时隙都不携带有用的信号能量。因此每个 PPM 符号的能量  $E_s$  与噪声单边功率谱密度  $N_o$  之比为

$$E_s/N_o = [1 + (M-1)\rho^2]A_o^2/2\sigma_n^2, \quad (5)$$

式中: $M$  为调制阶数; $\rho A_o$  表示空时隙的残余信号幅度。

在多进制调制中,每比特信号能量  $E_b$  与  $E_s$  的关系为  $E_b = E_s/\ln M$ ,将其代入(2)式可以定义每比特信号的信噪比为

$$\gamma = E_b/N_o = \frac{A_o^2[1 + (M-1)\rho^2]}{2\sigma_n^2 \ln M}. \quad (6)$$

### 3 指向误差模型

星间激光通信中,由于发射端星载卫星平台振动引起的瞄准误差会导致接收端光强随机波动,故当瞄准误差分布服从瑞利分布时,瞬时信道状态  $h_p$  的概率密度函数<sup>[17]</sup>可表示为

$$f_{h_p}(h_p) = \frac{s^2}{C_o^2} h_p^{s^2-1}, \quad 0 \leq h_p \leq C_o, \quad (7)$$

式中: $s = \frac{\omega_{zeq}}{2\sigma_s}$  表示接收端等效波束半径与瞄准误差偏移量抖动标准差的比值, $\sigma_s^2$  为接收端瞄准误差偏移量抖动方差, $\omega_{zcp}^2 = \omega_z^2 \sqrt{\pi} \operatorname{erf}(v) / [2v \exp(-v^2)]$ ;

$C_o = [\operatorname{erf}(v)]^2$ ,  $v = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left( \frac{D}{\omega_z} \right)$ ; 因此  $s =$

$$\sqrt{\frac{\left(\frac{\omega_z}{D}\right)^2 \sqrt{\pi} \operatorname{erf}(v)}{8\left(\frac{\sigma_s}{D}\right)^2 v \exp(-v^2)}}, \text{ 其中, } D \text{ 为接收孔径半径, } \omega_z$$

为传输距离  $z$  处的波束宽度。

在光接收机中,符号错误概率也可以用每个 PPM 时隙到达的光子数  $K_s$  表示,且  $K_s$  与  $\gamma$  满足<sup>[10]</sup>:

$$K_s = \gamma n_{sp}. \quad (8)$$

假设每个 PPM 时隙到达的光子数  $K_s$  是一个随机变量,且其满足  $h_p = \frac{K_s}{\bar{K}_s} = \frac{\gamma n_{sp}}{\bar{\gamma} n_{sp}} = \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}$ ,其中  $\bar{K}_s = E\{K_s\}$  为每 PPM 时隙到达的平均光子数, $\bar{\gamma} =$

$E\{\gamma\}$  表示每比特信号的平均信噪比。根据变量替换的原理<sup>[18]</sup>,可以得到每个 PPM 时隙到达的光子数  $K_s$  的概率密度函数为

$$f(K_s) = f_{h_p}[h_p(K_s)] | h'_p(K_s) | = \frac{1}{\bar{K}_s} f\left(\frac{K_s}{\bar{K}_s}\right), \quad 0 \leq \frac{K_s}{\bar{K}_s} \leq C_o, \quad (9)$$

式中: $h_p(K_s)$  表示以  $K_s$  为变量的  $h_p$  函数; $h'_p(K_s)$  表示  $h_p$  对  $K_s$  求导。

因此指向误差影响下  $\gamma$  的概率密度函数可以表示为

$$f(\gamma) = \frac{s^2}{(C_o \bar{\gamma})^2} \gamma^{s^2-1}, \quad 0 \leq \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \leq C_o. \quad (10)$$

### 4 M-ary PPM 系统误比特率分析

对于 M-ary PPM 系统,根据文献[16],可知 M-ary PPM 信号正确检测的概率为

$$P_c = P(0 \leq x < \infty, x > n_1, \dots, x > n_{M-1}), \quad (11)$$

式中: $x$  是携带信号能量的时隙的采样值; $n_1, \dots, n_{M-1}$  是  $M-1$  个空闲时隙的噪声电平采样值,每个时隙之间都是相互独立的。考虑指向误差的影响,将理想状态情况下的误比特率概率看作为有条件的误比特率,由此可得

$$P_{cl\gamma} = P(0 \leq x < \infty)P(x > n_1) \dots P(x > n_{M-1}) = \int_0^\infty f(x, A_o) \left[ \int_0^x f(y, \rho A_o) dy \right]^{M-1} dx, \quad (12)$$

式中: $A_o$  为强信号分量。由(12)式可知,M-ary PPM 系统的误符号率可以表示为  $P_{sl\gamma} = 1 - P_{cl\gamma}$ ,进而在指向误差下 M-ary PPM 的误比特率可以表示为

$$P_{bl\gamma} = \frac{M}{2(M-1)} (1 - P_{cl\gamma}), \quad (13)$$

因此指向误差影响下系统的误比特率可以表示为

$$P_b = \int_0^\infty P_{bl\gamma} f(\gamma) d\gamma. \quad (14)$$

#### 4.1 无限消光比系统误比特率分析

对于无限消光比情况下,在光学匹配滤波器的输出端,除了一个时隙外,其余时隙都为空闲时隙。根据(3)式,由于存在强信号分量  $A_o$  以及高斯噪声,此时光电流样本满足自由度为 2 的非中心卡方分布。为了计算方便,常用文献[19]的方法,取光电流样本的平方根  $x = \sqrt{i_R}$ 。此时,来自非空时隙光电流样本的平方根遵循莱斯分布,而来自空闲时隙的光电流样本的平方根遵循瑞利分布<sup>[20]</sup>,所以

$f_1(x, A_o)$  和  $f_0(y)$  的表达式为

$$f_1(x, A_o) = \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A_o^2}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{x A_o}{\sigma_n^2}\right), \quad x > 0, \quad (15)$$

$$f_0(y) = \frac{y}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right), \quad y > 0, \quad (16)$$

式中:  $I_0(\cdot)$  为第一类零阶修正贝塞尔函数,  $\sigma_n^2$  为噪声方差, 由于

$$F_0(x) = \int_0^x f_0(y) dy = \int_0^x \frac{y}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right) dy = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right), \quad x > 0, \quad (17)$$

根据二项式定理, 可得

$$F_0(x)^{M-1} = \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right)\right]^{M-1} = \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^k C_{M-1}^k \exp\left(-\frac{kx^2}{2\sigma_n^2}\right), \quad x > 0, \quad (18)$$

式中:  $C_{M-1}^k$  为二项式系数, 其等于  $\frac{(M-1)!}{k! [(M-1)-k]!}$ 。将(15)式和(18)式代入(12)式可得

$$P_{cl\gamma} = \int_0^\infty f_1(x, A_o) [F_0(x)]^{M-1} dx = \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^k C_{M-1}^k \int_0^\infty \exp\left(-\frac{kx^2}{2\sigma_n^2}\right) \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A_o^2}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{x A_o}{\sigma_n^2}\right) dx = \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^k C_{M-1}^k \exp\left[-\frac{k A_o^2}{2(k+1)\sigma_n^2}\right] \int_0^\infty \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left[-\frac{(k+1)x^2 + \frac{A_o^2}{k+1}}{2\sigma_n^2}\right] I_0\left(\frac{x A_o}{\sigma_n^2}\right) dx, \quad (19)$$

化简后可得到

$$P_{cl\gamma} = \sum_{k=0}^{M-1} \frac{(-1)^k}{k+1} C_{M-1}^k \exp\left[-\frac{k A_o^2}{2(k+1)\sigma_n^2}\right], \quad (20)$$

将(6)式代入(20)式可得

$$P_{cl\gamma} = \sum_{k=0}^{M-1} \frac{(-1)^k}{k+1} C_{M-1}^k \exp\left[-\frac{k \text{lb } ME_b}{(k+1)N_o}\right], \quad (21)$$

根据(13)式,  $P_{b|\gamma}$  可以表示为

$$P_{b|\gamma} = \frac{M}{2(M-1)} \left\{ 1 - \sum_{k=0}^{M-1} \frac{(-1)^k}{k+1} C_{M-1}^k \exp\left[-\frac{k \text{lb } ME_b}{(k+1)N_o}\right] \right\} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(-1)^{k+1}}{k+1} C_{M-1}^k \exp(-a\gamma), \quad (22)$$

式中:  $a = \frac{k \text{lb } M}{k+1}$ ,  $\gamma = E_b/N_o$ , 进一步可得指向误差影响下系统的误比特率  $P_b$  为

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(-1)^{k+1}}{k+1} C_{M-1}^k \int_0^\infty \exp(-a\gamma) \frac{1}{\gamma} \frac{s^2}{C_o s^2} \left(\frac{\gamma}{\gamma}\right)^{s^2-1} d\gamma = \frac{M}{2(M-1)} \frac{1}{\bar{\gamma} s^2} \frac{s^2}{C_o s^2} \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(-1)^{k+1}}{k+1} C_{M-1}^k \int_0^{C_o \bar{\gamma}} \exp(-a\gamma) (\gamma)^{s^2-1} d\gamma, \quad 0 < \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} < C_o. \quad (23)$$

化简可得无限消光比系统  $P_b$  的闭合表达式为

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} \frac{1}{\bar{\gamma} s^2} \frac{s^2}{C_o s^2} \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(-1)^{k+1}}{k+1} C_{M-1}^k \{a^{-s^2} [\Gamma(s^2) - \Gamma(s^2, a C_o \bar{\gamma})]\}, \quad \text{Re}[s^2] > 0, \quad (24)$$

式中:  $\Gamma(\cdot)$  表示 Gamma 函数;  $\Gamma(\cdot, \cdot, \cdot)$  表示上不完全 Gamma 函数;  $\text{Re}[\cdot]$  表示取实部。

#### 4.2 有限消光比系统误比特率分析

对于发射机消光比有限的系统, 所有时隙获取的光电流样本的平方根都遵循莱斯分布, 即满足

$$f_1(x, \mu) = \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{x^2 + \mu^2}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{x\mu}{\sigma_n^2}\right), \quad x > 0, \quad (25)$$

式中:  $\mu = A_o$  表示包含信号能量的 1 个时隙幅度,  $\mu = \rho A_o$  表示空时隙的残余信号幅度。在这里有消

光比参数  $r$  与  $\rho^2$  的关系为  $r=1/\rho^2$ 。因此有限消光比系统的 M-ary PPM 信号正确检测概率  $P_{cl\gamma}$  为

$$P_{cl\gamma} = \int_0^{\infty} f_1(x, A_o) [F_1(x, \rho A_o)]^{M-1} dx, \quad (26)$$

(26)式中莱斯分布的累积分布函数  $F_1(x, \rho A_o)$  可以用 Marcum Q 函数<sup>[21]</sup>表示,其关系式为

$$F_1(x, \rho A_o) = 1 - Q_1\left(\frac{\rho A_o}{\sigma_n}, \frac{x}{\sigma_n}\right), \quad (27)$$

式中:  $Q_1$  是一阶 Marcum Q 方程,其定义为

$$Q_1(\alpha, \beta) = \int_{\beta}^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + \alpha^2}{2}\right) I_0(\alpha x) dx, \quad (28)$$

将(26)式和(27)式代入(13)式可得

$$P_{b|\gamma} = \frac{M}{2(M-1)} \left\{ 1 - \int_0^{\infty} f(x, A_o) \left[ 1 - Q_1\left(\frac{\rho A_o}{\sigma_n}, \frac{x}{\sigma_n}\right) \right]^{M-1} dx \right\}, \quad (29)$$

将(29)式代入(14)式并化简,可得系统的误比特率为

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} \frac{s^2}{(C_o \bar{\gamma})^{s^2}} \int_0^{\infty} \gamma^{s^2-1} \left\{ 1 - \int_0^{\infty} f(x, A_o) \left[ 1 - Q_1\left(\frac{\rho A_o}{\sigma_n}, \frac{x}{\sigma_n}\right) \right]^{M-1} dx \right\} d\gamma = \frac{M}{2(M-1)} \left\{ 1 - \frac{s^2}{(C_o \bar{\gamma})^{s^2}} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \gamma^{s^2-1} f(x, A_o) \left[ 1 - Q_1\left(\frac{\rho A_o}{\sigma_n}, \frac{x}{\sigma_n}\right) \right]^{M-1} dx d\gamma \right\}, \quad 0 < \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} < C_o. \quad (30)$$

根据前文所述的关系式,由于(30)式无闭合解析解,因此需对(30)式进行数值积分近似计算。

## 5 误比特率特性数值分析

通过对有限/无限消光比条件的误比特率表达式分析,可知系统的误比特率与归一化抖动标准差  $\sigma_s/D$ 、归一化波束宽度  $\omega_z/D$ 、调制阶数  $M$ 、消光比  $r$  有关。由于归一化波束宽度  $\omega_z/D$  用于表征几何损耗对链路信号影响,对于链路距离一定的星间激光通信系统,其几何损耗变化相对稳定,因此在以下仿真中假设几何损耗为一定值,即假设归一化波束宽度  $\omega_z/D=10$ 。根据实际情况,将系统其他参数取值设置如下:符号大小取值  $M \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$ ,归一化抖动标准差取值  $\sigma_s/D \in \{1, 2, 3, 4\}$  对应由弱到强的平台抖动,消光比取值  $r \in \{\infty, 30 \text{ dB}, 20 \text{ dB}, 10 \text{ dB}\}$ 。

图 2 所示为在消光比  $r=20 \text{ dB}$ 、归一化波束宽度  $\omega_z/D=10$ 、调制阶数  $M=16$  下,归一化抖动标准差  $\sigma_s/D$  取值不同时,系统的误比特率  $P_b$  与每比特信号平均信噪比  $\bar{\gamma}$  的关系曲线。从图中可以看出,当系统的误比特率  $P_b$  为一定值时,随着归一化抖动标准差  $\sigma_s/D$  的增大  $\bar{\gamma}$  也增大。根据数值解,可知当系统的误比特率为  $P_b=3.8 \times 10^{-3}$  时,无抖动  $\sigma_s/D=0$ 、弱抖动  $\sigma_s/D=1$  和强抖动  $\sigma_s/D=4$  对应的  $\bar{\gamma}$  的数值解分别为 6.2 dB、23.4 dB 和 31.4 dB。综上可知,平台抖动对星间激光通信系统造成影响较为严重,且随着归一化抖动标准差的增

大,系统通信性能降低更为明显。

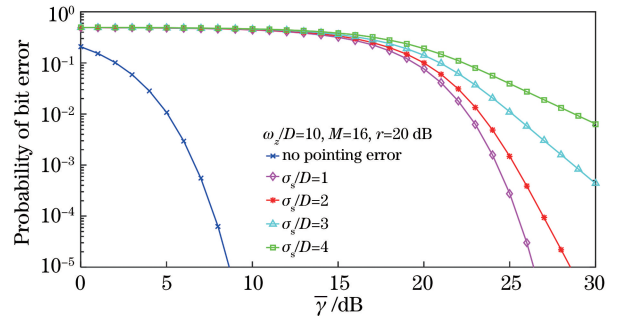


图 2 不同抖动程度下系统误比特率与平均信噪比变化规律  
Fig. 2 Variation of system bit error rate and average signal-to-noise ratio under different jitter levels

图 3 所示为在调制阶数  $M=16$ 、归一化波束宽度  $\omega_z/D=10$ 、归一化抖动标准差  $\sigma_s/D=3$  时,不同消光比  $r$  下系统的误比特率  $P_b$  与每比特信号平均信噪比  $\bar{\gamma}$  的关系。从图中可以看出,在不同的  $\bar{\gamma}$  下,系统的误比特率  $P_b$  随着消光比  $r$  的增大而降低。根据数值解,可知在  $P_b=3.8 \times 10^{-3}$  时,消光比  $r=\infty$  和  $r=10 \text{ dB}$  对应  $\bar{\gamma}$  的数值解分别为 25.8 dB 和 31.9 dB。这也就表明:提升发射端消光比可以改善系统的通信性能。但是相对于平台抖动的影响,发射端消光比的缺陷对星间激光通信系统造成的影响较小。

图 4 所示为在消光比  $r=\infty$ 、归一化波束宽度为  $\omega_z/D=10$ 、归一化抖动标准差为  $\sigma_s/D=3$  时,不同调制阶数  $M$  下,系统的误比特率  $P_b$  与每比特信号平均信噪比  $\bar{\gamma}$  的关系。从图 4 可以看出,当发射

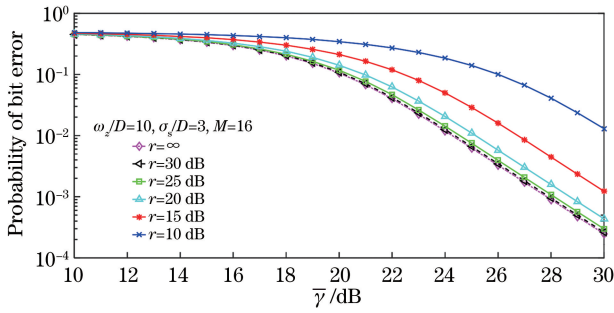


图 3 不同消光比下系统误比特率与平均信噪比变化规律

Fig. 3 Variation of system bit error rate and average signal-to-noise ratio under different extinction ratios

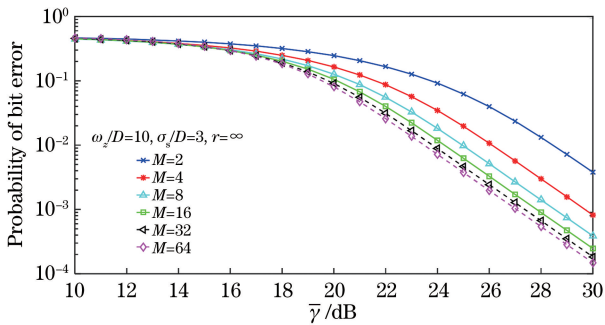


图 4 不同符号数下系统误比特率与平均信噪比变化规律  
( $r = \infty$ )

Fig. 4 Variations of bit error rate and average signal-to-noise ratio of the system under different symbol numbers ( $r = \infty$ )

机是理想状态时( $r = \infty$ ),在不同的 $\bar{\gamma}$ 条件下,系统的误比特率 $P_b$ 随着 $M$ 的增大而降低。而且根据图 4 还可以发现,在无穷消光比条件下,随着 $M$ 的增大,通信系统的误比特率降低幅度越来越小。例如,在 $\bar{\gamma} = 30$  dB 时, $M = 2$  和  $M = 4$  对应系统的误比特率分别为  $3.8 \times 10^{-3}$ ,  $8.2 \times 10^{-4}$ 。 $M = 32$  和  $M = 64$  对应系统误比特率分别为  $1.8 \times 10^{-4}$ ,  $1.5 \times 10^{-4}$ 。因此,一味地增加 M-ary PPM 的调制阶数  $M$  并不会大幅度提升通信系统的性能。

图 5 所示为在消光比  $r = 20$  dB、归一化波束宽度  $\omega_c/D = 10$ 、归一化抖动标准差  $\sigma_s/D = 3$  时,不同调制阶数  $M$  下,系统的误比特率  $P_b$  与每比特信号平均信噪比  $\bar{\gamma}$  的关系。根据图 5,可以发现当发射机为非理想状态时(例如  $r = 20$  dB),调制阶数取值  $M = 2, 4, 8, 16$  的情况下,对应系统的误比特率随着  $M$  的增大而降低。然而当调制阶数取值  $M = 32, 64$  时,对应系统的误比特率随着  $M$  的增大而升高。例如,在  $\bar{\gamma} = 30$  dB 时, $M = 8$  和  $M = 16$  对应系统的误比特率分别为  $5.5 \times 10^{-4}$ ,  $4.4 \times 10^{-4}$ ,此时系统的误比特率降低  $1.1 \times 10^{-4}$ 。 $M = 32$  和  $M = 64$  对应

系统的误比特率分别为  $4.7 \times 10^{-4}$ ,  $7.2 \times 10^{-4}$ ,此时系统误比特率升高  $2.5 \times 10^{-4}$ 。这也表明:M-ary PPM 的调制方式对考虑发射端消光比和平台振动共同影响的星间通信系统来说,增大系统的调制阶数  $M$  并不会一直降低系统的误比特率  $P_b$ 。图 4 和图 5 的差别在于消光比的不同,因此消光比和调制阶数  $M$  之间存在一定的关系。

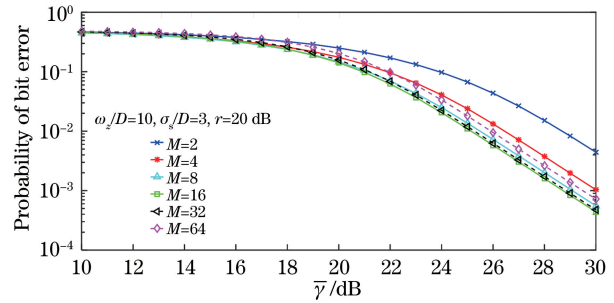


图 5 不同符号数下系统误比特率与平均信噪比变化规律  
( $r = 20$  dB)

Fig. 5 Variations of bit error rate and average signal-to-noise ratio of the system under different symbol numbers ( $r = 20$  dB)

综上所述,为了研究消光比与指向误差之间存在的关系并对图 5 现象进行分析。将有信道编码( $P_b = 3.8 \times 10^{-3}$ )时系统需要的 $\bar{\gamma}$ 值列于表 1。给出考虑指向误差和有限消光比综合影响时产生的功率损失  $\delta$ ,将其定义为给定归一化抖动标准差  $\sigma_s/D$  和消光比  $r$  的 $\bar{\gamma}$ 与理想发射机( $r = \infty$ )下 $\bar{\gamma}$ 之差,即

$$\delta\left(\frac{\sigma_s}{D}, r\right) = \bar{\gamma}\left(\frac{\sigma_s}{D}, r\right) - \bar{\gamma}(0, \infty). \quad (31)$$

表 1 所示为指向误差和有限消光比系统在有信道编码( $P_b = 3.8 \times 10^{-3}$ )时所需的 $\bar{\gamma}$ ,分析表 1 结果可得:在  $P_b = 3.8 \times 10^{-3}$  时,系统总功率损失近似等于由指向误差和有限消光比分别造成的功率损失总和,即  $\delta\left(\frac{\sigma_s}{D}, r\right) \approx \delta\left(\frac{\sigma_s}{D}, \infty\right) + \delta(0, r)$ 。如:表 1 中  $M = 16, \sigma_s/D = 3, r = 10$  dB 时,对应的总功率损失  $\delta\left(\frac{\sigma_s}{D}, r\right) = 26.7$  dB,有限消光比造成的功率损失为  $\delta(0, r) = 20.6$  dB,指向误差造成的功率损失为  $\delta\left(\frac{\sigma_s}{D}, \infty\right) = 6.4$  dB。由此说明指向误差和有限消光比对通信性能的影响互不相关。

图 6 所示为当  $P_b = 3.8 \times 10^{-3}$ ,归一化抖动标准差  $\sigma_s/D$  为一定值时,不同消光比  $r$  下,仅由消光比造成的功率损失  $\delta$ ,随调制阶数  $M$  的变化关系。

表 1 指向误差和有限消光比系统在  $P_b = 3.8 \times 10^{-3}$  时所需的  $\bar{\gamma}$

Table 1  $\bar{\gamma}$  required for systems with pointing error and finite extinction ratio at  $P_b = 3.8 \times 10^{-3}$

$M$	2				4				8			
$r$ /dB	Inf	30	20	10	Inf	30	20	10	Inf	30	20	10
$\frac{\sigma_s}{D}=0$	9.9	9.9	10.2	12.4	7.4	7.4	7.8	10.8	6.1	6.1	6.7	10.7
$\frac{\sigma_s}{D}=1$	27.1	27.1	27.4	30.4	24.6	24.6	25.0	28.0	23.3	23.4	23.9	27.9
$\bar{\gamma}$ $\frac{\sigma_s}{D}=2$	27.9	27.9	28.2	30.4	25.4	25.4	25.8	28.7	24.1	24.2	24.7	28.7
$\frac{\sigma_s}{D}=3$	30.0	30.0	30.3	32.3	27.6	27.6	28.0	30.8	26.5	26.5	27.0	30.9
$\frac{\sigma_s}{D}=4$	34.4	34.4	34.6	36.4	32.2	32.2	32.5	35.0	31.2	31.2	31.7	35.4

$M$	16				32				64			
$r$ /dB	inf	30	20	10	inf	30	20	10	inf	30	20	10
$\frac{\sigma_s}{D}=0$	5.2	5.3	6.2	11.6	4.6	4.8	6.2	13.2	4.2	4.5	6.7	15.3
$\frac{\sigma_s}{D}=1$	22.4	22.5	23.4	28.8	21.8	22.0	23.4	30.4	21.4	21.7	23.9	32.6
$\bar{\gamma}$ $\frac{\sigma_s}{D}=2$	23.3	23.4	24.2	29.6	22.7	22.9	24.2	31.3	22.4	22.6	24.8	33.4
$\frac{\sigma_s}{D}=3$	25.8	25.8	26.7	31.9	25.3	25.5	26.8	33.7	25.0	25.3	27.5	35.9
$\frac{\sigma_s}{D}=4$	30.6	30.7	31.4	36.6	30.2	30.4	31.7	38.5	30.0	30.3	32.5	40.8

从图中可以看出：在发射机非理想状态时，随着  $M$  的增大  $\delta_r$  增大；在低消光比（例如  $r = 10$  dB）条件下，随着  $M$  增大， $\delta_r$  增大幅度明显。例如  $M = 2$  对应的功率损失  $\delta_r$  近似为 2.5 dB， $M = 64$  对应的功率损失  $\delta_r$  近似为 11.1 dB。然而在高消光比（例如  $r = 30$  dB）条件下，随着  $M$  增大， $\delta_r$  增大幅度平缓。例如  $M = 2$  对应的功率损失  $\delta_r$  近似为 0 dB， $M = 64$  对应的功率损失  $\delta_r$  近似为 0.3 dB。

图 6 中的虚线表示调制阶数  $M$  带来的系统增益，其虚线与实线的交点区间则表示：在此区间内，调制阶数  $M$  带来的系统增益与仅由消光比造成的功率损失  $\delta_r$  近似相等。因此可知，随着消光比  $r$  的降低，采用低阶调制技术会带来更好的通信性能。例如消光比  $r = 10$  dB，采用 4-PPM 比采用 16-PPM 的效果要好。因此，图 6 也可较好地解释图 5 所示的现象，在消光比  $r = 20$  dB 条件下，仅由消光比造成的功率损失  $\delta_r$  与调制阶数  $M$  带来的系统增益两条曲线相交于  $M = 16$  附近。当  $M$  取值大于 32 时，仅由消光比造成的功率损失已经超过了由调制阶数

$M$  带来的系统增益。此时，高阶的 PPM 并不会给系统带来更低的误比特率。综合考虑 M-ary PPM 系统，由于调制阶数  $M$  越大系统越繁琐，成本越高，因此，对于商用发射机（消光比  $r \approx 20$  dB）条件下的 M-ary PPM 系统，采用 16-PPM 技术即可使系统性价比最优。

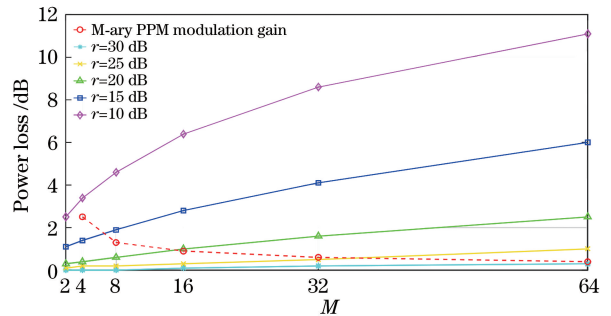


图 6  $P_b = 3.8 \times 10^{-3}$  下，消光比造成的功率损失与符号数的关系

Fig. 6 Under  $P_b = 3.8 \times 10^{-3}$ , the relationship between system power loss caused by extinction ratio and number of symbols

## 6 结 论

针对瞄准误差影响的星间激光通信系统,给出在发射机无限消光比条件下, M-ary PPM、光学预放大、直接检测系统的误比特率闭合表达式,并对发射机消光比有限条件下的误比特率表达式进行数值计算。结果表明:首先,卫星平台抖动对通信系统性能的影响远大于发射机消光比对通信系统性能的影响,提升发射机消光比、降低归一化抖动标准差都可以降低通信系统的误比特率。其次,通过计算系统的功率损失  $\delta$ ,可以知道,指向误差和有限消光比对通信性能的影响是互不相关的。分析其原因,可知系统总功率损失近似等于指向误差和有限消光比分别造成的功率损失总和。最后,通过分析表明, M-ary PPM 的调制阶数  $M$  并不是取值越大系统通信性能越好。这是因为:随着调制阶数  $M$  的增大,系统的功率损失  $\delta$  增大,且这种功率损失随着消光比  $r$  的降低更加明显。因此,对于瞄准误差影响的星间激光通信系统,在实际商用发射机消光比 ( $r \approx 20$  dB) 情况下,综合考虑系统的平均信噪比  $\bar{\gamma}$  和系统复杂度,采用 16-PPM 技术可以使系统整体性能达到最优。上述结论可为 M-ary PPM 的星间激光通信系统的总体方案设计和参数优化提供理论依据,具有一定的参考价值。

## 参 考 文 献

- [1] Monroy I T, Einarsson G. Bit error evaluation of optically preamplified direct detection receivers with Fabry-Perot optical filters[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1997, 15(8): 1546-1553.
- [2] Liu X, Wood T H, Tkach R W, et al. Demonstration of record sensitivities in optically preamplified receivers by combining PDM-QPSK and M-ary pulse-position modulation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(4): 406-413.
- [3] Yue C L, Sun J F, Liu L, et al. High-sensitivity homodyne coherent receiver using EDFA as preamplifier[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2019, 46(11): 1106001.  
岳朝磊, 孙建锋, 刘磊, 等. 掺铒光纤放大器作为光学预放的高灵敏度零差相干接收机[J]. *中国激光*, 2019, 46(11): 1106001.
- [4] 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.
- [5] Witzens J, Muller J, Moscoso-Martir A. Modification of level dependent ASE-signal beat noise by optical and electrical filtering in optically preamplified direct detection receivers [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2018, 10(1): 7500416.
- [6] Phillips A J, Cryan R A, Senior J M. Performance evaluation of optically pre-amplified PPM systems [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1994, 6(5): 651-653.
- [7] Mi L, Hu S Q, Zhou T H, et al. Long distance underwater laser communication system based on low-density parity check codes and pulse-position modulation[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2018, 45(10): 1006002.  
米乐, 胡思奇, 周田华, 等. 基于低密度奇偶校验码和脉冲位置调制的水下长距离光通信系统设计[J]. *中国激光*, 2018, 45(10): 1006002.
- [8] 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.
- [9] Ma J, Li X, Yu S Y, et al. Influence of satellite vibration on optical communication performance for intersatellite laser links[J]. *Optical Review*, 2012, 19(1): 25-28.
- [10] Landolsi T, Elrefaie A F. Error performance of preamplified optical PPM systems with finite extinction ratios [J]. *Optical Fiber Technology*, 2014, 20(4): 365-368.
- [11] Landolsi T, Elrefaie A F. Performance evaluation of optically preamplified PPM systems with dual-polarized ASE noise and finite extinction ratios[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(10): 3644-3651.
- [12] Mohamed S H, Elrefaie A F, Hassan M S, et al. Performance of optically-preamplified, direct-detection, M-ary PPM for inter-satellite links [C] // 2019 Wireless Telecommunications Symposium (WTS), April 9-12, 2019, New York, USA. New York: IEEE, 2019: 8715526.
- [13] Saxena P, Mathur A, Bhatnagar M R. BER performance of an optically pre-amplified FSO system under turbulence and pointing errors with ASE noise [J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2017, 9(6): 498-510.
- [14] Ren B, Shi L F, Wang G Y. Study on the



- performance of interference suppression polarization filter based on environment disturbance model [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2016, 44(3): 527-534.
- 任博, 施龙飞, 王国玉. 基于环境扰动模型的干扰抑制极化滤波器性能研究 [J]. *电子学报*, 2016, 44(3): 527-534.
- [15] Han L Q, You Y H. Performance analysis of all-optical dual-hop free-space optical communication systems [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2016, 53(5): 050101.
- 韩立强, 游雅晖. 全光双跳自由空间光通信系统的性能研究 [J]. *激光与光电子学进展*, 2016, 53(5): 050101.
- [16] Lathi B P. *Modern digital and analog communication systems 3e* [M]. Oxford: Oxford University Press, 1998: 561-566.
- [17] Wang H X, Song B, Wu X J, et al. Influence of pointing error on bit error rate of free space optics system at sea [J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(9): 0901001.
- 王红星, 宋博, 吴晓军, 等. 指向误差对海上无线光通信误码率性能的影响分析 [J]. *光学学报*, 2016, 36(9): 0901001.
- [18] Wan X F, Hao S Q, Zhang D, et al. Symbol error rate performance analysis of multi-pulse position modulation inter-satellite optical communication with pointing errors [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2019, 56(3): 030601.
- 宛雄丰, 郝士琦, 张岱, 等. 瞄准误差对多脉冲位置调制星间激光通信系统误符号率的影响 [J]. *激光与光电子学进展*, 2019, 56(3): 030601.
- [19] Ho K P. *Phase-modulated optical communication systems* [M]. New York: Springer, 2005: 86-88.
- [20] Proakis J G, Salehi M. *Digital communications* [M]. New York: McGraw-Hill, 2001: 216-219.
- [21] András S, Baricz A, Sun Y. The generalized Marcum  $Q$ -function: an orthogonal polynomial approach [J]. *Acta Universitatis Sapientiae Mathematica*, 2011, 3(1): 60-76.