

可见光通信调制方式及其性能研究

刘洋 章国安

南通大学电子信息学院, 江苏 南通 226019

摘要 为了实现白光LED室内照明以及通信的双重功能,根据可见光通信的特点,在分析开关键控调制(OOK)、脉冲位置调制(PPM)、数字脉冲间隔调制(DPIM)以及双头脉冲间隔调制(DH-PIM)结构的基础上,提出一种新型反向双头脉冲间隔调制(RDH-PIM)方式。分析比较了各种调制方式的编码结构、带宽需求以及平均发射功率,推导了系统误时隙率表达式。仿真结果表明,OOK具有最小的带宽需求,RDH-PIM可以获得最大的平均发射功率,且带宽利用率明显优于PPM和DPIM。作为一种折中的调制方式,RDH-PIM在无线光通信中有一定的应用价值。

关键词 光通信;可见光通信;调制方式;反向双头脉冲间隔调制;误时隙率

中图分类号 TN929.12 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/LOP51.090601

Study on Modulation Scheme of Visible Light Communications and Its Performance

Liu Yang Zhang Guoan

School of Electronics and Information, Nantong University, Nantong, Jiangsu 226019, China

Abstract In order to use white LED as a lighting source and communication part, a novel modulation scheme called reverse dual header pulse interval modulation (RDH-PIM) is proposed for indoor visible light communications based on the analysis of on-off keying (OOK), pulse position modulation (PPM), digital pulse position modulation(DPIM), and dual header pulse interval modulation (DH-PIM). The symbol structure, bandwidth requirement and average transmit power are analyzed and compared, and the slot error rate is derived. The simulation results show that OOK has the minimum bandwidth, while RDH-PIM has the highest average transmit power and its bandwidth efficiency is notably better than PPM and DPIM. Hence, RDH-PIM is superior in the optical wireless communication system.

Key words optical communications; visible light communications; modulation scheme; reverse dual header pulse interval modulation; slot error rate

OCIS codes 060.1660; 060.2605; 060.4080; 060.4510

1 引言

白光LED光源与普通照明设备相比,具有功耗低、寿命长、体型小、发光效率高、调制性能好、价格低廉等优点,使LED在用于照明的同时也有可能应用于通信领域。高亮度、低功耗的白光LED产业的兴起,使照明领域面临着一场新的变革,半导体照明取代传统照明势在必行。基于室内LED光源的无线光通信将作为一种新兴的通信方式,同时具备光纤通信和射频通信的优势,并且具有高速、成本低、无需申请频率使用权、安全性良好等优点,逐渐展现出其巨大的发展潜力以及广阔的应用空间^[1]。近年来,可见光通信已经成为国际通信研究领域的必争之地,美国、日本以及欧洲各国的通信科研人员都在争相进行研究。日本的Tanaka

收稿日期: 2014-03-14; 收到修改稿日期: 2014-04-06; 网络出版日期: 2014-07-30

基金项目: 国家自然科学基金(61371113)、交通运输部应用基础研究资助项目(2013-319-825-110)、江苏省普通高校研究生科研创新计划(CXZZ13_0689)、南通大学研究生科技创新计划(YKC13001)

作者简介: 刘洋(1989—),男,硕士研究生,主要从事无线光通信方面的研究。E-mail: 474338752@qq.com

导师简介: 章国安(1965—),男,教授,博士生导师,主要从事无线Mesh网络、无线光通信等方面的研究。

E-mail: gzhang@ntu.edu.cn(通信联系人)

等率先开展了一系列基础性的理论研究,并成立了“可见光通信联盟”^[2];2009年,美国政府斥资1.85亿美元,成立了一个为期10年的“智能照明”项目,涉及多家学院的30多位大学研究人员^[3]。我国在可见光通信研究方面起步较晚,但也取得了一些令人瞩目的成绩,近日,复旦大学迟楠教授所领导的课题组在实验室成功实现了一种利用屋内可见光传输网络信号的国际前沿通信技术,研究人员将网络信号接入一盏1W的LED灯珠,灯光下的4台电脑即可同时上网,并且在实验室创造了3.7 Gb/s传输的新世界纪录^[4]。

目前无线光通信系统中普遍采用强度调制/直接检测(IM/DD)方式,主要的调制方式有关键控调制(OOK)、脉冲位置调制(PPM)、数字脉冲间隔调制(DPIM)以及双头脉冲间隔调制(DH-PIM)等。OOK和PPM调制方式最早由Kahn等^[5]提出,OOK实现最为简单,且带宽需求小,但抗干扰能力较差;PPM是目前广泛使用的调制方式,具有较好的抗干扰能力以及较高的功率利用率,但需要符号同步,且带宽需求大;此外,Ghassemlooy等^[6]首次将DPIM调制应用到无线光通信系统中,Aldibbiat等^[7]在DPIM的基础上提出了DH-PIM调制方式,并对系统性能进行了分析比较,DPIM和DH-PIM较PPM可获得更高的带宽利用率,且在接收端不需要符号同步,大大简化了系统的复杂度,但作为室内可见光通信的调制方式,照明光效率不高。在可见光通信系统中,在满足室内照明亮度的前提下,光源发射器较高的平均发射功率可以减少LED的使用数量^[8]。针对上述情况,本文提出了反向双头脉冲间隔调制(RDH-PIM),分析比较了采用各种调制方式时系统的符号结构、带宽需求以及平均发射功率,并推导了误时隙率表达式。仿真结果表明,OOK具有最小的带宽需求,RDH-PIM可获得最大的平均发射功率,且带宽利用率明显优于PPM和DPIM。

2 调制方式

2.1 符号结构

在OOK方式中,每个信息位时隙内的光脉冲都有明暗两种状态,分别表示二进制的“1”和“0”,利用光信号的通断来传输信息,这是调制光信号最基本的形式,只需光源闪烁即可编码。在PPM方式中,将所传输的二进制信息比特进行分组调制,将每组相同的 M 比特信息所占据的时间段划分为长度相等的 2^M 个时隙,分别用这 2^M 个时隙段上的某一个时隙处的脉冲信号的组合代表 2^M 种比特信息组合,这种调制方式在本质上是一种相位调制^[9]。在DPIM调制中,每个符号所对应的时隙数是不固定的,它是一种脉冲间隔调制,由两个连续的光脉冲之间所包含的时隙数来传递信息。每个符号都是以一个脉冲信号开始,后加 $k+1$ (k 为符号所表示的十进制数,1为一个保护时隙)个空时隙代表所传输的二进制信息。在DH-PIM调制中,每个符号所对应的时隙数也是不固定的。它采用两种不同的起始脉冲信号,每个符号由 $\alpha+1$ (α 为整数)个头部时隙和后续的 m 个空时隙组成^[10-11],其中

$$m = \begin{cases} k, & k < 2^{M-1} \\ 2^M - 1 - k, & k \geq 2^{M-1} \end{cases} \quad (1)$$

头部时隙由 $\alpha+1$ 个时隙组成,考虑 H_1, H_2 两种形式:

$$\begin{cases} H_1: \text{起始脉宽} \frac{\alpha}{2} \text{时隙} + \left(\frac{\alpha}{2} + 1\right) \text{保护时隙}, & k < 2^{M-1} \\ H_2: \text{脉宽} \alpha \text{时隙} + 1 \text{保护时隙}, & k \geq 2^{M-1} \end{cases}$$

由于DH-PIM调制方式的照明光效率不高,因此采用负逻辑编码方式,得到一种新型调制方式即RDH-PIM调制。在RDH-PIM中,信息位用无脉冲时隙表示,尽可能让LED保持“1”的工作状态,以减少LED数目,提高照明光效率。每个符号同样由 $\alpha+1$ 个头部时隙和后续的 m 个脉冲时隙组成, m 取值满足(1)式,头部时隙考虑 H_3, H_4 两种形式:

$$\begin{cases} H_3: \frac{\alpha}{2} \text{空时隙} + \left(\frac{\alpha}{2} + 1\right) \text{脉冲时隙}, & k < 2^{M-1} \\ H_4: \alpha \text{空时隙} + 1 \text{脉冲时隙}, & k \geq 2^{M-1} \end{cases}$$

当二进制信息比特为“001010101111”,调制阶数 $M=4$ 时,分别给出了OOK,PPM,DPIM,DH-PIM和RDH-PIM的调制符号结构,如图1所示。

2.2 带宽需求

带宽通常用功率谱密度的主瓣宽度来估计,由于光脉冲信号的时隙宽度较窄,因此可以用脉冲宽度的

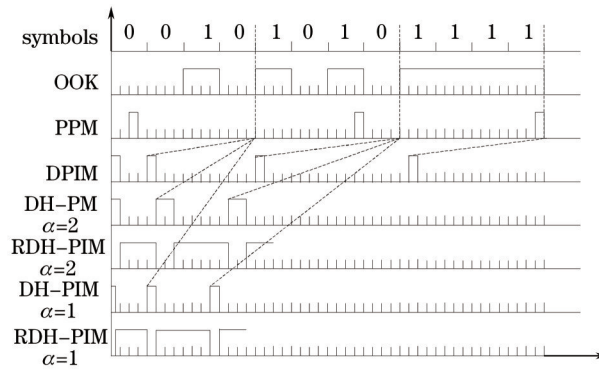


图1 M=4时,OOK,PPM,DPIM,DH-PIM和RDH-PIM的符号结构

Fig.1 Symbol structures for OOK, PPM, DPIM, DH-PIM and RDH-PIM when M=4

倒数来近似表达带宽大小^[12]。在信源比特率相同且为 R_b 的条件下,当调制阶数为 M 时,假设 OOK 调制的时隙宽度为 τ_{OOK} ,则所需带宽 $B_{OOK} = \frac{1}{\tau_{OOK}} = R_b$ ^[6],同理可得 PPM 时隙宽度为 $\frac{M}{2^M}\tau_{OOK}$,DPIM 平均时隙宽度为 $\frac{2M}{2^M+3}\tau_{OOK}$,DH-PIM 与 RDH-PIM 的平均时隙宽度为 $\frac{2M}{2\alpha+2^{M-1}+1}\tau_{OOK}$ 。根据以上符号的平均时隙宽度,可得到各调制方式的带宽,如表 1 所示。

表 1 R_b 给定时 OOK,PPM,DPIM,DH-PIM 和 RDH-PIM 调制的带宽需求

Table 1 Bandwidths of OOK, PPM, DPIM, DH-PIM and RDH-PIM for a given value of R_b

Modulation scheme	Bandwidth
OOK	$B_{OOK}=R_b$
PPM	$\frac{2^M}{M}B_{OOK}$
DPIM	$\frac{2^M+3}{2M}B_{OOK}$
DH-PIM/RDH-PIM	$\frac{2\alpha+2^{M-1}+1}{2M}B_{OOK}$

各调制方式相对于 OOK 的归一化带宽需求如图 2 所示。从图中可以看出,OOK 的带宽需求最低,PPM 的带宽需求最高,DPIM 和 RDH-PIM 介于 OOK 与 PPM 之间;此外,PPM,DPIM 和 RDH-PIM 的带宽需求均随着调制阶数 ($M \geq 2$) 的增加而增大;对于 RDH-PIM, α 越小,带宽利用率越高。

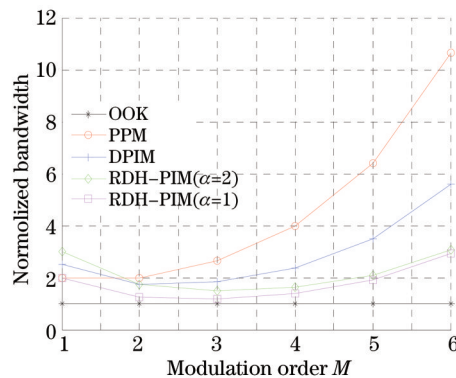


图2 OOK,PPM,DPIM和RDH-PIM的带宽需求比较

Fig.2 Comparison of bandwidth requirement of OOK, PPM, DPIM and RDH-PIM

2.3 平均发射功率

假设峰值功率为 P_s 且二进制信息比特的“0”和“1”等概率出现,比较各调制方式下的平均发射功率。若将平均功率简单定义为发射“1”的概率乘以发射功率,假设 OOK 的平均发射功率为 P_{OOK} ,则 $P_{OOK} = 0.5P_s$ 。同理,其余四种调制方式的平均发射功率如表 2 所示。

表2 给定发射功率 P_s 时,OOK,PPM,DPIM,DH-PIM 和 RDH-PIM 的平均发射功率Table 2 Average transmit power of OOK, PPM, DPIM, DH-PIM and RDH-PIM for a given power of P_s

Modulation scheme	Average transmit power
OOK	$P_{\text{OOK}} = \frac{P_s}{2}$
PPM	$\frac{2^M}{M} P_{\text{OOK}}$
DPIM	$\frac{4}{2^M + 3} P_{\text{OOK}}$
DH-PIM	$\frac{6\alpha}{4\alpha + 2^M + 2} P_{\text{OOK}}$
RDH-PIM	$\frac{2\alpha + 2^{M-1} + 1}{4\alpha + 2^M + 2} B_{\text{OOK}}$

图3为各调制方式的平均发射功率图。可以看出,对于OOK,PPM,DPIM和DH-PIM调制方式,随着调制阶数 M 的增加,系统的平均发射功率越来越小且逐渐趋于零;而RDH-PIM随着调制阶数 M 的增加其平均功率趋于恒定值2;当调制阶数相等时,RDH-PIM的发射功率远远高于其他方式,可以获得最优的照明光效率。

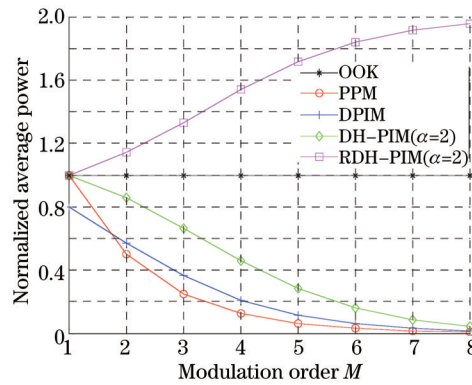


图3 OOK,PPM,DPIM,DH-PIM 和 RDH-PIM 的平均发射功率比较

Fig.3 Comparisons of normalized average transmit power of OOK, PPM, DPIM, DH-PIM and RDH-PIM

2.4 误时隙率

采用 IM/DD 的无线光通信系统,在强背景光的影响下,可以将系统引入的噪声 $n(t)$ 视为加性高斯白噪声 (AGWN)^[13],均值为 0,方差为 σ_n^2 ,同时认为接收机的带宽很宽,则抽样判决器输入端得到的脉冲信号 $x(t)$ 是“1”时为 $\sqrt{P_s} + n(t)$,是“0”时为 $n(t)$ ^[14]。假设 $P_{0/1}$ 代表判决器将“1”误判为“0”的概率, $P_{1/0}$ 代表将“0”误判为“1”的概率^[8],那么

$$P_{0/1} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \operatorname{erf} \left[\frac{b - \sqrt{P_s}}{\sqrt{2\sigma_n^2}} \right] \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\sqrt{P_s} - b}{\sqrt{2\sigma_n^2}} \right], \quad (2)$$

$$P_{1/0} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left[\frac{b}{\sqrt{2\sigma_n^2}} \right] \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{b}{\sqrt{2\sigma_n^2}} \right], \quad (3)$$

式中 $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-u^2) du = 1 - \operatorname{erfc}(x)$, b 为判决门限,则系统总的误时隙率为^[15-16]

$$P_{\text{sc}} = P_{0/1} P_1 + P_{1/0} P_0, \quad (4)$$

式中 P_1 , P_0 分别为等概率发送“1”和“0”时对应的有脉冲时隙和无脉冲时隙的概率,且 $P_0 + P_1 = 1$ 。若令

$\frac{\partial P_{\text{sc}}}{\partial b} = 0$,则最佳判决门限为

$$b = \frac{\sqrt{P_s}}{2} + \frac{\sigma_n^2}{\sqrt{P_s}} \ln \frac{P_0}{P_1}, \quad (5)$$

假设各种调制方式的平均功率相等且为 P_{avg} , 定义信噪比为 $R_{SN} = \frac{P_{avg}}{\sigma_n^2}$, 则各调制方式的峰值功率分别为

$$P_{s,OOK} = 2P_{avg} \tag{6}$$

$$P_{s,PPM} = 2^M P_{avg} \tag{7}$$

$$P_{s,DPIM} = \frac{2^M + 3}{2} P_{avg} \tag{8}$$

$$P_{s,DH-PIM} = \frac{4\alpha + 2^M + 2}{3\alpha} P_{avg} \tag{9}$$

$$P_{s,RDH-PIM} = \frac{4\alpha + 2^M + 2}{\alpha + 2^M + 2} P_{avg} \tag{10}$$

根据(2)~(10)式可得各调制方式的误时隙率为

$$P_{se,OOK} = 2^{-1} \text{erfc}(2^{-1} R_{SN}^{1/2}) \tag{11}$$

$$P_{se,PPM} = \frac{\text{erfc}\left[2^{(M-3)/2} R_{SN}^{1/2} - 2^{-(M+1)/2} \ln(2^M - 1) R_{SN}^{-1/2}\right]}{2^{M+1}} + \frac{\text{erfc}\left[2^{(M-3)/2} R_{SN}^{1/2} + 2^{-(M+1)/2} \ln(2^M - 1) R_{SN}^{-1/2}\right]}{2^{M+1}} \tag{12}$$

$$P_{se,DPIM} = \frac{\text{erfc}\left[\frac{1}{4}(2^M + 3)^{1/2} R_{SN}^{1/2} - (2^M + 3)^{-1/2} \ln\left(\frac{2^M + 1}{2}\right) R_{SN}^{-1/2}\right]}{2^M + 3} + \frac{(2^M + 1) \text{erfc}\left[\frac{1}{4}(2^M + 3)^{1/2} R_{SN}^{1/2} + (2^M + 3)^{-1/2} \ln\left(\frac{2^M + 1}{2}\right) R_{SN}^{-1/2}\right]}{2^{M+1} + 6} \tag{13}$$

$$P_{se,DH-PIM} = \frac{3\alpha}{8\alpha + 2^{M+1} + 4} \text{erfc}\left[\frac{1}{2}(4\alpha + 2^M + 2)^{1/2} (6\alpha)^{-1/2} R_{SN}^{1/2} - (8\alpha + 2^{M+1} + 4)^{-1/2} (3\alpha)^{1/2} \ln\left(\frac{\alpha + 2^M + 2}{3\alpha}\right) R_{SN}^{-1/2}\right] + \tag{14}$$

$$\frac{\alpha + 2^M + 2}{8\alpha + 2^{M+1} + 4} \text{erfc}\left[\frac{1}{2}(4\alpha + 2^M + 2)^{1/2} (6\alpha)^{-1/2} R_{SN}^{1/2} + (8\alpha + 2^{M+1} + 4)^{-1/2} (3\alpha)^{1/2} \ln\left(\frac{\alpha + 2^M + 2}{3\alpha}\right) R_{SN}^{-1/2}\right],$$

$$P_{se,RDH-PIM} = \frac{\alpha + 2^M + 2}{8\alpha + 2^{M+1} + 4} \text{erfc}\left[(2\alpha + 2^{M-1} + 1)^{1/2} (4\alpha + 2^{M+2} + 8)^{-1/2} R_{SN}^{1/2} - (\alpha + 2^M + 2)^{1/2} (8\alpha + 2^{M+1} + 4)^{-1/2} \ln\left(\frac{3\alpha}{\alpha + 2^M + 2}\right) R_{SN}^{-1/2}\right] + \tag{15}$$

$$\frac{3\alpha}{8\alpha + 2^{M+1} + 4} \text{erfc}\left[(2\alpha + 2^{M-1} + 1)^{1/2} (4\alpha + 2^{M+2} + 8)^{-1/2} R_{SN}^{1/2} + (\alpha + 2^M + 2)^{1/2} (8\alpha + 2^{M+1} + 4)^{-1/2} \ln\left(\frac{3\alpha}{\alpha + 2^M + 2}\right) R_{SN}^{-1/2}\right].$$

(15)

在最佳判决门限条件下,各调制方式关于平均信噪比的系统误时隙率曲线如图4和图5所示。由此可见,对于任意一种调制方式而言,系统误时隙率随信噪比的增加而逐渐减小;当调制阶数 M 一定时,PPM的误时隙率最小,OOK与RDH-PIM的误时隙率趋于一致,且DH-PIM与RDH-PIM的误时隙率随着 α 的增大而增大。

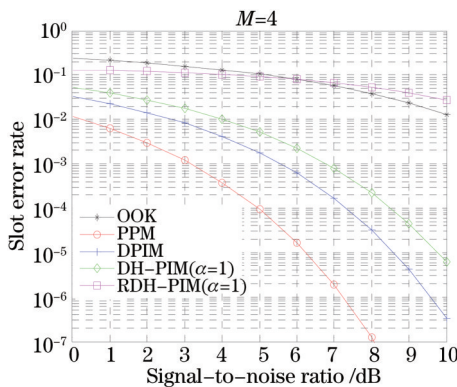


图4 $M=4$, $\alpha=1$ 时,OOK,PPM,DPIM,DH-PIM和RDH-PIM的误时隙率

Fig.4 Slot error rates of OOK,PPM,DPIM,DH-PIM and RDH-PIM when $M=4$ and $\alpha=1$

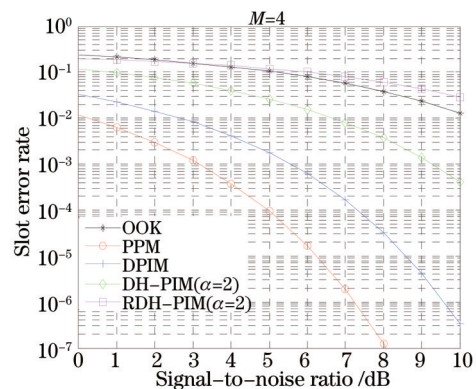


图5 $M=4$, $\alpha=2$ 时,OOK,PPM,DPIM,DH-PIM和RDH-PIM的误时隙率

Fig.5 Slot error rates of OOK,PPM,DPIM,DH-PIM and RDH-PIM when $M=4$ and $\alpha=2$

3 结 论

在DH-PIM调制的基础上提出了一种新的适用于可见光通信的调制方式,即反向双头脉冲间隔调制(RDH-PIM)。给出了其符号结构,研究了带宽需求、平均发射功率和系统误时隙率,并与OOK、PPM、DPIM、DH-PIM等调制方式进行了比较。结果表明,OOK调制最为简单,带宽需求小,但系统误时隙率高,抗干扰能力差。RDH-PIM调制方式虽然也有较高的误时隙率,但可获得最大的平均发射功率,且带宽明显优于PPM和DPIM。实际工作中应充分考虑系统带宽需求、平均发射功率以及误时隙率,选择合适的调制方式以满足通信的要求。

参 考 文 献

- 1 Li Rongling, Shang Huiliang, Lei Yu, *et al.*. Research of key enabling technologies for high-speed visible-light communication [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2013, 50(5): 050003.
李荣玲, 商慧亮, 雷雨, 等. 高速可见光通信中关键使能技术研究[J]. *激光与光电子学进展*, 2013, 50(5): 050003.
- 2 Fang Zhilie, Liu Muqing. Technology status of light emitting diodes [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2010, 47(6): 062502.
方志烈, 刘木清. 半导体照明光源的技术进展[J]. *激光与光电子学进展*, 2010, 47(6): 062502.
- 3 Ding Deqiang, Ke Xizheng. Research on generalized mathematic radiation model for white LED [J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, 30(9): 2536-2540.
丁德强, 柯熙政. 一种通用白光LED数学发光模型研究[J]. *光学学报*, 2010, 30(9): 2536-2540.
- 4 Chi Nan. LED Visible Light Communication Technologies [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2013. 99-117.
迟楠. LED可见光通信技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013. 99-117.
- 5 J M Kahn, J R Barry. Wireless infrared communications [J]. *Proceedings of the IEEE*, 1997, 85(2): 265-298.
- 6 Z Ghassemlooy, A R Hayes, N L Seed, *et al.*. Digital pulse interval modulation for optical communications [J]. *IEEE Communications Magazine*, 1998, 36(12): 95-99.
- 7 N M Aldibbiat, Z Ghassemlooy, R McLaughlin. Error performance of dual header pulse interval modulation (DH-PIM) in optical wireless communications [J]. *IEEE Proc Optoelectron*, 2001, 148(2): 91-96.
- 8 Zhang Jiankun, Yang Yu, Chen Hongda. Modulation scheme analysis of indoor visible light communications [J]. *Chinese J Lasers*, 2011, 38(4): 0405003.
张建昆, 杨宇, 陈弘达. 室内可见光通信调制方法分析[J]. *中国激光*, 2011, 38(4): 0405003.
- 9 Jia Kejun, Xue Jianbin, Peng Duo, *et al.*. Modulation technologies under weak atmospheric turbulence channel [J]. *Chinese J Lasers*, 2009, 36(3): 569-573.
贾科军, 薛建彬, 彭铎, 等. 弱湍流信道中的调制技术[J]. *中国激光*, 2009, 36(3): 569-573.
- 10 Mao Xinrong, Li Rong. Performance analysis of modulation technology for optical wireless communication [J]. *Communications Technology*, 2009, 42(3): 54-59.
毛昕蓉, 李荣. 无线光通信调制技术的性能分析[J]. *通信技术*, 2009, 42(3): 54-59.
- 11 Cheng Gang, Wang Hongxing, Wu Longgang, *et al.*. Performance analysis of modulation scheme for atmospheric optical wireless communications [J]. *Journal of CAEIT*, 2007, 2(5): 485-489.
程刚, 王红星, 吴龙刚, 等. 大气无线光通信调制方式性能分析[J]. *中国电子科学研究院学报*, 2007, 2(5): 485-489.
- 12 Leng Jiaofeng, Hao Shiqi, Wang Yong, *et al.*. A new modulation scheme of free-space optical communication [J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2011, 38(4): 130-134.
冷蛟锋, 郝士琦, 王勇, 等. 一种新型的自由空间光通信调制方式[J]. *光电工程*, 2011, 38(4): 130-134.
- 13 Xu Zhiyong, Shen Lianfeng, Wang Jingyuan, *et al.*. Study on separated double pulse position modulation and its performance [J]. *Journal on Communications*, 2009, 30(11): 113-119.
徐智勇, 沈连丰, 汪井源, 等. 分离双脉冲位置调制及其性能研究[J]. *通信学报*, 2009, 30(11): 113-119.
- 14 Sun Huayan, Zhang Laixian, Zhao Yanzhong, *et al.*. Progress of free-space optical communication technology based on modulating retro-reflector [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2013, 50(4): 040004.
孙华燕, 张来线, 赵延伸, 等. 逆向调制自由空间激光通信技术研究进展[J]. *激光与光电子学进展*, 2013, 50(4): 040004.
- 15 Cheng Gang, Wang Hongxing, Sun Xiaoming, *et al.*. Dual pulse-pulse interval modulation for optical wireless communications [J]. *Chinese J Lasers*, 2010, 37(7): 1750-1755.

- 程 刚, 王红星, 孙晓明, 等. 无线光通信双脉冲间隔调制方法[J]. 中国激光, 2010, 37(7): 1750-1755.
- 16 Zhang Tieying, Xing Yongqiang, Zhang Li, *et al.*. A novel demodulation scheme of digital pulse interval modulation for wireless optical communication [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2012, 49(8): 080601.
- 张铁英, 邢永强, 张 利, 等. 一种新的数字脉冲间隔调制解调方法[J]. 激光与光电子学进展, 2012, 49(8): 080601.