

一种新的数字脉冲间隔调制解调方法

张铁英¹ 邢永强² 张利¹ 王海洋¹

(¹海军航空工程学院战略导弹工程系, 山东 烟台 264001)
(²中国人民解放军 92514 部队, 山东 烟台 264001)

摘要 针对数字脉冲间隔调制(DPIM)包序列发生差错时会出现符号增减从而导致差错性能下降的问题,提出了一种新的解调方法。给出了解调方法的解调过程,推导了其差错解概率,并与门限解调法进行了比较分析。数值仿真表明,当误包率为 10^{-6} 以及包信息为24 bit时,相较于门限法,可节省约1.5 dBm的平均接收功率,且调制阶数对其影响不大;但当包信息量增大时,性能改善的程度将减弱。在不增加冗余信息的情况下,提出的DPIM解调方法能够有效地改善系统的差错性能,可为无线光通信链路的设计提供参考。

关键词 无线光通信;数字脉冲间隔调制;解调;极大似然准则;误包率

中图分类号 TN929.12 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/LOP49.080601

A Novel Demodulation Scheme of Digital Pulse Interval Modulation for Wireless Optical Communication

Zhang Tieying¹ Xing Yongqiang² Zhang Li¹ Wang Haiyang¹

(¹Department of Strategic Missile Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China)
(²The Unit of 92514, People's Liberation Army, Yantai, Shandong 264001, China)

Abstract There is a fluctuation of symbols which results in error performance degradation if some errors occur in digital pulse interval modulation (DPIM) train. To address this issue, we present a novel demodulation scheme for DPIM. The decoding method is firstly proposed, and then the packet error rate is derived and compared with decoding using the optimal threshold method. Numerical simulation shows that the proposed method saves approximately 1.5 dBm average signal power than that of threshold method with different modulation levels when the packet error rate is 10^{-6} and information of packet n is 24 bit, but the improvement of error performance will degrade with the increase of n . Requiring no redundant information bits, the proposed method can effectively improve the error performance for DPIM, and can help to design wireless optical communication systems on modulation.

Key words wireless optical communication; digital pulse interval modulation; demodulation; maximum likelihood criterion; packet error rate

OCIS codes 060.4080; 200.2605; 200.2610

1 引言

在无线光通信中,调制方案的构建是系统设计的重要方面,而其构建存在一个带宽需求和功率效率的平衡问题^[1~4]。数字脉冲间隔调制(DPIM)满足了这种需求,被认为是适合未来光通信链路的调制方式之一^[3~5]。当前文献采用的DPIM解调方法一般为门限检测法^[5~11]。由于DPIM是利用脉冲间隔距离来传递信息的,若采用门限检测法,一旦一个时隙发生错误,不仅会影响这个时隙所在的符号,同时影响下一个符号,很可能造成整个接收信息序列的长度与发射信息序列长度不一致,导致系统误码上升,通信链路性能下降。因此亟需一种新的解调方式来提高DPIM的差错性能。文献[8]指出,最大似然序列检测(MLSD)可以

收稿日期:2012-03-23;收到修改稿日期:2012-05-03;网络出版日期:2012-06-15

作者简介:张铁英(1974—),男,博士,讲师,主要从事信源信道联合编码及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

显著改善数字脉冲间隔调制系统的差错性能。但是,由于在接收的 DPIM 序列中无法确知 DPIM 的符号边界,因此所有与收到序列相等的可能序列均被比较。若序列的长度较长,则运算量与序列的长度呈指数关系,运算量过于巨大。因此,目前 MLSD 在实际的系统中难以得到应用。文献[12]提出了一种基于双映射技术的 DPIM 实现方案,在此方案中,通过插入映射方式和补充时隙识别码,可以在接收的 DPIM 序列中判定符号的起止边界,这为 MLSD 应用于 DPIM 解调奠定了基础。

本文给出了一种新的 DPIM 解调方法,即数据以包的形式发送,首先对接收的时隙进行预判决,再根据接收序列中时隙“1”的个数与发送序列中时隙“1”的个数是否一致,判断是否存在时隙错误。若存在,则以极大似然准则进行纠正,从而完成 DPIM 解调。推导了所给解调方法的差错性能,进行了数值仿真,并与门限法进行了比较,讨论各参数对该方法差错性能的影响。

2 基于预判决的极大似然 DPIM 解调方法

文献[3~6]对 DPIM 调制的符号结构进行了详细论述,此不赘述。图 1 给出了基于极大似然的 DPIM 解调框图。其中,探测器采用雪崩光电二极管(APD), T_b 为 DPIM 的时隙周期, $n(t)$ 为接收机的等效噪声(接收机的热噪声和信道的散弹噪声)。

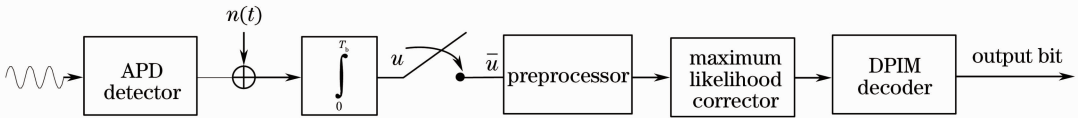


图 1 DPIM 解调框图

Fig. 1 Demodulation block diagram for DPIM

DPIM 解调时,单个时隙错误会引起下面两种错误:一种是“0”时隙被判为“1”时隙,对应着符号增加,称之为符号插入错误;另一种是“1”时隙被判为“0”时隙,对应着符号减少,称之为符号删除错误^[13],如图 2 所示。这两种情况不仅会导致本时隙所在符号错误,还会导致相邻符号错误解调,发射的信息序列与接收的信息序列长度不一致,造成系统误码性能下降。

当数据包的信息比特和调制阶数给定时,DPIM 符号中时隙“1”的个数就确定了,因此,可以根据接收序列中时隙“1”的个数与给定的个数是否一致来判断有无错误时隙发生。

设数据包的信息比特为 n ,DPIM 的调制阶数为 M (一般考虑 M 可整除 n),则数据包中 DPIM 符号个数即时隙“1”的个数为 $s_1 = n/M$,时隙“0”的平均个数为 $s_0 = n(2^M - 1)/(2M)$ (假设 DPIM 不采用保护时隙)。

首先对积分后的时隙序列进行预处理,判定接收序列,即

$$\bar{u}(k) = \begin{cases} 1, & u(k) > u_T \\ 0, & u(k) \leq u_T \end{cases} \quad (1)$$

式中 $u(k)$ 为在时隙上的积分值, u_T 为判决门限。在 DPIM 序列中,连零的个数不超过 $2^M - 1$,若序列 $\bar{u}(k)$ 中的连零个数 N_{off} 超过 $2^M - 1$,则说明序列 $\bar{u}(k)$ 是非法序列,需将 N_{off} 中第 2^M 及 2^M 整数倍位置的“0”时隙判为“1”时隙,这样既保证了序列为合法序列,又保证了连零 N_{off} 中有最小的 DPIM 符号数。

预处理后进行错误时隙纠正。如果 $\bar{u}(k)$ 序列中“1”时隙的个数 $N_{\text{on}} < s_1$,则说明在解调过程中有“1”时隙被误判为“0”时隙,因此需要找到 $s_1 - N_{\text{on}}$ 个被检测为“0”的“1”时隙。根据极大似然准则,认为发送“1”时隙的积分值要大于发送“0”时隙的积分值。因此,在所有接收的“0”时隙中,前 $s_1 - N_{\text{on}}$ 个最大值对应的时隙应改为“1”时隙,而且这样不会出现大于 $2^M - 1$ 个连零情况。

如果 $N_{\text{on}} > s_1$,则说明在解调过程中有“0”时隙被误判为“1”时隙,因此需要找到 $N_{\text{on}} - s_1$ 个被检测为“1”的“0”时隙。根据极大似然准则,认为发送“0”时隙的积分值要小于发送“1”时隙的积分值。因此,在所有接

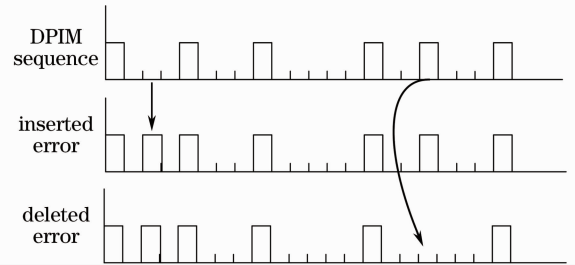


图 2 DPIM 解调错误类型

Fig. 2 Error pattern of DPIM demodulation

收的“1”时隙中,前 $N_{on} - s_1$ 个最小值对应的时隙应改为“0”时隙。同时要防止出现连零个数超过 $2^M - 1$ 的情况,具体方法是:若连零个数超过了 $2^M - 1$,则将第 $N_{on} - s_1$ 个最小值舍弃,将第 $N_{on} - s_1 + 1$ 个最小值对应的时隙改为“0”时隙,若还不满足条件,则将第 $N_{on} - s_1 - 1$ 个最小值舍弃,将第 $N_{on} - s_1 + 1$ 个最小值对应的时隙改为“0”时隙……完成一循环后若还出现连零个数超过 $2^M - 1$ 的情况,则将第 $N_{on} - s_1$ 个最小值舍弃,将第 $N_{on} - s_1 + 2$ 个最小值对应的时隙改为“0”时隙,依此类推,直至满足条件为止。

如果 $N_{on} = s_1$,则认为没有错误出现。

3 性能分析

3.1 差错性能推导

首先考虑一种简单情况,在判决的时隙序列中,假设只有一个“1”时隙被误判为“0”时隙,即 $s_1 - N_{on} = 1$,而“0”时隙不发生误判,将此事件定为 A 事件。需要在接收的“0”时隙中找到一个最大值 u_{max} ,将其对应的时隙改为“1”时隙。设 ζ 为被误判为“0”的“1”时隙的抽样变量, η_i 为接收序列中“0”时隙的抽样变量, ξ_j 为接收序列中“1”时隙的抽样变量, $i \in \{1, 2, \dots, s_0\}$, $j \in \{1, 2, \dots, s_1 - 1\}$ 。则解调后的正确概率为

$$P_{cl} = C_{s_1}^1 P(\zeta > \eta_i, \xi_j > u_T/A). \quad (2)$$

根据条件概率公式有

$$P_{cl} = C_{s_1}^1 P(\zeta > \eta_i, \xi_j > u_T, A)/P(A). \quad (3)$$

若事件 $(\zeta > \eta_i) \cap (\xi_j > u_T)$ 发生,则事件 A 肯定发生,则

$$P(\zeta > \eta_i, \xi_j > u_T, A) = P(\zeta > \eta_i, \xi_j > u_T). \quad (4)$$

为了简化推导,假定时隙“0”和时隙“1”的位置积分是独立的,则事件 $\zeta > \eta_i$ 与事件 $\xi_j > u_T$ 也可认为是相互独立的,故

$$P(\zeta > \eta_i, \xi_j > u_T) = P(\zeta > \eta_i)P(\xi_j > u_T) = P(\zeta > \eta_1, \zeta > \eta_2, \dots, \zeta > \eta_{s_0}) \times P(\xi_1 > u_T, \xi_2 > u_T, \dots, \xi_{s_1-1} > u_T) = P(\zeta > \eta_1)^{s_0} P(\xi_1 > u_T)^{s_1-1}, \quad (5)$$

而

$$P(A) = C_{s_1}^1 P_{cl} (1 - P_{cl})^{s_1-1} (1 - P_{e0})^{s_0}, \quad (6)$$

式中 P_{cl} 为将“1”时隙错判为“0”时隙的概率, P_{e0} 为将“0”时隙错判为“1”时隙的概率。

将(5)式和(6)式代入(3)式并整理,则

$$P_{cl} = \frac{\int_{-\infty}^{u_T} [P(\eta_i < x)]^{s_0} f_\zeta(x) dx [P(\xi_1 > u_T)]^{s_1-1}}{P_{cl} (1 - P_{cl})^{s_1-1} (1 - P_{e0})^{s_0}}, \quad (7)$$

式中 $f_\zeta(x)$ 为时隙抽样随机变量 ζ 的概率密度。

同理,也可推得有多个“1”时隙被误判为“0”时隙的情况。

若在接收时隙序列中,只有一个“0”时隙被误判为“1”时隙,即 $N_{on} - s_1 = 1$ 而“1”时隙不发生错误,将此事件定为 B 事件。同理,需要在接收的“1”时隙中找到一个最小值 u_{min} ,将其对应的时隙改为“0”时隙。设 α 为被误判为“1”的“0”时隙的抽样变量, ξ_j 为接收序列中“1”时隙的抽样变量, η_i 为接收序列中“0”时隙的抽样变量,这时 i, j 的取值分别为 $i \in \{1, 2, \dots, s_0 - 1\}$, $j \in \{1, 2, \dots, s_1\}$ 。解调的正确概率为

$$P_{e0} = C_{s_0}^1 P(\xi_j > \alpha, \eta_i < u_T/B). \quad (8)$$

仿照只有一个“1”时隙被误判为“0”时隙的情况,经推导整理可得解调的正确概率,即

$$P_{e0} = \frac{\int_{u_T}^{\infty} [P(\alpha < y)]^{s_1} f_\xi(y) dy [P(\eta_i < u_T)]^{s_0-1}}{P_{e0} (1 - P_{e0})^{s_0-1} (1 - P_{cl})^{s_1}}, \quad (9)$$

式中 $f_\xi(y)$ 为抽样时隙变量 ξ_j 的概率密度。

同理,也可推得有多个“0”时隙被误判为“1”时隙的情况。

为了便于推导,假设图 1 中 APD 检测器的增益是理想的,不会引入附加噪声,近似认为 $P_{cl} \approx P_{e0} \approx$

P_{slot} , 同时根据文献[12,14], 有

$$P_{\text{slot}} = p_0 Q\left[\frac{u_T - geK_b}{(ge)^2 K_b + \sigma_n^2}\right] + p_1 Q\left[\frac{ge(K_s + K_b) - u_T}{(ge)^2 (K_s + K_b) + \sigma_n^2}\right], \quad (10)$$

式中 P_{slot} 为误时隙率, p_0 和 p_1 分别为 DPIM 符号中时隙“0”和时隙“1”出现的概率, g 为理想 APD 的增益, e 为电子电量, σ_n^2 为积分高斯热噪声的方差, K_s 为信号计数均值, K_b 为背景光噪声计数均值, $Q(x)$ 为高斯尾部函数。

基于以上推导, 可以推得基于软判决解调的 DPIM 误包率为

$$P_{\text{pe}} = \sum_{i=1}^{s_1+s_0} P_{\text{slot}}^i (1 - P_{\text{slot}})^{s_1+s_0-i} - \sum_{j=1}^{s_1} C_{s_1}^j (1 - P_{\text{slot}})^{s_1-j} H_1^j - \sum_{k=1}^{s_0} C_{s_0}^k (1 - P_{\text{slot}})^{s_0-k} H_0^k, \quad (11)$$

式中

$$\begin{cases} H_0 = \int_{\frac{u_T - M_0}{\sigma_0}}^{\infty} \left[\int_{\frac{x\sigma_0 + M_0 - M_1}{\sigma_1}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \right]^{s_1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \\ H_1 = \int_{-\infty}^{\frac{u_T - M_1}{\sigma_1}} \left[\int_{-\infty}^{\frac{x\sigma_1 + M_1 - M_0}{\sigma_0}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \right]^{s_0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \end{cases}, \quad (12)$$

$$\begin{cases} M_0 = geK_b, & \sigma_0 = \sqrt{(ge)^2 K_b + \sigma_n^2} \\ M_1 = ge(K_s + K_b), & \sigma_1 = \sqrt{(ge)^2 (K_s + K_b) + \sigma_n^2} \end{cases}. \quad (13)$$

3.2 数值仿真分析

在数值仿真系统中, 假定热噪声为高斯白噪声, 背景光功率为 1×10^{-8} W, 信息速率为 10 Mb/s, $g = 100$ 。当 $M=2, 3, 4$ 时, 两种解调方式下, DPIM 系统的误包率随平均接收功率的变化如图 3 所示。其中 h-DPIM 和 s-DPIM 分别表示门限法和本文提出的解调方法, 包信息 $n=24$ bit。由图可知, s-DPIM 的功率利用率明显要高于 h-DPIM。随着平均接收功率的增加, s-DPIM 较 h-DPIM 节省的平均接收功率也相应增大。当误包率为 10^{-3} 时, 相对于 h-DPIM, 可节省约 1.0 dBm 的平均接收功率; 当误包率为 10^{-6} 时, 这个值增加到约 1.5 dBm; 此后此值不再随平均接收功率的增加而明显变化。同时亦可知, 在不同 M 值下, s-DPIM 较 h-DPIM 节省的平均接收功率幅度大致相当。若接收功率为 37.5 dBm, 当 $M=3$ 时, s-DPIM 比 h-DPIM 的误包率降低近 1 个数量级, 而当 $M=4$ 时, 降低达到近 3 个数量级, 差错性能改善明显。

为了分析包信息 n 在差错性能中所起的作用, 图 4 给出了在 $M=3$ 的情况下, 当 $n=24, 96, 384$ bit 时两种解调方式下 DPIM 系统的误包率。由图 4 可以看出, 当包信息 n 增大时, DPIM 的差错性能随之变劣, 与预期相符。若误包率为 10^{-6} , 当 $n=24, 96, 384$ bit 时, s-DPIM 较 h-DPIM 节省的平均接收功率分别约为 1.50, 1.25, 1.00 dBm。由此可见, 包信息量越大, s-DPIM 较 h-DPIM 改善的程度越弱, 这在设计包的时候

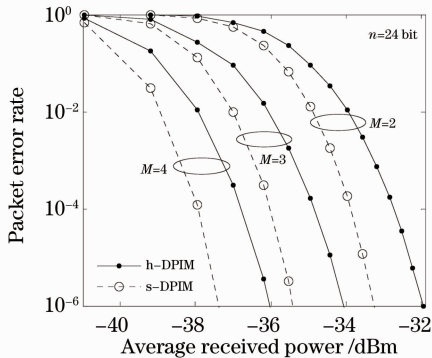


图 3 不同调制阶数下 DPIM 系统误包率

Fig. 3 Packet error rate of DPIM system with different modulation levels

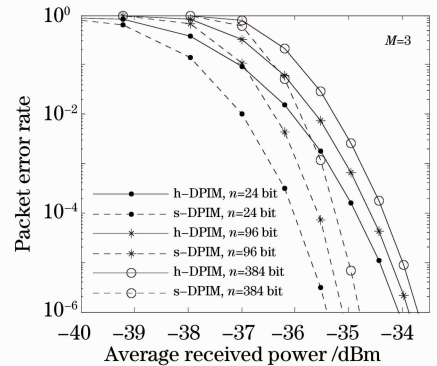


图 4 不同包信息下 DPIM 系统误包率

Fig. 4 Packet error rate of DPIM system with different bits of a packet

应该注意。

文中给出的方法是以一个包为单位进行处理的,即接收机必须将整个包信息序列接收完毕后才开始解调工作,当包信息序列较大时,计算量将会有明显的增长。因此在通信实时性要求较高的场合,需要接收机具有较强的信息处理能力。

4 结 论

提出了一种基于软判决的 DPIM 解调方法,根据接收序列中时隙“1”的个数与发送序列中时隙“1”的个数是否一致,判断是否存在时隙错误。当接收序列中时隙“1”的个数与给定时隙“1”的个数不一致时,以极大似然准则进行纠正。在不需要增加冗余信息的情况下,能够较好地改善 DPIM 的差错性能,同时保留了 DPIM 不需要同步的特点,具有一定的潜在应用前景。需要指出的是,差错性能的提高是以计算量的增大为代价的,特别是当包信息很大的时候尤甚。因此,在数据包设计的时候应注意合理选择包信息量。

参 考 文 献

- Huang Aiping, Fan Yangyu, Li Wei *et al.*. Performance analysis of optical wireless FDAPIM-CDMA systems[J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(7): 1772~1776
黄爱萍, 樊养余, 李 伟 等. 无线光 FDAPIM-CDMA 系统性能分析[J]. 中国激光, 2010, **37**(7): 1772~1776
- Chen Dan, Ke Xizheng. Analysis on error rate of wireless optical communication using subcarrier modulation on turbo code [J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **20**(10): 2859~2863
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, **20**(10): 2859~2863
- Zhang Kai. Dual-Amplitude Pulse Interval Modulation for Optical Wireless Communications and Optical ETC Prototype [D]. Beijing: Tsinghua University, 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, 2004. 21~47
- Yangyu Fan, Roger J. Green. Comparison of pulse position modulation and pulse width modulation for application in optical communications[J]. *Opt. Engng.*, 2007, **46**(6): 065001
- A. R. Hayes, Z. Ghassemlooy, N. L. Seed *et al.*. Base-line wander on the performance of digital pulse-interval modulation[J]. *IEEE Proceedings - Optoelectronics*, 2000, **147**(4): 295~300
- Hu Zongmin, Tang Junxiong. Digital pulse interval modulation for atmospheric optical wireless communications[J]. *J. 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
- Hu Hao, Wang Hongxing, Zhou Min *et al.*. Modeling and analyzing of error performance for pulse position modulation and digital pulse interval modulation under turbulence[J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(5): 1269~1274
胡 昊, 王红星, 周 旻 等. 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[J]. 中国激光, 2010, **37**(5): 1269~1274
- D. Shiu, J. M. Kahn. Differential pulse-position modulation for power-efficient optical communication[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1999, **47**(8): 1201~1209
- Z. Ghassemlooy, A. R. Hayes, N. L. Seed. Digital pulse interval modulation for optical communications[J]. *IEEE Communications Magazine*, 1998, **36**(12): 95~99
- Z. Ghassemlooy, A. R. Hayes, B. Wilson. Reducing the effects of intersymbol interference in diffuse DPIM optical wireless communications[J]. *IEEE Proceedings - Optoelectronics*, 2003, **150**(5): 445~452
- 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
- Zhang Tieying, Wang Hongxing, Hu Hao *et al.*. Implementation of pulse interval modulation based on dual-mapping technique for optical wireless communications[J]. *Optoelectronics Letters*, 2009, **5**(6): 441~444
- R. E. Peile. Error correction, interleaving and differential pulse position modulation[J]. *International Journal of Satellite Communications*, 1988, **6**(2): 173~187
- Robert M. Gagliardi, Sherman Karp. Optical Telecommunications[M]. Chen Genxiang, Qin Yuwen, Zhao Yucheng *et al.*. Transl. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1998. 117~146
R. M. 加利亚尔迪, S. 卡普. 光通信技术与应用[M]. 陈根祥, 秦玉文, 赵玉成 等译. 北京: 电子工业出版社, 1998. 117~146