

Gamma-Gamma 模型下采用 PPM 调制的 MIMO-FSO 系统误时隙率分析

王红星, 徐建武, 孙晓明, 胡昊, 吴晓军

(海军航空工程学院电子信息工程系, 山东烟台 264001)

摘要: 分析了在 Gamma-Gamma 分布下基于脉冲位置调制(pulse position modulation, PPM)方式的多输入输出自由空间光学(multiple input multiple output free space optics, MIMO-FSO)通信系统模型。首先推导了单输入单输出(single input single output, SISO)-PPM 系统的误时隙率(slot error rate, SER)计算公式,以此作为参考,在独立同分布和独立分布参数不同情况下,分别推导出 MISO-PPM、SIMO-PPM 和 MIMO-PPM 系统的平均 SER 计算公式,并用数值仿真的方法,分析了它们的平均 SER 性能。仿真结果表明,在 Gamma-Gamma 分布模型下,采用多发多收的方法确实能有效提高 FSO 系统的平均 SER 性能,如在误时隙率为 10^{-4} 时, $M=2$ 、 $N=2$ 的 MIMO-PPM 系统在信道分布参数相同和不同时,与 SISO-PPM 相比,分别能节省信噪比 50 dB 和 65 dB 左右。实际应用中, M 和 N 分别取 3 或 4 就基本足够,对无线光通信系统的理论分析和系统设计具有一定的指导意义。

关键词: 无线光通信; 脉冲位置调制; 多输入多输出; 误时隙率

中图分类号: TN 929.12

文献标志码: A

DOI:10.3969/j.issn.1001-506X.2012.02.32

Performance analysis of MIMO-FSO systems based on PPM modulation and Gamma-Gamma distribution model

WANG Hong-xing, XU Jian-wu, SUN Xiao-ming, HU Hao, WU Xiao-jun

(Department of Electronics and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: The multiple input multiple output free space optics (MIMO-FSO) system model is analyzed under the Gamma-Gamma distribution channels and pulse position modulation (PPM). The SER calculating formula of single input single output (SISO)-PPM systems is derived firstly, then as a benchmark, under the cases of both independent with identical distribution (IID) and independent with different distributions (IDD), the average slot error rates (SER) of MISO-PPM, SIMO-PPM and MIMO-PPM systems are derived respectively. Simulations of the average SER performances of these systems are done. The simulation results show that, under Gamma-Gamma distribution, the average SER is indeed improved in MIMO systems. When SER is at 10^{-4} , the average SER of the MIMO-PPM system with $M=2$ and $N=2$ is improved by about 50 dB and 65 dB under IID and IDD respectively. In practical designs, M and N are enough to set to 3 or 4 respectively. The obtained conclusion is significant to the analysis and design of FSO systems.

Keywords: wireless optical communication; pulse position modulation (PPM); multiple input multiple output (MIMO); slot error rate (SER)

0 引言

无线光信号在大气中传输时受到大气的影响,大气对无线光信号的衰减和湍流作用导致了传输距离的有限以及传输误码率的急剧增大^[1-2]。出于安全考虑,激光源的功率不能太高,因而无线光通信在军事领域的应用目前还受到了极

大的限制^[3]。脉冲位置调制(pulse position modulation, PPM)可以有效提高系统的功率利用率,在大气湍流中应用具有性能优势,因此成为无线光通信优先选择的调制方式之一^[4-5]。在射频通信系统中,多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)技术应用比较普遍。考虑到自由空间光学(free space optics, FSO)通信系统和射频通信系统在

某些方面的相似性,很多研究者越来越关注 MIMO 技术在 FSO 通信系统中的应用^[6-8]。文献[9]首先提出了应用空间分集技术来提高 FSO 系统传输性能的思想。在基于对数分布和瑞利分布衰减信道下,文献[10-11]研究了采用 PPM 和 Q-PPM(quantitative pulse position modulation)调制方式的 MIMO-FSO 通信系统的传输性能。文献[12]研究基于独立和相关对数分布的 MIMO-FSO 通信系统的误比特性能。在强湍流下,文献[13]推导出了基于 K 分布的 MIMO-FSO 系统误码率的封闭解形式。

本文分析了在 Gamma-Gamma 分布信道下基于强度检测 PPM 调制方式的 MIMO-FSO 系统模型,首先推导了单输入单输出(single input single output, SISO)-PPM 系统的误时隙率(slot error rate, SER)计算公式,然后以此作为参考,在独立同分布和独立分布参数不同情况下,分别推导出多入单出(multiple input single output, MISO)-PPM、单入多出(single input multiple output, SIMO)-PPM 和 MIMO-PPM 系统的平均 SER 计算公式,并用数值仿真的方法,分别分析了它们的平均 SER 性能。这对于 MIMO-FSO 通信系统的系统设计具有一定的指导意义。

1 系统模型

1.1 Gamma-Gamma 分布模型

大气湍流对光信号的影响,目前还处在研究阶段,还没有完备的理论能描述清楚。在弱湍流下,人们普遍认为光强闪烁服从标准对数分布,而在强湍流下,很多的实验数据证明,光强闪烁更接近于 K 分布和负指数分布。对于描述一般强度的湍流,包括强湍流和弱湍流,目前还没有非常准确的模型,Gamma-Gamma 分布被认为是较为准确的分布模型。其概率密度分布函数为^[14]

$$T_x(x) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} x^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta x}), x > 0 \quad (1)$$

式中, K_n 为阶数为 n 的第二类修正贝塞尔函数; $\Gamma(x)$ 为 Gamma 函数; α 和 β 分别为外尺度和内尺度参数,定义如下:

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

$$\beta = \left[\exp \left\{ \frac{0.51\sigma^2(1 + 0.69\sigma^{12/5})^{-5/6}}{1 + 0.9d^2 + 0.62d^2\sigma^{12/5}} \right\} - 1 \right]^{-1}$$

式中, $\sigma^2 = 0.5C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}$, C_n^2 为折射率结构常数; $d = \sqrt{(\pi D^2/2\lambda L)}$, λ 为光波长, D 为接收端孔径直径, L 为传输距离。Gamma-Gamma 分布是在强湍流和弱湍流都能较为准确地描述光强闪烁的分布模型,从式(1)可以看出,当 $\beta=1$ 时, Gamma-Gamma 分布退化为 K 分布。

1.2 MIMO-PPM 信号检测

考虑采用 M 个发射天线和 N 个接收天线的 MIMO-FSO 通信系统,假设信道是时间离散、各类历经的,并且系统输入 T 为二进制,即 $T \in (0, 1)$,则接收信号可以表示为^[15]

$$R_n = T\eta \sum_{m=1}^M x_{mn} + \rho_n, n = 1, \dots, N \quad (2)$$

式中, T 代表信息比特; η 为光电转换效率系数; x_{mn} 是第 m

个发射天线发出的信号在第 n 个接收天线上的光强。

对 PPM 信号进行最大似然解调时,首先对光电检测器的输出电流进行抽样,若以 f_{sam} 为抽样频率对每个时隙抽样 P 次,设 R_i 是第 i 次抽样值,当发送脉冲信号 $T(t)$ 位于第 j 个时隙时,接收信号为

$$R_i = \begin{cases} T_j + n_i, & i = (j-1)P + 1, \dots, jP \\ n_i, & \text{其他} \end{cases}$$

式中, $T_j = T\{[i-(j-1)P]/f_{\text{sam}}\}$ 为光脉冲信号的抽样值; n_i 和 n_i' 为高斯白噪声的抽样值,均值都为 0,方差分别为 σ_s^2 和 σ_{ns}^2 。也就是说,当发送脉冲位于第 j 个时隙时 $R_i = T_j + n_i$,此时信号值用 ϵ_j 表示;其他时隙内 $R_i = n_i'$,此时信号值由 ϵ_i 表示,若 $\epsilon_j \geq \epsilon_i$,则判决脉冲位于第 j 个时隙。

采用雪崩光电二极管(avalanche photo diode, APD)作为接收机光电探测器,其接收光电流为

$$I_s = M \frac{He}{hf} P_r = \eta P_r \quad (3)$$

式中, e 和 h 分别是电子电荷和普朗克常数; M 为 APD 的增益系数; H 和 f 分别是光波频率和量子效率; P_r 为接收平均光功率, $P_r = x_{mn} \times A_r$, A_r 为接收天线面积。

当接收端接收到发射端发送的光脉冲时,在探测器 APD 上的的噪声电流分为三个部分^[16]:暗电流噪声 I_d 、散粒噪声引起的电流波动 I_b 以及热噪声电流 I_{th} ,其均方值为 $\sigma_s^2 = I_b^2 + I_d^2 + I_{th}^2$ 。

2 SISO-PPM 系统误时隙率分析

假设系统精确同步且无码间干扰,且信道信息已知,对于 L-PPM(level pulse position modulation),则接收到的光强度 x 的条件 SER 概率为^[17]

$$P(\text{ser} | x) = \frac{1 + \text{erfc}[(b - \sqrt{P_r})/\sqrt{2\sigma_s^2}] + (2^M - 1)[1 - \text{erfc}(b/\sqrt{2\sigma_s^2})]}{2^{M+1}} \quad (4)$$

式中, $b = [2\sigma_s^2 \ln(L) + P_r]/2\sqrt{P_r}$, P_r 为接收端信号的平均功率, $L = 2^M - 1$,由光电检测相关知识可知,经光电转换后 $P_r = A_r x$,其中 A_r 为检测器面积, x 为接收光强。则式(4)可化简为

$$P(\text{ser} | x) = \frac{1 + \text{erfc} \left[\frac{2\sigma_s^2 \ln(L) - A_r x}{2\sqrt{2\sigma_s^2 A_r x}} \right] + L \left\{ 1 - \text{erfc} \left[\frac{2\sigma_s^2 \ln(L) + A_r x}{2\sqrt{2\sigma_s^2 A_r x}} \right] \right\}}{2(L+1)} \quad (5)$$

由 $\text{erfc}(x) = 1 - \text{erf}(x)$,式(5)可化简为

$$P(\text{ser} | x) = \frac{2 - \text{erfc} \left[\frac{2\sigma_s^2 \ln(L) - A_r x}{2\sqrt{2\sigma_s^2 A_r x}} \right] + L \times \text{erfc} \left[\frac{2\sigma_s^2 \ln(L) + A_r x}{2\sqrt{2\sigma_s^2 A_r x}} \right]}{2(L+1)} \quad (6)$$

那么,在 Gamma-Gamma 分布信道模型下,SISO 系统的平均 SER 为

$$P_{\text{SISO}}(\text{ser}) = \int_0^\infty T_x(x) \times P(\text{ser} | x) dx = \int_0^\infty \frac{2 - \text{erfc}\left[\frac{2\ln(L) - \frac{A_r x}{\sigma_s^2}}{2\sqrt{\frac{2A_r x}{\sigma_s^2}}}\right] + L \times \text{erfc}\left[\frac{2\ln(L) + \frac{A_r x}{\sigma_s^2}}{2\sqrt{\frac{2A_r x}{\sigma_s^2}}}\right]}{2(L+1)} \times \frac{\frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} x^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta x}) dx}{(7)}$$

由式(3)可知,光电检测电流 $I = \eta P_r = \eta A_r x$, 则电信号平均功率为 $P = I^2 R = \eta^2 A_r^2 R x^2$, 令 μ_{ev} 为电信号信噪比, 则 $\mu_{ev} = \frac{P}{2\sigma_s^2} = \frac{\eta^2 A_r^2 R x^2}{2\sigma_s^2} = \eta^2 A_r^2 R \frac{x^2}{2\sigma_s^2}$, 若归一化后接收面积 $A_r = 1, \eta^2 A_r^2 R = 1$, 则电信号的平均信噪比可表示为: $\mu_{ev} = \frac{x^2}{2\sigma_s^2}$, 将式(7)化简为平均信噪比 μ_{ev} 的表达式, 则

$$P_{\text{SISO}}(\text{ser}) = \int_0^\infty \frac{2 - \text{erfc}(c) + L \times \text{erfc}(d)}{2(L+1)} \times \frac{\frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} x^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta x}) dx}{(8)}$$

式中

$$c = \ln(L) \sqrt{\frac{x}{4\mu_{ev}}} - \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4x}}$$

$$d = \ln(L) \sqrt{\frac{x}{4\mu_{ev}}} + \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4x}}$$

3 MIMO-PPM 系统 SER 分析

3.1 MISO-PPM 系统

如果系统采用发射分集, 即 $N=1$, 为了便于与 SISO 系统进行公平比较, 设总的发射功率 P_t 不变, 那么平均到每个发射天线的发射功率为 P_t/M , 则每个接收天线的接收光功率 $P_{rM} = P_t/M = A_r x/M$, 假设发射天线和接收天线之间的多个信道模型之间是独立同分布的, 则 $I_{rM} = \eta P_{rM} = \eta A_r x/M$, 且信道信息已知, 那么系统的平均 SER 可表示为

$$P_{\text{MISO}}(\text{ser}) = \left(\int_0^\infty T_{x_M}(x_M) \times P(\text{ser} | x_M) dx_M \right)^M \quad (9)$$

式中

$$P(\text{ser} | x_M) = \frac{2 - \text{erfc}\left[\frac{2\sigma_s^2 \ln(L) - A_r x_M/M}{2\sqrt{2\sigma_s^2 A_r x_M/M}}\right]}{2(L+1)} + \frac{L \times \text{erfc}\left[\frac{2\sigma_s^2 \ln(L) + A_r x_M/M}{2\sqrt{2\sigma_s^2 A_r x_M/M}}\right]}{2(L+1)} \quad (10)$$

将式(10)代入式(9), 得到

$$P_{\text{MISO}}(\text{ser}) = \left\{ \int_0^\infty \frac{2 - \text{erfc}(c_M) + L \times \text{erfc}(d_M)}{2(L+1)} \times T_{x_M}(x_M) \right\}^M \quad (11)$$

式中

$$c_M = \ln(L) \sqrt{\frac{Mx_M}{4\mu_{ev}}} - \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4Mx_M}}$$

$$d_M = \ln(L) \sqrt{\frac{Mx_M}{4\mu_{ev}}} + \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4Mx_M}}$$

假设收发天线之间的多个子信道间的光强闪烁分布是独立的, 但其分布参数不同, 则系统的误时隙率 $P_{\text{MISO}}(\text{ser})$ 可表示为

$$P_{\text{MISO}}(\text{ser}) = \prod_{m=1}^M \int_0^\infty \frac{2 - \text{erfc}(c_m) + L \times \text{erfc}(d_m)}{2(L+1)} \times \frac{2(\alpha_m\beta_m)^{\frac{\alpha_m+\beta_m}{2}}}{\Gamma(\alpha_m)\Gamma(\beta_m)} x_m^{\frac{\alpha_m+\beta_m}{2}-1} K_{\alpha_m-\beta_m}(2\sqrt{\alpha_m\beta_m x_m}) dx_m \quad (12)$$

式中

$$c_m = \ln(L) \sqrt{\frac{Mx_m}{4\mu_{ev}}} - \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4Mx_m}}$$

$$d_m = \ln(L) \sqrt{\frac{Mx_m}{4\mu_{ev}}} + \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4Mx_m}}$$

3.2 SIMO-PPM 系统

如果系统天线采用单发多收, 即 $M=1$. 对于 SIMO-FSO 系统, 接收端常采用最大比值合并和等增益合并两种的接收方式, 理论和实践都表明, 二者之间的性能差异很小, 一般在 1~2 dB. 在这里只讨论接收机采用等增益合并方式.

为了便于与 SISO 系统进行公平比较, 假定发射功率不变, N 个接收天线的总接收面积与 SISO 系统相同, 那么平均每个接收天线的接收面积为 A_r/N , 则每个接收天线的接收光功率 $P_{rN} = A_r x/N = A_r x/N$. 假设发射天线和接收天线之间的多个信道模型之间是独立同分布的, 则 $I_{rN} = \eta P_{rN} = \eta A_r x/N$, 且信道信息已知, 那么系统的平均 SER 可表示为

$$P_{\text{SIMO}}(\text{ser}) = \left(\int_0^\infty T_{x_N}(x_N) \times P(\text{ser} | x_N) dx_N \right)^N \quad (13)$$

式中

$$P(\text{ser} | x_N) = \frac{2 - \text{erfc}\left[\frac{2\sigma_s^2 \ln(L) - A_r x_N/N}{2\sqrt{2\sigma_s^2 A_r x_N/N}}\right]}{2(L+1)} + \frac{L \times \text{erfc}\left[\frac{2\sigma_s^2 \ln(L) + A_r x_N/N}{2\sqrt{2\sigma_s^2 A_r x_N/N}}\right]}{2(L+1)} \quad (14)$$

将式(14)代入式(13)中, 得到

$$P_{\text{SIMO}}(\text{ser}) = \left\{ \int_0^\infty \frac{2 - \text{erfc}(c_N) + L \times \text{erfc}(d_N)}{2(L+1)} \times T_{x_N}(x_N) \right\}^N \quad (15)$$

式中

$$c_N = \ln(L) \sqrt{\frac{Nx_N}{4\mu_{ev}}} - \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4Nx_N}}$$

$$d_N = \ln(L) \sqrt{\frac{Nx_N}{4\mu_{ev}}} + \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4Nx_N}}$$

假设收发天线间的多个子信道之间的光强闪烁分布是独立的, 但其分布参数不同, 则系统的误时隙率 $P_{\text{SIMO}}(\text{ser})$ 可表示为

$$P_{\text{SIMO}}(\text{ser}) = \prod_{n=1}^N \int_0^\infty \frac{2 - \text{erfc}(c_n) + L \times \text{erfc}(d_n)}{2(L+1)} \times \frac{2(\alpha_n\beta_n)^{\frac{\alpha_n+\beta_n}{2}}}{\Gamma(\alpha_n)\Gamma(\beta_n)} x_n^{\frac{\alpha_n+\beta_n}{2}-1} K_{\alpha_n-\beta_n}(2\sqrt{\alpha_n\beta_n x_n}) dx_n \quad (16)$$

式中

$$c_n = \ln(L) \sqrt{\frac{Nx_n}{4\mu_{ev}}} - \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4Nx_n}}$$

$$d_n = \ln(L) \sqrt{\frac{N x_n}{4 \mu_{ev}}} + \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4 N x_n}}$$

3.3 MIMO-PPM 系统

对于 MIMO-FSO 光通信系统,利用条件概率函数的相关计算方法,得到其系统的平均误码率 $P_{\text{MIMO}}(ser)$ 的计算公式,可表示为

$$P_{\text{MIMO}}(ser) = \left(\int_0^\infty T_{x_{MN}}(x_{MN}) \times P(ser | x_{MN}) dx_{MN} \right)^{MN} \quad (17)$$

式中, $T_{x_{MN}}(x_{MN})$ 为矢量 \mathbf{x} 的联合概率密度函数。

为了对 MIMO-FSO 系统和 SISO-FSO 系统的性能差异进行对比分析,在做仿真分析时,保证二者满足两个条件:一是总的发射功率相等;二是总的接收面积相等。

假设收发天线之间的多个子信道之间的光强闪烁分布是独立同分布的,且接收端已知信道信息,则系统的误时隙率 $P_{\text{MIMO}}(ser)$ 可表示为

$$P_{\text{MIMO}}(ser) = \left\{ \int_0^\infty \frac{2 - \text{erfc}(c_{MN}) + L \times \text{erfc}(d_{MN})}{2(L+1)} \times T_{x_{MN}}(x_{MN}) \right\}^{MN} \quad (18)$$

式中

$$T_{x_{MN}}(x_{MN}) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} x_{MN}^{\frac{(\alpha+\beta)-1}{2}} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta x_{MN}}) dx_{MN}$$

$$c_{MN} = \ln(L) \sqrt{\frac{MN x_{MN}}{4 \mu_{ev}}} - \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4 MN x_{MN}}}$$

$$d_{MN} = \ln(L) \sqrt{\frac{MN x_{MN}}{4 \mu_{ev}}} + \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4 MN x_{MN}}}$$

假设收发天线之间的多个子信道间的光强闪烁分布是独立的,但其分布参数不同,则系统的误时隙率 $P_{\text{MIMO}}(ser)$ 可表示为

$$P_{\text{MIMO}}(ser) = \prod_{m=1}^M \prod_{n=1}^N \int_0^\infty \frac{2 - \text{erfc}(c_{mn}) + L \times \text{erfc}(d_{mn})}{2(L+1)} \times \frac{2(\alpha_{mn}\beta_{mn})^{\frac{\alpha_{mn}+\beta_{mn}}{2}}}{\Gamma(\alpha_{mn})\Gamma(\beta_{mn})} x_{mn}^{\frac{(\alpha_{mn}+\beta_{mn})-1}{2}} K_{\alpha_{mn}-\beta_{mn}}(2\sqrt{\alpha_{mn}\beta_{mn}x_{mn}}) dx_{mn} \quad (19)$$

式中

$$c_{mn} = \ln(L) \sqrt{\frac{MN x_{mn}}{4 \mu_{ev}}} - \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4 MN x_{mn}}}$$

$$d_{mn} = \ln(L) \sqrt{\frac{MN x_{mn}}{4 \mu_{ev}}} + \sqrt{\frac{\mu_{ev}}{4 MN x_{mn}}}$$

4 SER 性能仿真分析

根据第 3.1~3.3 节中推导出的平均误时隙率计算公式,本节分别对 SISO-PPM、MISO-PPM、SIMO-PPM 和 MIMO-PPM 系统的 SER 性能进行仿真分析。

4.1 SISO-PPM 系统性能分析

在图 1 中,假设信道信息已知,光强闪烁分布外尺度和内尺度指数分别为 $\alpha=1.3, \beta=0.9$, 闪烁指数 $SI=2.74$, 在 OOK 调制和 L 分别等于 7、15、63、127 和 255 的 PPM 调制条件下,仿真了 $P_{\text{SISO}}(ser) \sim \mu_{ev}$ 的性能曲线。

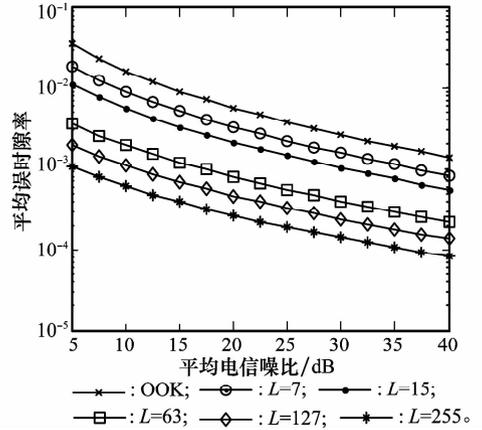


图 1 不同调制阶数下系统 SER 性能

从图 1 中可以看出,采用 PPM 调制后,系统 SER 性能明显比通断键控(on-off keying, OOK)要好,而且随着调制阶数的增加,SER 性能越来越好。如 SER 在 10^{-2} 时,即使是采用 3 阶 PPM 调制,与 OOK 相比,系统具有 5 dB 的增益,而 4 阶 PPM 调制的增益高出与 3 阶 PPM 调制大约 4 dB。

图 2 分别在 OOK、31-PPM 和 255-PPM 调制下,仿真出 3 组 SER 性能曲线。其中每组有 4 条曲线,分别是在 $\alpha=0.9, \beta=0.8, SI=3.75, \alpha=1.5, \beta=1.2, SI=2.06, \alpha=2.5, \beta=2, SI=1.1$ 和 $\alpha=3.5, \beta=3.2, SI=0.69$ 条件下仿真得出。从三组曲线中都能看出一种趋势,那就是在同一组曲线中信噪比达到一定值后,SER 性能随着闪烁指数的减小而越来越好。由图 2 还能看出,虽然在采用 PPM 调制之后,SER 比 OOK 要低,且 SER 随着调制阶数增加而下降,但是对于采用单发单收的 SISO-PPM 系统来说,SER 性能还是很差。例如在 31-PPM 系统中,要使 SER 在 10^{-3} 以下,信噪比必须在 25 dB 以上。所以采用 MIMO 技术提高系统的 SER 性能就非常必要。

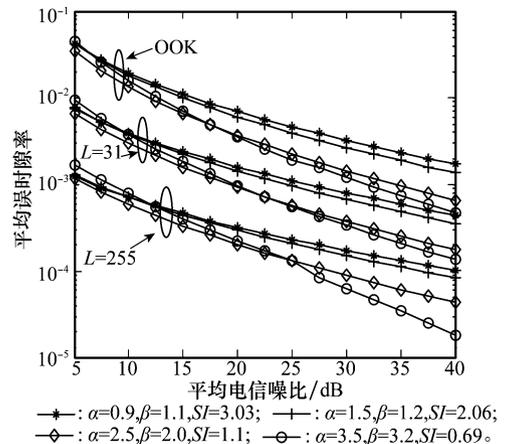


图 2 不同闪烁指数和调制阶数 SER 性能

4.2 MISO-PPM 系统性能分析

在图 3 中,假设信道信息已知,并且多个信道之间独立同分布,首先仿真了 SISO-PPM 系统的 $P_{\text{SISO}}(ser) \sim \mu_{ev}$ 性能

曲线,其中,调制方式采用 7-PPM 调制, $\alpha=3.5, \beta=3.2, SI=0.69$;然后对 MISO-PPM 系统,在 M 分别取 2、3、4、5、6 情况下,仿真了 $P_{MISO}(ser) \sim \mu_{ev}$ 的性能曲线。

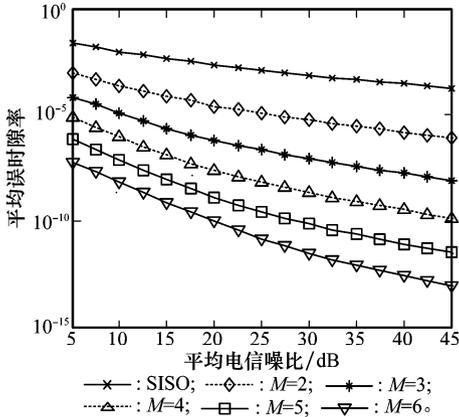


图 3 MISO-PPM 系统的 SER 性能(同分布)

由图 3 可知,在相同湍流强度影响下,MISO-PPM 系统的误时隙率性能较 SISO-PPM 系统要好很多。比如在平均 SER 为 10^{-5} 时,采用 $M=3$ 的 MISO-PPM 系统在信噪比约 12 dB 就能达到;而对于相同条件下的 SISO-PPM 系统,信噪比在 65 dB 左右才能达到,信噪比差异约为 53 dB,这个理论值是相当可观的。对于实际应用的 MISO-PPM 系统, M 取 3 或 4 就足够。

4.3 SIMO-PPM 系统性能分析

在图 4 中,假设信道信息已知,且多个信道之间独立的,但是分布参数不同,接收端采用等增益合并方式,对于 7-PPM 调制,在 $\alpha=0.8, \beta=0.6, SI=5$ 情况下,首先仿真出 SISO-PPM 系统的 $P_{SISO}(ser) \sim \mu_{ev}$ 性能曲线。对 SIMO-PPM 系统,当 N 取 2 时,分布参数分别为 $\alpha=0.8, \beta=0.6$ 和 $\alpha=0.9, \beta=0.8$;当 N 取 3 时,分布参数分别为 $\alpha=0.8, \beta=0.6, \alpha=0.9, \beta=0.8$ 和 $\alpha=1.5, \beta=1.2$;当 N 取 4 时,分布参数分别为 $\alpha=0.8, \beta=0.6, \alpha=0.9, \beta=0.8, \alpha=1.5, \beta=1.2$ 和 $\alpha=2.5, \beta=2$;当 N 取 5 时,分布参数分别为 $\alpha=0.8, \beta=0.6, \alpha=0.9, \beta=0.8, \alpha=1.5, \beta=1.2, \alpha=2.5, \beta=2$ 和 $\alpha=3.5, \beta=3.2$,在上述 N 不同取值下,分别仿真出了 $P_{SIMO}(ser) \sim \mu_{ev}$ 的性能曲线。

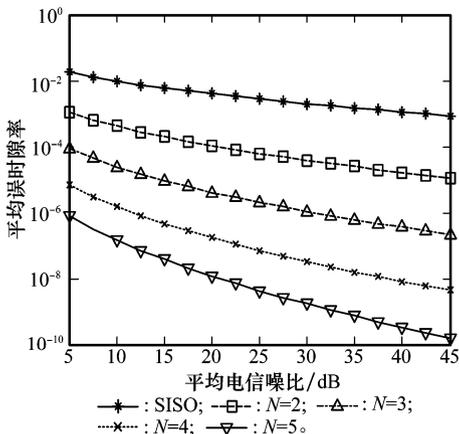


图 4 SIMO-PPM 系统 SER 性能(不同分布)

从图 4 可以显然看出,与 SISO-PPM 系统相比,SIMO-PPM 系统的误时隙率性能要优越很多。在平均 SER 为 10^{-4} 时,采用 $N=3$ 的 SIMO-PPM 系统与相同条件下的 OOK 系统相比等节省信噪比 55 dB,与 $N=2$ 的 SIMO-PPM 系统相比,能节省信噪比 18 dB。对于实际应用的 MISO-PPM 系统, N 取 3 或 4 就足够。

4.4 MIMO-PPM 系统性能分析

图 5 和图 6 分别仿真了 MIMO-PPM 系统在信道分布参数相同和分布参数不同两种情况下的 SER 性能曲线。在图 5 中,调制参数 $L=7$,信道分布参数 $\alpha=3.5, \beta=3.2$,闪烁指数 $SI=0.69$ 。在图 6 中,调制参数 L 也为 7,当 $M=2, N=2$ 时,分布参数分别为: $\alpha=1.5, \beta=1.2, \alpha=2.5, \beta=2, \alpha=3.5, \beta=3.2$ 和 $\alpha=3.8, \beta=3.4$,当 $M=2, N=3$ 时,分布参数分别为: $\alpha=0.8, \beta=0.6, \alpha=0.9, \beta=0.8, \alpha=1.5, \beta=1.2, \alpha=2.5, \beta=2, \alpha=3.5, \beta=3.2$ 和 $\alpha=3.8, \beta=3.4$ 。

从图 5 和图 6 都能看出,MIMO-PPM 系统的 SER 性能明显优于 SISO-PPM 系统。在 SER 为 10^{-4} 时, $M=2, N=2$ 的 MIMO-PPM 系统在信道分布参数相同和不同时,与 SISO-PPM 相比,分别能节省信噪比 50 dB 和 65 dB 左右。在信噪比为 5 dB 时,分布参数相同的系统 SER 性能优于分布参数不同的系统将近一个数量级。

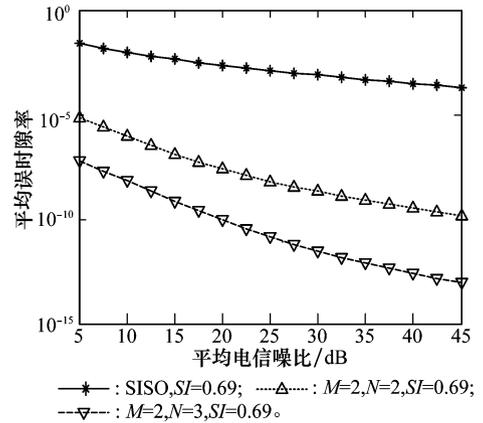


图 5 MIMO-PPM 系统 SER 性能(同分布)

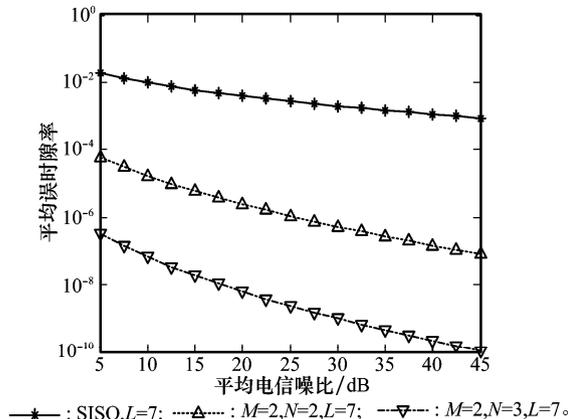


图 6 MIMO-PPM 系统 SER 性能(不同分布)

5 结 论

本文研究了在大气湍流信道中光强闪烁服从 Gamma-Gamma 分布情况下, MIMO-PPM 无线光通信系统的平均误时隙率性能。通过严密的数学推导, 分别得到了基于 PPM 调制方式的 SISO-PPM、MISO-PPM、SIMO-PPM 和 MIMO-PPM 系统的平均误时隙率计算公式。通过数值仿真表明, 在 Gamma-Gamma 分布模型下, 采用多发多收的方法确实能有效提高 FSO 系统的 SER 性能, 实际应用中 M 和 N 分别取 3 或 4 就基本足够。当然在实际的 MIMO-FSO 系统设计中, 根据实际需要, 还必须考虑到传输距离、背景光影响、几何误差等因素, 才能满足具体需求。

参考文献:

- [1] Karimi M, Nasiri-Kenari M. Outage analysis of relay-assisted free-space optical communications [J]. *IET Communication*, 2010, 4(12):1423 - 1432.
- [2] Safari M, Uysal M. Cooperative diversity over lognormal fading channels performance analysis and optimization [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2008, 7(5):1963 - 1972.
- [3] Farid A, Hranilovic S. Outage capacity optimization for free space optical links with pointing errors[J]. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 2007, 7(25):1702 - 1710.
- [4] Wilfried G, Steve H, Erich L. Performance of PPM on terrestrial FSO links with turbulence and pointing errors[J]. *IEEE Communications Letters*, 2010, 4(14):468 - 470.
- [5] Nick L, Ian H, William C. The Gaussian free space optical MIMO channel with Q-ary pulse position modulation[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2008, 7(5):1744 - 1753.
- [6] Harinder S, Chadha D. Power and spectral efficient free space optical link based on MIMO system[C]// *Proc. of the Communication Networks and Services Research Conference*, 2008:504 - 509.
- [7] Mehdi K, Masoumeh N K. BER analysis of cooperative systems in free-space optical networks[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(24):5639 - 5647.
- [8] Ehsan B, Robert S, Ranjan K M. Performance analysis of MIMO free-space optical systems in Gamma-Gamma fading [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2009, 57(11):3415 - 3424.
- [9] Ibrahim M M, Ibrahim A M. Performance analysis of optical receivers with space diversity reception[J]. *Proc. of the IEEE Communications*, 1996, 143(6):369 - 372.
- [10] Wilson S G, Brandt-Pearce M, Cao Q, et al. Optical repetition MIMO transmission with multi-pulse PPM[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2005, 9(23):1901 - 1910.
- [11] Wilson S G, Brandt-Pearce M, Cao Q, et al. Free space optical MIMO transmission with Q-ary PPM[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2005, 53(8):1402 - 1412.
- [12] Navidpour S M, Uysal M, Kavehrad M. BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2007, 6(8):2813 - 2819.
- [13] Tsiftsis T A, Sandalidis H G, Karagiannidis G K, et al. FSO links with spatial diversity over strong atmospheric turbulence channels[C]// *Proc. of the IEEE International Conference on Communications*, 2008:5379 - 5384.
- [14] Abdelmoula B, Chedlia B N, Kamugisha K, et al. Transmission analysis of OFDM-based wireless services over turbulent radio-on-FSO links modeled by Gamma-Gamma distribution[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2010, 2(3):510 - 520.
- [15] Molisch A F, Win M Z. MIMO systems with antenna selection[J]. *IEEE Microwave Magazine*, 2004, 5(1):46 - 56.
- [16] 王朝晖. 空间光通信系统比特差错率的计算及影响因素分析[J]. *中国空间科学技术*, 2007, 27 (3):68 - 71. (Wang Z H. Bit error rate calculation and analysis for space optical communication system[J]. *Chinese Space Science and Technology*, 2007, 27(3):68 - 71.)
- [17] 王红星, 张铁英, 朱银兵, 等. 自由空间光通信调制方式研究[J]. *无线电通信技术*, 2006, 32(6):13 - 15. (Wang H X, Zhang T Y, Zhu Y B, et al. Study on modulation mode for free space optics communication[J]. *Radio Communication Technology*, 2006, 32(6):13 - 15.)