

文章编号: 1001-3806(2013)05-0605-05

## 水下无线光通信中的 FDPIM 性能研究

姚文明, 饶炯辉\*, 张晓晖, 熊天林, 于洋  
(海军工程大学 兵器工程系, 武汉 430033)

**摘要:** 为了改善脉冲位置调制需要符号同步和数字脉冲间隔调制、双头脉冲间隔调制、多幅度脉冲间隔调制符号长度不固定所引起的接收机结构复杂和调制器速率不固定等问题, 提出将定长数字脉冲间隔调制应用于水下无线光通信系统。分析了带宽需求、传输容量, 并与其它调制方式进行了比较; 在给出水下无线光通信信道模型的基础上, 推导了该信道中定长数字脉冲间隔调制方式的误包率表达式。结果表明, 定长数字脉冲间隔调制适用于水下无线光通信系统。

**关键词:** 光通信; 定长数字间隔脉冲调制; 水下; 差错性能

**中图分类号:** TN929.1 **文献标识码:** A **doi:** 10.7510/jgjs.issn.1001-3806.2013.05.010

### Performances of fixed-length digital pulse interval modulation in underwater wireless optical communication

YAO Wen-ming, RAO Jiong-hui, ZHANG Xiao-hui, XIONG Tian-lin, YU Yang  
(Department of Weaponry Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

**Abstract:** In order to improve the complex structure of the receiver and the transmitter and the unfixed rate of the modulator while pulse position modulation (PPM) needed symbol synchronization and digital pulse interval modulation (DPIM), dual-header pulse interval modulation (DHPIM), multilevel digital pulse interval modulation (MDPIM) had unfixed symbol length, fixed-length digital pulse interval modulation (FDPIM) used in underwater wireless optical communication system was put forward. Bandwidth requirement and transmission capacity were analyzed, compared with on-off keying (OOK), PPM, DPIM and MDPIM. Based on the model of underwater wireless optical communication channel, packet error rate (PER) of FDPIM for this channel was presented. The results show that FDPIM is suitable for underwater optical wireless communication system

**Key words:** optical communication; fixed-length digital pulse interval modulation; underwater; error performance

## 引 言

目前水下光通信系统包括 3 个基本部分: 发射机、信道和接收机。采用何种调制技术是其中核心的问题之一, 调制方式的选用取决于所涉及系统的用途和环境等一系列准则, 对于水下无线光通信系统, 除了考虑获得较高的带宽利用率和功率利用率之外, 还需考虑其结构复杂性和可实现性。

在无线光通信中广泛应用实现相对简单的强度调制/直接检测 (intensity modulation-direction modulation, IM/DD) 脉冲光通信系统<sup>[1]</sup>。近年来, 调制方

式不断衍生, 以达到更好的效果。如脉冲位置调制 (pulse position modulation, PPM) 的改进型: 差分脉冲位置调制 (differential pulse-position modulation, DPPM); 脉冲间隔调制 (pulse interval modulation, PIM) 的改进型: 双头脉冲间隔调制 (dual-header pulse interval modulation, DHPIM)。SHIU 研究了将 DPPM 用于室内红外光无线通信的性能<sup>[2]</sup>, 推导了 DPPM 的误包率和功率谱密度<sup>[3]</sup>。ZHAO 等人研究了 DPPM 调制解调的硬件实现, 给出了一种系统实现方案<sup>[4]</sup>。ZHANG 等人在 PPM 的基础上, 提出一种双幅度脉冲位置调制 (dual amplitude pulse position modulation, DAPPM), 在保持一定的功率利用率的前提下, 提高了 PPM 的带宽效率和信道传输容量, 并推导出 DAPPM 的功率谱<sup>[5]</sup>, 并对光通信中基于脉冲调制的联合编码调制研究<sup>[6]</sup>。PPM 及其改

作者简介: 姚文明 (1989-), 男, 硕士研究生, 主要从事无线光通信方面的研究。

\* 通讯联系人。E-mail: 13995523850@139.com

收稿日期: 2012-12-05; 收到修改稿日期: 2012-12-26

进型调制方式能量利用率较高、性能优良,但需要符号同步,接收机结构复杂,增加了实现难度,此外,对多径传输信道,由于它带宽要求较高,PPM会带来更高的多径损耗。GHASSEMLOOY在1998年推导了DPIM的误包率和功率谱密度<sup>[7]</sup>,ALDIBBIAT推导出了DHPIM的误包率、带宽需求、平均功率需求以及功率谱密度,并对其性能进行了相关分析<sup>[8,9]</sup>。GHASSEMLOOY对脉冲间隔调制进行改进提出了多幅度脉冲间隔调制(multilevel digital pulse interval modulation,MDPIM)<sup>[10]</sup>,该方式用多个幅度来减少信号的平均长度。WEI推导了水下无线光通信信道模型中采用MDPIM误包率的表达式,带宽和功率利用率得到很大提高<sup>[11]</sup>。2010年,北卡罗莱纳州立大学的研究人员在其新一代原理样机中硬件实现了DPIM<sup>[12]</sup>。PIM及其改进型调制方式具有诸多优良性能,提高了带宽利用率,不需要符号同步,但由于其符号长度不固定,所以会造成调制器速率不固定、调制器等待或缓存器溢出等问题,实现难度较大<sup>[12-14]</sup>。

作者在脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制的基础上研究定长数字脉冲间隔调制,分析了带宽需求和传输容量,推导了水下无线光通信模型下<sup>[11]</sup>该调制方式的误包率。

## 1 定长数字脉冲间隔调制方式分析

### 1.1 符号结构

定长数字脉冲间隔调制(fixed-length digital pulse interval modulation,FDPIIM)是将一个二进制的 $M$ 位数据组映射成一个长度为 $2^M + 4$ 个时隙的双脉冲信号<sup>[13]</sup>。假设 $k$ 为符号所表示的十进制数,每个符号的第1个位置为单时隙脉冲信号,当解调器解调时,如果判断收到的第1个时隙为单时隙脉冲时,则开始解调,单时隙脉冲信号后加一个保护时隙、表示信息的 $k$ 个空时隙,保护时隙的目的是为了防止单脉冲时隙后直接出现“1”,使得解调无法进行。解调正常进行时,解调器自单时隙脉冲后开始计数,至判断收到的脉冲为标示脉冲时为止,所计数减1便可实现解调。标示脉冲为一个双时隙脉冲,后跟 $2^M - k$ 个空时隙,其中第1个空时隙也是保护时隙,以防止出现连续的三时隙脉冲<sup>[15]</sup>。

当 $M=4$ 时,FDPIIM的编码结构如图1所示,为了便于比较,图1中也绘制了OOK,PPM和DPIM等

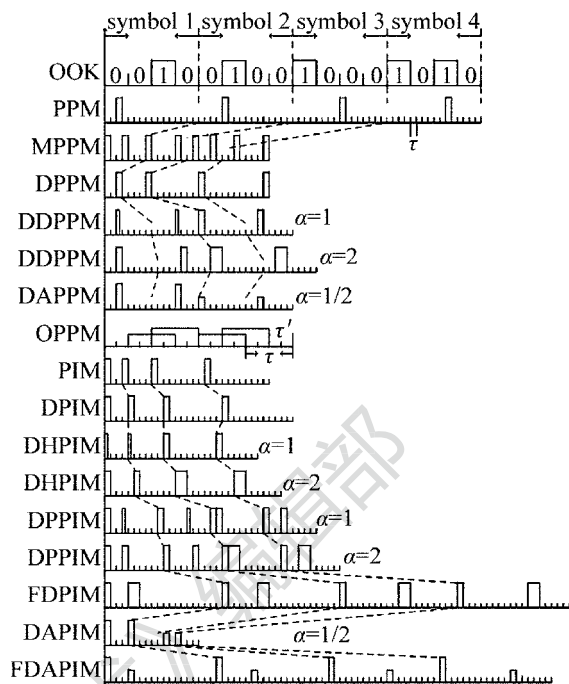


Fig. 1 Symbol structures of different modulation modes

其它不同调制方式的编码结构图形。

### 1.2 带宽需求

假设发射机信源比特率为 $R_b$  bit/s,FDPIIM调制的时隙宽度为 $T_{s-FDPIIM}$ 。由 $L_{FDPIIM} T_{s-FDPIIM} = MT_b$ 得 $T_{s-FDPIIM} = MT_b / (2^M + 4)$ ,即FDPIIM的带宽为:

$$B_{FDPIIM} = \frac{1}{T_{s-FDPIIM}} = \frac{1}{MT_b / (2^M + 4)} = \frac{R_b(2^M + 4)}{M} \quad (1)$$

图2中将PPM,DPIM,MDPIM和FDPIIM等调制方式的带宽需求相对于开关键控做归一化处理<sup>[14]</sup>,由图可知:MDPIM的带宽需求最低,DPIM次之,定长数字脉冲间隔调制的带宽需求较高。当 $M \geq 4$ 时,FDPIIM的带宽与PPM的带宽相接近,且随着 $M$ 的不断增大,两者近似程度越来越高。

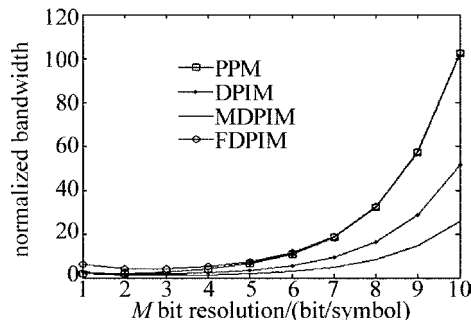


Fig. 2 Bandwidth requirements of PPM, DPIM, MDPIM and FDPIIM

### 1.3 传输容量

假设4种调制方式的时隙宽度相同且为 $T$ ,用

比特率来衡量系统的传输容量,则 OOK 的传输容量为  $\frac{M}{MT} = \frac{1}{T}$ 。PPM, DPIM, FDPIM 和 MDPIM 的符号长度分别为  $2^M T, \frac{2^M+3}{2} T, \frac{2^{M-1}+3}{2} T$  和  $(2^M+4) T$ , 则 PPM, DPIM, MDPIM 和 FDPIM 的传输容量分别为  $\frac{M}{2^M T}, \frac{2M}{(2^M+3) T}, \frac{2M}{(2^{M-1}+3) T}$  和  $\frac{M}{(2^M+4) T}$ 。

在时隙宽度相同条件下,将 PPM, DPIM, MDPIM 和 FDPIM 等调制方式的传输容量相对于 OOK 做归一化处理,如图 3 所示,可以看出,随着  $M$  的增大, FDPIM 的传输容量与 PPM 的传输容量相接近。

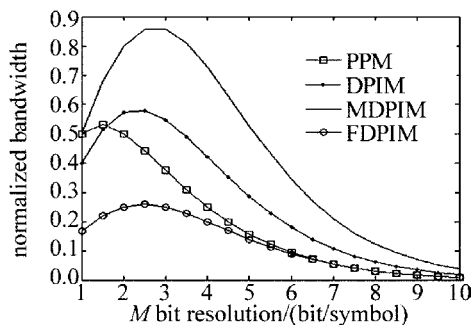


Fig. 3 Transmission capacities of PPM, DPIM, MDPIM and FDPIM

## 2 差错性能分析

### 2.1 水下无线光通信的信道模型

功率利用率和通信系统的差错性能关系密切,所以对信道的信号功率和噪声功率的研究是对差错性能分析的重要前提。因此,本文中首先分析了水下无线光通信的信道模型。已知,通信距离小于 100m 时,由于水体散射而引起的光脉冲的时间域展宽量非常小,因此可以忽略不计。由水体光传输指数衰减定律可知,经过传输距离  $z$  后,平均接收光功率为<sup>[11]</sup>:

$$P_r = A_s G_r \frac{d^2}{4 [\tan(\theta/2)]^2} P_s \cdot \exp(-cz) \quad (2)$$

式中,  $P_s$  是发射光功率,  $A_s$  是发射机损耗,  $G_r$  是接收机增益,  $\theta$  是光束远场发散角,  $d$  是接收透镜直径,  $c$  是水体衰减系数。

GILES 将水下无线光通信的平均噪声视作 4 种噪声源的集合,其功率谱密度为<sup>[16]</sup>:

$$N_0 = \sqrt{P_{s,n}^2 + P_{b,n}^2 + P_{a,n}^2 + P_{d,n}^2} \quad (3)$$

式中,  $P_{s,n}$  是信号光造成的噪声功率谱密度,  $P_{b,n}$  是环境光造成的噪声功率谱密度,  $P_{a,n}$  是前置放大器噪声功率谱密度,  $P_{d,n}$  是暗电流造成的噪声功率谱

密度。平均噪声功率为  $N_0 B$ ,  $B$  为系统带宽。

### 2.2 误包率推导

加性高斯噪声模型被广泛应用在无线光通信中<sup>[17]</sup>,不考虑时域展宽因素时,该信道模型可被水下无线光通信采用:

$$y(t) = R \cdot H \cdot P_s + n(t) \quad (4)$$

式中,  $y(t)$  是接收端判决电路的输入电流,  $R$  为光探测器的灵敏度,  $H$  表示光功率从发射端到接收端的衰减,  $n(t)$  为通信系统的噪声,由于光信号转化为电信号,在硬件上以电平形式显示,不管有无光信号,都会存在直流电平,大小由具体环境和电路决定,均值确实大于 0,噪声叠加在直流电平上。但是,在进行判决之前,电路过滤直流电平,使其回到 0 附近,所以可以假设  $n(t)$  为高斯白噪声。

如图 4 所示,在不考虑水下信道的时域影响时,可以假设判决电路的输入信号为:

$$y(t) = \begin{cases} I_p + n(t), & (\text{有脉冲时}) \\ n(t), & (\text{无脉冲时}) \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $I_p$  是探测器的峰值电流,有脉冲和无脉冲时探测信号的概率密度分别为:

$$\begin{cases} P_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(y - I_p)^2}{2\sigma^2}\right] \\ P_0 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right] \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $\sigma$  表示高斯白噪声  $n(t)$  的标准方差。

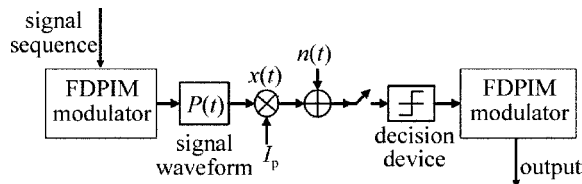


Fig. 4 IM/DD schemes model using hard-deciding threshold detector

由于接收到一个脉冲的概率低于无脉冲的概率,那么最佳的判决门限可以设为  $I_0 = kI_p$  ( $0 < k < 1$ )。每一个时隙出错的概率由两部分组成:无脉冲被判为有脉冲,有脉冲被判为无脉冲,其概率分别为<sup>[10]</sup>:

$$\begin{cases} P_{0,e}(y) = \int_{kI_p}^{\infty} P_0(y) dy = Q\left(k \frac{I_p}{\sigma}\right) \\ P_{1,e}(y) = \int_{-\infty}^{kI_p} P_1(y) dy = Q\left[(1-k) \frac{I_p}{\sigma}\right] \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(y - I_p)^2}{2\sigma^2}\right] dy$ , 对于矩形光脉冲,当有脉冲时的峰值电流为:

$$\begin{cases} I_p = RP_r \frac{L}{1+k} \\ \sigma^2 = \frac{N_0 R_b L}{M} \\ \frac{I_p}{\sigma} = \frac{1}{1+k} RP_r \sqrt{\frac{ML}{N_0 R_b}} \end{cases} \quad (8)$$

假设“1”和“0”等概率出现,接收到“0”的概率为  $l_0$ ,接收到“1”的概率为  $l_1$ ,则  $l_0 = (L-3)/L, l_1 = 3/L$ ,每个时隙发生错误的概率  $P_{s,e} = l_0 P_{0,e} + l_1 P_{1,e}$ ,即:

$$P_{s,e} = \frac{1}{L} \left\{ (L-3) Q\left(k \frac{I_p}{\sigma}\right) + 3Q\left[(1-k) \frac{I_p}{\sigma}\right] \right\} \quad (9)$$

FDPIIM 的误包率为:

$$P_{p,e} = 1 - (1 - P_{s,e})^{\frac{M}{L}} \quad (10)$$

当  $P_{s,e}$  很小时,  $P_{p,e} \approx \frac{NL}{M} P_{s,e}$  因此,  $N$  位 FDPIIM

的误包率为:

$$P_{p,e-FDPIIM} = \frac{N}{M} \left\{ (L-3) Q\left(k \frac{I_p}{\sigma}\right) + 3Q\left[(1-k) \frac{I_p}{\sigma}\right] \right\} \quad (11)$$

对于发送  $N$ bit 的数据包而言,通常硬判决门限为 0.5 时:

$$P_{p,e-FDPIIM} = \frac{N}{M} \left[ LQ\left(\frac{I_p}{2\sigma}\right) \right] = \frac{N(2^M + 4)}{M} \times \left\{ Q\left[ \frac{1}{3} RP_r \sqrt{\frac{M(2^M + 4)}{N_0 R_b}} \right] \right\} \quad (12)$$

同理可得 OOK, DPIM, PPM 和 MDPIIM 等 4 种调制方式的误包率<sup>[10]</sup>:

$$\begin{cases} P_{p,e-OOK} = NQ\left(RP_r \sqrt{\frac{1}{N_0 R_b}}\right) \\ P_{p,e-DPIIM} = \frac{N(2^M + 3)}{2M} Q\left[ RP_r \sqrt{\frac{M(2^M + 3)}{8N_0 R_b}} \right] \\ P_{p,e-PPM} = \frac{N(2^M)}{M} Q\left[ RP_r \sqrt{\frac{M(2^M)}{4N_0 R_b}} \right] \\ P_{p,e-MDPIIM} \approx \frac{N(2^{M-2} + 2)}{M} Q\left[ \frac{RP_r}{3} \sqrt{\frac{M(2^{M-1} + 3)}{2N_0 R_b}} \right] \end{cases} \quad (13)$$

在相同  $M$  值下 PPM, DPIM, MDPIIM 和 FDPIIM 的误包率和信噪比的关系如图 5 所示,由图可知,

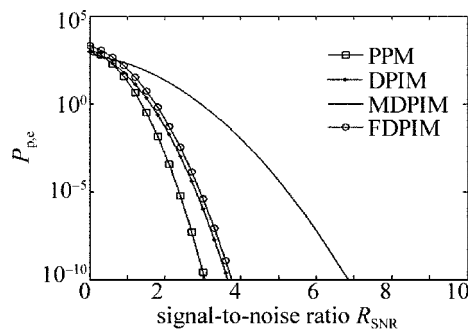


Fig. 5 Relationship between packet error rate for different modulation mode and signal-to-noise ratio for same  $M$

MDPIIM 适用于信噪比较高的系统中,在水下无线光通信系统中,由于水体散射和吸收造成信号减弱,加上水下传输噪声大,导致水下光通信信噪比明显下降,因此,PPM, DPIM 和 FDPIIM 较 MDPIIM 更适合作为水下光通信系统的调制方式,其中,DPIM 与 FDPIIM 的误包率相接近。当信噪比  $R_{SNR} \leq 4$  时,FDPIIM 的误包率明显优于 MDPIIM。在  $R_{SNR} = 3$  时,定长数字脉冲间隔调制的误包率要优于 MDPIIM 大约 5 个数量级。图 6 中,当  $P_{p,e-FDPIIM} = 10^{-5}$  时,  $M$  越大,所需的信噪比越小,考虑到信道衰减及噪声功率与  $M$  无关,可以认为  $M$  越大,所需的接收光功率越小。

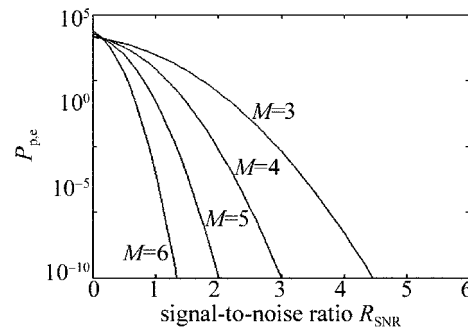


Fig. 6 Relationship between packet error rate for FDPIIM and signal-to-noise ratio for different values of  $M$

### 3 结 论

在数字脉冲间隔调制和脉冲位置调制的基础上提出将定长数字脉冲间隔调制应用于水下无线光通信。研究了带宽需求和传输容量,推导了水下无线光通信信道模型下的 FDPIIM 误包率表达式,并通过仿真与 PPM, DPIM 和 MDPIIM 进行了比较。MDPIIM 适用于信噪比较高的系统中,PPM, DPIM 和 FDPIIM 较 MDPIIM 更适合应用于水下光通信系统,当信噪比较低时 ( $R_{SNR} \leq 4$ ), FDPIIM 的误包率明显优于 MDPIIM。同时,FDPIIM 在接收端不需要符号同步,弥补了 PPM 需要符号同步的缺陷;FDPIIM 与 DPIM



相比,符号长度固定,不会出现因符号时隙个数不固定所引起的调制器等待或缓冲器溢出问题。该调制方式可实现性强、结构简单,适合水下无线光通信环境。

#### 参 考 文 献

- [1] WANG H X, ZHU Y B, ZHANG T Y, *et al.* Performance study of optical wireless DH-PM and DPM[J]. *Laser Technology*, 2007, 31(1): 92-94 (in Chinese).
- [2] SHIU D S, KAHN J M. Differential pulse position modulation for power-efficient wireless infrared communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(8): 219-224.
- [3] SHIU D S, KAHN J M. Differential pulse position modulation for power-efficient optical communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(8): 1201-1210.
- [4] ZHAO L, KE X Zh, LIU J. Research on differential pulse position modulation in optical wireless communication[J]. *Laser Journal*, 2007, 28(2): 63-64 (in Chinese).
- [5] ZHANG T Y, WANG H X, ZHU Y B, *et al.* Dual-amplitude pulse position modulation for optical wireless communications[J]. *Laser Journal*, 2007, 28(6): 71-73 (in Chinese).
- [6] ZHANG T Y, WANG H X, HE W F, *et al.* Error coded modulation based on digital pulse modulation for in optical wireless communication[J]. *Laser Technology*, 2010, 34(6): 843-846 (in Chinese).
- [7] GHASSEMLOOY Z, HAYES A R, SEED N L. Digital pulse interval modulation for optical communications[J]. *IEEE Communications Magazine*, 1998, 36(12): 95-99.
- [8] ALDIBBIAT N M, GHASSEMLOOY Z, McLAUGHLIN R. Error performance of dual header pulse interval modulation (DH-PIM) in optical wireless communications[J]. *IEE Proceedings: Optoelectronics*, 2001, J148(2): 91-96.
- [9] ALDIBBIAT N M, GHASSEMLOOY Z, McLAUGHLIN R. Spectral characteristics of dual header pulse interval modulation (DH-PIM)[J]. *IEE Proceedings: Optoelectronics*, 2001, J148(5): 280-286.
- [10] GHASSEMLOOY Z, ALDIBBIAT N M. Multilevel digital pulse interval modulation scheme for optical wireless communications[C]// *IEEE; 2006 International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON 2006*. Nottingham, UK; IEEE, 2006, 3: 149-153.
- [11] WEI W, HUA L H, ZHANG X H, *et al.* Performance on underwater optical wireless communication employing multilevel digital pulse interval modulation[J]. *Laser Technology*, 2011, 35(3): 330-333 (in Chinese).
- [12] SIMPSON J A, COX W C, KRIER J R. 5Mbps optical wireless communication with error correction coding for underwater sensor nodes[C]// *IEEE, OCEANS Conference-OCEANS*, 2010. Seattle, WA, USA; IEEE, 2010: 1-4.
- [13] ZHANG T Y, WANG H X, CHENG G, *et al.* A novel fixed length digital pulse interval modulation for optical wireless communications[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2007, 34(12): 1655-1659 (in Chinese).
- [14] KE X Zh, CHEN J N. Performance comparison of various pulse position modulation in wireless laser communication[J]. *Laser Technology*, 2012, 36(1): 67-76 (in Chinese).
- [15] YU X N, LI J Y. The FPGA implementation of a novel modem for ultraviolet communication system[J]. *Optical Communication Technology*, 2009(12): 14-16 (in Chinese).
- [16] GILES J W. Underwater optical communications systems part 2 basic design considerations[C]// *IEEE; Military Communications Conference*, 2005. MILCOM 2005. Atlantic City, NJ, USA; IEEE, 2005: 1700-1705.
- [17] SCHILL F, ZIMMER U R, TRUMPF J. Visible spectrum optical communication and distance sensing for underwater applications[C]// *Proceedings of ACRA' 2004*. Canberra, Australia; The Australia Robotics and Automation Association Inc., 2004: 1-8.