

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

宛雄丰^{**}, 郝士琦^{*}, 张岱, 赵青松, 徐晨露

国防科技大学电子对抗学院脉冲功率激光技术国家重点实验室, 安徽 合肥 230037

摘要 分析了多脉冲位置调制星间激光通信系统的性能,在散粒噪声极限下,给出了平均误符号率(ASER)的解析表达式;在热噪声极限下,给出了 ASER 的紧密上边界的解析表达式,并验证了理论计算的正确性。数值仿真结果表明,随着抖动方差的增大,系统性能迅速下降;当发射功率的取值范围不同时,不同束腰半径下系统性能存在差异;当单个符号中的脉冲数不变时,增大符号中的时隙数可提高系统性能,但带宽利用率也会降低。故在系统参数的选取中,需要综合考虑以上因素。

关键词 光通信;自由空间光通信;瞄准误差;多脉冲位置调制;误符号率;散粒噪声极限接收机;热噪声极限接收机

中图分类号 TN929.13

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP56.030601

Symbol Error Rate Performance Analysis of Multi-Pulse Position Modulation Inter-Satellite Optical Communication with Pointing Errors

Wan Xiongfeng^{**}, Hao Shiqi^{*}, Zhang Dai, Zhao Qingsong, Xu Chenlu

State Key Laboratory of Pulse Power Laser Technology, Electronic Countermeasure Institute,
National University of Defense Technology, Hefei, Anhui 230037, China

Abstract The performance of multi-pulse position modulation inter-satellite optical communication system is analyzed. For the shot-limited system, the analytical expression of the average symbol error rate (ASER) is given. For the thermal-limited system, the analytical expression of tight upper bound on the ASER is derived. The validity of theoretical calculations is verified. The results of numerical simulations show that the system performance degrades with the increase of jitter variance, and for the different power regions, the performance of the system varies with the different beam waist radiuses. When the number of signal slots per symbol is constant, increasing the number of time slots per symbol will increase the system performance, but the bandwidth utilization reduces as well. Therefore, when selecting system parameters, the above factors need to be considered comprehensively.

Key words optical communication; free space optical communication; pointing errors; multi-pulse position modulation; symbol error rate; shot-noise limited receivers; thermal-noise limited receivers

OCIS codes 060.2605; 010.3310; 060.4080

1 引言

自由空间光通信强度调制直接探测(IM/DD)系统中,典型的调制方式主要有有关键控(OOK)和脉冲位置调制(PPM),相比于 OOK 调制,PPM 的信息传输效率更高,更适用于对功率有严格限制的

星间激光通信系统,并且不需要选取合适的判决阈值^[1]。然而,PPM 的频带利用率较低,因此,通常选用多脉冲位置调制(MPPM)和 Dicode PPM 来降低带宽扩展,其中,Ghosna 等^[2]的研究表明,MPPM 更适合星间激光通信。

近年来,已有学者对 MPPM 光通信系统展开了

收稿日期:2018-07-23;修回日期:2018-08-15;录用日期:2018-08-22

基金项目:国家自然科学基金(61571446)、国家重点实验室 2016 年度主任基金(SKL2016ZR03)

* E-mail: liu_hsq@126.com; ** E-mail: 479850854@qq.com

研究。Morra 等^[3]分析了 Gamma-Gamma 大气信道下 MPPM 自由空间光通信在散粒噪声极限和热噪声极限下的系统性能；Wang 等^[4]对 Exponentiated Weibull 衰落信道下的 MPPM 系统在散粒噪声极限和热噪声极限下的误比特率性能展开了研究；李天松等^[5]分析了时钟抖动对 MPPM 系统性能的影响。但以上研究都没有考虑瞄准误差对 MPPM 系统性能的影响。在星间激光通信中，瞄准误差是影响系统性能的主要因素^[6]，因此，分析瞄准误差对 MPPM 系统性能的影响是很有必要的。

本文针对瞄准误差影响下的 MPPM 星间激光通信系统，分析了两种噪声极限下的系统性能，在考虑散粒噪声极限的情况下，给出了平均误符号率 (ASER) 的解析表达式，并设计了蒙特卡罗仿真验证实验；在考虑热噪声极限的情况下，给出了 ASER 的紧密上边界解析表达式。最后，通过数值计算，比较了 ASER 随系统各参数的变化规律。

2 基本原理

2.1 MPPM

传统的 PPM 中，编码器将长度为 L 的连续二进制比特流映射成 $M=2^L$ 个时隙组成的一个 PPM 符号中某个时隙放置有一个光脉冲；而在 MPPM 中，由 M 个时隙组成的信息帧中有 n 个时隙同时出现光脉冲^[7]。图 1 给出了特定的脉冲编码调制 (PCM) 码字下 (5, 2) MPPM 与 8-PPM 的时域波形图。为了说明 MPPM 在带宽利用率方面的优势，图 2 给出了在传输效率相等的情况下 MPPM 所需的带宽与 PPM 所需带宽的比值随信息帧中脉冲数 n 的变化规律^[8]。

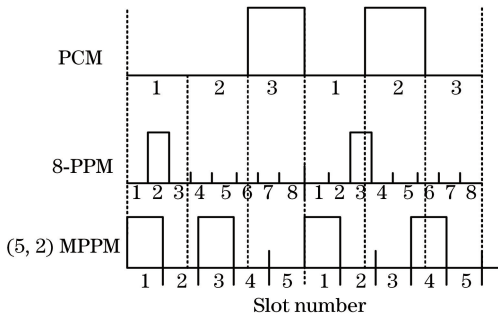


图 1 PPM 与 MPPM 的时域波形图

Fig. 1 Temporal waveforms of PPM and MPPM

2.2 信道状态模型

星间激光通信中，卫星平台振动引起的瞄准误差将会导致接收端的功率损失，通常采用瞬时信道状态 h_p 来描述。综合考虑接收孔径大小、波束宽度、抖动方差以及传输距离的情况下，瞬时信道状态

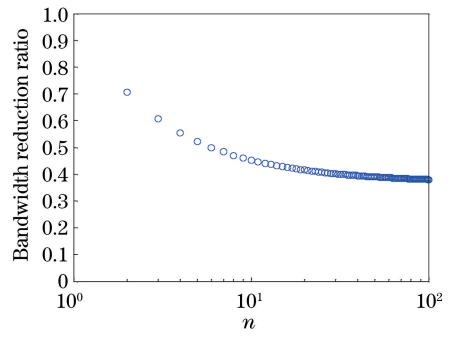


图 2 采用 MPPM 时的带宽压缩

Fig. 2 Bandwidth reduction by using MPPM

可以表示为^[9]

$$h_p(r, z) \approx A_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{\omega_{\text{Zeq}}^2}\right), \quad (1)$$

式中: $A_0 = [\text{erf}(v)]^2$; $\omega_{\text{Zeq}}^2 = \omega_z^2 \sqrt{\pi} \text{erf}(v)/2v \exp(-v^2)$; $v = (\sqrt{\pi}a)/(\sqrt{2}\omega_z)$; a 为接收孔径半径; ω_z 为传输距离 z 处的波束宽度; r 为接收端的瞄准误差偏移量。

假设方位向和俯仰向的瞄准误差皆为独立理想高斯分布，则 r 服从瑞利分布，其概率密度函数 (PDF) 为

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_s^2}\right), \quad (2)$$

式中 σ_s^2 为接收端瞄准误差偏移量抖动方差。由 (1) 和 (2) 式可知， h_p 的概率分布为

$$f_{h_p}(h_p) = \frac{s^2}{A_0^2} h_p^{s^2-1}, 0 \leq h_p \leq A_0, \quad (3)$$

式中 $s = \omega_{\text{Zeq}}/2\sigma_s$ 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。

3 误符号率分析

3.1 散粒噪声极限下的误符号率

为了确定基于 MPPM 的星间激光通信系统所能达到的最优性能，假设不考虑热噪声的影响，仅考虑散粒噪声极限的情况，采用光子计数接收机或光电倍增管。并且假设接收端每个 MPPM 时隙探测到的光子数服从泊松分布，当不考虑瞄准误差的影响时，系统误符号率 (SER) 为^[3]

$$P_e = \sum_{K_{\min}=0}^{\infty} \sum_{l=1}^{M-n} \sum_{m=1}^n \binom{n}{m} \binom{M-n}{l} p_1(K_{\min})^m \times [1 - P_1(K_{\min})]^{n-m} \times \{P_0(K_{\min})^{M-n-l} \times [1 - P_0(K_{\min})]^l + p_0(K_{\min})^l \times P_0(K_{\min}-1)^{M-n-l} \left[1 - 1/\binom{l+m}{m}\right]\} \quad (4)$$

式中: M 为 MPPM 的一帧中的时隙数; n 为一帧中含光脉冲的时隙数; K_{\min} 为一个脉冲时隙中的最小光子数; $p_0()$ 和 $p_1()$ 分别表示脉冲时隙和无脉冲时隙中探测到光子数的概率; $P_0()$ 和 $P_1()$ 为其对应的累计分布。对于任意的 $k \in \{0, 1, 2, \dots\}$, 上述 4 种分布可以表示为

$$\begin{cases} p_0(k) = \frac{K_b^k}{k!} \exp(-K_b) \\ p_1(k) = \frac{(K_s + K_b)^k}{k!} \exp[-(K_s + K_b)] \\ P_0(k) = \sum_{j=0}^k \frac{K_b^j}{j!} \exp(-K_b) \\ P_1(k) = \sum_{j=0}^k \frac{(K_s + K_b)^j}{j!} \exp[-(K_s + K_b)] \end{cases}, \quad (5)$$

式中 K_s 和 K_b 分别表示一个时隙中到达的平均光子数和平均背景噪声光子数。

考虑到卫星平台振动引起的瞄准误差的影响, 一个脉冲时隙中到达的光子数 K_s 不再是常数, 其满足 $h_p = K_s/U$, U 为发射端的最大光子数, 则由变量代换的基本原理^[6], 即

$$f(K_s) = f_{h_p}[h_p(K_s)] |h'_p(K_s)|. \quad (6)$$

结合(3)式可推导出 K_s 的概率密度函数为

$$f(K_s) = \frac{s^2}{(Z)^{s^2}} (K_s)^{s^2-1}, 0 \leq K_s \leq Z, \quad (7)$$

式中 $Z = UA_0$ 为接收端探测到的最大光子数。此时, 对不同的 K_s 下的 P_e 求系综平均可得到系统的 ASER。考虑到 K_s 是唯一受瞄准误差影响的参数, 因此只需要将 $p_1(K_{\min})^m \times [1 - P_1(K_{\min})]^{n-m}$ 项对不同的 K_s 值作系综平均, 用 $P_B(K_{\min})$ 来表示, 即

$$\begin{aligned} P_B(K_{\min}) &= \int_0^Z p_1(K_{\min})^m [1 - P_1(K_{\min})]^{n-m} \\ & f(K_s) dK_s = \\ & \int_0^Z \left\{ \frac{(K_s + K_b)^{K_{\min}}}{K_{\min}!} \exp[-(K_s + K_b)] \right\}^m \\ & \left\{ 1 - \sum_{j=0}^{K_{\min}} \frac{(K_s + K_b)^j}{j!} \exp[-(K_s + K_b)] \right\}^{n-m} \\ & f(K_s) dK_s \end{aligned}, \quad (8)$$

将括号内的公式展开, 并将(7)式代入可得

$$P_B(K_{\min}) = \sum_{j_1=K_{\min}+1}^Z \sum_{j_2=K_{\min}+1}^Z \dots$$

$$\begin{aligned} & \sum_{j_{n-m}=K_{\min}+1}^Z \frac{\exp(-nK_b)}{j_1! j_2! \dots j_{n-m}! K_{\min}!^m} \\ & \sum_{i=0}^{j_1+j_2+\dots+j_{n-m}+mK_{\min}} \frac{s^2}{(Z)^{s^2}} \times \\ & \binom{j_1+j_2+\dots+j_{n-m}+mK_{\min}}{i} \times \\ & K_b^{j_1+j_2+\dots+j_{n-m}+mK_{\min}-i} \int_0^Z K_s^{s^2-1+i} \exp(-nK_s) dK_s. \end{aligned} \quad (9)$$

由积分公式^[10]

$$\int_0^u x^{v-1} \exp(-\mu x) dx = \mu^{-v} \gamma(v, \mu u), (\text{Re } v > 0), \quad (10)$$

则可以计算得到最后的积分项

$$\int_0^Z K_s^{s^2-1+i} \exp(-nK_s) dK_s = \omega^{-i-s^2} \gamma(i + s^2, nZ). \quad (11)$$

为简化公式, 对任意的整数 $j \geq (n-m)(K_{\min}+1)$, 定义 $r(j)$ 为

$$r(j) = \sum_{(s_1, s_2, \dots, s_{n-m}) \in \mathcal{X}(j)} \frac{1}{s_1! s_2! \dots s_{n-m}!}, \quad (12)$$

式中向量集 $\mathcal{X}(j)$ 定义为

$$\begin{aligned} \mathcal{X}(j) &= \{(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{n-m}) \in \mathbf{R}^{n-m} : \sum_{i=1}^{n-m} \tau_i = j \text{ and} \\ & \forall l \in \{1, 2, \dots, n-m\} : K_{\min} + 1 \leq \tau_l \leq j - \\ & (n-m-1)(K_{\min} + 1)\}. \end{aligned} \quad (13)$$

将(12)式代入(9)式可得:

$$\begin{aligned} P_B(K_{\min}) &= \\ & \begin{cases} \sum_{i=0}^{mK_{\min}} \frac{s^2}{(Z)^{s^2}} \binom{mK_{\min}}{i} \exp(-nK_b) K_b^{mK_{\min}-i} \\ \frac{\gamma(i + s^2, nZ)}{K_{\min}!^m n^{i+s^2}}, \text{ for } n = m \\ \sum_{j=(n-m)(K_{\min}+1)}^{(n-m)Z} \sum_{i=0}^{j+mK_{\min}} \frac{s^2}{(Z)^{s^2}} \binom{j+mK_{\min}}{i} \times \\ \exp(-nK_b) K_b^{j+mK_{\min}-i} \frac{\gamma(i + s^2, nZ)}{K_{\min}!^m n^{i+s^2}} r(j), \\ \text{for } n \neq m \end{cases}. \end{aligned} \quad (14)$$

只需将(14)式代入(4)式, 即可计算出系统 ASER。

3.2 热噪声极限下的误符号率

实用系统中, 接收机采用 PIN 光电探测器, 通常不考虑散粒噪声的影响, 只考虑热噪声的影响。此时, 当已知瞬时信道状态 h_p 时, 利用一致限的原

理^[11],对星间激光通信链路做出了一定的修改^[12],得到系统瞬时 SER 的上边界,可表示为

$$P_e(h_p) \leq P_U(h_p) = \frac{1}{2} \left[\binom{M}{n} - 1 \right] \operatorname{erfc} \left[\frac{RP_t h_p}{2n} \sqrt{\frac{MR_{\text{load}}}{N_0 R_{\text{data}}} \log_2 \binom{M}{n}} \right], \quad (15)$$

式中: R 为光电转换效率值; P_t 为发射功率; R_{load} 为接收机负载阻抗; N_0 为热噪声功率谱密度; R_{data} 为数据传输速率。

令 $\beta = \frac{RP_t}{2n} \sqrt{\frac{MR_{\text{load}}}{N_0 R_{\text{data}}} \log_2 \binom{M}{n}}$, 则系统 ASER 满足:

$$P_e = \int_0^{A_0} P_e(h_p) f(h_p) dh_p \leq P_U = \int_0^{A_0} \frac{1}{2} \left[\binom{M}{n} - 1 \right] \operatorname{erfc}(\beta h_p) \frac{s^2}{A_0^2} h_p^{s^2-1} dh_p, \quad (16)$$

式中 P_U 为 ASER 的上边界值。已有的研究表明, P_U 中的积分无法给出闭合的解析式, 通常利用其边界值来描述, 高斯 Q 函数的上边界可以表示为^[13]

$$Q(x) \leq \sum_{k=0}^q \frac{a_k}{x} \exp(-b_k x^2), \quad (17)$$

式中: q 为可调整的多项式的数目; a_k 和 b_k 为多项式系数, 可分别表示为

$$\begin{cases} a_k = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}, k=0 \\ -\frac{\xi_k - \xi_{k-1}}{\sqrt{2\pi} \xi_k \xi_{k-1}}, k \geq 1 \end{cases} \\ b_k = \begin{cases} \frac{1}{2}, k=0 \\ \frac{\xi_k \xi_{k-1}}{2}, k \geq 1 \end{cases} \end{cases}, \quad (18)$$

式中 ξ_k 的选取满足 $1 = \xi_0 < \xi_1 < \dots < \xi_q < \dots$ 。研究表明, 可以通过调整 q 的大小以及 $\xi_k - \xi_{k-1}$ 的大小使边界变得紧密。为了数值计算的便利, 将 $\xi_k - \xi_{k-1}$ 设为一定值, 此时的精度仍满足需求^[14]。

互补误差函数与高斯 Q 函数之间的关系式为

$$\operatorname{erfc}(x) = 2Q(\sqrt{2}x). \quad (19)$$

结合(17)式和(19)式可得互补误差函数的上边界为

$$\operatorname{erfc}(x) \leq \sum_{k=0}^q \frac{\sqrt{2}a_k}{x} \exp(-2b_k x^2). \quad (20)$$

则 P_U 满足:

$$P_U \leq \sum_{k=0}^q \int_0^{A_0} \frac{1}{2} \left[\binom{M}{n} - 1 \right] \frac{\sqrt{2}a_k}{\beta h_p} \times$$

$$\exp(-2b_k \beta^2 h_p^2) \frac{s^2}{A_0^2} h_p^{s^2-1} dh_p. \quad (21)$$

对(21)式进行处理可得:

$$P_U \leq \sum_{k=0}^q \left[\binom{M}{n} - 1 \right] \frac{a_k s^2}{2\sqrt{2}\beta A_0^2} (2b_k \beta^2)^{\frac{1-s^2}{2}} \times \int_0^{2b_k \beta^2 A_0^2} \exp(-2b_k \beta^2 h_p^2) (2b_k \beta^2 h_p^2)^{\frac{s^2-3}{2}} d(2b_k \beta^2 h_p^2). \quad (22)$$

不完全伽马函数的定义为^[9]

$$\gamma(\alpha, x) = \int_0^x \exp(-t) t^{\alpha-1} dt, (\operatorname{Re} \alpha > 0). \quad (23)$$

由此可知 ASER 上边界满足:

$$P_e \leq P_U \leq \sum_{k=0}^q \left[\binom{M}{n} - 1 \right] \frac{a_k s^2}{2\sqrt{2}\beta A_0^2} \times (2b_k \beta^2)^{\frac{1-s^2}{2}} \gamma\left(\frac{s^2-1}{2}, 2b_k \beta^2 A_0^2\right). \quad (24)$$

由不完全伽马函数的定义可知, $s^2 - 1/2$ 必须为非负数, 即 $s > 1$, 而只有在振动幅度非常大的情况下才有 $s < 1$, 这在实际系统中几乎不存在, 因此, 本文边界对所有的 s 都是适用的。

为了比较本文边界的紧密程度, 引入纯指数边界^[15], 即

$$Q(x) \approx \frac{1}{12} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{2}{3}x^2\right). \quad (25)$$

结合(19)式可得:

$$\operatorname{erfc}(x) \approx \frac{1}{6} \exp(-x^2) + \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{4}{3}x^2\right). \quad (26)$$

此时, ASER 的上边界满足

$$P_e \leq P_U \approx \frac{s^2}{8A_0^2} \left[\binom{M}{n} - 1 \right] \times \left[\frac{1}{3} \beta^{-s^2} \gamma\left(\frac{s^2}{2}, \beta^2 A_0^2\right) + \left(\frac{4}{3}\beta^2\right)^{-\frac{s^2}{2}} \gamma\left(\frac{s^2}{2}, \frac{4}{3}\beta^2 A_0^2\right) \right]. \quad (27)$$

4 数值模拟

4.1 散粒噪声极限

当存在瞄准误差时, 为了更好地研究散粒噪声极限下的 MPPM 系统性能, 利用(4)和(14)式进行数值模拟实验。仿真参数设置如下^[15]: 传输距离 $L = 20000$ km, 束腰半径 $\omega_0 = 4$ mm, 波长 $\lambda = 1.064$ μm , 接收天线孔径 $2a = 0.25$ m, 调制样式选

择 $M = 8, n = 4$, 平均接收到的背景噪声光子数 $K_b = 1$, 瞄准误差服从瑞利分布。并且为了验证本文计算结果的正确性, 设计了蒙特卡罗仿真实验, 利用逆累积分布函数(CDF)法生成了服从(7)式的随机数, 并在每组实验中生成 1×10^8 个符号来减少 ASER 的统计不确定性^[16]。

图 3 为理论计算和蒙特卡罗仿真得到的在瞄准误差影响下 ASER 随接收到的最大光子数 Z 的变化规律。抖动方差 σ_s 分别取 10, 15, 20 μrad , 从图 3 可以看出, 理论计算结果与蒙特卡罗仿真结果基本吻合, 验证了理论计算的正确性, 并且随着抖动方差的增大, 系统 ASER 将迅速增大。

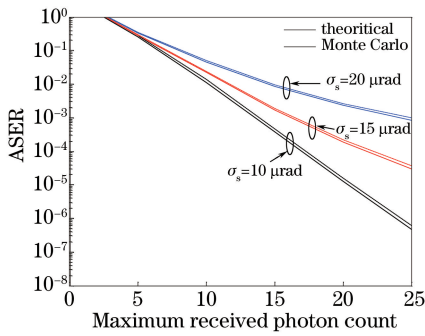


图 3 ASER 与最大接收光子数 Z 的关系曲线图
Fig. 3 ASER versus maximum received signal photon count Z

4.2 热噪声极限

当考虑瞄准误差时, 为了研究热噪声极限下的 MPPM 系统误符号率随系统各参数的变化规律, 利用(16)、(24)和(27)式中的上边界进行数值仿真实验。系统参数设置如下: 传输距离 $L = 20000$ km, 波长 $\lambda = 1.064$ μm , 光电转换效率值 $R = 0.8153$, 接收天线孔径直径 $2a = 0.25$ m, 热噪声功率谱密度 $N_0 = -174$ dBm/Hz, 接收机负载阻抗 $R_{\text{load}} = 179700$ Ω , 数据传输速率 $R_{\text{data}} = 1$ Gbit/s, 瞄准误差服从瑞利分布。为了确保边界的精确性, 设 $q = 10, \xi_k - \xi_{k-1} = 0.1$ 。

图 4 为不同瞄准误差抖动方差下系统 ASER 上边界随发射功率的变化情况, $\omega_0 = 4$ mm, 调制样式采用 $M = 8, n = 4$, 抖动方差 σ_s 分别取 10, 15, 20 μrad 。从图 4 可以看出, 在不同的抖动方差下, 紧密边界法的计算结果与精确值基本保持一致, 且随着抖动方差的增大, 系统性能迅速下降。当 ASER 为 10^{-6} 时, 相比于抖动方差为 10 μrad 的情况, 抖动方差为 15 和 20 μrad 情况为了达到同样的性能, 所需的发射功率分别需要增加 3.5 dB 和 9.5 dB。

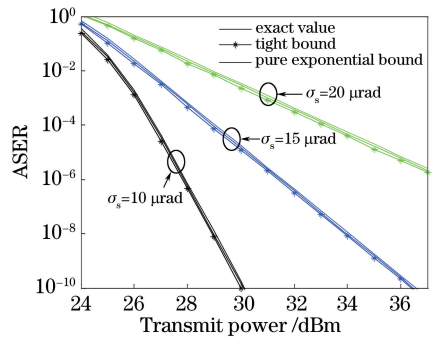


图 4 不同抖动方差下的系统性能曲线
Fig. 4 System performance curves with different jitter variances

图 5 为不同束腰半径下的系统 ASER 上边界随发射功率的变化情况, $\sigma_s = 20$ μrad , 调制样式采用 $M = 8, n = 4, \omega_0$ 分别取 3, 4, 5 mm。从图 5 可以看出, 当 $P_t > 29$ dBm 时, $\omega_0 = 3$ mm 下的系统性能最佳, 当 $P_t \in [26, 29]$ dBm 时, $\omega_0 = 4$ mm 下的系统性能更好, 当 $P_t \in [24, 25]$ dBm 时, $\omega_0 = 5$ mm 时的系统性能更好, 因此, 为了使系统 ASER 最小, 应在发射功率不同时, 动态地调整束腰宽度的大小。

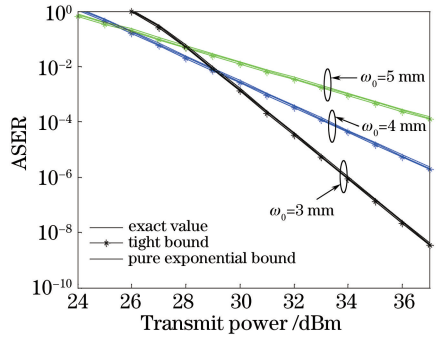


图 5 不同束腰半径下的系统性能曲线
Fig. 5 System performance curves with different beam waists

图 6 为不同调制阶数下的系统 ASER 上边界

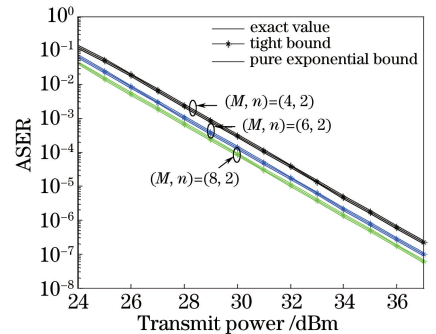


图 6 不同调制阶数下的系统性能曲线
Fig. 6 System performance curves with different modulation levels

随发射功率的变化情况, $\sigma_s = 20 \mu\text{rad}$, $\omega_0 = 4 \text{ mm}$, 调制样式 $(M, n) = \{(4, 2), (6, 2), (8, 2)\}$ 。可以看出, 每个符号中时隙数越大, 系统 ASER 越低, 系统性能越好。图 7 给出了系统 ASER 上边界和带宽利用率随调制阶数的变化规律, 从图 7 可以看出, 随着每个符号中时隙数的增大, 在 ASER 降低的同时带宽利用率呈现先增大后减小的趋势, 但当 M 较大时, 总体呈现下降的趋势, 因此在系统设计参数的选择时, 应综合考虑系统带宽需求以及误码性能, 给出最优的参数选择。

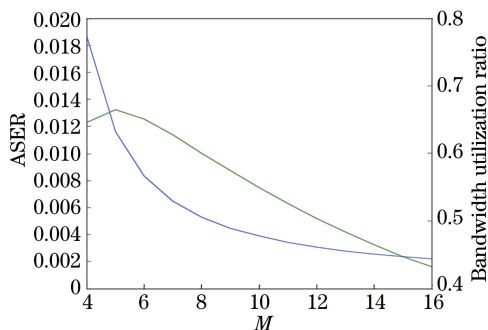


图 7 ASER 和带宽利用率与 M 的关系

Fig. 7 ASER and bandwidth utilization ratio versus M

5 结 论

对瞄准误差影响下的 MPPM 系统误符号率性能展开研究。在散粒噪声极限下, 给出了 ASER 的解析表达式, 并通过蒙特卡罗仿真验证了理论计算的正确性; 在热噪声极限下, 给出了 ASER 的紧密上边界的解析表达式, 通过与精确值的比较, 验证了边界的紧密性。数值仿真结果表明, 随着抖动方差的增大, 系统性能将迅速下降, 当 ASER 为 10^{-6} 时, 抖动方差为 15 和 20 μrad 情况比 10 μrad 情况所需的发射功率分别需要增加 3.5 dB 和 9.5 dB; 当发射功率不同时, 不同束腰半径下的系统性能差异较大, 当 $P_t > 29 \text{ dBm}$ 时, $\omega_0 = 3 \text{ mm}$ 下的系统性能最佳, 当 $P_t \in [26, 29] \text{ dBm}$ 时, $\omega_0 = 4 \text{ mm}$ 下的系统性能更好, 当 $P_t \in [24, 25] \text{ dBm}$ 时, $\omega_0 = 5 \text{ mm}$ 下的系统性能最好; 随着每个符号中时隙数的增大, 系统 ASER 降低, 此时的带宽利用率总体呈下降趋势, 因此在选择系统设计参数时, 应综合考虑系统带宽需求以及误码性能。该结论可为星间激光通信系统的设计提供一定的理论参考。

参 考 文 献

[1] Hu H, Wang H X, Sun X M, *et al.* Multilevel coded

modulation of free space optical communication based on pulse position modulation with multiple-step demodulation and decoding algorithm [J]. Chinese Journal of Lasers, 2012, 39(4): 0405006.

胡昊, 王红星, 孙晓明, 等. 基于脉冲位置调制的无线光通信多级编码调制及其多阶段解调译码算法 [J]. 中国激光, 2012, 39(4): 0405006.

[2] Ghosna F J, Sibley M J N. Pulse position modulation coding schemes for optical intersatellite links [J]. Electronics Letters, 2010, 46(4): 290-291.

[3] Morra A E, Khallaf H S, Shalaby H M H, *et al.* Performance analysis of both shot- and thermal-noise limited multipulse PPM receivers in Gamma-Gamma atmospheric channels [J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(19): 3142-3150.

[4] Wang P, Qin J, Guo L X, *et al.* BER performance of FSO limited by shot and thermal noise over exponentiated Weibull fading channels [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 28(3): 252-255.

[5] Li T S, Yuan W C, Yi M, *et al.* Time jitter effects on bit error probability in multi-pulse position modulation satellite optical communication [J]. Acta Optica Sinica, 2010, 30(1): 26-30.

李天松, 袁伟超, 易森, 等. 多脉冲位置调制卫星光通信中时钟抖动对比特错误概率影响 [J]. 光学学报, 2010, 30(1): 26-30.

[6] Zhou L L, Yun J P, Yang H F, *et al.* Outage probability analysis of coherent optical communication system with pointing error in exponentiated Weibull channel [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2017, 54(11): 110602.

周凌林, 鄢建平, 杨海峰, 等. 指数韦伯信道下带瞄准误差的相干光通信系统中断概率分析 [J]. 激光与光电子学进展, 2017, 54(11): 110602.

[7] Wang Y, Zhang H X, Zhang M, *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.

[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] 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.
- [10] Gradshteyn I S, Ryzhik I M. *Tables of integrals, series, and products* [M]. New York: Academic Press, 2007.
- [11] Haykin S. *Communication system*[M]. New York: Wiley Publishing, 1994.
- [12] Song T, Wang Q, Wu M W, *et al.* Performance of laser inter-satellite links with dynamic beam waist adjustment [J]. *Optics Express*, 2016, 24 (11): 11950-11960.
- [13] Fu H, Wu M W, Kam P Y. Explicit, closed-form performance analysis in fading via new bound on Gaussian Q -function [C] // IEEE International Conference on Communications, 2013: 5819-5823.
- [14] Song T, Wang Q, Wu M W, *et al.* Impact of pointing errors on the error performance of intersatellite laser communications [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(14): 3082-3091.
- [15] Chiani M, Dardari D, Simon M K. New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2003, 24 (5): 840-845.
- [16] Zhou D, Cao T, Yang Y T, *et al.* Symbol error rate performance analysis of soft-decision decoded MPPM free space optical system over exponentiated Weibull fading channels[J]. *Chinese Optics Letters*, 2017, 15 (5): 050602.