

## 自由空间光标识双幅度脉冲位置调制方法

樊养余, 黄爱萍

(西北工业大学 电子信息学院, 陕西 西安 710129)

**摘要:** 自由空间光通信中, 为了兼备自带符号同步和调制符号长度固定等优点, 提出了一种新的光标识双幅度脉冲位置调制方法(FDAPPM), 分析了它的符号结构, 传输速率和湍流信道中的差错性能。采用最大似然检测时, 推导出高信噪比时 FDAPPM 误码率的简单近似值表达式, 并给出系统的分集级数和调制增益。最后与 OOK、PPM、FDPIM 和 FDAPIM 等方法进行比较。结果表明: 在相同的湍流条件下, FDAPPM 的传输速率和差错性能均优于 FDPIM 和 FDAPIM; 相对于 PPM 系统, 其传输速率高, 不需要符号同步, 接收器复杂度大为简化; 且符号长度固定, 不会引起调制器等待或缓冲器溢出。

**关键词:** FSO; FDAPPM; 湍流信道; 传输速率; 差错性能

**中图分类号:** TN929.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2276(2014)09-3075-06

## Flag dual amplitude pulse position modulation for free space optical communications

Fan Yangyu, Huang Aiping

(School of Electronics Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China)

**Abstract:** In free space optical communications, in order to get the self-symbol synchronization and fixed symbol length, a novel flag dual amplitude pulse position modulation(FDAPPM) was proposed. The symbol structure, transmission rate and error probability of the FDAPPM system over atmospheric turbulence-induced fading channel were presented. By using the maximum-likelihood sequence detection, the high SNRs asymptotic on the error probability of the FDAPPM was analyzed and the diversity order and SNR modulation gains were calculated. The performance of the FDAPPM was compared with the conventional OOK, PPM, FDPIM, FDAPIM and FDAPPM. Numerical results indicate that under the same turbulence condition, the FDAPPM possesses the advantages over the FDPIM and FDAPIM in terms of transmission rate and error performance. It also provides high transmission rate than the PPM and simplifies the receiver design owing to the built-in symbol synchronization. Moreover, it does not have insertion/deletion error in modem due to the fixed symbol length.

**Key words:** FSO; FDAPPM; atmospheric turbulence-induced fading channel; transmission rate; error performance

收稿日期: 2014-01-10; 修订日期: 2014-02-14

基金项目: 国家自然科学基金(51209173); 重点实验室项目(9140C5301010701)

作者简介: 黄爱萍(1984-), 女, 博士生, 主要研究领域为信号与信息处理、无线光通信系统的关键技术。Email: appleagz1@163.com

导师简介: 樊养余(1964-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事光通信技术、信号处理技术等方面的研究。Email: fan\_yangyu@sina.com

## 0 引言

自由空间光通信(FSO)技术是在光纤通信与无线电通信的基础上发展起来的一种新的宽带接入技术,它能够提供充足的带宽,可支持高速率信息传输,因此成为目前无线通信领域的一个研究热点<sup>[1]</sup>。与传统的无线射频通信相比,它调制频带宽、频谱资源丰富、无需频率许可证,它拥有传输速率高、传输保密性好、无电磁干扰以及传输协议透明等优点,与光纤通信相比,它具备实施成本低、安装快捷等便利之处。

FSO 广泛应用面临的一个很大的挑战就是随机的大气衰减,其中湍流效应是大气衰减的主要因素,无论晴天、阴天或雨天,大气湍流现象均存在,其光闪烁强度随气流和地面温度的不同而变化<sup>[2]</sup>。2001年 Andrew 等人在参考文献[3]中基于随机光闪烁理论,提出了一个新的双参数 Gamma-Gamma(GG)模型,该模型假设大尺度波动起伏调制小尺度波动起伏,且两者均服从 Gamma 分布,实验表明该模型可以很好地吻合从弱湍流到强湍流的闪烁分布。但分析 FSO 系统在 GG 湍流信道中的差错性能时,误码率表达式中包含了对 Q 函数、指数函数以及第二类贝塞尔函数的积分形式,很难将其有效化简,因此很多文献均只给出其积分表达式,利用数值积分方法求其结果<sup>[4]</sup>。

传统的调制方法中,OOK 设计与应用简单,但功率效率很低,误码率较高<sup>[5]</sup>;脉冲位置调制(PPM)等方法功率效率高,误码率低,但带宽效率低,且接收端需要符号同步和时隙同步,接收器复杂度高;脉冲间隔调制(DPIM)<sup>[6]</sup>等方法相对于 OOK 有较好的功率效率以及差错性能,相对于 PPM 有较好的带宽效率,且每个调制符号均以脉冲开始或结束,即具备自符号同步特征,可大大简化接收器设计复杂度,但由于符号的长度不固定,容易造成调制器缓存溢出或者加入空时隙,使得解调器不能正确解调。参考文献[7]和[8]分别提出了定长数字脉冲间隔调制(FDPIM)和定长双幅度脉冲间隔调制(FDAPIM)。这两种调制方法均继承了 PPM 和 DPIM 的优点,兼备长度固定和自带符号同步等特性。但两者带宽效率低,且文献中仅分析了理想信道中的差错性能,对实际信道中情况并未有详细研究。

文中基于 FDAPIM 提出了一种适合无线光通信系统的光标识双幅度脉冲位置调制(FDAPPM)。分析了所提方法的符号结构,传输速率和差错性能等性能,推导了最大似然序列检测下 FDAPPM 系统在 GG 湍流信道中误码率的联合上限。并给出高信噪比条件下平均误码率的简单近似值表达式,且基于该近似值推导出系统的分集级数和信噪比调制增益。最后通过仿真分析了在不同湍流强度和不同调制级数下 FDAPPM 系统的差错性能,且与传统调制方法进行比较。

## 1 FDAPPM 符号结构

光标识双幅度脉冲位置调制(FDAPPM)采用两种脉冲,其幅度分别为  $A$  和  $\delta A$  ( $0 < \delta < 1$ )。将一个二进制的  $M$  ( $M$  表示每个符号所包含的比特数)位数据组映射为  $(2^{M-1}+3)$  个时隙组成的时间段上的双脉冲信号。令  $v$  为符号所表示的十进制数,若  $v < 2^{M-1}$ ,则 FDAPPM 映射中,每个符号的起始位置为“ $A$ ”脉冲,在第  $v+3$  个时隙位置为另一个幅值为“ $\delta A$ ”的脉冲;若  $v \geq 2^{M-1}$ ,每个符号的起始位置为“ $\delta A$ ”的脉冲,在第  $(v-2^{M-1}+3)$  个时隙位置为“ $A$ ”的脉冲。在解调时,当判断收到  $\delta A$  脉冲时,则数其后面的空时隙个数直到判断收到  $A$  脉冲时停止,然后将所记空时隙个数减去 1 就可完成解调;当判断收到  $A$  脉冲时,则数其后面的空时隙个数直到判断收到  $\delta A$  脉冲时停止,然后将所记空时隙个数加上  $2^{M-1}+3$  就可完成解调,因此定长双幅度脉冲位置调制不需要符号同步。图 1 为 OOK、PPM、FDPIM、FDAPIM 和 FDAPPM 等调制方法的符号结构。可以看出,在提出的 FDAPPM 调制方法中,每个符号的起始位置为两种脉冲之一,因

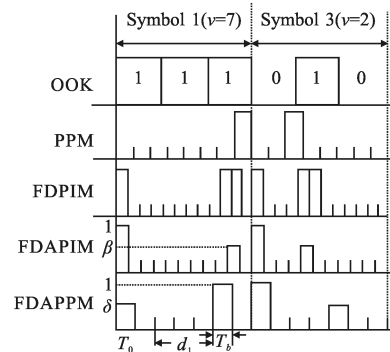


图 1 OOK、PPM、FDPIM、FDAPIM 和 FDAPPM 的符号结构  
Fig.1 Symbol structure of OOK, PPM, FDPIM, FDAPIM and FDAPPM

此符号同步可以很容易实现,这样就大大简化了接收器的设计。此外,FDAPPM 符号长度固定,这样就可以避免解调器等待或缓存器溢出等问题。

FDAPPM 的符号表达式为:

$$x(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left( h \text{rect} \left[ \frac{2(t-T_n)-T_b}{2T_b} \right] + \bar{h} \text{rect} \left[ \frac{2(t-\hat{T}_n)-T_b}{2T_b} \right] \right) \quad (1)$$

式中:  $A=(2^{M-1}+3)P/(1+\delta)$  是为了保证各种调制方法的总发射能量相同;  $P$  为平均发射功率;  $T_b = \frac{M}{(2^{M-1}+3)R_b}$  表示时隙宽度。脉冲幅值  $h \in \{1, \delta\}$  可表示为  $h = \begin{cases} 1 & v < 2^{M-1} \\ \delta & v \geq 2^{M-1} \end{cases}$ 。  $\bar{h}$  为  $h$  的补函数, 矩形脉冲函数为  $\text{rect}(u) = \begin{cases} 1 & -0.5 < u < 0.5 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$ 。公式(1)中, 第  $n$  个符号开始时间为  $T_n = T_0 + (n-1)(2^{M-1}+3)T_b$ ,  $\hat{T}_n = T_n + (d_n+1)T_b$ ,

$d_n = \begin{cases} k & k < 2^{M-1} \\ k-2^{M-1} & k \geq 2^{M-1} \end{cases}$ 。其中,  $T_0$  是指第一个脉冲  $n=1$  的起始时间,  $d_n \in \{0, 1, \dots, 2^{M-1}-1\}$  是指第  $n$  个符号的信息时隙的数目。

对于 FDAPPM,  $M$  位比特平均长度为  $L_r = (2^{M-1} + 3)T_b$ , 所以时隙宽度相同条件下 FDAPPM 的传输速率为:

$$R_r = M / ((2^{M-1} + 3) / T_b) \quad (2)$$

图 2 比较了时隙宽度相同条件下, PPM, FDPIM, FDAPIM 和 FDAPPM 对 OOK 归一化的传输速率。结果表明 FDAPPM 虽比 OOK 的传输速率低, 但比 FDPIM, FDAPIM 和 PPM 高。当  $M=4$  时, FDAPPM 的传输速率约为 OOK 的 0.36 倍, 约为 PPM, FDPIM 和 FDAPIM 的 1.45 倍、1.73 倍和 1.82 倍。可看出 FDAPPM 的传输速率相对于 PPM, FDPIM 和 FDAPIM 有较大的提高。

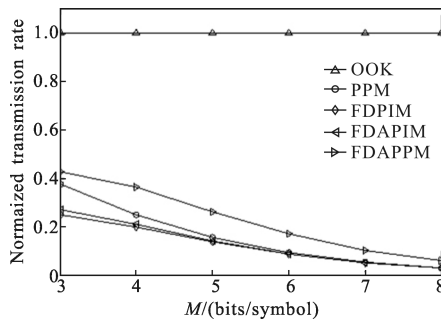


图 2 OOK、PPM、FDPIM、FDAPIM 和 FDAPPM 的传输速率

Fig.2 Transmission rate of the OOK, PPM, FDPIM, FDAPIM and FDAPPM

## 2 FDAPPM 差错性能分析

### 2.1 系统模型

推导 FDAPPM 的误码率时, 假设信道为大气湍流信道, 系统模型如图 3 所示。假设信息序列  $a_k = \{0, 1\}$  为等概率出现的二进制信息比特“0”和“1”,  $b_k$  为已调制的序列, 以  $1/T_b$  的速率通过发射滤波器, 脉冲幅值为  $A$ 。光信号  $x(t)$  通过大气湍流信道传输, 在接收端, 接收信号通过一个光电二极管将光信号转化成电信号, 接收端采用直接检测且假设发射机和接收机前端带宽足够。接收信号和噪声  $n$  通过滤波器后, 进行优化检测, 最后经解调器恢复出  $\hat{a}_k$ 。

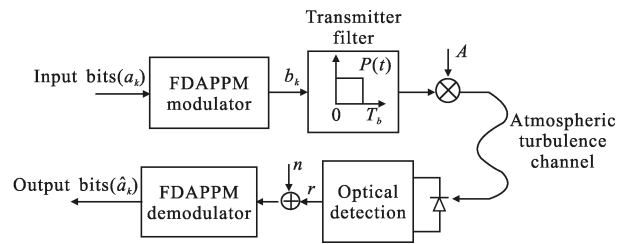


图 3 FDAPPM 系统模型

Fig.3 Block diagram of typical FDAPPM FSO system

湍流是光信号大气传输中一项基本且不可忽略的因素, 为集中分析 FDAPPM 在大气湍流下的性能, 假设光强在每个 FDAPPM 传输时隙内为常数且不存在码间干扰, 并认为路径衰减系数为 1。对于一个 FDAPPM“开”时隙, 对应时隙接收电流为:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} GRAbp(t-kT_b)I(t)+n(t) \quad (3)$$

式中:  $R = e\eta/h\nu$  为光电探测器的响应度,  $e, \eta, \nu$  和  $h$  分别为量子电荷、探测器量子效率、接收信号的频率和普朗克常数,  $G$  为雪崩光电二极管 (Avalanche Photo Diode, APD) 增益,  $b_i \in \{0, \delta, 1\}$  表示第  $i$  个调制符号,  $p(t)$  为矩形脉冲函数,  $I(t)$  为大气湍流衰减下, 光脉冲受湍流扰动的随机过程,  $n(t)$  为在接收电路上的热噪声和散弹噪声等噪声的总和。因为 FSO 系统中大气信道和接收机噪声均可近似为独立于信号的泊松概率分布模型, 但由于脉冲发射时, 时隙宽度很窄, 脉冲能量很强, 泊松分布模型可近似为高斯分布模型, 又由于脉冲发生时, 脉冲功率远远高于噪声功率, 此时噪声可近似为均值为 0, 方差为  $N_0/2$  的高斯白噪声。FDAPPM 在“关”时隙时没有光脉冲, 接

收电信号就等于均值为零,方差为  $\sigma^2=N_0/2$  的高斯白噪声  $r(t)=n(t)$ ,定义电信噪比为:

$$\gamma = \frac{2G^2R^2A^2T_b}{N_0} \quad (4)$$

则平均电信噪比可表示为:

$$\bar{\gamma} = \frac{2G^2R^2P^2T_b}{N_0} \quad (5)$$

大气信道中,特别是中强湍流衰减时,接收光信号服从 GG 分布:

$$f(I) = \frac{2(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)+\Gamma(\beta)} I^{\frac{(\alpha+\beta)-1}{2}} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}I) \quad (6)$$

式中: $I>0$ ; $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数; $K_{\alpha-\beta}(\cdot)$ 为  $\alpha-\beta$  级第二类修正 Bessel 函数, $\alpha$  和  $\beta$  分别代表大尺度和小尺度散射元的有效数目。

对于 FDAPPM 等符号长度固定的调制方法,最大似然检测(MLSD)利用了各调制符号之间的关联性,因此检测性能优于简单的逐时隙检测<sup>[9]</sup>。对于调制级数为  $Q=2^M$  的序列,MLSD 检测时,首先计算  $2^M$  组可能符号的序列似然值,符号序列可表示为  $\bar{b}=[b_1, b_2, \dots, b_Q]$ ,则判定方式为:

$$\hat{b} = \underset{\bar{b} \in B}{\operatorname{argmin}} \sum_{i=1}^Q \{\|r_i - GRP_i b_i\|^2\} \quad (7)$$

根据公式(7), $B$  表示  $Q$  级 FDAPPM 的调制符号。FDAPPM 的条件成对差错概率(PEP)可表示为当  $\bar{b} \in B, \bar{b} \neq \hat{b}$  传输时,检测为  $\hat{b} \in B$  的概率。为了便于分析,在高信噪比条件下,FDAPPM 调制符号的 PEP 主要由最小欧式距离决定,其条件 PEP 可以表示为:

$$P_p = Q(\sqrt{(d_{\min})^2/4\sigma^2}) \quad (8)$$

当调制阶数为  $M$  时,FDAPPM 调制信号的最小欧式距离  $d_{\min}$  可表示为:

$$d_{\min} = \sqrt{\frac{2L(GRP)^2M}{9R_b}} \quad (9)$$

当考虑湍流条件时,非条件平均 PEP 可以通过埃尔米特-高斯求积得:

$$P_p = \int_0^\infty Q\left(GRP I \sqrt{\frac{ML}{18\sigma^2 R_b}}\right) f(I) dI \quad (10)$$

当中高信噪比时,误符号率的联合上界可表示为  $P_s \geq \frac{(2^M+2)}{4} P_p$ 。系统的误码率(BER)的联合上界可表示为:

$$P_b \approx \frac{2^{M-1}}{2^M-1} P_s \leq \frac{2^{M-1}}{2^M-1} \cdot \frac{2^M+2}{4} P_p \quad (11)$$

## 2.2 高信噪比近似分析

为了进一步分析 FDAPPM 系统在 GG 湍流信道中的性能,将推导出 BER 的高信噪比近似值并得出其相应的分集级数。在高信噪比条件下,如果平均 FDAPPM 系统的 BER 能近似成

$$\lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} P_b = (G_c \cdot \bar{\gamma})^{-G_d} \quad (12)$$

式中: $G_d$  表示分集级数; $G_c$  表示信噪比调制增益,即在 log-log 域上,平均 PEP 的水平转变。为了便于计算,首先考虑公式(10)的主要部分  $\Delta$  的高信噪比近似值,记  $\Delta$  为:

$$\Delta = \int_0^\infty Q(gI) I^{\frac{(\alpha+\beta)-1}{2}} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta}I) dI \quad (13)$$

式中: $g = GRP \sqrt{\frac{LM}{36R_b\sigma^2}}$ 。参考文献[10]提供了第二类贝塞尔函数的幂级数表达式:

$$K_\nu(x) = \frac{\pi}{2\sin(\pi\nu)} \left( \sum_{q=0}^{\infty} \frac{1}{\Gamma(q-\nu+1)q!} \left(\frac{x}{2}\right)^{2q-\nu} - \sum_{q=0}^{\infty} \frac{1}{\Gamma(q+\nu+1)q!} \left(\frac{x}{2}\right)^{2q+\nu} \right) \quad (14)$$

采用积分形式  $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2x}{\sqrt{\pi}} \int_1^\infty e^{-t^2 x^2} dt$ <sup>[11]</sup>、公式(13)、(14)和参考文献[12]中公式(3.381.4),可以得到  $\Delta$  表示为:

$$\Delta = \sum_{q=0}^{\infty} (\varphi_q(\alpha, \beta)(g)^{-(\beta+q)} + \varphi_q(\beta, \alpha)(g)^{-(\alpha+q)}) \quad (15)$$

式中:

$$\varphi_q(\alpha, \beta) = \frac{\sqrt{\pi}(\alpha\beta)^{q-\frac{\alpha-\beta}{2}}}{\Gamma(q-\alpha+\beta+1)} \cdot \frac{(\sqrt{2})^{q+\beta-1} \Gamma\left(\frac{\beta+q+1}{2}\right)}{\sin[\pi(\alpha-\beta)](\beta+q)q!} \quad (16)$$

GG 湍流信道中,当  $\gamma \rightarrow \infty$  时,大部分条件下  $\alpha > \beta$ <sup>[10]</sup>。将公式(15)代入公式(10)和(11)中,并利用公式  $\frac{\pi}{\sin(\pi x)} = \Gamma(x)\Gamma(1-x)$ <sup>[12]</sup>,可得高信噪比时 FDAPPM 的 BER 联合上限为:

$$P_{be}^{\text{asym}} \leq \frac{2^{M+2}(2^M+2)}{2^M-1} \cdot \frac{\Gamma\left(\frac{\beta+1}{2}\right)\Gamma(\alpha-\beta)}{\sqrt{\pi}\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)\beta} \left(\frac{\bar{\gamma}}{16(\alpha\beta)^2} \cdot \frac{4L^2}{9}\right)^{-\frac{\beta}{2}} \quad (17)$$

上式可以看出在湍流信道中,FDAPPM 的 BER 的分集级数为  $\beta/2$ ,相应的 SNR 调制增益为:

$$G_{cb}^{\text{MLSD}} = \frac{L^2}{36(\alpha\beta)^2} \left( \frac{2^{M-4}(2^M+2)\Gamma\left(\frac{\beta+1}{2}\right)\Gamma(\alpha-\beta)}{(2^M-1)\sqrt{\pi}\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)\beta} \right)^{-\frac{\beta}{2}} \quad (18)$$

### 2.3 仿真分析

在仿真系统中,信道模型采用 GG 分布模型。参数设置为:信源速率为 1 Gbps,探测器量子效率  $\eta=0.8$ ,光波长  $\nu=1550\text{ nm}$ ,APD 平均增益  $G=150$ 。

为了得到 FDAPPM 在功率带宽折中性能最优时的调制阶数,图 4 给出了不同调制级数下,误码率为  $10^{-6}$  时 FDPIM,FDAPIM 和 FDAPPM 等调制信号的带宽效率和功率效率关系曲线图。

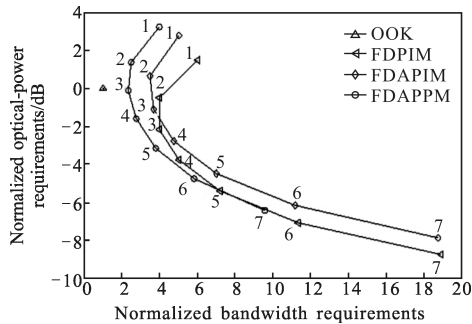


图 4 FDAPPM、FDAPIM、FDPIM 和 OOK 的带宽和功率效率关系曲线图

Fig.4 Optical power requirement versus normalized bandwidth requirement for FDAPPM, FDAPIM and FDPIM

可以看出 $M=4$ 时,FDPIM 和 FDAPIM 调制信号的折中性能最优, $M=5$ 或 $M=6$ 时,FDAPPM 的折中性能较优。

图 5 表示在平均信噪比相同的条件下,FDAPPM 在不同调制级数时的 BER。可以看出,FDAPPM 的 BER 随着 SNR 的增大而减小。从公式(17)可以看出:对于给定的湍流条件,FDAPPM 的分集级数是固定不变的。因此不同调制级数时的 BER 曲线在高信噪比时均平行。

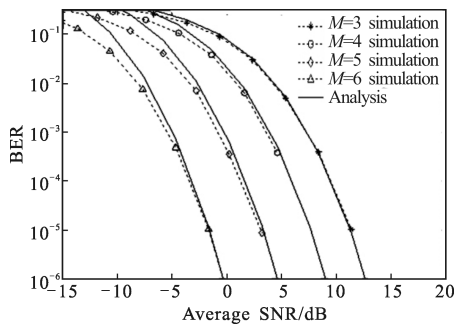


图 5 弱湍流信道中不同调制级数下 FDAPPM 的 BER  $\sigma_1^2=0.04$

Fig.5 BER of FDAPPM for different  $M$  with turbulence strength  $\sigma_1^2=0.04$

图 6 表示不同湍流条件下 FDAPPM 系统的 BER。

可以看出,弱湍流信道传输时,联合上界的高信噪比近似值更容易与理论值吻合。湍流强度  $\sigma_1^2$  较大时,BER 近似值和理论值更容易吻合,这是因为从弱湍流和中级湍流强度中,GG 模型中的  $\alpha$  和  $\beta$  的值很相近,因此公式(14)中的第一项只有在高信噪比时才能远远大于其他项。FDAPPM 的平均 BER 随着  $\sigma_1^2$  的增大而增大,例如当  $BER=10^{-6}$  时,FDAPPM 在  $\sigma_1^2=0.28, \sigma_1^2=0.5$  和  $\sigma_1^2=1.2$  的湍流信道中所需的 SNR 分别约为 15 dB,25 dB 和 47 dB,可见在中级湍流条件下,FDAPPM 的差错性能比弱湍流条件时差很多。比较  $\sigma_1^2=3.6$  和其他条件时 FDAPPM 的 BER 可得:在强湍流条件下,FDAPPM 的差错性能进一步变差。因此在中级和强湍流时,通常需要结合信道编码和分集技术来提高系统的性能。

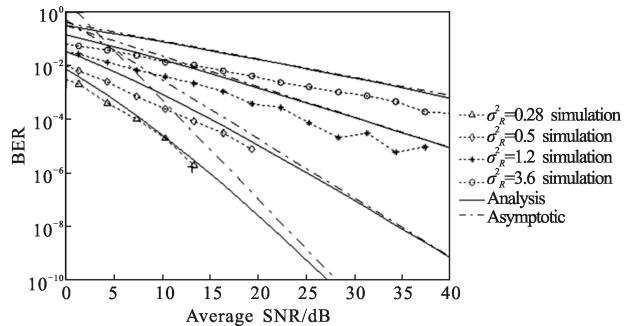


图 6 不同湍流信道中 FDAPPM 的误码率( $M=6$ )

Fig.6 BER of the FDAPPM for different turbulence strengths( $M=6$ )

图 7 给出了平均信噪比相同的条件下,OOK、PPM、FDPIM、FDAPIM 和 FDAPPM 在 MLSD 检测时

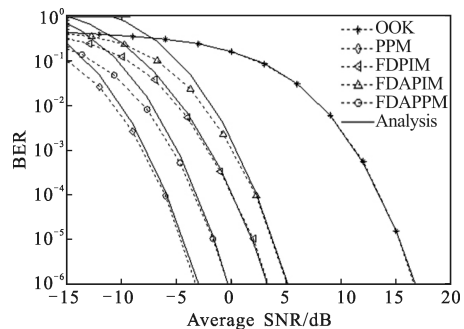


图 7 弱湍流条件下,各调制方法的误码率比较( $\sigma_1^2=0.04$ )

Fig.7 Comparison of BER for modulation schemes over weak turbulence channel with  $\sigma_1^2=0.04$

的 BER,为达到功率带宽折中性能最优,取 PPM、FDPIM 和 FDAPIM 的调制阶数为  $M=4$ ,FDAPPM 的调制阶数为  $M=6$ ,湍流条件为  $\sigma_1^2=0.04$ 。从图中可以

看出,各调制方法的 BER 随平均信噪比的增大而降低。在相同的湍流条件下,FDAPPM 的 BER 高于 PPM,但低于 FDPIM、FDAPIM 和 OOK。当 BER=10<sup>-6</sup> 时,FDAPPM 的 SNR 低于 FDPIM、FDAPIM 和 OOK 约 3 dB、5.5 dB 和 17.5 dB,高于 PPM 约 2.8 dB。然而,PPM 调制方法的带宽效率很低,而且在接收端需要符号同步。此外还可看出各调制方法的 BER 曲线在高信噪比条件时互相平行。这是因为几种调制信号的分集级数为  $\beta/2$ 。

### 3 结 论

文中提出了一种新的 FDAPPM,研究了其符号结构和传输速率等性能,以及 FDAPPM FSO 系统在湍流信道中的差错性能。文中采用了最大似然序列检测,推导了 FDAPPM 在 GG 湍流信道中的联合误码率上限以及高信噪比条件下平均误码率的近似值,并基于该近似值给出系统的分集级数和信噪比调制增益。仿真结果表明:在相同时隙宽度条件下,FDAPPM 比 PPM、FDPIM 和 FDAPIM 的传输速率高;且在湍流条件下,FDAPPM 较 OOK、FDPIM 和 FDAPIM 有较优的差错性能。此外,新方法符号长度固定,有效避免了调制器等待或缓冲器溢出的问题,且其自带符号同步特性,接收端只需时隙同步,降低接收器的设计复杂度。

### 参 考 文 献:

- [1] Chan V W S. Free-space optical communication [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2006, 24(12): 4750–4761.
- [2] Deng Daizhu, Rong Jian. Atmospheric effects on the link near the earth of optical wireless communication[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 33(3): 243–247. (in Chinese)  
邓代竹, 荣健. 大气对近地面无线激光通信链路的影响. *红外与激光工程*, 33(3): 243–247.
- [3] Al-Habash A, Andrews L C, Phillips R L. Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media [J]. *Optical Engineering*, 2001, 40(8): 1554–1562.
- [4] Chen Dan, Ke Xizheng. Analysis on error rate of wireless optical communication using subcarrier modulation on turbo code [J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, 30(10): 2859–2863. (in Chinese)  
陈丹, 柯熙政. 基于 Turbo 码的无线光通信副载波误码性能分析[J]. *光学学报*, 2010, 30(10): 2859–2863.
- [5] Fan Y Y, Green R J. Comparison of pulse position modulation and pulse width modulation for application in optical communication[J]. *Optical Engineering*, 2007, 46(6): 1–8.
- [6] Ghassemlooy Z, Hayes A R, Seed N L, et al. Digital pulse interval modulation for optical communication [J]. *Communication Magazine IEEE*, 1998, 36(12): 95–99.
- [7] Zhang Tiejing, Wang Hongxing, Cheng Gang, et al. A novel fixed length digital pulse interval modulation for optical wireless communication [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2007, 34(12): 1655–1659. (in Chinese)  
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.
- [8] Huang Aiping, Fan Yangyu. Fixed length dual-amplitude pulse interval modulation for optical wireless communications [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2009, 36(3): 602–606. (in Chinese)  
黄爱萍, 樊养余. 无线光通信中的定长双幅度脉冲间隔调制[J]. *中国激光*, 2009, 36(3): 602–606.
- [9] Zhu X, Kahn J M. Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels [J]. *IEEE Trans. Commun*, 2002, 50: 1293–1300.
- [10] Ehsan Bayaki, Robert Schober, Mallik Ranjan K. Performance analysis of MIMO free-space optical systems in gamma-gamma fading [J]. *IEEE Trans Commun*, 2009, 57(11): 1229–1233.
- [11] Gradshteyn I S, Ryzhik I M. Table of Integrals, Series and Products [M]. New York: Academic Press, 2007.
- [12] Abramowitz M, Stegun I A. Handbook of Mathematical Functions: with Formulas, Graphs and Mathematical Tables [M]. New York: Dover Publications, 1974.