

文章编号: 0258-7025(2010)05-1269-06

湍流大气中脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制 差错性能的建模与分析

胡昊 王红星 周旻 张铁英 刘敏

(海军航空工程学院电子信息工程系, 山东 烟台 264001)

摘要 针对以往研究未在最佳解调下讨论脉冲位置调制(PPM)差错性能的不足及数字脉冲间隔调制(DPIM)调制结构不利于误符号率(SER)分析的问题,基于湍流信道,提出极大似然判决(ML)下 PPM 误符号率精确计算式及其联合界和一种基于包传输的 DPIM 误符号近似计算模型,并应用成对差错率原理,推导了系统误符号率与误比特率(BER)的变换关系。仿真分析表明,联合界为 PPM 提供了便于分析的降复杂度误符号率近似上界,ML 下 PPM 较易受湍流变化影响,但性能明显优于开关键控(OOK)和 DPIM,DPIM 误符号率及误比特率不及 OOK,适于出错重传系统,单工通信中则不宜使用。所给建模方法及分析结论对其他定长及变长调制具有适用性。

关键词 无线光通信;数字脉冲调制;湍流信道;误符号率;误比特率

中图分类号 TN929.12 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL20103705.1269

Modeling and Analyzing of Error Performance for Pulse Position Modulation and Digital Pulse Interval Modulation under Turbulence

Hu Hao Wang Hongxing Zhou Min Zhang Tieying Liu Min

(Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China)

Abstract To characterize error performance of pulse position modulation (PPM) with optimal demodulation and digital pulse interval modulation(DPIM) whose variable symbol length makes it difficult to analyze performances, an exact symbol error rate (SER) expression is presented as well as its union-bound about PPM based on maximum-likelihood (ML) detection under turbulence channel, and an approximate SER mathematic model of DPIM grounding on transmitted packet is proposed. Applying pairwise error probability (PEP) theory in conjunction with SER, the bit error rate (BER) is also derived. Simulations show that, union-bound analysis of PPM can yield simple analytical upper bounds and approximations to SER, and the performance of PPM influenced more by turbulence is better than DPIM and on-off keying (OOK). DPIM isn't suitable for simplex communication for its poor BER and SER. The modeling methods and conclusions are applicable to other digital pulse modulations.

Key words wireless optical communications; digital pulse modulation; turbulence channel; symbol error rate; bit error rate

1 引言

差错率是衡量通信系统的重要指标。根据具体通信方式和信道环境对系统的差错性能进行数学建模,便于人们评估系统性能并分析其影响因素,可有效节省时间和花费。无线光通信具有移动通信和光纤通信的结合优势,近年来成为研究热点。由于技

术成熟实现简单,无线光通信一般为强度调制/直接检测系统并采用数字脉冲调制(DPM)方式,其基本调制为开关键控(OOK)。在此基础上,人们相继提出了一些新的 DPM 方式,根据符号长度变化与否大致可分为定长调制和变长调制两类。前者如脉冲位置调制(PPM)、定长数字脉冲间隔调制(FDPIM)

收稿日期: 2009-08-18; 收到修改稿日期: 2009-09-15

作者简介: 胡昊(1978—),男,博士研究生,主要从事大气无线光通信信道评估、调制和信道编码技术等方面的研究。

E-mail: daqibudao@163.com

导师简介: 王红星(1962—),男,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

等,后者如数字脉冲间隔调制(DPIM)、差分脉冲位置调制(DPPM)等。一些文献对不同数字脉冲调制的差错性能进行了理论推导及对比分析研究。例如,对OOK调制方式,Xiaoming Zhu等^[1]对采用极大似然序列检测(MLSD)无线光通信系统的误比特率(BER)计算式进行了推导,同时讨论了两种降复杂度的MLSD方法,在此基础上,进一步给出了含多维变量的湍流衰减信道传输码字错误概率及近似上界^[2]。在定长调制差错性能研究方面,Kamran Kiasaleh^[3]基于雪崩光电二极管(APD)计数过程,对弱湍流下二进制PPM(BPPM)的BER性能进行理论推导,并导出M阶调制PPM(M-PPM)的误比特率计算方法。张铁英等^[4]给出了FDPPM在湍流大气中误时隙率(TER)和误包率分析式,并与PPM, DPIM及OOK进行了对比分析。但上述研究均是基于次优的门限判决,未对最佳解调方式下系统的差错性能进行理论推导和分析。在变长调制上,Ghassemlooy等^[5]对DPIM调制特性进行了详细分析,并推导了其在弱湍流信道中误包率的数学计算式。胡宗敏等^[6]在其研究的基础上,基于APD接收机光子计数模型推导了DPIM的误包率计算公式。此外,文献^[7,8]分别在接收光功率和接收机光子计数下,综合比较了OOK,PPM,DPPM和DPIM等的误包率性能。以上研究均是基于时隙错误给出系统的误包率计算式,并以此为基础进行分析。但误包率分析只能反映包的错误情况,其本质与误时隙率相同,而要全面评价系统差错性能,还需进一步研究系统的误符号及误比特情况,因此有必要构建变长调制下无线光通信系统的误符号和误比特理论计算模型。

本文选取典型定长调制方式PPM和变长调制方式DPIM,在湍流下进行差错性能数学建模,提出了极大似然(ML)判决下PPM误码率精确式及联合界和DPIM的误码近似计算模型。采用推导的计算式,分析了PPM误符号率(SER)下界及误时隙性能的上下界,全面比较分析了PPM,DPIM在湍流大气中的误时隙率、误比特率和误符号率性能,并对大气闪烁、判决方式等影响及不同调制方式的适用条件进行了讨论。

2 差错性能建模

2.1 大气无线光系统模型

室外无线光通信系统的光信号在大气中传输时,受湍流扰动影响,接收光强存在闪烁效应,对于

距离在几千米以内的无线光通信系统,考虑孔径平均效应,光强闪烁可近似为对数正态分布^[9,10]

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

式中I为接收光强,单位接收面积上等价于光功率,I₀为I的均值,σ_I为大气闪烁指数。此外,背景噪声场、光电转换过程以及接收机电路引入噪声可认为服从高斯分布。此时,大气无线光通信系统信道为大气信道和高斯信道的级联。

设每个传输时隙的持续时间为T,由于光信号开关速度非常高,可认为湍流下激光相干时间远大于T,因此,光强在每个照射间隔内为常数且时隙信号不存在码间干扰^[1]。如调制信号波形为单极性形式,且无多径传播,则单个时隙输出电流可写为

$$r(t) = \begin{cases} \eta I + n(t), & \text{when "1" is sent} \\ n(t), & \text{when "0" is sent} \end{cases} \quad (2)$$

式中η为光电转换效率,可通过η = γ_eTegλ/(hc)计算,γ_e为探测器量子效率,e为量子电荷,g为光电倍增增益,λ为波长,h为普朗克常数,c是光速.n(t)是零均值、方差为σ²的高斯噪声。因此,如高斯信道下信号的差错概率为P_{ei},大气无线光系统的传输错误率为

$$P_e = E[P_{ei}] = \int_0^{\infty} f_I(i) P_{ei} di. \quad (3)$$

2.2 基于ML判决的PPM误符号率及联合界

PPM由于符号长度和脉冲数固定,因此其最佳判决方法为ML判决,在此基础上进行理论推导和分析,可更准确分析PPM差错性能及各因素影响。联合界分析在为PPM系统评估提供差错性能理论界的同时,也简化了数值仿真处理过程。

对于调制阶数为M的PPM符号,接收机的输出电流矢量为 $\mathbf{r} = (r_0, r_1, \dots, r_{2^M-1})$,各分量统计独立,设脉冲位置为 $k \in S = \{0, 1, \dots, 2^M-1\}$,在极大似然准则下,只有 $r_k > \max(r_j | j \in S, j \neq k)$ 时才能判决正确,令 $A_j = \{r_j < r_k, j \neq k | \mathbf{r}\}$,符号正确判决概率为 $P(\cap A_j)$,事件A_j相互独立,故PPM误符号率为

$$1 - \prod_{\substack{j \in S \\ j \neq k}} P(r_k > r_j | \mathbf{r}) = 1 - \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{2^M-1} \int_{-\infty}^{\infty} f_0(r_j) dr_j \int_{r_j}^{\infty} f_1(r_k) dr_k, \quad (4)$$

式中f₀(r),f₁(r)为(2)式中“0”,“1”时隙信号的电流概率密度函数,将(4)式代入(3)式得

$$P_{\text{esymbol_PPM}} = 1 - \int_0^\infty f_I(i) \left[\prod_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{M-1} \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{r_j^2}{2\sigma^2}\right) \times \right. \\ \left. Q\left(\frac{r_j - i}{\sigma}\right) dr_j \right] di, \quad (5)$$

(5)式是 PPM 误符号率的严格表达式。如对(4)式作近似

$$1 - \prod_{\substack{j \in S \\ j \neq k}} P(r_k > r_j | \mathbf{r}) \leq \sum_{\substack{j \in S \\ j \neq k}} P(r_k \leq r_j) = \\ \sum_{\substack{j \in S \\ j \neq k}} \int_{-\infty}^\infty f_0(r_j) dr_j \int_{-\infty}^{r_j} f_1(r_k) dr_k, \quad (6)$$

并代入(3)式可得 PPM 的误符号率联合界计算式

$$P_{\text{esymbol_PPM_bound}} = \\ \frac{2^M - 1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty f_I(i) \exp\left(-\frac{r_j^2}{2\sigma^2}\right) Q\left(\frac{i - r_j}{\sigma}\right) dr_j di. \quad (7)$$

由于单个 PPM 传输符号内只有一个“1”信号，当发生符号误判时，会产生两个时隙错误，由此可写出 PPM 的误时隙率为

$$P_{\text{eslot_PPM}} = [1/(2^{M-1})] P_{\text{esymbol_PPM}}. \quad (8)$$

此外，错误 PPM 符号经解调后仍可能产生一些正确比特，由于 PPM 调制前各码字具有相同的出现频率，其错误概率等于发送全零码字而接收时误解调为其他码字的概率，因此应用成对差错率可将其平均误比特率写为

$$P_{\text{ebit_PPM}} = \frac{1}{M} \sum_{d=1}^M a_d P_d, \quad (9)$$

式中 P_d 为发送全零码字而解调为一个汉明重量为 d 的合法码字的概率， a_d 为汉明重量为 d 的码字数。由脉冲出错位置随机可知 $P_d = [1/(2^M - 1)] P_{\text{esymbol_PPM}}$ ，且 $a_d = C_M^d$ 。则(9)式可表示成

$$P_{\text{ebit_PPM}} = \frac{1}{M} \sum_{d=1}^M d \cdot C_M^d \frac{1}{2^M - 1} P_{\text{esymbol_PPM}} = \\ \frac{2^{M-1}}{2^M - 1} P_{\text{esymbol_PPM}}. \quad (10)$$

由(7)，(8)和(10)式可以看出，PPM 性能主要受调制阶数、大气闪烁、平均接收光强及噪声影响。在其他参数不变条件下，当 $M=1$ 时，PPM 变为 BPPM，其误时隙率、误比特率与误符号率相同，这是 PPM 误符号率和误时隙率的理论下界；当 M 增

大时，PPM 符号差错率联合界将以近似指数的关系恶化，误比特率变化与误符号率相似，误时隙率则相对缓和；当 $M \rightarrow \infty$ 时，误时隙率趋近其理论下界的 2 倍，这将是极大似然判决下 PPM 误时隙率的理论上界，此时，误比特率是误符号率的 1/2，即当符号全部解调错误时，误比特率为 1/2。

2.3 DPIM 系统的误符号近似计算模型

DPIM 由于符号内时隙个数不固定，因此当出现时隙信号误判时，不仅影响它所在的符号，而且可能使其前后符号以及后续码字都发生错误，从而使得 DPIM 符号错误率分析变得极为繁杂，故而相关文献均只在误包率上与其他的调制进行对比分析^[6~8]。本文以包内时隙信号的传输错误为基础，根据 DPIM 符号解调错误率与首次时隙错误出现位置密切相关的特点，构建 DPIM 误符号率数学近似计算模型。

为使模型能够接近实际过程同时又不至于复杂，考虑包内至多发生一次时隙传输错误和有 multiple 传输错误两种情况，这在高信噪比和较低信噪比下均较可能发生。对于一含有 L 个符号的 DPIM 包，令第 l 个发送的符号为 s_l ，接收为 s'_l 。先讨论包内只发生一次传输错误的情况，设传错的信号首先会造成第 l 个符号出错，由于当前错误导致符号次序改变，使得下一符号 s'_{l+1} 解调为正确码字变得随机，即 $P(s'_{l+i} \neq s_{l+i}) = (2^M - 1)/2^M$ ， $1 \leq i \leq L - l$ 。对于多次错误，考虑两次以上的时隙传输错误情况，此时，首次时隙错误同样会引起后续码字顺序的改变，且后续时隙错误对符号解调随机性的影响有限。因此，两种情况下首次传输错误发生在第 l 个符号所引起的平均误符号率均可写为

$$P_l = \frac{1}{L} \left[P_{\text{es}} + \sum_{i=l+1}^L P(s'_i \neq s_i) \right], \quad (11)$$

两种情况的概率为

$$P(l) = \begin{cases} \frac{1}{L} C_L^l (1 - P_{\text{es}})^{L-1} P_{\text{es}}, & P_{\text{eslot_DPIM}} \leq \xi \\ (1 - P_{\text{es}})^{L-1} P_{\text{es}}, & P_{\text{eslot_DPIM}} > \xi \end{cases} \quad (12)$$

由 $P_e = \sum_{l=1}^L P(l) P_l$ ，即得到 DPIM 系统平均误符号率表达式

$$P_{\text{esymbol_DPIM}} = \begin{cases} \sum_{l=1}^L (1 - P_{\text{es}})^{L-1} P_{\text{es}} \frac{1}{L} \left[P_{\text{es}} + \sum_{i=l+1}^L P(s'_i \neq s_i) \right], & P_{\text{eslot_DPIM}} \leq \xi \\ \sum_{l=1}^L (1 - P_{\text{es}})^{L-1} P_{\text{es}} \frac{1}{L} \left[P_{\text{es}} + \sum_{i=l+1}^L P(s'_i \neq s_i) \right], & P_{\text{eslot_DPIM}} > \xi \end{cases} \quad (13)$$

式中 ξ 为划分临界值, 根据分析可取为 $1/(2^M L)$, P_{es} 为时隙出错引起的误符号率, 表示为

$$P_{es} = 1 - (1 - P_{eslot_DPIM})^{(2^M+1)/2} \approx \frac{2^M+1}{2} P_{eslot_DPIM}, \quad (14)$$

式中 P_{eslot_DPIM} 是误时隙率, 采用最佳门限判决并考虑无保护时隙的情况, 可写为

$$P_{eslot_DPIM} = \int_0^{\infty} f_I(i) \left[Q\left(\frac{\sigma}{i} \ln \frac{2^M-1}{2} + \frac{i}{2\sigma}\right) + \frac{2}{2^M+1} \left[Q\left(\frac{i}{2\sigma} - \frac{\sigma}{i} \ln \frac{2^M-1}{2}\right) - Q\left(\frac{\sigma}{i} \ln \frac{2^M-1}{2} + \frac{i}{2\sigma}\right) \right] \right] di. \quad (15)$$

由(13)式可以看出, DPIM 误符号性能除与传输误时隙率、调制阶数有关外, 还取决于包的符号数大小。此外, 与 PPM 类似, 可得 DPIM 误比特率与误符号率关系同(10)式。

3 仿真分析

为对不同大气闪烁下 PPM, DPIM 的误码特性进行比较分析, 依照文献[11, 12]所给光器件性能进行了仿真, 并与 OOK 相比较, 具体参数如表 1 所示。OOK 的误时隙率和误比特率均为

$$P_{eslot_OOK} = P_{ebit_OOK} = E[P_{ei}] = \int_0^{\infty} f_I(i) Q\left(\frac{i}{2\sigma}\right) di, \quad (16)$$

对应调制阶数 M , 其误符号率为

$$P_{esymbol_OOK} = 1 - (1 - P_{eslot_OOK})^M. \quad (17)$$

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameter

Parameter	Value
$\lambda / \mu\text{m}$	1.55
γ_c	0.5
g	100
$\alpha^2 / 10^{-30}$	2
$T_{OOK} / 10^{-9} \text{ s}$	1
M	4

在大气闪烁指数分别为 0.15, 0.25, 0.35 和 0.45 条件下进行 PPM 误符号率与联合界的比较分析, 横坐标为平均功率值, 仿真结果如图 1 所示。从图 1 中可以看出, 联合界随功率增加, 拟合效果不断改善, 当误码率降至 10^{-3} 以下时, 可逼近精确值。并且在 σ_x 较小情况下, 联合界具有较快的拟合速度及较高的拟合程度, 随 σ_x 增大, 拟合速度和拟合程

度则会变缓。这说明, 在可通信条件下, 联合界能较可靠反映 PPM 无线光通信系统在弱湍流信道中的性能变化, 在误码率较高或湍流较大情况下则会有偏差。

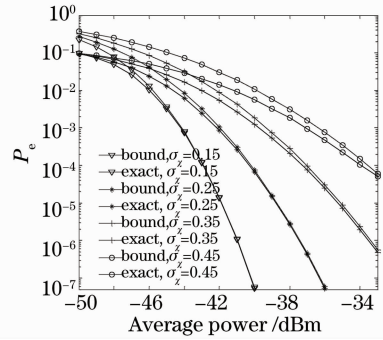


图 1 PPM 系统误符号率精确值与联合界

Fig. 1 Union-bound and exact values for SER of PPM with different turbulence indexes

图 2 为在等峰值功率等时隙宽度及不同大气闪烁条件下进行的误时隙率仿真, 这可看作是在等接收光能下的性能比较, 其中 PPM 为联合界。可以看出, PPM 性能最好, DPIM 次之, OOK 最差, 这表明在相同误时隙率上, PPM 单个时隙的光能需求最少, OOK 最多。极大似然解调基于多个相邻时隙, 对噪声引起临近时隙的相关性影响具有一定适应能力, 而 DPIM 和 OOK 的门限判决方式基于单个传输时隙, 对噪声这种影响的适应较差, 因此 PPM 特性曲线要明显好于 DPIM 和 OOK。从图 2 中还可以看到, 当湍流变强时, 不同调制会引起性能下降程度不同。以误时隙率同为 10^{-6} 来衡量, 当闪烁指数为 0.15 时, PPM 与 DPIM 的功率需求相差约 1.1 dBm, 当闪烁指数增大为 0.25, 0.35 时二者相差则不到 1 dBm 和约 0.7 dBm, 而 DPIM 和 OOK 之间的差值则一直没有明显变化。这一差值变化趋

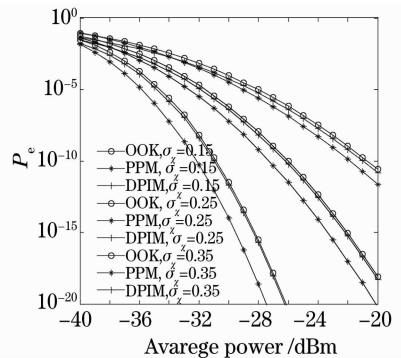


图 2 等峰值功率等时隙宽度误时隙率比较

Fig. 2 Transmit-slot error rate(TER) under equal peak power and slot width

势说明,基于极大似然解调的 PPM 系统更易受湍流影响引起性能变化,而 DPIM 和 OOK 需借助统计特性来设定判决门限,因此影响相对较小。

通信系统常用重传策略或差错控制编码降低错误率。重传策略一般使用包传输,如系统的误时隙率为 10^{-6} 时,设定包的时隙数远小于 10^6 ,就可单独对发生错误的包进行重传,无需重传全部数据。平均发射功率是无线光系统的重要衡量指标,为此,本文在等平均功率及时隙宽度满足 $T_{\text{PPM}} = T_{\text{DPIM}} = T_{\text{OOK}} M/2^M$ 条件下,对大气无线光 PPM,DPIM 和 OOK 的误时隙性能进行仿真,结果如图 3 所示。可以看到,在等平均功率下,PPM 与 DPIM,OOK 误时隙率曲线差距进一步扩大,DPIM 的误时隙率略好于 OOK。这说明在重传策略下,DPIM 具有优于 OOK 的性能,如进一步考虑 DPIM 时隙具有更高的信息承载率,其对 OOK 将有较大优势,但与 PPM 比较,显然还是后者性能更优。如在闪烁指数为 0.15,平均功率为 -37 dBm 的情况下,DPIM 对应的误时隙率为 10^{-6} ,而 PPM 对应的误时隙率为 10^{-12} ,这意味着如一个包所含时隙数为 10^3 ,DPIM 平均每传输 10^3 个包需要重传一次,而 PPM 平均 10^9 个包才发生一次重传。

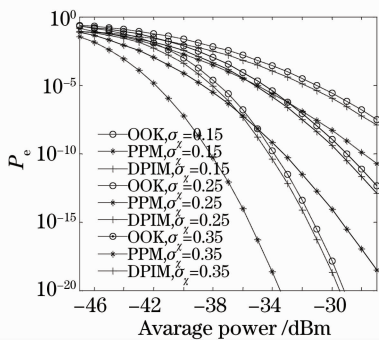


图 3 等平均功率下的误时隙率比较

Fig. 3 TERs under equal average power

在等平均功率下本文进行了不同调制的误比特率仿真,如图 4 所示,其中 DPIM 用本文所提模型进行计算,包内符号数设为 64。从图中可以看出,PPM 性能仍旧优异,而 DPIM 在误比特率上却不及 OOK。在闪烁指数为 0.15,平均功率为 -37 dBm 的情况下比较图 3 和图 4,DPIM 的误时隙率和误比特率分别为 10^{-6} , 10^{-4} ,OOK 没有变化,PPM 的误比特率比误时隙率稍高,但均在 10^{-12} 量级内,三者对比非常明显。这说明如果不采用出错重发策略,DPIM 由于符号时隙个数不固定,传输错误会引起连串的符号判决错误,从而使得实际接收比特的错

误率远大于传输时隙错误率,在发射功率不高时,甚至无法满足通信的基本差错率要求。从系统角度看,即单工 DPIM 系统有放大传输错误的有利作用。由于 PPM 和 DPIM 具有相同的误符号率和误比特率转换关系,因此在误符号特性上分析也可得到同样结论。

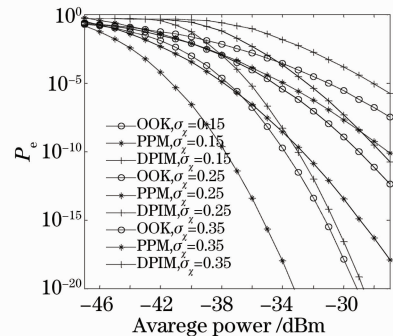


图 4 等平均功率下的误比特率比较

Fig. 4 BERs under equal average power

4 结 论

在大气湍流下,推导了 ML 判决 PPM 调制无线光系统误符号率精确值和联合界的数学计算式;基于 DPIM 系统的时隙传输错误,提出了 DPIM 大气无线光系统误码性能的近似计算模型。采用推导计算式对大气无线光通信 PPM,DPIM 和 OOK 的传输误时隙率、误比特率和误符号率进行比较分析,讨论了判决方式、大气闪烁等的影响。仿真分析表明,ML 判决 PPM 系统虽较易受湍流影响,但和 DPIM,OOK 相比性能优势明显,DPIM 在重传应用中优于 OOK,在单工通信中则会放大传输错误,在某些情况下甚至可能使系统性能变得不可接受,所以并不适用。从节省功率、传输可靠性及适用范围上看,PPM 更具实用价值。由于 PPM,DPIM 的判决方式和符号结构差别也普遍存在其他定长调制和变长调制方式之间,因此以上分析及结论对于其他定长调制与变长调制方式具有意义。本文建模所用的方法及导出的结果可用于 DPM 大气无线光通信的系统设计和性能分析。

参 考 文 献

- Xiaoming Zhu, Joseph M. Kahn. Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2002, **50**(8): 1293~1300
- Xiaoming Zhu, Joseph M. Kahn. Performance bounds for coded free-space optical communications through atmospheric turbulence channels[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2003, **51**(8): 1233~1239
- Kamran Kiasaleh. Performance of APD-based, PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence [J].

- IEEE Trans. Commun.*, 2005, **53**(9): 1455~1461
- 4 Zhang Tieying, Wang Hongxing, Cheng Gang *et al.*. 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, 程刚等. 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
- 5 Z. Ghassemlooy, A. R. Hayes, N. L. Seed *et al.*. Digital pulse interval modulation for optical communications [J]. *IEEE Commun. Mag.*, 1998, **35**(12): 95~99
- 6 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
- 7 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
- 8 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
- 9 Zhang Yixin, Chi Zeying. *Laser Wave Propagation and Imaging through Atmosphere* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2001
张逸新, 迟泽英. *光波在大气中的传输与成像* [M]. 北京: 国防工业出版社, 2001
- 10 Xie Weiliang, Tang Junxiong. Analysis on characterization of atmospheric optical wireless communication system based on Turbo code[J]. *Chinese J. Lasers*, 2003, **30**(9): 835~838
谢伟良, 汤俊雄. 基于 Turbo 码的大气无线光通信系统特性分析[J]. *中国激光*, 2003, **30**(9): 835~838
- 11 Robert M. Gagliardi, Sherman Karp. *Optical Telecommunications* [M]. Chen Genxiang *et al.* Transl.. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1998
Robert M. Gagliardi, Sherman Karp. *光通信技术及应用* [M]. 陈根祥等译. 北京: 电子工业出版社, 1998
- 12 Li Xiangyin, Yao Minyu, Li Zhuo *et al.*. *Laser Theory Technology and Application* [M]. Harbin: Harbin Institute of Technology Press, 2004
李相银, 姚敏玉, 李卓等. *激光原理技术及应用* [M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2004