

深空通信中新型脉冲位置调制技术研究

王岩 张化勋 张猛 孙海欣

长春大学电子信息工程学院, 吉林 长春 130022

摘要 在深空激光通信中, 脉冲位置调制 (PPM) 是一种常见的调制方式。而传统的多脉冲位置调制 (MPPM) 方式中每个信号块发送光脉冲的数目是固定的, 随着深空探测技术的不断发展, 对调制方式的要求也不断提高, 需要对 MPPM 方式进行改进, 因此, 在 MPPM 方式基础上, 提出了一种新的调制方案 (n 脉冲 XPPM) 以提高 MPPM 的误码率 (SER) 和带宽利用率。基于 n 脉冲 XPPM 的传输特性, 推出其传输速率、所需功率和带宽以及 SER 的表达式, 通过与传统的单脉冲位置调制 (LPPM) 和 MPPM 比较, 得出在相同的平均功率情况下, n 脉冲 XPPM 方法的 SER 比传统 MPPM 方法低得多, 并且在传输速率以及所需带宽方面, n 脉冲 XPPM 也优于其他两种 PPM 方式。室内仿真实验表明, 在通信距离大约为 4×10^{11} m 的地球至火星深空通信系统中, 采用 n 脉冲 XPPM 方式可以使系统的传输速率达到 2.746 Mbit/s, 带宽利用率也可达到 85% 左右。

关键词 光通信; 多脉冲位置调制; 误码率

中图分类号 TN29

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201643.0505008

New Pulse-Position Modulation Technology in Deep-Space Optical Communications

Wang Yan Zhang Huaxun Zhang Meng Sun Haixin

School of Electronic Information Engineering, Changchun University, Changchun, Jilin 130022, China

Abstract In deep-space optical communications, the pulse-position modulation (PPM) is a common way of modulation. But in the conventional multiple pulse-position modulation (MPPM), the number of transmitted light pulses per signal block is fixed. With the development of deep space exploration technology, the requirement of the modulation mode must be increasing. It is necessary to improve the MPPM to meet the requirements of deep space optical communication. So we propose a new modulation scheme (n pulse XPPM) to improve both the symbol-error rate (SER) and the bandwidth-utilization efficiency. Based on the transmission characteristics of XPPM, the modulation rate, required power and bandwidth are derived and compared with L-level pulse-position modulation (LPPM) and MPPM. At the same average power, the XPPM scheme achieves much lower levels of SER than the ordinary MPPM scheme. And n pulse XPPM has more advantages than the two other PPM ways in terms of the transmission rate and the required bandwidth. Results of the simulated experiment reveal that the transmission rate and the bandwidth-utilization efficiency of system can reach 2.746 Mbit/s and 85% or more, respectively, when the communication distance of deep space optical communication system from the earth to the mars is 4×10^{11} m using XPPM.

Key words optical communications; multiple pulse-position modulation; symbol-error rate

OCIS codes 060.2330; 060.2605; 060.2380

1 引言

传统的脉冲位置调制 (PPM) 方案包括单脉冲位置调制 (LPPM)、差分脉冲位置调制 (DPPM) 和多脉冲位置调制 (MPPM) 等 3 种方式。其中 LPPM 方式实现最简单, 但以付出大量带宽为代价, 并且在传输速率方面难以达到深空光通信的要求; DPPM 方式可以提高通信系统的带宽利用率和功率利用率, 但是在接收

收稿日期: 2016-01-14; 收到修改稿日期: 2016-02-23

基金项目: 国家自然科学基金 (60977052)

作者简介: 王岩 (1985-), 男, 博士, 讲师, 主要从事空间光通信方面的研究。E-mail: juvener1985@163.com

端会出现大量的误码,难以保证通信系统的可靠性^[1];MPPM 方式可以使通信系统的有效性和可靠性达到一种平衡,也就是说 MPPM 方式可以在系统复杂度相对较低的情况下使系统可靠、有效地工作^[2]。

本文在传统 MPPM 方式基础上提出一种新的调制方案,即 n 脉冲 XPPM,以达到提高 MPPM 误码率 (SER)和带宽利用率的目的。设计的总体思想是增加每帧发送符号的数量,同时保持每帧的时隙数不变,从而提高传输容量。

2 系统模型

传统的单脉冲是将 n 位二进制的数组映射到由 2^n 个时隙组成的一帧周期内的某一个时隙上,其他的时隙上均没有脉冲信号^[3]。因此,若 PPM 调制信号是 L 位,那么传送的数据比特为 $\text{lb } L$ 。另外,传统的 MPPM 是将 n 位二进制数组映射到由 2^n 个时隙所组成的时段上的多个脉冲,即在一个帧周期内可以发送多个脉冲^[4],若 PPM 调制信号是 L 位($L=2^n$),那么传送的数据比特为 $\text{lb } C_M^n$,其中 $C_M^n = \frac{n!}{M! (n-M)!}$ 。

为了提高调制性能,提出一种改进型 MPPM 方式,即 XPPM 方法。在这个方案中,每帧不是发送固定数目的光脉冲,允许每帧发送一个或多个脉冲(最多 n 个脉冲),传送的数据比特为 $\text{lb } \sum_{i=1}^n C_M^i$,即每帧发送符号数为 $\sum_{i=1}^n C_M^i$ 个。显然,使用这种方法与传统 MPPM 方法相比,码元数增加 C_M^i 个符号,因此,在相同的帧长度和最大传输光脉冲数目的情况下,XPPM 方法可以达到比传统 n 脉冲 MPPM 方法更高的传输容量。需要说明的是,XPPM 调制方式每帧传输光脉冲的最大数目 n_x 允许增加到最大的数目取决于传统 MPPM 的调制位数 M ,而每帧发射光脉冲的最大数目 n_M 被限制为 $M/2$ 。这样,每帧发射光脉冲数目的增加会使带宽利用效率显著增加。这是改进型 MPPM 方式的另一个优势所在。

传统 MPPM 调制方法和改进型 XPPM 调制方法的原理分别如图 1 和图 2 所示。以 $M=8$ 为例,传统的单脉冲 PPM,若调制位数 $M=8$,则每帧发送的数据量为 3 bits。对于 2 脉冲 8-MPPM 方式来说,每帧有 $C_8^2=28$ 个码元符号,则每帧发送的数据量为 $\text{lb } C_8^2=4.8$ bits。在使用一个改进的 2 脉冲 8-XPPM 方法时,单光脉冲和双光脉冲同时进行传输,结果总共每帧有 $8+28=36$ 个码元符号,每帧发送数据量为 $\text{lb } 36=5.16$ bits。信息率得到大约 10% 的增长;而当 $n_M=4$ 且选用 MPPM 方式时,每帧有 $C_8^4=70$ 个码元符号,每帧发送数据量为 $\text{lb } 70=6.12$ bits。当选用一个改进的 4 脉冲 8-MPPM 调制方式时,每帧有 $8+28+56+70=162$ 个码元符号,从而实现了超过传统 4 脉冲 8-PPM 1 倍的可用码元符号数。



图 1 每时隙内 MPPM 原理图

Fig. 1 Frame structure in ordinary MPPM

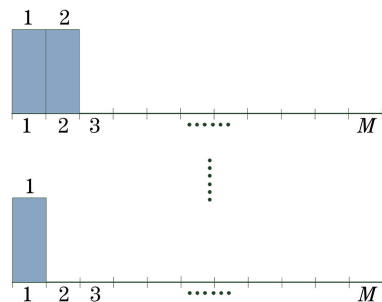


图 2 每时隙内 XPPM 原理图

Fig. 2 Frame structure in ordinary XPPM

3 3 种 PPM 方式比较

3.1 传输速率比较

对于 LPPM, $L=2^n$ 为 PPM 调制的进制数。从第 2 节可知,一个 PPM 帧周期中包含传信时隙和保护时隙两部分,其中传信时隙的长度为 T_L ,保护时隙长度为 T_D ,则可以得到系统的帧周期为^[5]

$$T_{\text{PPM}} = L * \tau + T_D, \tag{1}$$

系统的帧频为

$$f_R = (L * \tau + T_D)^{-1}, \quad (2)$$

系统的传信率为^[6]

$$R = (\text{lb } L) / (L * \tau + T_D)。 \quad (3)$$

若时隙数为 2^n , 则 2^n 个时隙宽度为 $T_{\text{LPPM}} = 2^n \cdot \tau / r_p$, 其中 r_p 为码元占空比, 则对应的传输速率为^[7]

$$R_{\text{LPPM}} = \frac{n}{T_{\text{LPPM}}} = \frac{n \cdot r_p}{2^n \cdot \tau}。 \quad (4)$$

在 (n, k) MPPM 方式中, 假定 $P = C_{2^n}^k$ 种脉冲组合出现的概率都是相同的, 则 MPPM 的传输速率为^[8]

$$R_{\text{MPPM}} = \frac{r_p \cdot \text{lb } C_{2^n}^k}{2^n \tau}。 \quad (5)$$

在 (n, k) XPPM 方式中, 假定 $Q = \sum_{i=1}^{n_X} C_M^i$ 种脉冲组合出现的概率都是相同的, 则 XPPM 的传输速率为

$$R_{\text{XPPM}} = \frac{r_p \cdot \text{lb } \sum_{i=1}^{n_X} C_M^i}{2^n \tau}。 \quad (6)$$

若取 $r_p = 1/2$, 则根据(4)~(6)式得出相对应的 3 种调制方式的传输速率关系如图 3 所示。

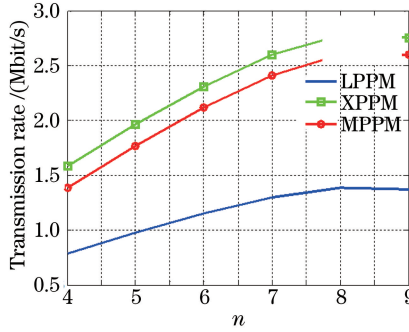


图 3 3 种 PPM 方式传输速率比较

Fig. 3 Comparison of transmission rates for three PPM methods

从图中可以看出, LPPM 方式传输速率最低, XPPM 方式最高, 且大约是 LPPM 的 2 倍。并且, 当调制位数大于 8 时, 3 种 PPM 方式的传输速率曲线趋于平缓, 即在实际工程项目中, 盲目地提高 PPM 系统的调制位数不但会使系统的设计难度增加, 而且也不会提高 PPM 系统的传输速率。

3.2 所需功率比较

因为 3 种 PPM 方式都是只发射“0”和“1”脉冲, 则设 P_t 为发送光脉冲“1”时的脉冲功率, 且在“0”和“1”出现的概率相同, 则有

$$P_{\text{LPPM}} = \frac{1}{2^n} P_t, \quad (7)$$

同理,

$$P_{\text{MPPM}} = \frac{\text{lb } C_{2^n}^k}{2^n} P_t, \quad (8)$$

$$P_{\text{XPPM}} = \frac{\text{lb } \sum_{i=1}^{n_X} C_M^i}{2^n} P_t, \quad (9)$$

则相对应的 3 种调制方式所需功率与调制位数的关系如图 4 所示。

由图 4 可知, 在调制位数一定时, LPPM 所需的发射功率最低。也就是说, 在系统发射端激光器输出同样的功率, 采用 LPPM 方式可以获得更高的发射功率。这就意味着, 在有扰信道下, 采用 LPPM 方式可以大大降低通信系统的误码率, 从而提高系统的性能。另外, 从图中可以看出, 调制位数越大, 3 种 PPM 方式所

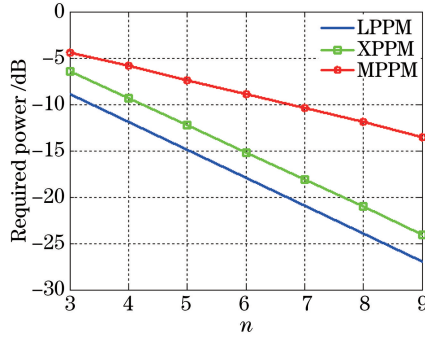


图 4 3 种 PPM 方式传输速率比较

Fig. 4 Comparison of required power for three PPM methods

需功率就越小,但是,对于深空激光通信系统来说,调制位数的增加,意味着所占带宽也随之增加,并且调制位数过大会导致时隙宽度过窄,致使系统实现过于困难^[9]。

3.3 所需带宽比较

假设发射机固定以 R_b 的传输速率发送信号,若取 $R_b=1$ Mbit/s,则 3 种 PPM 方式对带宽的需求是其时隙间隔的倒数^[10]:

$$B_{LPPM} = \frac{1}{T} = R_b \cdot \frac{2^n}{n}, \quad (10)$$

$$B_{MPPM} = R_b \cdot \frac{2^n}{\text{lb } C_{2^n}^k}, \quad (11)$$

$$B_{XPPM} = R_b \cdot \frac{2^n}{\text{lb } \sum_{i=1}^{n_x} C_M^i}, \quad (12)$$

则相对应的 3 种调制方式所需带宽与调制位数的关系如图 5 所示。

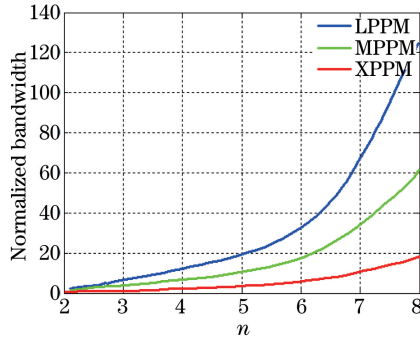


图 5 3 种 PPM 方式所需带宽比较

Fig. 5 Comparison of required bandwidth for three PPM methods

从图 5 可以看出,本文所提出的 XPPM 方式所需带宽明显比其他两种方式少,而且随着调制位数的增加,XPPM 所需带宽增加幅度也最小。所以采用本文所提出的 XPPM 方式可以大大节省通信过程中的带宽并能更好地适应深空激光通信。

4 误码率分析

传统的 n 脉冲 MPPM 方式的 SER 表示为

$$R_{SE} = 1 - \sum_{k_{\max}=0}^{\infty} \sum_{l=1}^{M-n} \sum_{m=0}^n I(l, m) C_{M-n}^l p_0 (k_{\max})^l \times P_0 (k_{\max} - 1)^{M-n-l} C_n^m p_1 (k_{\max})^m \times [1 - P_1 (k_{\max})]^{n-m}. \quad (13)$$

设 $k = (k_1, k_2, k_3, \dots, k_M)$ 是接收端检测到的一个时隙内光电子计数数据矢量,并且可以假定,发射信

号时隙占用该帧的前 n 个时隙,则接收矢量 k 的正确解码概率表示为 $\min(k_1, k_2, k_3, \dots, k_n) \geq \max(k_{n+1}, k_{n+2}, k_{n+3}, \dots, k_M)$,二者如果相等,则解码器随机选择多个解码结果,且其中只有一个是正确的。其中, $p_0(k_i)$ 和 $p_1(k_i)$ 分别表示时隙中发送 0 时(无信号)和发送 1 时(有信号)接收时隙 $Y_i = k$ 的条件概率, $P_0(k_i)$ 和 $P_1(k_i)$ 分别表示它们的累积分布^[11]。此外,假设 $k_{\max} = \max(k_{n+1}, k_{n+2}, k_{n+3}, \dots, k_M)$,且 l 表示无信号的时隙个数, m 表示有信号的时隙个数,并满足 $1 \leq l \leq M - n, 0 \leq m \leq n$ 。

接下来,估计当 $n > 1$ 时 XPPM 的 SER 情况。显然,当 $n = 1$ (即普通 PPM)不能被视为 XPPM 的一种特殊情况,但是,它可以被看成是 $n = 1$ 时传统 n 脉冲 MPPM 的一种特殊情况。需要指出的是,在估计 XPPM 的 SER 时,首先需要评估接收正确发送符号的概率 $p(c)$ 。对于 XPPM,评估 $p(c)$ 时必须考虑以下 3 种情况:

1) 计算在所有传输时隙中只有一个时隙接收信号为正确的概率。在这种情况下,不妨设它在第 1 个时隙有信号,且正确接收此信号需满足 $k_1 \geq \max(k_2, k_3, k_4, \dots, k_M)$ 和 $\max(k_2, k_3, k_4, \dots, k_M) < T_h$ (T_h 为一个时隙内光电子计数数据矢量的阈值),如果 $k_1 = \max(k_2, k_3, k_4, \dots, k_M)$,则解码过程就有多个解码方法且只有一个是正确的。所以令 $k_1 = \max(k_2, k_3, k_4, \dots, k_M)$,并设 l 表示无信号时隙的最大计数量。所以,解码器随机选择 $l + 1$ 个时隙中的一个时隙作为解码 1,其余的解码为零。因此,做出正确判决的概率是 $I(l, 1) = 1/(l + 1)$ 。同时对于剩余的 $M - 1$ 时隙有 C_{M-1}^l 个组合的可能,用同样的方式可计算出其做出正确判决的概率。最后,总结所有从 1 到 $M - 1$ 中 l 的组合数,并考虑 $m = 0, k_1 > k_{\max}$ 和 $m = 1, k_1 = k_{\max}$ 两种情况,得到接收正确符号的总概率为

$$p(c)_1 = \sum_{k_{\max}=0}^{T_h-1} \sum_{l=1}^{M-1} \sum_{m=0}^1 I(l, m) C_{M-1}^l p_0(k_{\max})^l \times P_0(k_{\max} - 1)^{M-1-l} p_1(k_{\max})^m \times [1 - P_1(k_{\max})]^{1-m} \quad (14)$$

2) 计算在所有传输时隙中有 i ($1 < i < n$) 个时隙接收信号为正确的概率。在这种情况下,不妨考虑这样的一个符号,它在前 i 个时隙有脉冲,而在剩余的 $M - i$ 个时隙无脉冲。这样一来,解码方法正确需使此符号满足 $(k_1, k_2, k_3, \dots, k_i \geq T_h > k_{n+1}, k_{n+2}, \dots, k_M)$,则正确解码当前符号的概率应为

$$p(c)_2 = [1 - P_1(T_h - 1)]^i [P_0(T_h - 1)]^{M-i} \quad (15)$$

3) 计算在所有传输时隙中有 n 个时隙接收信号为正确的概率。在这种情况下,其在前 n 个时隙有脉冲,正确的解码方法需使这个符号满足 $\min(k_1, k_2, k_3, \dots, k_n) \geq \max(k_{n+1}, k_{n+2}, k_{n+3}, \dots, k_M)$ 和 $\min(k_1, k_2, k_3, \dots, k_n) \geq T_h$ 。但是,如果第 2 个式子成立,解码方法可以有多个但只有一个是正确的,这样就需要考虑如下这些可能:首先,令 $k_{\min} = \min(k_1, k_2, k_3, \dots, k_n)$,设 l 和 m 分别表示 k_{\min} 包括的有信号时隙数和无信号时隙数,即 $0 \leq l \leq M - n, 1 \leq m \leq n$,解码器随机从 $l + m$ 个时隙中选择 m 个时隙作为解码 1,因此,做出正确判决的概率是 $I(l, m) = 1/(l + m)$ 。需要指出的是,对于每个 $l \in (1, n)$ 和 $m \in (1, M - n)$,共有 $C_n^m C_{M-n}^l$ 个不同组合,得到接收正确符号的总概率为

$$p(c)_3 = \sum_{k_{\min}=T_h}^{\infty} \sum_{l=0}^{M-n} \sum_{m=1}^n I(l, m) C_{M-n}^l \times P_0(k_{\min} - 1)^{M-n-l} C_n^m p_1(k_{\min})^m \times [1 - P_1(k_{\min})]^{n-m} \quad (16)$$

所以,XPPM 方式的 SER 可以表示为

$$R_{SE} = 1 - p(c) = 1 - \frac{1}{\sum_{j=1}^n C_M^j} \left[C_M^1 p(c)_1 + \sum_{i=2}^{n-1} C_M^i p(c)_2 + C_M^n p(c)_3 \right] \quad (17)$$

为了更清晰地说明问题,通过比较 n 脉冲 XPPM 与 n 脉冲 MPPM 的平均 SER 来证明渐进 n 脉冲 MPPM 的优越性。为了方便比较,假设二者的时隙宽度 τ 相同,并针对调制位数 $M = 8$ 对二者性能进行评估。为了使两种情况有近似相同的发送码元符号数,选择 4 脉冲 8-MPPM (每帧信号脉冲数量 $n_M = 4$) 和 3 脉冲 8-XPPM (每帧信号脉冲的最大数量 $n_X = 3$)。所以,在 4 脉冲 8-MPPM 中每帧有 70 个码元符号,而在 3 脉冲 8-XPPM 方案中,每帧用于传输的码元符号是 92 个,显然渐进 3 脉冲 8-XPPM 比 4 脉冲 8-MPPM 实现了更大的传输容量。

在分析过程中,背景辐射(噪声粒子)可以认为是每时隙接收到的背景光子平均数(用 K_b 表示)。本文

在 $K_b = 5$ 、光平均功率相同的条件下对二者的 SER 进行比较。需要指出的是,目前在深空通信中,通常发射端发送一帧的光子数量有一定限制^[10],所以这里提出了平均功率约束的概念。而本文的目的就是分析在相同平均能量条件下更高性能的调制方法。

为了尽量减少比较参数,固定两种 PPM 调制方式的帧长度。平均功率可以看成是每帧接收到的平均光子数 K_{av} 。其中 n 脉冲 MPPM 方式和 n 脉冲 XPPM 方式中的 K_{av} 与信号时隙光子数 K_s 之间的关系表示为^[12]

$$K_{avM} = K_{sM} \cdot n_M, \tag{18}$$

$$K_{avX} = \frac{K_{sX} \cdot \sum_{i=1}^{n_X} i C_M^i}{\sum_{i=1}^{n_X} C_M^i}。 \tag{19}$$

式中 K_{avM} 为采用 MPPM 方式每帧接收到的平均光子数, K_{sM} 为采用 MPPM 方式的时隙光子数; K_{avX} 为采用 XPPM 方式每帧接收到的平均光子数, K_{sX} 为采用 XPPM 方式的时隙光子数。

若二者的平均功率相等,则有 $K_{avM} = K_{avX}$ 。当 $M = 8$ 时,由(18)式和(13)式可以得出 n 脉冲 MPPM 和 n 脉冲 XPPM 每帧接收到的平均光子数量与其 SER 之间的变化关系,如图 6 所示。

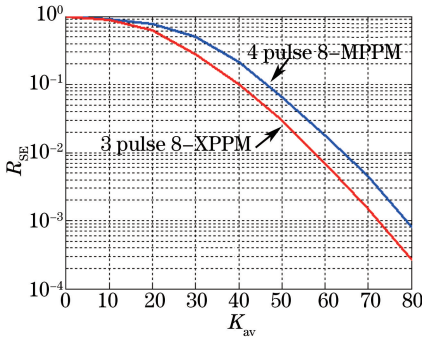


图 6 每帧接收到的光子平均数与 SER 的关系

Fig. 6 Relationship between average number of received photons per frame and SER of MPPM and XPPM

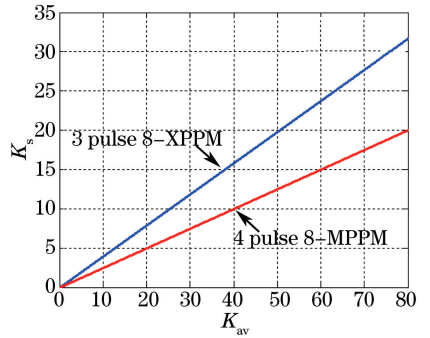


图 7 每个信号时隙平均的光子数与每帧接收光子数的关系

Fig. 7 Relationship between average number of received photons per frame and average number of received photons per signal slot of MPPM and XPPM

图 6 是当调制位数 $M = 8$ 时两种调制方式每个帧周期平均接收到的光子数与 SER 的关系,可以看出, XPPM 方式比传统方法能实现更高的带宽利用率。在每帧接收到的平均光子数 K_{av} 不同的情况下, XPPM 方式可以实现更小的 SER。另外从图中可以看出,当 $K_{av} = 40$,而 K_b 分别等于 1 和 5 时, n 脉冲 XPPM 的 SER 分别降低了约 6 dB 和 8 dB,这说明当背景噪声更大时 XPPM 的性能更好。

为了对二者的 SER 做进一步的阐释,分析当 $M = 8$ 时每个帧周期平均接收到的光子数 K_{av} 对每时隙平均接收到的光子数 K_s 的影响,如图 7 所示。由这两种调制方式的定义可知,在帧长度相同时, XPPM 每帧的信号时隙平均数远少于 MPPM 方法每帧的信号时隙数。从图中可以看出,若每帧发送相同的 K_{av} ,与 MPPM 方式相比, XPPM 每个信号时隙接收的光子数量 K_s 有着明显的增加。这说明,在相同的背景噪声下(即 K_b 相同),检测到的 XPPM 方式比 MPPM 方式符号错误率更少。需要指出的是, XPPM 方式的优越性能是以增加发射端和接收端设计的软件复杂程度以及提高发射端峰值功率为代价的。

5 仿真实验

在实验室搭建了深空激光通信系统测试平台如图 8 所示,图中 SCPPM 为串行级联 PPM,对其性能进行了测试,重点是通过详细分析 XPPM 调制实现的原理,说明 XPPM 方式在传输速率以及带宽利用率方面的优势。

采用调 Q 光纤激光器来实现高速率调制激光源,对调 Q 光纤激光器进行温度、功率控制以保证调 Q 光

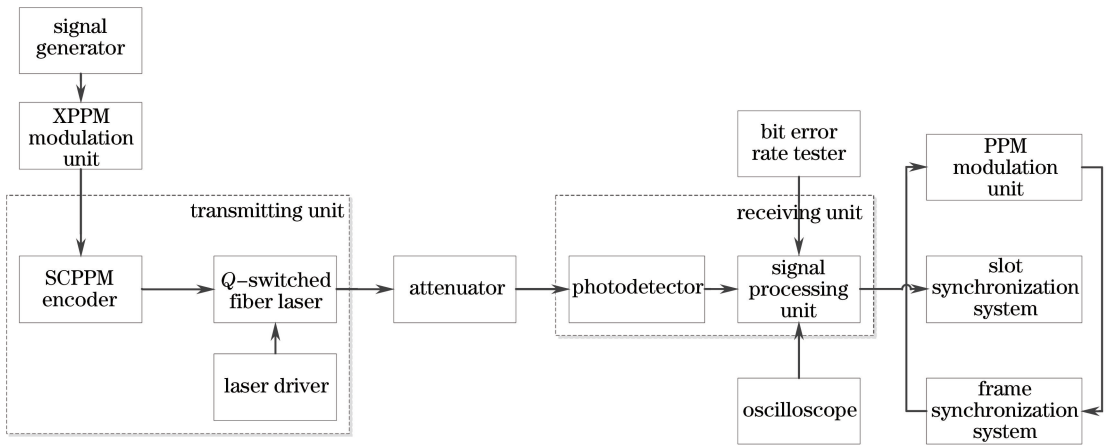


图 8 仿真实验测试图

Fig. 8 Simulation experiment test structure

纤激光器波长温度、输出功率稳定。抽运激光器驱动源为抽运激光器提供大电流驱动,并采用功率自动控制技术保证抽运激光器功率稳定,温度控制电路保证抽运激光器波长稳定,从而保证光放大器输出波长稳定。对光纤放大器输入、输出端进行功率监控,并采用电流自动控制技术(ACC)保证光纤放大器输出功率稳定。所用调 Q 光纤激光器主要参数:平均功率为 600 mW,峰值功率为 1000 W,重复频率大于 200 kHz,脉冲宽度为 3 ns,通信波长为 1064 nm。激光器的激光功率稳定性约为 2%,如

$$P = P_w \cdot \tau \cdot f, \quad (20)$$

式中 P 为输出功率, P_w 为峰值功率, τ 为激光器输出的脉冲宽度, f 为重复频率。由(20)式可知,当峰值功率和重复频率不变时,激光器的激光功率稳定性会对脉冲宽度造成一定的影响,这不但会影响系统的传输速率,也会对接收端的同步造成一定影响。

本实验设计的深空通信仿真系统,通过衰减器设置发射功率的衰减程度来模拟深空通信的链路距离和衰减环境,根据文献[13]所介绍的空间链路功率衰减模型可以得出深空链路功率衰减与通信链路的距离关系,如图 9 所示,以地球到火星大约 4×10^{11} m 为例,其功率衰减倍数约为 -146 dB。

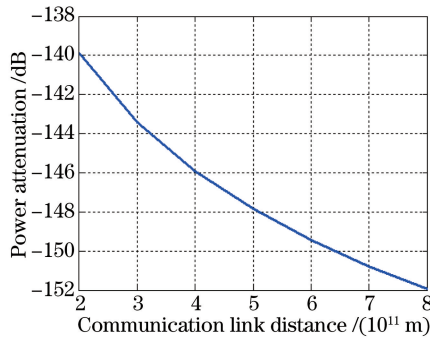


图 9 深空链路功率衰减与通信链路的距离的关系

Fig. 9 Relationship between power attenuation and communication link distance in deep space communications

采用 SCPPM 编码方式可以在算法相对较低的复杂度下达到较高的编码性能^[14],因此,实验选择 SCPPM 编码方式。SCPPM 编码本质上是一种串行级联码,其外码是卷积码,内码选择了累加器的设计方案,这种设计的优势在于编解码结构简单,并构成了一种类串行 Turbo 码的结构,在译码时能够充分发挥 Turbo 码的迭代译码优势。

1) 将信号发生器发送的信号调制成为 XPPM 信号;2) PPM 信号通过激光器驱动电路转化成电压或电流,进而实现对激光器的控制,从而将信息加载到激光器发出的光脉冲上;3) 利用示波器查看调制信号的波形。

需要说明的是,图中第 1 行的部分信号代表 XPPM 的脉冲信号,即第 1 行的脉冲代表 1 个 XPPM 脉冲。为方便观察和说明,本文设计了 1 行模拟帧信号(第 2 行的信号部分),此模拟帧信号不具有实际意义,只起

到方便观察和说明的作用。从图 10 可以看出,每 2 个模拟帧信号脉冲之间都有 1 个或 2 个(最多 2 个) XPPM 脉冲(第 1 行脉冲),并且可以看到各个 XPPM 信号所在的模拟帧信号脉冲之间的位置各不相同。说明本文采用的 XPPM 方式是 2 脉冲 8-XPPM,即在一个固定的帧周期内一个时隙位置上有 1 个或 2 个(最多 2 个)信号,而且脉冲所处的位置不同。

图 11 为一个 PPM 脉冲信号的波形显示。从图中可以看出,XPPM 信号的脉宽约为 3.2 ns。本文设计的是 2 脉冲 8-PPM 调制系统,因此一次发送 8 bit 的数据,帧周期为 6 μs,经推算数据传输速率可达 2.746 Mbit/s。根据带宽利用率

$$U = \text{lb} \sum_{i=1}^{n_X} C_M^i / M, \quad (21)$$

可得 $U=85\%$,证明了 XPPM 方式的优越性。



图 10 XPPM 方式的输出脉冲波形图

Fig. 10 Waveform of XPPM modulation

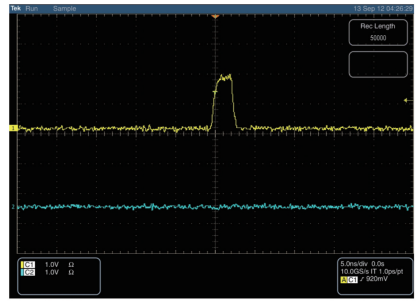


图 11 单脉冲 PPM 波形图

Fig. 11 Waveform for single pulse of PPM

6 结 论

本文提出了一种新型脉冲位置调制方式,即 n 脉冲 XPPM。通过对 XPPM 方式模型的建立,推导出其传输特性。通过与传统 PPM 方式(LPPM 和 MPPM)在传输速率、所需功率和带宽以及误码率方面的对比,说明了 XPPM 方式在能达到更高传输速率的同时,其所需带宽最少,误码率也较低。最后通过室内仿真实验说明,在通信距离大约为 4×10^{11} m 的地球至火星深空通信系统中,采用 n 脉冲 XPPM 方式可以使系统的传输速率达到 2.746 Mbit/s,带宽利用率也可达到 85%左右,因此,在深空光通信中采用 XPPM 方式是一个不错的选择。

参 考 文 献

- 1 Fu Xinglong. The design and research of deep-space optical communication PPM modulation system[D]. Changchun: Changchun University of Science and Technology, 2013: 7-9.
傅兴隆. 深空光通信 PPM 调制系统设计与研究[D]. 长春: 长春理工大学, 2013: 7-9.
- 2 Qin Ling. Design of MPPM in atmospheric laser communication[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2010: 21-30.
秦 岭. 大气激光通信中多脉冲调制系统的设计[D]. 西安: 西安理工大学, 2010: 21-30.
- 3 Fan Yangyu, Bai Bo, Huang Aiping, *et al.*. Pulse-position-width modulation scheme in wireless optical communication system[J]. Chinese J Lasers, 2008, 35(12): 1883-1887.
樊养余, 白 勃, 黄爱萍, 等. 无线光通信中的脉冲位置宽度调制技术[J]. 中国激光, 2008, 35(12): 1883-1887.
- 4 Leng Jiaofeng, Hao Shiqi, Lü Xuguang, *et al.*. Study on bit-symbol mapping method of MPPM and system performance based on low density parity check codes[J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(4): 0406001.
冷蛟锋, 郝士琦, 吕旭光, 等. 基于低密度奇偶校验码的 MPPM 比特符号映射及系统性能研究[J]. 光学学报, 2012, 32(4): 0406001.
- 5 Wang Yan, Li Hongzuo, Zhang Meng, *et al.*. Research of pulse position modulation modulation characteristics of fiber laser in space optical communications[J]. Chinese J Lasers, 2015, 42(8): 0805001.
王 岩, 李洪祚, 张 猛, 等. 空间光通信光纤激光器脉冲位置调制特性研究[J]. 中国激光, 2015, 42(8): 0805001.

- 6 Wu Jili, Zhao Shanghong, Xu Jie, *et al.*. Study of capacity of coherent pulse-position modulation channel and maximization of information transmitting rate[J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, 28(4): 643-647.
吴继礼, 赵尚弘, 胥 杰, 等. 相干光脉冲位置调制信道容量及传信率最大化研究[J]. *光学学报*, 2008, 28(4): 643-647.
- 7 Ren Xin, Li Hongzuo, Wang Yan, *et al.*. Effect for modulation rate of pulsed fiber laser on pulse position modulation[J]. *Acta Optica Sinica*, 2014, 34(7): 0706002.
任 鑫, 李洪祚, 王 岩, 等. 脉冲位置调制对脉冲式光纤激光器调制速率的影响[J]. *光学学报*, 2014, 34(7): 0706002.
- 8 Liu X, Wood T H, Tkach R W, *et al.*. Demonstration of record sensitivities in optically preamplified receivers by combining PDM-QPSK and M -ary pulse-position modulation[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(4): 406-413.
- 9 Li Bo, Wu Guiling, Su Feiran, *et al.*. Analysis and experimental study on phase-encoded photonic analog-to-digital conversion based on phase modulator[J]. *Chinese J Lasers*, 2015, 42(5): 0505002.
李 博, 吴龟灵, 苏斐然, 等. 基于相位调制器的相位编码光模数转换分析和实验研究[J]. *中国激光*, 2015, 42(5): 0505002.
- 10 Rouissat M, Borsali R A. Differential two-pulses position modulation for synchronized wireless optical communications [M]. Springer Berlin Heidelberg: *Computer Networks*, 2013, 370: 252-257.
- 11 Stevens M L, Boroson D M. A simple delay-line 4-PPM demodulator with near-optimum performance [J]. *Optics Express*, 2012, 20(5): 5270-5280.
- 12 Selmy Hossam, Shalaby Hossam M H, Kawasaki Z. Performance analysis of gradual multi-pulse pulse-position modulation in deep-space optical communications[J]. *Optical Communications and Networking*, 2012, 4(10): 812-820.
- 13 Jiang Huilin, Tong Shoufeng. The technologies and system of space laser communication[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2010: 9-21.
姜会林, 佟首峰. 空间激光通信技术与系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 2010: 9-21.
- 14 Li Hao. Research on the performance of SCPPM coding in deep-space optical communication [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2012: 16-25.
李 皓. 深空光通信中的 SCPPM 编码性能研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2012: 16-25.