

文章编号: 0258-7025(2009)03-0569-05

弱湍流信道中的调制技术

贾科军 薛建彬 彭 铎 张玺君

(兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050)

摘要 基于弱湍流的无线光通信系统信道模型,对开关键控(OOK)、脉冲位置调制(PPM)、差分脉冲位置调制(DPPM)、数字脉冲间隔调制(DPIM)和双头脉冲间隔调制(DH-PIM)调制方式的符号结构、发射功率、传输带宽以及误包率进行了理论推导和对比分析。结果表明,PPM 必须需要符号同步和时隙同步,而 DPIM、DPPM、DH-PIM 调制只要求时隙同步。OOK 的平均发射功率最大,PPM 的平均发射功率最小,DH-PIM 比 OOK 小但是比 DPIM 和 DPPM 大,DPIM 发射功率特性略优于 DPPM。当 $M=6$ 时与 OOK 调制平均发射功率比较,PPM 调制节约功率约 15 dB,DPPM 和 DPIM 调制节约功率约 12 dB,当 $\alpha=2$ 时 DH-DPIM 调制节约功率约 10 dB。OOK 带宽需求最小,PPM 带宽需求最大,DPIM 的带宽特性略大于 DPPM,DH-PIM 带宽需求大于 OOK 但小于 DPPM。当 $M=6$ 时与 OOK 带宽比较,PPM 带宽需求约为 OOK 的 11 倍,DPPM 和 DPIM 的带宽需求约为 OOK 的 6 倍,当 $\alpha=2$ 时 DH-DPIM 带宽需求为 OOK 的 3 倍。在相同平均背景光子和相同平均光脉冲接收光子的条件下 PPM、DPIM、DPPM、DH-PIM 和 OOK 调制方式的误包率依次增大。

关键词 无线光通信; 调制技术; 弱湍流信道; 误包率

中图分类号 TN929.12 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL20093603.0569

Modulation Technologies under Weak Atmospheric Turbulence Channel

Jia Kejun Xue Jianbin Peng Duo Zhang Xijun

(School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China)

Abstract Based on the model of wireless optical communication system channel under weak atmospheric turbulence, theoretically deduction and comparatively analysis are done on modulation symbol structure, transmission power, bandwidth requirement and packet error rate of the five digital modulation schemes (OOK, PPM, DPPM, DPIM and DH-PIM). The results show that PPM need both symbol and slot synchronization, while DPIM, DPPM and DH-PIM just need slot synchronization. OOK offers the biggest average transmission power, while PPM offers the smallest transmission power, the average transmission power of DH-PIM is smaller than that of OOK, while bigger than that of DPIM and DPPM. And the transmission power characteristic of DPIM is slightly smaller than that of DPPM. When $M=6$, comparing to average transmission power of OOK modulation scheme, PPM can save about 15 dB, DPPM and DPIM can save 12 dB, DH-DPIM can save about 10 dB with $\alpha=2$. OOK offers the smallest bandwidth requirement, while PPM offers the biggest bandwidth requirement, the bandwidth requirement of DPIM is slightly bigger than that of DPPM. And the bandwidth requirement of DH-PIM is bigger than that of OOK, while smaller than that of DPPM. When $M=6$, the bandwidth requirement of PPM modulation is eleven times of that of OOK, and that of DPPM and DPIM is six times of OOK, that of DH-DPIM with $\alpha=2$ is three times of OOK. Under the condition of the same mean number of absorbed background photons and the same mean number of absorbed signal photons per pulse, the packet error rates increase in order of PPM, DPIM, DPPM, DH-PIM and OOK.

Key words wireless optical communications; modulation technologies; weak atmospheric turbulence channel; packet error rate

1 引言

无线光通信系统利用激光束作为载波在大气中进行语音、数据、图像信息双向传送,具有无电磁干扰、组网机动灵活、安装维护方便、通信可靠性高、保

密性好、性能价格比等优点,它在解决“最后一公里”问题、应急通信等方面有着良好的应用前景。激光脉冲在大气中传输时,由于受到大气衰减、湍流效应和背景噪声等的影响,致使信噪比降低,误码率增

收稿日期: 2008-08-20; 收到修改稿日期: 2008-10-22

作者简介: 贾科军(1978-),男,硕士,讲师,主要从事无线光通信方面的研究。E-mail: kjjia@lut.cn

加,无法保证通信的可靠性与全天候,不能发挥光通信的频带优势。提高激光器发射功率可以提高系统性能,但是人眼的安全限制了激光平均发射功率;便携式光通信系统电池供电也需要节约功率。因此,对调制方式的功率效率和误码特性也都提出了较高的要求。

2 弱湍流信道模型

湍流是一种具有强烈涡旋性的不规则运动,在边界层大气中,几乎总存在湍流运动。湍流使大气折射率不断变化,从而导致激光光束的折射率无规则起伏^[1]。本文只研究弱湍流信道,激光通过弱起伏湍流信道,接收信号光强存在闪烁效应,由于接受孔径较大,一般在几十厘米,可以认为存在孔径平均效应。实验证明,对于距离在几公里以内,大气闪烁造成激光信号光强服从对数正态分布^[2~5]:

$$p(I, \sigma_x^2) = \frac{1}{2I \sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp\left\{-\frac{[\ln(I/I_0) + 2\sigma_x^2]^2}{8\sigma_x^2}\right\}, \quad (1)$$

式中 I 为接收光强, I_0 为光强的时间平均值, σ_x^2 为对数强度起伏方差,在满足柯尔莫哥洛夫谱的条件下, $\sigma_x^2 = AC_n^2 k^{7/6} R^{11/6}$, R 为传输距离, C_n^2 为折射率结构常数,波数 $k = 2\pi/\lambda$, A 为常数,对球面波和平面波分别取 0.496 和 1.23。在弱湍流的条件下 $\sigma_x^2 < 0.3$ 。

系统采用 APD 作为探测器并且接收机包含热噪声,接收机的电子计数近似服从高斯概率分布,用 $M_0, \sigma_0, M_1, \sigma_1$ 分别表示接收到“0”信号和“1”信号

$$\begin{aligned} M_1(I) &= ge[K_s(I) + K_b], \\ M_0 &= geK_b, \\ \sigma_1^2(I) &= g^2 Fe^2 [K_s(I) + K_b] + \sigma_n^2, \\ \sigma_0^2(I) &= (ge)^2 FK_b + \sigma_n^2, \end{aligned} \quad (2)$$

式中 g 为 APD 的光电倍增因子, e 为电子电量, F 为附加噪声因子, σ_n^2 为热噪声计数方差,在接收端, K_s 为信号光子计数, K_b 为背景光光子计数,

$$\sigma_n^2 = \frac{2k'T}{R_1} T_b, \quad (3)$$

式中 k' 为波尔兹曼常数, R_1 为接收机负载电阻, T 为噪声温度, T_b 为脉冲时隙周期。

$$\begin{aligned} K_s(I) &= \frac{2\eta P_r(I) T_b}{h\nu}, \\ K_b &= \frac{\eta P_b T_b}{h\nu}, \end{aligned} \quad (4)$$

式中 η 为量子效率, h 为普朗克常数, ν 为光频率, P_b

为背景光功率, $P_r(I)$ 为接收信号光功率。选择最佳判决门限高斯模型的 OOK 误码率为:

$$P_e(I) = Q\left[\frac{M_1(I) - M_0(I)}{\sigma_1 + \sigma_0}\right]. \quad (5)$$

式中 $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy$ 。

根据光强闪烁的对数高斯模型,则光强闪烁下的 OOK 无线光通信系统的平均误码率为:

$$P_{\text{BER}} = \int_0^\infty P_e(I) \frac{1}{2 \sqrt{2\pi\sigma_x} I} \times \exp\left\{-\frac{[\ln(I/I_0) + 2\sigma_x^2]^2}{8\sigma_x^2}\right\} dI. \quad (6)$$

根据(4)式,可将(6)式改写为以信号光子计数 K_s 表示的误码率形式

$$P_{\text{BER}} = \int_0^\infty P_e(K_s) \frac{1}{2 \sqrt{2\pi\sigma_x} K_s} \times \exp\left\{-\frac{[\ln(K_s/K_{s0}) + 2\sigma_x^2]^2}{8\sigma_x^2}\right\} dK_s, \quad (7)$$

式中

$$P_e(K_s) = Q\left[\frac{M_1(I) - M_0(I)}{\sigma_1 + \sigma_0}\right]. \quad (8)$$

3 各种调制方式的特性分析

3.1 符号结构

关关键控(OOK)、脉冲位置调制(PPM)、差分脉冲位置调(DPPM)、数字脉冲间隔调制(DPIM)^[6,7]和双头脉冲间隔调制(DH-PIM)调制方式^[8]的符号波形如图 1 所示,图中每符号所含的信息比特数 $M=4$,且假设每符号出现的概率相等。

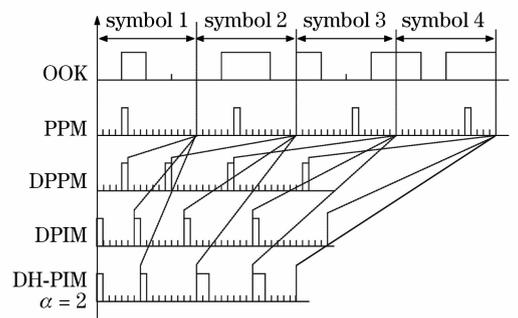


图 1 调制符号波形

Fig. 1 Modulation symbol structure

OOK 的信源比特率为 R_b 。单脉冲 PPM 是将一个二进制的 M 位数据组映射为 $L = 2^M$ 个时隙组成的时间段上的某一个时隙处的单脉冲信号。只要把 PPM 符号中的“1”时隙后面的“0”时隙去掉就可

以得到相应的 DPPM 符号。DPIM^[9] 符号的时隙个数为 $k^\circ + 2$, k° 为符号所表示的十进制数, 脉冲在每个符号的起始时隙上, 后加一个保护空时隙, 这样能有效地区较少码间串扰的影响, 再加上 k° 个空时隙表示信息。DH-PIM^[10] 与 DPIM 类似, 但是采用两种起始脉冲, 符号由头部时隙和后续的 m 个空时隙组成, 其中

$$m = \begin{cases} k^\circ, & k^\circ < 2^{M-1} \\ k^\circ - 2^{M-1}, & k^\circ \geq 2^{M-1} \end{cases} \quad (9)$$

头部时隙由 $\alpha + 1$ 个时隙组成 (α 为整数), 这里考虑 H_1 和 H_2 两种形式。 H_1 起始脉冲宽度为 $\alpha/2$ 个时隙, 其后为 $\alpha/2 + 1$ 个保护时隙; H_2 脉冲宽度为 α 个时隙, 其后为 1 个保护时隙。当 $k^\circ < 2^{M-1}$ 时, 符号头部时隙为 H_1 , 反之, 为 H_2 。

PPM 符号长度固定, DPPM、DPIM 和 DH-PIM 调制符号时隙数和时隙宽度都不固定, 表 1 为各调制方式的平均每符号时隙数和平均时隙宽度。当 DH-PIM 符号出现的概率相等时, 脉冲平均宽度为

$$\tau_{\text{DH-PIM}} = \frac{3M\alpha}{R_b(2^m + 4\alpha + 2)}. \quad (10)$$

表 1 平均每符号时隙数和平均时隙宽度

Table 1 Average slot number and average slot width of symbol

Modulation	Average slot number	Average slot width
PPM	$\bar{n}_{\text{PPM}} = 2^M$	$T_{\text{PPM}} = \frac{M}{R_b \cdot 2^M}$
DPPM	$\bar{n}_{\text{DPPM}} = \frac{2^M + 1}{2}$	$T_{\text{DPPM}} = \frac{2M}{R_b(2^M + 1)}$
DPIM	$\bar{n}_{\text{DPIM}} = \frac{2^M + 3}{2}$	$T_{\text{DPIM}} = \frac{2M}{R_b(2^M + 3)}$
DH-PIM	$\bar{n}_{\text{DH-PIM}} = \frac{2^{M-1} + \alpha + 1}{2}$	$T_{\text{DH-PIM}} = \frac{2M}{R_b(2^{M-1} + \alpha + 1)}$

从图 1 符号结构可以看出, OOK 实现简单。PPM 调制接收端需要时隙同步和符号同步。DPPM 与 PPM 相比, 对符号级的同步没有那么严格的要求, 但是其符号没有固定的时间约束, 使 DPPM 的分析与应用变得复杂。DPIM 的调制结构决定了在接收端不需要符号同步, 系统的实现复杂度较 PPM 大大简化。DH-PIM 也不需要符号级同步, 是一种具有潜力的调制方式。

3.2 平均发射功率

比较五种调制方式下, 发射一个相同的 M 位信息序列的符号功率, 即信息码率相同条件下的发射功率比较如表 2 所示。假设 M 位的信息序列每一位出现“0”或“1”的概率相等, 且光脉冲幅度为 1, 则

平均发射功率与时隙宽度和脉冲宽度有关。

发射端发射平均功率如图 2 所示, 可以看出随着 M 的增大, 平均发射功率特性越好。OOK 的平均发射功率最大, PPM 的平均发射功率最小, DH-PIM 比 OOK 好但是比 DPIM 和 DPPM 差。DPIM 功率特性略优于 DPPM, 随着 M 的增大, DPIM 和 DPPM 的平均发射功率越来越接近。当 $M=6$ 时与 OOK 调制平均发射功率比较, PPM 调制节约功率约 15 dB, DPPM 和 DPIM 调制节约功率约 12 dB, $\alpha=2$ 时 DH-DPIM 调制节约功率约 10 dB。

表 2 各调制方式发射功率

Table 2 Average transmission power of modulation

Modulation	Average transmission power
OOK	$P_{\text{OOK}} = M/(2R_b)$
PPM	$P_{\text{PPM}} = (2/2^M)P_{\text{OOK}}$
DPPM	$P_{\text{DPPM}} = [4/(2^M + 1)]P_{\text{OOK}}$
DPIM	$P_{\text{DPIM}} = [4/(2^M + 3)]P_{\text{OOK}}$
DH-PIM	$P_{\text{DH-PIM}} = [3\alpha/(2^{M-1} + 2\alpha + 1)]P_{\text{OOK}}$

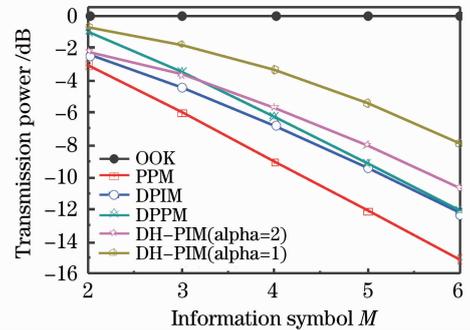


图 2 发射功率比较

Fig. 2 Transmission power compared to OOK

3.3 传输带宽

设五种调制方式对应同样的信息比特速率 R_b , 表 3 所示为各调制方式的传输带宽。带宽需求比较结果如图 3 所示。可以看出, OOK 带宽需求最低,

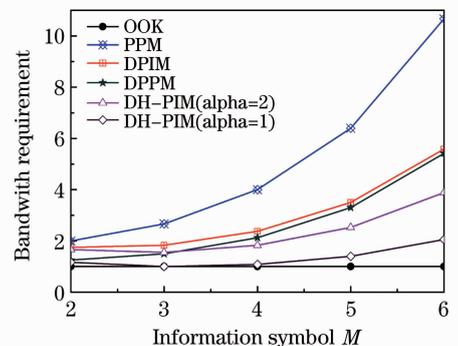


图 3 带宽需求

Fig. 3 Bandwidth requirement compared to OOK

PPM 带宽需求最大, DPIM 的带宽特性略优于 DPPM, DH-PIM 带宽需求大于 OOK 但小于 DPPM。当 $M=6$ 时与 OOK 带宽比较, PPM 带宽需求约为 OOK 的 11 倍, DPPM 和 DPIM 的带宽需求约为 OOK 的 6 倍, $\alpha=2$ 时 DH-DPIM 带宽需求为 OOK 的 3 倍。

表 3 各调制方式带宽需求

Table 3 Bandwidth requirement of modulation schemes

Modulation	Bandwidth requirement
OOK	$B_{\text{OOK}}=R_b$
PPM	$B_{\text{PPM}}=(2^M/M)B_{\text{OOK}}$
DPPM	$B_{\text{DPPM}}=[(2^M+1)/2M]B_{\text{OOK}}$
DPIM	$B_{\text{DPIM}}=[(2^M+3)/2M]B_{\text{OOK}}$
DH-PIM	$B_{\text{DH-PIM}}=[(2^M+4\alpha+2)/(3M\alpha)]B_{\text{OOK}}$

3.4 差错性能分析

由(7)式可以计算得到 OOK 调制方式下的误码特性。在此基础上,可以分析其他调制方式误码计算方法,并对误码特性进行了比较分析。为便于分析,不考虑码间串扰对通信系统的影响。

PPM 调制符号长度固定,只有一个脉冲 2^M-1 个空时隙,则可以得到 PPM 符号的错误概率为

$$P_{\text{SE_PPM}}=1-(1-p_{0/1})\cdot(1-p_{1/0})^{2^M-1}, \quad (11)$$

式中 $p_{0/1}$ 为发送信息脉冲未被检测的概率, $p_{1/0}$ 为未发送信息脉冲而误判为信息脉冲的概率。

DPPM 符号以一个脉冲结尾,之前有 $\bar{n}_{\text{DPPM}}-1$ 个空时隙,可以由两个脉冲之间的空时隙数进行解调。因此,得到每个 DPPM 符号的错误概率为

$$P_{\text{SE_DPPM}}=1-(1-p_{0/1})\cdot(1-p_{1/0})^{\bar{n}_{\text{DPPM}}-1}. \quad (12)$$

DPIM 方式在检测时,信号时隙后的空时隙是确定的,一旦信号时隙被检测,则信号后紧跟的空时隙就可得到判别。因此,得到每个符号的错误概率为

$$P_{\text{SE_DPIM}}=1-(1-p_{0/1})\cdot(1-p_{1/0})^{\bar{n}_{\text{DPIM}}-2}. \quad (13)$$

DH-PIM 方式在检测时与 DPIM 相似,信号时隙后的空时隙是确定的,一旦信号时隙被检测,则信号后紧跟的空时隙就可得到判别。因此,得到每个符号的错误概率为

$$P_{\text{SE_DH-PIM}}=1-(1-p_{0/1})^{3\alpha/4}\cdot(1-p_{1/0})^{\bar{n}_{\text{DH-PIM}}-\alpha-1}. \quad (14)$$

DPPM、DPIM 和 DH-PIM 解调时只需要时钟同步而不需要符号同步,但是如果一个符号出现误码,那么前后的符号即使没有检测出错,也会产生误判。因此, DPPM、DPIM 和 DH-PIM 的差错性能应通过误包率来衡量,考虑信源信息以数据包形式发送,每个包含有 D 个数据比特,采用每符号 M 比特方式调制,则每个包含有的符号数为 D/M , 平均每个包

所含的时隙数为

$$N=(D/M)\bar{n}, \quad (15)$$

式中 \bar{n} 为调制符号平均时隙数。因此, DPPM 调制的误包率为

$$P_{\text{PE_DPPM}}=1-[(1-p_{0/1})^{D/M}(1-p_{1/0})^{N-D/M}]^N=N\cdot p_{\text{BE}}, \quad (16)$$

式中设 $p_{0/1}=p_{1/0}=p_{\text{BE}}$, p_{BE} 为时隙出现误码时隙的概率。DPIM 调制方式的误包率为

$$P_{\text{PE_DPIM}}=1-[(1-p_{0/1})^{D/M}(1-p_{1/0})^{N-2D/M}]^N=(N-D/M)\cdot p_{\text{BE}}. \quad (17)$$

DH-PIM 调制方式的误包率为

$$P_{\text{PE_DH-PIM}}=1-[(1-p_{0/1})^{\frac{3\alpha}{4}\cdot\frac{D}{M}}(1-p_{1/0})^{N-(\alpha+1)\frac{D}{M}}]^N=\left[N-D\left(\frac{\alpha}{4}+1\right)/M\right]\cdot p_{\text{BE}}. \quad (18)$$

在平均每时隙光脉冲接受光子计数相同情况下,考虑同样的背景光功率五种调制的实际背景光子计数是不同的,时隙短则背景光子计数 K_b 就小。对于 PPM 调制

$$K_{b_PPM}=\frac{2}{2^M}K_{b_OOK}. \quad (19)$$

对于 DPPM 调制

$$K_{b_DPPM}=\frac{4}{2^M+1}K_{b_OOK}. \quad (20)$$

对于 DPIM 调制

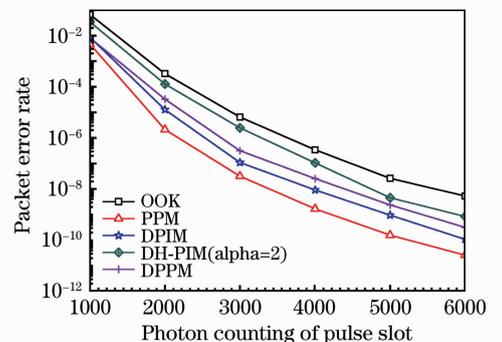
$$K_{b_DPIM}=\frac{4}{2^M+3}K_{b_OOK}. \quad (21)$$

对于 DH-PIM 调制

$$K_{b_DH-PIM}=\frac{3\alpha}{2^{M-1}+2\alpha+1}K_{b_OOK}. \quad (22)$$

分别将(19)式~(22)式代入(7)式得到在光强闪烁的对数高斯模型下的平均误码率,再由(16)式~(18)式分别计算得到平均误包率。

选择 $D=1024$, 平均每时隙背景光子计数

图 4 当 $M=3$ 时的误包率比较Fig. 4 Packet error rate comparison for $M=3$

$K_{b_OOK} = 50$, 光强闪烁强度 $\sigma_x = 0.25$, 分别计算五种调制误包率。图 4、图 5 分别为当 $M=3$ 和 $M=8$ 时的误包率比较图, 可以看出, 随着接收脉冲光子数的增加, 误包率越来越小。 $M=8$ 时的误包率小于 $M=3$ 时的误包率。PPM 调制的误包率性能大大优于 OOK 的性能, DH-PIM 性能略好于 OOK 但比 DPPM 性能差, DPIM 误包率低于 DPPM。图 5 中, 当接收光子为 5000 时, PPM 的误包率达到 10^{-11} , 而 OOK 的误包率约为 10^{-7} , DPIM 的误包率约为 10^{-10} , DPPM 误包率大于 DPIM 的误包率。当然, 随着 M 的增大性能提高, 这是以调制和解调的复杂性为代价的。

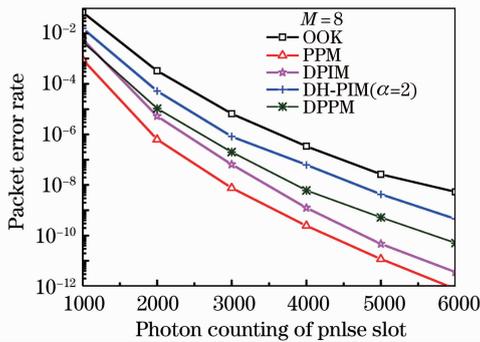


图 5 当 $M=8$ 时的误包率比较

Fig. 5 Packet error rate comparison for $M=8$

4 结 论

各调制方式各有特点, 平均发射功率和带宽需求成为矛盾, 从误包率来看调制符号越长性能越好, 但同时系统的实现也越复杂, 从解调端来看, PPM 严格需要符号同步和时隙同步, 而 DPIM、DPPM、DH-PIM 调制只要求时隙同步。因此, 在实际中可根据系统需要选择调制方式。

参 考 文 献

- 1 Li Xiaofeng. *The Principle and Technology of the Sateline-to-Ground Laser Communication Links* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2007
李晓峰. 星地激光通信链路原理与技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007
- 2 Zhang Yixin, Chi Zeying. *Laser Wave Propagation and Imaging Through Atmosphere* [M]. Beijing: Nation Defense Industry Press, 2001
张逸新, 迟泽英. 广播在大气中的传输与成像[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001
- 3 Kamran Kiasaleh. Performance of APD-based, PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, **53**(9): 1455~1461
- 4 Hu Zongmin, Tang Junxiong. Digital pulse interval modulation for atmospheric optical wireless communication [J]. *J. Communications*, 2005, **26**(3): 75~79
胡宗敏, 汤俊雄. 大气无线光通信系统中数字间隔脉冲间隔调制研究[J]. 通信学报, 2005, **26**(3): 75~79
- 5 Wang Huiqin, Ke Xizheng. Free space optical communication based on vertical Bell LABs layered space-time[J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(6): 874~878
王惠琴, 柯熙政. 基于垂直分层空时码的自由空间光通信[J]. 中国激光, 2008, **35**(6): 874~878
- 6 Zhang Tieying, Wang Hongxing. A novel fixed length digital pulse interval modulation for optical wireless communications[J]. *Chinese J. Lasers*, 2007, **34**(12): 1655~1659
张铁英, 王红星. 无线光通信中的定长数字脉冲间隔调制[J]. 中国激光, 2007, **34**(12): 1655~1659
- 7 Zhang Tieying, Wang Hongxing. Analysis of error performance for turbo coded digital pulse interval modulation under weak turbulence[J]. *Chinese J. Lasers*, 2007, **34**(9): 1245~1249
张铁英, 王红星. 弱湍流下 Turbo 码编码数字脉冲间隔调制差错性能分析[J]. 中国激光, 2007, **34**(9): 1245~1249
- 8 Ghafour Amouzad Mahdiraji. Comparison of selected digital modulation schemes (OOK, PPM and DPIM) for wireless optical communications[C]. 4th Student Conference on Research and Development (SCORed 2006), 2006. 5~10
- 9 Z. Ghassemlooy, A. R. Hsyas. Digital pulse interval modulation for optical communications [J]. *IEEE Communications Magazine*, 1998. 95~99
- 10 N. M. Aldibbiat, Z. Ghassemlooy. Dual header pulse interval modulation for dispersive indoor optical wireless communication systems [J]. *IEEE Proc. Circuits Devices Systems*, 2002. **149**(3): 187~192