

文章编号: 0258-7025(2007)12-1655-05

无线光通信中的定长数字脉冲间隔调制

张铁英¹, 王红星², 程 刚¹, 苏艳琴¹, 朱银兵¹

(海军航空工程学院¹ 研究生管理大队, ² 电子信息工程系, 山东 烟台 264001)

摘要 针对脉冲位置调制(PPM)需要符号同步和数字脉冲间隔调制(DPIM)符号长度不固定所引起的问题,提出了一种新的定长数字脉冲间隔调制(FDPIM)。给出了相应的编码结构,并分析了平均功率效率和带宽需求。在弱湍流信道模型下推导了定长数字脉冲间隔调制的误包率,并与开关键控(OOK)、脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制等调制方式进行了比较分析。结果表明,定长数字脉冲间隔调制的误包率劣于脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制,但明显优于开关键控的误包率。虽然定长数字脉冲间隔调制的带宽要求较高,但不需要符号同步,相对于脉冲位置调制系统,实现的复杂性大大简化;相对于数字脉冲间隔调制,其符号长度固定,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。

关键词 光通信;无线光通信;定长数字脉冲间隔调制;湍流;误包率

中图分类号 TN 929.12 **文献标识码** A

A Novel Fixed Length Digital Pulse Interval Modulation for Optical Wireless Communications

ZHANG Tie-ying¹, WANG Hong-xing², CHENG Gang¹, SU Yan-qin¹, ZHU Yin-bing¹

(¹ Student's Brigade, ² Department of Electronic Engineering,
Naval Aeronautical Engineering Institute, Yantai, Shandong 264001, China)

Abstract A new fixed-length digital pulse interval modulation (FDPIM) is presented on the basis of pulse position modulation (PPM) which needs symbol synchronization and digital pulse interval modulation (DPIM) with unfixed symbol length. After introducing symbol structure, average transmit power and bandwidth efficiency are studied. Based on weak turbulence channel model, the packet error rate is derived, and compared with on-off keying (OOK), PPM and DPIM. Simulations show that error rate of FDPIM is bigger than PPM and DPIM, but obviously less than OOK. Moreover, FDPIM, which do not need symbol synchronization and has fixed symbol length, can simplify the receiver and solve modulator waiting or buffer overflow in comparison with PPM and DPIM respectively. Hence, FDPIM has some advantages in wireless optical communications system.

Key words optical communication; optical wireless communication; fixed-length digital pulse interval modulation; turbulence; packet error rate

1 引 言

无线光通信具有光纤通信和移动通信的优势及良好的应用前景,近年来受到了广泛关注^[1,2]。由于目前使用的光源所发出的光载波的单色性和相干性都无法和电载波相媲美,因此,目前商用化无线光

通信系统广泛采用强度调制/直接检测(IM/DD)系统。典型调制方式为开关键控(OOK)^[3,4]、脉冲位置调制(PPM)^[5,6]和数字脉冲间隔调制(DPIM)^[7]等。还有其他几种调制方式,如双幅度脉冲位置调制(DAPIM)等^[8,9]。开关键控是最简单的调制方式,但是功率利用率比较低。脉冲位置调制提高了

收稿日期:2007-04-30;收到修改稿日期:2007-08-30

作者简介:张铁英(1974—),男,天津人,讲师,博士研究生,主要从事信源信道联合编码、大气信道中无线光通信的调制与编码方面的研究。E-mail: emailofzty@126.com

导师简介:王红星(1962—),男,河南人,教授,博士生导师,主要从事光通信技术、现代通信新技术等方面的研究。E-mail: buaawhx@163.com

功率利用率,但是增加了带宽需求,而且需要符号同步,增加了实现难度。数字脉冲间隔调制不需要符号同步,带宽效率高,但它的符号长度不固定,因此造成调制器速率也不固定,这会引起两种可能情况:当输入调制器的信息速率大于调制速率时,则按一定概率引起调制器缓存溢出;当输入调制器的信息速率小于调制速率时,调制器会出现等待,相当于加入了空时隙,使得解调器不能正确解调。因此数字脉冲间隔调制实现并不容易。本文在数字脉冲间隔调制和脉冲位置调制的基础上提出了一种新的调制方式——定长数字脉冲间隔调制(FDPIM)。给出了定长数字脉冲间隔调制的调制结构和带宽需求,理论上推导了基于给定通信模型下的差错性能,通过仿真与其他几种调制方式进行了比较,并给出了详细分析。

2 定长数字脉冲间隔调制方式分析

定长数字脉冲间隔调制是将一个二进制的 M (称为位分辨率) 位数据组映射为 $2^M + 4$ 个时隙组成的时间段上的双脉冲信号。令 k 为符号所表示的十进制数,每个符号的起始位置为单时隙脉冲,后加一个保护时隙,再加上 k 个空时隙表示信息,这之后加上一个双时隙脉冲作为标识脉冲,再跟 $2^M - k$ 个空时隙,其中标识脉冲后的第一个空时隙为保护时隙。定长数字脉冲间隔调制的编码结构如图 1 所示,为便于比较,图 1 中也绘制了开关键控、脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制的编码结构图形。

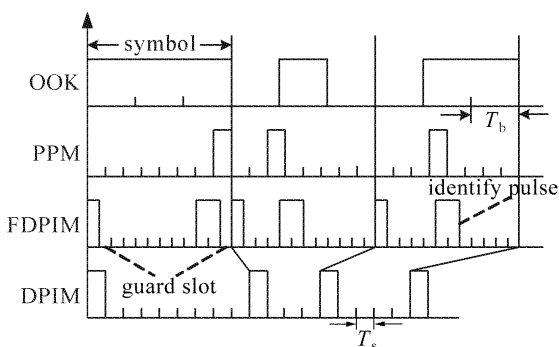


图 1 开关键控、脉冲位置调制、数字脉冲间隔调制及定长数字脉冲间隔调制的编码结构

Fig. 1 Symbol structure of OOK, PPM, DPIM and FDPIM

定长数字脉冲间隔调制设置两个保护时隙是为了防止符号中或符号间出现连续的 3 个“1”,标识脉冲表示在本符号中其后面的空时隙为补充时隙,并

不表示信息。在解调时,当判断收到单时隙脉冲时,则数其后面的空时隙个数,当判断收到的脉冲为标识脉冲时停止计数,然后将所计空时隙个数减去 1 就可成功实现解调。由此可见,定长数字脉冲间隔调制符号长度固定,且解调时不需要符号同步。

2.1 平均发射功率

考虑三种调制方式下发射一个相同符号的平均功率,即信息速率相同条件下的平均发射功率,假设信息“0”,“1”等概出现,对于定长数字脉冲间隔调制符号,在其固定的 $2^M + 4$ 位中,共有 3 个“1”,其余均为零,所以平均发射功率 $W_{\text{FDPIM}} = 3W_0 / (2^M + 4)$,其中 W_0 为码元为 1 时的发送光脉冲功率。同理, $W_{\text{OOK}} = W_0 / 2$, $W_{\text{PPM}} = W_0 / 2^M$, $W_{\text{DPIM}} = 2W_0 / (2^M + 3)$ 。

每种调制方式相对于 M 的平均发射功率如图 2 所示,图中按 W_{OOK} 进行了归一化。由图 2 可知,虽然劣于脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制(因为其增加了一两个时隙宽度的标识脉冲),但定长数字脉冲间隔调制的平均功率效率明显好于开关键控。当 $M = 4$ 时,定长数字脉冲间隔调制的平均功率相对于开关键控,节省了大约 5.22 dB,相对于数字脉冲间隔调制高出大约 1.5 dB,相对于脉冲位置调制则高出大约 3.3 dB。

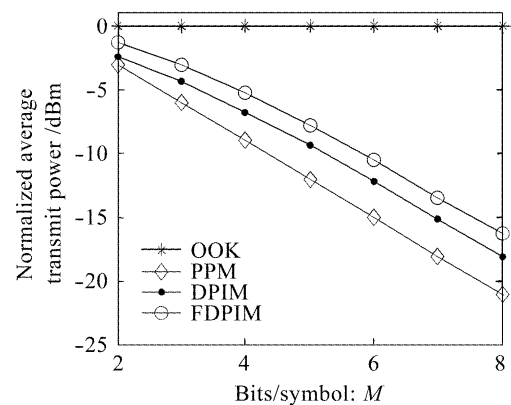


图 2 开关键控、脉冲位置调制、数字脉冲间隔调制及定长数字脉冲间隔调制的平均功率

Fig. 2 Average powers of OOK, PPM, DPIM and FDPIM

2.2 带宽需求

在无线光通信中,为了获得高信噪比,要求收发机使用大面积的光电检测器,而与其相连的高输入电容将限制光接收机的带宽,所以调制方式的频带利用率是一个需要考虑的重要因素

$$i(t) = \sum_{n=0}^{L-1} c_n p(t - T_s), \quad (1)$$

式中 $L = 2^M + 4$, $c_n = [c_0, c_1, \dots, c_{L-1}]$ 为定长数字

脉冲间隔调制的码字, $c_n \in (0, 1)$, $p(t)$ 是一个持续时间为 T_s 的矩形脉冲。因此, 定长数字脉冲间隔调制带宽可以用功率谱密度的主瓣宽度来估计。主瓣宽度由矩形脉冲 $p(t)$ 决定, 它是个 sinc 函数, 所以带宽可用 $1/T_s$ 来近似表示。假设信息速率为 R_b , 则定长数字脉冲间隔调制的带宽为

$$W = 1/T_s = \frac{LR_b}{M} = \frac{(2^M + 4)R_b}{M}, \quad (2)$$

用同样的方法可求出开关键控、脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制带宽。

为了便于比较, 将四种调制方式的带宽需求示于图 3。图中按照开关键控做了归一化处理。可以看出, 定长数字脉冲间隔调制的带宽需求较高, 当 $M = 4$ 时, 数字脉冲间隔调制是开关键控的 2.5 倍, 脉冲位置调制是开关键控的 4 倍, 而定长数字脉冲间隔调制是开关键控的 5 倍。不过随着 M 的增大,

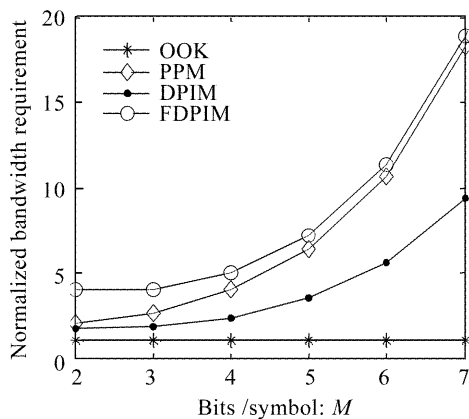


图 3 开关键控、脉冲位置调制、数字脉冲间隔调制及定长数字脉冲间隔调制的带宽需求

Fig. 3 Bandwidth requirement of OOK, PPM, DPIM and FDPIM

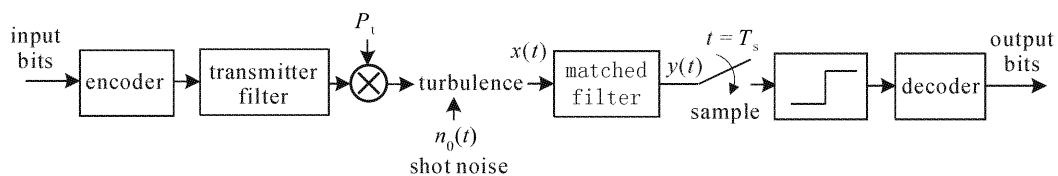


图 4 系统模型

Fig. 4 System model

由图 4 可知, 输入比特经过调制编码和前置滤波器放大到所需要的峰值功率 P_t , 进入弱湍流信道。由以上假设可认为系统只受弱湍流信道闪烁效应、传输路径衰减 g 和加性高斯白噪声 $n_0(t)$ 的影响。在接收端, 信号经过理想匹配滤波器、抽样判决处理之后送至译码器, 经译码后输出信息比特。因

定长数字脉冲间隔调制与脉冲位置调制的带宽将迅速接近。因为定长数字脉冲间隔调制相对于脉冲位置调制每个符号多增加了两个保护时隙和一个标识脉冲, 故其带宽需求有所增加。

3 差错性能分析

3.1 大气信道通信系统模型

室外无线光通信系统中承载数据的激光必须穿过大气, 激光通过弱起伏湍流大气信道(也可能是强湍流)^[10,11], 接收信号光强存在闪烁效应, 由于接收孔径较大, 一般在几十厘米左右, 可以认为存在着孔径平均效应。对于距离在几千米以内的光强闪烁可以近似服从对数正态分布^[12]。光强的概率分布函数为

$$P_I(I) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_x I} \exp\left\{-\frac{[\ln(I/I_0) + 2\sigma_x^2]^2}{8\sigma_x^2}\right\}, \quad (3)$$

式中 σ_x 表示光强闪烁指数(光信号的对数振幅标准偏差), I_0 为光强均值, I 为接收光强。当考虑均匀场强时, 可认为接收功率也近似服从对数正态分布, 即

$$P_I(I) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_x P} \exp\left\{-\frac{[\ln(P/P_0) + 2\sigma_x^2]^2}{8\sigma_x^2}\right\}, \quad (4)$$

这里 P 为接收功率, P_0 为功率均值。

在建立系统模型推导定长数字脉冲间隔调制的差错率时, 假设: 信道为弱湍流信道, 发射机和接收机前端带宽足够宽, 无多径传播, 考虑由背景光引起的散弹噪声影响。基于上述假设的系统模型如图 4 所示。

此, 考虑孔径平均效应, 系统的平均误码率(BER)为

$$\text{BER} = \int_0^\infty P_e(P) \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_x P} \exp\left\{-\frac{[\ln(P/P_0) + 2\sigma_x^2]^2}{8\sigma_x^2}\right\} dP, \quad (5)$$

P_e 是 P 为一定值时的误码率。

3.2 差错性能推导

由于编码器的输出为“0”或“1”(其中,标识脉冲位认为是2个“1”),因而匹配滤波器输入 $x(t)$ 在有脉冲时为 $\sqrt{gP_t} + n_0(t)$, 无脉冲输入时为噪声 $n_0(t)$, 其中 P_t 为发射脉冲峰值功率, $n_0(t)$ 是均值为0, 方差为 σ_n^2 的高斯白噪声。匹配滤波器和输入 $x(t)$ 卷积, 所以匹配滤波器在 $T = T_s$ 时刻的输出脉冲为能量形式, 即

$$y(t) = \begin{cases} E_p + n(T_s) & \text{当发送“1”时} \\ n(T_s) & \text{当发送“0”时} \end{cases}, \quad (6)$$

假设脉冲波形为矩形波, 则 $y(t)$ 为输入 $x(t)$ 和 $\sqrt{gP_t}$ 在一个比特时间内的卷积, 于是 $E_p = gP_t T_s$, $n(T_s)$ 仍然是均值为零的高斯噪声, 但其方差为 $\sigma^2 = gP_t T_s^2 \sigma_n^2$ 。假定输入比特信息中“1”和“0”等概率出现。令 l_0 为接收到“0”的概率, l_1 为接收到“1”的概率, 则

$$l_0 = (L-3)/L, \quad l_1 = 3/L, \quad (7)$$

设判决门限为 β , 则时隙“1”, “0”, 判决出错的概率分别为

$$p_{e1} = \Phi\left[(1-\beta)\sqrt{\frac{gP_t}{\sigma_n^2}}\right], \quad p_{e0} = \Phi\left[\beta\sqrt{\frac{gP_t}{\sigma_n^2}}\right], \quad (8)$$

式中 $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-x^2/2) dx$ 。所以, 定长数字脉冲间隔调制的时隙平均出错概率为

$$P_{se} = p_0 \Phi\left[\beta\sqrt{\frac{gP_t}{\sigma_n^2}}\right] - p_1 \Phi\left[(1-\beta)\sqrt{\frac{gP_t}{\sigma_n^2}}\right], \quad (9)$$

因为数字脉冲间隔调制的时隙个数不固定, 所以一个时隙错误不仅影响它所在的符号, 而且使其后的符号也发生错误。因此使用包误码率在各种调制方案之间进行比较。假定只要检测到包中的一个比特错误, 就认为这个包有错误。设一个包含有 N 比特信息, 经定长数字脉冲间隔调制后, 时隙个数为 NL/M 。则误时隙率可相应地转换为误包率

$$P_{pe} = 1 - (1 - P_{se})^{NL/M} \approx \frac{NL}{M} P_{se}, \quad (10)$$

将(10)式代入(5)式可以得到弱湍流信道模型的定长数字脉冲间隔调制误包率为

$$P_p = \frac{NL}{M} \int_0^\infty P_{se}(P_t) \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_x P_t} \times \exp\left\{-\frac{[\ln(P_t/P_0) + 2\sigma_x^2]^2}{8\sigma_x^2}\right\} dP_t, \quad (11)$$

可用同样的方法求出开关键控、脉冲位置调制、数字

脉冲间隔调制等三种调制方式在弱湍流信道模型下的误包率。

3.3 仿真分析

在调制方式之间进行比较时, 一般考虑平均功率相等, 因此, 不同的调制方式有不同的峰值功率。设平均功率为 P_{avg} , 对于开关键控、脉冲位置调制、数字脉冲间隔调制和定长数字脉冲间隔调制, 有

$$\begin{aligned} P_{tOOK} &= 2P_{avg}, & P_{tPPM} &= 2^M P_{avg}, \\ P_{tDPIM} &= \frac{2^M + 3}{2} P_{avg}, & P_{tFDPIM} &= \frac{2^M + 4}{3} P_{avg}, \end{aligned} \quad (12)$$

将(12)式代入(11)式可得到基于平均功率相等的弱湍流信道模型下各调制方式的误包率。仿真参数如表1所示。

表1 仿真参数表

Table 1 List of parameters

Parameter	Value
σ_x	0.25
β	0.5
g	5×10^{-6}
σ_n^2	1×10^{-8}
N	1024

对于 $M \in \{3, 4, 5\}$, 定长数字脉冲间隔调制的误包率随接收功率的变化如图5所示。由图可知, 随着 M 的增大, 误包率迅速下降, 当接收功率为 -30 dBm时, M 每增加1, 误包率下降约一个数量级; 当误包率为 10^{-6} 时, M 每增加1, 可节省约2 dBm的接收功率。图6给出了在 $M = 4$ 的情况下, 四种调制方式随接收功率变化的误包率曲线。

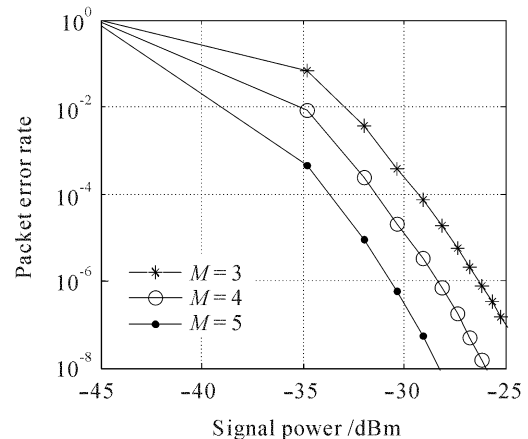


图5 不同 M 值下定长数字脉冲间隔调制相对于接收功率的误包率

Fig. 5 Packet error rate of FDPIM versus signal power for different M

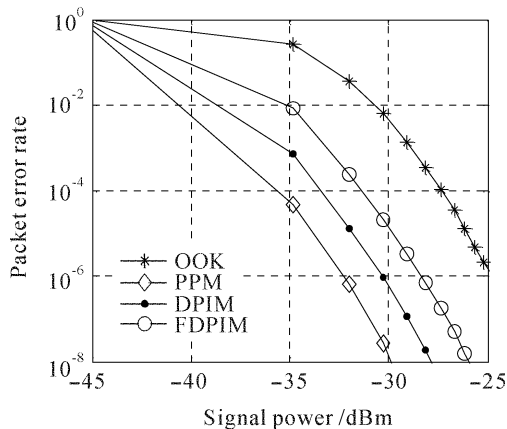


图 6 $M = 4$ 时, 四种调制方式相对于接收功率的误包率
Fig. 6 Packet error of OOK, PPM, DPIM and FDPIM versus signal power for $M = 4$

由图可以看出, 虽然定长数字脉冲间隔调制的误包性能要劣于脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制, 但明显好于开关键控, 当误包率为 10^{-6} 时, 相对于开关键控, 可节省约 4 dBm 的接收功率; 当接收功率为 -30 dBm 时, 定长数字脉冲间隔调制的误包率要优于开关键控 2 个数量级以上, 约是数字脉冲间隔调制的 10 倍, 脉冲位置调制的 500 倍。这和位分辨率有关系, 若 $M < 4$, 则定长数字脉冲间隔调制相对于开关键控的比较优势要下降。之所以定长数字脉冲间隔调制的误码性能要劣于数字脉冲间隔调制和脉冲位置调制, 是因为标识脉冲的加入使得其峰值与均值比下降造成的。

4 结 论

在数字脉冲间隔调制和脉冲位置调制的基础上提出了一种新的调制方式, 即定长数字脉冲间隔调制。在给出了符号结构的基础上, 研究了平均功率效率和带宽需求, 推导了弱湍流信道模型下的差错性能, 并通过仿真与开关键控、脉冲位置调制、数字脉冲间隔调制等调制方式进行了比较。虽然定长数字脉冲间隔调制的带宽需求相对较高, 平均发射功率也没有优势, 但在接收端只需要时隙同步, 并不需要符号同步, 继承了数字脉冲间隔调制的优点。该调制方式可实现性强, 更适合通信网络环境。

参 考 文 献

- 1 Wang Hongxing, Zhang Tieying, Zhu Yinbing *et al.*. Study on modulation mode for free space optics communication [J]. *Radio Communications Technology*, 2006, **32**(6):13~15
王红星, 张铁英, 朱银兵 等. 自由空间光通信调制方式研究[J]. *无线电通信技术*, 2006, **32**(6):13~15
- 2 Feng Pan, Qiqi Han, Jing Ma *et al.*. Measurement of scintillation and link margin for laser beam propagation on 3.5-km urbanised path [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2007, **5**(1):1~3
- 3 Xiaoming Zhu, J. M. Kahn. Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2002, **50**(8):1293~1300
- 4 H. X. Wang, X. M. Sun, X. Y. Sun. Performance of current digital pulse modulation schemes for optical wireless communications [C]. The IET International Conference, 2006, **10**:656~659
- 5 D. C. M. Lee, J. M. Kahn. Coding and equalization for PPM on wireless infrared channels [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1999, **47**(2):255~260
- 6 K. Kiasaleh. Performance of APD-based, PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2005, **53**(9):1455~1461
- 7 A. R. Hayes, Z. Ghassemlooy, N. L. Seed *et al.*. Base line-wander effects on systems employing digital pulse-interval modulation [C]. *IEE Proc. Optoelectron.*, 2000, **147**(4):295~300
- 8 Zhang Kai. Dual-amplitude pulse interval modulation for optical wireless communications and optical ETC prototype [D]. Beijing: Dissertation of Tsinghua University for the Doctor Degree of Engineering, 2004. 21~27
张 凯. 无线光通信双幅度脉冲间隔调制研究及其在光波 ETC 中的应用[D]. 北京:清华大学工学博士学位论文, 2004. 21~27
- 9 U. Sethakaset, T. A. Gulliver. Differential amplitude pulse-position modulation for indoor wireless optical communications [J]. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2005, **1**:3~11
- 10 Ji Xiaoling, Lü Baida. Effect of turbulence on the spectral shift of partially coherent light [J]. *Chinese J. Lasers*, 2005, **32**(4):506~510
季小玲, 吕百达. 湍流对部分相干光光谱移动的影响[J]. *中国激光*, 2005, **32**(4):506~510
- 11 Liu Jianguo, Huang Yinbo, Wang Yingjian. Numerical analysis of intensity fluctuation scale characteristics in space laser communication [J]. *Acta Optica Sinica*, 2005, **25**(8):1009~1012
刘建国, 黄印博, 王英俭. 空间激光通信中光强起伏尺度特征的数值分析[J]. *光学学报*, 2005, **25**(8):1009~1012
- 12 Hu Zongmin, Tang Junxiong. Digital pulse interval modulation for atmospheric optical wireless communications [J]. *Journal on Communications*, 2005, **26**(3):75~79
胡宗敏, 汤俊雄. 大气无线光通信系统中数字脉冲间隔调制研究[J]. *通信学报*, 2005, **26**(3):75~79