

基于CMOS摄像头的水下MIMO短距离可见光通信

邓春丽^{1,2}, 宋锐², 李晓锋², 龙治红², 谭本军^{2*}

(1. 中南大学 信息科学与工程学院, 长沙 410083; 2. 张家界航空工业职业技术学院, 湖南 张家界 427000)

摘要: 由于水下信道的多径效应、时变效应, 水下无线电通信速率及信噪比均十分低, 在实际的水下通信应用场景, 如水下传感器网络, 需要同时获取多个信号源的码流信号, 提出一种基于CMOS摄像头的水下可见光多输入多输出(MIMO)通信系统。系统采样曼彻斯特编码以用于不同距离的信号源的时钟信号恢复, 同时提出了多个信号源识别及光强拟合的方法并研究了在水下环境中波特率对信号波形畸变的影响。实验结果表明: 在尺寸为 $4\text{ m} \times 3\text{ m} \times 3\text{ m}$ 的试验池中, 对LED阵列进行优化布局后, 本系统可实现 21 kb/s 的水下通信, 可适用于诸如水下传感器网络的短距离、少信息量的数据交换场合。

关键词: 可见光通信; 水下通信; CMOS 传感器; MIMO 通信; 传感器网络

中图分类号: TN912.11; TN911.33 **文献标识码:** A **文章编号:** 1002-5561(2020)03-001-05

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2020.03.001

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Underwater MIMO short distance visible light communication based on CMOS camera

DENG Chunli^{1,2}, SONG Rui², LI Xiaofeng¹, LONG Zhihong², TAN Benjun^{2*}

(1. College of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China;

2. Zhangjiajie Institute of Aeronautical Engineering, Zhangjiajie Hunan 427000, China)

Abstract: Due to the multipath effect and time-varying effect of underwater channel, the underwater radio communication rate and signal-to-noise ratio are very low. In the actual underwater communication application scenario such as underwater sensor network, it is necessary to obtain the code stream signals of multiple signal sources at the same time. An underwater visible multi input multi output(MIMO) communication system based on CMOS camera is proposed. The system samples Manchester code to recover the clock signal of different distance signal sources. At the same time, the method of multiple signal sources identification and light intensity fitting is proposed. The influence of baud rate on the signal waveform distortion in underwater environment is explored. The experimental results show that the system can achieve 21 kb/s underwater communication after the LED array is optimally arranged in a $4\text{ m} \times 3\text{ m} \times 3\text{ m}$ test cell. It can be used in short distance and small information data exchange occasions such as underwater sensor network.

Key words: visible light communication; underwater communication; CMOS sensor; multiple input multiple output communication; sensor network

0 引言

随着人类对深海领域探测的不断加深, 水下无线

收稿日期: 2019-04-15。

基金项目: 湖南省教育厅科研项目(16C1647)资助; 湖南省自然科学基金(2019JJ70036)资助。

作者简介: 邓春丽(1984-), 女, 山东济宁人, 硕士, 主要研究方向为半导体照明和可见光通信, 主持湖南省自然科学基金项目“基于可见光通信技术的室内服务机器人高精度定位系统研究”, 湖南省教育厅科研项目“自稳定多基色LED智能光源的研制与应用”; 参与省级科研项目4项、市厅级项目6项; 参编教材2本, 授权国家专利5个。



* 通信作者: 谭本军(E-mail: 784217300@qq.com)。

传感器网络(WSN)被广泛运用于水下环境监测、海底探测等领域, 如对海洋微生物、微型地震、地壳变形和污染物进行长期监测。而这些工作单靠人力是很难完成的, 如果将传感器置于水下, 组成水下无线传感器网络, 采用轮询的方式可以获得大量连续、大范围的准同步海洋数据, 为水下资源的保护、勘探提供科学依据。因此, 水下传感器之间进行无线通信成为一项关键性技术, 目前各国对水下通信技术研究的主要目的之一就是实现水下传感器、记录仪等设备间的通信^[1]。

水下可见光通信(UVLC)作为一种水下环境的无

邓春丽, 宋锐, 李晓锋, 等; 基于 CMOS 摄像头的水下 MIMO 短距离可见光通信

线通信技术, 最初应用在军工领域。而随着光电探测器件的发展, 基于发光二极管(LED)的 UVLC 技术得到了高速发展。当前, 水下无线光通信系统主要采用大功率 LED 或者激光作为信号源^[2-5]。2004 年, 美国的 Woods Hole 研究所和麻省理工大学在海水中采用普通的蓝光 LED 实现了 115 kb/s 的通信速率, 距离达到 5 m。2014 年, 日本学者 Izumi Mizukoshi 等人利用激光和采用正交频分复用技术成功实现了水下 2 m 的 968 Mb/s 通信速率。由于水下激光通信具有光束角度小、需严格对准和对人眼或者设备有害等缺点, 因此当前的研究热点集中在基于 LED 的 UVLC 系统设计。而现有的一些 UVLC 系统均采用光电探测器作为光信号接收机, 如光电二极管 (PD)、雪崩光电二极管 (APD)。PD 造价低, 但是响应灵敏度有限; APD 需要很高的偏置电压才能表现出较高的响应灵敏度, 且造价昂贵不适合大规模使用。而普通的 CMOS 摄像头造价低、体积小, 且驱动电压低、工作电流小, 基于其特有的“卷帘快门”效应, 可以记录下一帧画面的时间序列 (即拍摄得到图形具有时延性^[2])。若使用这类摄像头对经过数字调制的 LED 进行摄像, 则会得到滚动的条纹序列通过实时解码系统即可完成信息的传输^[6-10]。

目前, 国际上已有许多相关文献报道基于 CMOS 摄像头卷帘效应的可见光通信系统的应用。相比于基于模拟光电探测器件, 基于 CMOS 摄像头的可见光通信系统仅能支持最普通的开关键控 (OOK) 调制, 无法实现高速光通信; 但是在低速数据交换的应用场合, 基于 CMOS 摄像头的可见光通信系统有其自己的优势: ①设备简单且廉价; ②无需额外的多址技术^[11]; ③易于集成与移植。CMOS 摄像头是数字器件, 通过通用的数字器件接口可在多种运行平台上应用, 这对水下 WSN 的构建有重大意义^[12-14]。为此, 本文提出基于 CMOS 摄像头的水下可见光多输入多输出 (MIMO) 通信系统, 应用于水下短距离通信系统的构建, 并分析影响通信质量的相关因素。

1 水下短距离可见光通信系统信道模型与系统原理

1.1 水下短距离可见光通信信道模型

水下光通信信道模型与水对光信号的吸收和散射性质有密切关系。水下光信号传输的信道模型如图 1 所示。其中, $h(t)$ 为信道的时域单位脉冲响应。光在水中传播的衰减主要来源于吸收和散射 2 个过程。假设光源的初始辐射强度分布为 $E(\lambda, z_0)$, 则在沿直

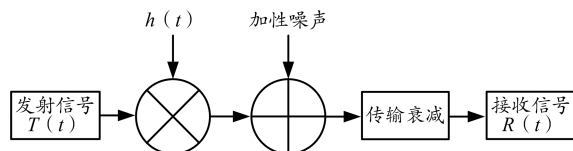


图 1 水下光信号传输信道模型

线位移传播的路径上的单辐射强度可以表示为:

$$E(\lambda, z) = E(\lambda, z_0) e^{-\tau_a(\lambda, z_0, z)} \quad (1)$$

其中, $\tau_a(\lambda, z_0, z)$ 为位置 z_0 到 z 的光学厚度, 其表达式为:

$$\tau_a(\lambda, z_0, z) = \int_{z_0}^z k_a(\lambda) dz \quad (2)$$

其中, 衰减系数 $k_a(\lambda)$ 是吸收系数 $k_{ab}(\lambda)$ 和散射系数 $k_{sc}(\lambda)$ 的总和:

$$k_a(\lambda) = k_{ab}(\lambda) + k_{sc}(\lambda) \quad (3)$$

1.2 系统原理

基于 CMOS 摄像头的可见光通信系统如图 2 所示。该系统由发射机、LED、CMOS 摄像头和解码设备组成。CMOS 摄像头在采集完整的一帧图像时采取逐行扫描的方式, 根据奈奎斯特采样定理, 若摄像头的单列图像采样速率大于 LED 驱动信号的码元速率的 2 倍, 则可以恢复出完整的编码信号。

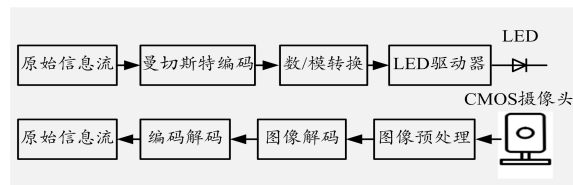


图 2 基于 CMOS 摄像头的可见光通信系统组成框图

在发射端, n 个光信号发生器产生 n 路可见光基带调制信号; 通过摄像头 (透镜及图像传感器) 将 n 个 LED 产生的光信号捕获并且转换为二维图像序列。发射端选用 LED 作为光信号发生器, 但是不限于此, 只要光源能够满足一定的开关速度均可用于当作本套系统的发射机。在接收端, 摄像头不仅仅限于独立的摄像头, 也可以是安装在智能设备上的摄像头模块。

1.3 解码算法

首先, 本文在普通实验室环境中搭建出完整的通信链路, 试验中采用 LED (CREE XPS 3W) 作为空间光信号的发射机, 来自信号发生器的驱动信号经过电流放大器 (DD311) 驱动 LED 发光。在接收端使用通用的 CMOS 数字摄像头。

由于数字摄像头捕获的图像大小受摄像头与目标物体的距离影响, 在发射机处采用了曼切斯特编码

用于恢复来自不同信号源的时钟。实验室环境下, 单信号源与双信号源的数字图像采集情况如图 3 所示。图像传感器可以捕获亮暗间隔对称的条纹图案, 由于光信号源的边缘光强衰减, 条纹图案在捕获图像中呈现模糊的边界。同时, 由于曼切斯特编码是高低电平对称的, 因此在测试阶段采用占空比为 50% 的方波信号作为测试信号测试系统的误码性能。

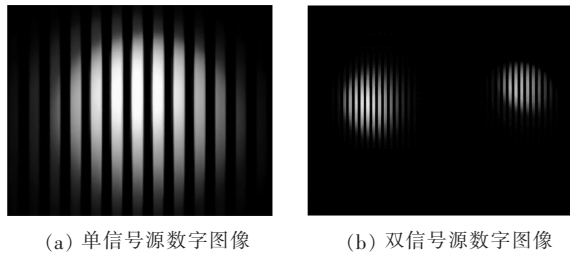


图 3 单信号源与双信号源的数字图像采集情况

具体的解码算法步骤如下:

①对接收到的数字图像计算灰度分布图。在计算机中采用 8 位比特数据存储图像的灰度信息, 即 0~255, 256 级灰度。其第 i 级灰度的分布函数表示为:

$$H(i) = \sum_{x=0}^{W-1} \sum_{y=0}^{H-1} h[I(x,y)] = \begin{cases} 1, & I(x,y)=i \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (4)$$

其中, $I(x,y)$ 是二维图像在 (x,y) 处的灰度值; W 和 H 分别为二维图像 I 的高度和宽度。单信号源与双信号源数字图像的灰度二维空间分布如图 4 所示。多信号源可用下述的图像分割算法分离, 转换为单信号源情况进行解码。从图 4 可以看出, 由于导光罩及透镜的影响, 在二维平面上背景光强分布呈现抛物线型。在圆形的中心 $I(x,y)$ 区域由于这种效应的存在导致明亮条纹的宽度偏窄, 因此在后续的比较阈值解码过程中需要动态调整比较阈值用于码元恢复。

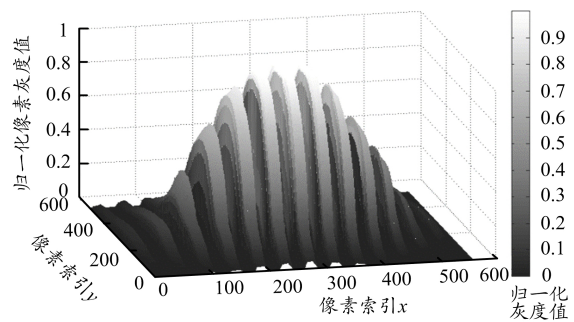
②对灰度化的图像进行高斯滤波。对数字图像进行高斯滤波是为了将条纹信息滤除, 用于后续步骤确定各个信号源所在的位置。

③使用最大类间方差法对获取的图像二值化。选取合适的灰度等级 T , 将步骤②得到的灰度像素分为 2 组: 一组的取值在 0~ T ; 剩下一组为 T ~255, 其中 T 是待确定的分类阈值。设整幅数字图像的像素个数为 N , 则可以计算第 i 级灰度像素出现的概率为:

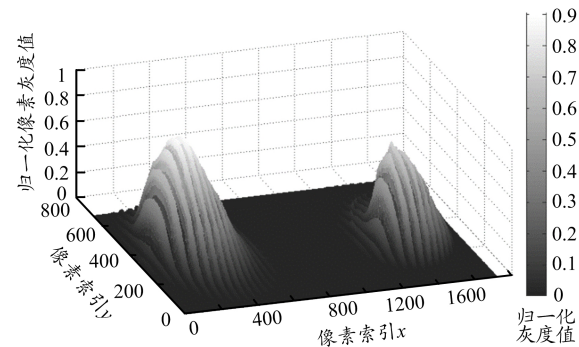
$$P_i = n_i / N \quad (5)$$

其中, n_i 为在整幅图像中第 i 级灰度像素出现的次数。

设 2 组像素在数字图像中所占的百分比分别为 $\overline{\omega}_1$ 、 $\overline{\omega}_2$, 平均灰度为 μ_0 、 μ_1 , 表达式可分别写为:



(a) 单信号源数字图像的灰度二维分布



(b) 双信号源数字图像的灰度二维分布

图 4 单信号源情况下获取的数字图像的灰度二维空间分布

$$\overline{\omega}_1 = \sum_{i=0}^T P_i, \overline{\omega}_2 = \sum_{i=T+1}^{255} P_i = 1 - \overline{\omega}_1 \quad (6)$$

$$\mu_1 = \sum_{i=0}^T iP_i, \mu_2 = \sum_{i=T+1}^{255} iP_i \quad (7)$$

计算数字图像总的平均灰度及类间方差为:

$$\mu = \overline{\omega}_1 \mu_1 + \overline{\omega}_2 \mu_2 \quad (8)$$

$$g(t) = \overline{\omega}_1 (\mu_0 - \mu)^2 + \overline{\omega}_2 (\mu_1 - \mu)^2 \quad (9)$$

最佳二值化阈值为:

$$T = \arg\max(g(t)) \quad (10)$$

④基于 Hough 变换检测图像中所有存在的信号源, 并确定有效图像区域。本试验中 LED 采用的导光面罩是圆形的, 因此以圆形图样为例简述具体实施方法, 其它几何形状的图案类似。首先, 利用 Sobel 算子提取出二值图像的边缘, 对图像边缘点逐一遍历代入参数域方程:

$$\begin{cases} x_i = a + r \cos(\theta) \\ y_i = b + r \sin(\theta) \end{cases} \quad (11)$$

其中, (x_i, y_i) 代表第 i 个边缘像素的二维坐标值; (a, b) 为圆的横纵坐标值, r 为圆的半径。然后, 统计参数域, 计算出所有的聚集点和数字图像中所有的信号源的范围位置, 并且可以用圆心及半径来描述每一个有效的信号范围 (a_k, b_k, r_k) , 其中 k 为有效信号范围的序号。

⑤在各个信号源有效图像范围内分别解码。在解码步骤不采用二值化的图像, 而采用灰度图像是基于 2 点考虑: 在二值化的过程中由于背景光源的分布不均匀性会导致条码的宽度失真; 在二值化的过程中图像有效区域的两侧由于光强较弱会导致信息丢失, 减小了单帧图像的传输速率。根据上述步骤①所述, 由于导光面罩及摄像头透镜的存在, 条码图案的波形分布呈现抛物线型, 因此为了码元宽度的准确恢复需要在解码时使用阈值曲线拟合。由于图像的光强分布为非线性函数, 常规的多项式拟合运算量大且曲线偏移大, 在摄像头解码过程中会造成传输延迟, 为此本文提出使用 BP 神经网络的最佳阈值快速拟合算法用于比较阈值的逼近。根据步骤④, 从获取的各个有效数字图像的区域 (a_k, b_k, r_k) 中获取一行数字图像信息。通过前向差分获取条纹突变点确定出“亮带”的数据, 并以“亮带”数据作为有效训练数据输入 BP 神经网络, 根据数字信号的最佳接收理论, 可将比较阈值设置为拟合数据大小的一半。具体的训练参数如表 1 所示。拟合效果如图 5 所示。训练后的网络输出数据与原始数据基本重合, 从图 5 中可以看出仅有少许偏差。

表 1 灰度阈值 BP 神经网络训练参数

参数	值
输入层数	1
中间层数	15
程序运行时间	<1 s
平均均方误差	10^{-6}
输出层数	1
最终下降梯度	0.65063
迭代次数	27

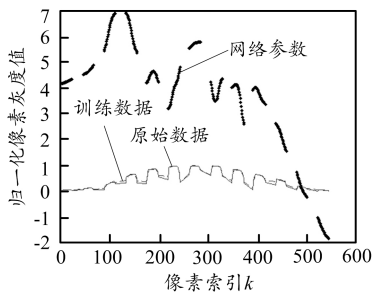


图 5 BP 神经元灰度函数拟合效果图

2 水下短距离通信实验

2.1 实验设计

本文在 4 m×3 m×3 m 的水下通信试验池中进行水下短距离光通信试验, 试验水池如图 6 所示。LED 及其驱动电路由密闭的潜水舱封闭后, 置于水底环境。具体的器件型号与室内实验所使用的完全相同。驱动信号来自 MCU

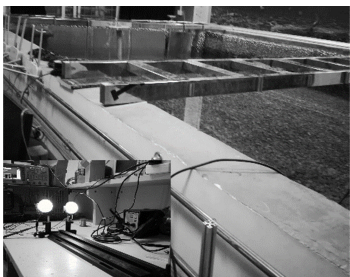


图 6 试验水池

(STM32F407) 的 GPIO 编码数据流, 数据流编码采用曼切斯特编码以用于不同信号源的时钟信号恢复。在 1 m 的通信范围内, 对接收到数字图像进行解码。由于不同摄像头的自动曝光量调节算法不同, 在实验中如果使用摄像头的自动曝光功能则会出现过曝或者曝光不足的现象。在过曝条件下由于入光亮太强会导致得到的暗条纹被强光掩盖, 而曝光不足会导致条纹图案区域偏小, 传输效率低。因此, 在本次试验中, 通过手动调节摄像头的曝光时间, 以达到最佳的解码效果。

2.2 单信号源的情况

在单信号源的条件下, 本文使用码元速率分别为 1 kBaud、1.5 kBaud、2 kBaud、2.5 kBaud 和 3 kBaud 的基带数字信号作为 LED 的驱动信号源并且在 1 m 的通信距离下分别对接收到的信号进行解码。解码效果如图 7 所示。

由图 7 可知, 码元速率在 1.5 kBaud、2 kBaud、2.5 kBaud 时, 解码波形不存在明显失真; 而当码元速率为 1 kBaud 及 3 kBaud 时, “亮纹”的占空比明显上升, 且在条纹的中部这一现象尤为明显。对于低频率的情况由于亮带持续时间过长, 导致曝光时间中入光亮过大, 使得“亮纹”膨胀。当码元速率过快时, 明暗条

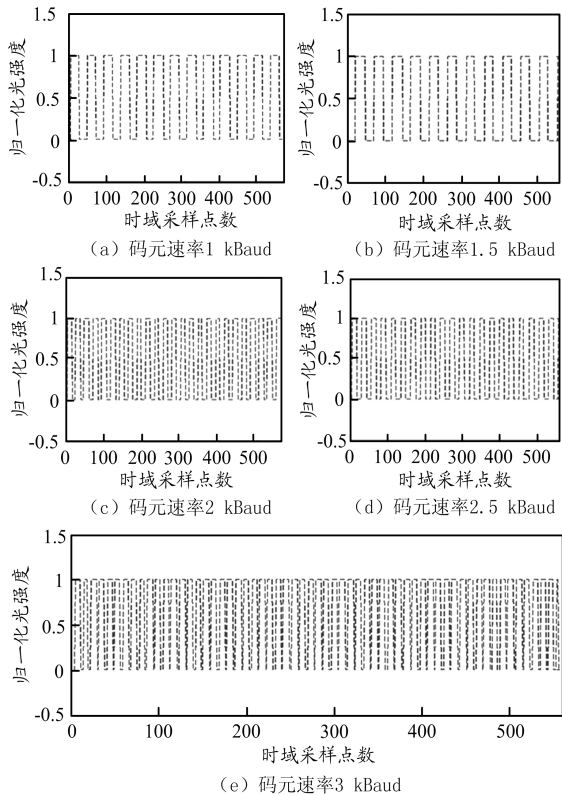


图 7 5 种码元速率的解码效果情况

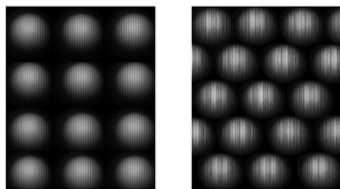
纹的边界线容易受到图像噪声影响导致边界模糊。进一步的统计数据表明: 在码元速率为 1 kBaud 时, 解码波形的占空比为 56.3%; 在码元速率为 1.5 kBaud、2 kBaud 和 2.5 kBaud 时, 解码波形的占空比分别为 50.3%、51.4% 和 49.9%; 而当码元速率上升至 3 kBaud 时, 解码波形占空比上升至 69.4%, 已不能很好地分辨出单个码元。

本文选取波形恢复最好的码元速率为 2.5 kBaud, 在运行解码算法后在有效图像区域实际恢复出的码元数目为 36 个, 而摄像头帧率最高可达 120 f/s (单帧 800×600 分辨率), 因此若不考虑解码算法的运行时间, 则理想的传输速率仅达到 4.32 kb/s。

2.3 MIMO 的情况

在多个信号源的场合可通过提高单帧图像的分辨率来获取更大范围的信号 (以降低帧率为代价)。在 MIMO 的情况下具体的各个信号源的解码过程不再赘述。本文将摄像头的分辨率调至最高的 4163×3120, 在上述实验模型不改变的情况下进行实验。图 8(a) 为将多个 LED 按阵列的方式摆放, 通过调节摄像头的曝光度可最多获得 12 个无混叠的图像; 图 8(b) 为通过改变 LED 的排列位置, 使得 LED 呈密堆积式排列可增加图像空间的利用率。

类似于上述的单信号源的情况, 对各个有效范围内的图像进行解码。若采用图 8(b) 所示的信号源排列方案, 则在码元速率为 2.5 kBaud 的情况下, 理论传输速率可



(a) 阵列式排列 (b) 密堆积式排列

图 8 LED 阵列排布方式

达 38.9 kb/s。实际试验中考虑到重发机制, 实际的传输速率达 21 kb/s, 在 1 m 的传输条件下, 本文采取视频传输测试, 对经过系统传输后的视频解码, 通过收发信号对比, 系统误码率小于 10^{-6} 。

基于上述分析可知系统的传输速率主要受到摄像头分辨率、帧率及信号源调制速率因素影响。同时, 大多数数字摄像在提高图像分辨率时会降低帧率, 因此在实际应用中可以根据实际需要动态调制摄像头的工作模式。

3 结束语

本文将基于数字摄像头的可见光通信系统应用至水下短距离通信, 并针对诸如水下传感器网络等分布式传感器节点间通信的应用场景, 提出一种 MIMO

的通信方案, 包括编码方式、解码算法。进一步分析了在不同编码速率下的系统传输性能, 通过合适地调整摄像头的曝光时间参数, 可以实现基于数字摄像头的 MIMO 可见光通信系统在水下的应用。本系统在摄像头使用 4163×3120 分辨率模式下可以实现 21 kb/s 的通信速率, 通过测试, 通信误码率低于 10^{-6} 。同时, 由于使用了 MIMO 方案, 可在一帧有效图案内获取来自多个信号源的码流。实验数据综合表明: 本系统适合于水下诸如传感器网络、多信号源、小数据量和短距离应用场合的信息传输。

参考文献:

- [1] KILFOYLE D B, BAGGEROER A B, et al. The state of the art in underwater acoustic telemetry: Special issue papers on underwater acoustic communication[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2000, 25(1): 4–27.
- [2] 邹鑫. 基于 Android 手机摄像头的可见光通信技术研究[D]. 大连: 大连海事大学, 2015.
- [3] RAJAGOPAL S, ROBERTS R D, LIM S K. IEEE 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support [J]. IEEE Communications Magazine, 2012, 50(3): 72–82.
- [4] JOVICIC A, LI J, RICHARDSON T. Visible light communication: opportunities, challenges and the path to market[J]. IEEE Communications Magazine, 2013, 51(12): 26–32.
- [5] LI B, WANG J, ZHANG R, et al. Multiuser MISO Transceiver Design for Indoor Downlink Visible Light Communication Under Per-LED Optical Power Constraints[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(4): 1–15.
- [6] KIM S M. Wireless visible light communication technology using optical beamforming [J]. Optical Engineering, 2013, 52 (10): 106101-1–106101-6.
- [7] DING J P, JI Y F. Evolutionary algorithm-based optimisation of the signal-to-noise ratio for indoor visible-light communication utilising white light-emitting diode[J]. Iet Optoelectronics, 2012, 6(6): 307–317.
- [8] QIAN H, CHEN J, YAO S, et al. One-Bit Sigma-Delta Modulator for Nonlinear Visible Light Communication Systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(4): 419–422.
- [9] HE S, REN G, ZHONG Z, et al. M-ary Variable Period Modulation for Indoor Visible Light Communication System [J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(7): 1325–1328.
- [10] 丁德强, 柯熙政. 可见光通信及其关键技术研究 [J]. 半导体光电, 2006, 27(2): 114–117.
- [11] 骆宏图, 陈长缨, 傅倩, 等. 白光 LED 室内可见光通信的关键技术 [J]. 光通信技术, 2011, 35(2): 56–59.
- [12] 洪阳, 陈健, 王子雄. 基于 BD 预编码的多用户 MIMO 室内可见光通信系统[J]. 光子学报, 2013, 42(11): 1277–1282.
- [13] 金伟. 室内可见光通信系统信道研究 [D]. 南京: 南京邮电大学, 2011.
- [14] UEMA H, MATSUMURA T, SAITO S, et al. Research and Development on Underwater Visible Light Communication Systems [J]. Electronics & Communications in Japan, 2015, 98(3): 9–13.