

## 水下复合信道对 GMSK 无线光通信系统性能的影响

杨 祎, 刘 妍\*, 王艺龙, 张建磊, 杨方明

(西安邮电大学 电子工程学院, 陕西 西安 710121)

**摘 要:** 海水信道对光的吸收和散射造成信号衰减, 海水湍流造成信号幅度起伏变化, 两者都会降低水下无线光通信 (UWOC) 系统误码率 (BER) 性能。将两个信道特性对信号性能的影响综合考虑, 提出了一种将传输距离和湍流概率密度函数等效为系统信噪比 (SNR) 和湍流噪声的方法, 然后将信号衰减和湍流噪声同时作用在信号波形中, 建立水下复合信道信号传输模型。依据实验系统参数, 模拟复合信道下高斯最小频移键控 (GMSK) 调制的信号传输波形, 采用一比特差分分解调算法, 对比解调波形与原始波形, 分析复合信道对系统误码率性能的影响关系。模拟实验结果显示, 与开关键控调制 (OOK)、脉冲位置调制 (PPM) 相比, 仅在海水衰减系数为  $0.151 \text{ m}^{-1}$  的衰减信道下, GMSK 系统分别可获得 4.8、3.3 dB 的信噪比增益。在复合信道下, GMSK 调制性能明显优于 OOK 调制和 PPM 调制, 当海水衰减系数为  $0.151 \text{ m}^{-1}$ 、湍流对数强度方差小于 0.16 时, GMSK 调制系统无误码率极限, 系统误码率由信道的衰减、湍流特性和高斯噪声共同决定, GMSK 调制相比于 PPM 调制获得 4.35 dB 的信噪比增益; 当湍流对数强度方差大于 0.16 时, 系统存在误码率极限, 极限值由湍流对数强度方差决定, 且随着湍流对数强度方差的增加, 系统极限误码率非线性递增。

**关键词:** 水下无线光通信; 复合信道; GMSK 调制; 湍流对数强度方差; 误码率

**中图分类号:** O436 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA20210622

## Influence of underwater composite channel on performance of GMSK wireless optical communication system

Yang Yi, Liu Yan\*, Wang Yilong, Zhang Jianlei, Yang Fangming

(School of Electronic Engineering, Xi'an University of Posts & Telecommunications, Xi'an 710121, China)

**Abstract:** The absorption and scattering of light in seawater channel cause signal attenuation, and the turbulence of seawater causes signal amplitude fluctuation, both of which will reduce the bit error rate (BER) performance of underwater wireless optical communication (UWOC) system. The effects of the two channel characteristics on the signal performance were considered comprehensively, and a method was proposed to equate the transmission distance and turbulence probability density function to the system signal-to-noise ratio (SNR) and turbulence noise, and then the signal attenuation and turbulence noise were combined into the signal waveform to establish the underwater composite channel signal transmission model. According to the experimental system parameters, the signal transmission waveforms of Gaussian minimum frequency shift keying (GMSK) modulation under

收稿日期: 2021-08-30; 修订日期: 2022-01-13

基金项目: 国家自然科学基金 (61805199); 陕西省技术创新引导专项基金 (2020 TG-001); 水下信息与控制国家重点实验室基金 (JCKY2020207 CD02); 陕西省微波光子与光通信创新团队 (2021TD-09); 2020 年西安邮电大学研究生创新基金 (CXJLY202053)

作者简介: 杨祎, 女, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为无线光通信与信息系统、信号与信息处理。

通讯作者: 刘妍, 女, 硕士生, 主要研究方向为水下无线光通信。

composite channel were simulated, and the one-bit difference demodulation algorithm was used to compare the demodulated waveforms with the original waveform, and the influence relationships of composite channel on the system BER performance was analyzed. The simulation experiment results show that, compared with on-off keying modulation (OOK), pulse position modulation (PPM), GMSK system can obtain the SNR gain of 3.3 dB, 4.8 dB respectively only in the attenuation channel with seawater attenuation coefficient of  $0.151 \text{ m}^{-1}$ . Under the composite channel, GMSK modulation performance is superior to OOK modulation and PPM modulation. When the water attenuation coefficient is  $0.151 \text{ m}^{-1}$ , and turbulence intensity variance is smaller than 0.16, GMSK modulation system has no error rate limit, the system BER is decided by signal attenuation and turbulence noise and Gaussian noise together, GMSK modulation achieves SNR gain of 4.35 dB compared with PPM modulation. Furthermore, turbulence intensity variance is greater than 0.16, system BER arrives limit, which value is determined by the turbulence intensity, and the limit value of BER increases nonlinearly with the increase of turbulence intensity.

**Key words:** underwater wireless optical communication; composite channel; GMSK modulation; turbulence logarithmic intensity variance; bit error rate

## 0 引言

水下无线光通信 (underwater wireless optical communication, UWOC) 具有频带宽、传输距离远、通信速率高、体积小、功耗低和便于集成等优点<sup>[1-2]</sup>。由于光脉冲受海水介质吸收、散射和湍流的影响<sup>[3-4]</sup>, 产生光信号功率衰减、光强闪烁<sup>[5]</sup>等现象, 致使激光信号质量劣化, 限制了无线光信号在海水中的传输距离。

针对海水中无线光吸收和散射特性导致的信号衰减和性能劣化, 研究人员已经做了大量研究。2017年, Liu X Y<sup>[6]</sup> 等人实验了一种基于 520 nm 绿色激光二极管 (laser diode, LD) 的低功耗 UWOC 系统, 采用非归零关键控调制方式, 实现了数据速率为 2.70 Gbps 的 34.5 m 的通信, 误码率低于前向纠错  $2.5 \times 10^{-3}$ 。2019年, Wang J M<sup>[7]</sup> 等人采用 520 nm 绿色 LD 和功率高效的非归零关键控调制, 通过 100 m 自来水通道成功实现了 500 Mbps 的数据速率, 实测系统误码率值为  $2.5 \times 10^{-3}$ 。2020年, Chen H L<sup>[8]</sup> 等人搭建了基于单光子雪崩二极管接收机的 UOWC 系统, 利用中性密度滤光片衰减 450 nm 蓝色 LD 的光输出功率, OOK 调制在 500 bps 和 2 Mbps 的数据速率下, UOWC 系统的最大距离分别为 144 m 和 117 m, 对应误码率分别为  $1.89 \times 10^{-3}$  和  $5.31 \times 10^{-4}$ 。

针对水下湍流对无线激光通信性能的影响, 在过去几年中, 研究人员提出了几种有效的技术来减轻 UWOC 系统性能恶化。2017年, Peppas K P<sup>[9]</sup> 等人采用空间

分集和多脉冲位置调制技术, 利用对数正态湍流模型建模, 推导出了平均误码率的解析表达式, 仿真分析了可实现的数据速率和水质类型对系统性能的影响。2018年, Fu Y Q<sup>[10]</sup> 等人推导了差分相移键控在 UWOC 系统中的平均误码率和中断概率的解析表达式, 仿真分析了在强海洋湍流双伽玛 (Gamma-Gamma) 分布信道下不同的海洋湍流参数的误码率性能。2019年, Zedini E<sup>[11]</sup> 等人使用混合指数广义伽马湍流模型的 UWOC 链路, 推导出了淡水和咸水在不同湍流条件下的中断概率、不同调制方案的平均误码率的封闭表达式。2020年, FU Y Q<sup>[12]</sup> 等人采用外差式差分相移键控调制的 UWOC 系统经过 Gamma-Gamma 强海洋湍流信道传输, 推导了 UWOC 系统的平均 BER 解析表达式, 并通过数值模拟方法研究了不同的瞄准误差、接收孔径和海洋湍流参数对平均 BER 的影响。

从已报道的误码率分析来看, 海水衰减信道对 UWOC 系统性能影响的分析方法主要为实验系统测试; 湍流信道对 UWOC 系统性能影响的研究主要是通过数值分析、解析表达式分析误码率性能。文中采用 GMSK 调制方式, 生成调制信号波形, 采用双伽玛湍流信道概率密度函数产生随机噪声, 仿真实验系统参数, 将衰减信道和湍流信道对系统性能的影响作用在传输信号的波形上, 然后进行解调处理, 通过对比解调波形与原始波形计算误码率特性, 分析复合信道对系统性能的影响。

# 1 水下复合信道模型

光信号在海水信道传输时,海水对光的吸收和散射会造成信号幅度衰减;海水湍流会引起信号幅度起伏变化,可将信号近似为进行了一个低频调制,因此为乘性干扰;系统高斯噪声为加性干扰。综合考虑这些干扰因素,光信号通过水下复合信道后接收到的信号表示为<sup>[13]</sup>:

$$y(t) = S_{gmsk}(t) \times h_s \times h_t(t) + n(t) \quad (1)$$

式中:  $S_{gmsk}$  为发射端调制后的 GMSK 信号;  $h_s$  为衰减

信道函数;  $h_t$  为湍流信道函数,其概率密度函数服从 Gamma-Gamma 分布;加性噪声  $n$  满足均值为 0、方差为 1 的高斯分布随机过程。

## 1.1 水下衰减信道

光信号在水下传播受到水体中颗粒的吸收和散射,从而引起能量衰减。吸收和散射系数取决于水的类型,不同水质的衰减系数不同,如纯水,远洋、近海和港口。如表 1 所示,分别给出了这四种海水类型对光的吸收、散射系数和总的衰减系数<sup>[2]</sup>。

表 1 不同水质的吸收、散射和衰减系数

Tab.1 Absorption, scattering and attenuation coefficients of different water qualities

Water types	Absorption coefficient/m <sup>-1</sup>	Scattering coefficient/m <sup>-1</sup>	Attenuation coefficient/m <sup>-1</sup>
Pure sea water	0.041	0.003	0.044
Clear ocean water	0.114	0.037	0.151
Coastal ocean water	0.179	0.219	0.398
Turbid harbor water	0.366	1.824	2.190

水下无线光通信系统的性能不仅与衰减信道的传输介质有关,还与光源发散角引起的光束扩展有关。尽管在接收端采用光学接收天线对光束进行聚焦,但由于光束存在一定的发散角,随着接收距离的增加,接收机无法把全部光束聚焦到探测器,引起能量损失。光在海水信道传输时引起的光束扩展如图 1 所示。

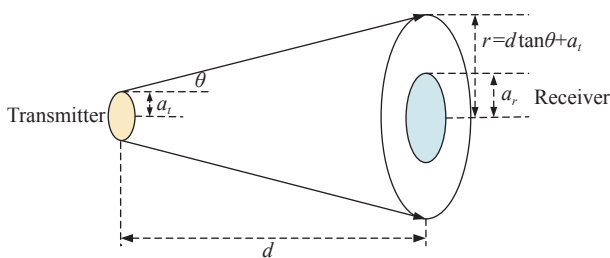


图 1 光束扩展图

Fig.1 Beam spread diagram

其中,  $\theta$  为光源的发散角,  $a_t$  为光学发射天线的半径,  $a_r$  为光学接收天线的半径,  $d$  为光束在海水中的通信距离。光束扩展后的光束半径  $r$  与传播距离  $d$  的关系为:  $r = d \tan \theta + a_r$ , 根据比尔朗伯定律,接收信号功率<sup>[14]</sup>可表示为:

$$P_r = P_t \cdot \left[ \frac{a_r^2}{(d \tan \theta + a_r)^2} \right] \cdot \exp[-c(\lambda)d] \quad (2)$$

式中:  $P_t$  为光发射功率;  $P_r$  为光接收功率;  $c$  为海水总的衰减系数。

因此,衰减信道函数  $h_s$  的表达式可表示为:

$$h_s = \frac{P_r}{P_t} \quad (3)$$

## 1.2 水下湍流信道

Andrews 等人针对海水湍流特性介绍了修正的 Rytov 理论,并提出了 Gamma-Gamma 概率密度函数作为湍流的数学模型,能够描述从弱到强不同强度的湍流状态。该模型基于双重随机闪烁理论,并假定小尺度的辐照度波动受传播波的大尺度辐照度波动的调制,两者均由独立的 Gamma 分布控制,如公式 (4)、(5) 所示<sup>[15]</sup>:

$$f_x(I_x) = \frac{\alpha(\alpha I_x)^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} \exp(-\alpha I_x), I_x > 0, \alpha > 0 \quad (4)$$

$$f_y(I_y) = \frac{\beta(\beta I_y)^{\beta-1}}{\Gamma(\beta)} \exp(-\beta I_y), I_y > 0, \beta > 0 \quad (5)$$

接收端光信号  $I$  可表示为两个独立的服从 Gamma 分布的随机变量的乘积,即  $I = I_x \cdot I_y$ , 典型的光强概率

密度函数用 Gamma-Gamma 分布表示为<sup>[16]</sup>:

$$f_I(I) = \frac{2(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} I^{(\alpha+\beta)/2-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}I), I > 0 \quad (6)$$

式中:  $\alpha$ 和 $\beta$ 分别为散射过程中大区域和小区域湍流的有效数量;  $K_n(\cdot)$ 为第二类  $n$ 阶修正的贝塞尔函数;  $\Gamma(\cdot)$ 表示 Gamma 函数。强度概率密度函数中的 $\alpha$ 和 $\beta$ 与湍流强弱有关,公式如下:

$$\alpha = \left[ \exp\left(\frac{0.49\sigma_I^2}{(1+1.11\sigma_I^{12/5})^{7/6}}\right) - 1 \right]^{-1} \quad (7)$$

$$\beta = \left[ \exp\left(\frac{0.51\sigma_I^2}{(1+0.69\sigma_I^{12/5})^{7/6}}\right) - 1 \right]^{-1} \quad (8)$$

式中:  $\sigma_I^2$ 为对数强度方差,通过 $\sigma_I^2$ 将湍流分为弱湍流、中度湍流以及强湍流。在不同的湍流区域下 $\alpha$ 和 $\beta$ 的值如图 2 所示。在弱的湍流区域,对数强度方差小于 1,  $\alpha$ 和 $\beta$ 的值远大于 1; 当对数强度方差增加到 1 以上,逐渐到饱和和聚焦区域,  $\alpha$ 和 $\beta$ 的值减少<sup>[17]</sup>。选用从弱到强的湍流进行仿真实验分析,对数强度方差 $\sigma_I^2$ 的范围为 0.15~2,湍流起伏相干时间为 $\tau_s$ ,相干长度为 $\rho_m$ 。

海水湍流导致信号闪烁,其作为系统的乘性噪声为随机过程。该随机过程使用接受拒绝采样算法<sup>[18]</sup>,生成湍流随机噪声。针对不同的对数强度方差 $\sigma_I^2$ 获得 $\alpha$ 和 $\beta$ 值,并产生一个覆盖 Gamma-Gamma 分布概率

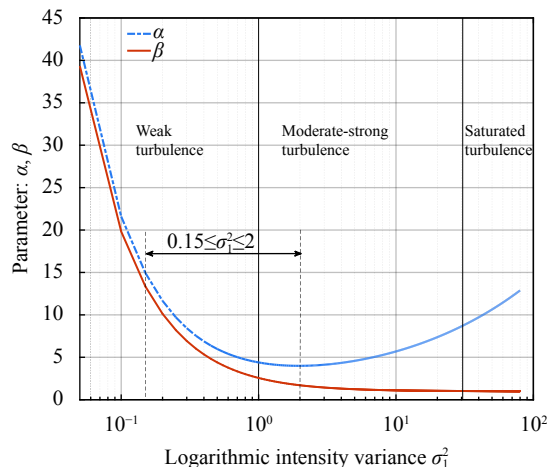


图 2 不同湍流区域的 $\alpha$ 和 $\beta$ 值

Fig.2 Values of  $\alpha$  and  $\beta$  in different turbulent regions

密度函数 $f(I)$ 的高斯分布随机函数 $q(I)$ ; 然后引入常数 $k$ ,使得对所有的 $I$ 满足 $kq(I) \geq f(I)$ ; 在每次采样中,首先从 $q(I)$ 采样一个数值 $I_0$ ,然后在区间 $[0, kq(I_0)]$ 进行均匀采样,得到 $u_0$ 。如果 $u_0 \leq f(I_0)$ ,则保留该采样值 $I_0$ ,否则舍弃该采样值;最后得到的数据就是对该分布的一个近似采样,其符合湍流模型分布的随机噪声,即生成 $h_i$ 函数的离散噪声数据。

图 3(a) 为由接受拒绝采样算法产生的对数强度方差 $\sigma_I^2$ 为 0.5 的高斯分布函数和 Gamma-Gamma 概率密度函数,图 3(b) 为接受拒绝采样算法产生的不同对数强度方差的 Gamma-Gamma 分布随机噪声直方图。

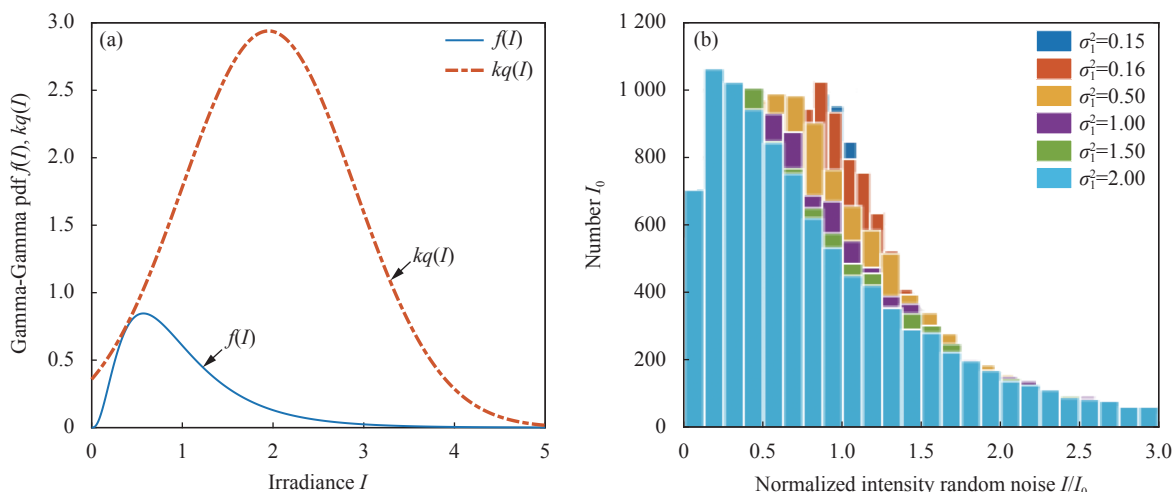


图 3 (a)  $\sigma_I^2=0.5$  Gamma-Gamma 概率密度函数和高斯分布函数; (b) 不同对数强度方差的 Gamma-Gamma 分布随机噪声直方图

Fig.3 (a)  $\sigma_I^2=0.5$  Gamma-Gamma probability density function and Gaussian distribution function; (b) Gamma-Gamma random noise distribution of different logarithmic intensity variances

## 2 GMSK 技术

### 2.1 GMSK 调制技术

GMSK 是一种连续相位的二进制最小频移键控调制方式<sup>[19]</sup>, 调制指数为 0.5, MSK 是一种特殊的相位不连续调制, GMSK 是在 MSK 的基础上得到的, 有较好的频谱特性和误码性能。

GMSK 信号调制框图如图 4 所示。利用正交调

制法, 首先对输入信息序列进行双极性变化, 差分编码, 串并转化分为  $I$  路和  $Q$  路, 并相互交错一个码元宽度  $T_b$ , 然后对两路信号分别进行重采样, 采样倍数  $N$  与码元速率  $P_s$  和采样速率  $F_s$  有关, 即  $N = F_s/P_s$ , 把重采样得到的序列通过高斯滤波器, 最后用加权函数  $\cos(\pi t/2T_b)$  和  $\sin(\pi t/2T_b)$  分别对两路数据进行加权, 用加权后的数据分别对正交载波  $\cos\omega_c t$  和  $\sin\omega_c t$  进行调制, 将两路输出信号进行叠加得到调制后的 GMSK 信号。

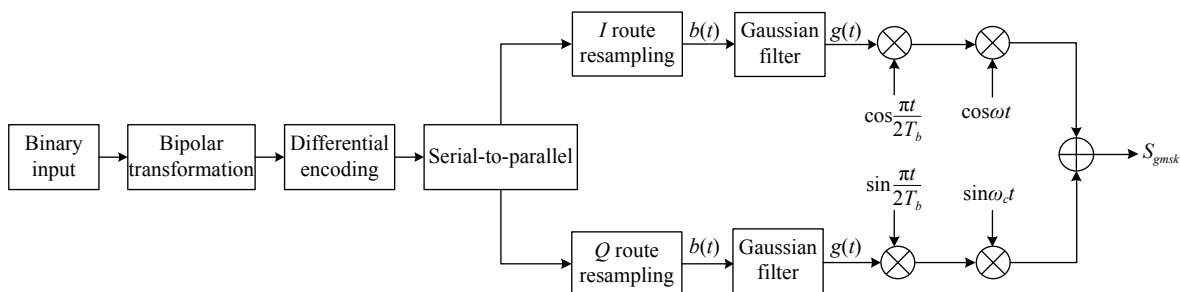


图 4 GMSK 信号调制框图

Fig.4 Block diagram of GMSK signal modulation

GMSK 调制的关键是设计高斯低通滤波器, 其传输函数为:

$$H(f) = \exp(-\alpha^2 f^2) \quad (9)$$

式中:  $\alpha$  为滚降系数, 与高斯滤波器 3 dB 带宽  $B_b$  的关系可以表示为:

$$\alpha = \frac{1}{B_b} \sqrt{\frac{\ln 2}{2}} \quad (10)$$

高斯滤波器的冲击响应函数为:

$$h(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left[-\left(\frac{\pi}{\alpha} t\right)^2\right] \quad (11)$$

单个矩形脉冲通过高斯滤波器的响应表达式为:

$$g(t) = b(t) * h(t) = Q\left(\frac{2\pi B_b \left(t - \frac{T_b}{2}\right)}{\sqrt{\ln 2}}\right) - Q\left(\frac{2\pi B_b \left(t + \frac{T_b}{2}\right)}{\sqrt{\ln 2}}\right) \quad (12)$$

式中:  $b(t)$  为矩形脉冲序列。其中:

$$Q(t) = \int_t^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\tau^2}{2}\right) d\tau \quad (13)$$

在 LD 无线光通信中, 兼顾误码率和频谱的密度, 设置  $BT_b$  值为 0.5。设  $\varphi = \pi t/2T_b$ , 经过 GMSK 调制, 得到 GMSK 调制信号的表达式为:

$$S_{gmsk}(t) = g(t)[\cos\omega_c t \cos\varphi(t) - \sin\omega_c t \sin\varphi(t)] = g(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \quad (14)$$

### 2.2 GMSK 解调技术

GMSK 信号的解调器可以采用和 MSK 一样的相干解调方式, 但需要提取相干载波, 这在水下电磁屏蔽环境中是比较困难的, 相对于相干解调, 非相干解调技术的成本更低, 更易于实现, 应用也更加广泛, 所以系统采用一比特延迟差分检测的非相干解调方式, 其原理框图如图 5 所示。

接收的中频模拟信号通过正交下变频处理将信号的中心频率搬到零频, 然后通过低通滤波器分别得到同相分量和正交分量。经过一比特差分进行解调, 抽样判决得到二进制基带信号。

输入信号经过水下光信道后被接收端接收到的接收信号为:

$$S = R(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] + n(t) \quad (15)$$

式中:  $R(t)$  为时变包络;  $\omega_c$  为载波频率;  $\varphi(t)$  表示时变相位;  $n(t)$  为噪声。

经过混频得到  $I$ 、 $Q$  两路信号:

$$S_I(t) = R(t) \left[ \frac{\cos 2\omega_c t - 1}{2} \cos\varphi(t) - \frac{1}{2} \sin 2\omega_c t \sin\varphi(t) \right] \quad (16)$$

$$S_Q(t) = R(t) \left[ \frac{1}{2} \sin 2\omega_c t \cos\varphi(t) - \frac{1 - \cos 2\omega_c t}{2} \sin\varphi(t) \right] \quad (17)$$

然后通过低通滤波器得到信号:

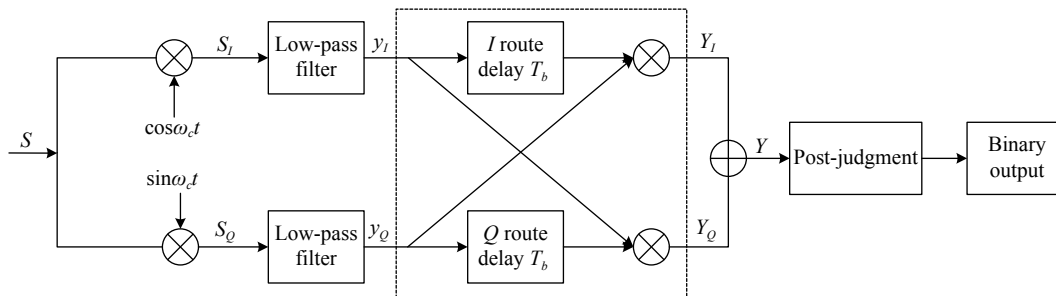


图 5 GMSK 解调框图

Fig.5 Block diagram of GMSK demodulation

$$y_I(t) = \frac{1}{2}R(t)\cos\phi(t) \quad (18)$$

$$y_Q(t) = -\frac{1}{2}R(t)\sin\phi(t) \quad (19)$$

经过低通滤波器后进行一比特差分解调,即将  $y_I(t)$ 、 $y_Q(t)$ 与延时信号  $y_I(t-T_b)$ 、 $y_Q(t-T_b)$ 交叉相乘、相减得到,其表达式为:

$$Y_I(t) = -\frac{1}{4}R(t)R(t-T_b)\cos\phi(t-T_b)\sin\phi(t) \quad (20)$$

$$Y_Q(t) = -\frac{1}{4}R(t)R(t-T_b)\sin\phi(t-T_b)\cos\phi(t) \quad (21)$$

$$Y(t) = \frac{1}{4}R(t)R(t-T_b)\sin[\Delta\phi(T_b)] \quad (22)$$

式中:  $\Delta\phi(T_b) = \phi(t) - \phi(t-T_b)$ 。

由上述分析可知,  $R(t)$ 与  $R(t-T_b)$ 为时变慢包络,所以  $Y(t)$ 的符号由  $\Delta\phi(T_b)$ 决定。令 1 bit 差分解调的判决门限为 0,当  $\sin[\Delta\phi(T_b)]$ 大于 0 时,即  $\Delta\phi(T_b) > 0$ ,这

时  $Y(t) > 0$ , 判决为 1; 反之当  $\sin[\Delta\phi(T_b)]$ 小于 0 时,即  $\Delta\phi(T_b) < 0$ , 这时  $Y(t) < 0$ , 判决为 0。通过这种相位变化的判决方法可完全恢复出原始数据。

### 3 基于 GMSK 的水下无线光通信系统性能分析

#### 3.1 基于 GMSK 的水下无线光通信系统模型

文中所用水下无线光通信系统结构如图 6 所示,发射机包括 GMSK 调制模块、LD 光源驱动、光放大模块、倍频模块、光学发射天线。输出光信号经过水下信道到达接收机,通过光学天线进行接收,接收机使用 THORLAB 光电探测器 APD430A2 将接收到的光信号进行光电转换,然后再对 GMSK 信号解调到原始信号。

该实验系统参数<sup>[20]</sup>如表 2 所示。

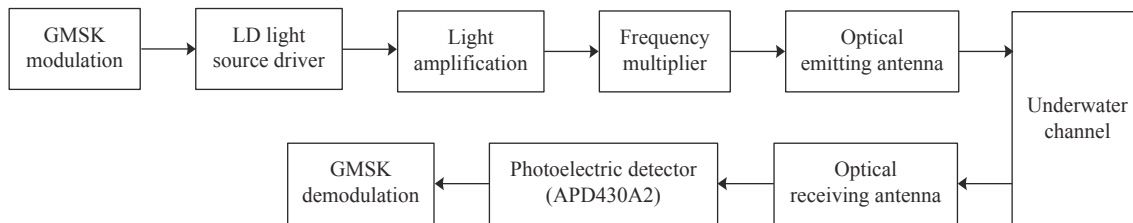


图 6 水下无线光通信系统

Fig.6 Underwater wireless optical communication system

表 2 系统参数

Tab.2 System parameters

Parameter	Value
Launch aperture radius/mm	40
Receiving aperture radius/mm	75
Half angle of beam divergence/mrad	0.6
Original sequence length	$10^6$
Transmit power/W	1
Water quality attenuation coefficient/ $m^{-1}$	0.151
LD Wavelength/nm	532
Detector conversion gain of APD430A2/ $V \cdot W^{-1}$	$10^5$

### 3.2 系统性能仿真分析

根据以上系统参数建立 GMSK 调制解调系统模型, 发送端采用  $B_b T_b$  为 0.5 的 GMSK 正交调制方式, 接收端采用一比特差分解调, 将其应用于 UWOC 系统, 设置湍流相干时间  $\tau$  与码元宽度  $T_b$  的比值为 100 : 1, 采样速率为信号速率的 30 倍, 载波频率为信号频率  $1/T_b$  的 2 倍, 其余参数按表 2 设置。

GMSK 调制输出的光信号, 经过海水水质衰减系数为  $0.151 \text{ m}^{-1}$  的纯衰减信道传输 150 m, 经过衰减信道和对数强度方差  $\sigma_I^2 = 0.15$  的湍流信道后的部分波形如图 7(a) 所示。图 7(b) 为信噪比为 10 dB 时的解调前后信号的部分波形。图 7(b) 的第一幅波形为解调前信号的部分波形, 第二幅波形对应为第一幅波形经

过解调后的信号波形。

从图 7(a) 中可以看出, GMSK 调制信号先经过衰减信道, 其幅度会减小, 波形未发生变化; 经过衰减后的信号再经过湍流信道, 此时信号波形会产生失真, 其幅度发生非线性变化, 产生了信号包络随时间变化特性, 变化快慢与信号码元宽度  $T_b$  和湍流相干时间  $\tau$  有关。从图 7(b) 中可以看出, 受复合信道干扰的信号通过解调后可恢复为标准二进制信号。

由于接收系统噪声为高斯白噪声, 根据传输模型公式 (1), 其中的高斯噪声  $n$  在仿真中根据信噪比  $SNR_0$  设置,  $SNR_0$  表示为公式 (23), 其中信号功率  $S$  为发射光功率为 1 W、传输无衰减时的归一化电信号功率, 仿真时噪声功率  $N$  随  $SNR_0$  改变。当信号经过海水

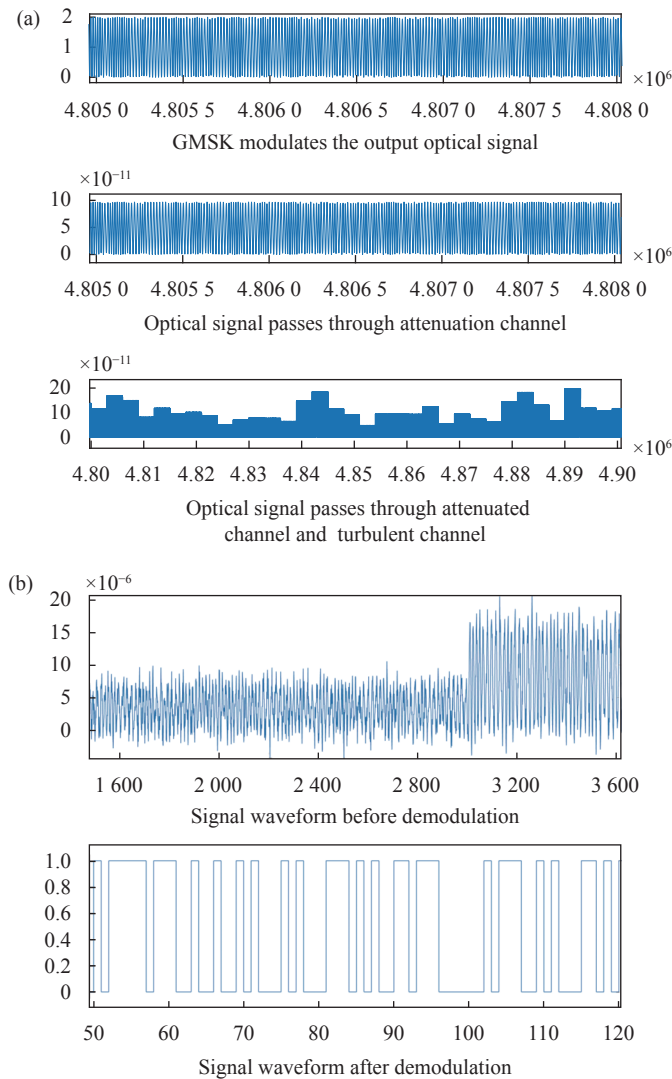


图 7 (a) GMSK 调制光信号经过信道的波形; (b)  $SNR=10 \text{ dB}$  解调前后信号波形对比

Fig.7 (a) Waveform of GMSK modulated optical signal through channel; (b) Comparison of signal waveform before and after  $SNR=10 \text{ dB}$  demodulation

信道之后, 信号功率发生衰减, 接收端信噪比  $SNR$  随之改变, 根据实际接收到的信号修正的信噪比  $SNR$  如下:

$$SNR_0 = 10 \lg \frac{S}{N} = 10 \lg \frac{P_t}{N} \quad (23)$$

$$SNR = 10 \lg \frac{S}{N} = 10 \lg \frac{P_r}{N} = 10 \lg \frac{P_t \left[ \frac{a_r^2}{(d \tan \theta + a_t)^2} \right] \cdot \exp[-c(\lambda)d]}{N} = 10 \lg \frac{P_t}{N} + 10 \lg \left[ \frac{a_r^2}{(d \tan \theta + a_t)^2} \right] \cdot \exp[-c(\lambda)d] \quad (24)$$

式中:  $P_t$  为光发射功率;  $P_r$  为光接收功率。令修正后的海水信道传输衰减值为  $D$ , 其表达式为:

$$D = 10 \lg \left[ \frac{a_r^2}{(d \tan \theta + a_t)^2} \right] \cdot \exp[-c(\lambda)d]$$

因此,  $SNR = SNR_0 + D$ 。

仅考虑衰减信道, 信道无湍流作用, 且海水水质衰减系数为  $0.151 \text{ m}^{-1}$ , 传输距离为  $150 \text{ m}$  时, OOK 调制、PPM 调制和 GMSK 调制的误码率随信噪比的变化如图 8(a) 所示。可以看出, 当系统误码率为  $10^{-3}$  时, GMSK 的信噪比为  $8 \text{ dB}$ , 相比于 OOK 调制、PPM 调制分别获得  $4.8$ 、 $3.3 \text{ dB}$  增益。

在复合信道作用下, 海水水质衰减系数为  $0.151 \text{ m}^{-1}$ ,

湍流对数强度方差  $\sigma_l^2 = 0.15$ , 传输距离为  $150 \text{ m}$  时, OOK 调制、PPM 调制和 GMSK 调制的误码率随信噪比的变化如图 8(b) 所示。可以看出, 在有湍流的复合信道的长距离通信中, OOK 调制下的系统误码率存在极限值, 为  $3 \times 10^{-2}$ , 其误码率大于  $10^{-3}$ , 很难满足系统的正常工作要求; 当系统误码率为  $10^{-3}$  时, GMSK 的信噪比为  $12.85 \text{ dB}$ , 相比于 PPM 调制可获得  $4.35 \text{ dB}$  增益。

给定  $\sigma_l^2$  分别为  $0.15$ 、 $0.16$ 、 $0.5$ 、 $1$ 、 $1.5$ 、 $2$ , 水质衰减系数为  $0.151 \text{ m}^{-1}$  的复合信道下, 信噪比随高斯噪声和传输距离变化, 分析 GMSK 调制系统的误码率性能如图 9(a)~(f) 所示。

从图 9(a) 中可以看出, 在湍流对数强度方差  $\sigma_l^2 = 0.15$  的复合信道下, GMSK 调制系统已不存在误码率极限。但相比图 8(a) 可知, 达到相同误码率、传输相同距离时, 有湍流的信道需要更高的信噪比, 即更低的高斯噪声。

从图 9(f) 中可以看出, 在湍流对数强度方差  $\sigma_l^2 = 2$  的复合信道下, GMSK 调制的传输距离为  $130$ 、 $140$ 、 $150 \text{ m}$  时, 当信噪比分别小于  $36.81$ 、 $43.82$ 、 $49.85 \text{ dB}$  时, 高斯噪声、信道衰减和湍流共同决定 UWOC 系统的性能。当信噪比分别大于这些值时, 即信道衰减和高斯噪声引起的信号失真较小, 系统误码率由湍流对数强度方差决定, 且误码率趋于一个极限值, 为  $8.9 \times 10^{-4}$ 。

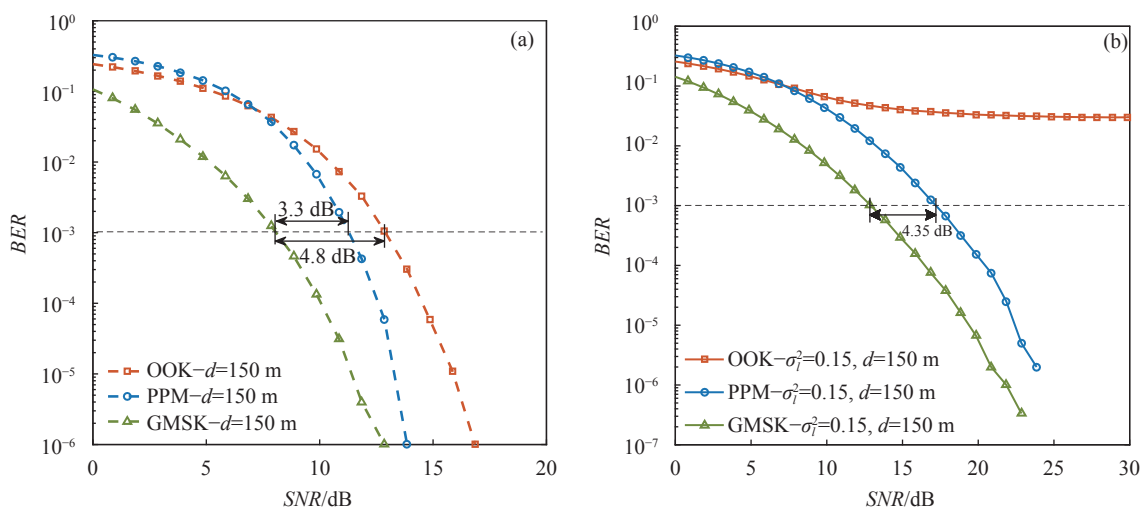


图 8 (a) OOK 调制、PPM 调制和 GMSK 调制在衰减信道下的误码率性能对比; (b) OOK 调制、PPM 调制和 GMSK 调制在复合信道下的误码率性能对比

Fig.8 (a) Comparison of BER performance of OOK modulation, PPM modulation and GMSK modulation in attenuation channels; (b) Comparison of BER performance of OOK modulation, PPM modulation and GMSK modulation in composite channels



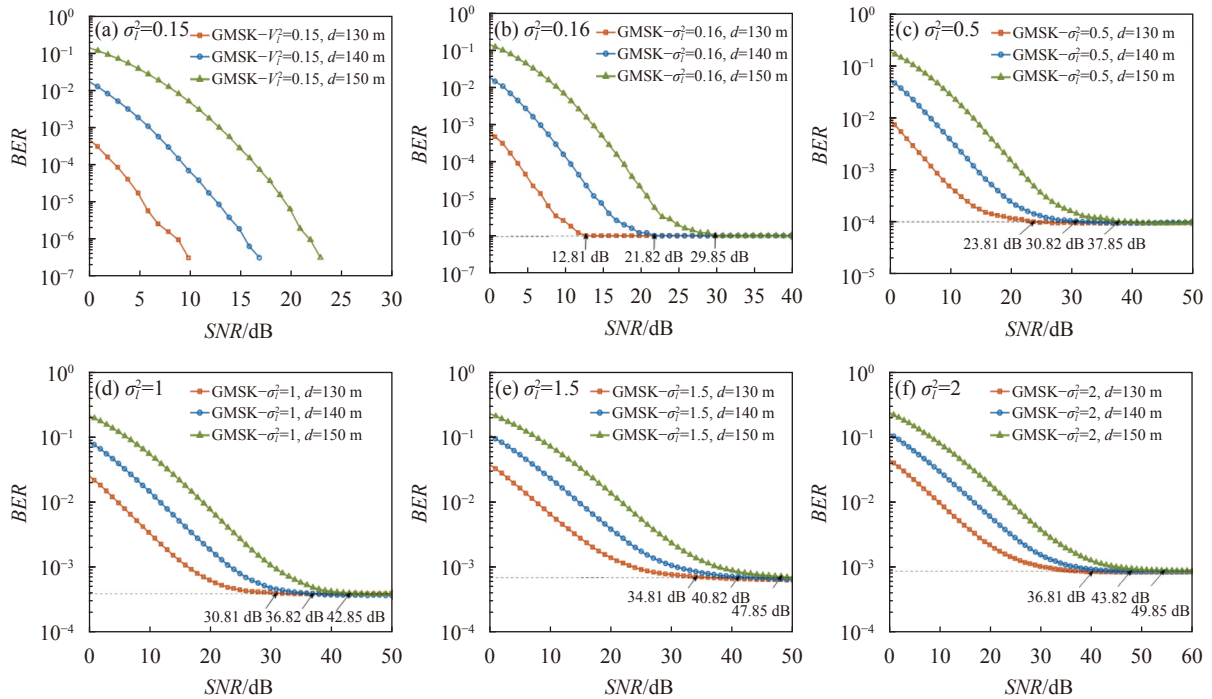


图 9 GMSK 调制在不同湍流对数强度方差的复合信道下系统误码率性能对比

Fig.9 Comparison of system BER performance of GMSK modulation in composite channels with different turbulence logarithmic intensities variance

同样,从图 9(b)~(f)中可以看出,在相同湍流对数强度方差下,无论传输距离远近,最终 GMSK 调制系统的误码率都会趋于一个极限,这个极限值与湍流对数强度方差有关。

对比图 9(a)~(f),复合信道下,在湍流对数强度方差分别为 0.15、0.16、0.5、1、1.5、2 时,其传输距离与

信噪比的关系如图 10 所示。同一  $\sigma_l^2$  下,随着传输距离的增加,系统误码率达到极限值,所需信噪比也在增加,且所需信噪比与传输距离呈线性关系。在相同传输距离下,湍流对数强度方差越大的复合信道,极限误码率越大,GMSK 调制所需的信噪比也越大。

图 11 所示为复合信道下,不同湍流对数强度方差  $\sigma_l^2$  与极限误码率的关系。可以看出,随着湍流对数

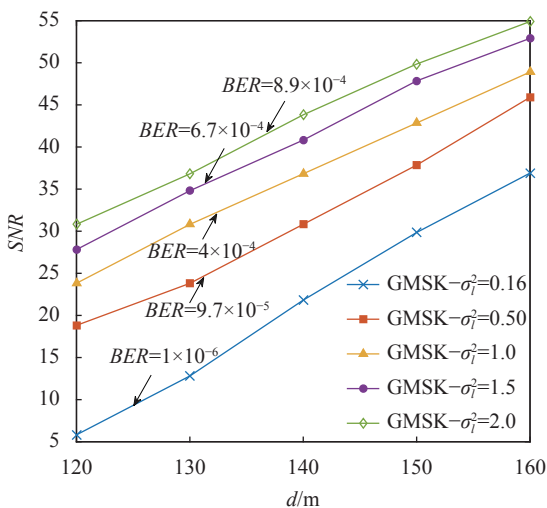


图 10 复合信道下不同传输距离与信噪比的关系

Fig.10 Relationship between different transmission distances and SNR in composite channel

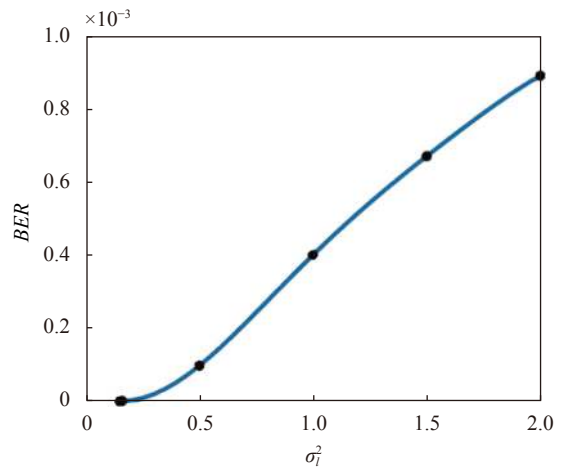


图 11 复合信道下湍流对数强度方差与极限误码率的关系

Fig.11 Relationship between turbulence logarithmic intensity variance and limit BER in composite channel

强度方差的增大, UWOC 系统的极限误码率呈非线性增加, 在湍流对数强度方差较小和较大时, 极限误码率变化较慢, 因为在湍流对数强度方差较小时, 系统误码率由传输距离和高斯噪声决定, 当信噪比较高时, 误码率可达到 0, 变化较慢。湍流对数强度方差较大时, 湍流噪声严重影响信号质量, 此时误码率完全由湍流噪声决定, 系统极限误码率已接近正常通信极限, 因此极限误码率变化较慢。但是在中强度区域, 极限误码率与湍流对数强度方差呈线性关系, 因为系统的极限误码率由传输距离、高斯噪声和湍流强度共同决定。

## 4 结 论

文中研究了水下衰减信道特性和 Gamma-Gamma 型湍流信道特性, 采用接受拒绝算法, 生成了湍流信道随机噪声的时域信号, 建立了水下复合信道的无线光通信系统模型。根据 GMSK 调制方法, 仿真 GMSK 调制波形, 并根据无线光通信系统模型仿真传输后的信号波形, 然后采用一比特差分解调算法将接收波形恢复成原始信号, 通过对比解调信号波形与原始输入信号波形, 分析复合信道对系统误码率性能的影响。研究结果表明, 在无湍流效应的水下信道中, OOK 调制、PPM 调制和 GMSK 调制的误码率在一定的信噪比下均可达到  $10^{-3}$ , 但 GMSK 调制较优于 OOK 调制和 PPM 调制。在有湍流效应的信道下, 长距离传输的 OOK 调制下的系统误码率极限值为  $3 \times 10^{-2}$ , 已不能满足系统一般误码率要求, 但 PPM 调制可满足系统误码率要求, GMSK 调制仍然优于 OOK 调制和 PPM 调制。在水下复合信道中, GMSK 调制可满足长距离无线光通信的误码率需求, 湍流对数强度方差会影响无线光通信系统的误码率极限和传输距离。

## 参考文献:

- [1] Xu J. Underwater wireless optical communication: Why, what, and how? (Invited) [J]. *Chinese Optics Letters*, 2019, 17(10): 100007.
- [2] Zhu S J, Chen X W, Liu X Y, et al. Recent progress in and perspectives of underwater wireless optical communication [J]. *Progress in Quantum Electronics*, 2020, 73: 100274.
- [3] Jiang Hongyan, Qiu Hongbing, He Ning, et al. Optical OFDM spatial diversity system in lognormal fading UVLC channels [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2020, 49(2): 0203008. (in Chinese)
- [4] Li Jun, Yuan Xiuhua, Wang Minghao. Link performance evaluation for air-sea free-space optical communications [J]. *Chinese Optics*, 2019, 12(2): 405-412. (in Chinese)
- [5] Guan Haijun, Liu Yunqing, Zhang Fengjing. Coherent free-space optical communication system with quadrature phase-shift keying modulation using a digital phase recovery algorithm [J]. *Chinese Optics*, 2019, 12(5): 1131-1138. (in Chinese)
- [6] Liu X Y, Yi S Y, Zhou X L, et al. 34.5 m underwater optical wireless communication with 2.70 Gbps data rate based on a green laser diode with NRZ-OOK modulation [J]. *Optics Express*, 2017, 25(22): 27937-27947.
- [7] Wang J M, Lu C H, Li S B, et al. 100 m/500 Mbps underwater optical wireless communication using an NRZ-OOK modulated 520 nm laser diode [J]. *Optics Express*, 2019, 27(9): 12171-12181.
- [8] Chen H L, Chen X W, Lu J, et al. Toward long-distance underwater wireless optical communication based on a high-sensitivity single photon avalanche diode [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2020, 12(3): 7902510.
- [9] Peppas K P, Boucouvalas A C, Ghassemloy Z. Performance of underwater optical wireless communication with multi-pulse pulse-position modulation receivers and spatial diversity [J]. *IET Optoelectronics*, 2017, 11(5): 180-185.
- [10] Fu Y Q, Du Y Z. Performance of heterodyne differential phase-shift-keying underwater wireless optical communication systems in gamma-gamma-distributed turbulence [J]. *Applied Optics*, 2018, 57(9): 2057-2063.
- [11] Zedini E, Oubei H M, Kammoun A, et al. Unified statistical channel model for turbulence-induced fading in underwater wireless optical communication systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2019, 67(4): 2893-2907.
- [12] Fu Yuqing, Duan Qi, Zhou Lin. 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. (in Chinese)
- [13] Cao Minghua, Wu Xin, Yang Shunxin, Jia Kejun. BER performance of Faster-than-Nyquist communications under Log-normal turbulence channel [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2020, 28(2): 465-473. (in Chinese)
- [14] Bai J R, Cao C F, Yang Y, et al. Peak-to-average power ratio reduction for DCO-OFDM underwater optical wireless communication system based on an interleaving technique [J]. *Optical Engineering*, 2018, 57(8): 086110.

- [15] Chen Mu, Ke Xizheng. Effect of atmospheric turbulence on the performance of laser communication system [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(8): 0822009. (in Chinese)
- [16] Zhang Yue, Wang Huiqin, Zhang Liping, et al. Generalized space-time pulse position modulation over Gamma-Gamma turbulence channel [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2020, 28(11): 2437-2445. (in Chinese)
- [17] Lu Lu. Influence of oceanic turbulence on propagation of laser beams[D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2016. (in Chinese)
- [18] Robert C P, Casella G. Monte Carlo Statistical Methods[M]. New York: Springer, 1999.
- [19] Wang Y, Wang Y P. Research on the system performance of Gaussian minimum-shift keying with M-distribution in satellite-to-ground laser communication [J]. *Optics Communications*, 2020, 459: 124994.
- [20] Yang Y, Fan L R, He F T, et al. Long-distance underwater optical wireless communication with PPLN wavelength conversion [C]//24th National Laser Conference & Fifteenth National Conference on Laser Technology and Optoelectronics. International Society for Optics and Photonics, 2020, 11717: 117172J.