

光学学报

采用 mQAM 和孔径平均的水下弱湍流 MIMO 系统性能分析

王建英^{1,2**}, 殷洪玺^{1*}, 季秀阳¹, 梁彦军¹, 景连友¹

¹大连理工大学信息与通信工程学院, 辽宁 大连 116024;

²新疆大学信息科学与工程学院, 新疆 乌鲁木齐 830046

摘要 采用 Log-normal 分布模拟海洋弱湍流信道,接收机采用等增益合并方式,在考虑雪崩光电二极管(APD)散粒噪声、信道衰减、几何损耗、Log-normal 湍流和孔径平均因子等链路条件下,从理论上推导了水下无线光通信多输入多输出系统平均误码率和信道平均容量的上界表达式,并定量分析讨论了不同链路参数对系统平均误码率和信道平均容量的影响。数值结果表明,采用调制指数合适的正交幅度调制方式以及较大的天线数、接收孔径、发射光功率,均有助于提升系统性能。

关键词 海洋光学; 弱湍流; 正交幅度调制; 孔径平均; 平均误码率; 信道平均容量

中图分类号 TN929.3

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202141.1901002

Performance Analysis of MIMO UWOC Systems with Weak Turbulence Channels Using mQAM and Aperture Averaging

Wang Jianying^{1,2**}, Yin Hongxi^{1*}, Ji Xiuyang¹, Liang Yanjun¹, Jing Lianyou¹

¹School of Information and Communication Engineering, Dalian University of Technology,

Dalian, Liaoning 116024, China;

²College of Information Science and Engineering, Xinjiang University, Urumqi, Xinjiang 830046, China

Abstract A simulated oceanic weak turbulence channel in Log-normal distribution and an equal-gain combining receiver were adopted in this paper. Various link parameters were taken into account, including avalanche photodiode (APD) shot noise, channel fading, geometrical loss, Log-normal turbulence, and aperture-averaging factor. On this basis, expressions for the average bit error rate and the upper bound of the average channel capacity of the multiple-input multiple-output (MIMO) underwater wireless optical communication (UWOC) system were theoretically derived. Simultaneously, the influences of the aforementioned parameters on the average bit error rate and average channel capacity of the system were discussed quantitatively. Simulation results show that quadrature amplitude modulation with a proper modulation index, more antennas configured, larger receiving aperture, and higher transmitting power all contribute to better system performance.

Key words oceanic optics; weak turbulence; quadrature amplitude modulation; aperture averaging; average bit error rate; average channel capacity

OCIS codes 010.7060; 010.4455; 060.4080; 060.4510

收稿日期: 2021-03-12; 修回日期: 2021-04-12; 录用日期: 2021-04-21

基金项目: 国家自然科学基金(61871418, 61801079)、水下信息与控制国防重点实验室开放基金(6142218200408)

通信作者: *hxyin@dlut.edu.cn; **xjuwangjy2019@mail.dlut.edu.cn

1 引言

水下无线光通信(UWOC)以其高带宽、低延时、低成本、高安全性等优点吸引了人们越来越多的关注^[1]。但是,除了吸收和散射外,海水湍流致使接收端光信号的强度起伏或闪烁,也会造成 UWOC 链路性能严重下降。

为了提升 UWOC 系统性能,通常采用孔径平均、多输入多输出(MIMO)空间分集、高阶调制等技术。文献[2-3]采用孔径平均技术来减弱 UWOC 系统中海洋湍流的影响,讨论了强海洋湍流条件下接收机孔径对孔径平均因子的影响,给出了中、强海洋湍流条件下 UWOC 系统的平均误码率表达式。文献[4-6]研究了湍流条件下 UWOC 系统信道平均容量的影响,衰落信道分别采用了 Málaga 模型和 Log-normal 模型。

用于 UWOC 的副载波强度调制,包括副载波相移键控(PSK)和副载波多进制正交幅度调制(mQAM)等。文献[7]研究了采用二进制相移键控调制(BPSK)的 UWOC 系统在弱海洋湍流中的误码率(BER)性能。文献[6,8]采用了脉冲位置调制(PPM)和 PSK 强度调制,降低了系统误码率,增大了信道容量。由于高阶调制可提高单波长信道的频谱效率,mQAM 作为高阶调制的代表之一,可用于提升水下无线光通信性能。文献[9]研究了 UWOC 系统 Log-normal 分布和 Gamma 分布信道中采用矩形正交幅度调制(QAM)信号的系统性能。MIMO 技术具有高容量、分集性和干扰抑制等优点,文献[10-11]在 BPSK 调制的水下无线光通信系统中引入 MIMO 技术来消除海洋湍流引起的信号衰落,针对 Log-normal 分布的海洋湍流模型,推导出 BER 表达式。但是,在弱湍流信道下,对于矩形 mQAM 的 UWOC-MIMO 系统的误码率和信道容量的性能分析,却鲜有报道。

本文分析了在弱湍流信道下采用矩形 mQAM 和孔径平均技术的 UWOC-MIMO 系统性能。首先基于 Log-normal 分布的海洋弱湍流信道,在考虑雪崩光电二极管(APD)散粒噪声、信道衰减和几何损耗等链路条件下,采用等增益合并(EGC)接收机,建立了系统信噪比(SNR)模型,确定了 MIMO 信道的联合概率密度函数(PDF),然后从理论上推导了 MIMO 系统的平均误码率和信道平均容量的上界表达式,最后数值分析了不同天线配置数量、接收孔径、发射功率、海水类型、QAM 调制指数等参数,对系统平均误码率和信道平均容量的影响,并与 BPSK 调制方式^[5]进行了性能对比。

2 系统模型

假定一个 UWOC-MIMO 系统在发射端有 M 个天线、接收端有 N 个天线,如图 1 所示。系统发送端采用矩形 mQAM 调制和 Gray 编码。为了便于分析而又不失一般性,对 UWOC-MIMO 系统设定以下假设条件:

- 1) UWOC 湍流信道是无记忆、平稳遍历的,并且具有独立、同分布特征,信道状态信息(CSI)对发射机和接收机均已知。
- 2) 水下无线光通信链路相较于光波长足够大,空间相关性的影响可忽略不计。
- 3) 发射信号矢量由 M 个统计独立的等功率分量组成,每个分量均呈高斯分布,接收信号矢量由 N 个统计独立的等增益信号合并组成,接收支路之间具有不相关的噪声。
- 4) 对于接收机分集方式,采用 EGC 的 MIMO 系统,可将其等效为具有 $M \times N$ 个接收器的单输入多输出(SIMO)系统。设定在 SIMO 系统中 $M \times N$ 个接收器的孔径面积与单输入单输出(SISO)系统接收器孔径面积 A_{rx} 相等,则每个接收器的孔径面积为 $A_{rx}/(MN)$ 。同理,接收机分集后的总噪声不变;在

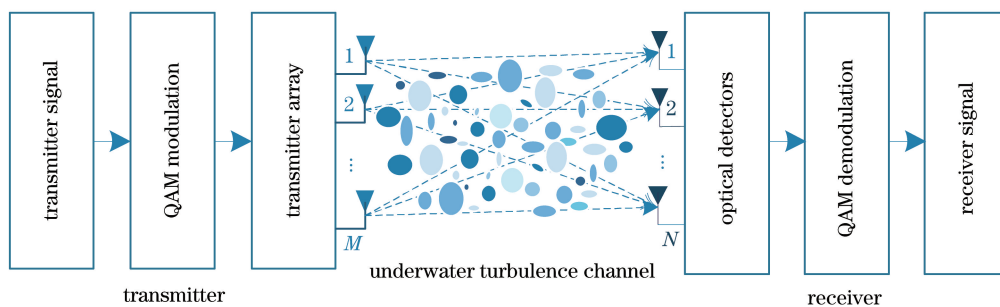


图 1 水下湍流 QAM 信道的 MIMO 系统结构示意图

Fig. 1 Underwater turbulent QAM channel system structure

MIMO 信道的几何损耗不变的情况下,每条支路上的几何损耗为信道总损耗的 $1/(MN)$ 。

2.1 矩形正交振幅调制

水下无线光通信系统采用矩形 mQAM 调制,调制器的输出信号可表示为^[12]

$$q(t) = s_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t), \quad (1)$$

式中: $s_1(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_j g(t - jT_s)$ 和 $s_Q(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} b_j g(t - jT_s)$ 分别表示其同相分量和正交分量; a_j 和 b_j 分别表示第 j 个同相分量和正交分量的幅度; f_c 为 QAM 副载波频率; T_s 为符号间隔; $g(t)$ 为整形脉冲。发射机的输出信号可表示为^[12]

$$s(t) = P_s \{1 + m_0 [s_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t)]\}, \quad (2)$$

式中: P_s 表示发射光功率; m_0 表示调制指数。

由于水下无线光通信链路的状况复杂,考虑接收信号会受到吸收、散射和湍流三种因素的影响,则接收信号可表示为 $r(t) = a_{\text{loss}} I(t) s(t)$, 其中, a_{loss} 为链路吸收和散射的总损耗, $I(t)$ 表示在符号持续期间海洋湍流引起的光强起伏的平稳随机过程,则在 APD 接收机的输入端,接收到的光信号可表示为^[13]

$$r(t) = a_{\text{loss}} I(t) P_s \{1 + m_0 [s_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t)]\}. \quad (3)$$

通过带通滤波器后,APD 的输出信号为^[13]

$$r_e(t) = \mathfrak{R} \bar{g} a_{\text{loss}} I(t) P_s \{1 + m_0 [s_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t)]\} + n(t), \quad (4)$$

式中: \bar{g} 表示 APD 的平均倍增因子,典型取值范围为 $50 \sim 300$ ^[14]; \mathfrak{R} 为 APD 的响应度; $n(t)$ 为接收到的总噪声。

2.2 系统瞬时信噪比模型

APD 接收机的噪声主要有 APD 光电探测器的散粒噪声、暗电流噪声和电路的热噪声等,即 $n(t) = i_{\text{sh}}(t) + i_{\text{th}}(t) + i_{\text{dc}}(t)$, 其中, $i_{\text{sh}}(t)$ 为 APD 的散粒噪声, $i_{\text{th}}(t)$ 为电路的热噪声, $i_{\text{dc}}(t)$ 为暗电流噪声。

为了突出湍流对系统性能的影响,本文仅考虑 APD 的散粒噪声。设湍流随机过程为 $I(t)$, 由任意给定时刻 $t = t_0$ 的随机变量 $I(t_0)$ 引起的 APD 的散粒噪声是均值为 0、方差为 σ_{sh}^2 的高斯白噪声^[12], 即

$$\sigma_{\text{sh}}^2 = 2q\bar{g}^2 F_A \mathfrak{R} a_{\text{loss}} I P_s m_0 B, \quad (5)$$

式中: q 为电子电荷; F_A 为 APD 的过剩噪声因子,对于 Si-APD, 取值范围为 $0.3 \sim 0.5$, 对于 Ge-APD, 取值范围为 $0.95 \sim 1.00$ ^[15]; B 为接收机有效带宽。

因此,系统的瞬时信噪比为

$$\gamma(I) = \frac{(\bar{g} \mathfrak{R} a_{\text{loss}} P_s m_0)^2 I^2}{(2q\bar{g}^2 F_A \mathfrak{R} a_{\text{loss}} P_s m_0 B) I} = \frac{a I^2}{b I} = \frac{a}{b} I, \quad (6)$$

式中: $a = (\bar{g} \mathfrak{R} a_{\text{loss}} P_s m_0)^2$, $b = 2q\bar{g}^2 F_A \mathfrak{R} a_{\text{loss}} P_s m_0 B$ 。则根据(6)式的系统信噪比模型,定义第 m 个发射机到第 n 个接收机的子信道接收瞬时信噪比为

$$\gamma_{mn}(I_{mn}) = \frac{a}{b} \times \frac{I_{mn}}{MN} = \bar{\gamma}_{mn} I_{mn}, \quad (7)$$

式中: $m = 1, 2, \dots, M$; $n = 1, 2, \dots, N$; $\bar{\gamma}_{mn}$ 为瞬时平均信噪比(ASNR), $\bar{\gamma}_{mn} = \frac{a}{b} \times \frac{1}{MN}$ 。

采用 EGC 分集的 MIMO 接收机的瞬时信噪比 γ 表示为系统各个子信道的瞬时信噪比之和^[16], 可表示为

$$\gamma = \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sqrt{\gamma_{mn}} \right)^2 = \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sqrt{\bar{\gamma}_{mn} I_{mn}} \right)^2. \quad (8)$$

3 信道模型

3.1 信道损耗模型

假定在水下无线光通信链路中,由吸收、散射造成的信道衰减量为 a_{ch} , 由发射机的发散角和接收机的孔径引起的几何损耗为 a_{geo} , 则链路的总损耗为 $a_{\text{loss}} = a_{\text{ch}} \cdot a_{\text{geo}}$ ^[17], 即可写为

$$a_{\text{loss}} = \frac{A_{\text{rx}}}{\pi(\theta L/2)^2} \exp[-c(\lambda)L] = \frac{D_{\text{rx}}^2}{(L\theta)^2} \exp[-c(\lambda)L], \quad (9)$$

式中: $c(\lambda)$ 为海水的吸收和散射造成的衰减系数, L 为发射机与接收机之间的链路长度, θ 为发射机的光发散角, $A_{\text{rx}} = \pi D_{\text{rx}}^2/4$ 为接收机的接收孔径, D_{rx} 表示接收孔径的直径。

3.2 湍流模型

考虑水下弱湍流信道,接收信号光强 I 的概率分布函数采用 Log-normal 分布模型,将平均接收光强度 I_0 归一化为 1, $\ln I$ 服从均值为 μ_I 、方差为 σ_I^2 的正态分布^[18], 即

$$f(I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_I I} \exp\left\{-\frac{[\ln(I/I_0) - \mu_I]^2}{2\sigma_I^2}\right\}, \quad (10)$$

式中: $\mu_I = -\sigma_I^2/2$, 且 σ_I^2 为接收光辐照度起伏的归一化方差, 即闪烁指数。

考虑弱湍流条件下的接收孔径平均效应,孔径平均因子定义为有限大小孔径获得的辐照度通量方差与点探测器获得的辐照度通量方差的比率^[18], 即 $A = \frac{\sigma_I^2(D_{\text{rx}})}{\sigma_I^2(0)}$, 且 A 通常取值在 0 到 1 之间^[1-2]。在

弱湍流区,平面波和球面波的孔径平均因子 A 的取值不同。在此仅考虑球面波的情况, A 近似为^[15]

$$A \approx \left[1 + 0.214 \left(\frac{kD_{rx}^2}{4L} \right)^{7/6} \right]^{-1}, \quad (11)$$

式中: $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ 为波数, λ 为光波长。

湍流信道中平面波的 Rytov 方差 σ_R^2 是判断湍流强度的重要信道参数之一,当 $\sigma_R^2 < 1$ 时,湍流为弱湍流,其球面波的闪烁指数 $\sigma_{I,sp}^2(D_{rx})$ 可表示为^[18]

$$\sigma_{I,sp}^2(D_{rx}) = \exp \left[\frac{0.49\beta_0^2}{(1 + 0.18d^2 + 0.56\beta_0^{12/5})^{7/6}} + \frac{0.51\beta_0^2(1 + 0.69\beta_0^{12/5})^{-5/6}}{1 + 0.90d^2 + 0.62d^2\beta_0^{12/5}} \right] - 1, \quad (12)$$

式中: β_0^2 为球面波的 Rytov 方差, $\beta_0^2 = 0.4\sigma_R^2$, $d = \sqrt{\frac{kD_{rx}^2}{4L}}$ 。

4 UWOC-MIMO 系统性能分析

4.1 矩形 mQAM 系统误码率

令 mQAM 调制信号的同相分量 M_1 -PAM 和正交分量 M_Q -PAM 中两个相邻符号之间的最小欧氏距离分别为 d_1 和 d_Q 。假设 mQAM 信号各符号等概率发送,mQAM 解调时的判别门限分别为 $2d_1$ 和 $2d_Q$, γ 为系统接收信噪比,如(7)式所示,则在 M_1 -PAM 中第 m_i 比特发生错误的概率为 $P_{M_1}(m_i)$,在 M_Q -PAM 中第 m_q 比特发生错误的概率为 $P_{M_Q}(m_q)$,则有^[12,19]

$$P_{M_1}(m_i) = \frac{2}{M_1} \sum_{i=0}^{(1-2^{-m_i})M_1-1} [C_i Q(A_i \sqrt{2\gamma})], \quad (13)$$

$$P_{M_Q}(m_q) = \frac{2}{M_Q} \sum_{j=0}^{(1-2^{-m_q})M_Q-1} [C_j Q(A_j \sqrt{2\gamma})], \quad (14)$$

式中: M_1 为同相分量符号数, M_Q 为正交分量符号数, $Q(\cdot)$ 函数表示高斯 Q 函数, C_i 、 C_j 、 A_i 和 A_j 分别定义为

$$C_i = (-1)^{\text{floor}(\frac{i+2^{-m_i-1}}{M_1})} \left[2^{m_i-1} - \text{floor}\left(\frac{i \cdot 2^{m_i-1}}{M_1} + \frac{1}{2}\right) \right],$$

$$C_j = (-1)^{\text{floor}(\frac{j+2^{-m_q-1}}{M_Q})} \left[2^{m_q-1} - \text{floor}\left(\frac{j \cdot 2^{m_q-1}}{M_Q} + \frac{1}{2}\right) \right], \quad (15)$$

$$A_i = (2i + 1) \sqrt{\frac{3m_0}{(M_1^2 - 1) + \zeta^2(M_Q^2 - 1)}},$$

$$A_j = (2j + 1) \sqrt{\frac{3\zeta^2 m_0}{(M_1^2 - 1) + \zeta^2(M_Q^2 - 1)}}, \quad (16)$$

式中: $\text{floor}(\cdot)$ 为向下取整函数, $\zeta = d_Q/d_1$, $m_0 = (1/2)\text{lb}(M_1 \times M_Q)$ 。

当通信链路不考虑 Log-normal 湍流时,系统误码率 P_e 可表示为^[12,19]

$$P_e = \frac{1}{\text{lb}(M_1 \times M_Q)} \left[\sum_{m_i=1}^{\text{lb} M_1} P_{M_1}(m_i) + \sum_{m_q=1}^{\text{lb} M_Q} P_{M_Q}(m_q) \right]. \quad (17)$$

由(17)式可知,在 M_1 和 M_Q 不变的情况下,系统误码率仅与 γ 有关,将(17)式分解为同相分量和正交分量两项,即 $P_e = P_e^1 + P_e^Q$,则有

$$P_e^1 = \frac{1}{m_0 M_1} \sum_{m_i=1}^{\text{lb} M_1} \sum_{i=0}^{(1-2^{-m_i})M_1-1} [C_i Q(A_i \sqrt{2\gamma})], \quad (18)$$

$$P_e^Q = \frac{1}{m_0 M_Q} \sum_{m_q=1}^{\text{lb} M_Q} \sum_{j=0}^{(1-2^{-m_q})M_Q-1} [C_j Q(A_j \sqrt{2\gamma})]. \quad (19)$$

4.2 Log-normal 信道平均误码率

在弱湍流信道条件下,接收光强矢量 $\mathbf{I} = (I_1, I_2, \dots, I_{MN})$ 独立同分布, $M \times N$ 个独立信号接收幅度之和为 $z = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M I_{nm}$,亦服从均值为 μ_V ,方差为 σ_V^2 的 Log-normal 分布^[15],即

$$f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_V z} \exp \left[-\frac{(\ln z - \mu_V)^2}{2\sigma_V^2} \right], \quad (20)$$

式中: $\mu_V = \ln(MN) - \frac{\sigma_V^2}{2}$, $\sigma_V^2 = \ln \left[1 + \frac{\exp(\sigma_I^2) - 1}{MN} \right]$ 。

对于一个 UWOC-MIMO 系统,在 Log-normal 湍流信道条件下,4.1 节给出的系统误码率在这里代表系统的瞬时误码率,则系统的平均误码率为信道在 Log-normal 概率分布条件下系统误码率的均值,即^[8]

$$P_{e,MIMO} = \int_0^\infty P_{MIMO}(N_e | z) f(z) dz, \quad (21)$$

式中: $P_{MIMO}(N_e | z)$ 为系统瞬时误码率,即 $P_{MIMO}(N_e | z) = P_e^1 + P_e^Q$,其中 N_e 为信号传输时错误符号数,则(21)式可写为

$$P_{e,MIMO} = \int_0^\infty P_e^1 f(z) dz + \int_0^\infty P_e^Q f(z) dz = P_{e,MIMO}^1 + P_{e,MIMO}^Q. \quad (22)$$

利用 Gauss-Hermite 正交积分近似法, $\int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \exp(-x^2) dx \approx \sum_{i=1}^n w_i f(x_i)$, w_i 和 x_i 为 n 阶 Hermite 多项式的加权因子和零点,可得:

在 Log-normal 湍流信道条件下, UWOC-MIMO 系统平均误码率 $P_{e, \text{MIMO}}$ 同相分量和正交分量的近似解为^[16]

$$P_{e, \text{MIMO}}^I \approx \frac{1}{m_0 M_1} \sum_{m_1=1}^{\text{lb } M_1 (1-2^{-m_1}) M_1 - 1} \sum_{i=0}^{m_1-1} \sum_{t=1}^n \frac{C_i \omega_t}{\sqrt{\pi}} Q(A_i \sqrt{2\gamma_{mn}}), \quad (23)$$

$$P_{e, \text{MIMO}}^Q \approx \frac{1}{m_0 M_Q} \sum_{m_q=1}^{\text{lb } M_Q (1-2^{-m_q}) M_Q - 1} \sum_{j=0}^{m_q-1} \sum_{t=1}^n \frac{C_j \omega_t}{\sqrt{\pi}} Q(A_j \sqrt{2\gamma_{mn}}), \quad (24)$$

式中: γ_{mn} 为任一子信道接收瞬时信噪比, $\gamma_{mn} = MN \bar{\gamma}_{mn} \exp(\sqrt{2} \sigma_V x_t - \sigma_V^2/2)$; $m=1, 2, \dots, M$; $n=1, 2, \dots, N$.

4.3 Log-normal 信道平均容量分析

由(7)式可知,在 MIMO 系统的每个水下弱湍流子信道中,接收信号光强 I_{mn} 与其瞬时信噪比 γ_{mn} 一一对应,则已知接收光强 I_{mn} 的概率密度函数服从 Log-normal 分布,其瞬时信噪比 γ_{mn} 的概率密度函数为^[20]

$$f(\gamma_{mn}) = \left| \frac{dI_{mn}}{d\gamma_{mn}} \right| f(I_{mn}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_I \gamma_{mn}} \exp\left\{-\frac{[\ln(\gamma_{mn}/\bar{\gamma}_{mn}) + \sigma_I^2/2]^2}{2\sigma_I^2}\right\}. \quad (25)$$

当 $M=1$ 和 $N=1$ 时,系统为 SISO 系统,此时 $\gamma = \gamma_{mn}$, 其平均信道容量记为 $\bar{C} = \int_0^\infty B \log(1 + \gamma_{mn}) f(\gamma_{mn}) d\gamma_{mn}$, 则

$$\frac{\bar{C}}{B} = \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{\ln(1 + \gamma_{mn})}{\gamma_{mn}} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_I} \exp\left\{-\frac{[\ln(\gamma_{mn}/\bar{\gamma}_{mn}) + \sigma_I^2/2]^2}{2\sigma_I^2}\right\} d\gamma_{mn}. \quad (26)$$

令 $\ln(\gamma_{mn}) = y$, 则 $\gamma_{mn} = \exp y$, 同时, 令 $\tau = \ln(\bar{\gamma}_{mn}) - \sigma_I^2/2$, 则(26)式变为

$$\frac{\bar{C}}{B} = \frac{1}{\ln 2} \int_{-\infty}^\infty \ln(1 + \exp y) \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_I} \exp\left[-\frac{(y - \tau)^2}{2\sigma_I^2}\right] dy = \frac{1}{\ln 2} \int_{-\infty}^\infty \phi(y) f_N(y) dy, \quad (27)$$

式中: $\phi(y) = \ln(1 + \exp y)$, $f_N(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_I}$

$\exp\left[-\frac{(y - \tau)^2}{2\sigma_I^2}\right]$, 根据文献[21]中的(16)式和(18)式,可得到 SISO 系统信道平均容量的近似解为

$$\frac{\bar{C}}{B} \approx \frac{1}{\ln 2} \left[\frac{2}{3} \phi(\tau) + \frac{1}{6} \phi(\tau + \sqrt{3}\sigma_I) + \frac{1}{6} \phi(\tau - \sqrt{3}\sigma_I) \right], \quad (28)$$

式中: $\tau = \ln(\bar{\gamma}) - \sigma_I^2/2$.

当 $M \neq 1$ 或 $N \neq 1$ 时,根据柯西不等式,(8)式则变为

$$\gamma = \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sqrt{\gamma_{mn}} \right)^2 \leq MN \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \gamma_{mn}. \quad (29)$$

由(25)式和(29)式推理可知, γ 亦可近似看作服从 Log-normal 分布,故其概率密度函数定义为

$$f(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_u \gamma} \exp\left\{-\frac{[\ln(\gamma/\bar{\gamma}) - \mu_u]^2}{2\sigma_u^2}\right\}, \quad (30)$$

式中: $\mu_u = MN \left[\ln(MN) - \frac{\sigma_u^2}{2} \right]$, $\sigma_u^2 = MN \times \ln\left[1 + \frac{\exp(\sigma_I^2) - 1}{MN}\right]$.

由于 UWOC 湍流信道是无记忆、平稳遍历的,且具有独立、同分布特征,对于发射机和接收机来说 CSI 均已知。根据文献[22]中的(28)式,得到 UWOC-MIMO 系统子信道的信道容量上界的表达式为

$$C_{mn} \leq \frac{N_p}{\ln 2} \ln \left[1 + \frac{1}{MN_p} \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sqrt{\gamma_{mn}} \right)^2 \right], \quad (31)$$

式中: N_p 为并行子信道数,由 MIMO 信道矩阵 \mathbf{H} 的秩决定,假定 \mathbf{H} 为行满秩或列满秩,则 $N_p = \text{rank}(\mathbf{H}) = \min(M, N)$ 。

信道容量 C_{mn} 被认为是 UWOC 湍流随机过程的一个随机变量,其均值即为信道平均容量,记为 $\langle C_{mn} \rangle$,则由(31)式可得

$$\langle C_{mn} \rangle \leq E \left\{ \frac{N_p}{\ln 2} \ln \left[1 + \frac{1}{MN_p} \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sqrt{\gamma_{mn}} \right)^2 \right] \right\} = \frac{N_p}{\ln 2} \int_0^\infty \ln \left(1 + \frac{\gamma}{MN_p} \right) f(\gamma) d\gamma, \quad (32)$$

将(30)式代入(32)式得到

$$\langle C_{mn} \rangle \leq \frac{N_p}{\ln 2} \int_0^\infty \ln \left(1 + \frac{\gamma}{MN_p} \right) \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_u \gamma} \exp\left\{-\frac{[\ln(\gamma/\bar{\gamma}) - \mu_u]^2}{2\sigma_u^2}\right\} d\gamma. \quad (33)$$

同理,根据(28)式的推导过程,可得 UWOC-MIMO 系统的信道平均容量上界的近似解为

$$\langle C_{mn} \rangle_{\max} \approx \frac{N_p}{\ln 2} \left[\frac{2}{3} \phi(\zeta) + \frac{1}{6} \phi(\zeta + \sqrt{3}\sigma_u) + \frac{1}{6} \phi(\zeta - \sqrt{3}\sigma_u) \right], \quad (34)$$

$$\zeta = \ln \left[\frac{(MN)^{MN}}{MN_p} \bar{\gamma} \right] - \frac{MN}{2} \sigma_u^2, \sigma_u^2 = MN \ln \left[1 + \frac{\exp(\sigma_l^2) - 1}{MN} \right].$$

5 仿真结果与分析

将根据 (23)、(24)、(28) 和 (34) 式分别计算出矩

形 mQAM 在 Log-normal 湍流信道下水下无线光通信系统的平均误码率 (ABER) 及信道平均容量上界值, 分别标记为 R_{ABE} 和 $\langle C_{mm} \rangle_{\max}$ 。系统仿真时, MIMO 天线配置方案只考虑天线数量的影响, 暂未考虑天线空间排列方式的影响。系统仿真所使用到的参数设置, 如表 1 所示。对于清澈海水、近岸水和浑浊港口水的吸收、散射和衰减系数的典型值^[23], 如表 2 所示。

表 1 系统仿真参数表

Table 1 System simulation parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
Electronic charge $q / (10^{-19} \text{ C})$	1.602	APD's average gain \bar{g}	80
Receiver effective bandwidth B / MHz	100	APD responsivity \mathfrak{R}	0.8
Excess noise factor F_A	0.5	Wavelength λ / nm	532
Plane wave Rytov variance σ_R^2	0.1	Divergence angle θ / mrad	1.5

表 2 海水吸收、散射和衰减系数

Table 2 Absorption, scattering and attenuation coefficients of the seawater

Water type	$a(\lambda) / \text{m}^{-1}$	$b(\lambda) / \text{m}^{-1}$	$c(\lambda) / \text{m}^{-1}$
Clear oceanic water	0.114	0.037	0.151
Coastal water	0.179	0.219	0.398
Turbid harbor water	0.366	1.824	2.190

5.1 系统平均误码率数值分析

对于近岸水, 分析和比较了采用 4 种矩形

mQAM 调制方案和 5 种天线数配置方案的 UOWC-MIMO 系统的平均误码率 R_{ABE} , 并以前向纠错 (FEC)^[24] 误码率阈值 3.8×10^{-3} 作为参考。数值计算可得, 满足 FEC 阈值要求的系统最小 ASNR, 标记为 $\bar{\gamma}_{\min}$, 结果如表 3 所示, 由此可看出, 相同天线数配置方案中, 采用矩形 8QAM 调制的系统所需的 $\bar{\gamma}_{\min}$ 最小, 而在相同调制方案中, 3×4 MIMO 系统所需的 $\bar{\gamma}_{\min}$ 最小。而图 2(a) 给出了通信链路长度 $L = 50 \text{ m}$

表 3 系统所需最小平均信噪比 $\bar{\gamma}_{\min}$ (4 种矩形 mQAM 调制方案/5 种天线配置方案)

Table 3 Minimum ASNR $\bar{\gamma}_{\min}$ required by the system (four rectangular mQAM modulation schemes/five antenna configuration schemes)

System	8QAM		16QAM		32QAM		64QAM	
	$\bar{\gamma}_{\min} / \text{dB}$	$R_{ABE} / 10^{-3}$	$\bar{\gamma}_{\min} / \text{dB}$	$R_{ABE} / 10^{-3}$	$\bar{\gamma}_{\min} / \text{dB}$	$R_{ABE} / 10^{-3}$	$\bar{\gamma}_{\min} / \text{dB}$	$R_{ABE} / 10^{-3}$
SISO	18	1.7	20	2.0	24	2.0	29	2.5
1×3 SIMO	13	1.6	15	1.8	19	1.9	24	2.5
3×2 MIMO	10	1.4	12	1.7	16	1.7	21	2.3
8×1 MISO	8	3.3	10	3.7	14	3.7	20	1.7
3×4 MIMO	7	1.4	9	1.6	13	1.6	18	2.2

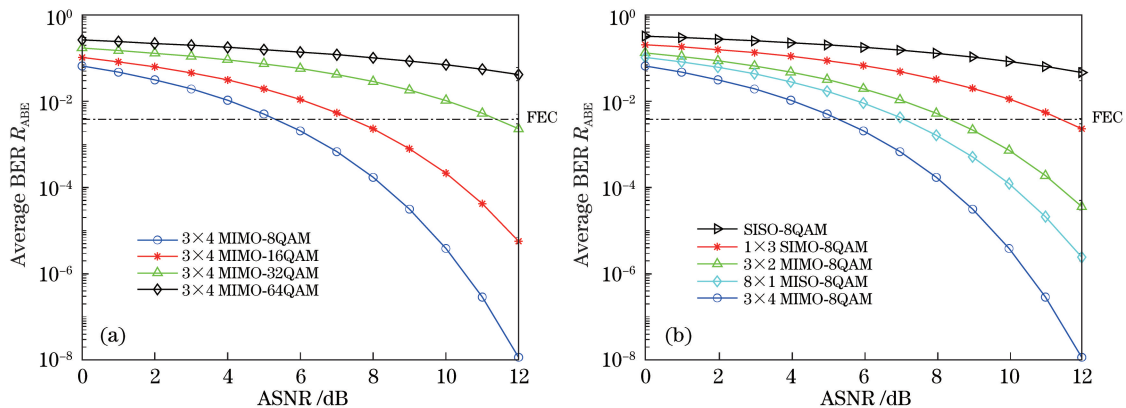


图 2 R_{ABE} 随 ASNR 变化曲线。(a) 4 种矩形 mQAM 调制方案; (b) 5 种天线配置方案

Fig. 2 R_{ABE} curves with the change of ASNR. (a) Four rectangular mQAM modulation schemes; (b) five antenna configuration schemes

时, 3×4 MIMO 系统 4 种调制方案中, ASNR 在 0 dB 变化到 12 dB 时系统平均误码率 R_{ABE} 的变化结果, 图 2(b) 给出了采用矩形 8QAM 调制的 5 种天线数配置方案中, ASNR 从 0 dB 变化到 12 dB 时系统平均误码率 R_{ABE} 的变化结果。由图 2 均可看出, 采用矩形 8QAM 调制的 3×4 MIMO 系统性能最优。当发射功率 $P_s = 50 \text{ mW}$, $L = 45 \text{ m}$ 时, 图 3(a) 给出了 3×4 MIMO 系统 4 种调制方案中, 系统

ABER 随接收机孔径平均因子 A 的变化情况, 图 3(b) 给出了采用矩形 8QAM 调制的 5 种天线数配置方案中, 系统平均误码率 R_{ABE} 随 A 的变化情况, 与 ASNR 相比较而言, A 对于系统平均误码率 R_{ABE} 的影响程度较小, 且 A 越趋近 1 时系统的平均误码率 R_{ABE} 变化越小, 即对信道衰落的抑制程度越小。由图 3 亦可看出, 采用矩形 8QAM 调制的 3×4 MIMO 系统性能最优。

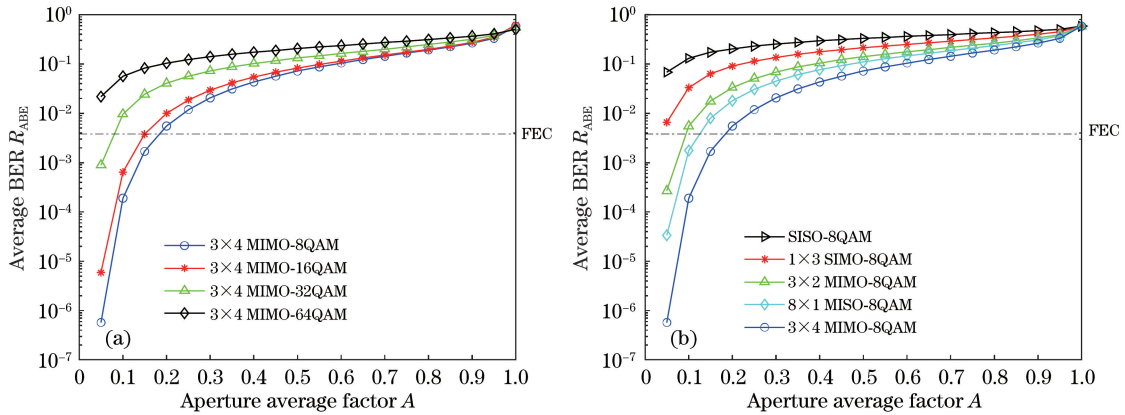


图 3 R_{ABE} 随 A 变化曲线 ($P_s = 50 \text{ mW}$, $L = 45 \text{ m}$)。 (a) 4 种矩形 mQAM 调制方案; (b) 5 种天线配置方案

Fig. 3 R_{ABE} curves with the change of A ($P_s = 50 \text{ mW}$, $L = 45 \text{ m}$). (a) Four rectangular mQAM modulation schemes; (b) five antenna configuration schemes

对于近岸水, 通信链路长度 $L = 50 \text{ m}$ 时, 分别采用矩形 8QAM、16QAM、32QAM 和 64QAM 调制的 3×4 MIMO 系统, 分析接收孔径直径 D_{rx} 分别为 5, 10, 15, 20 mm 时对系统平均误码率 R_{ABE} 的影响, 得到满足 FEC 阈值要求的系统最小发射功率 $P_{s, \text{min}}$ 的结果如表 4 所示, 由此可看出, 系统采用矩形 8QAM 调制系统的发射功率 $P_{s, \text{min}}$ 最小, 而在相同调制方案中, 随着 D_{rx} 从 5 mm 增加到 20 mm, 发射功率 $P_{s, \text{min}}$ 随之减小。同时, 图 4 给出了 P_s 从 10 dBm 变化到 20 dBm 时 8 种不同系统配置下 ABER 变化曲线, 由此可看出, 采用矩形 8QAM 调制, $D_{\text{rx}} = 20 \text{ mm}$ 时的 3×4 MIMO 系统性能最优。

对于近岸水, $D_{\text{rx}} = 5 \text{ mm}$ 的 3×4 MIMO 系统在矩形 8QAM、16QAM、32QAM 和 64QAM 调制

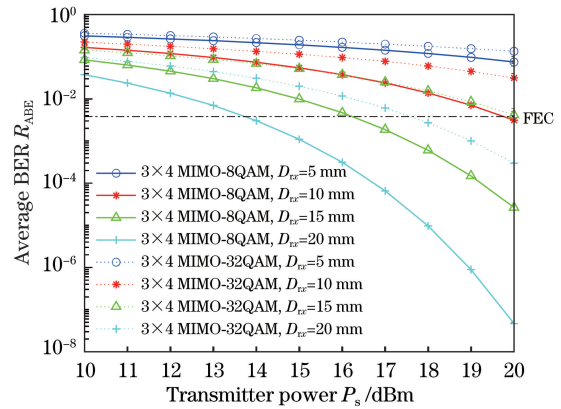


图 4 不同接收孔径下 R_{ABE} 随发射功率变化曲线 (近岸水, $L = 50 \text{ m}$, 3×4 MIMO 系统)

Fig. 4 R_{ABE} versus transmitter power with different aperture diameters (coastal water, $L = 50 \text{ m}$, 3×4 MIMO system)

表 4 不同接收孔径下 3×4 MIMO 系统所需最小发射功率 $P_{s, \text{min}}$

Table 4 Minimum transmit power $P_{s, \text{min}}$ in 3×4 MIMO system for different aperture diameters

Modulation mode	$D_{\text{rx}} = 5 \text{ mm}$		$D_{\text{rx}} = 10 \text{ mm}$		$D_{\text{rx}} = 15 \text{ mm}$		$D_{\text{rx}} = 20 \text{ mm}$	
	$P_{s, \text{min}} / \text{dBm}$	$R_{\text{ABE}} / 10^{-3}$	$P_{s, \text{min}} / \text{dBm}$	$R_{\text{ABE}} / 10^{-3}$	$P_{s, \text{min}} / \text{dBm}$	$R_{\text{ABE}} / 10^{-3}$	$P_{s, \text{min}} / \text{dBm}$	$R_{\text{ABE}} / 10^{-3}$
8QAM	27	2.3	21	2.2	17	3.7	15	2.2
16QAM	28	2.0	22	2.0	18	3.3	16	1.9
32QAM	31	2.1	25	2.1	21	3.4	19	2.0
64QAM	35	3.4	29	3.3	26	1.9	23	3.2

下, P_s 分别为 10 dBm、13 dBm 和 16 dBm 时, 数值计算获得满足 FEC 阈值要求的系统最大有效通信距离 L_{\max} , 结果如表 5 所示。由此可看出, 相同调制方式下, P_s 为 16 dBm 的系统 L_{\max} 最大, 而在相同发射功率下, 采用矩形 8QAM 调制时系统 L_{\max} 最大。

表 5 不同发射功率下的系统最大有效通信距离 L_{\max}

Table 5 Maximum effective link distance L_{\max} under different transmitter powers P_s

Modulation mode	$P_s = 10$ dBm		$P_s = 13$ dBm		$P_s = 16$ dBm	
	L_{\max} / m	$R_{\text{ABE}} / 10^{-3}$	L_{\max} / m	$R_{\text{ABE}} / 10^{-3}$	L_{\max} / m	$R_{\text{ABE}} / 10^{-3}$
8QAM	36.0	2.0	37.5	1.9	39.0	1.9
16QAM	35.5	1.7	37.0	1.6	38.5	1.6
32QAM	34.0	1.9	35.5	1.8	37.0	1.8
64QAM	33.5	2.3	35.0	2.3	36.5	2.3

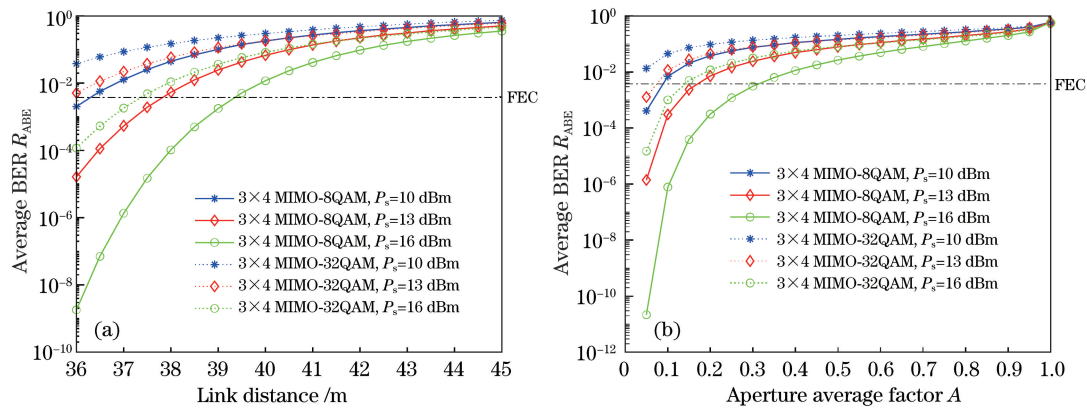


图 5 不同发射功率下 3×4 MIMO 系统 R_{ABE} 变化曲线。(a) 随通信传输距离 L 变化曲线; (b) 随孔径平均因子 A 变化曲线

Fig. 5 R_{ABE} curve of 3×4 MIMO system under different transmitter powers. (a) R_{ABE} versus link distance L ;

(b) R_{ABE} versus aperture average factor A

在 $P_s = 50$ mW, $D_{\text{tx}} = 5$ mm 的 3×4 MIMO 系统中, 在浑浊港口水、近岸水、清澈海水三种海水类型下, 分别采用矩形 8QAM、16QAM、32QAM 和 64QAM 调制, 数值分析获得满足 FEC 阈值要求的

表 6 不同水环境中传输的最大有效通信距离 L_{\max}

Table 6 Maximum effective link distance L_{\max} in different water types

Modulation mode	Turbid harbor		Coastal ocean		Clear ocean	
	L_{\max} / m	$R_{\text{ABE}} / 10^{-3}$	L_{\max} / m	$R_{\text{ABE}} / 10^{-3}$	L_{\max} / m	$R_{\text{ABE}} / 10^{-3}$
8QAM	8.6	2.0	39.8	3.4	93.8	3.9
16QAM	8.6	4.9	39.4	3.7	92.6	3.8
32QAM	8.2	1.4	37.8	3.3	88.6	3.9
64QAM	7.8	1.9	35.6	3.7	82.6	3.5

对于近岸水, $L = 50$ m, $D_{\text{tx}} = 5$ mm 的 3×2 MIMO 系统中, 系统分别采用 QAM 调制和 BPSK 调制时, 数值计算 ASNR 和通信链路长度 L 的变化分别对系统性能的影响, 可得到达到 FEC 阈值要求的系统最小平均信噪比 $\bar{\gamma}_{\min}$ 和系统最大有效通信传输距离 L_{\max} , 结果如表 7 所示, 由此可知, MIMO 系统中

而图 5(a) 为通信链路长度 L 在 36~45 m 范围内的系统性能 ABER 曲线, 图 5(b) 为通信链路长度 $L = 43$ m 时, 系统平均误码率 R_{ABE} 随 A 的变化曲线。由图 5(a) 和图 5(b) 均可看出, P_s 为 16 dBm 时, 采用矩形 8QAM 调制的系统性能最优。

系统最大有效通信传输距离 L_{\max} , 结果如表 6 所示。由此可得出, 清澈海水的系统 L_{\max} 远大于浑浊港口水和近岸水的系统 L_{\max} , 其中近岸水中采用矩形 8QAM 调制的系统可实现的 L_{\max} 最大, 为 39.8 m。

采用 8QAM 调制时系统 L_{\max} 要比 BPSK 调制时大 2 m, 而这两种系统所需的 $\bar{\gamma}_{\min}$ 均为 9 dB。图 6(a) 给出了 ASNR 在 0 dB 到 15 dB 范围内系统 ABER 的变化结果, 图 6(b) 给出了通信链路长度 L 在 35~50 m 范围的系统 ABER 变化结果。可见, 就 3×2 MIMO 系统 ABER 性能而言, 8QAM 优于 BPSK。

表 7 QAM 调制与 BPSK 调制系统 $\bar{\gamma}_{\min}$ 和 L_{\max} 对比 (3×2 MIMO)

Table 7 Comparison of $\bar{\gamma}_{\min}$ and L_{\max} between QAM modulation and BPSK modulation (3×2 MIMO)

Modulation mode	$\bar{\gamma}_{\min}$	L_{\max}
8QAM	9 dB	38 m
16QAM	11 dB	38 m
32QAM	15 dB	36 m
BPSK	9 dB	36 m

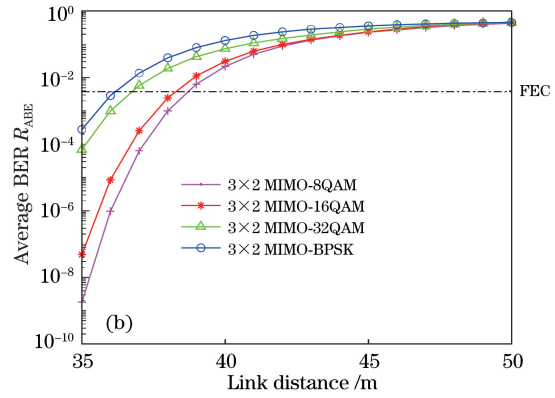
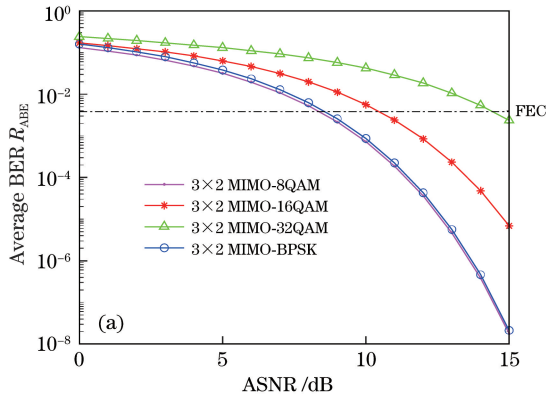


图 6 QAM 调制与 BPSK 调制系统性能对比。(a) R_{ABE} 随 ASNR 变化曲线;(b) R_{ABE} 随通信链路长度 L 变化曲线

Fig. 6 Performance comparison of QAM and BPSK modulation systems. (a) R_{ABE} versus ASNR; (b) R_{ABE} versus link distance L

根据 (35) 式,在近岸水,通信链路长度 $L = 50 \text{ m}$,接收孔径直径 $D_{\text{rx}} = 5 \text{ mm}$,发射功率 $P_s = 50 \text{ mW}$,系统传输速率 $R_b = 1 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$,系统采用矩形 32QAM 调制,天线数量配置分别设置为 SISO、1×3、2×2、3×2 MIMO 4 种方案时,数值分

析信道平均容量的上界值,即 $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 分别随 ASNR $\bar{\gamma}$ 和平均孔径因子 A 的变化情况,如图 7 所示,可看出,SISO 系统的 $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 最小,3×2 MIMO 系统的 $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 最大,故 UWOC-MIMO 系统会随着配置的天线数量的增加来提高 $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 。

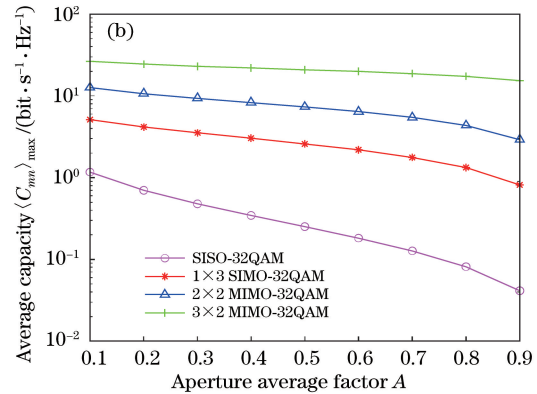
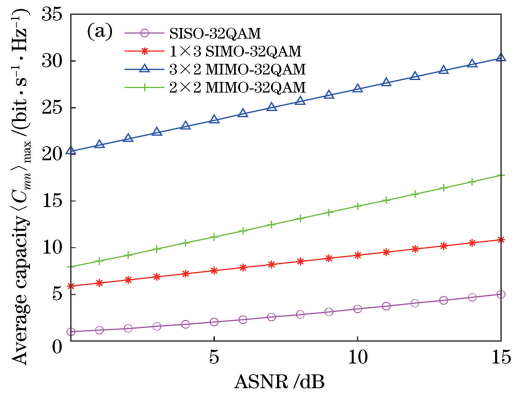


图 7 不同的系统配置天线数下信道平均容量上界变化曲线。(a) $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 随 ASNR 变化曲线; (b) $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 随孔径平均因子 A 变化曲线

Fig. 7 Curves of channel average capacity upper bound under different antenna number of system configuration.

(a) $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ versus ASNR; (b) $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ versus aperture average factor A

对于近岸水,3×2 MIMO 系统中将接收孔径直径 D_{rx} 分别设置为 5, 10, 15, 20 mm,发射功率 P_s 分别为 10 dBm、12 dBm、14 dBm 和 16 dBm 时,通信链

路长度 L 在 45~60 m 范围内,信道 $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 的变化结果如图 8 所示,可看出,随着接收孔径的增大和发射功率的增加,信道 $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 在一定程度上有所增加。

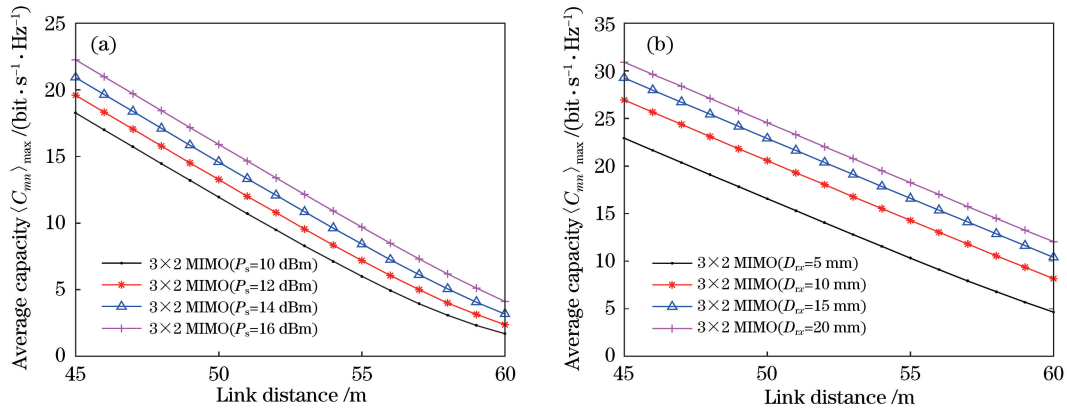


图 8 3×2 MIMO 系统中信道平均容量上界随通信链路 L 变化曲线。(a) 不同发射功率 P_s 的 $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 曲线；
(b) 不同接收孔径 D_{rx} 的 $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 曲线

Fig. 8 Curves of channel average capacity upper bound versus link distance L in 3×2 MIMO system.

(a) $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ in different transmitter power P_s ; (b) $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ in different aperture diameter D_{rx}

对于近岸水, 2×3 MIMO 系统中将发射功率 P_s 分别设置为 10 dBm、12 dBm、14 dBm 和 16 dBm, 调制方式分别设置为 8QAM、16QAM、32QAM 和 64QAM, 系统传输速率 R_b 分别设置为 $100 \text{ Mbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 、 $200 \text{ Mbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 、 $500 \text{ Mbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 和

$1 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$, 通信链路长度 L 分别为 30, 40, 50, 60 m 时, 信道 $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 随着孔径平均因子 A 变化结果如图 9(a)、(b)、(c) 和 (d) 所示, 可看出, 在这些方案中, 较大的发射功率 $P_s = 16 \text{ dBm}$ 、较低的传输速率 $R_b = 100 \text{ Mbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 、较短的通信距离 $L = 30 \text{ m}$ 、采

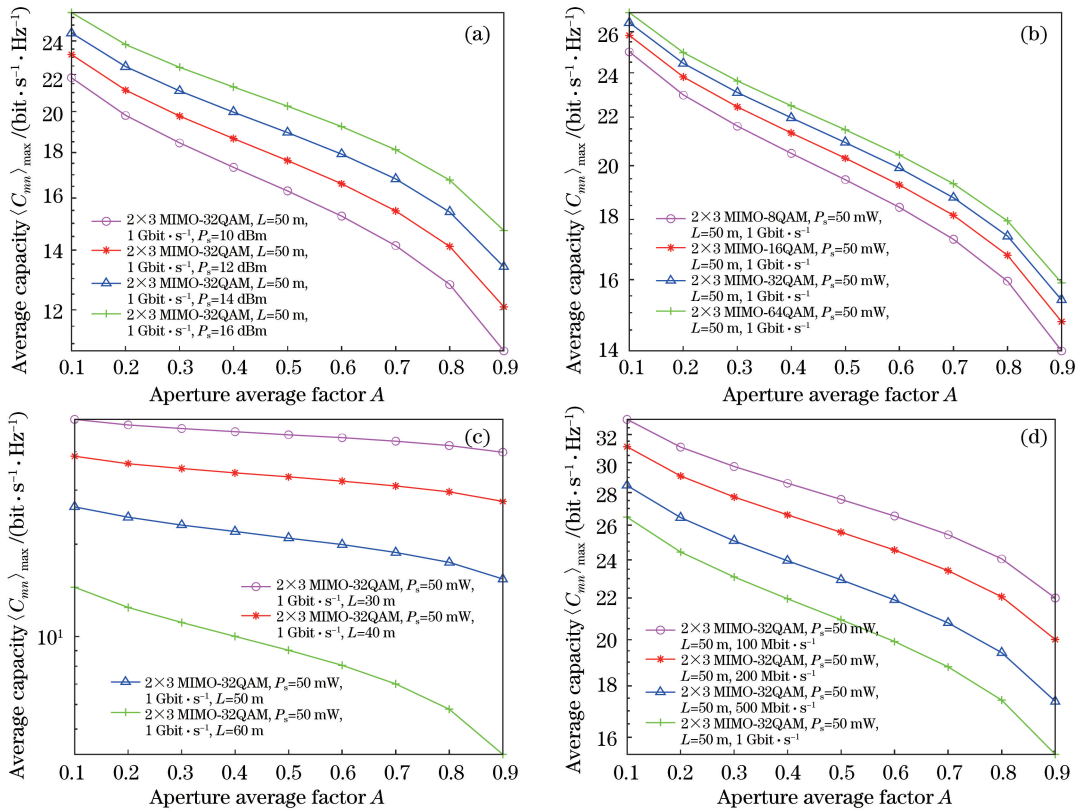


图 9 信道平均容量上界随孔径平均因子 A 变化曲线。(a) 4 种发射功率 P_s 设置方案;(b) 4 种 QAM 调制设置方案;
(c) 4 种通信链路长度 L 设置方案;(d) 4 种系统传输速率 R_b 设置方案

Fig. 9 Curves of channel average capacity upper bound versus aperture average factor A . (a) Four transmitter power P_s schemes;
(b) four QAM modulation schemes; (c) four link distance L schemes; (d) four transmission rate R_b schemes

用 64QAM 调制系统的 $\langle C_{mn} \rangle_{\max}$ 为较优,其中,通信链路长度对其影响最大,QAM 调制指数的变化对于信道带宽效率的影响最小,范围变化小于 $1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。

6 结 论

基于 Log-normal 海洋弱湍流信道,考虑 APD 散粒噪声、信道吸收和散射衰减及几何损耗等链路条件,对采用 mQAM 调制的水下无线光通信 MIMO 系统的平均误码率和信道平均容量进行了理论推导。数值分析结果表明:增加接收孔径、增加天线配置数或减小 QAM 调制指数都可降低系统对发射机的功率要求;采用清澈海水环境或增加发射功率都可增大系统的最大有效通信传输距离;天线配置数量、通信链路长度对信道带宽效率的影响较大,而接收孔径、发射功率和系统传输速率对信道带宽效率的影响较小。孔径平均因子 A 越趋近于 1,对信道衰落的抑制程度越小,系统性能就越低,即系统平均误码率会变大,信道平均容量将变小。因此,根据通信实际需求采用合适的调制指数的 QAM、天线配置数、发射功率和接收孔径,均有助于提升 UWOC 系统性能。

参 考 文 献

- [1] Zeng F J, Yang K J, Yan X, et al. Research progress on the underwater laser communication system [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2021, 58(3): 030002.
曾凤娇, 杨康建, 晏旭, 等. 水下激光通信系统研究进展 [J]. *激光与光电子学进展*, 2021, 58(3): 030002.
- [2] Fu Y Q, Huang C T, Du Y Z. Effect of aperture averaging on mean bit error rate for UWOC system over moderate to strong oceanic turbulence [J]. *Optics Communications*, 2019, 451: 6-12.
- [3] Gökçe M C, Baykal Y. Aperture averaging in strong oceanic turbulence [J]. *Optics Communications*, 2018, 413: 196-199.
- [4] Xu G J, Lai J H. Average capacity analysis of the underwater optical plane wave over anisotropic moderate-to-strong oceanic turbulence channels with the Málaga fading model [J]. *Optics Express*, 2020, 28(16): 24056-24068.
- [5] Li Y, Zhang Y X, Zhu Y. Capacity of underwater wireless optical links with pointing errors [J]. *Optics Communications*, 2019, 446: 16-22.
- [6] Zou Z X, Wang P, Chen W W, et al. Average capacity of a UWOC system with partially coherent Gaussian beams propagating in weak oceanic turbulence [J]. *Journal of the Optical Society of America. A, Optics, Image Science, and Vision*, 2019, 36(9): 1463-1474.
- [7] Gökçe M C, Baykal Y, Ata Y. Binary phase shift keying-subcarrier intensity modulation performance in weak oceanic turbulence [J]. *Physical Communication*, 2019, 37: 100904.
- [8] Du J S, Zhou T H, Chen W B, et al. Performance analysis of underwater optical communication based on LDPC and PPM [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2016, 53(12): 120605.
杜劲松, 周田华, 陈卫标, 等. 基于 LDPC 和 PPM 的水下光通信性能分析 [J]. *激光与光电子学进展*, 2016, 53(12): 120605.
- [9] Fu Y Q, Duan Q, Huang C T, et al. Average BER performance of rectangular QAM-UWOC over strong oceanic turbulence channels with pointing error [J]. *Optics Communications*, 2020, 476: 126362.
- [10] Fu Y Q, Huang C T, Du Y Z. Performance analysis of MIMO underwater wireless optical communication system [J]. *Journal of Optoelectronics·Laser*, 2019, 30(3): 250-255.
傅玉青, 黄诚惕, 杜永兆. MIMO 水下无线光通信系统性能解析研究 [J]. *光电子·激光*, 2019, 30(3): 250-255.
- [11] Jamali M V, Salehi J A, Akhondi F. Performance studies of underwater wireless optical communication systems with spatial diversity: MIMO scheme [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(3): 1176-1192.
- [12] Peppas K P, Datsikas C K. Average symbol error probability of general-order rectangular quadrature amplitude modulation of optical wireless communication systems over atmospheric turbulence channels [J]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 2010, 2(2): 102-110.
- [13] Vu B T, Dang N T, Thang T C, et al. Bit error rate analysis of rectangular QAM/FSO systems using an APD receiver over atmospheric turbulence channels [J]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 2013, 5(5): 437-446.
- [14] Xu F, Khalighi M, Bourennane S. Impact of different noise sources on the performance of PIN- and APD-based FSO receivers [C]//Proceedings of the 11th International Conference on Telecommunications (ConTEL 2011), June 15-17, 2011, Graz, Austria. New York: IEEE, 2011, 978: 211-218.
- [15] Ghassemlooy Z, Popoola W, Rajbhandari S. *Optical wireless communications: system and channel modelling with MATLAB* [M]. 2nd ed. | Boca Raton: CRC Press, 2019.

- [16] Ha Duyen T, Pham A T. Performance analysis of MIMO/FSO systems using SC-QAM signaling over atmospheric turbulence channels[J]. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 2014, E97A(1): 49-56.
- [17] Cox W C, Jr. Simulation, modeling, and design of underwater optical communication systems[D]. Raleigh: North Carolina State University, 2012: 179.
- [18] Andrews L C, Phillips R L. Laser beam propagation through random media[M]. 2nd ed. Washington, D. C.: SPIE Press, 2005: 412-415.
- [19] Alheadary W G, Park K H, Alouini M S. Performance analysis of subcarrier intensity modulation using rectangular QAM over Malaga turbulence channels with integer and non-integer β [J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2016, 16(16): 2730-2742.
- [20] Lu D X. Stochastic process and its application[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1986: 498.
陆大綏. 随机过程及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 1986: 498.
- [21] Karmeshu V K. On the applicability of average channel capacity in log-normal fading environment [J]. Wireless Personal Communications, 2013, 68 (4): 1393-1402.
- [22] Deng P, Kavehrad M, Liu Z W, et al. Capacity of MIMO free space optical communications using multiple partially coherent beams propagation through non-Kolmogorov strong turbulence [J]. Optics Express, 2013, 21(13): 15213-15229.
- [23] Wang J J, Tian C F, Yang X H, et al. Underwater wireless optical communication system using a 16-QAM modulated 450-nm laser diode based on an FPGA[J]. Applied Optics, 2019, 58(16): 4553-4559.
- [24] Liu L, Zhou J, Wang H D, et al. Layered asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing for underwater optical wireless communications[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(21): 2106005.
刘龙, 周骥, 王海德, 等. 基于多层非对称剪裁光正交频分复用的水下光无线通信系统 [J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(21): 2106005.