

引用格式: YANG Yi, LEI Jiayuan, WANG Xiaobo, et al. Performance of OQPSK Modulation System Based on Composite Seawater Channel[J]. Acta Photonica Sinica, 2022, 51(10):1006006

杨祎,雷佳园,王晓波,等. 复合海水信道偏移四相相移键控调制系统性能研究[J]. 光子学报, 2022, 51(10):1006006

复合海水信道偏移四相相移键控调制系统性能研究

杨祎¹, 雷佳园¹, 王晓波², 贺锋涛¹, 刘妍¹, 聂欢¹

(1 西安邮电大学 电子工程学院, 西安 710121)

(2 中国船舶重工集团第 705 研究所 水下信息与控制重点实验室, 西安 710077)

摘 要:水下无线光通信受到海水信道中吸收、散射和湍流的影响而降低了系统性能。目前的研究多独立地考虑衰减信道和湍流信道对信号特性影响,或者从理论公式上分析系统性能。本文采用更加符合真实信道特性的指数-广义伽马分布湍流信道模型,研究海水湍流信道下无线光通信偏移四相相移键控调制系统的误码率理论,建立了海洋湍流和衰减信道协同作用下的复合信道模型,通过模拟信号波形,统计误码率,对系统性能进行分析。结果表明, $\sigma_1^2=2$ 的强湍流下,具有载波特性的模拟信号优于开关键控调制的数字信号,且与二进制移相键控相比,偏移四相相移键控可获得约 3 dB 信噪比增益。 $\sigma_1^2=0.2$ 的弱湍流下,水质衰减系数为 $c=0.151\text{ m}^{-1}$ 的偏移四相相移键控系统在接收信号信噪比为 20 dB 时,可实现误码率在 10^{-3} 以下的 50 m 可靠通信。相同湍流条件下,误码率随链路距离增加成线性劣化。同时,海水水质对系统 BER 影响很大,湍流强度为 $\sigma_1^2=0.2$,湍流相干时间 $\tau_0=10\text{ ms}$ 的纯海水信道中,接收信号信噪比为 10 dB 左右时,可实现误码率在 10^{-3} 以下的 40 m 可靠通信,而在沿海海水无法正常通信。

关键词:水下无线光通信;水下复合信道模型;信号模拟;偏移正交相移键控;系统误码率

中图分类号:TN929.1

文献标识码:A

doi:10.3788/gzxb20225110.1006006

0 引言

相比于带宽受限的水声通信和传输距离短的射频通信,水下无线光通信(Underwater Wireless Optical Communication, UWOC)因具有信息承载能力强、光波传播速率快、高保密性以及抗电磁干扰等优点,更好地满足了水下通信对高速大容量通信的需求^[1-3]。蓝绿光位于海水低损耗窗口区,在水下可传输相对较远的距离,且具有较高的传输速率,因此常使用蓝绿光进行水下信息传输^[4]。然而,光信号在传播过程中受到海水的吸收、散射和湍流影响,使得光强发生衰落和闪烁现象,从而影响传输质量^[5]。

对蓝绿光在海水中吸收、散射特性的研究已经比较成熟^[1,6-9]。但是关于海洋湍流对光信号的影响仍处于探索阶段^[10,11],海水的温盐度变化、气泡导致的折射率随机起伏等都会形成海洋湍流,使得光信号在传输时发生闪烁,造成信号衰落。为了更准确地描述海洋湍流引起的光强辐照度变化,研究人员提出了各种湍流信道模型,主要有对数正态模型、Gamma-Gamma模型、K分布模型等,然而这些分布仅适用于某种特定湍流状态^[5],具有很大的局限性。直至2016年,JAMALI M V等^[12]在实验基础上分析了气泡导致的海洋湍流的光强辐照度波动,研究表明,单一分布不能准确表征气泡引起的海洋湍流信道,于是提出了指数-对数正态(Exponential-Lognormal, EL)分布模型,但该模型并没有考虑到水下信道存在温度和盐度波动产生的湍流效应。因此,2017年,OUBEI H M等^[13,14]分别研究了由温度梯度和盐度梯度引起的海洋湍流信道,分析了不同分布模型与实验数据的拟合结果,但都仅考虑了单一因素导致的湍流,没有综合考虑多种因素对湍流特性

基金项目:装备预研教育部联合基金(No.8091B032130),水下信息与控制重点实验室资助项目(No.JCKY2021207CD02),陕西省微波光子与光通信创新团队(No.2021TD-09)

第一作者(通讯作者):杨祎(1970—),女,副教授,硕士,主要研究方向为无线光通信与信息系统、信号与信息处理。Email: yangyi@xupt.edu.cn

收稿日期:2022-08-08;录用日期:2022-10-08

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

的影响。2019年,ZEDINI E等^[15]综合考虑了温度梯度和气泡的影响,在不同湍流强度下分别使用纯水和盐水进行实验,提出了指数-广义伽马(Exponential-Generalized Gamma, EGG)分布,该分布更加复合真实海洋湍流信道,不仅可以表征从弱到强的水下湍流现象,还综合考虑到信道中存在气泡、温盐度梯度时的湍流特性。

空间分集、信道编码、光束整形、调制技术和孔径接收等技术可用于改善湍流效应对通信系统性能的影响^[16]。2018年,BAYKAL Y等^[17]研究了在强湍流海洋介质中,脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)信号在Gamma-gamma分布模型下的误码率性能。2019年,贺锋涛等^[18]研究了PPM在Gamma-Gamma各向异性海洋湍流信道中的传输特性,推导出等效海洋湍流结构常数,评估了系统误码率以及海洋湍流参数等对系统性能的影响;同年,王平等^[19]研究了部分相干高斯光束的开关键控(On-Off Keying, OOK)调制的UWOC系统在弱海洋湍流中的平均容量性能,推导出闪烁指数的近似解析表达式,描述海洋湍流对部分相干高斯光束传输特性的影响,但上述文献都没有综合考虑到衰减信道的影响。2020年,傅玉青等^[8]采用差分移相键控(Differential Phase-Shift Keying, DPSK)调制UWOC系统经过Gamma-gamma强海洋湍流信道传输,相比OOK调制,DPSK调制可以获得3 dB的信噪比增益,该研究虽然考虑到路径传输损耗,但只进行了理论公式的推导分析并未进行模拟仿真。

现有的文献研究更多独立考虑湍流信道和衰减信道对系统性能的影响,或者从理论解析式进行推导与分析。本文将EGG海洋湍流分布模型与同时考虑路径传输损耗和光束扩展的衰减信道进行复合,通过理论表达式计算复合信道下偏移四相相移键控(Offset Quadrature Phase Shift Keying, OQPSK)调制的误码率。然后搭建OQPSK调制通信系统模型,将湍流噪声和信号衰减等效到所搭建的系统模型中,通过模拟信号波形,对比发送信号和接收信号统计系统误码率。

1 基于OQPSK的水下无线光通信系统

1.1 基于OQPSK调制的水下无线光通信系统模型

图1为基于OQPSK调制的UWOC系统框图,该系统主要由发射端、接收端和水下无线光信道三部分构成。待传输信息经OQPSK调制后驱动LD发光,利用光学发射天线发射光信号进入水下信道,传输到接收端后,光电探测器将光信号转换成电信号,最后经OQPSK解调得到输出信号。

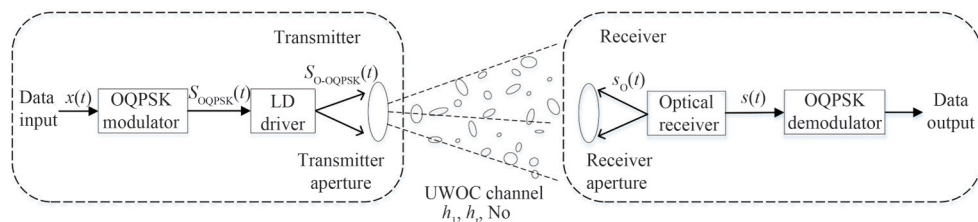


图1 OQPSK调制的UWOC系统框图

Fig. 1 The block diagram of the UWOC system with OQPSK modulation scheme

海水信道是一种复杂时变信道,光信号在海水信道传输时,杂质分子的吸收、散射效应和光源发散角引起光束扩展都会使光信号的功率衰减。而海洋湍流引起接收信号幅度随机波动的过程可近似为将海洋湍流作为乘性噪声对信号进行调制,背景噪声近似为加性高斯白噪声。考虑以上因素,建立综合考虑海洋湍流和水下信号衰减的水下无线光复合信道模型,经该信道传输后,接收端光信号可表示为

$$s_o(t) = S_{O-QPSK}(t) \times h_1 \times h_1(t) + N_0 \quad (1)$$

式(1)中包含四个参量, $S_{O-QPSK}(t)$ 是发射端发射的OQPSK光信号, h_1 为衰减信道引起的信号损耗, $h_1(t)$ 为由于湍流效应引起的信号衰落, N_0 为均值为0,方差为1的独立加性高斯白噪声。

1.2 OQPSK调制解调原理

OQPSK调制是经QPSK调制改进得到的,两者均将输入二进制数据流分成同相和正交两路之后再行正交调制,具有相同的相位关系。与QPSK调制不同,OQPSK两支路的码元在时间上错开了半个符号周期,每次只有一路可能会发生极性翻转,受系统非线性影响小,带宽利用率高,适合在带宽受限的UWOC系统。

OQPSK信号的产生方法是将基带信号经过串并变换,分成两路速率为原来一半的序列,经极性转换变成I、Q两支路的双极性信号。I支路数据保持不变,将Q支路延时 $T_s/2$,经低通滤波器后,两支路数据分别与正交载波 $\cos \omega_0 t$ 、 $\sin \omega_0 t$ 进行调制,再对两路输出信号叠加得到调制后的OQPSK电信号,可将其表示为^[20]

$$S_{\text{OQPSK}}(t) = I(t) \cos \omega_0 t + Q(t - T_s/2) \sin \omega_0 t \quad (2)$$

式中, $I(t)$ 、 $Q(t)$ 分别为同相支路和正交支路, ω_0 为载波频率, T_s 为解调器的采样周期。

OQPSK信号的解调常采用相干解调的方式^[21],其原理如图2。由于调制时将Q支路的信号延时了半个周期,因此在解调时,要将Q支路延时 $T_s/2$,信号同步后再进行抽样判决,使得两支路可进行正确的交错抽样,最后经过并/串变换恢复原始数据完成解调。

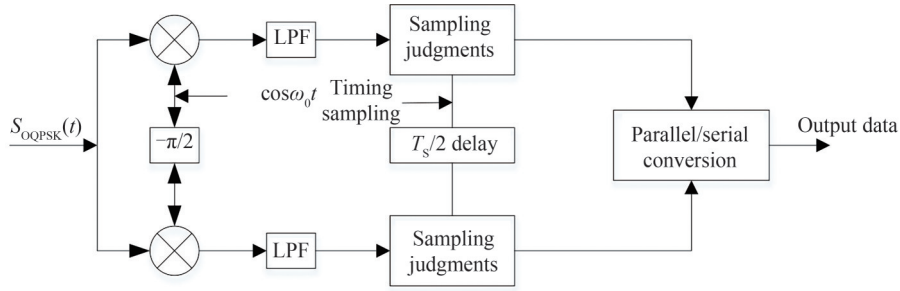


图2 OQPSK解调原理

Fig. 2 Demodulation schematic of OQPSK

经过相干解调的OQPSK信号同相支路为

$$\begin{aligned} I_i(t) &= S_{\text{OQPSK}}(t) \cdot \cos \omega_0 t = [I(t) \cos \omega_0 t + Q(t - T_s/2) \sin \omega_0 t] \cdot \cos \omega_0 t \\ &= \frac{Q(t - T_s/2) \sin 2\omega_0 t}{2} + \frac{I(t) \cos 2\omega_0 t}{2} + \frac{I(t)}{2} \end{aligned} \quad (3)$$

正交支路可表示为

$$\begin{aligned} Q_i(t) &= S_{\text{OQPSK}}(t) \cdot \sin \omega_0 t = [I(t) \cos \omega_0 t + Q(t - T_s/2) \sin \omega_0 t] \cdot \sin \omega_0 t \\ &= \frac{I(t) \sin 2\omega_0 t}{2} - \frac{Q(t - T_s/2) \cos 2\omega_0 t}{2} + \frac{Q(t - T_s/2)}{2} \end{aligned} \quad (4)$$

经过低通滤波器后

$$\begin{cases} I_i(t) = \frac{I(t)}{2} \\ Q_i(t) = \frac{Q(t - T_s/2)}{2} \end{cases} \quad (5)$$

将Q支路延时 $T_s/2$ 后再进行抽样判决,最后经过并/串变换得到OQPSK原始序列完成解调。

1.3 水下衰减信道

光束在海水中传播时,海水中的杂质、颗粒物会与每个光子发生吸收、散射作用,降低光强的平均辐照度。由吸收和散射效应引起的总衰减可用衰减系数 $c(\lambda)$ 描述^[22]为

$$c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda) \quad (6)$$

式中, $a(\lambda)$ 、 $b(\lambda)$ 分别表示海水的吸收和散射系数。吸收和散射系数取决于海水水质类型,已有研究人员通过实际测量,划分出不同水质下的吸收、散射系数和衰减系数,如表1所示^[22]。

光信号在海洋中传输受到的能量损耗符合比尔-朗伯定律,传输衰减 I_1 可表示为

$$I_1 = \exp[-c(\lambda)L] \quad (7)$$

在工程应用中,无线光信号经过水下信道信息传输时,会受到由光源发散角引起的光束扩展影响,探测器上的信号功率减小,影响系统性能,海水信道下光束扩展模型如图3。

因此,考虑路径传输损耗和收发设备对信号能量的衰减,水下光衰减模型的接收信号功率 I_r 可表示为^[7]

$$I_r = I_t \left[\frac{a_r^2}{(L \tan \theta + a_t)^2} \right] \exp[-c(\lambda)L] \quad (8)$$

式中, L 为链路通信距离, 单位是 m; θ 为光束发散半角, 单位是 mrad; a_t 、 a_r 分别为发射天线和接收天线的孔径半径, 单位是 mm; I_t 、 I_r 分别为发射信号和接收信号的光功率。

因此, 水下衰减信道损耗 h_1 可表示为

$$h_1 = \frac{I_r}{I_t} = \left[\frac{a_r^2}{(L \tan \theta + a_t)^2} \right] \exp[-c(\lambda)L] \quad (9)$$

1.4 海洋湍流信道

JAMALI M V^[23] 和 ZEDINI E^[15] 等通过水下实验

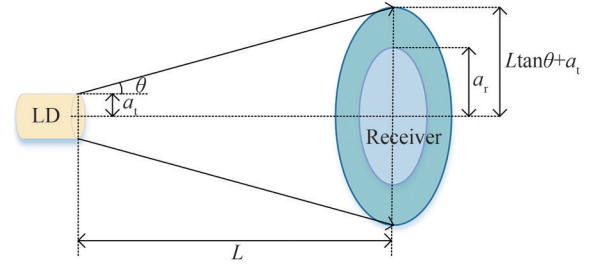


图3 光束扩展示意

Fig. 3 Schematic of beam expansion

表1 不同水质下的衰减系数^[22]

Table 1 Attenuation coefficients for different water quality^[22]

Water types	a/m^{-1}	b/m^{-1}	c/m^{-1}
Pure ocean	0.041	0.003	0.044
Clean ocean	0.114	0.037	0.151
Coastal ocean	0.179	0.219	0.398
Turbid harbour	0.366	1.824	2.190

提出, 使用两种统计模型的组合来表征温度、盐度、气泡引起的各个闪烁指数范围内的水下湍流, 这类分布模型适用于从弱到强的湍流环境。2019年, ZEDINI E 等基于实验测量数据, 使用 EGG 分布模型表征不同海洋湍流强度下由气泡和温度梯度引起的光强辐照度波动, EGG 的概率密度函数表示为^[15]

$$f_i(I) = \omega f(I; \lambda) + (1 - \omega) g(I; [a, b, c]) \quad (10)$$

式中,

$$f(I; \lambda) = \frac{1}{\lambda} \exp\left(-\frac{I}{\lambda}\right) \quad (11)$$

$$g(I; [a, b, c]) = c \frac{I^{ac-1} \exp\left(-\left(\frac{I}{b}\right)^c\right)}{b^{ac} \Gamma(a)} \quad (12)$$

该模型使用指数分布和广义伽马分布加权得到, $f(I; \lambda)$ 和 $g(I; [a, b, c])$ 分别表示指数分布函数和广义伽马分布函数; ω 为分布的混合权重系数, 满足 $0 < \omega < 1$; λ 是指数分布的参数; a 、 b 和 c 是广义伽马分布的参数; $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数。

衰落信道函数可表示为

$$h_1 = \frac{I}{E[I]} \quad (13)$$

式中, $E[\cdot]$ 是归一化期望。水下无线光通信链路的闪烁指数定义为辐照度波动的归一化方差, 是衡量光强度起伏程度的一个重要物理量, 可表示为

$$\sigma_i^2 = \frac{E[I^2] - E[I]^2}{E[I]^2} \quad (14)$$

使用 EGG 分布的 n 阶矩 $E[I^n] \triangleq \int_0^\infty I^n f_i(I) dI$, 进而得到该分布下的闪烁指数表达式为

$$\sigma_1^2 = \frac{2\omega\lambda^2 + (1-\omega)b^2 \frac{\Gamma\left(a + \frac{2}{c}\right)}{\Gamma(a)}}{\left[\omega\lambda + (1-\omega)b \frac{\Gamma\left(a + \frac{1}{c}\right)}{\Gamma(a)} \right]^2} - 1 \quad (15)$$

将海洋湍流信道等效为湍流乘性噪声引入到OQPSK信号中,对信号进行调制。EGG分布模型产生随机数采用接受-拒绝采样算法^[24],获取符合当前闪烁指数的光强辐照度波动函数 $f_i(I)$ 的湍流随机噪声。

接受-拒绝采样算法流程如图4,该过程首先需要借用一个辅助的建议分布 $q(I)$ 来产生候选样本,引入常数 k ,使得 $\forall I$,都满足 $kq(I) \geq f_i(I)$,那么从 $q(I)$ 中得到的样本 I ,就有概率为 $P = \frac{f_i(I)}{kq(I)}$ 符合 $f_i(I)$ 分布。接

下来进行循环采样,在每次采样时,首先从 $q(I)$ 中任意采样一个数值 I_0 ,然后在区间 $[0, kq(I_0)]$ 中均匀采样,得到采样点 x_0 。如果 $x_0 \leq f_i(I_0)$,则接受该采样值 I_0 ,否则拒绝。重复此过程,得到的样本服从分布 $f_i(I)$ 。

湍流相干时间 τ_0 是湍流信道系统函数的时间变量,是信道基本保持不变的最大时间差范围^[25],影响信号幅度变化的快慢。 τ_0 越小,表示湍流变化速度越快。

本文中 $kq(I)$ 采用的是高斯分布,图5(a)为不同温度梯度和气泡浓度对应的闪烁指数下的EGG分布概率密度函数图。使用接受-拒绝采样算法,设置采样总数为 3.4×10^6 ,得到如图5(b)所示的不同闪烁指数下的湍流随机噪声直方图,根据直方图可看出,所产生的湍流噪声随机数满足EGG分布规律。

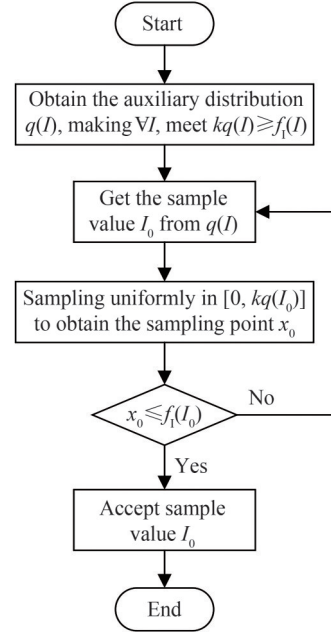


图4 接受-拒绝采样算法流程

Fig. 4 Flowchart of acceptance-rejection sampling algorithm

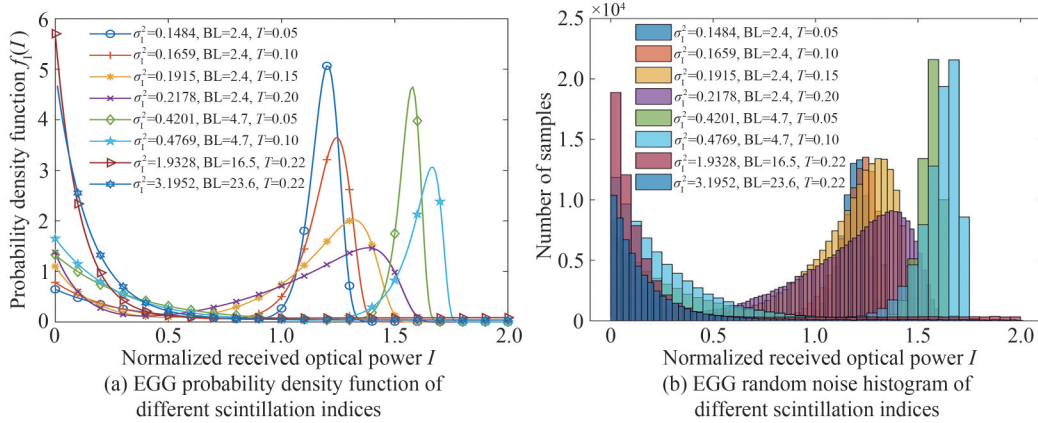


图5 EGG分布概率密度函数及随机噪声直方图

Fig. 5 EGG distribution probability density function diagram and random noise histogram

2 系统性能分析与仿真

2.1 平均误码率理论表达式

若UWOC系统使用OQPSK调制,在EGG信道下传输时的平均误码率可表示为^[15]

$$P_e = \frac{\delta}{2\Gamma(\rho)} \sum_{k=1}^n \int_0^{\infty} \Gamma(\rho, q_k \gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (16)$$

式中, n, δ, ρ, q_k 取决于所使用的调制技术和检测器类型^[26], 上不完全 Γ 函数表示为 $\Gamma(s, x) = \int_x^{\infty} t^{s-1} e^{-t} dt$, $f_\gamma(\gamma)$ 为 EGG 分布光强起伏概率密度函数, 如式(10)。

考虑到检测技术的不同, 瞬时信噪比可以表示为

$$\gamma = \frac{P_s}{N_0} \quad (17)$$

式中, P_s 为接收端电信号功率, N_0 为加性高斯白噪声功率。

$$P_s = (\eta I_r)^r R_L \quad (18)$$

式中, η 为光电转换系数, I_r 为信号接收光强, r 是检测技术类型的参数, 外差检测时 $r=1$, R_L 为等效负载电阻。

考虑传输距离和光束扩展对信号的衰减影响, 信号接收光强 I_r 为

$$I_r = I_t \left[\frac{a_r^2}{(L \tan \theta + a_t)^2} \right] \exp[-c(\lambda)L] \quad (19)$$

将平均电信噪比 $\mu = \frac{(\eta E[I])^r}{N_0}$ 代入式(10), 推导出 UWOC 系统在外差检测下运行时的 PDF 表达式^[15]

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\omega}{\lambda \mu} e^{-\frac{\gamma}{\lambda \mu}} + \frac{c(1-\omega)}{\Gamma(a)\gamma} G_{0,1}^{1,0} \left[\left(\frac{\gamma}{b\mu} \right)^c \middle| \begin{matrix} - \\ a \end{matrix} \right] \quad (20)$$

2.2 理论仿真分析

利用式(18)和(19), 并将式(20)代入式(16)中, 计算出 UWOC 系统在复合海水信道下的平均误码率, 并进行仿真分析。仿真分析时, 横坐标均为接收端信噪比, 该信噪比指的是接收信号功率与高斯噪声功率之比。按照表2设置发射信号光功率和其他系统参数, 通过海水信道衰减后得到接收光功率, 改变高斯噪声功率, 得到实际接收到的信噪比。

表2 仿真系统参数
Table 2 Simulation system parameters

Name	Parameters
LD wavelength	532 nm
Transmitter aperture radius	10 mm
Receiver aperture radius	20 mm
Half angle of beam divergence	0.5 mrad
Transmit power	1 W
Attenuation coefficient	0.151 m ⁻¹
Binary sequence length	10 ⁶
Transmission distance	40 m
Equivalent load resistance	50 Ω

在 UWOC 系统下, 考虑路径损耗和光束扩展, 使用 OQPSK 调制, 通过复合信道传输, 分别在不同湍流强度下的 BER 随接收端 SNR 的变化曲线如图6。闪烁指数 σ_I^2 的取值区间为 [0.2, 3.2], 对应从弱到强的湍流条件, 当系统 BER 达到 10^{-3} 的误码率时, 上述湍流条件所需的最小接收端 SNR 为 -4.23 dB、-1.23 dB、6.77 dB 和 8.18 dB。分析可知, 随着湍流强度增加, 达到可靠通信的信噪比更高。相同 SNR 下, 湍流强度增大对系统性能恶化影响较大。

在水质衰减系数 $c = 0.151 \text{ m}^{-1}$, 闪烁指数 $\sigma_I^2 = 2$, 链路距离 40 m 时, 使用 OOK、BPSK、OQPSK 三种调制方式的 UWOC 系统经复合信道后的 BER 随接收端 SNR 的变化关系如图7。OQPSK 调制的 BER 性能明显优于 OOK 和 BPSK 调制, OOK 调制的 BER 整体偏高, 三者中 OQPSK 调制的 BER 最小, 说明在强海洋湍

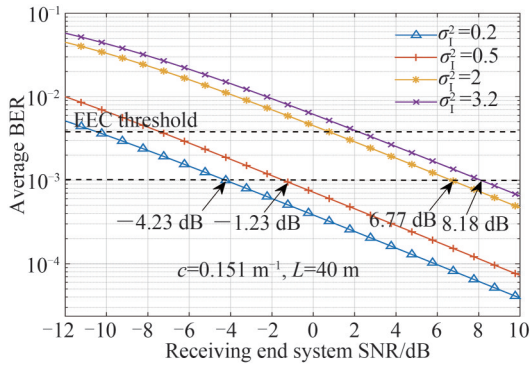


图6 OQPSK调制在不同湍流强度的复合信道下系统误码率性能对比
Fig. 6 Comparison of BER performance of OQPSK modulation system in composite channels with different turbulence intensity

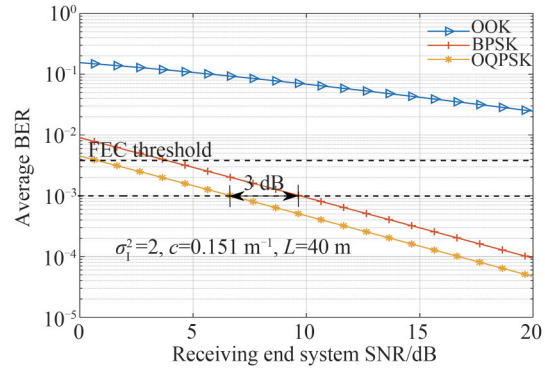


图7 不同调制方式在复合信道下的误码率性能对比
Fig. 7 Comparison of BER performance of different modulations in composite channels

流中,OQPSK调制能够有效地降低通信系统的误码率。当系统BER达到 10^{-3} 时,与BPSK调制相比,OQPSK调制具有3 dB增益。接收端SNR=20 dB时,OOK调制的BER在 $[10^{-2}, 10^{-1}]$ 之间,BPSK调制的BER约为 10^{-4} ,OQPSK调制的BER在 $[10^{-5}, 10^{-4}]$ 之间,OQPSK调制能够有效抑制系统性能恶化。

2.3 模拟仿真分析

为了模拟实际通信系统OQPSK信号对UWOC系统误码率性能的影响,使用MATLAB搭建考虑水下衰减和湍流信道协同作用的水下复合信道模型,其传输模型流程如图8。设置初始化系统传输速率为

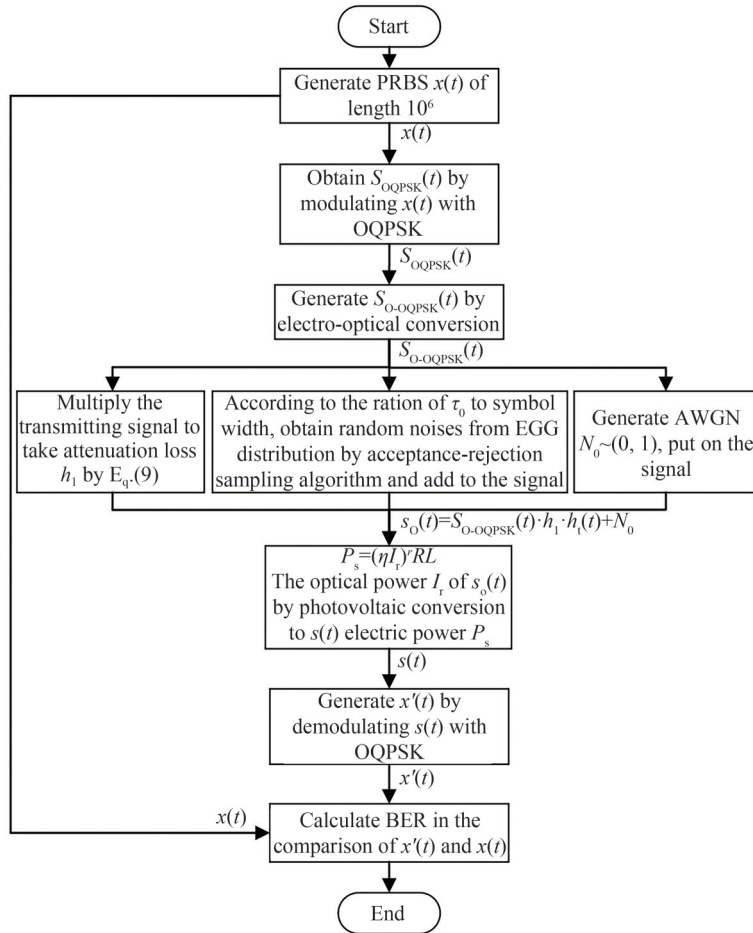


图8 OQPSK-UWOC系统传输模型
Fig. 8 OQPSK-UWOC system transmission model

1 Mbps,发送端生成长度为 10^6 ,0,1等概分布的二进制伪随机序列,采样速率与信号速率之比为20:1,其余参数按表2设置。对发送端生成的伪随机序列 $x(t)$ 进行OQPSK调制后得到调制电信号 $S_{\text{OQPSK}}(t)$,通过光电转换产生对应的光信号 $S_{\text{O-QOQPSK}}(t)$ 。经过水下信道的传输,分别将海水衰减系数、湍流乘性噪声以及加性高斯白噪声作用到信号上,光电探测器将接收到的光信号 $s_o(t)$ 光电转换后进行OQPSK解调得到输出信号 $x'(t)$,通过逐一对比 $x'(t)$ 与 $x(t)$,统计错误比特数并得到误码率。

如图9所示,图(a)为OQPSK调制信号波形,图(b)、(c)分别为OQPSK调制信号经过 $c=0.151\text{ m}^{-1}$ 的衰减信道和 $\sigma_t^2=2$ 的复合信道传输40 m后的波形图。对比OQPSK调制信号,经过衰减信道后信号波形未发生改变,信号幅度严重衰减;经过复合信道后,信号波形发生明显失真,信号幅度发生非线性变化。

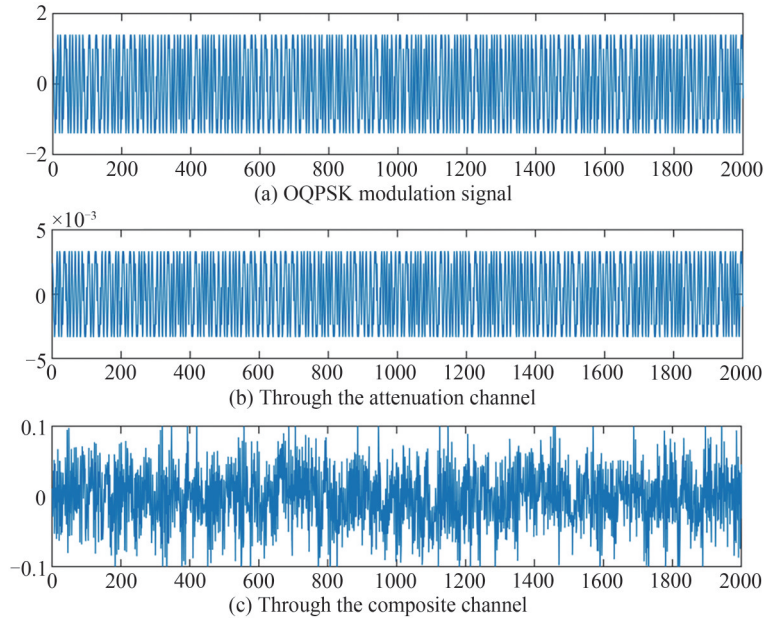


图9 OQPSK调制信号经过不同信道波形对比
Fig. 9 OQPSK modulation signal through different channel

设置系统传输速率为1 Mbps,每秒传输 10^6 位,根据不同的湍流相干时间采集不同数目的湍流噪声作用在信号序列上。当湍流相干时间分别为1 ms、10 ms、50 ms和100 ms时,湍流相干时间和码元宽度之比为1 000:1、10 000:1、50 000:1和100 000:1,其他参数不变,仿真得到经过湍流信道的OQPSK调制信号在不同湍流相干时间下的波形如图10。可以看出,经过湍流信道后,信号的包络出现了随时间变化的特性,信号包络变化快慢与湍流相干时间呈负相关,湍流相干时间越小,变换越快。

分别设置系统传输速率为1 Mbps、10 Mbps,湍流相干时间为1 ms、10 ms和50 ms,其他参数不变,仿真得到复合信道下不同相干时间对系统误码率的影响如图11。仿真结果表明,在相同信噪比和相干时间下,随着传输速率增加,有效降低了系统误码率。系统BER为 10^{-3} 时,在三种湍流相干时间下,与1 Mbps传输速率相比,10 Mbps传输速率分别具有4.605 dB、8.125 dB和13.125 dB的增益。

OQPSK调制的UWOC系统在不同湍流强度的复合信道下,经过不同链路距离的系统BER随接收端SNR的变化关系如图12。由图可知,弱湍流条件下,当链路距离为30 m、40 m、50 m时,为了达到 10^{-3} 的误码率数值,系统所需最小接收端SNR为13.44 dB、16.56 dB和20 dB;强湍流下,系统所需最小接收端SNR为29.22 dB、31.88 dB和35 dB。湍流强度增大会降低可靠通信距离,因此可通过增加信噪比实现长距离通信。

设置衰减系数 $c=0.151\text{ m}^{-1}$,接收端SNR=20 dB,分析 $\sigma_t^2=0.2$ 的弱湍流和 $\sigma_t^2=3.2$ 的强湍流的复合信道系统性能,其链路距离与BER的变化关系如图13。结果表明,在 $\sigma_t^2=0.2$ 时,误码率每10 m劣化4.7 dB; $\sigma_t^2=3.2$ 时,误码率每10 m劣化2.4 dB。相同闪烁指数下,随着链路距离增加,BER变化成线性劣化关系,且随着湍流强度增加,劣化的趋势变小。

将发射信号光功率与高斯噪声的SNR分别设置为3 dB、10 dB、20 dB,对应的高斯噪声功率 N_0 分别为

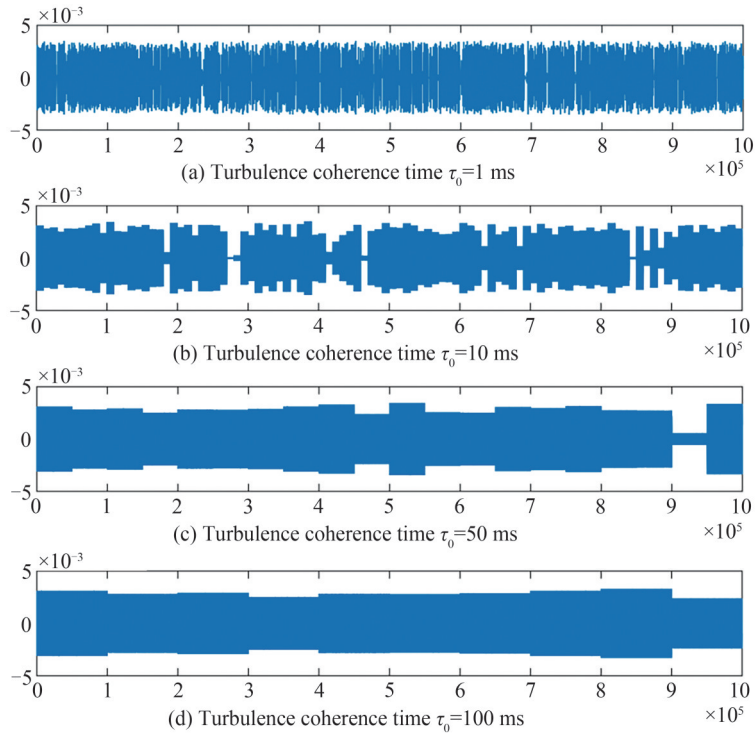


图 10 不同湍流相干时间下的 OQPSK 信号波形对比

Fig. 10 Comparison of OQPSK signal waveform of different turbulence coherence time

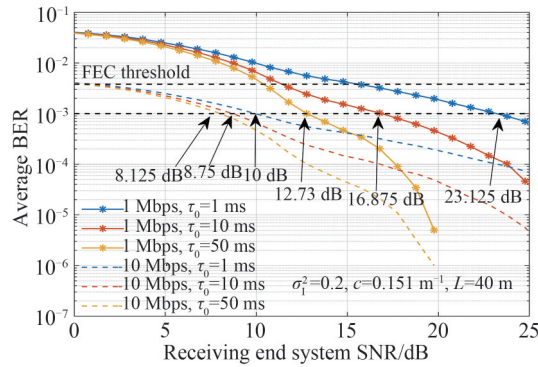


图 11 复合信道下不同相干时间的误码率性能对比

Fig. 11 Comparison of BER performance for different coherent time in composite channels

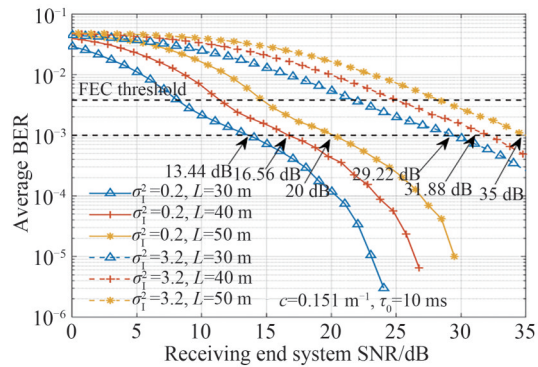


图 12 复合信道下不同传输距离和湍流强度的误码率性能对比

Fig. 12 Comparison of BER performance for different transmission distances and turbulence intensities in composite channels

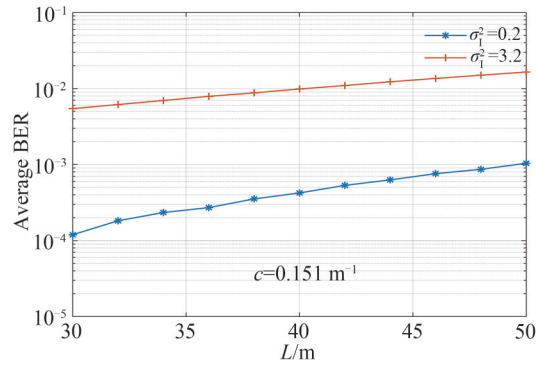


图13 复合信道下不同传输距离下的误码率性能对比

Fig. 13 Comparison of BER performance for different transmission distances in composite channels

0.5 mW、0.1 mW、0.01 mW。高斯噪声功率分别取上述数值时,改变接收信号光功率,可计算出接收信号功率与高斯噪声的信噪比,仿真出误码率随该SNR的变化情况,如图14。结果表明,在高斯噪声功率分别为0.5 mW、0.1 mW、0.01 mW时,接收端SNR至少为14.5 dB、17.77 dB、22.77 dB才可实现BER在 10^{-3} 以下的可靠通信。在相同SNR下,当 N_0 增加时,系统误码率减小,这是因为噪声功率增加时,信号功率也会增加,且增大的幅度更加显著,因此系统性能趋于更佳。

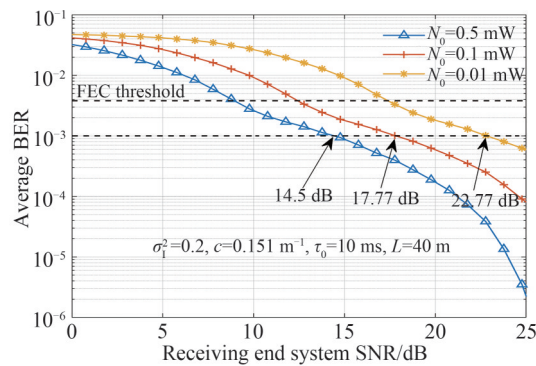


图14 复合信道下不同噪声功率的误码率性能对比

Fig. 14 Comparison of BER performance for different noise power in composite channels

在湍流强度 $\sigma_i^2 = 0.2$,链路距离为40 m的复合信道下,水质衰减系数 c 分别为 0.044 m^{-1} (纯海水), 0.151 m^{-1} (清澈海水), 0.398 m^{-1} (沿海海水)时,系统BER随接收端SNR的变化关系如图15。结果表明,在纯海水和清澈海水信道中,系统误码率达到 10^{-3} 时,系统所需最小接收端SNR为10.23 dB和16.875 dB,沿海海水无法正常通信,海水水质对系统BER影响较大。

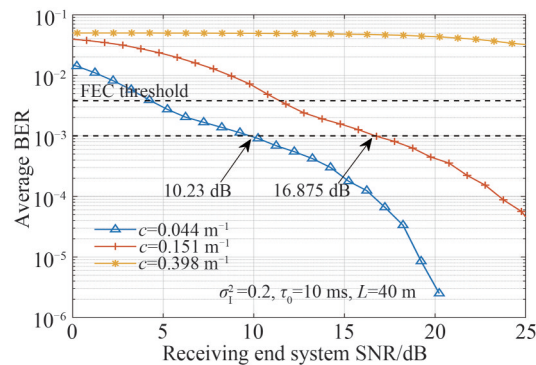


图15 复合信道下不同水质的误码率性能对比

Fig. 15 Comparison of BER performance for different water quality in composite channels

3 结论

本文采用考虑路径传输损耗和光束扩展的衰减信道以及EGG分布湍流信道,建立了水下无线光复合信道模型,根据接受-拒绝采样算法获取湍流噪声,将湍流噪声和信号衰减等效到信号中,建立复合信道的OQPSK系统通信模型。基于理论表达式,评估了不同湍流强度、调制方式的系统性能;基于OQPSK调制方式,在复合信道模型下,通过信号波形仿真分析了不同湍流相干时间、传输速率、湍流强度、链路距离、高斯噪声功率以及水质对系统误码率的影响。结果表明:OQPSK调制系统与OOK、BPSK调制系统相比,有效抑制湍流效应引起的系统性能恶化;经过衰减信道的信号波形未发生改变,幅度严重衰减;经过湍流信道的信号包络随时间变化,变化快慢与湍流相干时间成负相关;经过复合信道的信号波形失真,幅度发生非线性变化,且随着链路距离增加,系统误码率成线性劣化趋势。本文研究结果对下一步搭建复合信道下的OQPSK实验系统,提高UWOC系统性能具有相应的参考价值。

参考文献

- [1] KAUSHAL H, KADDOUM G. Underwater optical wireless communication[J]. IEEE Access, 2016, 4: 1518-1547.
- [2] 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.
- [3] WU Qiong, WANG Bo, WANG Tao, et al. Analysis of underwater wireless optical transmission characteristics based on Monte Carlo method[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(4): 0406002.
吴琼, 王博, 王涛, 等. 基于蒙特卡洛法的水下无线光传输特性分析[J]. 光子学报, 2021, 50(4): 0406002.
- [4] CHENG En, YUAN Fei, SU Wei, et al. Research on technology of underwater acoustic communication[J]. Journal of Xiamen University (Natural Science), 2011, 50(2): 271-275.
程恩, 袁飞, 苏为, 等. 水声通信技术研究进展[J]. 厦门大学学报(自然科学版), 2011, 50(2): 271-275.
- [5] JIANG Hongyan. Key performance of the underwater wireless optical communication over turbulent channels[D]. Guilin: Guilin University of Electronic Technology, 2021.
蒋红艳. 湍流信道下的水下无线光通信关键性能研究[D]. 桂林: 桂林电子科技大学, 2021.
- [6] WANG Fei, YANG Yi, DUAN Zuoliang, et al. Characteristic analysis of underwater laser signal transmission channel based on visible light[J]. Optical Communication Technology, 2016, 40(3): 26-28.
王菲, 杨祎, 段作梁, 等. 基于可见光的水下激光传输信道的特性分析[J]. 光通信技术, 2016, 40(3): 26-28.
- [7] BAI J, CAO C, 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.
- [8] 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): 110-117.
傅玉青, 段琦, 周林. Gamma Gamma强海洋湍流和瞄准误差下水下无线光通信系统的性能研究[J]. 红外与激光工程, 2020, 49(2): 110-117.
- [9] HE Fengtao, LI Jiaqi, ZHANG Jianlei, et al. Performance analysis of wavelength diversity wireless optical communication system in ocean turbulence[J]. Infrared and Laser Engineering, 2021, 50(12): 1-10.
贺锋涛, 李佳琪, 张建磊, 等. 海洋湍流下波长分集无线光通信系统性能分析[J]. 红外与激光工程, 2021, 50(12): 1-10.
- [10] CAO Minghua, WU Xin, YANG Shunxin, et al. BER performance of Faster-than-Nyquist communications under Log-normal turbulence channel[J]. Optics and Precision Engineering, 2020, 28(2): 465-473.
曹明华, 武鑫, 杨顺信, 等. Log-normal湍流信道中超奈奎斯特传输系统的误码性能[J]. 光学精密工程, 2020, 28(2): 465-473.
- [11] ZHANG J, KOU L, YANG Y, et al. Monte-Carlo-based optical wireless underwater channel modeling with oceanic turbulence[J]. Optics Communications, 2020, 475: 126214.
- [12] JAMALI M V, KHORRAMSHAHI P, TASHAKORI A, et al. Statistical distribution of intensity fluctuations for underwater wireless optical channels in the presence of air bubbles[C]. Communication & Information Theory, 2016.
- [13] OUBEI H M, ZEDINI E, ELAFANDY R T, et al. Simple statistical channel model for weak temperature-induced turbulence in underwater wireless optical communication systems[J]. Optics Letters, 2017, 42(13): 2455-2458.
- [14] OUBEI H M, ZEDINI E, ELAFANDY R T, et al. Efficient Weibull channel model for salinity induced turbulent underwater wireless optical communications[C]. Opto-Electronics and Communications Conference and Photonics Global Conference, 2017.
- [15] 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.

- [16] RAMAVATH P N, UDUPI S A, KRISHNAN P. High-speed and reliable underwater wireless optical communication system using multiple-input multiple-output and channel coding techniques for IoUT applications [J]. *Optics Communications*, 2020, 461: 125229.
- [17] CANER G M, BAYKAL Y, ATE Y. Performance analysis of M-ary pulse position modulation in strong oceanic turbulence[J]. *Optics Communications*, 2018, 427: 573-577.
- [18] 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): 236-244.
贺锋涛, 杜迎, 张建磊, 等. Gamma-gamma 海洋各向异性湍流下脉冲位置调制无线光通信的误码率研究[J]. *物理学报*, 2019, 68(16): 236-244.
- [19] 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.
- [20] XIE Shuhao. Research and implementation of high speed OQPSK digital demodulation synchronization technology [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018.
谢书豪. 高速 OQPSK 数字解调同步技术研究及实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
- [21] ZHAO Qinghua. Study on OQPSK modulation and demodulation performance [D]. Chongqing: Chongqing University, 2010.
赵清华. OQPSK 调制解调的性能研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2010.
- [22] ZHU S, CHEN X, LIU X, et al. Recent progress in and perspectives of underwater wireless optical communication[J]. *Progress in Quantum Electronics*, 2020, 73: 100274.
- [23] JAMALI M V, MIRANI A, PARSAY A, et al. Statistical studies of fading in underwater wireless optical channels in the presence of air bubble, temperature, and salinity random variations[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(10): 4706-4723.
- [24] ROBERT C, CASELLA G. Monte Carlo statistical methods[M]. Springer Science & Business Media, 2013.
- [25] WU Tong, JI Xiaoling, LUO Yuju. Characteristic parameters of adaptive optical imaging system in oceanic turbulence[J]. *Acta Physica Sinica*, 2018, 67(5): 156-163.
吴彤, 季小玲, 罗燊娟. 海洋湍流中自适应光学成像系统特征参量研究[J]. *物理学报*, 2018, 67(5): 156-163.
- [26] ZEDINI E, SOURY H, ALOUINI M S. Dual-Hop FSO transmission systems over gamma-gamma turbulence with pointing errors[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(2): 784-796.

Performance of OQPSK Modulation System Based on Composite Seawater Channel

YANG Yi¹, LEI Jiayuan¹, WANG Xiaobo², HE Fengtao¹, LIU Yan¹, NIE Huan¹

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

(2 Key Laboratory of Underwater Information and Control, China Shipbuilding Industry Corporation 705 Research Institute, Xi'an 710077, China)

Abstract: Considering the competition for oceanic resources among different nations, Underwater Wireless Communication (UWC) technology has a lot of potential for development. As compared to its traditional counterparts, namely underwater acoustic communication and radio frequency communication, Underwater Wireless Optical Communication (UWOC) has many advantages, such as a strong information-carrying capacity, a faster communication rate, and good confidentiality, which can better suit the practical communication requirements of high-speed and large-capacity, lower implementation costs, and lower time latency in underwater wireless communication. The effects of the UWOC channel on the received laser pulse are typically categorized into the signal power attenuation caused by absorption, scattering, and the light intensity scintillation caused by oceanic turbulence, which leads to a decline in the transmission performance (bit error rate) of the UWOC system. The most widely used turbulence channel models are only suitable for a specific turbulence state. In order to further analyze the signal characteristics and system performance of the UWOC system of the Offset Quadrature Phase Shift Keying (OQPSK) modulation under the common action of turbulence channel and attenuation channel, this paper uses the Exponential Generalized Gamma (EGG) turbulence distribution model, which is more consistent with real oceanic channel characteristics. We obtain the turbulent random noises utilizing the acceptance-rejection sampling

algorithm and further establish a composite channel model taking into account the attenuation channel, turbulence channel, and the Additive White Gaussian Noise (AWGN). In addition, according to the waveform of simulating signal, varying turbulence noise parameters, system noise parameters, and attenuation channel parameters, we analyze the average Bit Error Rate (BER) characteristics of the OQPSK modulation in the UWOC system. The simulation results show that the signal waveform does not change when it passes through the attenuation channel, but the amplitude is severely attenuated; the signal envelope passing through the turbulence channel changes with time, and the speed of signal amplitude change is negatively correlated with the turbulence coherence time; the signal waveform passing through the composite channel is distorted nonlinearly. For strong oceanic turbulence of the scintillation index $\sigma_I^2 = 2$, the performance of analog signals with carrier characteristics is better than the performance of the digital signal, where as compared to the Binary Phase Shift Keying (BPSK), the SNR gain of OQPSK is rough by 3 dB. For weak oceanic turbulence of the scintillation index $\sigma_I^2 = 0.2$ with a water quality attenuation coefficient of $c = 0.151 \text{ m}^{-1}$, the OQPSK system can achieve reliable communication of 50 meters at an average BER of 10^{-3} when the SNR is 20 dB. Under the same parameter of oceanic turbulence channel, the BER decreases linearly with the increases of the communication distance. At the same time, the quality of seawater has a great influence on the average BER of the UWOC system. In the weak oceanic turbulence channel of $\sigma_I^2 = 0.2$ and turbulence coherence time $\tau_0 = 10 \text{ ms}$, the UWOC system with the OQPSK modulation can achieve reliable communication of 40 meters at the average BER below 10^{-3} by increasing the SNR in the case of pure ocean water or clear ocean water, but it is noticed that the system with the OQPSK modulation can hardly achieve effective communication in the coastal ocean water.

Key words: Underwater wireless optical communication; Underwater composite channel model; Signal simulation; Offset quadrature phase shift keying; System bit error rate

OCIS Codes: 060.4510; 010.4450; 010.7060