

可见光通信中的定长双宽数字脉冲间隔调制

宋小庆 贾胜杰 赵梓旭 魏有财

装甲兵工程学院控制工程系, 北京 100072

摘要 数字脉冲间隔调制(DPIM)对缓存性能要求较高,相对于定长型调制方式存在一定的劣势。为此,提出了一种新型定长双宽数字脉冲间隔调制(FDD-DPIM),给出其符号结构,通过仿真和实验对比分析了二进制开关键控(OOK)、DPIM、定长数字脉冲间隔调制(FDPIM)、定长数字振幅脉冲间隔调制(FDAPIM)以及双幅度定长数字脉冲间隔调制(DAFDPIM)的带宽需求、平均发射功率及差错性能。结果表明:提出的FDD-DPIM具有更高的带宽利用率和平均发射功率,同时差错性能优于DAFDPIM,在可见光通信系统中具有一定的应用前景。

关键词 光通信; 调制方式; 数字脉冲间隔调制; 误包率

中图分类号 TN929.12 **文献标识码** A

doi: 10.3788/LOP53.110601

Fixed Length Dual Duration Digital Pulse Interval Modulation for Visible Light Communications

Song Xiaoqing Jia Shengjie Zhao Zixu Wei Youcai

Department of Control Engineering, Academy of Armored Force Engineering, Beijing 100072, China

Abstract The digital pulse interval modulation (DPIM) has a higher requirement on the buffer performance compared with the fixed length modulations. So a novel fixed length dual duration digital pulse interval modulation (FDD-DPIM) is presented, and its symbol structure is introduced as well. Through simulations and experiments, the bandwidth requirement, average transmission power and error rate performance of the FDD-DPIM are analyzed compared with those of the binary on-off keying (OOK), DPIM, fixed-length digital pulse interval modulation (FDPIM), fixed length dual-amplitude pulse interval modulation (FDAPIM) and dual-amplitude fixed length digital pulse interval modulation (DAFDPIM). The results show that the FDD-DPIM offers higher bandwidth efficiency and average transmission power, and has better error rate performance than the DAFDPIM. Hence, it is believed to be suitable in the visible light communications (VLC) application.

Key words optical communications; modulation scheme; digital pulse interval modulation; packet error rate

OCIS codes 060.1660; 060.2605; 060.4080; 060.4510

1 引言

2000年,日本庆应义塾大学的Tanaka等^[1]提出了利用LED灯作为基站的室内无线通信系统,开辟了利用可见光进行数据传输的研究方向。基于白光LED的可见光通信系统因其具有传输带宽高、安全性好、免电磁干扰及无需申请频率许可证等优点,迅速获得了世界各国研究工作者的关注和支持^[2]。但是可见光通信系统中LED灯的调制带宽非常有限,因此限制了系统的传输速率。选择合适的调制方式是提升可见光通信系统传输速率的有效途径,现有的调制方式主要包括开关键控(OOK)、脉冲位置调制(PPM)和数字脉冲间隔调制(DPIM)等。但OOK功率利用率低,可靠性不高。PPM带宽利用率低而且需要严格的符号同

收稿日期: 2016-06-21; **收到修改稿日期:** 2016-07-20; **网络出版日期:** 2016-09-30

基金项目: 国家自然科学基金(51507190)、军队科研项目(2014zx28)

作者简介: 宋小庆(1971—),女,博士,教授,博士生导师,主要从事车辆综合电子系统与可见光通信等方面的研究。

E-mail: swxq@vip.sina.com

步和时钟同步。DPIM 不需要符号同步,带宽利用率高,但其调制符号长度不固定,可能会出现以下两种问题:1) 当数据包中大部分调制符号长度大于平均符号长度时,需要的调制时间相对较长,这就需要一个大容量调制缓存器来应对,从而导致硬件资源利用率不高;2) 当数据包中大部分调制符号长度小于平均符号长度时,需要的调制时间相对较短,但这样又会导致调制缓存器下溢和接收缓存器上溢^[3]。针对这些不足,研究者们提出了一系列改进的定长型调制方式:2007年,张铁英等^[4]提出了定长数字脉冲间隔调制(FDPIM),解决了调制符号长度不固定的问题且不需要时钟同步,但带宽需求与平均发射功率均较高;2009年,黄爱萍等^[5]提出的定长数字振幅脉冲间隔调制(FDAPIM),在获得与 FDPIM 相近差错性能的同时,提高了定长型调制方式的功率效率和带宽效率,而且在接收端只需要时隙同步,大大简化了接收机的设计,更易于实现;2014年,马宁等^[6]提出的双幅度定长数字脉冲间隔调制(DAFDPIM)进一步提高了带宽效率,但其功率效率较低、误包率(PER)较高且调制符号中有两种幅度的脉冲信号,导致系统硬件实现困难。

为了克服 OOK 存在的功率利用率不高以及 FDAPIM 等存在的调制格式复杂的问题,同时保持较低的带宽需求,本文将 DAFDPIM 中幅度变化的起始脉冲改进为宽度变化的标识脉冲,提出了一种新型定长双宽数字脉冲间隔调制(FDD-DPIM)方法,给出了该调制方式的符号结构,并与 OOK、DPIM、FDPIM、FDAPIM、DAFDPIM 这些传统的调制方法在带宽需求、平均发射功率和差错性能方面进行了分析对比。结果表明:在 FDPIM、FDAPIM、DAFDPIM、FDD-DPIM 这 4 种改进的定长型调制方式中,FDD-DPIM 具有最低的带宽需求,当调制阶数 M 为 4 时,FDD-DPIM 的带宽需求为 FDPIM 的 60%;在差错性能方面,在调制阶数 M 为 4、系统误包率达到 10^{-6} 时,FDD-DPIM 仅比 FDPIM 的信噪比提高了约 0.3 dB。

2 调制性能理论分析

2.1 符号结构

FDD-DPIM 的符号长度固定为 $2^{M-1} + 4$ (M 为调制阶数),每个符号由单时隙脉冲作为起始脉冲,后跟一个保护时隙和 m_k 个空时隙,在这之后加一个宽度为 α ($\alpha \in \{1, 2\}$) 的标识脉冲和 $2^{M-1} + 2 - m_k - \alpha$ 个补充空时隙。其中, m_k 和 α 的取值满足

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

式中 k 为传递的二进制数据对应的十进制数。取调制阶数 $M=3$,假设传输数据为“010110101”,OOK、DPIM、FDPIM、FDAPIM、DAFDPIM 和 FDD-DPIM 这 6 种调制方式的符号结构如图 1 所示。

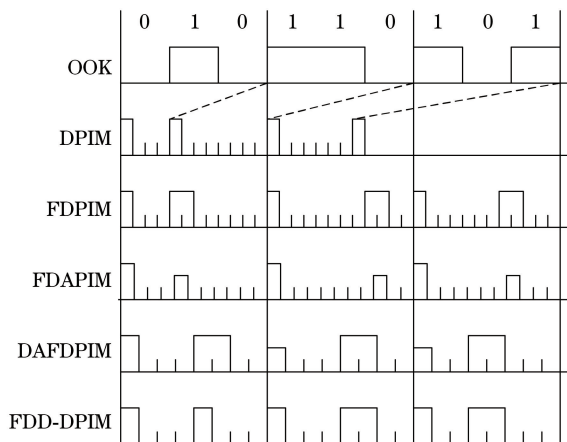


图 1 $M=3$ 时各调制方式的符号结构

Fig. 1 Symbol structures of the modulation schemes when $M=3$

2.2 带宽需求

虽然光载波在理论上可以被认为是接近于无限带宽的,但是光通信系统中的其他部分,比如光电探测器的面积、信道的容量等都限制着带宽,而且弥漫性的多径视距或非视距链路也限制了有效的信道带宽,这些

原因使得带宽需求成为衡量调制方式的重要指标之一。由于光脉冲信号的时隙宽度较窄,一般用其时隙宽度的倒数来估计带宽需求的大小^[7],假设传输信息比特率为 B_R ,则 FDD-DPIM 的带宽需求可估算为 $(2^{M-1}+4)B_R/M$ 。同理可得其他调制方式的带宽需求,如表 1 所示。

表 1 各调制方式的带宽需求

Table 1 Bandwidth requirements of the modulation schemes

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

2.3 平均发射功率

为了满足眼睛和皮肤的安全性要求,并且尽可能地降低系统的功耗,平均发射功率也成了评估调制技术是否适用于室内可见光通信的重要指标之一。假设可见光通信系统的发射功率峰值为 P_s 且等概率地发送二进制数据“0”和“1”^[8],则 FDD-DPIM 的平均发射功率可表示为 $5P_s/(2^M+8)$ 。同理可得其他调制方式的平均发射功率,如表 2 所示,表中 β 表示 FDAPIM 和 DAFDPIM 的第二种脉冲幅度。

表 2 各调制方式的平均发射功率

Table 2 Average transmission powers of the modulation schemes

OOK	DPIM	FDPIM	FDAPIM	DAFDPIM	FDD-DPIM
$P_s/2$	$2P_s/(2^M+3)$	$3P_s/(2^M+4)$	$(1+\beta)P_s/(2^M+3)$	$(5+\beta)P_s/(2^M+8)$	$5P_s/(2^M+8)$

2.4 差错性能

PER 是衡量数据在规定时间内数据传输精确性的指标,表征着一个通信系统可靠性的高低,在分析比较各调制方式的 PER 之前,先进行如下假设:1) 通信链路为视距链路(LOS),而且信号没有多径传输和传输损耗;2) 与接收器相关的噪声忽略不计,主要噪声来源是背景光(太阳光、灯光等),可以假定其为高斯白噪声^[9];3) 发送机和接收机无带宽限制^[10]。

抽样判决器输入端脉冲信号函数可以表示为^[11]

$$x(t) = \begin{cases} A + n(t), & \text{for } a_i = 1 \\ \beta A + n(t), & \text{for } a_i = \beta, \\ n(t), & \text{for } a_i = 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中 a_i 为接收端信号; $A=RP_s$, R 为探测器响应率; $n(t)$ 为均值为 0、方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声函数。

在平均发射功率相同且为 P_{avg} 时,各调制方式的峰值功率如表 3 所示。

表 3 各调制方式的峰值功率

Table 3 Peak powers of the modulation schemes

OOK	DPIM	FDPIM	FDAPIM	DAFDPIM	FDD-DPIM
$2P_{\text{avg}}$	$(2^M+3)P_{\text{avg}}/2$	$(2^M+4)P_{\text{avg}}/3$	$(2^M+3)P_{\text{avg}}/(1+\beta)$	$(2^M+8)P_{\text{avg}}/(5+\beta)$	$(2^M+8)P_{\text{avg}}/5$

对于有两种幅度脉冲的调制方式,需要两个判决门限,即 $\gamma_1 A$ (判决“0”和“ β ”)和 $\gamma_2 A$ (判决“ β ”和“1”),且 $0 < \gamma_1, \gamma_2 < 1$ 。令 p_0 为接收到“0”的概率, p_β 为接收到“ βA ”的概率, p_1 为接收到“ A ”的概率,则误时隙率可表示为^[5]

$$P_{\text{ser,D}} = p_0 Q \left[\frac{\gamma_1 A}{\sqrt{N_0/(2T_b)}} \right] + p_1 Q \left[\frac{(1-\gamma_2)A}{\sqrt{N_0/(2T_b)}} \right] + p_\beta \left\{ Q \left[\frac{(\beta-\gamma_1)A}{\sqrt{N_0/(2T_b)}} \right] + Q \left[\frac{(\gamma_2-\beta)A}{\sqrt{N_0/(2T_b)}} \right] \right\}, \quad (3)$$

式中, $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$, N_0 为加性高斯白噪声的单边功率谱密度, T_b 为时隙宽度。

对于只有一种幅度脉冲的调制方式,只需要一个判决门限,即 γA (判决“0”和“1”),且 $0 < \gamma < 1$ 。其误时隙率可表示为

$$P_{\text{ser,S}} = p_0 Q \left[\frac{\gamma A}{\sqrt{N_0/(2T_b)}} \right] + p_1 Q \left[\frac{(1-\gamma)A}{\sqrt{N_0/(2T_b)}} \right], \quad (4)$$

噪声的平均光功率可表示为

$$P_n = \sqrt{N_0}/(\sqrt{2T_b}S), \quad (5)$$

式中, S 为信息传输的比特率(单位为 bit/s)。信噪比定义为^[12]

$$R_{SN} = \frac{P_{avg}}{P_n} = \frac{\sqrt{2T_b} P_{avg} S}{\sqrt{N_0}} \quad (6)$$

将(6)式分别代入(3)式和(4)式中可得

$$P_{ser,D} = p_0 Q \left[\frac{R_{SN} \cdot \gamma_1 A}{P_{avg} S} \right] + p_1 Q \left[\frac{R_{SN} \cdot (1 - \gamma_2) A}{P_{avg} S} \right] + p_\beta \left\{ Q \left[\frac{R_{SN} \cdot (\beta - \gamma_1) A}{P_{avg} S} \right] + Q \left[\frac{R_{SN} \cdot (\gamma_2 - \beta) A}{P_{avg} S} \right] \right\}, \quad (7)$$

$$P_{ser,S} = p_0 Q \left(\frac{R_{SN} \cdot \gamma A}{P_{avg} S} \right) + p_1 Q \left[\frac{R_{SN} \cdot (1 - \gamma) A}{P_{avg} S} \right]. \quad (8)$$

假定在数据包中只要检测到一个比特错误就认定该包有错误,则 PER 为^[13]

$$P_{per} = 1 - (1 - P_{ser})^{NL/M} \approx NLP_{ser}/M, \quad (9)$$

式中 N 为每个数据包的比特数, L 为每个符号的平均时隙数。

3 调制性能数值分析

3.1 带宽需求数值分析

根据 2.2 节的理论分析结果及表 1 数据,按照 OOK 做归一化处理,带宽需求与调制阶数 M 的关系曲线如图 2 所示。

由图 2 可见,随着调制阶数的增大,除 OOK 外的各调制方式的带宽需求均不断升高即带宽效率不断降低;当调制阶数取一定值时,FDPIIM 的带宽效率最低,OOK 的最高;在 4 种定长型调制方式中,FDD-DPIM 与 DAFDPIM 的带宽需求相当,远低于 FDPIM 和 FDAPIM 的带宽需求,并随着调制阶数 M 的增大逐渐接近 DPIM 的带宽需求。这主要是受不同调制方式的平均符号长度与时隙宽度的共同影响:平均符号长度越长、时隙宽度越窄,带宽需求就会越大。

3.2 平均发射功率数值分析

设 FDAPIM 和 DAFDPIM 两种调制方式的第二种脉冲幅度 $\beta=0.5$,根据表 2 数据得各调制方式的平均发射功率与调制阶数 M 的关系曲线,如图 3 所示。与图 2 相比可以看出,平均发射功率与带宽需求为一对矛盾体。随着调制阶数的增大,除 OOK 外的各调制方式的平均发射功率均不断降低即功率效率不断提升;当调制阶数取大于 2 的一定值时,FDAPIM 的平均发射功率最低,OOK 的最高;在 4 种定长型调制方式中,FDD-DPIM 的功率效率劣于 FDPIM 和 FDAPIM,仅优于 DAFDPIM,其主要原因是:FDD-DPIM 的平均时隙比 FDPIM 和 FDAPIM 的宽,且脉冲时隙较另两种调制方式的多。

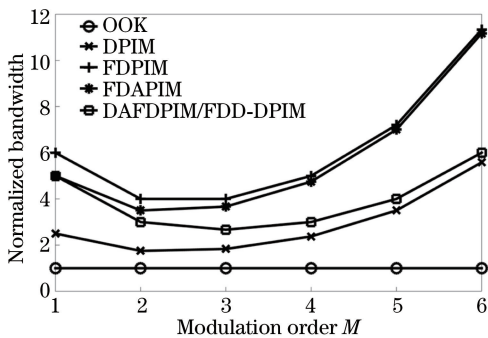


图 2 归一化的各调制方式的带宽需求

Fig. 2 Bandwidth requirements of the normalized modulation schemes

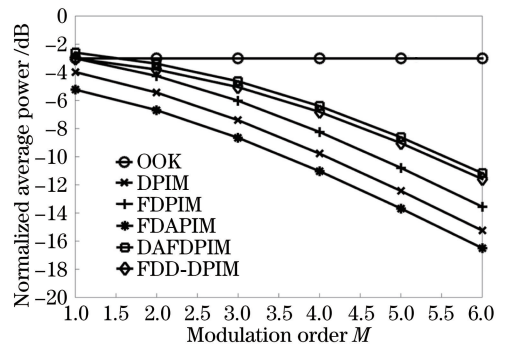


图 3 归一化的各调制方式的平均发射功率

Fig. 3 Average transmission powers of the normalized modulation schemes

3.3 差错性能数值分析

根据 2.4 节的理论分析,综合(6)~(9)式及表 3 数据可得到各调制方式的 PER。选取仿真参数为: $N =$

1024, $\beta = \frac{1}{2}$, $\gamma = \frac{1}{2}$, $\gamma_1 = \frac{1}{4}$, $\gamma_2 = \frac{3}{4}$ 。当调制阶数 $M=4$ 时,各调制方式的 PER 与信噪比的关系曲线如图 4 所示。从图 4 可以看出,各调制方式的 PER 均随信噪比的提升而减小;当各调制方式信噪比相等时,DPIM 的 PER 最小,DAFDPIM 的 PER 最大。当 PER 为 10^{-6} 时,FDD-DPIM 的信噪比低于 OOK,约低 1 dB,而相比 DAFDPIM,低约 3.3 dB;当信噪比为 7 dB 时,FDD-DPIM 的 PER 为 5.82×10^{-9} ,而 OOK 的 PER 为 2.76×10^{-4} 。

图 5 为当调制阶数 $M \in \{3, 4, 5, 6\}$ 时,FDD-DPIM 的调制方式的 PER 与信噪比的关系曲线。当信噪比一定时,随着调制阶数的提升,FDD-DPIM 的 PER 明显下降。虽然相比于 DPIM 方式,FDD-DPIM 的差错性能偏弱,但可以通过提高信噪比或提升调制阶数或优化可见光通信接收模块^[14]来满足系统对 PER 的要求。

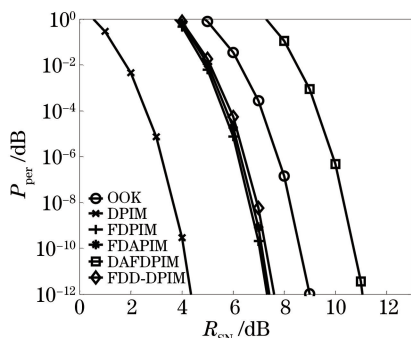


图 4 $M=4$ 时各调制方式的 PER

Fig. 4 PERs of the modulation schemes when $M=4$

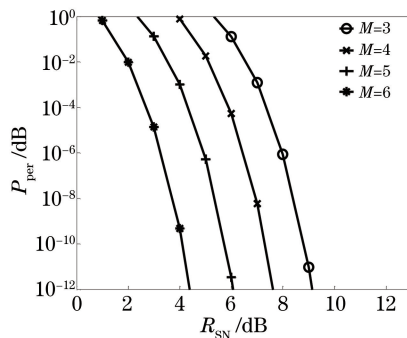


图 5 不同 M 值下 FDD-DPIM 的 PER

Fig. 5 PERs of the FDD-DPIM for different M

4 实验验证

为验证 FDD-DPIM 方式仿真分析结果的正确性,设计了基于数字信号处理器(DSP)的 FDD-DPIM 解调系统,并利用串口调试软件进行了自收发测试。利用示波器测量 DSP 调制信号输出引脚,当发送数据为“9”(ASCII 码为“00111001”)、波特率为 19200 Baud(Baud 表示每秒所传输分立信号的元素数,如果每个信号元素只表示 1 bit 时,1 Baud=1 bit/s)、发送顺序为反序(先发送低位后发送高位)时,不同调制阶数下的 FDD-DPIM 波形图如图 6~8 所示,而测得 OOK 调制方式在相同波特率发送数据“9”时的波形如图 9 所示。

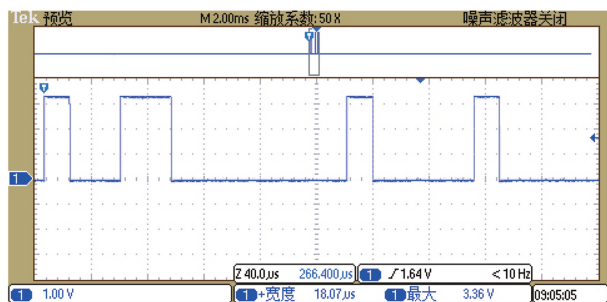


图 6 $M=4$ 时 FDD-DPIM 的波形图

Fig. 6 Waveform of the FDD-DPIM when $M=4$

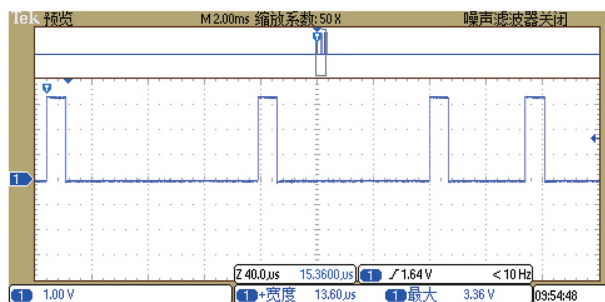


图 7 $M=5$ 时 FDD-DPIM 的波形图

Fig. 7 Waveform of the FDD-DPIM when $M=5$

从示波器截图中可以看出:当调制阶数 $M=4$ 时,FDD-DPIM 的脉冲宽度为 $18.07 \mu\text{s}$,带宽需求约为 OOK 的 3 倍,平均发射功率约为 OOK 的 0.4 倍;当调制阶数 $M=5$ 时,FDD-DPIM 的脉冲宽度为 $13.60 \mu\text{s}$,带宽需求约为 OOK 的 3.89 倍,平均发射功率约为 OOK 的 0.25 倍;当调制阶数 $M=6$ 时,FDD-DPIM 的脉冲宽度为 $9.278 \mu\text{s}$,带宽需求约为 OOK 的 5.69 倍,平均发射功率约为 OOK 的 0.17 倍。随着调制阶数的提高,FDD-DPIM 的带宽需求逐渐提高,平均发射功率逐渐降低,与仿真分析的结果一致。

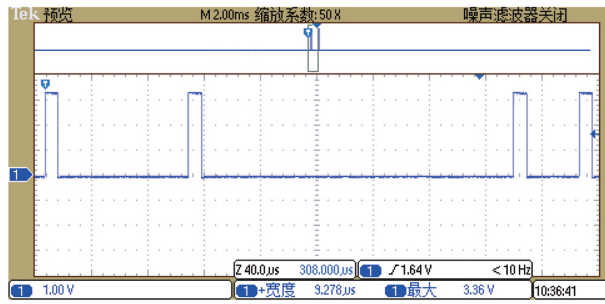
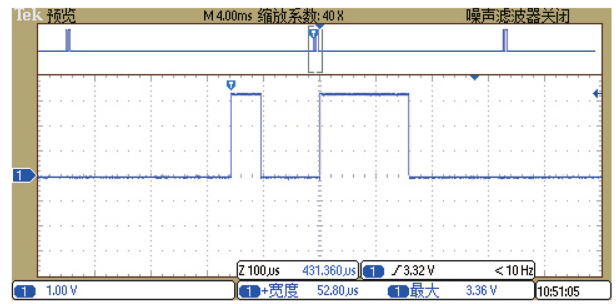
图 8 $M=6$ 时 FDD-DPIM 的波形图Fig. 8 Waveform of the FDD-DPIM when $M=6$ 

图 9 OOK 的波形图

Fig. 9 Waveform of the OOK

5 结 论

提出了一种新型室内可见光通信调制方式——FDD-DPIM,给出了其符号结构,并与现有的 5 种调制方式在带宽需求、平均发射功率和差错性能三个方面进行了比较,理论和实验结果表明:在 FDPIM、FDAPIM、DAFDPIM、FDD-DPIM 这 4 种改进的定长型调制方式中,FDD-DPIM 在保持与 FDPIM 几乎相等的 PER 的情况下,可以获得最低的带宽需求。此外,FDD-DPIM 的符号长度固定,弥补了 DPIM 的缺陷,但当传输的数据对应的十进制数 $k < 2^{M-1}$ 时,符号中的起始脉冲和标志脉冲均为单脉冲,这就要求在解调时进行严格的时钟同步。综合考虑以上几点因素,FDD-DPIM 在可见光通信中具有一定的应用价值。

参 考 文 献

- 1 Tanaka Y, Haruyama S, Nakagawa M. Wireless optical transmissions with white colored LED for wireless home links [C]. The 11th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2000, 2: 1325-1329.
- 2 Song Xiaoqing, Zhao Zixu, Chen Kewei, *et al.* Visible light communication: potential applications and challenges [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2015, 52(8): 080004.
宋小庆, 赵梓旭, 陈克伟, 等. 可见光通信应用前景与发展挑战 [J]. 激光与光电子学进展, 2015, 52(8): 080004.
- 3 Ghassemlooy Z, Hayes A R, Seed N L, *et al.* Digital pulse interval modulation for optical communications [J]. IEEE Communications Magazine, 1998, 36(12): 95-99.
- 4 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.
- 5 Huang Aiping, Fan Yangyu, 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.
- 6 Ma Ning, Li Xiaoyi, Yang Gang, *et al.* A novel dual-amplitude fixed length digital pulse interval modulation scheme [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2014, 51(9): 090602.
马 宁, 李晓毅, 杨 刚, 等. 一种新型的双幅度定长脉冲间隔调制方式 [J]. 激光与光电子学进展, 2014, 51(9): 090602.
- 7 Xu Xiao, Chen Mingsong, Tang Lingli. Experimental study based on RGB LED visible light communication [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2015, 52(10): 100601.
许 笑, 陈名松, 汤玲利. 基于 RGB LED 可见光通信的实验研究 [J]. 激光与光电子学进展, 2015, 52(10): 100601.
- 8 Li Xiang. Study on the Fresnel lens as an optical antenna of LED-based indoor visible light communication [D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2015.
李 湘. 基于 LED 的室内可见光通信菲涅尔光学接收天线的研究 [D]. 北京: 北京理工大学, 2015.
- 9 Zhang Jiankun, Yang Yu, Chen Hongda. Modulation scheme analysis of indoor visible light communications [J]. Chinese J Lasers, 2011, 38(4): 0405003.

- 张建昆, 杨宇, 陈弘达. 室内可见光通信调制方法分析[J]. 中国激光, 2011, 38(4): 0405003.
- 10 Ghassemlooy Z, Popoola W, Rajbhandari S. Optical wireless communications: system and channel modelling with Matlab [M]. Boca Raton: CRC Press, 2012: 172-175.
- 11 Sun Huayan, Zhang Laixian, Zhao Yanzhong, *et al.* Progress of free-space optical communication technology based on modulating retro-reflector[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2013, 50(4): 040004.
孙华燕, 张来线, 赵延伸, 等. 逆向调制自由空间激光通信技术研究进展[J]. 激光与光电子学进展, 2013, 50(4): 040004.
- 12 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.
- 13 Liu Hongzhan, Liao Renbo. Reverse-different-pulse-position-width modulation scheme for wireless optical communication [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2015, 52(7): 070603.
刘宏展, 廖仁波. 无线光通信中的反向差分脉冲位置宽度调制方式[J]. 激光与光电子学进展, 2015, 52(7): 070603.
- 14 Guan Weipeng, Wen Shangsheng, Huang Weiming, *et al.* Research on visible light communication receiving system based on artificial neural networks[J]. Chinese J Lasers, 2015, 42(11): 1105002.
关伟鹏, 文尚胜, 黄伟明, 等. 基于神经网络的可见光通信接收系统的研究[J]. 中国激光, 2015, 42(11): 1105002.