

## 基于数字信号处理的高灵敏度水下光通信收发机设计与评估

任庭瑞<sup>1,2</sup>, 于笑楠<sup>2</sup>, 佟首峰<sup>2\*</sup>, 田明广<sup>2</sup>, 王潼<sup>2</sup>, 张鹏<sup>2</sup>, 王大帅<sup>2</sup>, 安宁<sup>3</sup>

<sup>1</sup> 长春理工大学光电工程学院, 吉林 长春 130022;

<sup>2</sup> 长春理工大学空间光电技术国家地方联合工程研究中心, 吉林 长春 130022;

<sup>3</sup> 中国科学院国家天文台长春人造卫星观测站, 吉林 长春 130117

**摘要** 根据水下可见光通信长距离传输的需求,对水下光通信信道进行建模仿真,并设计了一种基于数字信号处理的高灵敏度水下光通信收发机。在收发机中采用现场可编程逻辑门阵列(FPGA)进行开关键控(OOK)调制、编码以及有限长单位冲激响应滤波器滤波(FIR)、自适应门限判决、滑动均值滤波等数字信号处理手段提高系统信噪比及误码性能,并在不同水质环境中进行水下光通信实验,对整体通信系统进行误码率分析,验证系统性能。实验结果表明,在满足误码率等于  $10^{-6}$  条件下,接收机灵敏度可以达到  $-38$  dBm。实验证明该通信系统在码速率  $5$  Mbps、误码率  $10^{-6}$  条件下在 I 类水质中传输距离达到  $20$  m, II 类水质中传输距离  $10$  m, III 类水质中传输距离可以达到  $4.5$  m。

**关键词** 光通信; 水下可见光通信; 开关键控调制; 数字信号处理; 现场可编程逻辑门阵列

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

doi: 10.3788/CJL202249.0406005

### 1 引言

近年来,随着水下活动的增加,例如海洋调查、海洋石油勘探、潜艇监测以及最近几年快速发展的无人水下潜航器(UUV)等一系列新型的水下监测通信技术<sup>[1-4]</sup>,对高速长距离的水下无线通信技术一直有着很强的需求。传统的水下声波通信频率一般在  $10$  Hz~ $1$  MHz 之间,数据传输速度较低,而且具有较高的通信延迟,逐渐无法满足水下活动的需求。随着可见光通信的发展,水下无线光通信(UWOC)越来越受到人们的关注。水下无线光通信相比于水声通信具有更高的传输带宽、更快的数据速率和更低的链路延时,而且安全性高、成本低,这些优点使其成为一种具有吸引力的可行性替代方案。

不同波段的光在水中传输时的损耗有很大差异。研究证明在海水中光谱存在一个低损耗窗口,

波长在  $470\sim 525$  nm 范围内的蓝绿光波段相较于其他波段具有较低的损耗,可以最有效的降低水下信道对光信号带来的吸收和衰减,蓝绿波段光线在水下信道传输的损耗仅为其他波段的  $1\%$ ,这证明了水下光通信的可行性<sup>[5-6]</sup>。2005 年麻省理工学院的 Vasilescu 等<sup>[7]</sup>实现了水下光通信网络,该网络由静止终端与动态终端组成,两者之间通信速率可以达到  $512$  kbps。2010 年,美国北卡罗莱纳州立大学的 Simpson 等<sup>[8]</sup>,设计了一种应用于水下传感器网络节点的低成本无线光通信系统,该系统对以前发射系统的数字信号处理方式(包括编码技术)进行了改进,并在实验室长为  $3\sim 5$  m 的水槽中实现了传输速率  $5$  Mbps 的无线光通信实验。2014 年,哈尔滨工业大学的姚灿<sup>[9]</sup>设计了基于 OOK 调制的水下实时光通信系统,在实验室水槽以及近海岸浑浊水域中进行实验,结果表明,该系统在串口速率为  $9600$  bps 时,传输距离可达  $27$  m,误码率为  $10^{-4}$ 。

收稿日期: 2021-06-16; 修回日期: 2021-07-12; 录用日期: 2021-07-21

基金项目: 国防科技重点实验室基金(201911XXX401),国防基础科研计划稳定支持项目(JCKYS2020604SSJS012),吉林省教育厅科学技术研究重点项目(JJKH20210820KJ)

通信作者: \*tsf1998@sina.com

2017 年 4 月,美国克莱姆大学的 Baghdady 等<sup>[10]</sup>利用轨道角动量空间复用技术,采用 OOK-NRZ 的调制格式,采用 445 nm 波段尾光纤半导体激光器作为发射光源,在衰减系数为  $0.4128 \text{ m}^{-1}$ 、通信距离为 2.96 m 的水下信道中,实现了通信速率 3 Gbps、误码率为  $2.03 \times 10^{-4}$  的水下通信。

虽然用蓝光和绿光进行水下光通信可以最大限度地减少透射衰减效应,但是在水中,光子不可避免地与水分子和其他颗粒物相互作用,存在严重的吸收和散射效应,削弱了光信号的传输,限制了通信距离与质量,因此提高水下光通信接收机的灵敏度具有重要意义。

本文设计的通信系统采用了开关键控(OOK)的调制方式,该调制方式占用带宽小、单位码元传信率高,是现有成熟的水下激光通信系统的首选光调制技术<sup>[11]</sup>。但是传统的 OOK 水下光通信收发机,由于水下信道的影响会对传输信号造成巨大的衰减、功率抖动<sup>[12]</sup>,并且出现脉冲展宽等信号畸变现象<sup>[13]</sup>,使系统的误码能力面临很大的考验。本文设计了一种利用硬件电路以及现场可编程门阵列(FPGA)数字器件进行数字信号处理的高灵敏度水下光通信收发机,通过信源编码、自适应判决门限以及有限长单位冲激响应滤波器滤波(FIR)等一系列数字算法提高水下通信的信噪比,并且在不同水质条件中对收发机误码性能进行测试,验证系统整体的误码性能。

## 2 水下信道模型

### 2.1 水下光 OOK 信道

对于 UWOC 来说,海水信道是一个衰落信道,对水下光信号传输产生影响的主要是水分子和其他颗粒物对光的吸收和散射,这导致了信号的衰减。当入射光通过海水信道时,接收到的光信号功率  $P_r$

可以表示为

$$P_r(\lambda) = P_i(\lambda) - P_a(\lambda) - P_s(\lambda), \quad (1)$$

式中,  $P_i$  为发射功率,  $\lambda$  为传输波段,  $P_a$  为被海水吸收的光功率,  $P_s$  为被海水散射的光功率。设吸收系数为  $a(\lambda)$ , 散射系数为  $b(\lambda)$ , 则吸收、散射系数分别为吸收光功率  $P_a(\lambda)$ 、散射光功率  $P_s(\lambda)$ , 与发射光功率  $P_i(\lambda)$  之比对单位传输距离  $r$  求取极限

$$a(\lambda) = \lim_{\Delta r \rightarrow 0} \frac{\Delta \left[ \frac{P_a(\lambda)}{P_i(\lambda)} \right]}{\Delta r} = \frac{d}{dr} \left[ \frac{P_a(\lambda)}{P_i(\lambda)} \right], \quad (2)$$

$$b(\lambda) = \lim_{\Delta r \rightarrow 0} \frac{\Delta \left[ \frac{P_s(\lambda)}{P_i(\lambda)} \right]}{\Delta r} = \frac{d}{dr} \left[ \frac{P_s(\lambda)}{P_i(\lambda)} \right], \quad (3)$$

水下信道中的总衰减系数  $c$  可以看为吸收系数和散射系数的线性组合

$$c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda), \quad (4)$$

传输损耗因子  $L_p$  与波长  $\lambda$ , 传输距离  $r$  之间的关系可以表示为

$$L_p(\lambda, r) = e^{-c(\lambda)r}, \quad (5)$$

叠加加性高斯白噪声(AWGN)后,接收信号  $y(n)$  可表示为

$$y(n) = s(n)L_p + \omega(n), \quad (6)$$

式中,  $s(n)$  为传送码元“0”或“1”时的发射光功率,  $\omega(n)$  为均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的加性高斯白噪声。

在复杂的水质环境中,吸收和散射吸收呈现出较大的区别。一般将海水水质划分为三大类: I 类水质为清澈的海水, II 类水质为沿岸较为浑浊的海水, III 类水质为港口浑浊的海水。表 1 给出不同水质下的吸收与散射系数<sup>[14]</sup>, 以及四种水质对光信号传输的衰减系数, 表中第一种水质属于 I 类水质, 第二、三种属于 II 类水质, 第四种属于 III 类水质。由此可以得出不同水质下接收信号的幅值。

表 1 不同水质条件参数

Table 1 Parameters of different water quality conditions

Water type	Absorption coefficient $a / \text{m}^{-1}$	Scattering coefficient $b / \text{m}^{-1}$	Attenuation coefficient $c / \text{m}^{-1}$
Clear ocean	0.0405	0.0025	0.043
Coastal ocean	0.114	0.037	0.151
Harbor water	0.179	0.220	0.339
Turbid port	0.366	1.829	2.195

### 2.2 通信误码率分析

建立接收机信噪比与误码率方程,在等概率分布的情况下,误码率  $P_e$  可以表示为

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{V_T} f(r_0 | s_{01}) dr_0 + \frac{1}{2} \int_{V_T}^{\infty} f(r_0 | s_{02}) dr_0, \quad (7)$$

式中,  $s_{01}$  为码元为 1 时的信号幅度,  $s_{02}$  为码元为 0 的时候的信号幅度,  $r_0$  为码元抽样得到的信号幅度,  $\int_{-\infty}^{V_T} f(r_0 | s_{01}) dr_0$  为此时刻传输码元为 1 时接收信号幅值小于判决门限  $V_T$  的情况,

$\int_{V_T}^{\infty} f(r_0 | s_{02}) dr_0$  为此时刻传输码元为 0 时接收信号幅值大于判决门限  $V_T$  的情况。

考虑到高斯加性噪声对信道的影响, 给出了误码率方程如(8)式

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{V_T} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp[-(r_0 - s_{01})^2 / (2\sigma_0^2)] dr_0 + \frac{1}{2} \int_{V_T}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp[-(r_0 - s_{02})^2 / (2\sigma_0^2)] dr_0, \quad (8)$$

式中,  $\sigma_0^2 = (N_0/2)(2B)$ , 为输出端的噪声功率,  $N_0$  为基带信号的等效噪声功率,  $B$  为探测器的带宽。根据莱布尼茨准则, 得到(8)式的微分形式为

$$\frac{dP_e}{dV_T} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp[-(V_T - s_{01})^2 / (2\sigma_0^2)] - \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp[-(V_T - s_{02})^2 / (2\sigma_0^2)] = 0, \quad (9)$$

对于水下光通信随机信道, 判定阈  $V_T$  值可由(10)式计算

$$V_T = \frac{s_{01} + s_{02}}{2}, \quad (10)$$

当使用最佳阈值时, 误码率可以用误差函数的形式表示为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{(s_{01} - s_{02})^2}{4\sigma_0^2}} \right], \quad (11)$$

在强度调制的水下光通信系统中  $s_{01} - s_{02}$  可以表示为(4)式中的  $s(n)L_p$ 。因此, 进一步推导了误码率与信噪比之间的关系, 如下

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{E[s(n)L_p]^2}{4N_0B}} \right). \quad (12)$$

依据表 1 中不同水体类型与散射系数, 得出 OOK 调制在不同水质条件下信噪比与误码率间的关系, 如图 1 所示。

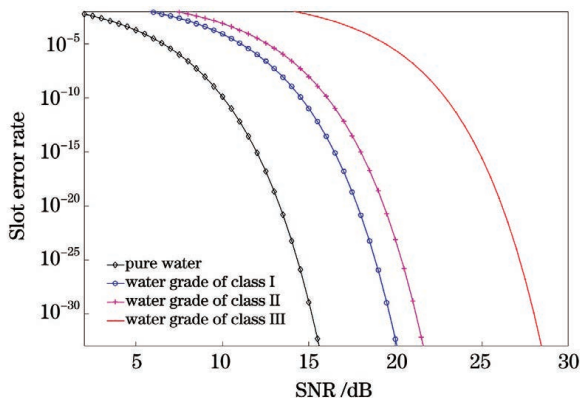


图 1 不同水质条件下 OOK 调制信噪比与误码率的关系  
Fig. 1 Relationship between SNR and slot error rate of OOK modulation under different water quality conditions

由图 1 可知, 在 OOK 调制格式下, 相同误码率

的条件所需求的信噪比随着水质条件的恶化而显著增大, 对最终的通信距离产生直接影响。

### 3 数字接收终端设计

#### 3.1 水下数字接收终端总体架构

水下数字接收机的结构设计如图 2 所示。图中 AMP 为功率放大器, ADC 为模数转换器, FIR filter 为数字滤波模块, AVE 为自适应均值模块, delay unit 为延迟模块, judgement 为判决模块, RMS 为取均方根模块, 该值送入 HV 偏压模块, median filter 为滑动中值滤波模块, 经过此模块后恢复出基带信号——baseband。接收机系统主要由两部分组成: 硬件电路和逻辑电路。光信号通过 APD 转换为电压信号后, 经过前置放大器放大, 进入模数转换器转换为数字信号后送入 FPGA 中进行处理。下面详细介绍接收系统的组成和工作原理。

APD 采用的是 HAMAMATSU 的 C12702, 接收靶面直径为 3 mm, 温度控制系数参数为 2.2 V/°C, 温度敏感二极管 D1N914 安装在 APD 附近, 温度灵敏度系数为 -2.1 mV/°C。二极管的温度读数可以反馈到高压转换模块, 该模块通过调整反向偏置电压来维持 APD 在更稳定的增益水平。APD 的输出由一个初级跨阻放大器和一个低噪声场效应晶体管组成。在温度反馈控制下, APD 的灵敏度在 450 nm 波段可以达到  $0.9 \times 10^4$  V/W。为了实现高灵敏度数字接收机的设计要求, 使用了 12 位 ADC 和具有 5 V 范围的电路, 对模拟信号的数字量化分辨率为 2.4 mV。采样后的数字信号在 FPGA 逻辑单元中进行处理。数字信号处理主要包括三个模块: 首先, 信号进入有限元脉冲响应 (FIR) 滤波模块, 此模块对信号的信噪比起重要作用; 其次, 进入

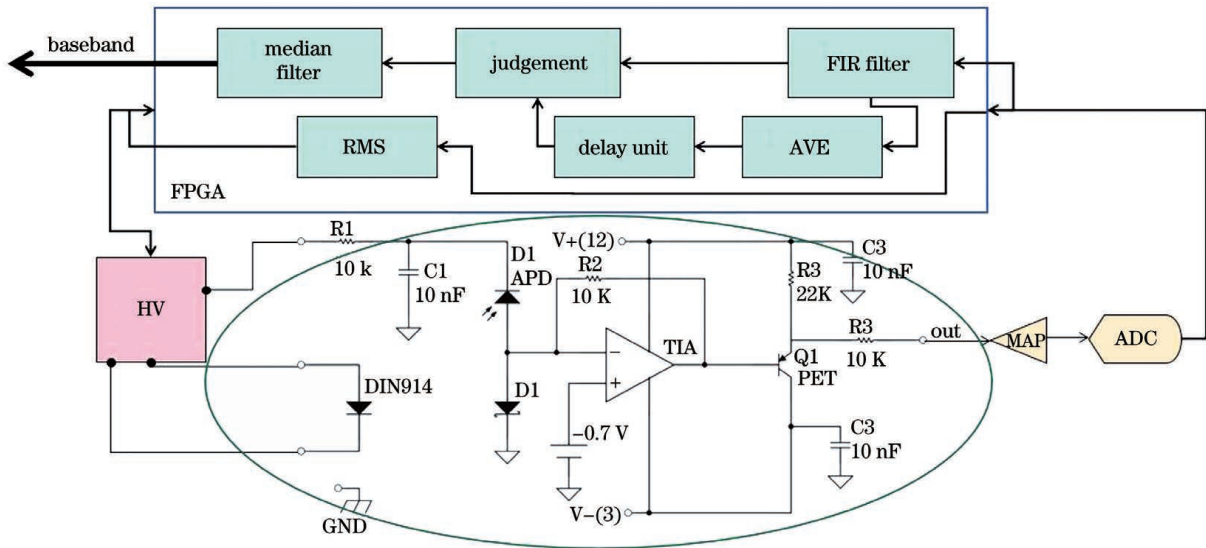


图 2 水下数字接收终端架构

Fig. 2 Architecture of underwater digital receiving terminal

自适应判决门限模块进行判决;最后,对判决后的信号采用滑动均值滤波滤除信号中的“毛刺”,最终还原出原始基带信号。

信号进入 FIR 滤波模块,该模块对信号的信噪比改善起较大作用,数字滤波器可以避免模拟滤波器无法克服的电压漂移和温度漂移等问题,设计滤波器参数也可以有效地滤除接收机电路中带来的低频闪烁噪声以及高频噪声。FIR 滤波器其单位取样响应  $h(n)$  是一个  $N$  点长的有限长序列,  $0 \leq n \leq N-1$ 。滤波器的输出  $y(n)$  可表示为输入序列  $x(n)$  与单位取样响应  $h(n)$  的线性卷积<sup>[15-17]</sup>

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)h(n-k) = x(n) * h(n), \quad (13)$$

式中,  $k$  为第  $k$  个采样点。FIR 滤波器实际上是一个乘累加运算,且乘累加运算的次数由滤波器阶数来决定。采用 Matlab 设计系统中使用的带通滤波器,滤波器的采样频率  $f_s = 20$  MHz,过渡带  $f_c = 0.5$  MHz,通带衰减小于 1 dB,阻带衰减大于 40 dB,滤波器系数量化位数 12 bit。通过设计 FIR 核对该滤波器进行 FPGA 实现,其中 FPGA 的系统时钟频率为 50 M,输入数据位宽 12 bit,滤波器频率响应曲线如图 3 所示。

由于水下 OOK 信道的严重衰减,在实际链路中由于距离的变化会产生较大的发射光功率的变化,固定门限不能适应信道环境的动态变化,因此加入自适应判决门限来解决此问题。将滤波后的信号分别送入自适应判决门限模块与信号延迟模块。自

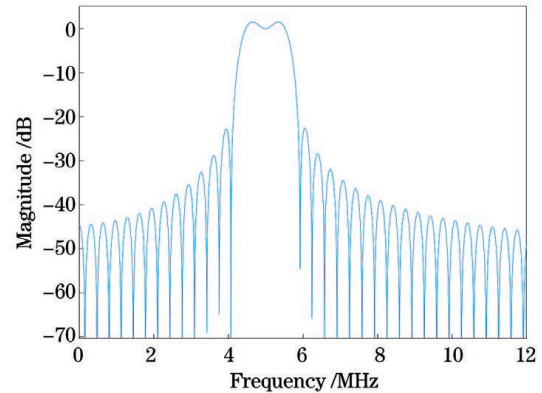


图 3 FIR 滤波器频率响应曲线

Fig. 3 Frequency response curve of FIR filter

适应判决门限  $V_T$  设置为<sup>[18]</sup>

$$V_T = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_i(t), \quad (14)$$

式中,  $u_i(t)$  为判决统计量的采样值,  $N$  为独立的判决量的个数。FPGA 中实现自适应判决门限模块主要由两个进程组成:移位进程和均值运算进程。移位进程完成对输入信号的移位运算,实际上是将输入数据顺序移位处理,移位寄存器长度为  $N$ ,因此当前的输入数据比最后一位寄存器中存储的值提前了  $N$  个时钟周期。均值运算进程完成了均值门限的运算。运算原理是计算最近  $N$  个输入数据的累加值,而后采用右移  $\log_2 N$  bit 数据的方法实现除法运算。信号通过延迟模块,将判决门限提前的  $N$  个周期通过移位寄存器滞后,使门限与数据进行对齐。

判决门限仿真如图 4 所示, sampled signal by

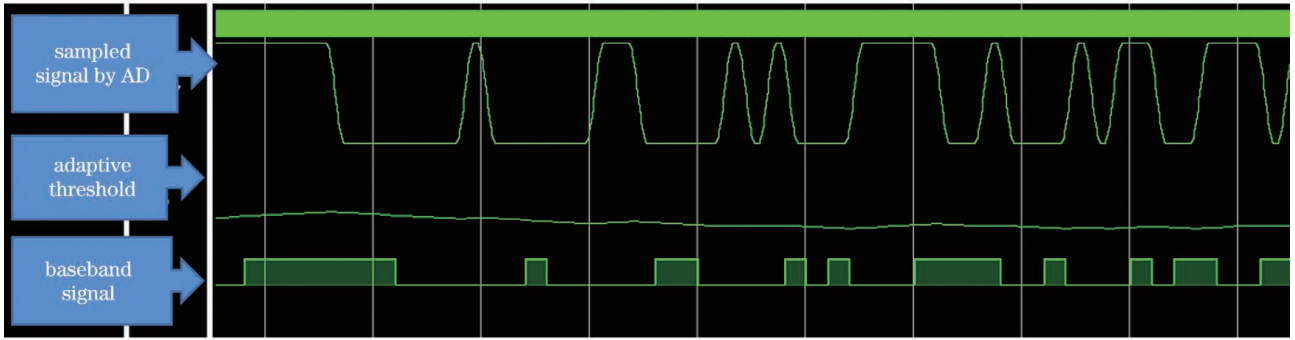


图 4 解调基带波形自适应门限仿真

Fig. 4 Adaptive threshold simulation of demodulation baseband waveform

AD 代表 ADC 采样得到的 APD 输出模拟信号的电压值, adaptive threshold 代表对输入数据累加并进行除法运算后得到的判决门限阈值, baseband signal 代表经过判决门限判决后还原出的基带信号。

通过门限对滤波后的信号进行判决, 在信号边沿处易产生毛刺, 为还原的基带信号中带来误码。通过加入滑动均值滤波模块消除毛刺影响, 滑动均值滤波实际上具有保留低频分量、滤除高频分量的特性。输入信号  $y_i$  与输出信号  $x_i$  的关系为

$$y_i = \frac{\sum_{j=i-n+1}^i x_j}{n} \quad (15)$$

滑动均值滤波器包括两个基本组成部分: 积分部分和梳状部分, 滤波器结构简单, 没有乘法器, 只

有加法器、积分器和寄存器, 在 FPGA 中可以以非常低的资源消耗实现高速滤波, 滤波器结构如图 5 所示。

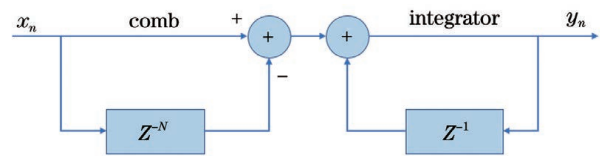


图 5 滑动均值滤波器结构示意图

Fig. 5 Schematic diagram of moving average filter

滤波器的传递函数为

$$H(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}}(1 - z^{-D}) \quad (16)$$

式中,  $D$  为微分延迟单位, 一般情况下等于抽取率或插值率, 也称为滑动滤波器的窗宽。令  $z = e^{j\omega}$ , 带入上式, 可以得到传递函数的幅频响应为

$$|H(e^{j\omega})| = \left| \frac{1}{1 - e^{-j\omega}}(1 - e^{-j\omega D}) \right| = |\exp[-j\omega(D-1)/2]| * \left| \frac{\cos(\omega D/2) + j\sin(\omega D/2) - \cos(\omega D/2) + j\sin(\omega D/2)}{\cos(\omega/2) + j\sin(\omega/2) - \cos(\omega/2) + j\sin(\omega/2)} \right| = \left| \frac{\sin(\omega D/2)}{\sin(\omega/2)} \right| \quad (17)$$

式中, 为了方便得出窗宽  $D$  的宽度, 使最大幅度增益为 0 dB, 对滑动滤波器幅频响应继续推导, 并将  $\omega = \frac{2\pi}{F_s} \cdot f$  带入上式中, 当  $f$  的值相对  $F_s$  较小时

$$|H(f)| = \frac{\left| \sin\left(\frac{2\pi}{F_s} \cdot f \cdot \frac{D}{2}\right) \right|}{\frac{2\pi}{F_s} \cdot f \cdot \frac{D}{2}} \approx \text{sinc}\left(\frac{2\pi}{F_s} \cdot f \cdot \frac{D}{2}\right) \quad (18)$$

式中,  $F_s$  为采样频率,  $f$  为截止频率, 通过已知的

-3 dB 截止频率来计算窗宽, sinc 函数在 0.707 左右时, 窗宽  $D$  约等于  $0.443 * F_s / f$ 。

滑动均值滤波模块仿真如图 6 所示。根据上述推导, 在截止频率为 5 M、系统时钟为 50 M 时, 窗宽应选取为 8。在 FPGA 中建立 RAM 数据缓冲区, 按顺序存放 8 个采样数据, 每采进一个新数据就将最早采集的数据丢弃, 而后求取包括新数据在内的所有数据的算数平均值。对判决后带有毛刺的基带信号进行平滑处理, 根据仿真可以看出滑动均值滤波模块有效地消除了码片边缘毛刺, 提高了系统误码率性能。

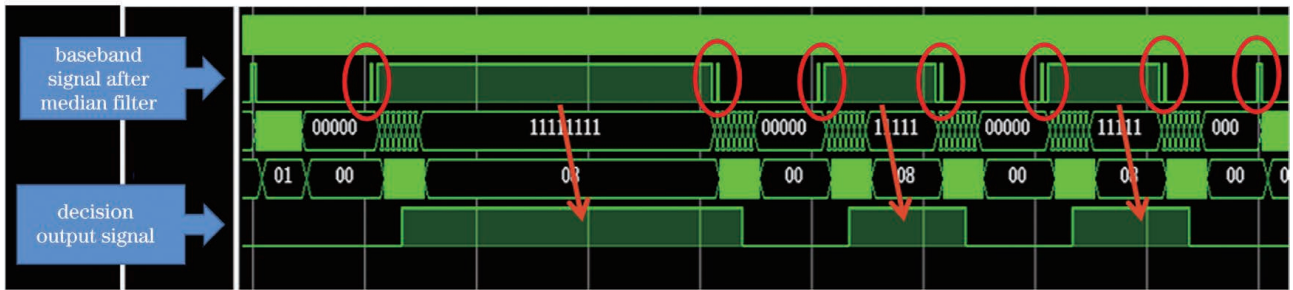


图 6 滑动均值滤波模块仿真

Fig. 6 Simulation of moving average filter module

## 4 实验与结果

通信系统总体框图如图 7 所示。在实验中使用 FPGA(EP4CE10F17C8N)产生伪随机码序列,再由通信发射光端机中的 FPGA 进行信道编码与 OOK 调制,然后用输出的电信号驱动蓝光 LED,将电信号转换为光信号,再通过菲涅耳透镜发射至接收端。光信号经过不同水质的水下信道后,由接收终端的光电探测器接收。接收端使用 HAMMATSU 公司的 C12702 探测器(倍增因子

$M=30$ ,输出阻抗  $R=10\ \Omega$ ),将光信号转换为电信号后,通过低噪声放大器将传输过后的信号放大,再通过 ADC 进行采样,采样过后的数字信号进入到 FPGA 中搭建的信号处理模块进行处理。其中包括 FIR 滤波、自适应判决门限以及滑动均值滤波等数字信号处理模块,最后输出原始基带信号送入到 FPGA 误码分析仪中进行误码测试,同时将探测器输出电信号幅值的峰峰值实时通过串口同误码率结果返回上位机 LabVIEW 中进行实时监测。

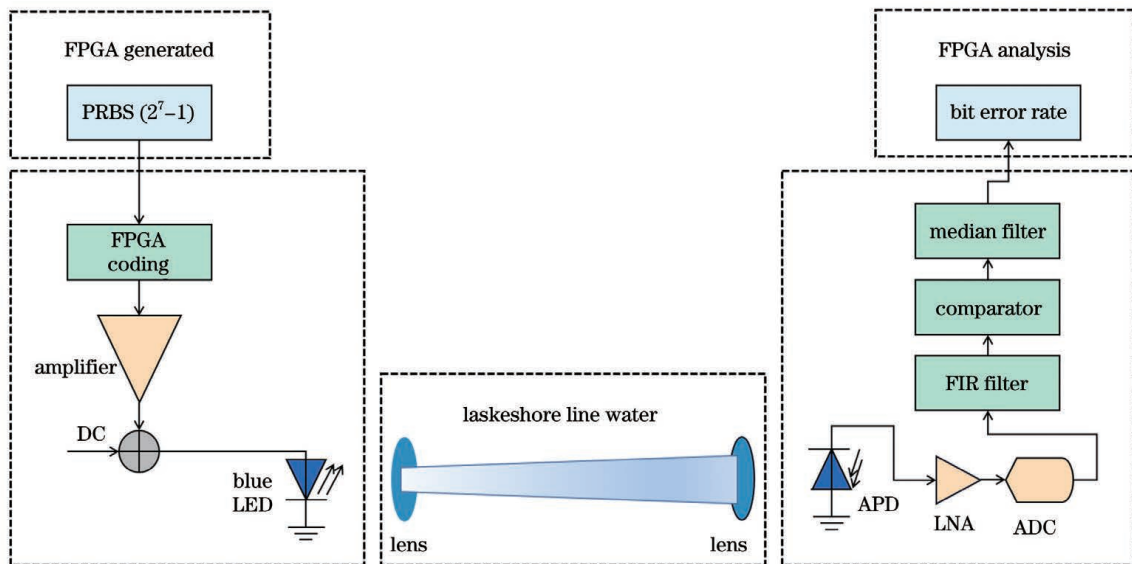


图 7 水下通信实验总体框图

Fig. 7 General block diagram of underwater communication experiment

水下通信系统室内泳池实验图如图 8 所示,图 8(a)与(b)分别为无线光通信终端的发射端和接收端,均放置于图 8(c)所示的室内泳池信道中。收发机通信速率 5 Mbps,调制格式为 OOK,发射光源选择 470 nm 波段蓝光 LED,发射光功率为 1.2 W,通光口径为 75 mm,收发机供电电压均为 5 V,接收端的信号通过延长线连接至岸上的 FPGA 误码仪中进行误码分析,再同接收端信号功率传送到上位

机 LabVIEW 中进行实时误码监测与功率监测。通过 WET lbs 公司的 AC-S 水体吸收衰减测量仪测量该水域水质参数,该仪器采用双路径结合两个氩气填充的白炽灯泡,经过一个旋转扫描的线性可变滤波器得到分散光谱。光经过 10 cm 或 25 cm 的水体传播后,分别由狭窄的孔径接收器与大面积探测器来接收得到衰减系数和吸收系数。通过该仪器测量得到的该水域水质在 470 nm 波段的衰减系

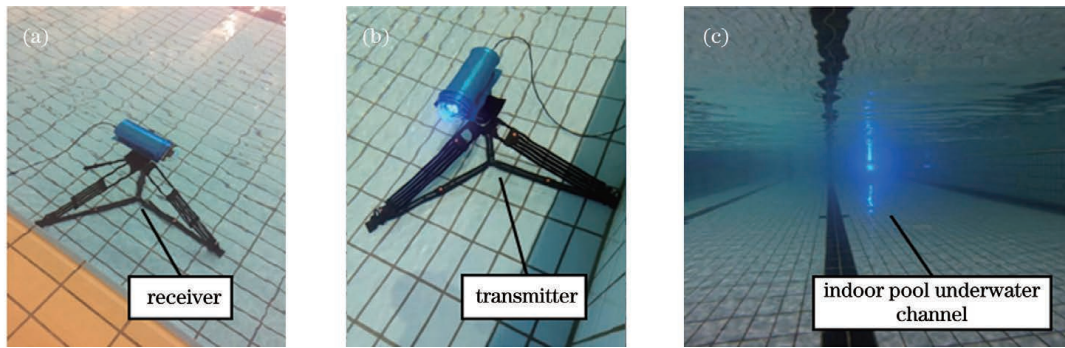


图 8 水下通信系统室内泳池试验图。(a)接收端;(b)发射端;(c)室内泳池信道

Fig. 8 Experiment of underwater communication system in indoor pool. (a) Receiver; (b) transmitter; (c) indoor pool channel

数,分析传输中信号由于吸收带来的损耗。通过检测接收端的信号峰峰值,改变收发两端相对位置,实现最佳对准角度,测量不同距离下的最佳误码率性能。

水下通信系统外场试验图如图 9 所示,图 9(a)与(b)中的无线光通信终端的发射端和接收端都放置于距离湖面 2 m 深的湖水中,图 9(c)放置于室外实验池水中。

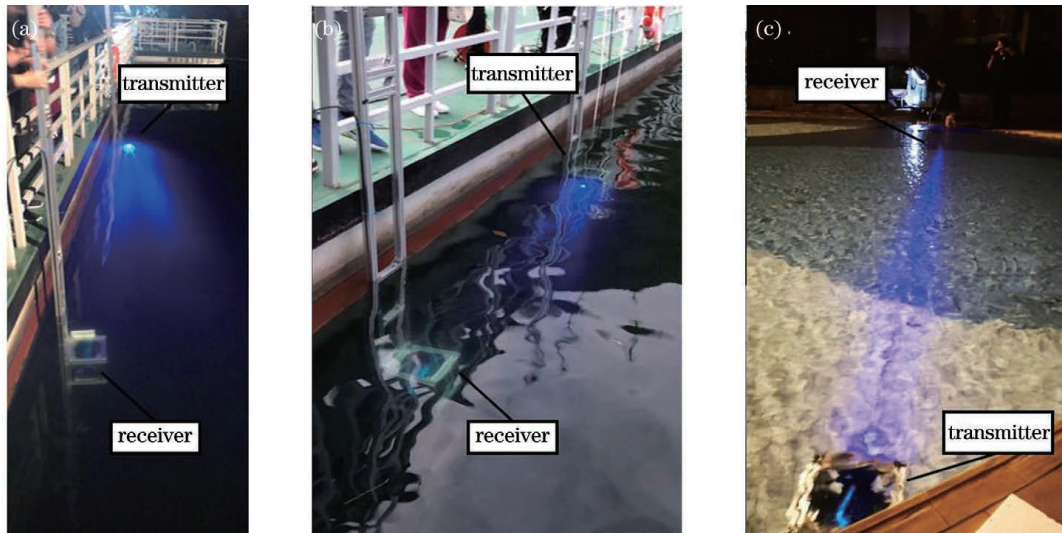


图 9 水下通信系统外场试验图。(a)千岛湖水信道;(b)室外泳池信道

Fig. 9 Experiment of underwater communication system in real water environment. (a) Qiandao lake water channel; (b) outdoor pool channel

通过图 8~9 搭建的测试环境,进行了 5 Mbps 条件下的水下通信距离测试实验。测试结果采用统一的数据集成接口。千岛湖水域 4.5 m 传输距离下实验结果如图 10 所示,图中上方为 ADC 模块采集的光电转换后输出的时域波形与经过 FIR 数字滤波后的基带信号波形图。通过滤波前后波形图对比,信号的信噪比得到明显的改善。图 10 下方为误码率曲线与探测器电压信号峰峰值的曲线图,伪随机码在接收端通过码跟踪环进行同步比对,当误码率为  $10^{-6}$  时,认定已经进入稳定的误码率测试状态,可以测量此时的通信距离并计算接收机的灵敏度。

根据图 10 所示,上位机对不同水质下通信系统性能进行测试。室内泳池测试中,水质衰减系数为  $0.17 \text{ m}^{-1}$ ,属于 I 类水质,伪随机码序列速率为 5 Mbps,在误码率为  $10^{-6}$  时,通信距离为 20 m,系统灵敏度达到  $-38.28 \text{ dBm}$ 。室外泳池测试中水质衰减系数为  $0.47 \text{ m}^{-1}$ ,属于 II 类水质,伪随机码序列速率为 5 Mbps,此时误码率为  $10^{-5}$ ,通信距离为 10 m,此时系统的接收灵敏度达到  $-38.46 \text{ dBm}$ 。千岛湖岸边水域 2 m 深度处测试得到的水质衰减系数为  $1.33 \text{ m}^{-1}$ ,属于 III 类水质,伪随机码序列速率为 5 Mbps,此时误码率为  $10^{-6}$ ,通信距离为 4.5 m,经过数字滤波后,信噪比有明显改善。系统

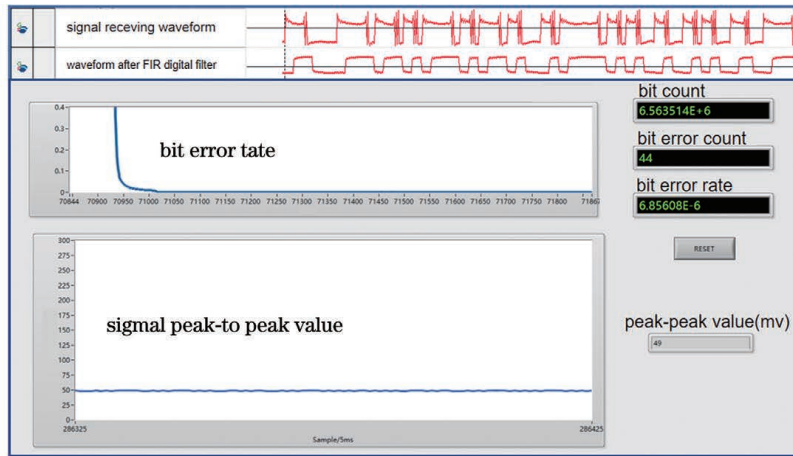


图 10 水下信道通信距离测试结果

Fig. 10 Test results of communication distance in water channel

表 2 不同水质环境下实验结果

Table 2 Experimental results under different water quality environments

Distance /m	Attenuation coefficient /m <sup>-1</sup>	Total link loss /dB	Error rate	Detection sensitivity /dBm
4.5	1.33	56.63	10 <sup>-6</sup>	-37.52
5	1.30	57.57	10 <sup>-5</sup>	-38.46
10	0.47	57.11	10 <sup>-6</sup>	-38.00
20	0.17	57.39	10 <sup>-6</sup>	-38.28

的接收灵敏度达到 -37.52 dBm。

## 5 结 论

描述了水下 OOK 信道模型,并分析了水下 OOK 调制方式在不同水质中的误码率与信噪比的对应关系。为了应对水下信道对光信号传输的影响,设计了一种基于硬件电路与现场可编程逻辑门器件的水下光通信收发机。通过设计 FIR 滤波提高系统信噪比、自适应判决门限和滑动均值滤波等数字信号处理模块来提高通信误码性能。在不同的水质条件下对水下通信收发机进行了通信性能验证,实验结果表明该终端可实现在 5 Mbps 传输速率、误码率为 10<sup>-6</sup> 条件时达到 -38 dBm 的灵敏度,在 I 类水质中传输距离达到 20 m, II 类水质中传输距离 10 m, III 类水质中传输距离可以达到 4.5 m。在 III 类水域试验中,通信距离 5 m,误码率 10<sup>-5</sup> 条件下可以满足语音传输的需求;在通信距离 4.5 m,误码率 10<sup>-6</sup> 条件下可实现无失真的图像和标清视频传输功能,验证了基于数字信号处理的水下光通信可行性。

## 参 考 文 献

[1] Lü C, Wang S, Tan M. Survey on mobile

underwater wireless sensor networks[J]. Control and Decision, 2009, 24(6): 801-807, 812.

吕超,王硕,谭民. 水下移动无线传感器网络研究综述[J]. 控制与决策, 2009, 24(6): 801-807, 812.

[2] Kaushal H, Kaddoum G. Underwater optical wireless communication[J]. IEEE Access, 2016, 4: 1518-1547.

[3] Zeng Z Q, Fu S, Zhang H H, et al. A survey of underwater optical wireless communications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(1): 204-238.

[4] Li 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.

[5] Ghassemlooy Z, Arnon S, Uysal M, et al. Emerging optical wireless communications-advances and challenges[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2015, 33(9): 1738-1749.

[6] Cossu G, Corsini R, Khalid A M, et al. Experimental demonstration of high speed underwater visible light communications[C]//2013 2nd International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), October 21-21, 2013, Newcastle Upon Tyne, UK. New York: IEEE Press, 2013: 11-15.



- [7] Vasilescu I, Varshavskaya P, Kotay K, et al. Autonomous modular optical underwater robot (AMOUR) design, prototype and feasibility study [C] // Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on Robotics and Automation, April 18-22, 2005, Barcelona, Spain. New York: IEEE Press, 2005: 1603-1609.
- [8] Simpson J A, Cox W C, Krier J R, et al. 5 Mbps optical wireless communication with error correction coding for underwater sensor nodes [C] // OCEANS 2010 MTS/IEEE SEATTLE, September 20-23, 2010, Seattle, WA, USA. New York: IEEE Press, 2010: 1-4.
- [9] Yao C. Studies on OOK modulation and demodulation system for underwater optical communication [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014: 45-51. 姚灿. 水下光通信 OOK 调制解调系统研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014: 45-51.
- [10] Baghdady J, Miller K, Morgan K, et al. Multi-gigabit/s underwater optical communication link using orbital angular momentum multiplexing [J]. Optics Express, 2016, 24(9): 9794-9805.
- [11] Arnon S, Kedar D. Non-line-of-sight underwater optical wireless communication network [J]. Journal of the Optical Society of America A, 2009, 26(3): 530-539.
- [12] Lin T, Huang Z T, Ji Y F. Hybrid run length limited code and pre-emphasis technique to reduce wander and jitter on on-off keying nonreturn-to-zero visible light communication systems [J]. Optical Engineering, 2016, 55(11): 110503.
- [13] Chen L, Miao D. Study on the baseline excursion in optical fiber network of missile control system [J]. Optical Fiber & Electric Cable and Their Applications, 2005, 6: 26-28. 陈亮, 缪栋. 导弹控制系统光纤网络基线漂移问题研究 [J]. 光纤与电缆及其应用技术, 2005, 6: 26-28.
- [14] Li J, Ma Y, Zhou Q Q, et al. Channel capacity study of underwater wireless optical communications links based on Monte Carlo simulation [J]. Journal of Optics, 2012, 14(1): 015403.
- [15] Ryou A, Simon J. Active cancellation of acoustical resonances with an FPGA FIR filter [J]. Review of Scientific Instruments, 2017, 88(1): 013101.
- [16] Yao C Y, Hsia W C, Ho Y H. Designing hardware-efficient fixed-point FIR filters in an expanding subexpression space [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2014, 61(1): 202-212.
- [17] Sarangi S K, Panda R, Das P K, et al. Design of optimal high pass and band stop FIR filters using adaptive Cuckoo search algorithm [J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2018, 70: 67-80.
- [18] Wu Y C, Chen T T. Adaptive threshold detection scheme in gliding window [J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(10): 2770-2773. 吴玉成, 陈婷婷. 在滑动窗口中判决的自适应门限检测方法 [J]. 系统仿真学报, 2008, 20(10): 2770-2773.

## Design and Evaluation of High-Sensitivity Underwater Optical Communication Transceiver Based on Digital Signal Processing

Ren Tingrui<sup>1,2</sup>, Yu Xiaonan<sup>2</sup>, Tong Shoufeng<sup>2</sup>, Tian Mingguang<sup>2</sup>, Wang Tong<sup>2</sup>, Zhang Peng<sup>2</sup>, Wang Dashuai<sup>2</sup>, An Ning<sup>3</sup>

<sup>1</sup> School of Optoelectronic Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun, Jilin 130022, China;

<sup>2</sup> National and Local Engineering Research Center of Space Optoelectronic Technology, Changchun University of Science and Technology, Changchun, Jilin 130022, China;

<sup>3</sup> Changchun Observatory, National Astronomical Observatories, Chinese Academy of Sciences, Changchun, Jilin 130117, China

### Abstract

**Objective** In recent years, there has been a strong demand for high-speed and long-range underwater wireless communication technologies owing to an increase in underwater activities, e.g., marine surveys, offshore oil exploration, submarine monitoring, and a series of new underwater monitoring and communication technologies such as an unmanned underwater vehicle(UUV), which has recently been rapidly developed. The traditional underwater

acoustic communication frequency is generally between 10 Hz and 1 MHz, with low data transmission speed and high communication delay, which has gradually failed to meet the requirements of underwater activities. With the development of visible-light communication, underwater wireless optical communication (UWOC) has attracted increasing attention. UWOC has higher transmission bandwidth, faster data rate, lower link delay, higher security and lower cost than hydroacoustic communication, making it an attractive and viable alternative. Although underwater optical communication with blue and green light can minimise the transmission attenuation effect, in water, photons inevitably interact with water molecules and other particulate matter and suffer severe absorption and scattering effects, thereby weakening the transmission of optical signals and limiting the communication distance and quality. Therefore, it is essential to improve the sensitivity of underwater optical communication receivers.

**Methods** The communication system designed in this study uses the on-off keying (OOK) modulation method, which occupies a small bandwidth and has a high transmission rate per code element. It is the preferred optical modulation technique for existing mature underwater laser communication systems. However, the traditional OOK underwater optical communication transmitter and transceiver can cause huge attenuation and power jitter in the transmitted signal owing to the underwater channel as well as pulse spreading and other signal distortion phenomena, which bring a great challenge to the system's BER capability. Herein, we design a high-sensitivity underwater optical communication transceiver using hardware circuitry and digital signal processing through field-programmable gate array digital devices. Additionally, we improve the signal-to-noise ratio (SNR) of underwater communication using a series of digital algorithms, such as source coding, adaptive judgement threshold, and FIR filtering. Furthermore, we test the BER performance of the transceiver under different water quality conditions to verify the overall BER performance of the system.

**Results and Discussions** We conducted internal and external field experiments using three different types of water. The experimental diagram of the indoor pool of the underwater communication system is shown (Fig. 8). The transceiver communication rate is 5 Mbps, modulation format is OOK, transmitting light source is a band blue light-emitting diode with 470 nm wavelength and the power is 1.2 W, the pass-light aperture is 75 mm; the underwater communication system's external field test diagram is shown (Fig. 9). The wireless optical communication terminal transmitter and receiver are placed in the lake water, 2-m deep from the lake surface. An indoor pool test with the water quality attenuation coefficient of  $0.17 \text{ m}^{-1}$  belongs to class I of water quality with the pseudo-random code sequence rate of 5 Mbps, when the error rate is  $10^{-6}$ . The communication distance is 20 m, and the system sensitivity reaches  $-38.28 \text{ dBm}$ . The outdoor pool test with the water quality attenuation coefficient of  $0.47 \text{ m}^{-1}$  belongs to class II of water quality with the pseudo-random code sequence rate of 5 Mbps, when the error rate is  $10^{-5}$ . The communication distance is 10 m, and the system sensitivity reaches  $-38.46 \text{ dBm}$ . At 2 m depth of Qiandao lake shore water, the test water quality attenuation coefficient is  $1.33 \text{ m}^{-1}$ , which belongs to class III of water quality with pseudo-random code sequence rate of 5 Mbps. Then, the BER is  $10^{-6}$  and the communication distance is 4.5 m. The SNR considerably improves after digital filtering. The reception sensitivity of the system reaches  $-37.52 \text{ dBm}$  (Table 2).

**Conclusions** This study describes the underwater OOK channel model and analyses the correspondence between BER and SNR of underwater OOK modulation methods in different water quality conditions. To cope with the impact of an underwater channel on the optical signal transmission, an underwater optical communication transmitter-transceiver based on hardware circuits and field-programmable logic gate devices is designed. The digital signal processing modules such as FIR filtering (to improve the SNR of the system), adaptive judgement threshold and sliding mean filtering are designed to improve the communication BER performance. The communication performance of the underwater communication transmitter and transceiver is verified under different water quality conditions. The experimental results show that the terminal can achieve a sensitivity of  $-38 \text{ dBm}$  at a transmission rate of 5 Mbps and BER of  $10^{-6}$ . The transmission distance can reach 20, 10 and 4.5 m in class I, class II and class III waters, respectively. In the class III water test, the communication distance of 5 m and BER of  $10^{-5}$  can meet the demand of voice transmission. The distortion-free image and SD video transmission function can be realised at the communication distance of 4.5 m and BER of  $10^{-6}$ , verifying the feasibility of underwater optical communication based on digital signal processing.

**Key words** optical communications; underwater visible light communication; on-off keying modulation; digital signal processing; field programmable logic gate array