

文章编号: 1001-3806(2007)01-0092-03

无线光 DH-PM 与 DPM 调制方式的性能研究

王红星¹, 朱银兵², 张铁英², 孙晓明²

(1. 海军航空工程学院 电子工程系, 烟台 264001; 2. 海军航空工程学院 研究生管理大队, 烟台 264001)

摘要: 为了解决目前无线光通信采用的调制方式误包率大、传信率低等问题, 研究了双头脉冲间隔调制 (DH-PM) 和数字脉冲间隔调制 (DPM) 的性能。分析了 DPM 和 DH-PM 两种调制方式的符号结构, 比较了二者的传信率以及给定模型下的误包率。仿真与分析结果表明, DH-PM 的传信率较高, 适合于实时性要求较高的传输系统, 而 DPM 的平均发射功率低, 误包率较小, 适合于要求低功率或高可靠性的系统。

关键词: 光通信; 调制方式; 误包率; 传信率

中图分类号: TN929.1 **文献标识码:** A

Performance study of optical wireless DH-PM and DPM

WANG Hong-xing¹, ZHU Yin-bing², ZHANG Tie-ying², SUN Xiao-ming²

(1. Department of Electronic Engineering Naval Aeronautic Engineering Institute, Yantai 264001, China 2. Student's Brigade, Naval Aeronautic Engineering Institute, Yantai 264001, China)

Abstract The performances of dualheader pulse interval modulation (DH-PM) and digital pulse interval modulation (DPM) are analyzed for the high packet error rate and low information transmission rate of optical wireless communication modulations presently. After discussing their symbol structures, their packet error rates and information transmission rates are compared based on the given model. The simulation results show that DH-PM with higher information transmission rate is fit for real-time transmission systems, while DPM is fit for lower power or higher reliability systems for its lower average power and packet error rate.

Key words optical communication; modulation method; packet error rate; information transmission rate

引 言

无线光通信作为一种新型的通信技术同时具有光纤通信和移动通信的优势, 具有传输带宽宽、无需频率申请、抗电磁干扰及保密性好等优点, 因此近年来对无线光通信的研究受到了广泛的重视。但是无线光在大气中传输要受到大气吸收、散射和湍流效应的影响而导致信号衰减, 同时对人眼安全的要求限制了激光平均发射功率, 因而对调制方式提出了较高要求。无线光通信普遍采用强度调制/直接检测 (intensity modulation/direct detection, M/DD) 系统, 其调制方式有关键控 (on-off keying, OOK)、脉冲位置调制 (pulse position modulation, PPM)、数字脉冲间隔调制 (digital pulse interval modulation, DPM) 以及双头脉冲间隔调制 (dualheader pulse interval modulation, DH-PM) 等。OOK 调制方式最简单, 但功率效率低。PPM 大大降低了平

均发射功率, 但增加了系统带宽要求, 同时在接收端还需要时隙同步和符号同步, 增加了系统实现的难度。DPM 功率效率较好, 相对 PPM 带宽效率更高, 而且 DPM 的符号结构决定了在接收端不需要符号同步, 大大简化了系统的复杂度, 因此近年来引起了人们的关注。文献 [1]、文献 [2] 中给出了 DPM 与其它调制方式的性能比较。DH-PM 也不需要符号同步, 而且可获得更高的传信率, 因而也是一种具有潜力的调制方式。

1 符号结构

OOK 是当信源比特率为 R_b 时, 光发送器在间隔 $T = 1/R_b$ 内发送光脉冲 $p(t)$ 表示“1”, 不发光脉冲表示“0”。单脉冲位置调制是将一个二进制的 M 位数据组映射为 $L = 2^M$ 个时隙组成的时间段上的某一个时隙处的单脉冲信号, 其符号间隔 $T = \lg L / R_b$ 被分为 L 个时隙, 每个时隙的宽度为 T/L , 若将 M 位数据组写成 $K = (m_1, m_2, \dots, m_M)$, 将时隙位置记为 k , 则单脉冲位置调制的一一映射编码关系为^[1]:

$$S_k = m_1 + 2m_2 + \dots + 2^{M-1}m_M \in \{0, 1, \dots, 2^M - 1\} \quad (1)$$

作者简介: 王红星 (1962-), 男, 教授, 硕士, 主要研究方向为无线光通信技术及现代通信新技术等。

E-mail: zbynavy0945@sina.com

收稿日期: 2005-11-07; 收到修改稿日期: 2005-12-19

式中, 符号 $S_k (0 \leq k \leq 2M - 1)$ 表示脉冲时隙在第 k 个位置。

DPM 是一种脉冲间隔调制, 每个符号所包含的时隙数是变化不固定的, 并可分为无保护时隙和有保护时隙两种; 有保护时隙的 DPM 大多采用一个保护时隙, 这样能有效地减少码间串扰的影响, 该调制方式的符号 $S_k (k$ 为符号所表示的十进制数) 的时隙个数为 $k + 2$ 脉冲在每个符号的起始时隙上, 后加一个保护空时隙, 再加上 k 个空时隙表示信息。该调制方式的接收端解调时, 当判断接收到脉冲时隙后, 只需要数脉冲时隙后的空时隙个数, 再减 1 就可以了。这样, DPM 在接收端只需要时钟同步, 不需要符号同步, 相对于 PPM, 大大简化了系统实现的复杂性。

DH-PM 相对比较复杂, 每个符号包含的时隙数也是变化不固定的, 但它采用两种起始脉冲。符号 S_k 由头部时隙和后续的 m 个空时隙组成, 其中^[3]:

$$m = \begin{cases} k, & k < 2^{M-1} \\ 2^M - 1 - k, & k \geq 2^{M-1} \end{cases} \quad (2)$$

头部时隙由 $\alpha + 1$ 个时隙组成 (α 为整数), 这里考虑 H_1 和 H_2 两种形式。 H_1 起始脉冲宽度为 $\alpha/2$ 个时隙, 其后为 $\alpha/2 + 1$ 个保护空时隙; H_2 脉冲宽度为 α 个时隙, 其后为 1 个保护空时隙。当 $k < 2^{M-1}$ 时, S_k 符号的头部时隙为 H_1 , 反之则为 H_2 。

$M = 4$ bit 时, OOK, PPM, DPM 和 DH-PM 等调制方式的符号波形^[3]如图 1 所示, M 为每个符号所包含

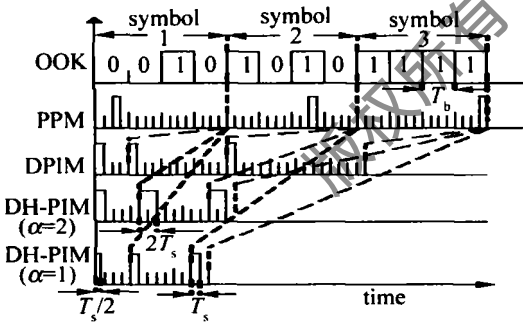


Fig 1 Pulse modulation symbol structure

的比特数。同理, $M = 5$ bit 输入序列分别为 [00111] 和 [11111] 时, DPM 的编码分别为 [10000000] 和 [10...0 共 32 个 0], 令 $\alpha = 2$ 则 DH-PM 的编码分别为 [100000000] 和 [110]。由此可知, DH-PM 虽然在头部增加了 $\alpha/2$ 时隙, 但是整个序列的长度的取值范围大大减少, 从而更进一步地减少了平均符号时间, 提高了带宽利用率和信道容量。

2 传信率分析

光通信中, 激光器通常工作于脉冲状态, 脉冲持续时间为 τ 时, 其相应带宽定义为 $B = 1/\tau$ (Hz), 当占空

比为 $\tau_p = 1$ 时, $B = 1/T_s$ (Hz) (T_s 为时隙宽度), 令 R 为信息传输速率, 则传信率为 $\gamma = R/B$ 。以 OOK 为参照, 设码元占空比为 1 (以下分析均采用此占空比), 比特速率为 R_b , 则所占带宽为 R_b ; 对于 M 位相同比特率 R_b 的 DPM 调制, 假设等概率的发送“0”和“1”, 则平均每个符号的时隙数为^[4]:

$$\bar{n}_{DPM} = \frac{1}{2^M} \sum_{i=1}^{2^M} (1 + i) = \frac{2^M + 3}{2} \quad (3)$$

传信率为:

$$\gamma_{DPM} = R_b / B_{DPM} = R_b / (\frac{\bar{n}}{M} R_b) = \frac{2M}{2^M + 3} \quad (4)$$

对于 DH-PM, 由 (2) 式可知, M bit 对应的符号长度可为 $\alpha + 1 \sim \alpha + 1 + 2^{M-1} - 1 = \alpha + 2^{M-1}$, 同样假设 m 等概地取各值, 则其平均时隙数为:

$$L_a = \frac{1}{2^{M-1}} \left[2^{M-1} \alpha + \sum_{m=1}^{2^{M-1}} m \right] = \alpha + 2^{M-2} + \frac{1}{2} \quad (5)$$

令其平均比特率为 R_b , 则其时隙周期为 $T_s = \frac{M}{L_a R_b} =$

$\frac{2^M}{(2\alpha + 2^{M-1} + 1) R_b}$, 传信率为:

$$\gamma_{DH-PM} = R_b / B_{DH-PM} = R_b \left\{ \frac{L_a R_b}{M} \right\} = \frac{2M}{(2\alpha + 2^{M-1} + 1)} \quad (6)$$

DPM 和 DH-PM 的传信率 (按 OOK 归一化) 如图 2 所示。由图可见, DH-PM 除去了 DPM 中冗余时隙, 平均长度比 DPM 短, 因而传信率更高, 且 α 小时传信率较高。当 $M > 6$ bit 时, $\alpha = 1$ 和 $\alpha = 2$ 两种情况下的传信率相当, 但都优于 DPM。

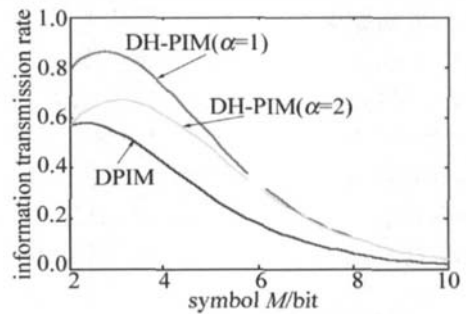


Fig 2 Information transmission rate

3 误包率分析

分析 DPM 和 DH-PM 的误包率时, 采用如图 3 所示的系统模型, 并作以下假设: (1) 收发系统精确瞄准, 功率足够, 可不考虑信道多径散射的影响; (2) 主要噪声源为加性散弹噪声; (3) 不考虑人为光影响; (4) 发射机和接收机不受带宽的限制。由图 3 可知,

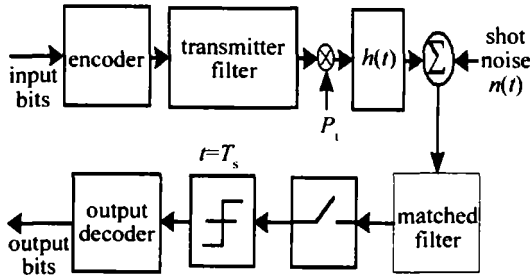


Fig 3 System model

输入比特经过调制编码和前置滤波器放大到所需要的峰值功率 P_t ，由以上假设可认为系统只受信道传输路径衰减 g 和加性高斯白噪声的影响。则在接收端，信号经过理想的匹配滤波器、抽样及判决处理之后送至译码器经译码后输出信息比特。

设两种调制方式下发射一个相同符号的平均功率均为 P (即以 OOK 为参照，每个 M bit 的符号在其比特率相同的条件下的平均发射功率)，对一个 M bit 的符号，DPM 的平均每个符号时隙数由 (3) 式给出，其峰值发射功率为：

$$P_{DPM} = \bar{n}P = \frac{2^M + 3}{2}P \quad (7)$$

DH-PM 方式下，其头部脉冲平均宽度为 1.5 个脉冲 (假设两种头部等概出现)，每个脉冲占用 0.5α 个时隙，因此头部脉冲平均时隙长度为： $L_i = 3\alpha/4$ 。则峰值发射功率为：

$$P_{DH-PM} = \frac{4L_i P}{3\alpha} = \frac{2P(2^{M-1} + 2\alpha + 1)}{3\alpha} \quad (8)$$

由上两式可知 $M > 2$ bit 两种调制方式峰值功率相同时，DPM 的平均发射功率小。同时编码器的输出是“01”序列，因而匹配滤波器的输入有脉冲时为 $\sqrt{g}P_t + n(t)$ (P_t 为发射脉冲峰值功率)，无脉冲时为噪声 $n(t)$ ，进而假设 $n(t)$ 的均值为 0 标准差为 $\sigma_0 = \sqrt{N_0 B}$ ($N_0/2$ 为高斯白噪声功率谱密度)。将输入信号及其反相延迟脉冲卷积后送入匹配滤波器，则匹配滤波器在抽样时间为 $t = T_s$ 时的脉冲能量在有脉冲时为 $E_p + n_0(T_s)$ ，无脉冲时为噪声 $n_0(T_s)$ 。若脉冲是矩形的，则匹配滤波器在 1bit 时间内积分，因而 $E_p = gP_t T_s$ ， $n_0(T_s)$ 的均值仍为 0 但其标准差为 $\delta = T_s \sqrt{N_0 B g P_t}$ 。设判决电平为 kE_p ($0 < k < 1$)，将发送“0”检测为“1”的概率记为 p_{e0} ，发送“1”检测为“0”的概率记为 p_{e1} 。则有^[5]：

$$\begin{cases} p_{e0} = \int_{kE_p}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right] dy = Q\left[\frac{kE_p}{\sigma}\right] \\ p_{e1} = \int_{-\infty}^{kE_p} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(y - E_p)^2}{2\sigma^2}\right] dy = Q\left[(1-k)\frac{E_p}{\sigma}\right] \end{cases} \quad (9)$$

于是得到了图 3 所示系统模型的时隙差错率 p_{e0} 和 p_{e1} ，令每符号全部时隙中“0”的概率为 p_0 ，“1”的概率为 p_1 ， $p_0 + p_1 = 1$ ，则每时隙的差错率为：

$$P_{s,e} = p_0 p_{e0} + p_1 p_{e1} \quad (10)$$

将 (7) 式 ~ (9) 式， E_p 及 σ 的值代入 (10) 式得：

$$\begin{cases} P_{s,e,DPM} = \frac{1}{2^M + 3} \left\{ (2^M + 1) Q\left[k \sqrt{\frac{g(2^M + 3)P}{2N_0 B}} \right] + 2Q\left[(1-k) \sqrt{\frac{g(2^M + 3)P}{2N_0 B}} \right] \right\} \\ P_{s,e,DH-PM} = \frac{1}{4L_i} \left\{ (4L_i - 3\alpha) Q\left[k \sqrt{\frac{4gL_i P}{3\alpha N_0 B}} \right] + 3\alpha Q\left[(1-k) \sqrt{\frac{4gL_i P}{3\alpha N_0 B}} \right] \right\} \end{cases} \quad (11)$$

上式即为两种调制方式的时隙差错率，而一个符号出现差错会对后续符号的传输产生影响，因此通常需要分析包误差率，即误包率^[5,6]：

$$P_{p,e} = 1 - (1 - P_{s,e})^{NL_{avg}M} \quad (12)$$

式中， N 为每一包的比特数， NM 为每包的符号数， L_{avg} 为每符号的平均时隙数。在 $N = 90Q$ ， $R_b = 1M$ bit/s 时，对不同的 M 值，两种调制方式的误包率仿真结果如图 4 所示。由图可知，对一种调制方式，误包率随着信号功率的增加而减小；功率一定时，误包率随着每符号包含的比特数 M 的增大而减小， M 一定时，DPM 比 DH-PM 的误包率小。同时，增大 DH-PM 的 M 值，DH-PM 能够得到相对于 DPM 更小的误包率，但此时传信率会下降。

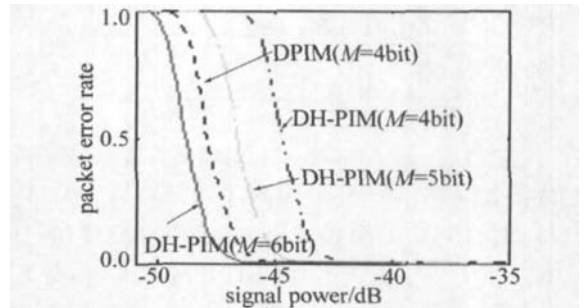


Fig 4 Packet error rate for $R_b = 1M$ bit/s

4 结 论

目前常用的 OOK 方式简单，但传信率低、误包率大。以 OOK 为参照，分析了 DPM 和 DH-PM 两种调

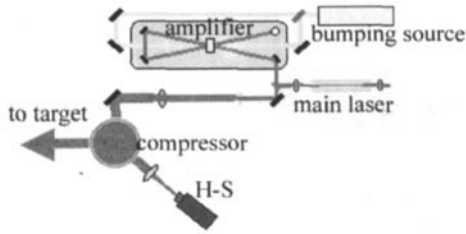


Fig 5 Layout of wavefront measurement after compressor

在测量光路中使用一块焦距为 1.6m 的透镜进行缩束,再由哈特曼波前传感器自带的自缩束系统进行准直。此缩束系统应先通过平行光进行定标,测量中需扣除此定标波前,即 1.6m 透镜及哈特曼自缩束系统引入的波前,从而得到激光装置在压缩池后的波前畸变。

图 6a 中给出了压缩池后波前畸变的测量结果。由图可以看到,波前 P-V 值为 0.63λ , RMS 值为 0.09λ ,主要包括像散和彗差,这可能是由压缩池中光栅的拼接误差以及光栅失谐造成的。同时,还对压缩池后输出的激光脉冲用 $F/1.7$ 的立轴抛物镜进行聚焦,得到了如图 6b 所示的聚焦光斑的光强分布,焦斑的半峰全宽为 $5.7\mu\text{m}$ 。这个结果相比于国际上其它超短脉冲钛宝石激光装置在未进行波前校正的情况下得到的聚焦光斑而言,是最好的结果。

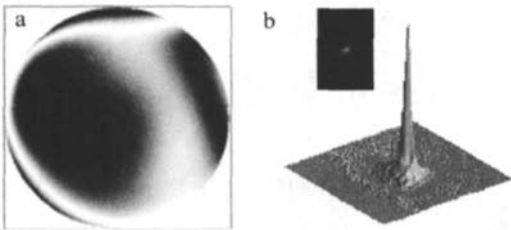


Fig 6 a-wavefront aberration after compressor b- focal spots of compressed beam

4 结论

对 SILEX-I 超强超短脉冲钛宝石激光装置的系

(上接第 94 页)

制方式的符号结构、传信率及误包率等性能,通过分析和比较,可知 DPM 调制方式比较复杂、传信率不如 DH-PM,但每个符号包含的比特数相同时其误包率小;DH-PM 方式的传信率高,误包率相对略大,但可以通过增加每个符号的比特数来减小其误包率,而此时传信率会下降。DH-PM 和 DPM 各有优势,应根据具体的要求选择相应的调制方式。由于 DH-PM 的传信率高,因而实时性要求较高时可选用该调制方式,而 DPM 则更适合于要求平均功率较低或系统可靠性要求较高(如军事通信)的通信系统。

参 考 文 献

[1] KE X Zh, XI X L. Wireless laser communication conspectus [M]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press

统波前畸变进行了研究。结果表明,系统的主要波前畸变来源于压缩池,压缩池输出波前的 P-V 值为 0.63λ , RMS 值为 0.09λ 。而压缩池前的波前畸变非常小, P-V 值仅为 0.13λ , RMS 值为 0.02λ 。用 $F/1.7$ 的立轴抛物镜进行聚焦,得到聚焦光斑的半峰全宽为 $5.7\mu\text{m}$ 。结果肯定了该激光装置的良好性能,其光束质量在未使用变形镜补偿的国际同类装置中处于领先水平。

参 考 文 献

- [1] BACKUS S, DURFEE III C G, MURNAN E M *et al*. High power ultrafast lasers [J]. Review of Scientific Instruments 1998 69(3): 1207~1223
- [2] STEINMEYER G, SUTTER D H, GALLMANN L *et al*. Frontiers in ultrashort pulse generation: pushing the limits in linear and nonlinear optics [J]. Science, 1999 286(19): 1507~1512
- [3] TAJIMA T, MOUROU G. Zettawatt lasers and their applications in ultrastrong field physics [J/OL]. http://prstab.aps.org/pdf/PRSTAB/v5/i3/e031301_2006-01-18
- [4] LIU L Q. Studies on beam control in high power ultra-short pulse Ti:sapphire laser system [D]. Mianyang Graduate Department CAEP, 2005 2: 22~29 (in Chinese).
- [5] LÜ B D. Laser optics propagation transform and beam quality of laser [M]. revised edition, Chengde: Sichuan University Press, 1992. 9~10 (in Chinese).
- [6] JIANG W H, XIAN H, YANG Z P *et al*. Applications of Shack-Hartmann wavefront sensor [J]. Chinese Journal of Quantum Electronics, 1998 15(2): 228~235 (in Chinese).
- [7] LIX Y, JIANG W H. Zernike modal wavefront reconstruction error of Hartmann sensor on measuring the atmosphere disturbed wavefront [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2002 14(2): 243~249 (in Chinese).
- [8] BAHK S, ROUSSEAU P, PLANCHON T *et al*. Generation and characterization of the highest laser intensities ($10^{22}\text{W}/\text{m}^2$) [J]. Opt Lett, 2004 29(24): 2837~2839
- [9] BAUMHACKER H, PRETZLER G, WITTE K J *et al*. Correction of strong phase and amplitude modulations by two deformable mirrors in a multistaged Ti:sapphire laser [J]. Opt Lett, 2002 27(17): 1570~1573
- [10] PENG H Sh, HUANG X J, ZHU Q H *et al*. 286-TW Ti:sapphire laser at CAEP (invited paper) [J]. SPIE, 2004 5627: 1~5
- [1] 2004 148~150 (in Chinese).
- [2] PANG Zh Y, PIAO D Zh, ZOU Ch Y. Performance comparison of several modulation schemes for optical wireless communication [J]. Journal of Guilin Institute of Electronic Technology, 2002 22(5): 2~4 (in Chinese).
- [3] ZHANG K, GONG M L, ZHANG H T. Performance of dual header-pulse interval modulation for wireless infrared multipath channels [J]. Laser Technology, 2003 27(1): 5~7 (in Chinese).
- [4] HU ZM, TANG JX. Digital pulse interval modulation for atmospheric optical wireless communications [J]. Journal on Communications, 2005 26(3): 76~77 (in Chinese).
- [5] JAROS B. Comparison of optical wireless modulation technique [OL/EB]. <http://72.14.203.104/search?q=cache:glB3f5J2wJwww.stanford.edu/~rjaros/final.pdf+%22Comparison+of+Optical+Wireless+Modulation+Technique%22&hl=zh-CN,2002-04-10>
- [6] GHASSEMLOOY Z, HAYES A R, WILSON B. Reducing the effects of intersymbol interference in diffuse DPM optical wireless communications [J]. IEEE Proc Optoelectron, 2003 150(5): 446~447