

# 一种新型的双幅度定长脉冲间隔调制方式

马宁 李晓毅 杨刚 陈谋

重庆通信学院, 重庆 400035

**摘要** 针对数字脉冲间隔调制(DPIM)存在的问题和性能方面的不足,提出了一种新型的双幅度定长脉冲间隔调制(DAFDPIM)方式,对其调制结构进行了详细阐述,讨论了发射功率、带宽需求、传输容量和差错性能等问题,并与其他几种DPIM的改进方式进行了仿真对比。理论分析和仿真结果表明:这种新型的DAFDPIM方式能实现性能方面较好的平衡,并解决了DPIM符号长度不固定的问题,在无线光通信系统中具有一定的应用前景。

**关键词** 光通信; 双幅度定长脉冲间隔调制; 性能分析; 发射功率; 带宽需求; 误时隙率

**中图分类号** TN929.12 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/LOP51.090602

## A Novel Dual-Amplitude Fixed Length Digital Pulse Interval Modulation Scheme

Ma Ning Li Xiaoyi Yang Gang Chen Mou

Chongqing Communication Institute, Chongqing 400035, China

**Abstract** Aiming at the problems and performance shortage of digital pulse interval modulation (PDM), a novel dual-amplitude fixed length digital pulse interval modulation (DAFDPIM) scheme is proposed. The structure of the modulation is described in detail. The transmit power, bandwidth requirement, transmission capacity and error performance are discussed. Then these performances are compared with several other improved DPIM modulation. The theoretical analysis and simulation results show that this novel DAFDPIM can achieve a good balance on various performances and make up the lack of the DPIM with unfixed symbol length. Hence, this novel modulation scheme is superior in optical wireless communication system.

**Key words** optical communications; dual-amplitude fixed length digital pulse interval modulation; performance analysis; transmit power; bandwidth requirement; slot error rate

**OCIS codes** 060.4510; 060.4080; 250.4110

## 1 引言

无线光通信是利用光波作为载体来传输信息的一种通信模式,能实现点对点短距离的高速率、高可靠性的信息传输,有着广阔的应用前景<sup>[1-2]</sup>。调制技术对无线光通信的传输距离、传输速率以及误码性能有着较大的影响,由于相位调制的复杂性,目前无线光通信主要采用强度调制/直接检测(IM/DD)系统,典型的调制方式有开关键控(OOK)、脉冲位置调制(PPM)和数字脉冲间隔调制(DPIM)等<sup>[3]</sup>。其中,OOK是最简单的一种调制方式,容易实现,但功率利用率和传输的可靠性都不高;PPM是一种正交的调制方式,具有较好的功率利用率和抗干扰能力,但带宽效率不高,并且需要严格的符号同步才能保证正确解调;DPIM带宽效率较高,也不需要符号同步,但它的调制符号长度不固定,容易造成调制器缓存溢出或者无关空隙加入,影响解调结果的正确性。针对DPIM存在的不足,研究者们提出了几种改进方式,包括定长数字脉冲间隔调制(FDPIM)、双幅度脉冲间隔调制(DAPIM)以及定长双幅度脉冲间隔调制(FDAPIM)等。本文在此基础上,提出了一种新的双幅度定长数字脉冲间隔调制(DAFDPIM)方式,研究了这种调制的符号结构、发射功率、带宽需求、传输容量和差错性能等,并进行了仿真对比。

收稿日期: 2014-04-11; 收到修改稿日期: 2014-05-11; 网络出版日期: 2014-08-14

基金项目: 重庆市自然科学基金(cstc2012jjA40033)

作者简介: 马宁(1990—),男,硕士研究生,主要从事紫外光通信方面的研究。E-mail: 498472762@qq.com

导师简介: 李晓毅(1973—),男,教授,主要从事无线光通信方面的研究。E-mail: li\_mingdong@126.com

## 2 调制结构分析

DPIM是利用相邻脉冲之间的间隔来传递信息的,编码特征决定了DPIM的符号长度是变化的,这会出现两种可能:当调制系统的输入速率大于调制速率时,调制系统的缓存就会以一定概率溢出;反之如果输入速率小于调制速率,调制系统就会等待,产生无关空时隙,进而影响到解调的正确性<sup>[4]</sup>。

FDPIM是针对DPIM符号长度不固定而提出的一种改进型的调制方式<sup>[5]</sup>。在 $M$ 位(称为位分辨率)DPIM调制结构的基础上,加入一个双时隙脉冲作为标识脉冲,再跟一个保护时隙防止出现连续3个高脉冲,最后以空时隙补足 $2^M + 4$ 个时隙,便可得到相应的 $M$ 位FDPIM调制信号,标识脉冲后的空时隙不表示信息。相比DPIM,FDPIM的符号长度固定为 $2^M + 4$ ,解调过程同样只需时隙同步,而不需要复杂的符号同步。

FDAPIM在FDPIM的基础上做了进一步的改进<sup>[6]</sup>。将 $M$ 位FDPIM符号中的双时隙标识脉冲用幅度为 $\beta$ ( $0 < \beta < 1$ )的单时隙脉冲代替即为对应的FDAPIM符号,每个符号包括固定的 $2^M + 3$ 个时隙,相对于FDPIM提高了带宽效率。

DAPIIM是为了进一步减小DPIM的平均符号长度而提出的一种改进方式,包括两种形式的起始脉冲,幅度分别为1和 $\beta$ <sup>[7]</sup>。对于 $M$ 位的二进制数组,可以用 $2^M$ 种DAPIIM符号表示,对第 $k$ ( $0 \leq k < 2^M$ )种符号,以脉冲时隙起始,当 $k < 2^{M-1}$ ,起始脉冲幅度为1,当 $k \geq 2^{M-1}$ 时起始脉冲幅度为 $\beta$ (也可采用相反的规定),后跟一个保护时隙,再跟 $m_k$ 个空时隙表示信息, $m_k$ 可表示为

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

和DPIM相比,DAPIIM进一步提高了带宽效率<sup>[8]</sup>。几种调制方式的符号波形如图1所示。

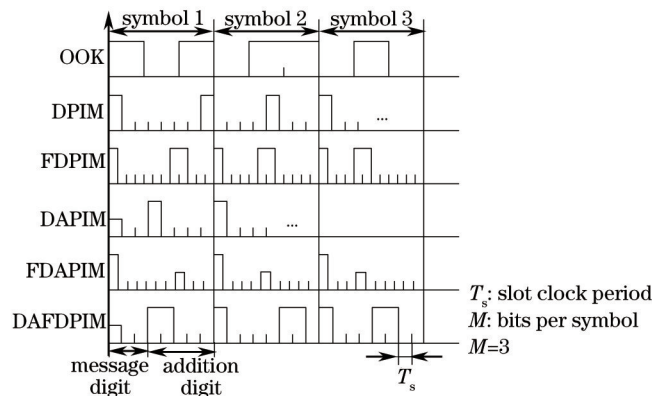


图1 各种调制方式的编码结构

Fig.1 Symbol structure of different modulation methods

以上几种改进的DPIM方式中,DAPIIM只是进一步缩短了符号长度,而没有解决调制符号长度不固定的问题;FDPIM和FDAPIM信号的符号长度虽然固定,但其带宽效率却降低了。总的来说,这三种调制方式虽然对DPIM调制进行了一些改进,但却都存在着明显的不足或者性能方面的劣势。如果能在改进DPIM不足的同时,又不对性能产生较大的影响,这样的调制方式将更具优势。

通过对以上几种调制方式的研究,这里提出一种新型的DAFDPIM的思想。如图1所示,这种调制思想是将一个 $M$ 位的二进制数组映射为由 $2^{M-1} + 4$ 个时隙组成的时间段上的双幅度脉冲信号。为方便说明,可将每段编码符号分为信息符号段和补充符号段。信息符号段表示信息,采用类似DAPIIM的编码方式,即包括两种幅度分别为1和 $\beta$ 的单时隙起始脉冲,当 $k < 2^{M-1}$ 时起始脉冲幅度为1,当 $k \geq 2^{M-1}$ 时起始脉冲幅度为 $\beta$ ,其后先跟一个保护时隙,再跟 $m_k$ 个空时隙表示信息, $m_k$ 同样可由(1)式确定;补充符号不表示信息,采用类似FDPIM的编码方式,即包括一个双时隙的标识脉冲,再加一个保护时隙,再跟 $(2^{M-1} - m_k - 1)$ 个空时隙,这样就完成了调制编码的过程。解调时,当判断单时隙脉冲到来时,开始对其后的空时隙进行计数,直到双时隙标识脉冲到来,输出计数值,再对计数值减1就实现了解调,这一过程不需要符号同步。

相比FDPIM和FDAPIM,这种新型DAFDPIM方式缩短了符号长度,提高了带宽效率;而与DPIM和DAPIIM相比,符号长度固定,简化了系统复杂度,是一种折中的调制思想,具有一定的优势。

为了更直接地对比各种调制方式的调制结构,表1列出了  $M=2$  时信息比特和各种调制方式的时隙序列。

表1 各种调制方式的时隙序列

Table 1 Time slot sequence of different modulation methods

Message bit	OOK	DPIM	FDPIIM	DAPIM	FDAPIM	DAFDPIIM
00	00	10	10110000	10	10 $\beta$ 0000	101100
01	01	100	10011000	100	100 $\beta$ 000	100110
10	10	1000	10001100	$\beta$ 0	1000 $\beta$ 00	$\beta$ 01100
11	11	10000	10000110	$\beta$ 00	10000 $\beta$ 0	$\beta$ 00110

### 3 性能分析

#### 3.1 发射功率

这里在相同误码率(BER, 记为  $R_{BE}$ )下,由各种调制方式的表达式推算所需的平均发射功率。为简化模型,假设用调制信号星座图中有效调制信号之间的最短距离,即欧几里得距离来计算误码率<sup>[9]</sup>

$$R_{BE} = Q[d_{\min}/(2\sqrt{N_0})], \quad (2)$$

式中  $N_0$  为信道噪声的功率谱密度,  $Q(x) = \sqrt{2\pi} \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2) dt$ ,  $d_{\min}$  是有效调制信号之间的最小欧几里得距离,即

$$d_{\min}^2 = \min_{i \neq j} \int [X_i(t) - X_j(t)]^2 dt, \quad (3)$$

式中  $X(t)$  表示输入信号光功率。以 OOK 为例,设  $P$  为平均功率,当发送“1”时,需要功率为  $2P$ ,发送“0”时不需要功率,则 OOK 的最小欧几里得距离满足  $d_{\min}^2 = (2P)^2 \cdot T_b$ ,  $T_b$  表示 OOK 的时隙宽度,为数字基带信号的比特速率  $R_b$  的倒数,即  $T_b = 1/R_b$ ,可得到 OOK 的最小欧几里得距离

$$d_{\text{ook}} = 2P/\sqrt{R_b}, \quad (4)$$

并且误码率为  $Q[P/(\sqrt{N_0} R_b)]$ ,则 OOK 方式下的发射功率为

$$P_{\text{ook}} = \sqrt{N_0 R_b} Q^{-1}(R_{BE}). \quad (5)$$

以 OOK 作为基准来比较其他几种调制方式的发射功率,在相同误码率和比特速率下,其他调制方式所需的发射功率可用  $P_{\text{ook}}$  近似表示为

$$P = \left( \frac{d_{\text{ook}}}{d_{\min}} \right) P_{\text{ook}}. \quad (6)$$

对 DPIM 而言,其符号长度是不固定的,调制信号可表示为

$$X(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a \Phi \left[ t - T_s \left( 2k + \sum_{m=-\infty}^{k-1} S_m \right) \right], \quad (7)$$

式中  $\Phi(t) = \sqrt{\frac{2^M+1}{T}} p(t)$ , 是持续时间为  $\frac{T}{2^M+1}$  的矩形脉冲,  $a$  为振幅,  $T_s$  为时隙宽度,  $S(S_m \in S)$  表示 DPIM 的随机编码序列。从(7)式可以看出,DPIM 的调制符号不是固定周期的,调制信号的间距也不相等。DPIM 的最小和最大符号长度分别为  $2T_s$  和  $(2^M+1)T_s$ , 所以其平均符号长度为  $\frac{(2^M+3)T_s}{2}$ 。假设 DPIM 每符号对  $M$  位的数据进行编码,选定时隙宽度,使 DPIM 的最大符号长度等于 OOK 传输  $M$  位数据所需要的时间  $T$ , 可得时隙宽度为  $T_s = \frac{T}{2^M+1}$ 。可通过平均符号长度计算 DPIM 调制的平均传输光功率,在(7)式中,选定  $a$  的值,使得平均光功率为  $P$ ,可以得到

$$a = \frac{2^M+3}{2\sqrt{2^M+1}} \bar{P} \sqrt{T} = \frac{(2^M+3)d_{\text{ook}}}{4} \sqrt{\frac{M}{2^M+1}}, \quad (8)$$

整理可得

$$d_{\text{ook}} = \frac{4a}{2^M+3} \sqrt{\frac{2^M+1}{M}}, \quad (9)$$

$$d_{\min} = \sqrt{2} a. \quad (10)$$

所以,可以用OOK的发射功率表示DPIM的平均发射功率为

$$\bar{P}_{\text{DPIM}} = \left( \frac{d_{\text{OOK}}}{d_{\min}} \right) P_{\text{OOK}} = \sqrt{\frac{2^{M+3} + 8}{M(2^M + 3)^2}} P_{\text{OOK}}. \quad (11)$$

同理,可得其他几种调制方式所需平均发射功率的表达式,如表2所示。

表2 各种调制方式的平均发射功率

Table 2 Transmit power of different modulation methods

FDPIM	DAPIM	FDAPIM	DAFDPIM
$\sqrt{\frac{6}{M(2^M + 4)}} P_{\text{OOK}}$	$\sqrt{\frac{4(1 + \beta)(4 + 2^{M+1})}{M(6 + 2^M)^2}} P_{\text{OOK}}$	$\sqrt{\frac{2(1 + \beta)}{M(2^M + 3)}} P_{\text{OOK}}$	$\sqrt{\frac{5 + \beta}{M(2^M + 8)}} P_{\text{OOK}}$

相同比特速率时每种调制方式相对OOK的归一化平均发射功率如图2所示。可以看出,当调制阶数 $M$ 一定时,提出的DAFDPIM所需的平均功率仅高于FDAPIM,而比其他几种调制方式都要小。由于当前无线光通信中主要采用的LED光源的辐射功率较小,故要求调制方式所需的发射功率尽可能小,在这种条件下,DAFDPIM发射功率的优势更为明显。

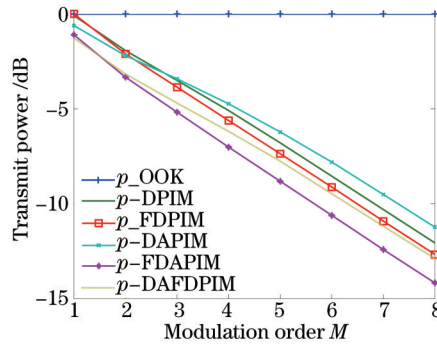


图2 各种调制方式的平均发射功率

Fig.2 Transmit power of different modulation methods

### 3.2 带宽需求

在无线光通信的接收部分,为了提高信噪比,通常采用面积较大的光电检测器件,其大容量电容限制了系统的带宽,所以无线光通信系统的带宽需求应当尽可能小<sup>[10]</sup>。带宽常用功率密度的主瓣宽度来估计,由于光脉冲信号的脉宽极窄,可用光脉冲宽度的倒数来近似表示信号的带宽<sup>[9]</sup>。各种调制方式的平均时隙个数 $L_{\text{avg}}$ 如表3所示。

表3 各种调制方式的平均时隙个数

Table 3 Average slot number of different modulation methods

OOK	DPIM	FDPIM	FDAPIM	DAPIM	DAFDPIM
$M$	$(2^M + 3)/2$	$2^M + 4$	$2^M + 3$	$(2^{M-1} + 3)/2$	$2^{M-1} + 4$

设数字基带信号的比特速率为 $R_b$ ,则在相同比特率和占空比同为1的条件下,所需要的平均带宽为

$$B = \frac{1}{T_s} = \frac{L_{\text{avg}} R_b}{M}. \quad (12)$$

将表3中结果代入(12)式可得各种调制方式所需的平均带宽,如表4所示。

表4 各种调制方式的带宽需求

Table 4 Bandwidth requirement of different modulation methods

OOK	DPIM	FDPIM	FDAPIM	DAPIM	DAFDPIM
$R_b$	$\frac{2^M + 3}{2M} R_b$	$\frac{2^M + 3}{2M} R_b$	$\frac{2^M + 3}{2M} R_b$	$\frac{2^{M-1} + 3}{2M} R_b$	$\frac{2^{M-1} + 4}{M} R_b$

图3为各类调制方式相对于OOK做归一化处理后的带宽。可以看出,提出的DAFDPIM的带宽需求与DPIM相近,较FDPIM和FDAPIM有较大的优势。当调制阶数增大时,除OOK外其他调制方式的带宽需求

将迅速上升,其中 FDPIM 和 FDAPIIM 的上升速度快于 DAFDPIM,其带宽的劣势会越来越明显。

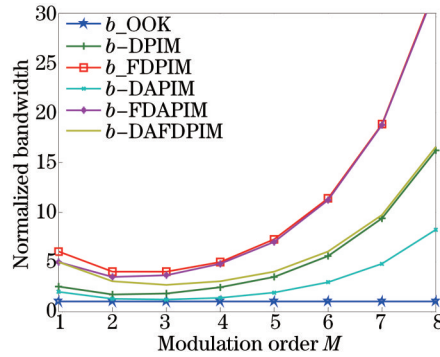


图3 各种调制方式的带宽需求

Fig.3 Bandwidth requirement of different modulation methods

### 3.3 传输容量

传输容量是指传输的最大平均信息速率,是通信系统的重要性能指标,反映了系统单位时间内传输信息能力的强弱。在时隙宽度为  $\tau$ , 占空比为 1 的前提下,传输容量为

$$C = \frac{M}{L_{\text{avg}} \tau}. \quad (13)$$

取相同时隙宽度,并将表 4 中各种调制方式的平均时隙数代入(13)式,得到各种调制方式的传输容量,如表 5 所示。

表 5 各种调制方式的传输容量

Table 5 Transmission capacity of different modulation methods

OOK	DPIM	FDPIM	FDAPIIM	DAPIM	DAFDPIM
$\frac{1}{\tau}$	$\frac{2M}{(2^M + 3)\tau}$	$\frac{M}{(2^M + 4)\tau}$	$\frac{M}{(2^M + 3)\tau}$	$\frac{2M}{(2^{M-1} + 3)\tau}$	$\frac{M}{(2^{M-1} + 4)\tau}$

图 4 为各种调制方式相对 OOK 的归一化传输容量。可以看出,提出的 DAFDPIM 的传输容量和 DPIM 相近,并且明显优于 FDPIM 和 FDAPIIM,随着调制阶数的增加,除 OOK 外,各种调制方式的传输容量都逐渐减小,并趋于一致。

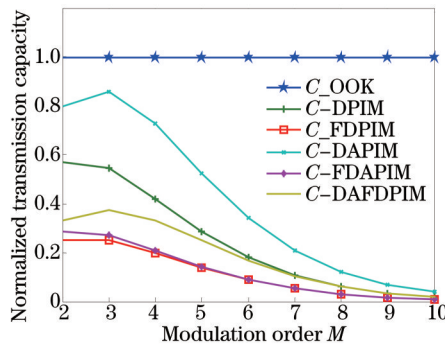


图 4 各种调制方式的传输容量

Fig.4 Transmission capacity of different modulation methods

## 4 差错性能

差错性能表征着通信系统可靠性的好坏,常采用误时隙率来衡量调制方式的差错性能。但由于 DPIM 和 DAPIM 的时隙个数是变化的,当一个时隙发生错误时,不仅会影响其所在的符号,而且还会对后续的符号产生影响,所以还需要考虑误包率<sup>[11]</sup>。

为了方便讨论,这里采用文献[12]中提出的无线光通信系统信道模型,并假设只存在均值为 0、双边功率谱密度为  $N_0/2$  的加性高斯白噪声(AGWN)。不考虑码间串扰,采用最大似然检测法,可用最小欧几里得距离计算误时隙率,即(2)式。根据(3)式和各种调制方式的表达式,得出各种调制方式的最小欧几里得距离,

如表6所示。

表6 各种调制方式的最小欧几里得距离

Table 6 Minimum Euclidean distance of different modulation methods

DPIM	FDPIM	DAPIM	FDAPIM	DAFDPIM
$\sqrt{\frac{MP^2(2^M+1)}{2R_b}}$	$\sqrt{\frac{2MP^2(2^M+4)}{3R_b}}$	$\sqrt{\frac{MP^2(3+2^{M-1})^2}{R_b(1+\beta)(1+2^{M-1})}}$	$\sqrt{\frac{2MP^2(2^M+3)}{R_b(1+\beta)}}$	$\sqrt{\frac{MP^2(2^{M+1}+16)}{R_b(5+\beta)}}$

将表6中的最小欧几里得距离代入(2)式,得到各种调制方式的误时隙率表达式

$$\begin{cases} P_{er-OOK} = Q\left(\sqrt{\frac{2P^2}{N_0 R_b}}\right), & P_{er-DPIM} = Q\left(\sqrt{\frac{MP^2(2^M+1)}{4N_0 R_b}}\right) \\ P_{er-FDPIM} = Q\left(\sqrt{\frac{MP^2(2^M+4)}{3N_0 R_b}}\right), & P_{er-FDAPIM} = Q\left(\sqrt{\frac{MP^2(2^M+3)}{(1+\beta)N_0 R_b}}\right), \\ P_{er-DAPIM} = Q\left(\sqrt{\frac{MP^2(2^{M-1}+3)^2}{2(1+\beta)(1+2^{M-1})N_0 R_b}}\right), & P_{er-New} = Q\left(\sqrt{\frac{MP^2(2^{M+1}+16)}{2(5+\beta)N_0 R_b}}\right) \end{cases} \quad (14)$$

如果认为只要有一个比特错误,就判定这个数据包有误。可得误包率为

$$P_p = 1 - (1 - P_{er})^{N/M} \approx N P_{er} / M, \quad (15)$$

式中  $N$  为每个数据包的比特数,  $N/M$  为每包符号数。将(14)式中各调制方式的误时隙率代入(15)式,即得到相应的误包率表达式。

图5表示了取不同调制阶数  $M$  值时各种调制方式的误包率相对于平均接收光功率的曲线。可以看出,随接收功率的增加各种调制方式的误包率都逐渐减小;除 OOK 外,其他调制方式的误包率随调制阶数的增大而减小;在相同调制阶数时,所提出的 DAFDPIM 调制的误包率较 DPIM 调制有一定的改进。虽然 DAFDPIM 的差错性能稍差于其他几种 DPIM 的改进方式,但在实际应用中可通过适当地增加调制阶数或者接收光功率来提高信噪比,降低误包率,提高功率效率,使之满足无线光通信的要求。

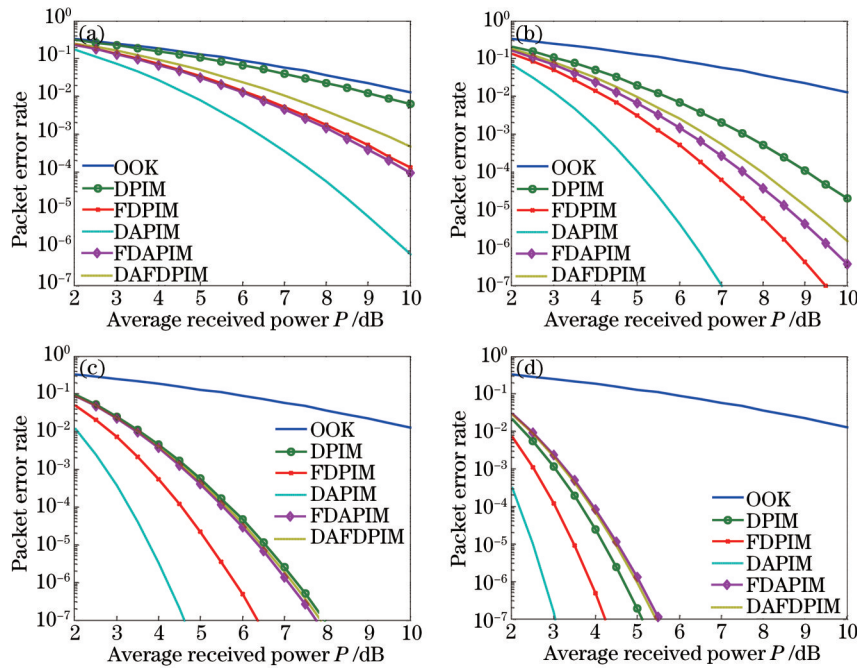


图5 各种调制方式的误包率。(a)  $M=2$ ; (b)  $M=3$ ; (c)  $M=4$ ; (d)  $M=5$

Fig.5 Packet error rate of different modulation methods. (a)  $M=2$ ; (b)  $M=3$ ; (c)  $M=4$ ; (d)  $M=5$

## 5 结 论

对于 DPIM 存在的编码结构和性能方面的不足,研究者们提出了一些改进方式,但这些改进方式都存在

明显的不足或者性能方面的劣势。在此基础上本文提出了一种新型的 DAFDPIM 方式,从发射功率、带宽需求、传输容量和差错性能几方面进行了分析和仿真对比。结果表明:和目前关注较多的 DPIM 相比,DAFDPIM 的发射功率和误包率更低;相比 FDPIM 和 FDAPIM,具有更高的传输容量和更低的带宽需求;并且 DAFDPIM 的符号长度固定,较 DPIM 和 DAPIM 更易于实现解调。虽然 DAFDPIM 各方面的性能不是最优的,但整体而言,DAFDPIM 能获得各方面性能较好的折中,具有良好的综合性能,不存在明显的性能劣势,并且可通过适当增加调制阶数等方式,改善其差错性能,使之更适合无线光通信中使用。此外,DAFDPIM 改进了 DPIM 符号长度不固定的缺陷,在解调时只需要时隙同步,而不需要符号同步,简化了系统设计,因此这种 DAFDPIM 在无线光通信系统中具有进一步推广的意义。

不足的是,DAFDPIM 通过采用双幅度的编码规则来获得传输容量和带宽需求方面的优势,是以增加对其检测的复杂度为代价的,关于双幅度脉冲信号的检测和如何降低 DAFDPIM 检测复杂度的内容,将作为下一步讨论和研究的主要内容。

### 参 考 文 献

- 1 Chen Guocong. The principle and application of atmosphere optical communication[J]. Radio Engineering of China, 2002, 32(7): 13-16.  
陈国骢. 大气光通信原理及应用[J]. 无线电工程, 2002, 32(7): 13-16.
- 2 Xu Jie, Zhao Shanghong, Li Zhen, *et al.*. Improving atmosphere optical communication with adaptive inverse simulation [J]. Electronics Optical & Control, 2006, 13(4): 71-74.  
胥 杰, 赵尚弘, 李 真, 等. 利用自适应逆模拟提高大气光通信性能[J]. 电光与控制, 2006, 13(4): 71-74.
- 3 Cheng Gang, Wang Hongxing, Sun Xiaoming, *et al.*. Dual-pulse interval modulation for optical wireless communications[J]. Chinese J Lasers, 2010, 37(7): 1750-1754.  
程 刚, 王红星, 孙晓明, 等. 无线光通信双脉冲间隔调制方法[J]. 中国激光, 2010, 37(7): 1750-1754.
- 4 Otte Rob. Slot synchronization by reducing the PPM pulsewidth in wireless optical systems[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems, 2004, 45(7): 135-141.
- 5 Zhang Tieying, Wang Hongxing, Cheng Gang, *et al.*. A novel fixed length digital pulse interval modulation for optical wireless communications[J]. Chinese J Lasers, 2007, 34(12): 1655-1659.  
张铁英, 王红星, 程 刚, 等. 无线光通信中的定长数字脉冲间隔调制[J]. 中国激光, 2007, 34(12): 1655-1659.
- 6 Huang Aiping, FanYangyu, Li Wei, *et al.*. Fixed length dual-amplitude pulse interval modulation for optical wireless communications[J]. Chinese J Lasers, 2009, 36(3): 602-606.  
黄爱萍, 樊养余, 李 伟, 等. 无线光通信中的定长双幅度脉冲间隔调制[J]. 中国激光, 2009, 36(3): 602-606.
- 7 Wei Wei, Hua Lianghong, Zhang Xiaohui, *et al.*. Performance of underwater wireless optical communication employing multilevel digital pulse interval modulation[J]. Laser Technology, 2011, 35(3): 330-333.  
魏 巍, 华良洪, 张晓晖, 等. 多幅度数字脉冲间隔调制的水下无线光通信研究[J]. 激光技术, 2011, 35(3): 330-333.
- 8 Zhang Kai. Dual-Amplitude Pulse Interval Modulation for Optical Wireless Communications and Optical ETC Prototype[D]. Beijing: Tsinghua University, 2004.  
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.
- 9 Zhang Jinlong. Modulation analysis for outdoors applications of optical wireless communications[C]. International Conference on Communication Technology Proceedings, 2000, 2: 1483-1487.
- 10 Cheng Gang, Wang Hongxing, Wu Longgang, *et al.*. Performance analysis of modulation scheme for atmospheric optical wireless communications[J]. J China Academy of Electronics and Information Technology, 2007, 10(5): 485-489.  
程 刚, 王红星, 吴龙刚, 等. 大气无线光通信调制方式性能分析[J]. 中国电子科学研究院学报, 2007, 10(5): 485-489.
- 11 Hu Zongmin, Tang Junxiong. Digital pulse interval modulation for atmospheric optical wireless communications[J]. J China Institute of 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.
- 12 J M Kahn, J R Barry. Wireless infrared communications[C]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(2): 265-298.