

无线光通信中组合脉冲位置调制的差错性能分析

黄龙安 陈 荣

(国家电网公司 义乌 322000)

摘 要:无线光通信中,光标识组合脉冲位置调制(FCPPM)方法是针对脉冲位置调制(PPM)带宽效率低、传信能力弱而提出的一种新的调制方法。研究了FCPPM系统在理想信道和湍流信道中的误码性能,并将复杂的误码率公式简化为Meijer G函数形式,以便于数学处理。仿真分析了新系统在最大似然序列检测方法下的误码性能,并与OOK和PPM等传统调制方法进行比较。研究表明,FCPPM系统误码率随调制级数的增大而降低,随湍流强度的增大而上升;且其误码性能优于OOK,带宽效率和传输容量优于PPM。

关键词:无线光通信;光标识组合脉冲位置调制;误码率

中图分类号: TN929.12 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Analysis of error performance for FCPM in optical wireless communication

Huang Long'an Chen Rong

(State Grid Corporation of China, Yiwu 322000, China)

Abstract: In wireless optical communications, due to the problem of low bandwidth efficiency and transmission capacity of the conventional pulse position modulation (PPM), a novel flag compound pulse position modulation (FCPPM) is proposed. The error performance of the FCPM FSO system over ideal channel and turbulence channel are analyzed. The complex formula of bit error rate is simplified by applying the Meijer G-function. By using the maximum likelihood detection, the error performance of the system are simulated and analyzed. It shows that the BER of the FCPM FSO system increases with the modulation order decreased or the turbulence intensity increased. The FCPM yields advantages over the on-off keying (OOK) in terms of error performance. It also provides high bandwidth efficiency and transmission capacity than the pulse position modulation (PPM).

Keywords: optical wireless communication; flag compound pulse position modulation; BER

0 引 言

无线光通信技术(optical wireless communication, OWC)具备传输容量大,协议透明,抗干扰性能强,保密性强,维护成本低,组网灵活方便等优点,因此,OWC技术近年来受到研究界广泛的关注^[1-3]。

OWC系统中采用的典型调制方法中,开关键控(on-off keying, OOK)方法系统实现简单,但误码性能较差^[4-5];脉冲位置调制(pulse position modulation, PPM)^[6-9]提高了系统的抗干扰能力,但带宽利用率低,且脉冲时隙窄,不利于保证光电器件的收发精度。光标识组合脉冲位置调制(flag-compound pulse position modulation, FCPM)比较于PPM,增加了脉冲的平均宽度,且提高了

OWC系统的带宽利用率、单位传信率,以及信号冗余度等重要参数。

然而,文献[10]仅简单的分析了理想信道中,FCPPM的符号组成、传信率、带宽效率以及冗余度等性能,但未对其系统在实际大气湍流信道中的误码性能进行研究。因此,在文献[10]的基础上建立了FCPPM的分析模型;推导了FCPPM系统在理想信道和大气信道中的误码率表达式,并将复杂的误码率公式简化为Meijer G函数表达式,其优势在于Meijer G函数可在“MATHEMATIC”等数学软件中直接使用。最后在不同的湍流信道和调制级数下,仿真研究了FCPPM系统的误码性能,并与典型的OOK和PPM等调制方法进行比较分析。

1 符号结构

组合脉冲位置调制(flag-compound pulse position modulation, FCPPM)将比特长度为 $M=2N, N=2,3,\dots$ 的二进制信源序列分成两组,每组序列包含 N 个比特。其次,分别将每组序列进行 PPM 调制,获得两组相对应的长度为 2^N 的 PPM 符号。然后,将两个符号进一步合并成一组长度为 2^N 的二进制码流,最后,在该码流前面增加一个标识脉冲,用来表示后 2^N 个码流中两个脉冲时隙的先后顺序。

取 $M=8$ 时,FCPPM 的调制过程如下:将 8 位随机二进制比特序列分成两组,分别记为 $(m_1 m_2 m_3 m_4)$ 、 $(m_5 m_6 m_7 m_8)$,然后将每组序列调制为长度 $2^4=16$ 的 PPM 符号。根据 PPM 调制理论可以得到两组符号的脉冲时隙位置分别为 l_1, l_2 。如式(1)、(2)所示。

$$\phi_1: l_1 = m_1 + 2m_2 + 4m_3 + 8m_4 \quad (1)$$

$$\phi_2: l_2 = m_5 + 2m_6 + 4m_7 + 8m_8 \quad (2)$$

将两组 PPM 符号合并,并在前端增加一个标识脉冲,以标志后 16 个时隙流中 l_1, l_2 的先后关系。当 $l_1 < l_2$ 时,标识脉冲设为“1”,反之,则为“0”。因此,当 $l_1 < l_2$ 时, l_1 和 l_2 将按照先后顺序依次排列;当 $l_1 = l_2$ 时,则两个脉冲将占有相同的时隙位。解调过程中,首先解出标识脉冲,再计算后 16 位时隙比特中“1”脉冲所在时隙的位置数,其中较小时隙位置数为第 ϕ_1 组的 l_1 ;另一个脉冲时隙位置数为第 ϕ_2 组的 l_2 。然后对两组序列分别进行 PPM 解调,再将解调后的两组比特流合并恢复出发射信源比特。同理,可以得出其他情况下 FCPPM 的编译码过程。

相同信源比特下,FCPPM 和 OOK、PPM 的符号结构如图 1 所示。可以看出,在传输率相同的条件下,FCPPM 的时隙宽度明显大于 PPM,即新方法有效的提高了信道的带宽利用率。

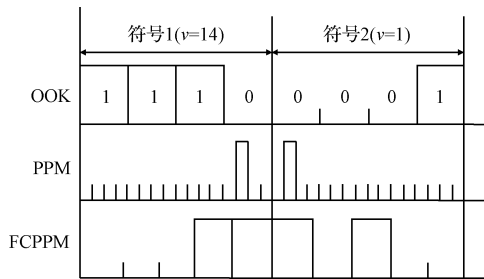


图 1 OOK、PPM 和 FCPPM 的符号结构

2 差错性能分析

2.1 系统模型

FCPPM 系统模型如图 2 所示, a_k 为二进制比特序列“0”和“1”的组合, b_k 为经 FCPPM 调制后的序列,且传输速率为 $1/T_b$, $p(t)$ 为发射滤波器的矩形脉冲函数,再乘以发射功率 $A = 2^{M/2+1}/(5 \times 2^{M/2} - 1)P$ 后,可转成光信号 $x(t)$ 发射出去,其中 P 为发射器平均发射功率。光信号经

过湍流信道后,接收信号通过光电探测器将光信号转化成电信号。其中接收电路上的热噪声和散弹噪声等噪声的总和,可近似为均值为 0,方差为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。最后将含噪声的信号经 FCPPM 解调后恢复得到 \hat{a}_k 。

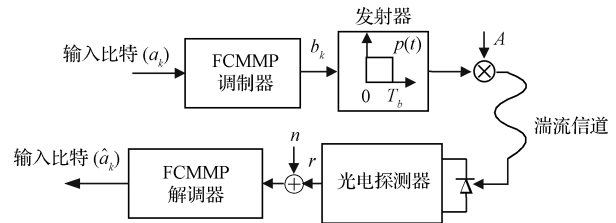


图 2 组合脉冲位置调制系统模型

在天气条件较恶劣时,无线光通信系统通常需要联合信道编码和分集技术来建立可靠的通信链路,所以在这里主要考虑弱湍流的情况。在湍流信道下,信号强度服从 Gamma-Gamma 分布可较全面的符合所有大气条件下的光强闪烁,因此,大气湍流衰减下,接收光脉冲信号服从 Gamma-Gamma 分布^[11-13]:

$$f(I) = \frac{2(q\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} I^{(\alpha+\beta)/2-1} K_{\beta-\alpha}(2\sqrt{q\beta I}), I > 0 \quad (3)$$

式中: $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数, $K_{\beta-\alpha}(\cdot)$ 代表第二类 $\beta-\alpha$ 级的修正 Bessel 函数, α 和 β 分别代表小尺度以及大尺度散射体的有效数目。闪烁指数 δ^2 与 α 和 β 的关系为: $\delta^2 = 1/\alpha + 1/\beta + 1/\alpha\beta$ 。

2.2 误码率分析

假设光强在任一个 FCPPM 时隙内保持恒定且路径衰减系数为 1,并认为不存在码间干扰。因此,对于有“1”脉冲时隙,接收脉冲信号可表示为:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} GR A b_i p(t - kT_b) I(t) + n(t) \quad (4)$$

式中: G 表示雪崩光电二极管(avalanche photo diode, APD)增益, $R = e\eta/h\nu$ 表示光电探测器的响应度, η, e, h, ν 分别为探测器量子效率、量子电荷、布兰克常数、接收信号频率, $b_i \in \{0, 1\}$ 为调制符号, $n(t)$ 表示接收电路噪声的总和,可近似为均值为 0,方差为 $\sigma^2 = N_0/2$ 的高斯白噪声。

在理想信道中采用逐点检测时,FCPPM 的成对差错率(pairwise error probability, PEP)可表示为: $P_p = Q(GRP \sqrt{MA^2/(4L\sigma^2 R_b)})$, 式中 $L = 2^{M/2} + 1$ 表示 FCPPM 调制符号长度。定义平均电信噪比为: $\bar{\gamma} = 2G^2 R^2 P^2 T_b / N_0$ 。在考虑湍流情况时,条件 PEP 可表示为: $P_p(I) = Q(GRPI \sqrt{MA^2/(4L\sigma^2 R_b)})$ 。因此,非条件 P_p 可通过 Hermite-Guass 求积得:

$$P_p = \int_0^{\infty} Q(GRPI \sqrt{\frac{MA^2}{4L\sigma^2 R_b}}) f(I) dI \quad (5)$$

式中: $I(t)$ 表示大气湍流衰减中,光脉冲在湍流扰动下所表现出的随机过程。为计算方便,首先考虑 P_p 的主要部分,记为 $\Delta = \int_0^{\infty} Q(gI) I^{(\alpha+\beta)/2-1} K_{\beta-\alpha}(2\sqrt{q\beta I}) dI$, 其中 $g =$

GRP $\sqrt{MA^2/(4LR_0\sigma^2)}$, 根据文献[14]可以得出:

$$\Delta = \frac{1}{4\sqrt{\pi}} \int_0^\infty I^{\alpha-1} G_{0,2}^{2,0} \left(\alpha\beta I \left| \begin{matrix} - \\ \alpha-\beta, \beta-\alpha \end{matrix} \right. \right) \times G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{g^2 I^2}{2} \left| \begin{matrix} 1 \\ 0, 1/2 \end{matrix} \right. \right) dI \quad (6)$$

式中: $G_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ 为 Meijer G 函数。文献[15]给出了双 Meijer G 函数与幂函数乘积的积分方程, 如式(7)所示:

$$\int_0^\infty x^{s-1} G_{u,v}^{s,t} \left(\alpha x \left| \begin{matrix} (c_u) \\ (d_v) \end{matrix} \right. \right) G_{p,q}^{m,n} \left(\omega x^{1/k} \left| \begin{matrix} (a_p) \\ (b_q) \end{matrix} \right. \right) dx = KG_{kp+lv, kq+lu}^{km+ls, kn+ls} \left(\alpha x \frac{\omega^k k^{k(p-q)}}{\sigma^{l(\rho-v)}} \left| \begin{matrix} \Delta_a \\ \Delta_b \end{matrix} \right. \right) \quad (7)$$

式中:

$$\Delta_a = [\Delta(k, a_1), \dots, \Delta(k, a_n), \Delta(l, 1-\alpha-d_1), \dots, \Delta(l, 1-\alpha-d_v), \Delta(k, a_{n+1}), \dots, \Delta(k, a_p)] \quad (8)$$

$$\Delta_b = [\Delta(k, b_1), \dots, \Delta(k, b_m), \Delta(l, 1-\alpha-c_1), \dots, \Delta(l, 1-\alpha-c_u), \Delta(k, b_{m+1}), \dots, \Delta(k, b_q)] \quad (9)$$

$$K = \frac{k^u l^{\rho+a(v-u)-1} \sigma^{-a}}{(2\pi)^{b^*} l^{(t-1)+c^*} (k-1)} \quad (10)$$

$$c^* = m+n-(p+q)/2 \quad (11)$$

$$b^* = s+t-(u+v)/2 \quad (12)$$

$$\mu = \sum_{j=1}^p b_j - \sum_{j=1}^q a_j + (p-q)/2 + 1 \quad (13)$$

$$\rho = \sum_{j=1}^v d_j - \sum_{j=1}^u c_j + (u-v)/2 + 1 \quad (14)$$

$$\Delta(k, a) = \frac{a}{k}, \frac{a+1}{k}, \dots, \frac{a+k-1}{k} \quad (15)$$

根据式(6)将式(10)~(15)中的参数设为如表1所示。

表1 式7函数参量表

参数	s	t	u	v	l	c*	μ	m	n	p	q	k	b*	ρ
取值	2	0	0	2	2	0.5	0	2	0	1	2	1	1	0

令 $y=(\alpha+\beta)/2, \omega=g^2/2, \sigma=\alpha\beta$, 结合式(6)可得 Δ 由 Meijer G 函数近似表示为:

$$\Delta \approx \frac{2^{\alpha+\beta-4}}{\pi^{3/2} (\alpha\beta)^2} \times G_{3,2}^{2,4} \left(\frac{8g^2}{(\alpha\beta)^2} \left| \begin{matrix} \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2}, 1 \\ 0, 1/2 \end{matrix} \right. \right) \quad (16)$$

将式(16)代入式(5), 可以得到 FCPPM FSO 系统的成对差错率可近似为:

$$P_p \approx \frac{2^{\alpha+\beta-3}}{\pi^{3/2} \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} G_{5,2}^{2,4} \left(\frac{8g^2}{(\alpha\beta)^2} \left| \begin{matrix} \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2}, 1 \\ 0, 1/2 \end{matrix} \right. \right) \quad (17)$$

式中: $L=2^{M-1}+3$ 。在中高信噪比条件下, 调制级数取 $Q=2^M$ 的 FCPPM 系统误符号率的联合上限为: $P_s \leq L \cdot P_p$ 。因此, 该条件下系统误码率 (bit error rate, BER) 的联合上限可表示为:

$$P_b \approx \frac{2^{M-1}}{2^M-1} P_s \leq \frac{2^{M-1}L}{2^M-1} P_p \quad (18)$$

2.3 仿真分析

仿真系统中, 假设信源速率为 1 Gbps, 光波长 $\nu=1550$ nm, 探测器量子效率 $\eta=0.8$, APD 平均增益 $G=150$ 。信道模型采用 Gamma-Gamma 分布模型。

如图3所示, 弱湍流条件下, FCPPM 取不同调制阶数时, 平均信噪比和系统 BER 的关系。图中实线表示仿真数据, 虚线表示理论分析曲线, 且 $M \in \{2, 4, 6, 8\}$ 。由图可得, 仿真结果能较好的与理论分析相吻合。且在相同的湍流信道下, FCPPM 系统的 BER 随着 M 的增加迅速下降。例如当误码率为 10^{-5} 时, M 每增加 2, 误码率下降约 6 dB。

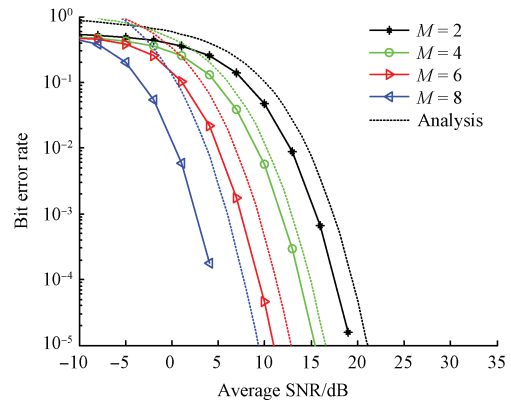


图3 不同调制阶数 M 时的 FCPPM 误码率比较, $\sigma^2=0.04$

如图4所示, 不同湍流条件下 FCPPM 采用逐点检测时的 BER, 其中调制阶数 $M=4$ 。同样, 实线表示仿真数据, 曲线表示理论分析结果。可以看出, FCPPM 系统的误码性能随着 σ^2 的增大而明显下降, 当 $BER=10^{-6}$ 时, FCPPM 在 $\sigma^2=0.04, \sigma^2=0.5$ 和 $\sigma^2=1.2$ 等不同湍流条件下所需的平均 SNR 分别为 15.5 dB, 34.9 dB 和 47 dB。比较仿真结果可进一步得出, 中级湍流中的 FCPPM 误码性能明显劣于弱湍流条件。比较 $\sigma^2=3.6$ 和其他条件时 FCPPM 的 BER 可得, 在强湍流条件下, FCPPM 的差错性能进一步变差。

如图5所示, 平均信噪比相同时, FCPPM、PPM 和 OOK 在最大似然序列检测时的 BER, 其中湍流条件为 $\sigma^2=0.04$ 。从图中可以看出, 3种调制方法的 BER 曲线均随平均 SNR 的增加而下降。在调制阶数相同的条件下, FCPPM 的 BER 低于 OOK 但高于 PPM。当 $BER=10^{-6}$ 时, FCPPM 的 BER 在 $M=4$ 和 $M=8$ 时分别低于 OOK 约 4 dB 和 7 dB。PPM 的 BER 在 $M=4$ 时低于 OOK 约 12 dB, 但 PPM 的带宽效率低, 传输容量小。

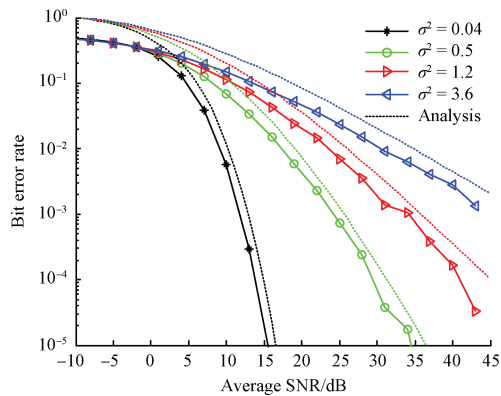


图4 不同湍流信道中FCPPM误码率比较, $M=4$

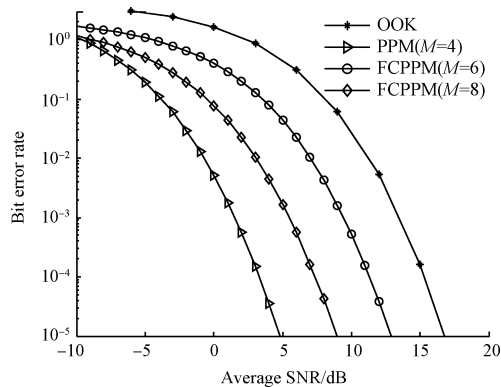


图5 OOK, PPM 和 FCPPM 误码率比较, $\sigma^2=0.04$

3 结论

分析了 FCPPM 的符号结构及其系统在理想信道和湍流信道中的误码性能。基于最大似然序列检测方法,研究并推导了 FCPPM 在 Gamma-Gamma 湍流信道中误码率的解析表达式,并将该表达式简化为 Meijer G 函数形式。仿真曲线与理论分析曲线比较可以看出,两者能较好的吻合。此外还可以看出,FCPPM 系统误码率随调制阶数的增大而降低,随湍流强度的增大而上升。当误码率为 10^{-5} 时, M 每增加 2, 误码率下降约 6 dB。取 $M=4$ 且 $BER=10^{-5}$ 时, FCPPM 在 $\sigma_1^2=0.04$, $\sigma_1^2=0.5$ 和 $\sigma_1^2=1.2$ 的湍流条件下需要的平均 SNR 分别为 15.5 dB, 34.9 dB 和 47 dB。在调制阶数相等的情况下, FCPPM 的误码性介于 OOK 和 PPM 之间,但其带宽利用率和传输容量明显优于 PPM。因此, FCPPM 在无线光通信应用中有一定的优势。

参考文献

[1] BORAH D K, BOUCOUVALAS A C, DAVIS C C, et al. A review of communication-oriented optical wireless systems [J]. EURASIP J. Wireless Communications and Networking, 2012, 91: 1-28.
[2] 孔英秀, 柯熙政, 杨媛. 激光器线宽对空间相干光通信系统性能的影响[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(7):

1668-1674.
[3] HENNIGER H, WILFERT O. An introduction to free-space optical communications [J]. Radio engineering, 2010, 19(2):203-212.
[4] ZHU X, KAHN J M. Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002(50):1293-1300.
[5] NAVIDPOUR S M, UYSAL M, KAVEHRAD M. BER performance of free space optical transmission with spatial diversity[J]. IEEE Transaction Wireless Communications, 2007, 6(8): 2813-2817.
[6] KIASALEH K. Performance of APD-based, PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(9):1455-1461.
[7] 黄爱萍. 无线光 FDAPIM-CDMA 系统性能分析[J]. 中国激光, 2010, 37(7): 1772-1776.
[8] 谭家杰. 脉冲间隔调制解调研究[J]. 电子测量技术, 2012, 35(11):120-123.
[9] 杨利红, 柯熙政. 基于大气光通信偏振 PPM 的误码率研究[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(7): 1664-1668.
[10] 李龙, 樊养余, 张政伟, 等. 一种新无线光标识组合脉冲位置调制技术[J]. 光通信技术, 2008(11):43-47.
[11] AL-HABASH M 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.
[12] 亢焯, 柯熙政, 邱昌佩. 基于以太数据的无线激光通信系统透明传输设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(5): 700-707.
[13] HUANG A, YUAN J, FAN Y. Flag dual amplitude pulse position modulation for atmospheric FSO communications[C]. Signal processing and communication systems (ICSPCS) 2013, Gold Coast, Australia, 2013:16-18.
[14] ARNON S. Optical wireless communication through random media [J]. Proceeding of SPIE, 2011, 7924: D1-D14.
[15] ADAMCHIK V S, MARICHEV O I. The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system[C]. International Symposium on Symbolic and Algebraic Computation, 1990:212-224.

作者简介

黄龙安, 1990 年出生, 工学学士, 主要研究方向为下一代通信的关键技术。
E-mail:appleagz1@163.com