

引用格式: ZHANG Jianlei, HE Hanyu, NIE Huan, et al. Performance of Double-headed Pulse Interval Modulated Wireless Optical Communication System in Anisotropic Ocean Turbulence[J]. Acta Photonica Sinica, 2022, 51(4):0406004
张建磊, 和晗昱, 聂欢, 等. 各向异性海洋湍流 DHPIM 无线光通信性能分析[J]. 光子学报, 2022, 51(4):0406004

各向异性海洋湍流 DHPIM 无线光通信性能分析

张建磊, 和晗昱, 聂欢, 邱晓芬, 李佳琪, 杨祎, 贺锋涛

(西安邮电大学 电子工程学院, 西安 710121)

摘 要: 水下无线光通信系统易受由折射率波动起伏引起的海洋湍流的影响, 造成光强闪烁、光束漂移、光束扩展和波前畸变等效应, 从而使光信号产生衰落, 导致通信质量降低及通信性能恶化。利用扩展的惠更斯-菲涅耳原理和渐近 Rytov 理论分别导出有限尺寸探测器的平均接收光功率和辐照度通量方差, 研究了 Gamma-Gamma 湍流信道模型下双头脉冲间隔调制的高斯光束在各向异性海洋湍流中的误包率性能。分析了在不同的各向异性海洋湍流下, 海洋湍流参数(温度方差耗散率、湍流动能耗散率、温度与盐度波动对功率谱贡献大小的比值)、比特分辨率、比特传输速率、光电探测器的响应度以及链路距离对误包率的影响, 为降低双头脉冲间隔调制下高斯光束的误包率性能提供了理论依据。

关键词: 水下无线光通信; 误包率; 双头脉冲间隔调制; Gamma-Gamma 各向异性海洋湍流; 高斯光束

中图分类号: TN929.1

文献标识码: A

doi: 10.3788/gzxb20225104.0406004

0 引言

海洋拥有丰富的化学和动力资源, 是人类赖以生存和发展的空间。水下无线通信(Underwater Wireless Communication, UWC)技术实现了海洋探测信息的无线传输, 近年来受到研究人员的广泛关注^[1]。目前海水通信中较为成熟的是射频通信技术和声学通信技术, 其中射频通信收发器体积过大、成本能源消耗大且由于海水电导率较大无线电波在水下传播时会急速衰减, 无法实现水下长距离传输和高速通信。声学通信设备体积大、功耗大、传输速率低、可用带宽有限且传输过程中会发生严重的多径效应^[2], 限制数据的传输速度并且导致误码率增加。水下无线光通信具有无电磁辐射、速率快、可剪性强、安全性好、带宽高和绿色环保等优点^[3-4], 成为水下传感数据传输和获取海洋监测信息的新选择^[5-6]。其中蓝绿光受到海水吸收、散射造成的损耗较小且水下传输速率可达 Gbit/s, 因此多利用蓝绿光承载信息, 实现水下远距离传输。

光束在海水中传输时会受到海水的吸收和散射, 造成能量损失而使光信号产生衰减。其次, 海洋环境中的稳定温度层和稳定盐度层受到速度场的扰动而导致温度和盐度的时空分布不均匀, 从而导致海水折射率的时空波动, 这种由于海水折射率的随机波动起伏引起的效应称为海洋湍流^[7, 8]。海洋湍流通过光束漂移、光束扩展、到达角起伏、振幅、相位以及强度的波动(闪烁)和波前畸变等方式影响光束的传播, 从而导致通信误码率增加, 无线光通信系统稳定性降低^[9-13]。

海洋湍流主要由洋流、潮汐、海水中溶解物浓度的变化、海水中动植物活动、海水温度和盐度梯度等因素引起, 表现为任意点运动速度的大小以及方向都紊乱的状态, 实际上是进行了能量的分散和转移。海洋湍流信道光强度起伏的三个模型分别是对数正态模型, Gamma-Gamma 模型和负指数模型, 分别适用于弱、弱-强和饱和湍流^[14]。在先前的研究中, 湍流被视为各向同性的, 其中涡流结构(即湍流的空间频率)在不同方向上是对称的, 各向同性湍流是一种简单而理想化的模型。程刚等^[15]研究了双脉冲间隔调制(Dual Pulse

基金项目: 国家自然科学基金(No.61805199), 陕西省技术创新引导专项基金(No. 2020TG-001), 西安邮电大学研究生联合培养工作基地(No.YJGJ201905)

第一作者: 张建磊(1988—), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为水下无线光信道建模与微弱信号接收技术、三维成像与显示技术。Email: zhangjianlei@xupt.edu.cn

收稿日期: 2021-10-08; **录用日期:** 2022-01-16

<http://www.photon.ac.cn>

Interval Modulation, DPIM)在弱湍流信道下的误包率模型, GOKCE M C等^[16]研究了强海洋湍流中 M-ary 相移键控副载波强度调制的误码率性能, ZOU Zhengxing 等研究了弱海洋湍流条件下部分相干高斯光束单输入单输出(Single-Input Single-Output, SISO)水下无线光通信系统的平均容量^[17]并推导了闪烁指数的近似解析表达式, 傅玉青等^[18]研究了 Gamma-Gamma 强海洋湍流和瞄准误差下水下无线光(Underwater Wireless Optical Communication, UWOC)系统的平均误码率和中断概率, BAYKALY 等研究了弱海洋湍流大气中多进制脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)无线光通信链路的误码率性能^[19]。上述研究都是基于各向同性海洋湍流, 而自然发生的海洋湍流往往是各向异性的, 海洋湍流是由大小不等、频率不同的涡流结构组成(即涡流结构在不同方向上是不对称的)。因此, 基于双头脉冲间隔调制(Dual Header Pulse Interval Modulation, DHPIM)的高斯光束在 Gamma-Gamma 各向异性海洋湍流中的误包率性能未见报道。

本文采用海洋湍流参数和各向异性因子表示的海洋湍流等效结构参数, 计算了 Gamma-Gamma 湍流信道下 DHPIM 调制下的 UWOC 系统的主要性能指标误包率(Packet Error Rate, PER)。DHPIM 具有其内置的符号同步和时隙同步功能, 与 PPM 和 DPIM 相比, DHPIM 具有更短的符号长度、更高的传输速率、更大的传输容量、更高的带宽要求以及更好的抗多径色散的能力。本文考虑了海洋涡流运动的不对称性, 即涡流的水平尺度远大于垂直尺度的情况。最后仿真分析了海洋湍流参数、比特分辨率、DH-PIM 调制下的比特传输速率以及传输距离对误包率的影响。

1 原理分析

1.1 DH-PIM UWOC 系统原理

1.1.1 DH-PIM 符号结构

图 1 是 DH-PIM 与其他脉冲调制技术(OOK、PPM、DPIM)的符号结构对比。在 PPM 中, 一个脉冲时隙代表信息数据。在 DPIM 中, 通过消除 PPM 脉冲之后的冗余时隙来缩短符号长度, 从而提高数据吞吐量, DPIM 符号以宽度等于或小于一个时隙宽度 T_s 的脉冲开始, 其后是零个或多个时隙宽度为 T_s 的保护时隙(本文使用时隙宽度为一个 T_s 的保护时隙)和与输入码元的十进制值相对应的信息时隙。

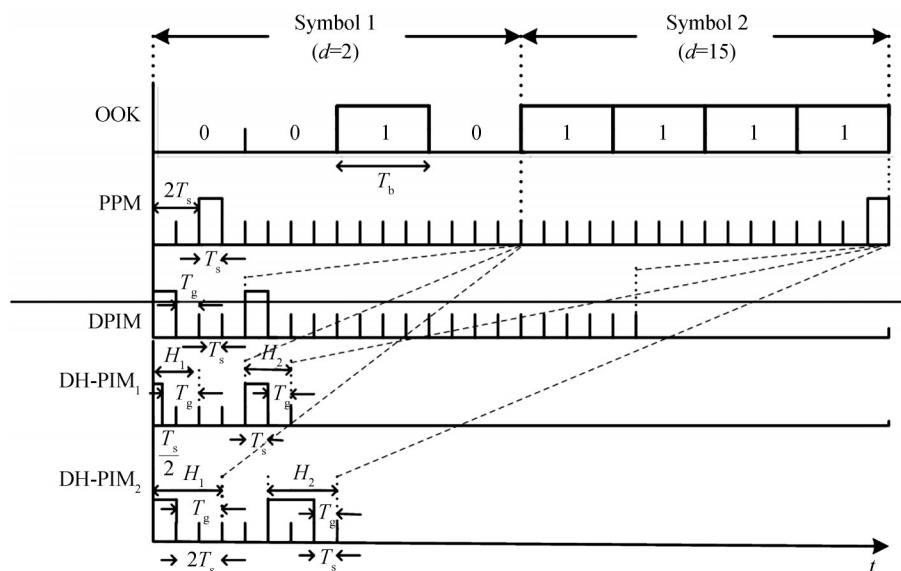


图 1 OOK/PPM/DPIM/DH-PIM₁/DH-PIM₂符号结构

Fig.1 OOK/PPM/DPIM/DH-PIM₁/DH-PIM₂ symbol structure

DHPIM 每个符号所对应的时隙数是不固定的, 它采用两种不同的起始脉冲信号, 图 2 是 DHPIM 序列的第 n 个符号 $S_n(h_n, d_n)$, h_n 表示头部, 两种不同的头部时隙 H_1 和 H_2 分别对应于输入码元的最高有效位(MSB)为 0 或 1。 d_n 是输入码元对应的十进制值, 信息部分由多个空时隙组成^[20]。

$$m = \begin{cases} d_n T_s & d_n < 2^{M-1} \\ (2^M - 1 - d_n) T_s & d_n \geq 2^{M-1} \end{cases} \quad (1)$$

式中, m 表示信息时隙的宽度, M 是比特分辨率。 H_1 和 H_2 由脉冲时隙和保护时隙组成且有相同的宽度 $T_h = (\alpha + 1)T_s$ 。 α 为正整数, 一般取 $0 < \alpha \leq 2$ 。 当 $d_n < 2^{M-1}$ 时, 头部时隙 H_1 由 $(\alpha/2)$ 个脉冲时隙和 $(\alpha/2 + 1)$ 个保护时隙组成; 当 $d_n \geq 2^{M-1}$ 时, 头部时隙由 α 个脉冲时隙和 1 个保护时隙组成。 头部脉冲具有符号初始和前后符号时间参考的双重功能, 因此可实现内置的符号同步功能。

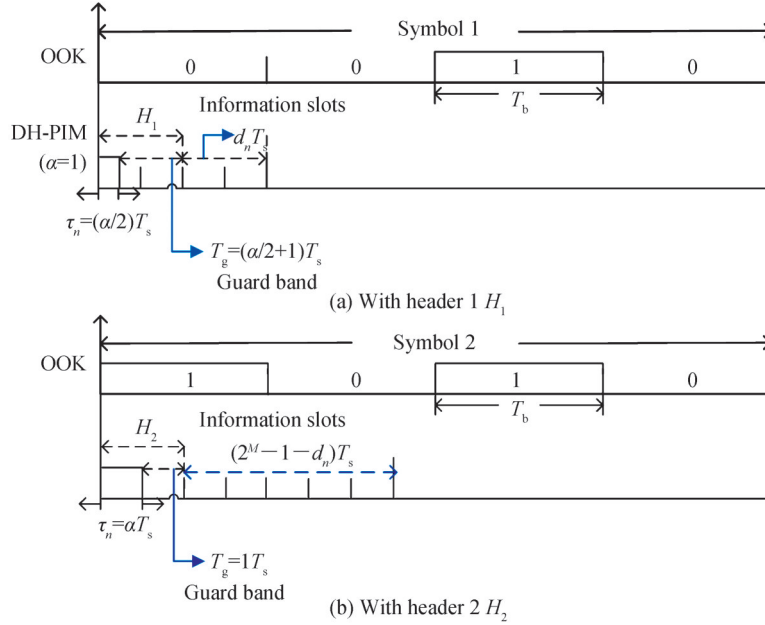

 图2 DHPIM($\alpha=1$)的符号结构

 Fig.2 DHPIM ($\alpha=1$) symbol structure

将每个 M 位的输入码元编码成 L 个可能的 DHPIM 符号之一, 其中 $L = 2^M$ 。 根据 L 和 α 的不同取值, DHPIM 符号被称为 L -DHPIM $_{\alpha}$ 。 例如 8-DHPIM $_1$ 和 8-DHPIM $_2$ 分别表示 $L=8$ ($M=3$), $\alpha=1$ 和 $L=8$ ($M=3$), $\alpha=2$ 的 DHPIM。 从图 1 可以看出, DHPIM 不仅删除了脉冲后的冗余时隙还减少了平均符号长度, 从而提高了总体数据吞吐量。 DHPIM 的平均符号长度和时隙宽度为

$$\begin{cases} \bar{L}_{\text{DH-PIM}} = \frac{2^{M-1} + 2\alpha + 1}{2} \\ T_s = \frac{2M}{(2^{M-1} + 2\alpha + 1)R_b} \end{cases} \quad (2)$$

式中, R_b 是输入码元的比特传输速率。

1.1.2 DH-PIM 无线光通信

在建立系统模型推导双头脉冲间隔调制的误包率时, 假设传输链路是视距, 收发系统精确瞄准, 可不考虑信道多径散射的影响, 主要噪声源为背景散弹噪声, 信道为 Gamma-Gamma 各向异性海洋湍流信道, DHPIM 符号两种不同的头部时隙 H_1 和 H_2 出现的可能性相同。 基于此假设的各向异性海洋湍流高斯光束 DHPIM 无线光通信系统框图如图 3。

DHPIM 调制器将每个 M 比特的输入字节编码成一个 DHPIM 信号, 此信号通过光发射机来驱动光源。 以高斯的形式作为发射光束, 沿着 Gamma-Gamma 各向异性海洋湍流信道发送。 背景散粒噪声占主导地位, 散粒噪声被建模为高斯白噪声。 光接收器选用 PIN 光电二极管, 将接收到的光信号转换成电 DHPIM 信号。 然后, 信号通过预检测滤波器, 预检测滤波器由匹配滤波器、采样器和判决电路组成, 其输出被传递到解调器以便恢复 OOK 比特, 还有时钟恢复单元, 用于同步。

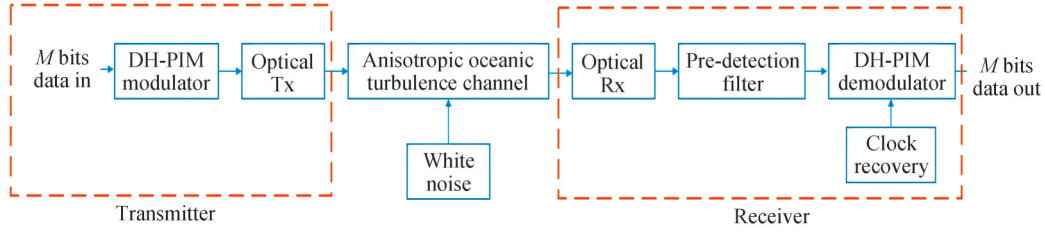


图3 各向异性海洋湍流高斯光束DHPIM水下无线光通信系统框图

Fig.3 Block diagram of DHPIM UWOC system under anisotropic turbulence with Gaussian beam

1.2 各向异性海洋湍流的等效结构常数

假设湍流涡流的各向异性仅存在于垂直于光束传播方向(即 z 方向)的平面上^[21],则与传播方向正交的平面内湍流涡流的水平延伸与垂直延伸不同。基于Nikishov提出的各向同性海洋湍流谱^[22],引入各向异性因子 μ_x 和 μ_y ,得到各向异性海洋湍流折射率波动的空间功率谱 $\Phi_n(\kappa)$ ^[23],表示为

$$\Phi_n(\kappa) = 0.388 \times 10^{-8} \frac{\mu_x \mu_y \chi_T \kappa^{-\frac{11}{6}}}{\epsilon^{\frac{1}{3}} \omega^2} \cdot \left(1 + 2.35 \nu^{\frac{1}{2}} \epsilon^{-\frac{1}{6}} \kappa^{\frac{1}{3}} \right) \cdot \left[\omega^2 \exp(-A_T \delta) + \exp(A_S \delta) - 2\omega \exp(A_{TS} \delta) \right] \quad (3)$$

式中, $\kappa = \kappa_z^2 + \left[(\mu_x \kappa_x)^2 + (\mu_y \kappa_y)^2 \right]^{1/2}$ 表示湍流波动的空间频率, κ_x 和 κ_y 分别是空间频率在 x 和 y 方向上的分量, μ_x 和 μ_y 海洋湍流在 x 和 y 方向上的各向异性因子,当 $\mu_x = \mu_y = 1$ 时,表示各向同性海洋湍流,否则湍流为各向异性。 $A_T = 1.863 \times 10^2$, $A_S = 1.9 \times 10^4$, $A_{TS} = 9.41 \times 10^3$,在Markov近似中^[24], κ_z (κ 的 z 分量)可以忽略不计。 ω 是温度与盐度波动的相对强度,取值范围 $[-5, 0]$,其中 -5 和 0 分别对应于温度诱导湍流占优势和盐度诱导湍流占优势。 χ_T 是均方温度耗散率,范围从浅层海水中 $10^{-2} \text{ K}^2/\text{S}$ 变化到深水中的 $10^{-10} \text{ K}^2/\text{S}$ ^[5], ϵ 是单位质量流体的湍流动能耗散率,变化范围从 1×10^{-10} 到 1×10^{-1} , ν 是运动粘度系数,取值范围为 $0 \sim 10^{-5} \text{ m}^2/\text{s}$,

$$\delta = 8.284 \nu \epsilon^{-\frac{1}{3}} \kappa^{\frac{4}{3}} + 12.978 \nu^{\frac{3}{2}} \epsilon^{-\frac{1}{2}} \kappa^2 \quad (4)$$

用海洋湍流参数和各向异性因子表示的海洋湍流中的等效结构常数为^[25]

$$C_n^2 = 7.845 \pi k^{-\frac{7}{6}} L^{-\frac{11}{6}} \times \text{Re} \left\{ \int_0^L dz \int_{-\infty}^{\infty} d\kappa_x \int_{-\infty}^{\infty} d\kappa_y \left[P(z, \kappa_x, \kappa_y) P(z, -\kappa_x, -\kappa_y) + |P(z, \kappa_x, \kappa_y)|^2 \Phi_n(\kappa_x, \kappa_y) \right] \right\} \quad (5)$$

式中, $k = 2\pi/\lambda$ 是波数, λ 是波长, L 是光束在湍流信道中传播距离,Re表示实部, z 表示光传播的方向,式(5)中的 $P(z, \kappa_x, \kappa_y)$ 表示为^[10]

$$P(z, \kappa_x, \kappa_y) = ik \exp \left[-0.5(kL)^{-1} iz(L-z)(\kappa_x^2 + \kappa_y^2) \right] \quad (6)$$

1.3 平均接收信号功率

在海洋湍流中,采用扩展惠更斯-菲涅耳原理获得接收面平均光强^[10, 26]

$$\langle I(p, z=L) \rangle = \frac{1}{(\lambda L)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} ds_1^2 ds_2^2 u(s_1) u^*(s_2) \times \exp \left\{ \frac{jk}{2L} \left[(p-s_1)^2 - (p-s_2)^2 \right] - 0.5 D_\psi(s_1, s_2) \right\} \quad (7)$$

式中, $u(s) = \exp(-s^2/2\alpha_s^2)$ 是高斯光束光源场, α_s 是源尺寸, $s = (s_x, s_y)$ 表示发射机平面源横向坐标, s_x 和 s_y 是发射机空间平面上的两个不同点, $j = \sqrt{-1}$, $*$ 表示复共轭, $P = (P_x, P_y)$ 表示接收机平面的空间坐标, $D_\psi(s_1, s_2) = 2\rho_0^{-2}(s_1 - s_2)^2$ 是波结构函数, ρ_0 表示球面波在海洋中传播的相干长度,波结构函数近似在波长、光源尺寸和链路距离的选择上有所限制,应满足不等式: $\sqrt{\lambda L} \gg \alpha_s, \sqrt{\lambda L}$ 表示菲涅耳区。在水下湍流中,球面波的相干长度为^[27]

$$\rho_0 = (0.546 C_n^2 k^2 L)^{-\frac{3}{5}} \quad (8)$$

式中, C_n^2 是海洋湍流的等效结构常数, 将式(5)代入式(8)即可得到海洋湍流的球面波相干长度。将准直激光光源场 $u(s)$ 代入式(7)中得平均接收信号强度为^[28]

$$\langle I(\rho, z=L) \rangle = \frac{\left(\frac{k\alpha_s}{2L}\right)^2}{\left(\frac{1}{4\alpha_s^2} + \frac{1}{\rho_0^2} + \frac{k^2\alpha_s^2}{4L^2}\right)} \times \exp\left[-\frac{\left(\frac{k\alpha_s}{L}\right)^2(\rho_x^2 + \rho_y^2)}{\left(1 + \left(\frac{2\alpha_s}{\rho_0}\right)^2 + \left(\frac{k\alpha_s^2}{L}\right)^2\right)}\right] \quad (9)$$

为了求出平均信号功率 $\langle P_r \rangle$, 将接收信号强度 $I(\rho, z=L)$ 在有限大小的接收器孔径上积分, 即^[28]

$$\langle P_r \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \langle I(\rho, z=L) \rangle h(\rho) d\rho \quad (10)$$

式中, $h(\rho)$ 代表圆硬孔径函数, 定义为^[28]

$$h(\rho) = \exp\left[-\frac{8}{D^2}(\rho_x^2 + \rho_y^2)\right] \quad (11)$$

式中, D 为高斯透镜的孔径直径。

1.4 Gamma-Gamma 湍流信道模型

Gamma-Gamma 湍流模型是由安德鲁斯等^[11]提出的, 该模型的建立基于经海洋湍流传输时产生光强度起伏的调制过程, 其中包含小尺度散射和大尺度折射的影响, 可认为小尺度湍流被大尺度湍流调制。接收功率 P 作为随机变量的 Gamma-Gamma 概率密度函数, 其表达式为^[10]

$$f(P) = \frac{2(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)P} \left(\frac{P}{P_0}\right)^{(\alpha+\beta)/2} \times K_{\alpha-\beta}\left(2\sqrt{\frac{\alpha\beta P}{P_0}}\right) \quad (12)$$

式中, P_0 是功率均值, $f(P)$ 可用于湍流引起的信道衰弱的统计描述。 $\alpha = \frac{1}{\exp[\delta_{\text{inr}}^2(D)] - 1}$ 和 $\beta =$

$\frac{1}{\exp[\delta_{\text{iny}}^2(D)] - 1}$ 分别是散射过程中小尺度湍流和大尺度湍流的散射系数, $K_{\alpha-\beta}(\cdot)$ 是 $\alpha - \beta$ 阶第二类修正

贝塞尔函数, $\Gamma(\cdot)$ 表示 gamma 函数, $\delta_{\text{inr}}^2(D)$ 和 $\delta_{\text{iny}}^2(D)$ 分别表示大尺度、小尺度的对数辐照度通量方差^[10]

$$\delta_{\text{inr}}^2(D) = \frac{0.49\left(\frac{\Omega_G - \Lambda_1}{\Omega_G + \Lambda_1}\right)^2 \delta_B^2}{\left[1 + \frac{0.4(2 - \overline{\Theta}_1)(\delta_B/\delta_R)^{12/7}}{(\Omega_G + \Lambda_1)\left(\frac{1}{3} - \frac{1}{2}\overline{\Theta}_1 + \frac{1}{5}\overline{\Theta}_1^2\right)^{6/7}} + 0.56(1 + \overline{\Theta}_1)\delta_B^{12/5}\right]^{7/6}} \quad (13)$$

$$\delta_{\text{iny}}^2(D) = \frac{0.51\delta_B^2/(1 + 0.69\delta_B^{12/5})^{5/6}}{1 + \left[1.20(\delta_R/\delta_B)^{12/5} + 0.83\delta_R^{12/5}\right]^{5/6}/(\Omega_G + \Lambda_1)} \quad (14)$$

式中, $\delta_R^2 = 1.23C_n^2 k^{\frac{7}{6}} L^{\frac{11}{6}}$ 是平面波的 Rytov 方差, $\Omega_G = 16L/kD^2$ 是表征聚光透镜半径的无量纲参数, Λ_0 和 Θ_0 表示输入平面光束参数, $\Lambda_0 = L/k\alpha_s^2$, $\Theta_0 = 1 - L/F_0$, $\overline{\Theta}_1 = 1 - \Theta_1$, 是高斯光束在自由空间的输出函数和输入平面光束参数之间的关系。 F_0 是波前曲率半径, 文中 $F_0 \rightarrow \infty$ 对应于准直高斯光束, $\Theta_1 = \Theta_0/(\Theta_0^2 + \Lambda_0^2)$, $\Lambda_1 = \Lambda_0/(\Theta_0^2 + \Lambda_0^2)$, δ_B^2 是高斯光束的 Rytov 方差, 表示为

$$\delta_B^2 = 3.86\delta_R^2 \left\{ 0.40 \left[(1 + 2\overline{\Theta}_1)^2 + 4\Lambda_1^2 \right]^{5/12} \times \cos \left[\frac{5}{6} \arctan \left(\frac{1 + 2\overline{\Theta}_1}{2\Lambda_1} \right) - \frac{11}{16} \Lambda_1^{5/6} \right] \right\} \quad (15)$$

1.5 DHPIM的误包率推导

由图2可知,输入比特经过调制和前置滤波器放大到所需要的峰值功率 P_t ,进入Gamma-Gamma湍流信道,匹配滤波器输入 $x(t)$ 在有脉冲时为 $\sqrt{P_t} + n(t)$,无脉冲输入时为噪声 $n(t)$, $n(t)$ 是具有单边功率谱密度 η ,均值为0和方差为 δ^2 的背景散粒高斯白噪声。DHPIM头部脉冲平均时隙长度为 $L_i = \frac{3\alpha}{4}$ 。则峰值功率为

$$P_t = \frac{4 \overline{L_{\text{DHPIM}}} P}{3\alpha} = \frac{2P(2^{M-1} + 2\alpha + 1)}{3\alpha} \quad (16)$$

式中, P 为平均功率。当接收到脉冲时,匹配滤波器在 $t = T_s$ 处的输出等于脉冲能量,即

$$y(T_s) = \begin{cases} E_p + n(T_s) & \text{pulse present} \\ n(T_s) & \text{pulse absent} \end{cases} \quad (17)$$

式中, $E_p = P_t T_s$, $n(T_s)$ 是均值为0,标准差 $\delta = \sqrt{\frac{\eta E_p}{2}}$ 的高斯噪声。 $\eta = 2qI_b$, I_b 是背景光电流,假定输入比特信息中“1”和“0”等概率出现。令 P_0 为接收到“0”的概率, P_1 为接收到“1”的概率,则

$$\begin{cases} P_0 = 1 - P_1 = \frac{4 \overline{L_{\text{DHPIM}}} - 3\alpha}{4 \overline{L_{\text{DHPIM}}}} \\ P_1 = \frac{3\alpha}{4 \overline{L_{\text{DHPIM}}}} \end{cases} \quad (18)$$

设判决门限为 k_1 ,则时隙“1”和“0”判决出错的概率分别为

$$\begin{cases} P_{e0} = \int_{kE_p}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \delta} \exp\left(-\frac{y^2}{2\delta^2}\right) dy = Q\left(\sqrt{\frac{2Mk_1^2 R^2 P_t^2}{\eta R_b \overline{L_{\text{DHPIM}}}}}\right) \\ P_{e1} = \int_{-\infty}^{kE_p} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \delta} \exp\left(-\frac{(y - E_p)^2}{2\delta^2}\right) dy = Q\left(\sqrt{\frac{2M(1 - k_1)^2 R^2 P_t^2}{\eta R_b \overline{L_{\text{DHPIM}}}}}\right) \end{cases} \quad (19)$$

$$Q(x) = 0.5 \operatorname{erfc}\left(x/\sqrt{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \sin^2(\theta)}\right) d\theta \quad (20)$$

所以DHPIM调制的时隙错误率为

$$P_{se}(P_t) = P_0 Q\left(\sqrt{\frac{2Mk_1^2 R^2 P_t^2}{\eta R_b \overline{L_{\text{DHPIM}}}}}\right) + P_1 Q\left(\sqrt{\frac{2M(1 - k_1)^2 R^2 P_t^2}{\eta R_b \overline{L_{\text{DHPIM}}}}}\right) \quad (21)$$

假设阈值水平设置为“1”和“0”的平均值,则时隙错误率为

$$P_{se}(P_t) = Q\left(RP_t \sqrt{\frac{M}{2 \overline{L_{\text{DHPIM}}} \eta R_b}}\right) \quad (22)$$

同时,DHPIM的符号边界是由其连续的头脉冲定义的,发生错误时影响的不只是错误所在的符号,可能影响数据包中错误之后的所有比特,因此误码率(BER)无法有效地评价其误码性能,用误包率(PER)评价其系统性能更合适。 N'_{pkt} 比特信息经双头脉冲间隔调制后,包内时隙个数为 $N_{\text{pkt}} L/M$ 。则误时隙率可相应地转换为误包率

$$P_{pe} = 1 - (1 - P_{se})^{N_{\text{pkt}} \overline{L_{\text{DHPIM}}}/M} \quad (23)$$

当时隙错误率特别小时,误包率可近似为

$$P_{pe} = \frac{N_{\text{pkt}} \overline{L_{\text{DHPIM}}} P_{se}}{M} \quad (24)$$

假设可认为系统只受Gamma-Gamma湍流信道闪烁效应和加性高斯白噪声 $n(t)$ 的影响,考虑孔径平均效应,可以得到Gamma-Gamma湍流信道模型下双头脉冲间隔调制的误包率为

$$P_{pe} = \int_0^{\infty} P_{sc}(P_1) f(P_1) dP_1 = \frac{N_{pkt} \overline{L}_{DHPIM}}{M} \int_0^{\infty} P_{sc}(P_1) \frac{2(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \left(\frac{P_1}{P_0}\right)^{(\alpha+\beta)/2} \times K_{\alpha-\beta} \left(2\sqrt{\frac{\alpha\beta P_1}{P_0}}\right) dP_1 \quad (25)$$

2 仿真分析

基于理论分析得到的DHPIM各向异性海洋湍流下的无线光通信系统的误包率(PER)表达式,采用波长 $\lambda = 532 \text{ nm}$ 的绿光,光源尺寸 $\alpha_s = 5 \text{ mm}$,接收孔径大小 $D = 5 \text{ mm}$,传输距离 $L = 60 \text{ m}$,平均包长度 $N_{pkt} = 1000 \text{ bit}$,背景光电流 $I_b = 200 \mu\text{A}$,传输速率 $R_b = 10 \text{ Mbit/s}$,进行仿真分析。

图4~6分别绘制了高斯光束在海洋湍流中传输时误包率与不同海洋湍流参数 $(\omega, \chi_T, \epsilon)$ 的关系曲线。表1给出了在不同各向异性因子和不同海洋湍流参数(温度方差耗散率,湍流动能耗散率,温度与盐度波动对功率谱贡献大小的比值)下UWOC系统误包率的具体数值。可以看出,无论对于何种海洋湍流参数,当各向异性因子增大时误包率都会降低。这是因为与各向同性对称涡流结构相比,各向异性湍流的涡流结构是由非对称涡流组成,这种结构使得在相同的海洋湍流参数下,光束经过各向异性海洋湍流信道后到达接收器处的强度波动更小。海洋湍流的各向异性降低了高斯光束的湍流效应,各向异性程度越严重,其湍流效应越小。因此,无线光通信系统的性能与 x 和 y 方向上的各向异性因子成正比。

表1 不同海洋湍流参数下UWOC系统误包率
Table 1 The packet error rate of UWOC system under different ocean turbulence parameters

Packet error rate	$\omega = -1.5$	$\omega = -0.5$	$\chi_T = 1 \times 10^{-6} /$ ($\text{K}^2 \cdot \text{s}^{-1}$)	$\chi_T = 9 \times 10^{-6} /$ ($\text{K}^2 \cdot \text{s}^{-1}$)	$\epsilon = 0.01 /$ ($\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$)	$\epsilon = 0.1 /$ ($\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$)
$(\mu_x, \mu_y) = (1, 1)$	8.73×10^{-14}	2.576×10^{-11}	3.017×10^{-12}	4.201×10^{-11}	3.017×10^{-12}	1.269×10^{-13}
$(\mu_x, \mu_y) = (1, 2)$	1.089×10^{-15}	1.821×10^{-11}	4.734×10^{-13}	3.386×10^{-11}	4.734×10^{-13}	2.176×10^{-15}
$(\mu_x, \mu_y) = (2, 2)$	5.895×10^{-23}	4.637×10^{-12}	4.384×10^{-16}	2.027×10^{-11}	4.384×10^{-16}	3.556×10^{-22}
$(\mu_x, \mu_y) = (3, 2)$	1.077×10^{-27}	1.861×10^{-12}	3.789×10^{-18}	1.398×10^{-11}	3.789×10^{-18}	3.211×10^{-26}

2.1 相对强度 ω 对误包率的影响

从图4可以看出,不论各向异性因子取何值, ω 增大,误包率 P_{pe} 都逐渐增大。因为随着 ω 的增加会导致闪烁指数与Rytov方差增加,意味着湍流水平增加,系统性能恶化。当 $\omega = -0.5$ 时,随着各向异性因子增大,误包率变化程度不太明显, ω 越大,说明盐度波动控制相对于温度波动控制对海洋湍流强弱的影响较大,盐度驱动的湍流严重影响光束的传播,造成通信质量急剧下降,此时各向异性因子对误包率的影响不太明显。当 $\omega = -1.5$ 时,随着各向异性因子增大,误包率急剧变化,说明在温度占优的海洋湍流中,海洋湍流的强度较弱,光束传播对各向异性因子更为敏感,此时增大各向异性因子能够有效地降低通信系统的误包率,

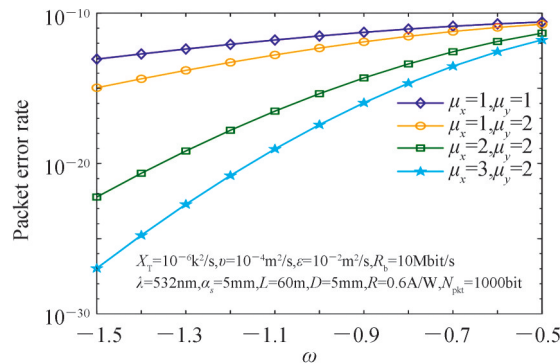


图4 不同的各向异性因子 μ_x, μ_y 下误包率PER随 ω 的变化曲线
Fig. 4 Packet error rate PER versus ω for various anisotropic factors

极大地改善通信质量并提高通信性能。

2.2 温度方差耗散率 χ_T 对误包率的影响

从图5可以看出,无论各向异性因子取何值, χ_T 增大,误包率先快速增大后逐渐趋于平稳。 χ_T 越大,说明在分子热传导作用下温度波动变化的程度越大,由于海洋湍流对温度波动变化的敏感性相当高,因此 χ_T 的轻微降低也会导致通信系统中误包率性能的显著改善。当 χ_T 较小时,各向异性因子对误包率的影响十分明显。当 χ_T 增大到最大值后,误包率对各向异性因子的变化极不敏感,取不同的各向异性因子误包率相差不多。这是因为靠近水面的区域 χ_T 较高,当 χ_T 达到较大值时波束具有更大的展宽,意味着海洋湍流效应更强,误包率几乎趋于饱和,此时继续增加 χ_T 误包率变化趋于缓慢不再明显。

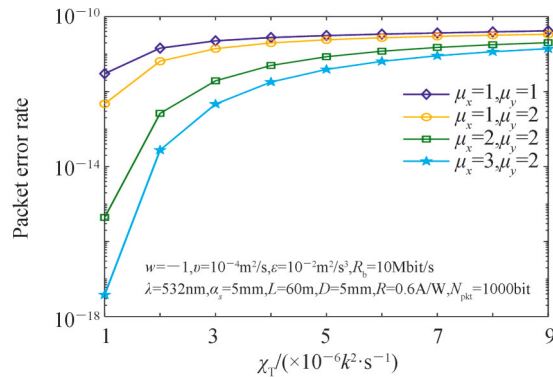


图5 不同的各向异性因子 μ_x, μ_y 下误包率 PER 随 χ_T 的变化曲线
Fig.5 Packet error rate PER versus χ_T for various anisotropic factors

2.3 湍流动能耗散率 ϵ 对误包率的影响

从图6可以看出,无论各向异性因子取何值, ϵ 增大,误包率都逐渐降低。因为湍流动能耗散率 ϵ 越大,湍流动能的能量转化为分子热运动内能的速度就越快,海洋湍流强度降低,系统性能得到提升。当湍流动能耗散率 ϵ 一定时,增大各向异性因子也能极大降低误包率,进一步改善通信质量。 ϵ 越大,各向异性因子对误包率的影响越明显。处于各向同性海洋湍流环境,随着 ϵ 增大误包率降低极为缓慢,海洋湍流的各向异性越强误包率对 ϵ 的变化就越敏感,此时增大 ϵ 误包率的变化趋势明显增强,误包率曲线下降幅度更加显著。

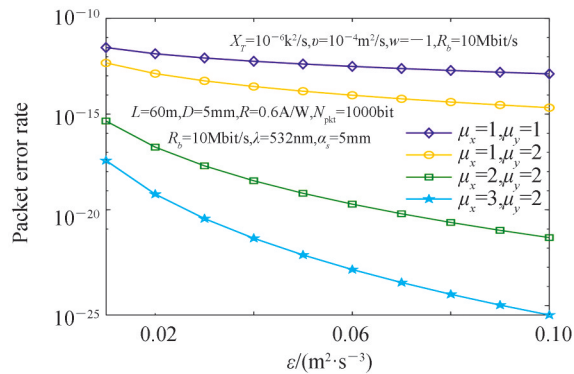


图6 不同的各向异性因子 μ_x, μ_y 下误包率 PER 随 ϵ 的变化曲线
Fig.6 Packet error rate PER versus ϵ for various anisotropic factors

2.4 比特速率 R_b 对误包率的影响

图7~9分别绘制了在不同各向异性因子下误包率随不同参数的变化曲线。表2给出了在不同参数(比特速率、传输距离、响应度)下系统误包率的具体数值。

表2 不同参数(比特速率、传输距离、响应度)下 UWOC 系统误包率
Table 2 The packet error rate of UWOC system under different parameters
bit rate, tansmission distance, responsivity

Packet error rate	$R_b = 1 \times 10^7$ /(bit·s ⁻¹)	$R_b = 1 \times 10^8$ /(bit·s ⁻¹)	$L = 80$ /m	$L = 160$ /m	$R = 0.3$ /(A·W ⁻¹)	$R = 0.6$ /(A·W ⁻¹)
$(\mu_x, \mu_y) = (3, 2)$	3.789×10^{-18}	1.925×10^{-7}	4.618×10^{-14}	4.508×10^{-11}	1.26×10^{-7}	1.085×10^{-15}
$(\mu_x, \mu_y) = (5, 2)$	3.251×10^{-20}	4.46×10^{-9}	5.527×10^{-15}	3.311×10^{-11}	7.14×10^{-9}	5.249×10^{-17}
$(\mu_x, \mu_y) = (7, 2)$	5.122×10^{-21}	1.08×10^{-9}	2.358×10^{-15}	2.919×10^{-11}	2.256×10^{-9}	2.158×10^{-34}

从图7可以看出,当比特速率一定时,系统误包率都随 x 方向上异性因子的增加而降低。 x 方向上的异性因子从1增加到3时,误包率下降趋势最明显,之后继续增大各向异性因子,误包率下降趋势逐渐缓慢。无论各向异性因子取何值,误包率首先随着比特速率 R_b 的增加而快速升高,然后根据不同的各向异性因子在不同水平上逐渐达到饱和。因此,当光束在各向异性海洋湍流信道中传输时,采用较低的比特传输速率能够有效抑制海洋湍流效应,提高海洋湍流环境中通信系统的性能指标。

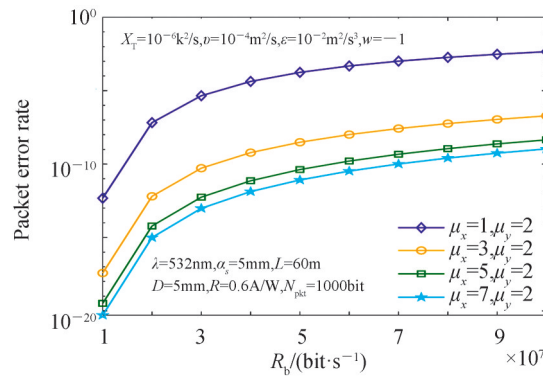


图7 不同的各向异性因子 μ_x, μ_y 下误包率 PER 随 R_b 的变化曲线
Fig.7 Packet error rate PER versus R_b various anisotropic factors

2.5 传输距离 L 对误包率的影响

从图8可以看出,在各向异性海洋湍流中,无论各向异性因子取何值,系统误包率都随着传输距离 L 的增大开始成正比增加,随后逐渐趋于饱和。传输距离 $L=100$ m是误包率幅度增长的一个转折点,当 $L < 100$ m时,误包率增长幅度明显,这是因为传输距离增大会导致闪烁指数变大,湍流对传输链路的干扰就越强,湍流的累积效应在更长的链路长度下就会更大,导致通信性能恶化。当 $L > 100$ m时,误包率传输距离 L 的增大而缓慢增加,此时继续增加传输距离,高斯光束的闪烁指数达到单位饱和值,误包率曲线逐渐趋于平稳。传输距离较小时闪烁指数相应较小,此时当 x 方向上的各向异性因子刚开始增加时,误包率下降趋势最

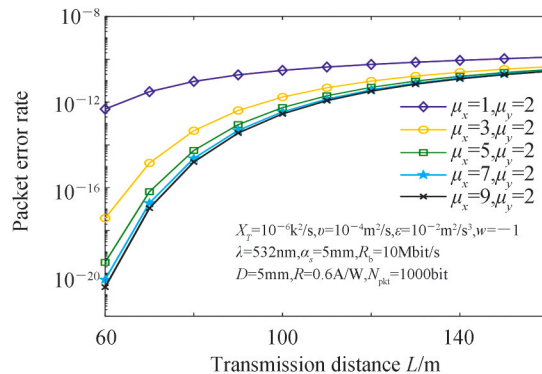


图8 不同的各向异性因子 μ_x, μ_y 下误包率 PER 随传输距离 L 的变化曲线
Fig.8 Packet error rate PER versus transmission distance L for various anisotropic factors

明显,之后继续增大各向异性因子,误包率下降趋势逐渐缓慢。对于相同的非对称波束、相同的海洋湍流参数和相同的波长,海洋湍流的各向异性越强,其系统误包率就越低。因此,对于各向异性因子较小的海洋湍流中相同的误码率水平,各向异性因子较大的海洋湍流中的无线光通信系统可以实现更长的传输距离

2.6 PIN 响应度 R 对误包率的影响

从图9可以看出,在各向异性海洋湍流中,无论各向异性因子取何值,PIN光电探测器响应度的微小增加会显著提高系统的误包率性能。当响应度 $R \geq 0.6 \text{ A/W}$ 时,系统误包率整体低于 10^{-9} ,通信系统性能比较优越。因为具有较大响应度的光电探测器为给定的光输入信号电平提供了较大的电信号电平,从而提高了系统的误包率性能,极大地改善了通信质量。

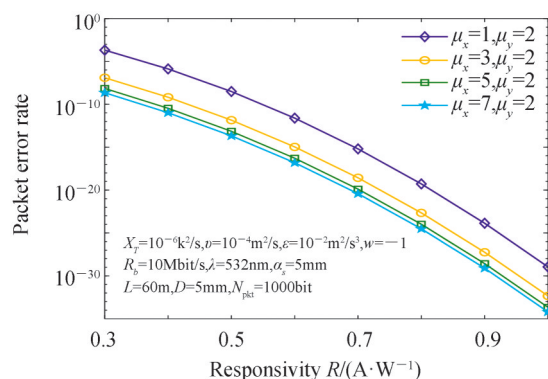


图9 不同的各向异性因子 μ_x, μ_y 下误包率 PER 随响应度 R 的变化曲线

Fig.9 Packet error rate PER versus R for various anisotropic factors

2.7 调制阶数 M 对误包率的影响

图10绘制了误包率随调制阶数 M 的变化曲线,表3给出了在各向异性因子一定时,在不同的孔径大小和调制阶数下系统误包率的具体数值。可以看出,在接收机孔径大小 D 为定值时,系统误包率随着调制阶数 M 的微小增加而显著增大,因为 M 越高译码的差错概率就更高,因此系统误包率曲线十分陡峭。固定调制阶数 M ,随着接收机孔径 D 的增加误包率降低,这是因为接收机孔径增大使波前畸变被平滑,闪烁指数降低,接收光功率也得到增强,从而导致信噪比增加,系统性能得到改善。当光束在海洋湍流中传播到尺寸大于接收机孔径时,部分信号功率就会丢失(湍流引起的光束扩展)。因此,采用较小调制阶数 M 的同时适当采用较大直径的孔径接收来平均信号的波动,可以有效地抵制海洋湍流的影响并改善误包率性能。

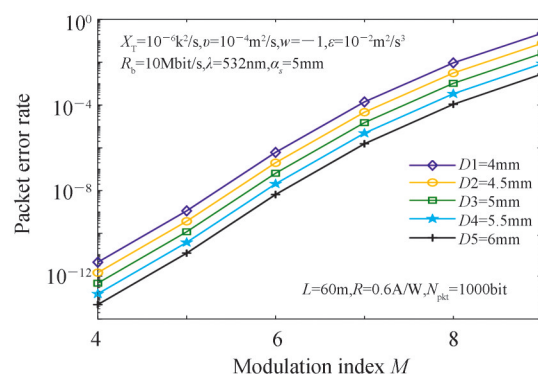


图10 不同的孔径尺寸下误包率 PER 随调制阶数 M 的变化曲线

Fig.10 Packet error rate PER versus modulation index M for various aperture diameters

表3 不同调制阶数下UWOC系统误包率
Table 3 The packet error rate of UWOC system under different modulation index

Packet error rate	$D = 4.5 \text{ mm}$	$D = 5 \text{ mm}$	$D = 5.5 \text{ mm}$	$D = 6 \text{ mm}$
$M = 4$	1.473×10^{-12}	4.734×10^{-13}	1.505×10^{-13}	4.741×10^{-14}
$M = 6$	2.007×10^{-7}	6.49×10^{-8}	2.075×10^{-8}	6.569×10^{-9}
$M = 9$	7.729×10^{-2}	2.601×10^{-2}	8.644×10^{-3}	2.842×10^{-3}

3 结论

本文研究了Gamma-Gamma湍流信道模型下双头脉冲间隔调制(DHPIM)的高斯光束在各向异性海洋湍流中的误包率性能。仿真分析了各种海洋湍流参数(温度方差耗散率,湍流动能耗散率,温度与盐度波动对功率谱贡献大小的比值)、比特分辨率、比特传输速率、光电探测器的响应度以及传输距离对系统误包率的影响,结果表明:无论对于何种海洋湍流参数,无线光通信系统的性能都与 x 方向和 y 方向上的各向异性因子成正比。对于不同的各向异性因子,当温度方差耗散率 χ_T 降低、温度与盐度对功率谱贡献大小的比值 ω 降低或湍流动能耗散率 ϵ 增加时,海洋湍流的强度都会减弱,系统误包率随之降低。对于各向同性海洋湍流中相同的误码率水平,各向异性海洋湍流中的无线光通信系统可以实现更长的传输距离。同时,降低比特速率、增加光电探测器响应度、采用较小调制阶数的同时适当采用较大直径的孔径接收来平均信号的波动都会有效地抵制海洋湍流的影响从而降低系统的误包率。本研究为各向异性海洋湍流环境中提高水下无线光通信系统性能提供了参考价。

参考文献

- [1] ZENG Z, FU S, ZHANG H, et al. A Survey of underwater optical wireless communications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(1): 204-238.
- [2] CHITRE M, SHAHABUDEEN S, STOJANOVIC M. Underwater acoustic communications and networking: Recent advances and future challenges [J]. Marine Technology Society Journal, 2008, 42(1): 103-116.
- [3] CHI N, WANG C, LI W. Research progress of underwater visible light communication technology based on blue/green LED[J]. Journal of Fudan University (Natural science), 2019, 58(5): 537-548.
迟楠,王超凡,李韦萍,等.基于蓝绿光LED的水下可见光通信技术研究进展[J].复旦学报(自然科学版), 2019, 58(5): 537-548.
- [4] FEIC Z. Demonstration of 15 meter 7.33 Gbps 450 nm underwater wireless optical discrete multi tonetransmission using postnonline are qualization [J]. Journal of Light Wave Technology, 2018, 36(3): 728-734.
- [5] COX W, GRAY K, MUTH J. Underwater optical communication using a Modulating Retroreflector[J]. Sea Technology, 2011, 52(5): 47-49.
- [6] KAUSHAL H, KADDOUM G. Underwater optical wireless communication [J]. IEEE Access, 2016, 4: 1518-1547.
- [7] ZHOU Y, DONG Y. Single scattering impulse response modeling of underwater wireless optical channels [C]. Oceans 2016-Shanghai, 2016.
- [8] YAO J R, WANG H T, ZHANG H J, et al. Oceanic non-Kolmogorov optical turbulence and spherical wave propagation [J]. Optics Express, 2021, 29(2): 1340-1359.
- [9] ZEDINI E, KAMMOUN A, SOURY H, et al. Performance analysis of Dual-Hop underwater wireless optical communication systems over mixture exponential-generalized Gamma turbulence channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(9): 5718-5731.
- [10] YI X, DJORDJEVIC I B. Power spectrum of refractive-index fluctuations in turbulent ocean and its effect on optical scintillation[J]. Optics Express, 2018, 26(8): 10188-10202.
- [11] TOSELLI I, GLADYSZ S. Improving system performance by using adaptive optics and aperture averaging for laser communications in oceanic turbulence[J]. Optics Express, 2020, 28(12): 17347-17361.
- [12] XU G, LAI J. Scintillation index and BER performance for optical wave propagation in anisotropic underwater turbulence under the effect of eddy diffusivity ratio [J]. Applied Optics, 2020, 59(8): 2551-2558.
- [13] KE Xizheng, YANG Shangjun, WU Jiali, et al. Research progress of adaptive optics in wireless optical communication system[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2021, 33(8): 081003.
柯熙政,杨尚君,吴加丽,等.无线光通信系统自适应光学技术研究进展[J].强激光与粒子束, 2021, 33(8): 081003.
- [14] ANDREWS L C. Laser beam propagation through random media[C]. SPIE, 2005.
- [15] CHENG Gang, WANG Hongxing, SUN Xiaoming, et al. Dual pulse-pulse interval modulation for optical wireless communications[J]. Chinese Journal of Lasers, 2010, 37(7): 1750-1755.

- 程刚,王红星,孙晓明,等. 无线光通信双脉冲间隔调制方法[J]. 中国激光, 2010, 37(7): 1750-1755.
- [16] GOKCE M C, BAYKAL Y, ATA Y. M-ary phase shift keying-subcarrier intensity modulation performance in strong oceanic turbulence[J]. Optical Engineering, 2019, 58(5): 056105.
- [17] ZOU Z, WANG P, CHEN 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, 2019, 36(9): 1463-1474.
- [18] FU YQ, DUAN Q, ZHOU L. Performance of underwater wireless optical communication system in Gamma Gamma strong oceanic turbulence with pointing error[J]. Infrared and Laser Engineering, 2020, 49(2): 0203013.
- [19] BAYKAL Y, ATA Y, GÖKÇE M C. Performance of M-ary pulse position modulated optical wireless communications systems in the marine atmosphere [J]. Applied Optics, 2021, 60(8): 2166-2170.
- [20] CHENG G, WANG H X, WU L G, et al. Performance analysis of modulation scheme for atmospheric optical wireless communications[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2007, 2(5): 485-489.
- [21] CUI L, XUE B, ZHOU F. Generalized anisotropic turbulence spectra and applications in the optical waves' propagation through anisotropic turbulence[J]. Optics Express, 2015, 23(23): 30088-30103.
- [22] NIKISHOV V V, NIKISHOV V I. Spectrum of turbulent fluctuations of the Sea-Water refraction index [J]. International Journal of Fluid Mechanics Research, 2000, 27(1): 82-98.
- [23] FU W, ZHENG X. Influence of anisotropic turbulence on the Second-order statistics of a general-type partially coherent beam in the ocean[J]. Optics Communications, 2019, 438: 46-53.
- [24] BAYKAL Y. Effect of anisotropy on intensity fluctuations in oceanic turbulence[J]. Journal of Modern Optics, 2018, 65(7): 825-829.
- [25] HE Fengtao, DU Ying, ZHANG Jianlei, et al. Bit error rate of pulse position modulation wireless optical communication in gamma-gamma oceanic anisotropic turbulence[J]. Acta Physica Sinica, 2019, 68(16): 230-238.
- [26] WANG S J, BAYKAL Y, PLONUS M A. Receiver-aperture averaging effects for the intensity fluctuation of a beam wave in the turbulent atmosphere [J]. Journal of the Optical Society of America, 1983, 73(6): 831-837.
- [27] WU Y, ZHANG Y, LI Y, et al. Beam wander of Gaussian-Schell model beams propagating through oceanic turbulence [J]. Optics Communications, 2016, 371: 59-66.
- [28] GOKCE M C, BAYKAL Y, ATA Y. Performance analysis of M-ary pulse position modulation in strong oceanic turbulence[J]. Optics Communications, 2018, 427: 573-577.

Performance of Double-headed Pulse Interval Modulated Wireless Optical Communication System in Anisotropic Ocean Turbulence

ZHANG Jianlei, HE Hanyu, NIE Huan, QIU Xiaofen, LI Jiaqi, YANG Yi, HE Fengtao
(School of Electronic Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, China)

Abstract: The ocean is abundant in chemical and power resources, it is the space for human survival and development. Underwater Wireless Communication (UWC) technology realizes the wireless transmission of ocean exploration information, and has received extensive attention from researchers in recent years. Currently, radio frequency communication technology and acoustic communication technology are two comparatively mature technologies in seawater communications, in which the problems conceal. In the radio frequency communication, the large volume of transceiver, the high cost and energy consumption, and the rapidly attenuated radio wave underwater would make it impossible to achieve long-distance transmission and high-speed underwater communication. As for the acoustic communication technology, its large-size equipment, high power consumption, low transmission rate, limited available bandwidth, and severe multipath effects during transmission, would cause speed limits of the data transmission and the increase in bit error rate. With the advantages of no electromagnetic radiation, fast speed, strong mobility, good safety, high bandwidth and green environmental protection, the underwater wireless optical communication has become a new choice for underwater sensor data transmission and acquisition of marine monitoring information, thus playing a paramount role in the detection in underwater environments and development of marine resources. Specifically, the lower loss of blue-green light caused by seawater absorption and scattering can help to reach the underwater transmission rate as Gbit/s. Therefore, blue-green light is used to carry information to realize long-distance underwater transmission. However, as the

light beam propagating in seawater, not only will it be affected by the attenuation effect of the absorption and scattering of the seawater impurities, but also easily affected by ocean turbulence caused by fluctuations in refractive index. Ocean turbulence will lead to a series of problems, including light intensity flicker, beam drift, beam expansion, wavefront distortion and other effects, turning to the consequence of the optical signal fading, degrading the communication quality and deteriorating its performance. In previous studies, turbulence was regarded as isotropic, in which the vortex structure (that is, the spatial frequency of turbulence) was symmetric in different directions, and isotropic turbulence was a simple and idealized model. The ocean turbulence occurring naturally is often anisotropic. Ocean turbulence is composed of eddy structures with different sizes and frequencies (that is, eddy structures are asymmetric in different directions). Therefore, this paper considers the asymmetry of ocean vortex motion (that is, the case where the horizontal scale of the vortex is much larger than the vertical scale), as well as uses ocean turbulence parameters and anisotropy factors to express the equivalent structural parameters of ocean turbulence, applying the equivalent structural parameters of ocean turbulence expressed by ocean turbulence parameters and anisotropy factors, the extended Huygens–Fresnel principle and the asymptotic Rytov theory are also used to derive the average received optical power and radiation of a finite-size detector. Meanwhile, the paper also conducts research on the degree of flux variance, and the packet error rate performance of the double-headed pulse interval modulated Gaussian beam in anisotropic ocean turbulence under the Gamma–Gamma turbulence channel model. DHPIM has its built-in symbol synchronization and slot synchronization functions. Compared with PPM and DPIM, DHPIM has shorter symbol length, higher transmission rate, larger transmission capacity, higher bandwidth requirements and better ability to resist multipath dispersion. In the simulation analysis of ocean turbulence parameters (temperature variance dissipation rate, turbulence energy consumption) under different anisotropic ocean turbulence Spread rate, the ratio of the contribution of temperature and salinity fluctuations to the power spectrum), bit resolution and transmission rate, photodetector responsivity and the impact of link distance on the packet error rate, the results come out and indicate that: no matter what kind of ocean turbulence parameters, the performance of the wireless optical communication system is all proportional to the anisotropy factors in the x -direction and y -direction. For different anisotropy factors, when the temperature variance dissipation rate χ_T decreases, the ratio of temperature and salinity contribution to the power spectrum ω decreases, or the turbulent energy dissipation rate ϵ increases, the intensity of ocean turbulence can be weakened, and the system decreases accordingly. For the same bit error rate level in the isotropic ocean turbulence, the wireless optical communication system in the anisotropic ocean turbulence can achieve a longer transmission distance. Simultaneously, approaches such as reducing the bit rate, increasing the responsivity of the photodetector, applying a smaller modulation order while appropriately using a larger diameter aperture to receive the average signal fluctuations, would resist the impact of ocean turbulence and reduce the system's packet error rate effectively. This study provides a certain reference value for improving the performance of underwater wireless optical communication systems in an anisotropic ocean turbulent environment.

Key words: Underwater wireless optical communication systems; Packet error rate; Dual-head pulse interval modulation; Gamma–Gamma anisotropic ocean turbulence; Gaussian beam

OCIS Codes: 010.4450; 010.7060; 060.4510