

文章编号: 1001-3806(2012)01-0067-10

无线激光通信类脉冲位置调制性能比较

柯熙政 陈锦妮

(西安理工大学 自动化与信息工程学院 西安 710048)

摘要: 为了比较各种类脉冲位置调制性能,对类脉冲位置调制的编码结构、平均发射功率、带宽需求、传信率、功率谱密度、信道容量等进行了比较,分析了其性能特点及使用场合。结果表明,开关键控调制方式容易实现,但功率利用率低;脉冲位置调制方式提高了功率利用率,但是带宽效率差,同时需要符号同步;数字脉冲间隔调制结构复杂,缩短了符号长度,带宽效率高,不需要符号同步;双头脉冲间隔调制方式提高了带宽效率和传输容量,不需要符号同步,大大简化系统实现复杂度。

关键词: 光通信;无线激光通信;类脉冲位置调制;脉冲位置调制;差分脉冲位置调制;多脉冲位置调制

中图分类号: TN929.1 文献标识码: A doi: 10.3969/j.issn.1001-3806.2012.01.018

Performance comparison of various pulse position modulation in wireless laser communication

KE Xi-zheng, CHEN Jin-ni

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: In order to compare the performance of various types of pulse position modulation, the coding structure, average transmitted power, bandwidth requirements, transmission rate, power spectral density and channel capacity were compared. Their characteristics and application fields were analyzed. The results show that, on off keying is easy to implement, but power utilization ratio is too low; pulse position modulation improves power utilization ratio but bandwidth availability ratio is low and it need symbol synchronization; digital pulse interval modulation shortens the length of the symbols, it has high bandwidth availability ratio and does not need symbol synchronization, but it is too complex; dual header pulse interval modulation improves the bandwidth efficiency and transmission capacity and do not need symbol synchronization, greatly simplify the complexity of the system implementation.

Key words: optical communication; optical wireless communication; class of pulse position modulation; pulse position modulation; differential pulse position modulation; multipulse position modulation

引言

在无线激光通信中应用最广泛的是强度调制/直接检测(intensity modulation/direct detection, IM/DD), 调制方式主要有开关键控(on off keying, OOK)^[1]。脉冲位置调制(pulse position modulation, PPM)最早由PIERCE提出并应用于空间光通信,且认为PPM是一种合适的光通信调制方式^[2]。KE研究小组给出了PPM调制/解调的硬件实现^[3],研究了PPM调制/解调中的帧同步、时隙同步和字同步^[4],并给出了实现方法^[5]。2002年ZOU等人分析了PPM编码的信道容

量,研究了各个调制参量与信道容量的关系^[6]。1999年ZOU提出可重叠脉冲位置调制(overlapping pulse position modulation, OPPM)的帧节同步方法^[7],OPPM虽然比PPM通信容量大,但其正交性被破坏,性能有所下降。1989年SUGIYAMA和NOSU提出了多脉冲位置调制(multipulse position modulation, MPPM),进一步提高了带宽效率^[8],参考文献[9]~参考文献[11]中对MPPM的编码方式以及性能进行了分析;QIN和KE研究了一种二脉冲MPPM编码方案^[12]和一种三脉冲编码方案^[13],分析了MPPM调制的信道容量^[14]。SHIU提出了差分脉冲位置调制(differential pulse position modulation, DPPM)^[15],比较了PPM和DPPM的性能,对DPPM的误比特率特性和功率谱密度进行了分析;ASANO和OHTSUKI提出了一种新的DPPM系统模型并对其性能进行仿真分析^[16];ZHAO研究了DP-PM调制解调的硬件实现,给出了一种系统实现方

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60977054)

作者简介:柯熙政(1962-),男,博士,博士生导师,主要从事大气激光通信与信号处理方面的研究。

E-mail: xzke@263.net

收稿日期:2011-03-29;收到修改稿日期:2011-05-17

案^[17]。GHASSEMLOOY 等人提出了数字脉冲间隔调制(digital pulse interval modulation, DPIM) 和 PPM 相比,其缩短了冗余时隙,具有更高的传输容量,DPIM 功率利用率高,接收端不需要符号同步^[18]。ALDIBBI-AT 等人于 1999 年提出了双头脉冲间隔调制(dual header pulse interval modulation, DHPIM),这种调制方式提高了数据传输速率,需求更少的传输带宽,具有内置的帧同步和时隙同步功能,并且介绍了这种调制方式的符号结构和编码属性^[19]。ZHANG 等人提出了双幅度脉冲间隔调制(dual amplitude pulse interval modulation, DAPIM),该调制方式不需要同步,可以获得较高的带宽效率^[20];SETHAKASET 等人分析了 DAPIM 的符号结构、功率谱和误比特率特性^[21]。WANG 分析了 OOK 和 PPM 等调制方式的符号结构、传信率等,对各种调制方式进行了比较^[22-23]。

无线激光通信是指在空间进行点对点、点对多点和多点对多点的信息传输技术。信号调制是无线激光通信中关键技术之一,常见的调制方式有 OOK, PPM, MPPM, DPIM, DHPIM 以及 DAPIM,把这些调制方式称为类脉冲位置调制。作者将对常见的类脉冲位置调制的符号结构、平均符号长度、平均发射功率、带宽及传信率等性能进行分析。

1 无线激光通信中的类脉冲位置调制

如图 1 所示,在关键控制调制方式中,每 bit 所需时间内光脉冲处于开或关的状态,“1”信息编码为一个光脉冲,“0”信息则编码为无光脉冲;PPM 是将二进制的 M 位数据映射为由 2^M 个时隙组成的且在其中一个时隙处有一个单脉冲信号,用 2^M 个时隙中唯一的脉冲所在位置表示 2^M 种信息的比特组合;MPPM 是将二进制信息映射为由 L 个时隙组成的信息帧中 p 个光脉冲信号;PIM 由光脉冲之间的时隙数来表示信息,PIM 调制符号中的脉冲时隙位置是确定的,总是在符号的起始位置,而包括的空时隙个数是不确定的;DPIM 属

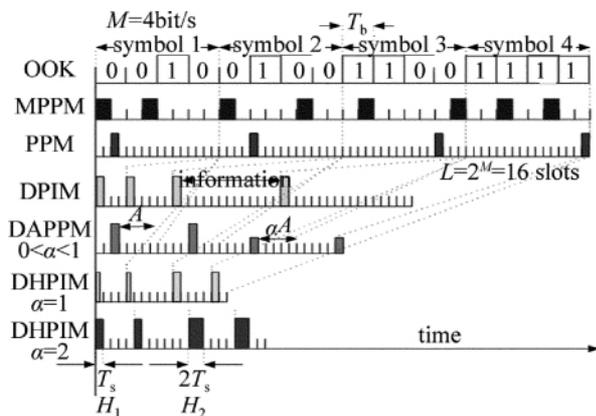


Fig. 1 Class of pulse position modulation

于脉冲间隔调制,该调制方式每个符号所包含的时隙数目是变化的,并且可分为无保护时隙和有保护时隙两种:无保护时隙的 DPIM 符号以一个脉冲时隙开始,后面加上该符号表示的十进制数值个时隙作为信息时隙,则该符号脉冲时隙与下一符号脉冲时隙的间隔与调制的二进制信息所对应的十进制值一一对应,通过该符号脉冲时隙与下一个符号脉冲时隙间的空时隙数目来表示传输的信息;有保护时隙的 DPIM 一般采用一个保护时隙,可以有效地减少码间串扰的影响,假定某信息比特调制后为符号 S_k ,符号 S_k 的总时隙个数为 $k=2$,脉冲位于每个符号的起始时隙上,后加一个空时隙作为保护空时隙,最后再加上 k 个空时隙表示符号信息;DHPIM 是脉冲间隔调制方式的改进形式,通信时间被分为宽度相同的时间段,每一时间段称为一个时隙。

2 类脉冲位置调制性能分析

2.1 平均符号长度

假设信源发送的比特率为 R_b bit/s,每符号的调制阶数为 M ,OOK 和 PPM 的信源发射比特率相同,都为 R_b bit/s,OOK 调制的时隙宽度为 $T_b = 1/R_b$, T_s 为 PPM 调制的时隙宽度,由 $2^M T_s = M T_b$,得到相同比特率条件下的信息时隙为 $T_s = M T_b / 2^M$,PPM 的每符号的时隙数目为 $L = 2^M$,其中每帧的时隙中只有一个时隙中存在光脉冲。MPPM 的每符号的时隙数目为 $L = 2^M$,其中每帧的时隙中存在多个光脉冲。由于 DPIM 是将 PPM 中的 L 个时隙中“1”脉冲后的“0”时隙去掉,这样当发送相同比特数时减少所需要的时隙个数,因此,DPIM 发射相同的比特信源所需的时隙数目减少了。由于 DHPIM 调制采用两种不同的脉冲作为起始脉冲,该调制方式更进一步缩短了符号的平均长度。类脉冲位置调制的符号比较如表 1 所示。

Table 1 Code structure of several modulation manner

source bit (OOK)	PPM	DPIM	DAPIM	DHPIM ($\alpha = 2$)	DAPPM
000	1000000	1	100	100	1000
001	0100000	10	1000	1000	0100
010	0010000	100	10000	10000	0010
011	0001000	1000	100000	100000	0001
100	00001000	10000	$\alpha 00$	110000	$\alpha 000$
101	00000100	100000	$\alpha 000$	11000	$0\alpha 00$
110	00000010	1000000	$\alpha 0000$	1100	$00\alpha 0$
111	00000001	10000000	$\alpha 00000$	110	000α

将调制符号所包含的时隙个数称为该调制方式的符号长度,若调制阶数为 M ,PPM 调制符号长度是固定的,则 PPM 调制方式的符号长度为 $L_{PPM} = 2^M$,DPIM 调制方式符号长度是变化的,为了便于分析,使用平均

符号长度表示;对于有保护时隙的 DPIM,在 DPIM 中最小的长度为 2,最大的长度为 $2^M + 1$,则平均符号长度为 $L_{DPIM1} = 2^M + 3/2$,对于没有保护时隙的 DPIM,在 DPIM 中最小的符号长度为 1,最大的长度为 2^M ,则平均符号长度为 $L_{DPIM0} = 2^M + 1/2$ 。对于 DHPIM,最小的长度为 $(\alpha + 1)$ 个时隙,最大的长度为 $(2^{M-1} + \alpha)$ 个时隙,则平均符号长度为 $L_{DHPIM} = 2^{M-1} + 2\alpha + 1/2$,当 $\alpha = 1$ 时,用 DHPIM1 表示仿真结果,当 $\alpha = 2$ 时,用 DHPIM2 表示仿真结果。不同调制方式的平均符号长度比较如图 2 所示。

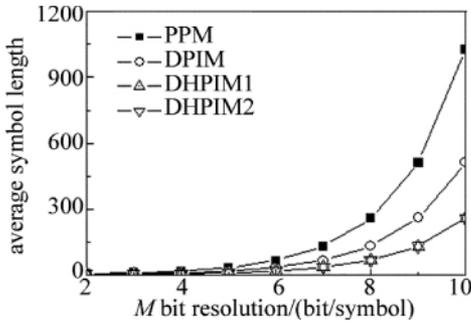


Fig. 2 Even symbol length of different modulation

2.2 平均发射功率需求分析

在峰值功率相同的条件下,分析比较不同调制方式的平均发射功率需求,由于这些调制方式可以认为发射“0”,“1”脉冲序列,当发送“0”脉冲时,不需要任何功率,当发送“1”脉冲需峰值功率 P_1 ,且输入“0”,“1”比特的概率相等,那么 $P_{ave,OOK} = P_1/2$, $P_{ave,PPM} = P_1/2^M$;对于有一个保护时隙的 DPIM,最小的长度为 2 个时隙,最大的长度为 $(2^M + 1)$ 个时隙,则平均符号长度为 $L_{DPIM} = 2^M + 3/2$,DPIM 每个符号有 1 个“1”脉冲,所以 DPIM 的平均发射功率为 $P_{ave,DPIM} = 2P_1/(2^M + 3)$;而对于 DHPIM,最小的长度为 $(\alpha + 1)$ 个时隙,最大的长度为 $(2^{M-1} + \alpha)$ 个时隙,则平均符号长度为 $L_{DHPIM} = (2^{M-1} + 2\alpha + 1)/2$,而它每一个符号平均有 $(0.5\alpha + \alpha)/2 = 3\alpha/4$ 个“1”脉冲,则 $P_{ave,DHPIM} = 3\alpha P_1/(2^M + 4\alpha + 2)$ 。用 DHPIM1 表示 $\alpha = 1$ 时仿真结果,用 DHPIM2 表示 $\alpha = 2$ 时仿真结果。在峰值功率相同的条件下,设 $P_1 = 1$,则仿真结果如图 3 所示。

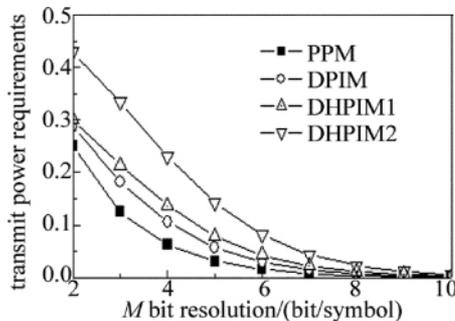


Fig. 3 Launch power of different modulation

对于固定的调制阶数 M ,由于 DHPIM 比相应的 PPM 符号长度短,且占空比高,所需的平均功率比较大,DPIM 次之,因而 DHPIM 的平均功率利用率比 PPM 低,但是对于相同的平均比特传输速率和相同的带宽,DHPIM 可用更高的调制阶数 M ,得到比 PPM 更高的平均功率利用率。

2.3 带宽需求比较

假设发射机固定以 R_b bit/s 的信源比特率发送信号,若以功率谱的第 1 个零点计算, $B_{OOK} \approx R_b$,则可以认为 OOK 所需的带宽与其脉冲宽度成反比:即 $B_{OOK} = 1/T_b = R_b$ 。对不同的调制方式,在信源比特率相同的条件下,对 PPM,DPIM 和 DHPIM 这 3 种带宽需求进行分析比较,调制对带宽的需求是其时隙间隔的倒数:由 $2^M T_s = MT_b$,对于 PPM 可得调制的时隙宽度为 $T_s = MT_b/2^M$,则 PPM 的带宽为:

$$B_{PPM} = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{MT_b/2^M} = \frac{R_b 2^M}{M} \quad (1)$$

由于 DPIM 的符号长度是变化的,因此,可以得出平均的符号长度 $L_{DPIM1} = (2^M + 3)/2$,由 $L_{DPIM1} T_{s,DPIM} = MT_b$, $T_{s,DPIM}$ 为 DPIM 的时隙宽度;同样 DPIM 带宽为:

$$B_{DPIM} = \frac{1}{T_{s,DPIM}} = \frac{1}{MT_b/(2^M + 3)} = \frac{R_b(2^M + 3)}{2M} \quad (2)$$

同理 DHPIM 的平均符号长度为 $L_{DHPIM} = (2^{M-1} + 2\alpha + 1)/2$,由 $L_{DHPIM} T_{s,DHPIM} = MT_b$, $T_{s,DHPIM}$ 为 DHPIM 的时隙宽度,得时隙持续时间为 $T_{s,DHPIM} = 2M/[(2^{M-1} + 2\alpha + 1)R_b]$;由于 DHPIM 以两种不同宽度的脉冲时隙开头,其中 T_{min} 为 DHPIM 最小脉冲持续时间, $T_{min} = 0.5\alpha T_{s,DHPIM} = \alpha M/[(2^{M-1} + 2\alpha + 1)R_b]$,经过计算可得:

$$B_{DHPIM} = \frac{1}{T_{min}} = \frac{R_b(2^{M-1} + 2\alpha + 1)}{\alpha M} \quad (3)$$

DAPPM 的带宽需求为:

$$B_{DAPPM} = \frac{2^{M-1} R_b}{M} \quad (4)$$

带宽需求相对于 OOK 归一化处理的带宽需求比较如图 4 所示。由图 4 可知: DHPIM1 的带宽需求和 DPIM 调制差不多,比 PPM 调制方式需求更少, DHPIM 的最小脉冲时隙随 α 的增加而增加,所以 DHPIM2 的带宽相比较于其它调制方式,带宽需求更少。随着调制阶数 M 的增加, DHPIM 的平均符号长度比其它调制方式更小,比 PPM 带宽需求更小,在带宽需求相同时, DHPIM 具有更高的数据传输效率, DHPIM 调制的带宽效率最高, PPM 的带宽效率最低。

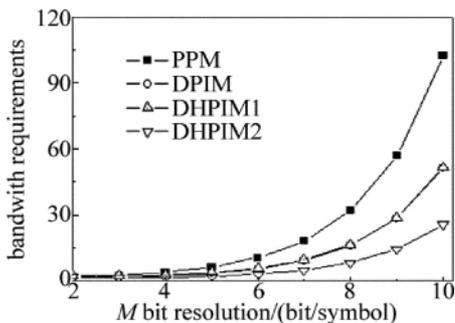


Fig. 4 The bandwidth of different modulation

2.4 单位传信率

传信率为每秒每赫兹传输的比特数,用 γ 表示传信率 $\gamma = R/B [\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}]$,其中 R 为传输率 ($\text{bit} \cdot \text{s}^{-1}$), B 是信号带宽 (Hz)。光通信中,激光器通常工作于脉冲状态,脉冲持续时间为 τ_1 ,其相应的带宽为 $B_1 = 1/\tau$ (Hz),当占空比为 $\tau_p = 1$ 时, $B = 1/T_s$ (Hz) (T_s 为时隙宽度),令 R_b 为信息传输率,则传信率为 $\gamma = R_b/B$ 。以 OOK 为参照,设码元占空比为 1 (以下分析均采用此占空比),比特率为 R_b ,则所占带宽为 B ;对于 M 位相同比特率的 PPM 调制,假设等概率的发送“0”和“1”,由第 2.3 节中带宽需求可知 $B_{\text{PPM}}, B_{\text{DPIM}}$ 和 B_{DHPIM} ,则不同调制方式的传信率由公式 $\gamma = R_b/B$ 可得。

PPM 的传信率为:
$$\gamma_{\text{PPM}} = \frac{R_b}{B_{\text{PPM}}} = \frac{M}{2^M} \quad (5)$$

DPIM 的传信率为:
$$\gamma_{\text{DPIM}} = \frac{R_b}{B_{\text{DPIM}}} = \frac{2M}{2^M + 3} \quad (6)$$

DHPIM 的传信率为:
$$\gamma_{\text{DHPIM}} = \frac{R_b}{B_{\text{DHPIM}}} = \frac{\alpha M}{2^{M-1} + 2\alpha + 1} \quad (7)$$

用 DHPIM1 表示 $\alpha = 1$ 时仿真结果,当用 DHPIM2 表示 $\alpha = 2$ 时仿真结果。因为 DPIM 和 DAPIM 调制方式的符号长度不固定,作者采用统计平均的方法来计算其时隙宽度,其时隙宽度分别为:

$$T_{\text{DPIM}} = \frac{2^M + 3}{2} \cdot \frac{\tau}{\tau_p}, T_{\text{DAPIM}} = \frac{2^{M-1} + 3}{2} \cdot \frac{\tau}{\tau_p} \quad (8)$$

对应的单位传信率为:

$$\gamma_{\text{DPIM}} = \frac{2M \cdot \tau_p}{2^M + 3}, \gamma_{\text{DAPIM}} = \frac{2M \cdot \tau_p}{2^{M-1} + 3} \quad (9)$$

$$R_k = \begin{cases} L_{\text{ave}}^{-1} & (k = 0) \\ 0 & (k = 1) \\ \left(\frac{L_{\text{ave}}^{-1} L^{-1}}{\sqrt{\frac{1}{L} + 4L^{-1}}} \right) \left[\left(1 + \sqrt{\frac{1}{L} + 4L^{-1}} \right)^{k-1} - \left(1 - \sqrt{\frac{1}{L} + 4L^{-1}} \right)^{k-1} \right] & (2 \leq k \leq L + 1) \\ \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L R_{k-1-i} & (k \geq L + 1) \end{cases} \quad (15)$$

对于 DAPPM 调制,其时隙宽度为 $T_{\text{DAPPM}} = 2^{M-1} \tau / \tau_p$,单位传信率为 $\gamma_{\text{DAPPM}} = (M/T_{\text{DAPPM}}) (1/\tau) = M\tau_p / 2^{M-1}$,不同调制方式的传信率(按 OOK 归一化)如图 5 所示。由图 5 可见,调制阶数 $M > 2$ 时,DHPIM2 传信率更高,其次为 DPIM 和 DHPIM1,PPM 的最低。当 $M > 6$ 时,DHPIM1 和 DHPIM2 两种情况下的传信率相当,但都优于 DPIM 和 PPM。

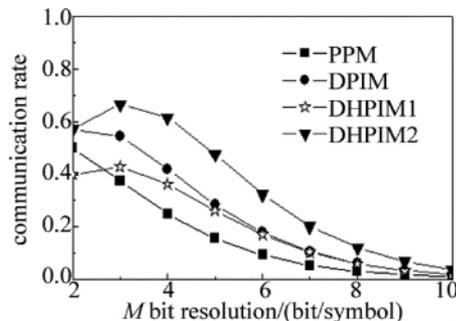


Fig. 5 Communication rate of different modulation

2.5 功率谱密度分析

2.5.1 OOK 不归零码(non return to zero, NRZ) 信号的功率谱 由于 OOK 信号可以表示为:

$$S_{\text{OOK}}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \quad (10)$$

式中 a_n 随脉冲的有无取“1”或“0” $g(t)$ 为矩形脉冲函数,矩形脉冲函数的傅里叶变换即其对应的频谱为 $G(f)$ f 为频率,那么 $S_{\text{OOK}}(t)$ 的功率谱为:

$$P(f) = T_s P(1 - P) G(f)^2 \quad (11)$$

式中 P 和 $(1 - P)$ 分别为 a_n 序列取“1”的概率和“0”的概率,可得 OOK 信号的功率谱为:

$$P(f) = \frac{T_s}{4} \frac{\sin^2 \pi f T_s}{\pi^2 f^2 T_s^2} \quad (12)$$

2.5.2 DPIM 信号的功率谱 DPIM 脉冲序列可以表示为:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \quad (13)$$

$x(t)$ 是一个周期性平稳过程,它的功率谱密度可以表示为:

$$P(f) = \frac{1}{T_s} G(f)^2 S_{\text{slot}}(f) \quad (14)$$

式中 $S_{\text{slot}}(f)$ 是时隙序列的功率谱密度,可以表示为时隙序列的自相关函数 R_k 对应的离散傅里叶变换。对于 DPIM 时隙自相关函数如下:

式中 $L=2^M L_{ave}$ 为每个 DPIM 符号的平均时隙数。随着 k 的增加 R_k 越近似等于 L_{ave}^{-2} , 当 $k > 5L$ 时 R_k 可近似为 L_{ave}^{-2} 。那么时隙序列自相关函数 R_k 的离散傅里叶变换可以表示为:

$$S_{slot}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (R_k - L_{ave}^{-2}) e^{j2\pi kfT_s} \cong \sum_{k=-5L}^{5L} (R_k - L_{ave}^{-2}) e^{j2\pi kfT_s} \quad (16)$$

可得 DPIM 信号的功率谱密度公式为:

$$P(f) = \frac{1}{T_s} G(f)^2 \sum_{k=-5L}^{5L} (R_k - L_{ave}^{-2}) e^{j2\pi kfT_s} = \frac{1}{T_s} G(f)^2 \sum_{k=-5L}^{5L} [R_k - (L/2)^{-2}] e^{j2\pi kfT_s} \quad (17)$$

2.5.3 DHPIM 信号的功率谱 DHPIM 的脉冲可由下面的数学公式表示:

$$x(t) = A \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \text{rect} \left[\frac{2(t - T_n)}{\alpha T_s} - \frac{1}{2} \right] + h_n \text{rect} \left[\frac{2(t - T_n)}{\alpha T_s} - \frac{3}{2} \right] \right\} \quad (18)$$

它在第 n 帧时以一个矩形脉冲开头, 它的起始时间 $t = T_n$, 持续了 τ 的时间, $\tau = (1 + h_n) \alpha T_s / 2$, 其中, $h_n \in \{0, 1\}$, n 代表第 n 帧, A 为脉冲幅度值, rect 为矩形函数表达式。符号长度为 N 的截断函数 $x_n(t)$ 的傅里叶变换表达式为:

$$X_N(\omega) = \frac{A}{j\omega} e^{(j\omega T_0)} (1 - e^{-j\omega T_s \alpha / 2}) \times \sum_{n=0}^{N-1} [(1 + h_n e^{-j\omega T_s \alpha / 2}) e^{-j\omega T_n (\alpha + 1)} e^{-j\omega T_s \sum_{k=0}^{n-1} d_k}] \quad (19)$$

信号的功率谱密度可以通过平均符号长度 N 然后取极限操作可得:

$$P(\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{E[X_N(\omega) \cdot X_N^*(\omega)]}{E[T_N - T_0]} \quad (20)$$

式中 $E[x]$ 为 x 的期望值, $X_N^*(\omega)$ 是 $X_N(\omega)$ 的共轭, 可得 $T_N - T_0$ 的期望为:

$$E[T_N - T_0] = NT_s \left[1 + \alpha + \frac{2^{M-1} - 1}{2} \right] \quad (21)$$

$$E[X_N(\omega) \cdot X_N^*(\omega)] = \left(\frac{A}{\omega} \right)^2 \left(\frac{e^{-j\omega T_0}}{j} \cdot \frac{e^{j\omega T_0}}{-j} \right) \times [(1 - e^{-j\omega T_s \alpha / 2}) (1 - e^{+j\omega T_s \alpha / 2})] \cdot S_N(\omega) = \frac{4A^2 \sin^2(\alpha \omega T_s / 4)}{\omega^2} \cdot S_N(\omega) \quad (22)$$

式中 $S_N(\omega) = E \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} \left[(1 + h_n e^{-j\omega T_s \alpha / 2}) (1 + h_q \times \right. \right.$

$$\left. \left. e^{j\omega T_s \alpha / 2} \right) e^{-j\omega T_s (\alpha + 1)(n-q)} e^{-j\omega T_s \left[\sum_{k=0}^{n-1} d_k - \sum_{k=0}^{q-1} d_k \right]} \right\}$$

$S_N(\omega)$ 可以分成 3 个部分: (1) 当 $q < n$ 时, 表达式为 $S_{N_1}(\omega)$; (2) 当 $q = n$ 时, 表达式为 $S_{N_2}(\omega)$; (3) 当 $q > n$ 时, 表达式为 $S_{N_3}(\omega)$; 将 $S_{N_1}(\omega)$, $S_{N_2}(\omega)$ 和 $S_{N_3}(\omega)$ 带入 $S_N(\omega)$ 得:

$$S_N(\omega) = \frac{N}{2} \left[5 - 4 \sin^2 \left(\frac{\alpha \omega T_s}{4} \right) \right] + \left[\frac{9}{2} - 4 \sin^2 \left(\frac{\alpha \omega T_s}{4} \right) \right] \times \text{Re} \left\{ \frac{G}{(1-G)^2} [N(1-G) - (1-G^N)] \right\} \quad (23)$$

G 由以下方程给出:

$$G = \frac{1 - e^{-j\omega T_s 2^{M-1}} \cdot e^{-j\omega T_s (\alpha + 1)}}{1 - e^{-j\omega T_s}} \cdot \frac{1}{2^{M-1}} \quad (24)$$

可得截断信号的功率谱密度为:

$$P(\omega) = \frac{4A^2 \sin^2 \left(\frac{\alpha \omega T_s}{4} \right)}{\omega^2 T_s \left[1 + \alpha + \frac{2^{M-1} - 1}{2} \right]} \cdot \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \frac{S_N(\omega)}{N} \right\} \quad (25)$$

为了化简(25)式, 全面考虑 $S_N(\omega)$ 中的所有可能值(其主要依赖于 G 的取值), 因此, 有以下两种情况需要被考虑。

(1) 当 $G < 1$ 时, 且 $e^{-j\omega T_s} \neq 1$, $\omega \neq 2\pi K / T_s$, K 为正整数, $\lim_{N \rightarrow \infty} G^N = 0$ 得:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \left[\frac{S_N(\omega)}{N} \right] = \frac{1}{2} \left\{ \left[5 - 4 \sin^2 \left(\frac{\alpha \omega T_s}{4} \right) \right] + \left[9 - 8 \sin^2 \left(\frac{\alpha \omega T_s}{4} \right) \right] \text{Re} \left(\frac{G}{1-G} \right) \right\} \quad (26)$$

将(26)式入(25)式得:

$$P(\omega) = \frac{2A^2 \sin^2 \left(\frac{\alpha \omega T_s}{4} \right)}{\omega^2 T_s \left[1 + \alpha + \frac{2^{M-1} - 1}{2} \right]} \cdot \left\{ \left[5 - 4 \sin^2 \left(\frac{\alpha \omega T_s}{4} \right) \right] + \left[9 - 8 \sin^2 \left(\frac{\alpha \omega T_s}{4} \right) \right] \text{Re} \left(\frac{G}{1-G} \right) \right\} \quad (27)$$

(27)式即为 DHPIM 信号的功率谱密度(这里 $G \neq 1$, 同时 $\omega \neq 0$)。

(2) 当 $G = 1$ 时, 且 $e^{-j\omega T_s} = 1$, $\omega = 2\pi K / T_s$, 其中 K 为正整数, (25)式的值不定, 依据 L' Hopital's 规则, 当 $G \rightarrow 1$: $\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{G}{(1-G)^2} [N(1-G) - (1-G^N)] = \frac{N(N-1)}{2}$ 得:

$$S_N(\omega) = \frac{N}{4} \left\{ \left[10 - 8 \sin^2 \left(\frac{\alpha \omega T_s}{4} \right) \right] + (N-1) \left[9 - 8 \sin^2 \left(\frac{\alpha \omega T_s}{4} \right) \right] \right\} \quad (28)$$

将(28)式代入(25)式得:

$$P(\omega) = \frac{A^2 \sin^2\left(\frac{\alpha\omega T_s}{4}\right)}{\omega^2 T_s \left[1 + \alpha + \frac{2^{M-1}}{2} - 1\right]} \cdot \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \left[10 - 8 \sin^2\left(\frac{\alpha\omega T_s}{4}\right)\right] + (N-1) \left[9 - 8 \sin^2\left(\frac{\alpha\omega T_s}{4}\right)\right] \right\} \quad (29)$$

依赖于 K 值的不同, (29) 式趋向于 0 或者 ∞ , 因此有以下结论。

(1) $K=0, \omega=0$, 依据 L'Hopital's 规则, (29) 式趋向于无限:

$$P(0) = \frac{\alpha^2 A^2 T_s}{16 \left[1 + \alpha + \frac{2^{M-1}}{2} - 1\right]} \cdot \lim_{N \rightarrow \infty} \{9N + 1\} \rightarrow \infty \quad (30)$$

(2) $K = 2v/\alpha, v$ 为整数且 $v \neq 0, \omega = 2v [2\pi/(\alpha T_s)]$, (29) 式减小到 0, 因此在所有的频谱中依赖于空时隙, 而空时隙依赖于 α 。

(3) 对所有的其它频率值, $\omega = 2\pi K/T_s, P(\omega) \rightarrow \infty$, 因此, 存在不同时间隙组成和它的谐波依赖于 α 的值, 并使时间隙组成及其谐波与 sinc 的空时隙部分重合, 在结果部分给出其公式。

综上所述, 有:

$$P(\omega) = \begin{cases} \frac{2A^2 \sin^2\left(\frac{\alpha\omega T_s}{4}\right) \left\{ \left[5 - 4 \sin^2\left(\frac{\alpha\omega T_s}{4}\right)\right] + \left[9 - 8 \sin^2\left(\frac{\alpha\omega T_s}{4}\right)\right] \operatorname{Re}\left(\frac{G}{1+G}\right) \right\}}{\omega^2 T_s \left[1 + \alpha + \frac{2^{M-1}}{2} - 1\right]}, & (\omega \neq \frac{2\pi K}{T_s}) \\ 0, & (\omega = \frac{2\pi K}{T_s}, K = \frac{2v}{\alpha}) \\ \infty, & (\omega = \frac{2\pi K}{T_s}, K \neq \frac{2v}{\alpha}) \end{cases} \quad (31)$$

根据以上各种调制方式的功率谱表达式如图 6 所示。

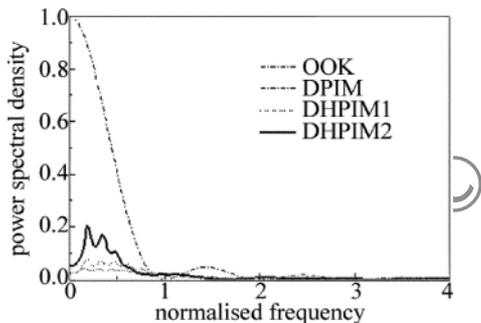


Fig. 6 The power spectral density of different modulation

2.5.4 DAPPM 信号的功率谱 DAPPM 脉冲序列可以表示为^[21]:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \left(\frac{P_c}{A}\right) h(t - nT_s) \quad (32)$$

式中 a_n 表示第 n 个时间隙是否有脉冲, $a_n \in \{0, 1, \dots, A\}$, $h(t)$ 表示矩形脉冲, T_s 表示时间隙宽度, P_c 表示发射的峰值功率, $x(t)$ 是周期性平稳随机过程, 其功率谱密度为:

$$s(f) = \frac{1}{T_s} h(f)^2 s_a(f) \quad (33)$$

式中 $h(f)$ 为矩形脉冲 $h(t)$ 的傅里叶变换, $h(f) = T_s \operatorname{sinc}(fT_s)$, $s_a(f)$ 是时间隙序列的功率谱密度, 即其自相关函数 R_k 的离散傅里叶变换, 自相关函数 R_k 的表达式如下^[24]:

$$R_0 = \frac{(A+1)(2A+1)}{3(L+1)} \quad (k=0) \quad (34)$$

$$R_k = \begin{cases} \frac{(A+1)^2(L+1)^{k-2}}{2L^k} & (1 \leq k \leq L) \\ \frac{1}{AL} \sum_{i=1}^L R_{k-i} & (k > L) \end{cases} \quad (35)$$

研究表明, 当 k 不断增大时, R_k 趋近于期望值 $E[a]^2$, $E[a] = (A+1)/[A(L+1)]$, 所以 DAPPM 的连续功率谱密度和离散功率谱密度可近似表示为^[21]:

$$S_c(f) \approx \sum_{k=-5L}^{5L} [R_k - E[a]^2] \exp(-j2\pi k f T_s) \quad (36)$$

$$S_d(f) = \frac{E[a]^2}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_s}\right) \quad (37)$$

$$s_a(f) \approx \frac{2E[a]^2}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_s}\right) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} [R_k - E[a]^2] \exp(-j2\pi k f T_s) \quad (38)$$

式中 $E[a]$ 表示均值, $s_a(f)$ 中的第 1 项为 $f = k/T_s$ 的离散谱线, 当 $f = k/T_s (k \neq 0)$ 时 $p(f) = 0$, 所以 DAPPM 的功率谱密度只在直流分量处存在离散谱线。

2.6 信道容量

信道容量是指信道中能够传输的最大平均信息速率。由于信道分为连续信道和离散信道, 所以信道容量的描述方法不同。由于本文中讨论的双头脉冲间隔调制是一种数字调制方式, 所以只讨论离散信道容量。离散信道容量有两种表示方式: 一种是每个符号能够传输的平均信息量最大值表示信道容量; 另一种是用单位时间内能够传输的平均信息量最大值表示信道容

量。这两种表示方式在实质上是一致的,可以相互转换。信道容量可以用最大信息传输速率来表示,信道容量的大小代表了单位时间内系统传输信息能力的强弱,是无线光通信系统重要的性能指标。因此,PPM 与 OOK 具有相同的信道容量,DPIM,DHPIM 具有比其它方式更高的信道容量,这是因为 DPIM,DHPIM 平均符号长度小,因此,在给定的时间内可比 PPM 传送更多的信息量。

对于 OOK 调制方式,输入比特速率为 R_b bit/s,则 OOK 脉冲时隙宽度 $T_b = 1/R_b$,假设 PPM 调制的比特速率为 R_b bit/s,PPM 每个符号对应 M 个二进制信息比特,脉冲时隙宽度 $T_s = MT_b/2^M$,则 PPM 的信道容量为:

$$C_{PPM} = \frac{M}{L_{PPM} T_s} = \frac{M}{2^M MT_b/2^M} = R_b \text{ bit/s} \quad (39)$$

式中 $L_{PPM} = 2^M$ 为 PPM 符号长度。在时隙宽度相同的条件下,DPIM 的符号长度是变化的,发射相同的比特比 PPM 缩短了时隙数目,因此,比 PPM 有更高的信道容量,DPIM 符号的平均长度为 $L_{DPIM} = 2^M + 3/2$,则可以计算出 DPIM 的信道容量为:

$$C_{DPIM} = \frac{M}{T_s L_{DPIM}} = \frac{2R_b 2^M}{(2^M + 3)} \quad (40)$$

同理 DHPIM 符号的平均长度为 $L_{DHPIM} = (2^{M-1} + 2\alpha + 1)/2$,则 DHPIM 的信道容量为:

$$C_{DHPIM} = \frac{M}{T_s L_{DHPIM}} = \frac{2R_b 2^M}{(2^{M-1} + 2\alpha + 1)} \quad (41)$$

在 DAPPM 调制的无线光通信系统中,接收机对传信时段的每个时隙中的光子计数得 L 个数字,然后选择具有最大光子数的时隙判决为接收到的信号,对于无噪声信道,激光关闭的 $L-1$ 个时隙中检测到无光子的概率为 1,激光打开的时隙中,光子计数服从泊松分布,如果时隙长度为 τ ,光子平均计数速率为 s ,则接收机检测到无光子的概率为 $q = e^{-s\tau}$ ^[24]。DAPPM 的信道容量由下式给出:

$$C = (1 - q) (1 + \log_2 L) = (1 - e^{-s\tau}) (1 + \log_2 L) = (1 - e^{-sT_s/L}) (1 + \log_2 L) \quad (42)$$

DAPPM 每帧长为 $T = L\tau$ (s),因此每秒信道容量为:

$$C_{DAPPM} = \frac{C}{T} = \frac{C}{L\tau} = \frac{(1 - e^{-s\tau}) (1 + \log_2 L)}{L\tau} \quad (43)$$

对不同调制方式的信道容量进行数据分析,得到的结果如图 7 所示。由图可以看出:随着调制阶数的增加,它们的信道容量越来越大,DHPIM 最大,DPIM 次之,PPM 的信道容量最低。DHPIM1 表示 $\alpha = 1$ 时的信道容量,DHPIM2 表示 $\alpha = 2$ 时的信道容量。可见,在不同的调制方式下,DHPIM 调制方式相比其它调制方式,信道容量具有很大优势,适合于用于高速数据传输系统中。

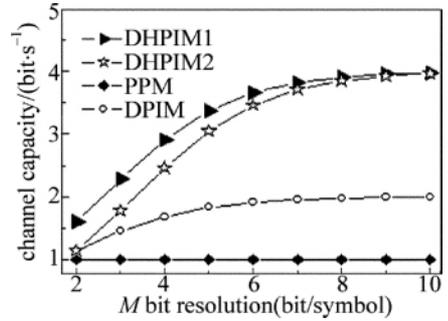


Fig. 7 Channel capacity with different modulation

输系统中。

2.7 发射端所需峰值功率的比较

在激光通信系统中,调制方式不同,其峰值功率 P_t 也不相同,在对几种调制方式的峰值功率进行比较时,假设各种调制方式的平均功率相等,都设为 P ,其单位为 W;脉冲幅度为 α ,对于 OOK,PPM,DPIM,DAPIM 和 DAPPM 有:

$$P_{t,OOK} = 2P, P_{t,PPM} = 2^M P, P_{t,DPIM} = \frac{2^M + 3}{2} P, P_{t,DAPIM} = \frac{2^{M-1} + 3}{1 + a} P, P_{t,DAPPM} = \frac{2^M}{1 + a} P \quad (44)$$

图 8 所示为 5 种调制方式发射端所需的峰值功率,由图可看出:OOK 的峰值功率最低,DAPIM 和 DPIM 其次,DAPPM 发射端所需的峰值功率高于 OOK,DAPIM 和 DPIM,但低于 PPM 和 PPM 发射端所需的峰值功率最高。随着 M 的不断增大,各调制方式的峰值功率逐渐增大。

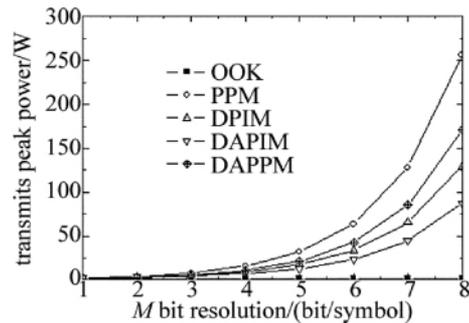


Fig. 8 Comparison of the launch peak power

3 差错特性

大气激光通信通常采用强度调制/直接检测方式,可以用图 9 来表示强度调制/直接检测的大气激光通信系统模型:(1)收发系统精确瞄准,功率足够;(2)在光通信系统中,整个接收机中都有噪声源,电路噪声和在处理过程中产生的电子噪声,光电检测器产生的干扰,还有量子噪声、起伏噪声,以及背景辐射产生的干扰等,假设主要噪声源为加性散弹噪声;(3)不考虑人为光影响。为了讨论的方便,假设系统只受信道传输路径、衰减 g 和加性高斯白噪声的影响,匹配滤波器

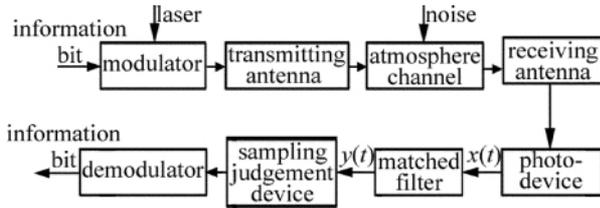


Fig. 9 Digital modulation optical communication system model

是一个最佳线性滤波器,在输入为已知信号加白噪声的情况下,能使输出的信噪比最大,从而实现信号的最佳接收,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。如图9所示,调制器输出的“0”,“1”信号在经过大气信道传输,受到各种噪声的干扰,因此在接收端匹配滤波器的输入信号表达式如下^[25]:

$$x(t) = \begin{cases} S(t) + N(t) = \sqrt{gP_t} + n_0(t) & (\text{存在光脉冲}) \\ n_0(t) & (\text{不存在光脉冲}) \end{cases} \quad (45)$$

式中,有用信号为 $S(t) = \sqrt{gP_t}$,信道传输衰减为 g , $n_0(t)$ 的均值为 U ($U > 0$), 高斯白噪声方差为 σ_n^2 , 标准差为 $\sigma_n = \sqrt{N_0B}$, 高斯白噪声功率谱密度为 $N_0/2$ 。

假定匹配滤波器冲激响应为 $h(t)$, 则信号 $S(t)$ 通过匹配滤波器的输出 $y(t)$ 可表示为:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t) \cdot h(t) dt \quad (46)$$

由于匹配滤波器的输入为脉冲序列,当匹配滤波器在 $t = T_s$ 时刻,系统函数为 $\sqrt{gP_t} T_s - t$, 其在数值上等于 $\sqrt{gP_t}$, 则有:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t) \cdot h(t) dt = \int_0^{T_s} (\sqrt{gP_t})^2 dt = \sqrt{gP_t} T_s \quad (47)$$

均值为 U ($U > 0$) 的高斯白噪声 $n_0(t)$ 通过匹配滤波器后均值不变,如果求出噪声输出的方差,就可计算出匹配滤波器输出 $y(t)$ 。

系统函数表示为匹配滤波器冲激响应的傅里叶变换,用 $H(j\omega)$ 表示:

$$H(j\omega) = \int_0^{T_s} \sqrt{gP_t} \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (48)$$

输出信号的功率谱 $S(f) = H(j\omega)^2 \cdot S_0(f)$, $S_0(f)$ 为输入信号的功率谱。

这样可得输出信号的方差 σ^2 :

$$\sigma^2 = S(0) = H(0)^2 \cdot S_0(0) = (\sqrt{gP_t} T_s)^2 \cdot \sigma_n^2 = gP_t T_s^2 \sigma_n^2 \quad (49)$$

匹配滤波器的输出表达式 $y(t)$ 为:

$$y(t) = \begin{cases} E_r + N_0(T_s) & (\text{存在光脉冲}) \\ N_0(T_s) & (\text{不存在光脉冲}) \end{cases} \quad (50)$$

式中 E_r 为系统响应 $E_r = gP_t T_s$; $N_0(T_s)$ 的均值为 U ($U > 0$), 方差为 $gP_t T_s^2 \sigma_n^2$ 。

由输出噪声信号 $y(t)$ 可知,发送“0”和发送“1”可以看作是高斯过程,因此其概率可以分别表示如下:

$$\begin{cases} p_1(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(y - E_r)^2}{2\sigma^2}\right] \\ p_0(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right] \end{cases} \quad (51)$$

假设探测器存在最优门限 kE_r ($0 < k < 1$), 那么检测过程出现两种出错概率,即发送“0”判决为“1”和发送“1”判决为“0”,将它们的出错概率分别记作 p_{e0} 和 p_{e1} , 表达式如下:

$$\begin{cases} p_{e0} = \int_{kE_r}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right] dy = Q\left[\frac{kE_r}{\sigma}\right] \\ p_{e1} = \int_{-\infty}^{kE_r} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(y - E_r)^2}{2\sigma^2}\right] dy = Q\left[\frac{(1-k)E_r}{\sigma}\right] \end{cases} \quad (52)$$

式中 $Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy$ 是高斯补余误差函数。那么系统的时隙差错率公式如下^[26]:

$$p_{s,e} = p(0) \cdot p_{e0} + p(1) \cdot p_{e1} = p(0) \cdot Q\left[\frac{kE_r}{\sigma}\right] + p(1) \cdot Q\left[\frac{(1-k)E_r}{\sigma}\right] = p(0) \cdot Q\left[\frac{k\sqrt{gP_t}}{\sigma_n}\right] + p(1) \cdot Q\left[\frac{(1-k)\sqrt{gP_t}}{\sigma_n}\right] \quad (53)$$

式中 $p(0)$ 为调制方式中发送“0”的概率, $p(1)$ 为发送“1”的概率,并且 $p(0) + p(1) = 1$ 。

不同调制方式的峰值功率与平均功率的关系由它们的调制结构决定,假设发射一个相同的符号的平均功率均为 P (以 OOK 为参照,每个 Mbits 的符号在其比特率相同的条件下的平均发射功率,那么 OOK 的峰值功率 $P_{t,OOK} = 2P$), 可得 PPM, DPIM, DHPIM 调制方式所要求的峰值功率分别为 $P_{t,PPM} = 2^M P$, $P_{t,DPIM} = (2^M + 3)P/2$, $P_{t,DHPIM} = (2^M + 4\alpha + 2)P/(3\alpha)$ 。

在下面的分析中,假定调制信息源中“1”和“0”出现的概率相等。PPM 符号长度固定,每个符号长度为 2^M ,在每个帧周期内,时隙中“0”发生的概率 $p(0) = (2^M - 1)/2^M$,“1”发生的概率 $p(1) = 1/2^M$ 。这样就可以得到 PPM 的误时隙率:

$$p_{s,e,PPM} = p(0) \cdot p_{e0} + p(1) \cdot p_{e1} = \frac{2^M - 1}{2^M} Q\left[\frac{kE_r}{\sigma}\right] + \frac{1}{2^M} Q\left[\frac{(1-k)E_r}{\sigma}\right] =$$

$$2^M - 1 \left[Q \left[k \sqrt{\frac{gP_{1,PPM}}{N_0B}} \right] + \frac{1}{2^M} Q \left[(1-k) \sqrt{\frac{gP_{1,PPM}}{N_0B}} \right] \right] \quad (54)$$

DPIM 符号的长度是不固定的。假定调制阶数为 M ，当发送信息为全“0”时，根据该调制方式特点，符号长度最短，为单脉冲时隙加一个空的保护时隙，长度为 2；当发送信息为全“1”的时候，符号长度最长，为单脉冲时隙加一个空的保护时隙和 $(2^M - 1)$ 个空时隙，符号长度为 $2^M + 1$ 。所以，可以得出该调制方式的平均符号长度为 $(2^M + 3) / 2$ ，其中每个符号有 1 个时隙的“1”脉冲，因此 DPIM 调制方式中 $p(0) = (2^M + 1) / (2^M + 3)$ ， $p(1) = 2 / (2^M + 3)$ 。这样可以得到 DPIM 的误时隙率：

$$P_{s,e,DPIM} = p(0) \cdot p_{e0} + p(1) \cdot p_{e1} = \frac{2^M + 1}{2^M + 3} Q \left[\frac{kE_r}{\sigma} \right] + \frac{2}{2^M + 3} Q \left[\frac{(1-k)E_r}{\sigma} \right] = \frac{2^M + 1}{2^M + 3} \cdot Q \left[k \sqrt{\frac{gP_{1,DPIM}}{N_0B}} \right] + \frac{2}{2^M + 3} Q \left[(1-k) \sqrt{\frac{gP_{1,DPIM}}{N_0B}} \right] \quad (55)$$

由于 DHPIM 的符号长度也是变化的，可以求出其平均符号长度。最小符号长度为头脉冲序列 $\alpha + 1$ ；最大符号长度为头脉冲序列的长度加上 h_n 的最大值，即 $\alpha + 1 + 2^{M-1} - 1 = 2^{M-1} + \alpha$ ，可以求出 DHPIM 的平均符号长度为 $(2^{M-1} + 2\alpha + 1) / 2$ ，而头脉冲中有脉冲的时隙部分平均宽度为 $(0.5\alpha + \alpha) / 2 = 3\alpha / 4$ ，那么 $p(0) = (2^M + \alpha + 2) / (2^M + 4\alpha + 2)$ ， $p(1) = 3\alpha / (2^M + 4\alpha + 2)$ 。则 DHPIM 的误时隙率为：

$$P_{s,e,DHPIM} = p(0) \cdot p_{e0} + p(1) \cdot p_{e1} = \frac{2^M + \alpha + 2}{2^M + 4\alpha + 2} \cdot Q \left[\frac{kE_r}{\sigma} \right] + \frac{3\alpha}{2^M + 4\alpha + 2} Q \left[\frac{(1-k)E_r}{\sigma} \right] = \frac{2^M + \alpha + 2}{2^M + 4\alpha + 2} Q \left[k \sqrt{\frac{gP_{1,DHPIM}}{N_0B}} \right] + \frac{3\alpha}{2^M + 4\alpha + 2} Q \left[(1-k) \sqrt{\frac{gP_{1,DHPIM}}{N_0B}} \right] \quad (56)$$

然而，对于 DPIM 和 DHPIM 这 2 种调制方式，符号长度是变化的，这样当判断一个符号时隙中如果有一个

时隙发生错误，那么将会造成后面的符号被判断错误，因此考虑这几种调制方式的误比特率时，可以采用误包率 (packet error rate, PER) 来衡量这些调制方式的差错性能。如果检测一个包中一个时隙出错，就认为整个包出错，误包率定义为：

$$P_{PER} = 1 - (1 - p_{s,e})^{NL_{ave}} \quad (57)$$

式中 $p_{s,e}$ 为误时隙率 (时隙错误率)， N 为一个包内的比特数， N/M 为每包的时隙数， L_{ave} 是每个符号所包含的平均时隙数目，那么 NL_{ave} / M 为一个包内的时隙数目。对 PPM, DPIM, DHPIM 等调制方式进行数据分析，误时隙率结果见图 10，横坐标表示接收机信噪比，纵坐标表示误时隙率，可以看出，随着信噪比的增加，各种调制方式的误时隙率都在减小；当信噪比一定时，PPM 信号的误时隙率最低，其次为 DPIM 信号，DHPIM 信号的误时隙率最高，DHPIM 需要较高的信噪比才能获得较低的误时隙率。误包率结果如图 11 所示，随着信噪比的增加，各种调制方式的误包率都在减小；当信噪比一定时，PPM 信号的误包率最低，其次为 DPIM 信号，DHPIM 信号的误包率最高，这是因为 DPIM 和 DHPIM 的符号长度不固定，不像 PPM 有相等的符号长度，会产生错误积累。图 12 为不同调制阶数 M 的情况下，DHPIM 在 $\alpha = 1$ 和 $\alpha = 2$ 时的误时隙率仿真图，可以看出，在 α 值和信噪比一定时，调制阶数越大，误时隙率越小，可以通过增加每个符号的比特数来减小其误时隙率。

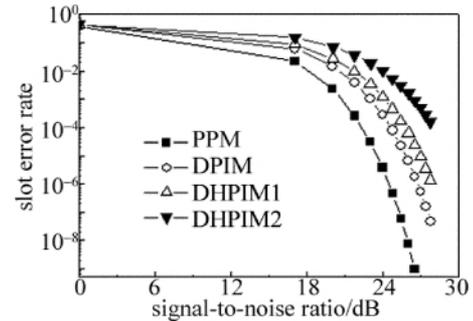


Fig. 10 Error time slot rate with different modulation

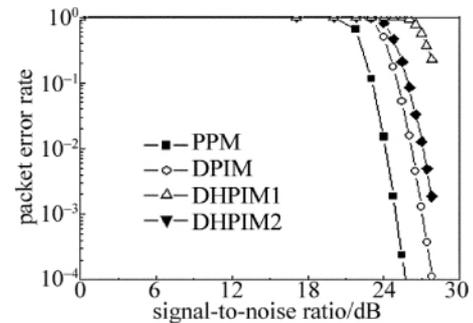


Fig. 11 Error packet rate with different modulation

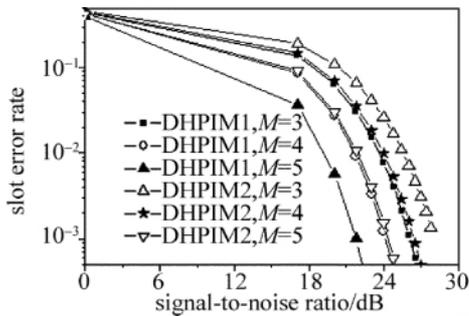


Fig. 12 DHPIM error time slot rate with different M value

4 结论

通过分析比较可知,OOK 调制方式简单,需要带宽小,但平均发射功率高,功率利用率低,抗干扰能力差;PPM 调制方式简单,功率利用率最高,平均发射功率较小,抗干扰能力强,但是带宽效率差,同时需要符号同步、帧同步;DPIM 调制结构复杂,缩短了符号长度,带宽效率高,功率效率也比 OOK 高,不需要符号同步;DHPIM 调制方式结构复杂,比 DPIM 进一步缩短了符号长度,提高了带宽效率和传输容量,不需要符号同步,大大简化系统实现复杂度,可以采用更高的调制方式换取更高的功率利用率。

参考文献

- [1] KAHN J M, BARRY J R. Wireless infrared communications [J]. Proceedings of IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
- [2] PIERCE J R. Optical channels: practical limits with photon counting [J]. IEEE Transactions on Communications, 1978, 26(12): 1819-1821.
- [3] DING D Q, KE X Zh. Design of PPM for laser communication in atmosphere [J]. Optical Communication Technology, 2005, 29(1): 50-52 (in Chinese).
- [4] KE X Zh, ZHAO L, DING D Q. The achievement of time-slot and frame synchronization in atmosphere laser communication [J]. Semiconductor Optoelectronics, 2007, 28(5): 721-724 (in Chinese).
- [5] KE X Zh, ZHAO L. PPM synchronizer of FSO communication system: China, ZL200720031908.4 [P]. 2008-05-28 (in Chinese).
- [6] ZOU Ch Y, AO F L, HUANG X F. Analysis of optical PPM channel capacity without background noise [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2000, 22(4): 682-686 (in Chinese).
- [7] ZOU Ch Y, AO F L, ZHANG D K. Maximum-likelihood block and frame synchronization for optical OPPM communication [J]. Journal of China Institute of Communications, 1999, 20(1): 127-133 (in Chinese).
- [8] SUGIYAMA H, NOSU K. MPPM: a method for improving the band-utilization efficiency in optical PPM [J]. IEEE Journal of Lightwave Technology, 1989, 7(3): 465-472.
- [9] SATO K, OHTSUKI T, SASASE I, et al. Performance analysis of $(m, 2)$ MPPM with imperfect slot synchronization [C]// IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing 1993. Victoria, USA: IEEE, 1993: 765-768.
- [10] HOSSAM M, SHALABY H. Maximum achievable throughputs for uncoded OPPM and MPPM in optical direct-detection channels [J]. Journal of Lightwave Technology, 1995, 13(11): 2121-2128.
- [11] LIU S Y, KSCHISCHANG F R. Coding for MPPM-like systems [C]//25th Biennial Symposium on Communications (QBSC). Kingston, USA: IEEE, 2010: 365-368.
- [12] QIN L, KE X Zh. A study of mapping scheme for dual-pulse MPPM [J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2007, 23(3): 268-272 (in Chinese).
- [13] QIN L, DU Y X, KE X Zh. Implementation of coding and decoding system for three-pulse MPPM in atmosphere laser communication [J]. Semiconductor Optoelectronics, 2008, 29(3): 403-433 (in Chinese).
- [14] QIN L, KE X Zh. Analysis of optical MPPM channel capacity without background noise [J]. Opto-Electronic Engineering, 2007, 22(7): 107-110 (in Chinese).
- [15] SHIU D Sh, KAHN J M. Differential pulse-position modulation for power-efficient optical communication [J]. IEEE Transactions on Communication, 1999, 47(8): 1201-1210.
- [16] ASANO M, OHTSUKI T, UEHARA H, et al. A novel frame synchronization rule for optical DPPM systems with restriction of frame length [C]// IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'96). London, UK: IEEE, 1996: 923-927.
- [17] ZHAO L, KE X Zh, LIU J. Research on differential pulse-position modulation in optical wireless communication [J]. Laser Journal, 2007, 28(2): 63-64 (in Chinese).
- [18] GHASSEMLOOY Z, HAYES A R, SEED N L. Digital pulse interval modulation for optical communications [J]. IEEE Communications Magazine, 1998, 36(12): 95-99.
- [19] ALDIBBIAT N, GHASSEMLOOY Z, SAATCHI R. Pulse interval modulation-dual header PIM-DH [C]// 2nd International Conference on Information, Communications and Signal Processing 1999. Singapore: Nanyang Technological University, 1999: 1-5.
- [20] ZHANG K, ZHANG H T, GONG M L, et al. Performance of dual-amplitude pulse interval modulation for wireless infrared communication [J]. Journal Infrared Millimeter and Waves, 2003, 22(6): 411-414.
- [21] SETHAKASET U, GULLIVER T A. Differential amplitude pulse-position modulation for indoor wireless optical channels [C]// Global Telecommunications Conference, 2004, IEEE. Dallas, USA: IEEE, 2004: 1867-1871.
- [22] WANG H X, ZHU Y B, ZHANG T Y, et al. Performance study of modulation for optical wireless communication [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2006(6): 37-39 (in Chinese).
- [23] WANG H X, ZHANG T Y, ZHU Y B, et al. Study on modulation mode for free space optics communication [J]. Radio Communications Technology, 2006, 32(6): 13-15 (in Chinese).
- [24] KE X Zh, CHEN J, YANG Q. Research of RS codes over GF(17) field in atmospheric laser communication system [J]. Laser Technology, 2011, 35(1): 47-50 (in Chinese).
- [25] ZHANG T Y, WANG H X, CHENG G. A novel fixed length digital pulse interval modulation for optical wireless communications [J]. Chinese Journal of Lasers, 2007, 34(12): 1657-1659 (in Chinese).
- [26] ALDIBBIAT N M, GHASSEMLOOY Z, MCLAUGHLIN R. Error performance of dual header pulse interval modulation (DH-PIM) in optical wireless communications [J]. IEEE Proceeding Part J, Optoelectronics, 2001, 148(2): 91-96.