

光学学报

基于现场可编程门阵列和大功率 LED 阵列光源的小型化水下无线光通信系统的研究与实现

黄安, 殷洪玺*, 季秀阳, 梁彦军, 文浩, 王建英, 沈众卫

大连理工大学信息与通信工程学院, 辽宁 大连 116024

摘要 针对水下无线通信高速率、远距离、低成本和小型化设备的实用需求, 本文设计研制了一种高鲁棒性的基于现场可编程门阵列(FPGA)和大功率LED阵列的小型化水下无线光通信系统。其光发射机的光源采用45 W大功率LED阵列, 基于FPGA实现高阶调制与编码, 并设计了准直光学发射天线有效减少光束发散角, 大幅度延长了传输距离。在光接收端, 设计了一种基于3 mm大孔径雪崩光电二极管(APD)的自动增益控制放大和FPGA解调与信号处理的光接收机, 降低了光通信系统对准的严苛要求。该系统可实现30 Mbps 开关键控(OOK)信号和正交幅度调制(QAM)信号(16QAM信号)的12 m水下信道实时传输, 二者的误码率(BER)分别为 2.467×10^{-4} 和 3.467×10^{-3} 。此外, 该系统还实现了22 Mbps的非归零(NRZ)-OOK整形信号12 m水下+30 m空气的跨介质传输(总长度为42 m), BER为 3.619×10^{-4} 。最后, 实现了12 m水下信道中接收机偏离主光轴 40° 之内22 Mbps OOK信号的有效接收, 提高了系统的鲁棒性。

关键词 水下无线光通信; 现场可编程门阵列; LED阵列; 高阶调制; 小型化光端机

中图分类号 TN929.1; TN929.3

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS230966

1 引言

海洋生态的监测与保护、灾害与污染预警、资源勘探与开发等, 都离不开水下信息的采集与无线通信^[1-5]。水下无线光通信(UWOC)以其高速率、低延迟、高保密性等特点, 可组成速率高、实时性强的中短距离的局域网, 或可与水声通信优势互补混合组网, 近年来成为了研究热点。

UWOC的部署与应用, 需要高性能、低成本、小型化的实用化光端机。采用激光二极管(LD)作光源, 传输距离远、速率高, 但对光收、发端机的对准要求苛刻, 这对于动态海水环境下非固定位置和取向的通信是很困难的。若以发光二极管(LED)作光源, 则可大幅度降低对准的要求, 同时可以采用LED阵列增强光信号以延长传输距离, 采用高阶调制以改善其带宽不足的问题。2010年, Doniec等^[6]采用 6×5 W的蓝色发光二极管和雪崩光电二极管(APD)构建小型水下光端机, 实现了1.2 Mbps速率的30 m距离水下通信。2015年, Son等^[7]采用6 W的LED和APD, 并结合菲涅耳透镜, 设计了一种可变焦的光通信端机, 在清水中实现了25 m距离、5 Mbps速率的传输。2018年, Wang等^[8]利用LED光源构建通信系统, 实现了10 m水下信道25 Mbps速率的含Reed Solomon(RS)信道编码的开关

键控(OOK)信号的实时传输。2021年, Dong等^[9]采用菲涅耳透镜作为光学天线, 设计了一种水下无线蓝光LED通信样机, 可实现距离为20 m、通信速率为5 Mbps的水下通信。同年, Lin等^[10]采用圆偏振光作为通信载体, 设计了一种双信道UWOC系统“Shrimp”。2021年, Liang等^[11]设计了一种双光源水下光通信端机, 可实现APD接收25 m距离、5 Mbps速率和光电倍增管(PMT)接收50 m距离、5 Mbps速率的水下通信。由上可看出, 基于LED设计的UWOC系统, 不管是在传输距离还是传输速率上, 都还有较大的改进空间, 同时, 系统的设计可以通过在收发端均利用现场可编程门阵列(FPGA), 以实现高阶调制、编码和信号处理及小型化系统的集成, 进一步提高系统的性能和实用化。

本文针对水下高速、长距离、低成本和小型化的UWOC应用需求, 设计了一种高鲁棒性的基于大功率LED阵列和FPGA的集成小型化UWOC系统, 该系统既可实现OOK调制, 也可以灵活地实现高阶调制和信道编码, 与已有文献报道的LED UWOC系统相比, 实现了较长的传输距离和较高的传输速率, 以及光收发端机的小型化集成。

2 系统原理

本文设计的基于FPGA的系统集成小型化

收稿日期: 2023-05-10; 修回日期: 2023-07-27; 录用日期: 2023-08-03; 网络首发日期: 2023-08-15

基金项目: 国家自然科学基金(61871418)

通信作者: *hxyin@dlut.edu.cn

UWOC 系统原理框图,如图 1 所示。光发射机采用 45×1 W 大功率 LED 阵列作为光源,以全内反射 (TIR) 透镜与抛物状反光杯镜筒结构作为光学天线,通过 FPGA 实现高阶调制与编码。光接收机以 3 mm

大孔径 APD 为核心,可支持常用的 OOK 调制和以 RS 信道编码的 m-正交幅度调制 (QAM) (m-QAM) 高阶调制 (实验以 16QAM 为例),可灵活地满足水下不同场景的应用需求。

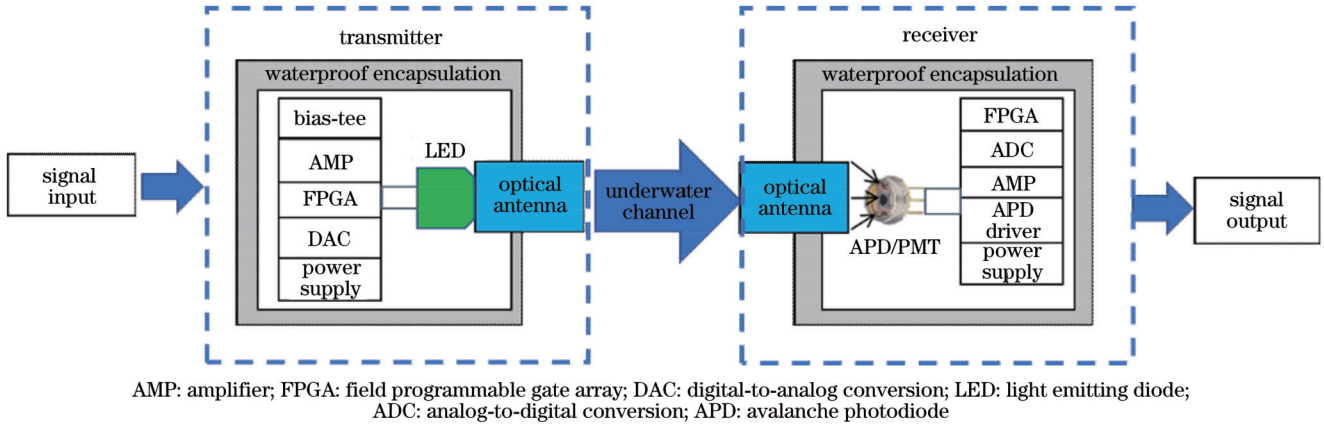


图 1 基于 LED 或 LED 阵列和 FPGA 的 UWOC 系统构成框图
Fig. 1 Architecture of UWOC system based on LED or LED array and FPGA

2.1 NRZ-OOK 脉冲整形

光通信中最简单且常用的调制方式为 OOK 调制,它利用传输信号的电平来驱动 LED 光源的开和关,其特点是功耗小、抗干扰能力强。传统的 OOK 调制电路适合驱动小功率 LED 光源,而驱动高速调制的大功率 LED 光源存在困难^[41]。在大功率 LED 光源 UWOC 系统中,需要在信号调制部分使用高线性、高带宽增益积分运算放大器,将 FPGA 生成的高速 OOK 小信号无损地放大成大信号,再通过 bias-tee 器件加入直流偏置调制到大功率 LED 阵列的光载波上。此外,大功率 LED 光源水下光发射机对 LED 光源自身的带宽、偏置 bias-tee 器件的驻波比、前级放大器之间阻抗匹配等性能要求比较严苛,需要在系统电路设计时统筹考虑加以解决。在本文设计的电路系统中已解决此问题

光通信中常利用限幅放大器生成矩形双极性 OOK 信号,即 TTL 数字调制,既保证信号质量同时占用等量的带宽。为了减轻 LED 的带宽限制引起的符号间干扰 (ISI),这里设计的信号不直接发送矩形双极性 OOK 信号,而是发送非归零 (NRZ)-OOK 脉冲整形

信号。在信号处理中,根升余弦滤波器 (RRC),常被用作发射端的脉冲整形滤波器和接收端的匹配滤波器,生成具有升余弦频率响应的脉冲信号。 $H_{rrc}(f)$ 是升余弦滤波器的频率响应 $H_{rc}(f)$ 的平方根,即 $H_{rrc}(f) = \sqrt{H_{rc}(f)}$,则有 $|H_{rrc}(f)| = \sqrt{H_{rc}(f)}$ 。

在本文设计中,滤波器是通过 Altera FIR II 滤波器 IP 核实现的。如图 2 中 Modelsim 仿真图所示,30 MHz 原始比特流经过数控振荡器 (NCO) 核生成 30 MHz 的载波信号开关键控后,生成 30 MHz 的幅移键控 (2ASK) 信号,经过有限冲激响应 (FIR) 滤波器生成 30 Mbps 传输速率的 NRZ-OOK 脉冲整形信号。相对于发送矩形双极性 OOK 信号, NRZ-OOK 脉冲整形信号可以在保证信号完整性的前提下,缩小信号的主瓣带宽,从而在相同的带宽资源下传输更多的数据。此外,根号升余弦滚降滤波器具有平滑的过渡带宽和良好的抗干扰能力,能有效地降低误码率和抗干扰能力。这意味着在分析复杂多变的无线信道时,根号升余弦滚降滤波器可以更好地适应不同的信道环境,并提高系统的性能指标。

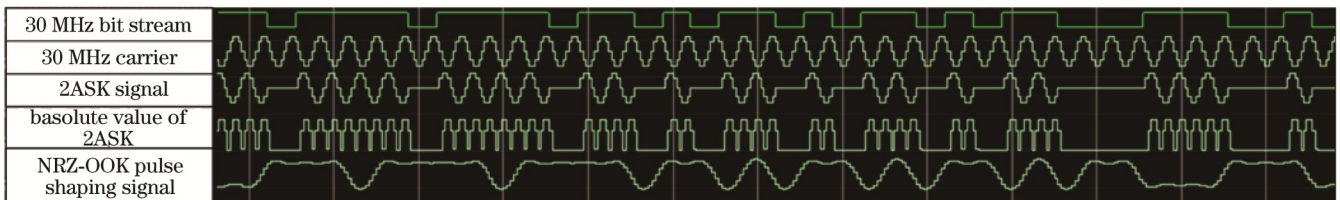


图 2 NRZ-OOK 脉冲整形信号的 Modelsim 仿真图
Fig. 2 Modelsim simulation diagram of NRZ-OOK pulse shaping signal

在接收端, NRZ-OOK 脉冲整形信号在过零判决后,还需要严格的位同步。本文设计中采用插值算法

位同步,可以不改变采样时钟的频率和相位来实现位同步信号的调整,同时,插值算法可以根据采样值以及

数控振荡器输出的采样时刻信号和误差信号,获取最佳采样值。

2.2 基于 FPGA 的高阶调制和信道编码

为了在 UWOC 系统有限的调制带宽内提高速率,通常选择 QAM 等阶调制方式^[12-14]。但 QAM 调制技术需要线性度较好的光源和信道,限制了光源发射光功率的大小,导致采用高阶调制的 UWOC 系统的水下传输距离较近,在良好水质下传输距离一般不超过 20 m。因此,实现高速率、长距离 UWOC 的关键之一,是采用可高速调制的大功率的光源输出。

下面以 16QAM 为例来介绍实现 m-QAM 的实现过程。在光发射端,16QAM 调制信号在 FPGA 开发板上实现。 $2^{15}-1$ bit 伪随机数据流先进行串/并转换,生成的 4 bit 原始信号进行 RS 信道编码作为外码,随后进行差分编码作为内码,经过星座映射并添加载波信号生成 RS-16QAM 调制信号。生成的数字信号通过数/模转换(DAC)后由放大器放大,并通过 bias-tee 偏置器注入直流(DC)电流,一起调制到大功率 LED 阵列后,转换成大功率的光信号输出。

在光接收端,对 16QAM 信号进行严格的载波同步和位同步后,还原成 I、Q 两路信号。本文设计采用判决降级相位检测器(DD)算法载波同步,将接收到的信号根据最近原则判决到最近的量化星座点上^[15-16]。载波同步过程中,由直接数字合成器(DDS)生成相干载波,通过鉴相器和环路滤波器实时反馈调整载波的相位与频率。已调 16QAM 信号与相干载波相乘后,经过滤波器恢复成 I、Q 两路基带信号。位同步采用基于插值算法的位同步。插值区间由数控振荡器生成,并输入到基于 Farrow 结构的插值滤波器,以计算两个下变频分支信号,并恢复基带信号的最佳判决时间。插值间隔通过实时反馈进行调整,使用基于 Gardner 算法的误差检测器和环路滤波器进行计算^[15]。随后采用自适应门限判决的方法,周期性训练出星座判决门限,将 I、Q 两路位同步后的信号进行星座逆映射。最后进行部分差分解码、RS 信道译码、串/并变换,还原成 m 伪随机序列二进制比特码流。基于 FPGA 实现的系统框图,如图 3 所示。

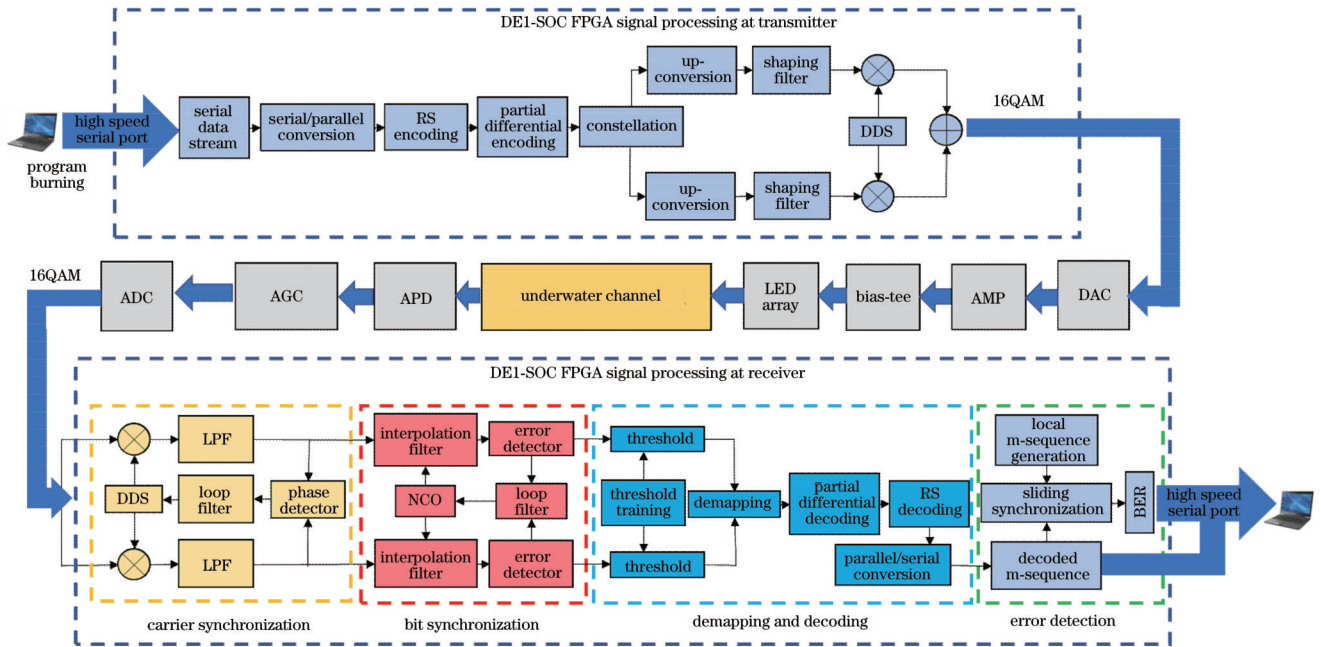


图 3 UWOC RS-16QAM 调制信号的系统框图

Fig. 3 System diagram of UWOC RS-16QAM modulation signal

为了解决正交相移键控(QPSK)、16QAM、64QAM 等不同调制格式的信号在相干解调时出现的相位模糊问题,差分编码技术作为可行的解决方案之一得到了广泛的关注和研究^[17]。差分编码技术可以解决相位模糊现象,但是由于差分编码属于有记忆调制,会引发误码增殖,添加信道编码进行补偿很有必要。

差分编码的模 4 加法器的表达式^[18]为

$$I_k = \left[\overline{(A_k \oplus B_k)} \cdot (A_k \oplus I_{k-1}) \right] \oplus \left[(A_k \oplus B_k) \cdot (A_k \oplus Q_{k-1}) \right], \quad (1)$$

$$Q_k = \left[\overline{(A_k \oplus B_k)} \cdot (A_k \oplus Q_{k-1}) \right] \oplus \left[(A_k \oplus B_k) \cdot (A_k \oplus I_{k-1}) \right]. \quad (2)$$

差分解码模 4 加法器的表达式为

$$A_k = \left[(\overline{I_k \oplus Q_k}) \cdot (I_k \oplus Q_{k-1}) \right] \oplus \left[(I_k \oplus Q_k) \cdot (I_k \oplus I_{k-1}) \right], \quad (3)$$

$$B_k = \left[(\overline{I_k \oplus Q_k}) \cdot (Q_k \oplus I_{k-1}) \right] \oplus \left[(I_k \oplus Q_k) \cdot (Q_k \oplus Q_{k-1}) \right], \quad (4)$$

式中： \oplus 表示模 4 加运算； A_k 和 B_k 分别为差分编码前和解码后的数据； I_k 和 Q_k 分别为差分编码后和解码前的数据。

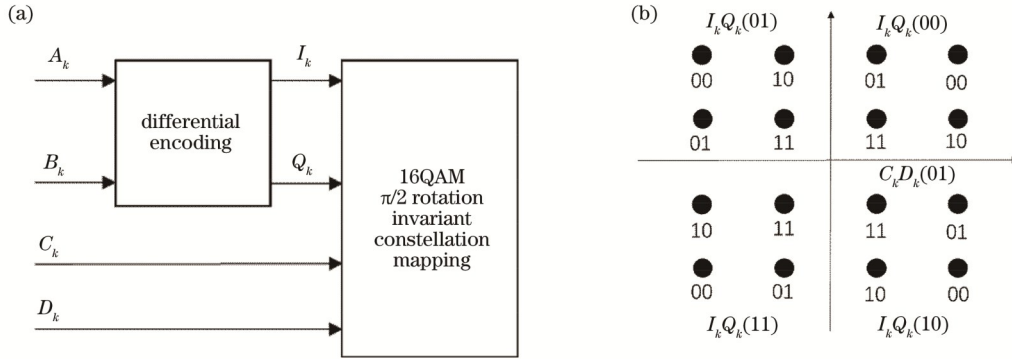


图 4 16QAM 部分差分编码调制。(a) 差分编码调制过程；(b) $\pi/2$ 旋转不变映射星座图

Fig. 4 16QAM partial differential encoding modulation. (a) Differential coding modulation process; (b) $\pi/2$ rotation invariant mapping constellation

在本文设计中,16QAM 调制信号采用 RS 信道编码,通过 Altera Reed Solomon IP 核实现数字视频广播(DVB)标准的 RS(220,204)编译码。每个符号中含 8 比特二进制数,每 $n=220$ 个数据中有 $k=204$ 个数据符号和 $n-k=16$ 个监督符号,能检测一组码中的 8 个错误。信道编码的应用以增加冗余位为代价实现纠错,可解决 UWOC 中吸收、散射、噪声等带来的误码,同时补偿部分差分编码引起的误码增殖。

在本文设计中,使用了 $\pi/2$ 旋转不变 QAM 映射星座图方法,即部分差分编码进行 QAM 调制,每个 16QAM 信号前两比特进行差分编码,后两个 16QAM 符号比特按照 $\pi/2$ 旋转不变 QAM 映射星座图方法映射,如图 4 所示。这样只取一半 16QAM 符号比特进行差分编码,不仅解决了相位模糊问题,而且有效地降低了差分编码可能存在的误码增殖^[19]。

至于误码检测部分,光接收机中设计了误码检测模块对接收到的比特流进行实 BER 统计,通过 USB 高速串口使用 Signaltap 逻辑分析仪,实时查看误码率和信号状态,并在计算机端采集接收后的原始数据,进行误码验证。

2.3 光发射机的设计

光学系统是水下光通信的必备部分,光源的选型、镜片孔径选择、光斑的整形,以及透镜材料等,都会严重影响光通信系统的性能。

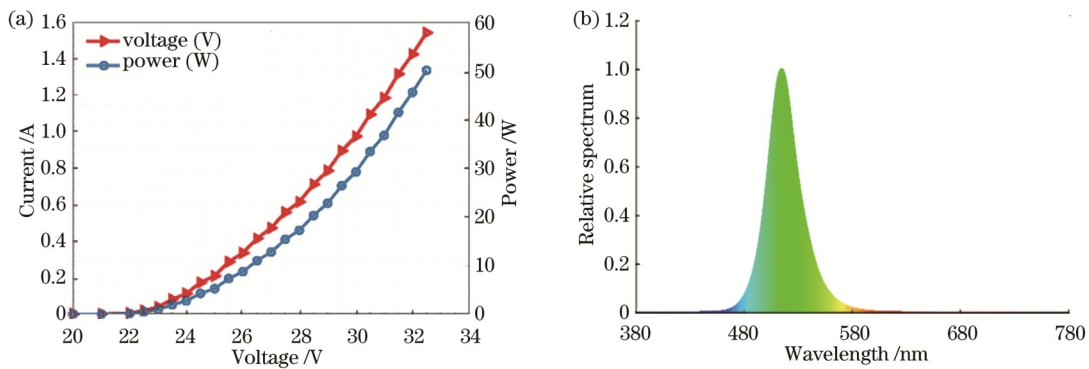


图 5 光发射机性能参数。(a) 伏安特性曲线；(b) 光发射机球积分法实测光谱

Fig. 5 Performance parameters of optical transmitter. (a) Volt-ampere characteristics curve; (b) spectrum measurement using optical transmitter sphere integration method

光发射机由 FPGA 开发板、125 Msps 采样率 DAC、45 W 大功率 LED 阵列、驱动电路、偏置器(bias-tee),以及发射准直天线构成。LED 阵列采用 5 串 9 并的贴片集成光源芯片,单个芯片额定功率为 1 W,实测波长为 517 nm,其伏安特性曲线和发光光谱分别如图

5(a)和 5(b)所示。光发射机实物图如图 6 所示,其尺寸为 150 mm \times 200 mm \times 450 mm,材质为铝合金,质量为 5.7 kg,散热方案采取鳍片式铝制散热片与 12 V 内置风扇散热,接口采用凌科 DH20 旋转式防水航空连接器,发射准直天线采用高透光亚克力(PMMA)防

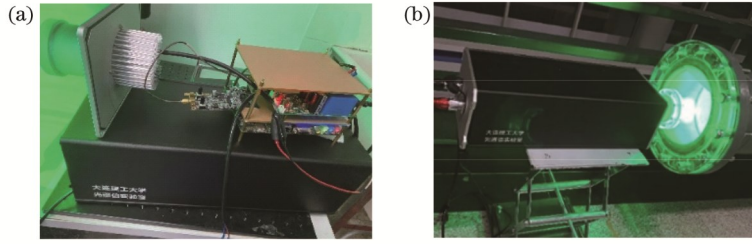


图 6 基于 FPGA 大功率 LED 阵列的小型光发射机实物图。(a) 光发射机电路实物图片;(b) 光发射机防水封装处理后的工作图
Fig. 6 Physical photo of miniaturized optical transmitter based on FPGA and high-power LED array. (a) Picture of optical transmitter circuit; (b) picture of optical transmitter working after waterproof packaging

水法兰与胶圈结构,系统严格按照防水标准封装。

设计的系统在大功率 LED 阵列光发射机上设计发射准直天线,高曲率 TIR 自由曲面透镜结合抛物面反光杯聚光镜筒结构的设计,有效地减小了 LED 发散角,延长了传输距离。该设计结构属于非成像光学系统,发射准直天线可以将 LED 光束压缩在一个较小的角度范围,从而提高光束的空间能量密度^[20-21]。图 7 分别为光发射机大功率 LED 阵列光源在采用本文设计发射准直光学天线(OA)、30°、60°和 90°TIR 透镜以及无二次光学整形时的发散角-辐照度分布曲线。图 8 为球积分法测试发射机的准直天线结构空间辐照度。可以看出,随着非成像光学 TIR 自由曲面透镜曲率增大、角度变小,光衰减半峰角度也随之减小。而设计的发射准直天线结构基于 30°TIR 透镜与 30°TIR 透镜光衰减的半峰角度相同,但与之相比该结构有效地将发散角之外的光线压缩聚集在光斑内部,使发散角度内空间能量集中。发射准直天线结构的设计应用,在减小光束发散角的同时,保证了长距离传输后大光斑内能量的均匀分布,结合设计的高灵敏度 APD 自动增益控制光接收机,增加了 UWOC 的传输距离,大幅度降低了光收发对准的难度。

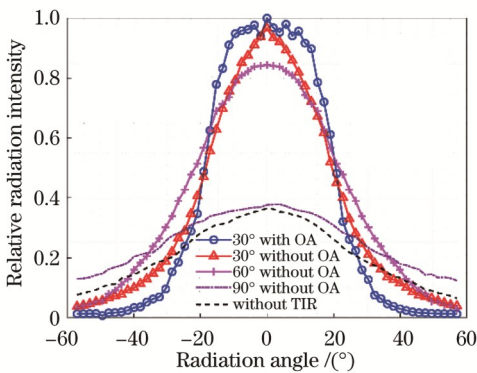


图 7 发散角-辐照度分布曲线

Fig. 7 Curve of irradiance distribution with divergence angle

调制带宽是限制 LED 光源通信速率的关键指标之一。设计中利用 GaN 材料制造的 LED 比传统的 InP 材料的 LED 响应速度更快,此外,还要在 LED 驱

动电路中采用更快速的金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)或双极结型三极管(BJT)器件,这样可以加快开关速度,提高 LED 调制的速度。用同一幅度不同频率的正弦波作为输入信号,测试光发射机的幅频响应,结果如图 9 所示。由图中可得 $f_L=43.39\text{ kHz}$, $f_H=22.68\text{ MHz}$,3 dB 带宽为 22.29 MHz,实现 LED 阵列光发射机在保持大功率输出的同时,兼顾较高调制带宽。大功率 LED 光发射机受 bias-tee 偏置器件低频率处高驻波比的影响,在频率低于 100 kHz 时频率响应不理想。

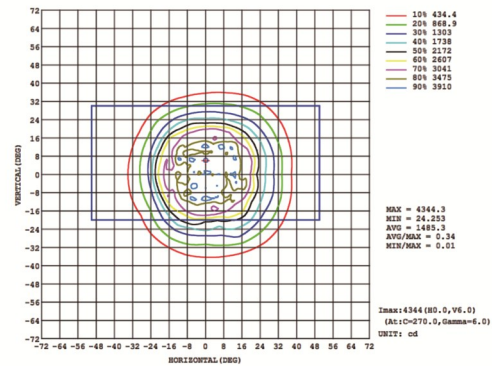


图 8 空间辐照度曲线

Fig. 8 Spatial irradiance curve

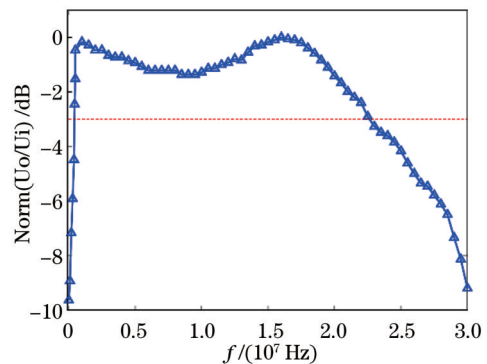


图 9 光端机幅频响应曲线

Fig. 9 Amplitude frequency response curve of optical transceiver

2.4 光接收机的设计

光接收机模块包含 FPGA 开发板、125 Msps 采样

率模/数变换(ADC)模块、3 mm 光敏面大孔径 APD 自动增益控制光接收模块、线性电源模块,以及光学接收模块。尺寸为 300 mm×200 mm×200 mm,质量为

3 kg,接口采用凌科 DH20 旋转式防水航空连接器。图 10(a)所示为接收机接收 OOK 信号并用示波器显示眼图。

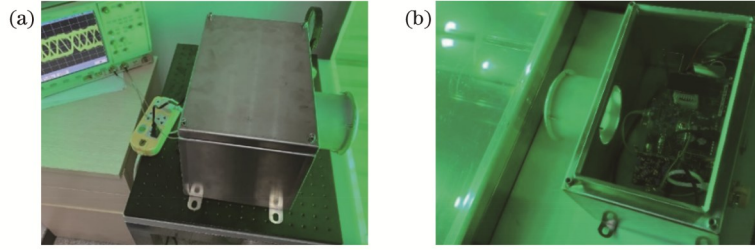


图 10 光接收机实物图。(a)光接收机接收 OOK 信号在示波器显示眼图;(b)光接收机电路实物图

Fig. 10 Physical photo of optical receiver. (a) OOK signal and its eye diagram on oscilloscope received by optical receiver; (b) picture of optical receiver circuit

基于 3 mm 光敏面大孔径 APD 设计了一种自动增益控制光接收机,电路如图 11 所示。实际中,由于光链路轴偏角改变、传输距离变化、抖动、湍流等因素的影响,光接收机接收到的光信号强度发生变化,将使 FPGA 最终接收到的电信号质量剧烈变化,这对复杂的调制信号传输影响很大^[22],因此,设计了高鲁棒性自动增益控制光接收机。光信号经过 APD 转换成光电流信号后,经跨阻放大器转换成电压信号,随后通过 VCA821 构建自动增益放大器电路(AGC),放大成峰值幅度基本不变的电压信号,最终输入至 ADC 模块。因此,本系统除了支持 OOK 调制方案外,还可以应用于其他复杂模拟调制信号传输方案。在光接收机中,3 mm 大孔径 APD 固定在凸透镜焦点处,其高响应的性能降低了光学聚焦的严苛度,并结合有一定光发散角的大功率 LED 发射机系统,大幅改善了 UWOC 系统对准难的问题,增加了系统的鲁棒性。

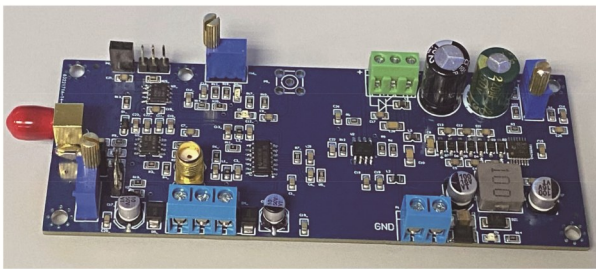


图 11 自动增益控制光通信接收机的印刷电路板+组件(PCBA)

Fig. 11 Printed circuit board+assembly (PCBA) of automatic gain control optical communication receiver

3 实验测量结果与分析

UWOC 的信号质量受光发射机输出光功率、光接收机灵敏度、传输介质等因素的影响。通常可以建立通信链路模型,得到光接收端接收到的光信号功率 P_R ^[23]为

$$P_R = P_T \eta_T \eta_R \exp\left[-c(\lambda) \frac{d}{\cos \theta}\right] \frac{S_R \cos \theta}{2\pi d^2 (1 - \cos \gamma)}, \quad (5)$$

式中: P_R 为光接收机接收到的光功率; P_T 为光发射机发射的光功率; η_T 和 η_R 分别为光发射端和光接收端的光学效率; d 为传输距离; γ 为光源光束发散半角; θ 为光收发链路轴与光束中心轴线的轴偏角; $c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda)$ 为水的吸收与散射衰减系数之和; S_R 为光接收机的孔径面积。本文设计中 UWOC 端机的部分性能参数,如表 1 所示。

通过球积分法测得小型光发射机大功率 LED 阵列光源在额定电压工作时发射光功率 P_t 为 16.11 W,即 42.88 dBm。通过光功率计测得经过 12 m 长度密闭粗水管后,接收端接收到的光功率 P_r 为 0.002193 W,即 3.41 dBm。此外,光发射机和光接收机中透镜的光学材质都为高透光亚克力(PMMA)材质,实验中模拟水下信道的 12 m 长的水管两端也为高透光 PMMA 材质,光学效率均为 92% 左右,故 η_T 和 η_R 为 0.8464。系统的传输链路距离 d 为 12 m,主光轴的轴偏角 θ 为 0° ,接收机孔径 S_R 为 $0.01\pi \text{ m}^2$,LED 发射角度 γ 为 22.5° 。将以上参数代入式(5)所示的通信链路模型中,测得衰减系数 $c(\lambda) = 0.07298$ 。设计实验中采用清澈自来水,查表可得在 520 nm 时纯水的吸收和散射系数为 $c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda) = 0.0474 + 0.0018 = 0.0492$ ^[24]。由此可知,测得衰减系数略大于查表所得纯水衰减系数。经过 12 m 水下载传输后,光功率计实测接收光功率 P_r 为 3.41 dBm,若使用表 1 中 520 nm 波长纯水衰减系数,代入式(5),可得理论上 P_r 为 0.0029216 W,即 4.65 dBm,二者接近,符合水下光通信传输链路模型。

对研制的基于 FPGA 和 LED 阵列大功率光源的小型 UWOC 端机,进行误码率(BER)性能测试,实验测试现场如图 12 所示。水下信道长 12 m,系统采用 OOK 和 16QAM 两种调制方式,同步传输速率均从 10 Mbps 逐步增大至 30 Mbps。测试结果如图 13 所

表 1 UWOC 端机性能参数

Table 1 Performance parameters of UWOC terminals

Parameter	Value
LED beam divergent half angle $\gamma / (^{\circ})$	22.5
LED electric transmitting power P_t / dBm	46.53
LED optical transmitting power P_t / dBm	42.88
Transmission link off-axis angle $\theta / (^{\circ})$	0
LED luminous flux ϕ / lm	2174.9
Photoelectric efficiency $\eta / \%$	35.8
APD receiving area of photodetector S_R / mm^2	2.25π
Optical wavelength λ / nm	517
Transmitter aperture D_t / mm	70
Deceiver aperture D_r / mm	100
12 m underwater theoretical receiving power P_r / dBm	4.65
12 m underwater actual receiving power P_r / dBm	3.41

示,可看出二者的 BER 均随着比特率的增加而增加,但 16QAM 的 BER 总是高于 OOK 系统的 BER。当系

统速率达到 30 Mbps 时,OOK 脉冲整形信号的 BER 为 2.47×10^{-4} ,而 16QAM 信号的 BER 为 3.47×10^{-3} ,尽管均低于 3.8×10^{-3} 前向纠错 (FEC) 的阈值,但 16QAM 的 BER 性能劣于 OOK 调制方式。这是因为 QAM 调制对信号的实时同步要求较高,且 LED 阵列的光束较宽致使水下信道的多径效应造成同步困难所致。

但是,在相同的传输速率下,16QAM 的带宽利用率高于 OOK 调制,测试结果如图 14 所示,可看出当传输速率为 30 Mbps 时,OOK 信号需要 30 MHz 的带宽,而 16QAM 信号的带宽仅需 13.5 MHz,远低于 OOK 调制。设计的 16QAM 系统的滚降系数为 $\alpha=0.8$,中心频率为 7.5 MHz,符号速率为 7.5 Mbaud/s,带宽利用率为 2.22 bit/s/Hz,根据带宽公式 $B=R_B(1+\alpha)$ 计算,其理论值与实测值一致。由于系统受 ADC 采样率和同步算法限制,没有充分利用 16QAM 高阶调制信号的带宽优势,在速率提升上仍有较大的潜力。

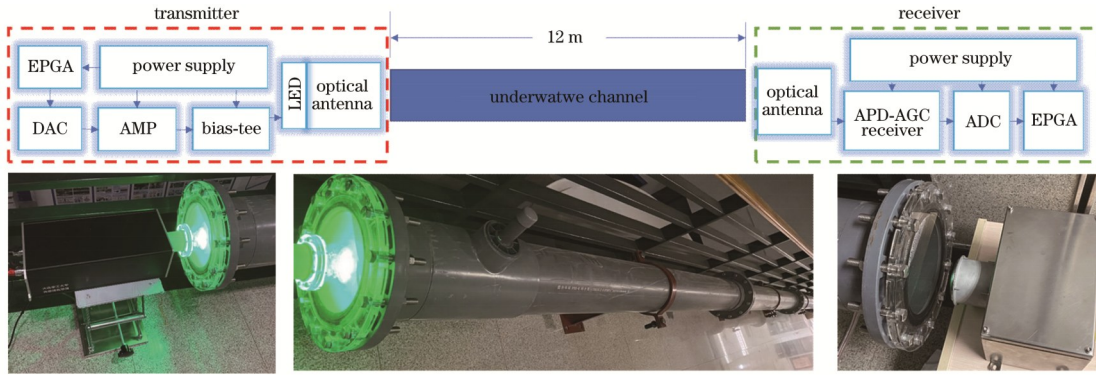


图 12 小型水下光通信端机样机实验图

Fig. 12 Experimental diagrams of miniaturized underwater optical communication terminal prototype

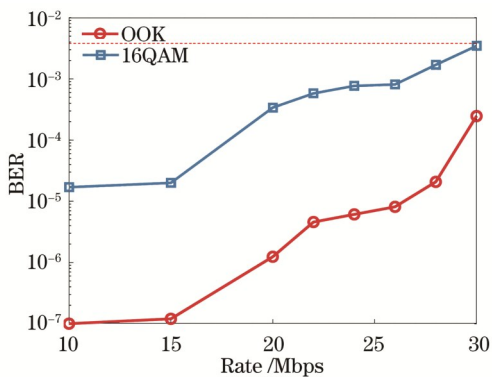


图 13 OOK 与 16QAM 调制方式的 BER 随数据速率的变化曲线

Fig. 13 Change curve of BER with data rate for OOK and 16QAM modulation modes

由第 2 节可知,LED 光发射机带宽的上截止频率 f_H 为 22.68 MHz。为了充分保证信号的传输质量,下面 OOK 调制信号的测试,设定速率为 22 Mbps。仍然为 12 m 水下信道,22 Mbps 的 NRZ-OOK 整形信号在

接收机偏离主光轴时仍有较好的鲁棒性,测试结果如图 15 所示。可看出随着偏离主光轴角度的增大,BER 也随之上升。在偏离主光轴 0° 、 10° 、 20° 、 30° 、 40° 、 50° 时 BER 分别为 4.58×10^{-6} 、 5.12×10^{-6} 、 3.76×10^{-4} 、 1.19×10^{-3} 、 5.07×10^{-3} 、 1.10×10^{-2} ,因此,在 12 m 水下信道中接收机偏离主光轴 40° 之内,APD 自动增益控制光接收机都可以有效接收到大功率 LED 阵列光发射机发射的光信号。

图 16 为测量得到的光发射机在有/无光学准直天线时,22 Mbps 速率 OOK 信号的 BER 曲线。在较低速率时,无光学准直天线端机尚可凭借大功率发射机和高响应度接收机保证传输信号的质量,但在高传输速率下,由于器件的增益带宽积不变使得发射信号幅度衰减,无光学准直天线端机的 BER 较高。可以得出结论,在光通信端机中设计光学天线对于提高光通信系统的性能至关重要。

为了进一步测试设计的光通信端机传输的极限距离,但由于受到实验条件的限制,实验中在已有的

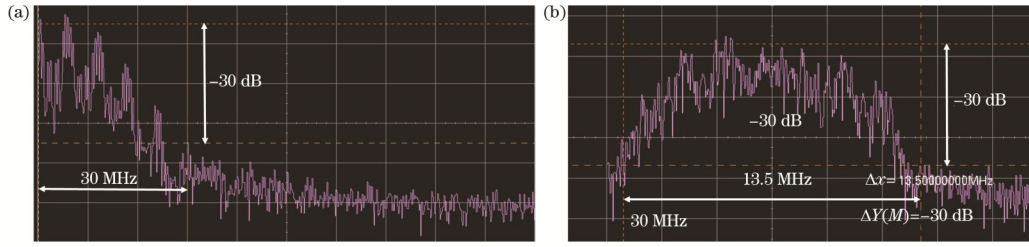


图 14 30 Mbps 速率信号的频谱。(a)OOK 信号的频谱;(b)16QAM 信号的频谱

Fig. 14 Spectrum of 30 Mbps rate signal. (a) Spectrum of OOK signal; (b) spectrum of 16QAM signal

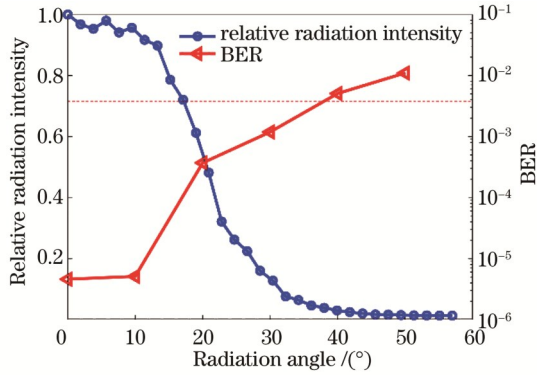


图 15 BER 随偏离主光轴度数变化的曲线

Fig. 15 Curve of BER with degree of deviation from main optical axis

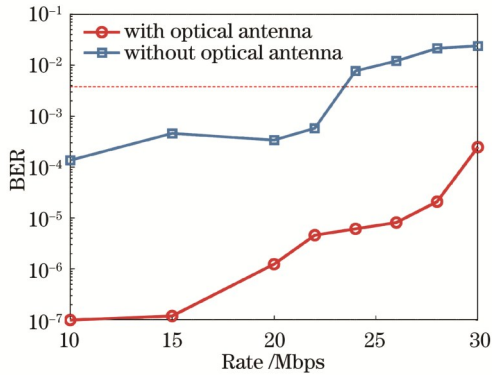


图 16 有无光学准直天线时不同速率下的 BER

Fig. 16 BER at different rates with/without optical collimation antenna

12 m 长水管的基础上增加了不同长度的空气链路,构成了水-空气跨介质链路,测试结果如图 17 所示。实验传输 22 Mbps 的 NRZ-OOK 整形信号,在 12 m 水下信道分别加上 10、20、30 m 的空气信道传输后,系统 BER 分别为 7.635×10^{-6} 、 1.654×10^{-4} 、 3.619×10^{-4} 。将光发射端的速率增加至 30 Mbps 后,根据发射端放大器带宽增益积不变性质,及 LED 器件带宽的影响,发射端信号幅度衰减,12 m 水下信道分别加上 10、20、30 m 空气信道传输后,系统 BER 分别为 3.619×10^{-4} 、 1.595×10^{-4} 、 1.975×10^{-2} 。在图 17 中还给出了对应的信号眼图,从中看出光端机大功率 LED 光源线性性较好,在 30 Mbps 速率传输时,明显看出随着传

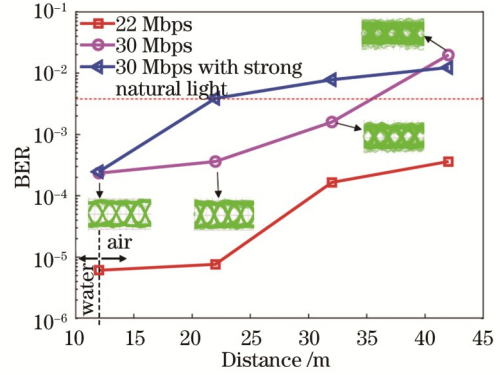


图 17 水-空气跨介质链路光通信中 OOK 信号传输的 BER 随距离的变化曲线

Fig. 17 Curve of OOK signal BER versus transmission distance in water-air cross media link optical communication

输距离增长信号质量恶化,眼图闭合明显。在 12 m 水加上 30 m 空气链路传输时,22 Mbps 信号的 BER 可达 3.8×10^{-3} EFC 阈值。此外,水-空气链路中,当 517 nm 波长光通信端机部署在自然光较强的场景下时,端机性能会受到影响。图 17 中还对比了在夏日白天正午外界自然光较强、背景光照强度介于 20~100 μW 时 30 Mbps OOK 信号和夜里背景光照强度小于 5 μW 时 30 Mbps OOK 信号的 12 m 水下+30 m 空气跨介质传输 BER 性能,后者 BER 整体大幅低于前者。

4 结 论

本文设计并研制了一种高鲁棒性的基于 FPGA 和大功率 LED 阵列光源的小型 UWOC 系统。该系统支持传统的 OOK 调制和 m-QAM 调制,系统以 16QAM 调制为例进行了性能实验测试,结果表明,12 m 水下信道实时传输,在 30 Mbps 的速率下,OOK 调制和 16QAM 调制的 BER 分别为 2.467×10^{-4} 和 3.467×10^{-3} 。22 Mbps 的 NRZ-OOK 整形信号在 12 m 水下+30 m 空气跨介质链路传输时,BER 为 3.619×10^{-4} 。此外,带有光学准直天线的大功率 LED 阵列光源发射机和基于 3 mm 大孔径 APD 自动增益控制光接收机,在 12 m 水下信道中接收机偏离主光轴 40° 之内信号仍可有效接收,大幅降低了 UWOC 系统对准与聚焦的严苛性要求,提高了系统在水下环境应用中的鲁棒性。

参 考 文 献

- [1] Shukla A, Karki H. Application of robotics in onshore oil and gas industry—a review Part I[J]. *Robotics and Autonomous Systems*, 2016, 75: 490-507.
- [2] Khatib O, Yeh X, Brantner G, et al. Ocean one: a robotic avatar for oceanic discovery[J]. *IEEE Robotics & Automation Magazine*, 2016, 23(4): 20-29.
- [3] 吴厚德, 侯昱辰, 许文海, 等. 水下自主航行器微光照相机驱动系统设计[J]. *光学精密工程*, 2018, 26(10): 2605-2613.
Wu H D, Hou Y C, Xu W H, et al. Design of driving system for AUV low-light level camera[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2018, 26(10): 2605-2613.
- [4] Huang X A, Yang F, Song J A. Hybrid LD and LED-based underwater optical communication: state-of-the-art, opportunities, challenges, and trends[J]. *Chinese Optics Letters*, 2019, 17(10): 100002.
- [5] Diamant R, Campagnaro F, de Filippo de Grazia M, et al. On the relationship between the underwater acoustic and optical channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(12): 8037-8051.
- [6] Doniec M, Detweiler C, Vasilescu I, et al. AquaOptical: a lightweight device for high-rate long-range underwater point-to-point communication[J]. *Marine Technology Society Journal*, 2010, 44(4): 55-65.
- [7] Son H J, Choi H S, Tran N H, et al. Study on underwater wireless communication system using LED[J]. *Modern Physics Letters B*, 2015, 29(6n07): 1540023.
- [8] Wang P L, Li C, Xu Z Y. A cost-efficient real-time 25 Mb/s system for LED-UOWC: design, channel coding, FPGA implementation, and characterization[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(13): 2627-2637.
- [9] 董冰, 佟首峰, 张鹏, 等. 20 m 水下无线蓝光 LED 通信系统样机设计[J]. *中国光学*, 2021, 14(6): 1451-1458.
Dong B, Tong S F, Zhang P, et al. Design of a 20 m underwater wireless optical communication system based on blue LED[J]. *Chinese Optics*, 2021, 14(6): 1451-1458.
- [10] Lin C, Yu Y D, Xiong J, et al. Shrimp: a robust underwater visible light communication system[C]//*Proceedings of the 27th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, October 25-29, 2021, New Orleans, Louisiana. New York: ACM Press, 2021: 134-146.
- [11] 梁赫西, 沈天浩, 王振亚, 等. 双光源水下无线光通信系统的研究与实现[J]. *红外与激光工程*, 2021, 50(9): 20200445.
Liang H X, Shen T H, Wang Z Y, et al. Research and design of underwater wireless optical communication system with dual light sources[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2021, 50(9): 20200445.
- [12] Al-Halafi A, Shihada B. UHD video transmission over bidirectional underwater wireless optical communication[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2018, 10(2): 7902914.
- [13] Wang J J, Tian C F, Yang X H, et al. Underwater wireless optical communication system using a 16-QAM modulated 450-nm laser diode based on an FPGA[J]. *Applied Optics*, 2019, 58(16): 4553-4559.
- [14] 王建英, 殷洪玺, 季秀阳, 等. 采用 mQAM 和孔径平均的水下弱湍流 MIMO 系统性能分析[J]. *光学学报*, 2021, 41(19): 1901002.
Wang J Y, Yin H X, Ji X Y, et al. Performance analysis of MIMO UWOC systems with weak turbulence channels using mQAM and aperture averaging[J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(19): 1901002.
- [15] Gappmair W, Holzleitner J. Detector characteristic for decision-directed carrier phase recovery of 16/32-APSK signals[J]. *Electronics Letters*, 2006, 42(25): 1464-1466.
- [16] Jablon N K. Joint blind equalization, carrier recovery and timing recovery for high-order QAM signal constellations[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1992, 40(6): 1383-1398.
- [17] 陈行云. 高速 PDM-16QAM 相干光系统中 LDPC 差分联合迭代译码技术研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2016: 14-17.
Chen X Y. Research on LDPC differential joint iterative decoding technology in high-speed PDM-16QAM coherent optical system[D]. Changsha: Hunan University, 2016: 14-17.
- [18] Du Y. MTALB and FPGA implementation of digital modulation and demodulation technology: Altera/Verilog version [M]. Beijing: China Industry and Information Technology Publishing, 2020: 312.
- [19] 常力, 杨育红, 曲保章, 等. 差分编码在 16QAM 通信系统中的应用[J]. *信息工程大学学报*, 2003, 4(3): 44-47.
Chang L, Yang Y H, Qu B Z, et al. Application of differential coding in 16QAM communication system[J]. *Journal of Information Engineering University*, 2003, 4(3): 44-47.
- [20] 迟楠, 贺锋涛, 段作梁. 水下可见光通信关键技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2021: 58-67.
Chi N, He F T, Duan Z L. Key technologies of underwater visible light communication[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2021: 58-67.
- [21] 王涛, 韩彪, 史魁, 等. 基于全内反射透镜二次配光的水下 LED 通信研究[J]. *光学学报*, 2019, 39(8): 0806001.
Wang T, Han B, Shi K, et al. Underwater LED communication based on secondary light distribution with total internal reflection lens[J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(8): 0806001.
- [22] 任秀云, 李秀娜, 张延超, 等. 基于 DCO-OFDM 的水下光通信自适应光强探测电路设计[J]. *光学学报*, 2023, 43(24): 2406002.
Ren X Y, Li X N, Zhang Y C, et al. Design of an adaptive light intensity detection circuit for underwater optical communication based on DCO-OFDM[J]. *Acta Optica Sinica*, 2023, 43(24): 2406002.
- [23] 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.
- [24] 王鑫, 张运林, 赵巧华. 水体各组分吸收系数的测量方法研究[J]. *安全与环境学报*, 2007, 7(4): 97-102.
Wang X, Zhang Y L, Zhao Q H. On spectral absorption coefficients measurement methods of pure water, CDOM, total particulates, phytoplankton and nonalgal particulates[J]. *Journal of Safety and Environment*, 2007, 7(4): 97-102.

Research and Implementation of Miniaturized Underwater Wireless Optical Communication System Based on Field Programmable Gate Array and High-Power LED Array Light Source

Huang An, Yin Hongxi*, Ji Xiuyang, Liang Yanjun, Wen Hao, Wang Jianying,
Shen Zhongwei

*School of Information and Communication Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024,
Liaoning, China*

Abstract

Objective Underwater wireless optical communication (UWOC) featuring high speed, low delay, and high confidentiality can form a medium and short distance local area network (LAN) with high speed and strong real-time properties or can complement the advantages of underwater acoustic communication hybrid networking. It has become a research hotspot in recent years. The deployment and application of UWOC require high-performance, low-cost, and miniaturized practical optical transceivers. By employing a laser diode as a light source, the transmission distance is long with high speed, but the alignment of the light receiver and light sender is demanding, which is difficult for communication of non-fixed positions and orientations in the dynamic seawater environment. If the light-emitting diode (LED) is the light source, the alignment requirements can be greatly reduced, while the LED array can be adopted to enhance the light signals to extend the transmission distance. Meanwhile, the high-order modulation can be utilized to improve the problem of insufficient bandwidths. The existing UWOC systems based on LED design have a large room for improvement in transmission distance and transmission rate. Additionally, the system design can realize real-time high-order modulation, coding and signal processing, and miniaturized system integration by leveraging field programmable gate array (FPGA) at both receiving and transmitting ends, and further improve the system performance and practicality. Aiming at the application requirements of underwater UWOC with high speed, long distance, low cost, and miniaturization, we design a highly robust integrated miniaturized UWOC system based on high-power LED array and FPGA. The system can realize on-off keying (OOK) modulation, and flexibly realize high-order modulation and channel coding. Meanwhile, it can achieve a longer transmission distance and a higher transmission rate than the LED UWOC systems reported in previous references, with miniaturized integration of optical receivers and transmitters.

Methods The optical transmitter employs 45×1 W high-power LED array as the light source and takes total internal reflection (TIR) lens and parabolic reflector tube structure as the optical antenna to realize high-order modulation and coding by FPGA. In terms of optical receivers, an avalanche photodiode-automatic gain amplifier circuit (APD-AGC) optical receiver based on FPGA is designed. After being converted into the current signal by APD, the optical signal is converted into a voltage signal by transresistance amplifier module, then amplified into a voltage signal with fixed peak amplitude by automatic gain amplifier module, and finally input to the analog-to-digital conversion (ADC) module. The receiving FPGA can synchronously demodulate and decode the received signal in real time. In real-time synchronous signal transmission, the receiving and sending ends of the system adopt FPGA to process signals, which can support the real-time synchronous underwater transmission of commonly applied OOK signals and high-order modulation signals by taking 16QAM encoded by Reed Solomon (RS) channel as an example, which can meet the application requirements under different underwater scenarios. Finally, the optical communication receiver and transmitter are miniaturized and integrated with strict waterproof packaging and practical significance.

Results and Discussions Under a 12 m underwater channel, the UWOC system employs OOK and 16QAM modulation for data transmission. Within the error threshold, the transmission rate of the optical terminal can reach 30 Mbps. The 16QAM bit error rate is always higher than that of the OOK system. This is because QAM modulation requires high real-time synchronization of the signal, and the wide beam of the LED array makes underwater channel synchronization difficult due to the multi-path effect. However, at the same transmission rate, 16QAM has a higher bandwidth utilization than OOK modulation, which is because the system is limited by ADC sampling rate and synchronization algorithm, the bandwidth advantage of 16QAM high-order modulation signal is not fully utilized, and there is still great potential in rate improvement. In terms of robustness, the receiver can achieve effective reception of the deviation degree from the main optical axis within 40° at a distance of 12 m, reducing the difficulty of alignment and possessing strong robustness. To test the limit transmission distance of the system, we successfully build a cross-media link communication system with a

distance of 12 m water+30 m air (a total of 42 m) and transmit 22 Mbps nonreturn to zero (NRZ)-OOK shaper signal within the error decision threshold. In practical applications, the system can be applied to underwater scenarios. For example, it can be carried on the submarine to achieve underwater link deployment, and underwater node information collection or signal transmission. Additionally, its high-power LED array also supports the deployment of air-water link wireless optical communication links, such as the deployment of end machines on ships and underwater frogman or underwater robot community information interaction.

Conclusions We design and develop a high-robustness miniaturized UWOC system based on FPGA and high-power LED array light source, which supports traditional OOK modulation and m-QAM modulation. The system is tested experimentally by taking 16QAM modulation as an example, and the results show that under the real-time transmission of a 12 m water channel, the bit error rates for OOK modulation and 16QAM modulation are 2.467×10^{-4} and 3.467×10^{-3} respectively at 30 Mbps. The 22 Mbps NRZ-OOK shaping signal 12 m water +30 m air is transmitted across media links with a bit error rate of 3.619×10^{-4} . Additionally, the light source transmitter of a high-power LED array with optical collimation antenna and the optical receiver based on 3 mm large aperture APD automatic gain control can receive signals within 40° of the main optical axis in the 12 m underwater channel. Finally, the stringent requirements for UWOC system alignment and focusing are greatly reduced, and the system robustness for applications in the underwater environment is improved.

Key words underwater wireless optical communication; field programmable gate array; LED array; high-order modulation; miniaturized optical transceiver