

引用格式: WANG Guifa, GUO Mengyue, GU Jiamei, et al. Low Power Consumption Visible Light Communication Technology Based on Bilevel Pulse Width Modulation[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(5):0506004

王桂发, 郭梦月, 顾佳美, 等. 基于双电平脉冲宽度调制的低功耗可见光通信技术[J]. 光子学报, 2021, 50(5):0506004

基于双电平脉冲宽度调制的低功耗可见光通信技术

王桂发^{1,2}, 郭梦月^{1,2}, 顾佳美^{1,2}, 唐敏^{1,2}, 魏正军^{1,2}, 王金东^{1,2}, 王申涛³

(1 华南师范大学广东省量子调控工程与材料重点实验室, 广州 510006)

(2 华南师范大学广东省微纳光子功能材料与器件重点实验室, 广州 510006)

(3 陆军工程大学通信士官学校, 重庆 400056)

摘要:为降低可见光通信系统中的额外功耗,对可见光通信中发光二极管结电容充放电导致的额外功耗进行了理论分析,给出了通信速率、结电容和调制方式对额外功耗的影响.基于此,提出了新型的双电平脉冲宽度调制技术,从额外功耗、带宽需求和差错性能三方面对双电平脉冲宽度调制进行了理论分析,并与非归零开关键控调制、脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制进行了对比.结果表明,双电平脉冲宽度调制和非归零开关键控调制延时率相同,但额外功耗仅为非归零开关键控调制的 $M/2$, (M 为调制阶数);虽然相比于脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制,双电平脉冲宽度调制需要更高的信噪比,但额外功耗仅为脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制的 $1/2$,带宽需求也小于脉冲位置调制和数字脉冲间隔调制,在功耗和带宽敏感的可见光通信系统中有较大优势。

关键词:可见光通信;额外功耗;调制方案;带宽需求;信噪比

中图分类号: TN929.1

文献标识码: A

doi:10.3788/gzxb20215005.0506004

Low Power Consumption Visible Light Communication Technology Based on Bilevel Pulse Width Modulation

WANG Guifa^{1,2}, GUO Mengyue^{1,2}, GU Jiamei^{1,2}, TANG Min^{1,2}, WEI Zhengjun^{1,2},
WANG Jindong^{1,2}, WANG Shentao³

(1 Guangdong Provincial Key Laboratory of Quantum Engineering and Quantum Materials, South China Normal University, Guangzhou 510006, China)

(2 Guangdong Provincial Key Laboratory of Nanophotonic Functional Materials and Devices, South China Normal University, Guangzhou 510006, China)

(3 Communication NCO Academy, Peoples Liberation Army Engineering University, Chongqing 400056, China)

Abstract: In order to reduce the visible light communication system's additional power consumption, the extra power consumption caused by the charge and discharge of LED junction capacitor in visible light communication is analyzed theoretically in this paper. The influence of communication rate, junction capacitance and modulation mode on the extra power consumption is given. Based on this, a novel bilevel

基金项目: 广东省省级科技计划项目(No.2015B010112002), 广州市科技计划项目(No.201804010166)

第一作者: 王桂发(1994—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为可见光通信技术。Email: 1057280280@qq.com

导师(通讯作者): 魏正军(1977—), 男, 副研究员, 博士, 主要研究方向为可见光通信技术和量子通信技术。Email: weizjweizj@126.com

收稿日期: 2020-11-16; 录用日期: 2021-03-01

<http://www.photon.ac.cn>

pulse width modulation technology is proposed. Bilevel pulse width modulation is analyzed in terms of bandwidth requirement, junction capacitance and error performance, and compared with non return to zero on key modulation, pulse position modulation and digital pulse interval modulation. The results show that the two-level pulse width modulation and the non-return-to-zero on-off keying modulation have the same time slot error rate, but the additional power consumption is only $M/2$ of the non-return-to-zero on-off keying modulation, and M is the modulation order. Although the bilevel pulse width modulation requires higher signal-to-noise ratio compared with pulse position modulation and digital pulse interval modulation, the additional power consumption is only half of that of pulse position modulation and digital pulse interval modulation, and the bandwidth requirement is also less than that of pulse position modulation and digital pulse interval modulation, it has great advantages in power and bandwidth sensitive visible light communication system.

Key words: Visible light communication; Extra power consumption; Modulationscheme; Bandwidth requirement; Signal to noise ratio

OCIS Codes: 060.2605; 060.4510; 060.4080

0 引言

近年来,因为具有功耗低,寿命长,光电转换效率高等优势,发光二极管(Light Emitting Diode, LED)正在迅速取代传统的照明设备^[1-2]。同时,随着人们对无线通信需求的不断增长,基于LED的可见光通信受到了广泛的关注^[3-4]。目前关于可见光通信的研究主要集中在提升系统的通信速率上,包括拓展LED的调制带宽^[5-8]和探索高频谱利用率的调制方案^[9-11]。LI Honglei等提出了基于NPN晶体管的模拟预加重电路和均衡电路将LED的调制带宽拓展到233 MHz,基于此实现了550 Mbit/s的实时可见光通信系统^[6]。ZHANG Haiqi等利用级联的T型预加重电路拓展了LED调制带宽,实现了1Gbit/s的实时可见光通信系统^[8]。WEI Liangyu等利用正交频分复用调制技术实现了6.915 Gbit/s的可见光通信系统^[10]。CHI Nan等提出了基于高阶无载波相位调制的8 Gbit/s的可见光通信系统^[11]。

而可见光通信最初提出时,它的另一大优势就是通信照明两用,节能环保^[12-13]。可见“效率”也是可见光通信系统的一个特别重要的指标。不同于光通信器件的结电容在亚pF的数量级上,LED的结电容在nF的数量级^[14],驱动信号对结电容充放电引起的额外功率消耗不能再忽略不计。以功率为1W的CREE公司XB-D系列的LED为例,其结电容为34 nF,假设驱动器内阻为1Ω,调制电压差为0.45V,通信速率为100 Mbit/s,采用常见非归零开关键控调制(Non Return to Zero-On Key Modulation, NRZ-OOK),额外功耗达到了503 mW,这将引起发光效率的极大降低,如果通信速率进一步提升,或者采用结电容更大的大功率LED,这一问题将更加严重。但是,对高速调制下LED结电容引起的功率消耗问题的研究鲜有报道。

本文对LED结电容充放电引起的额外功率消耗进行了理论推导,并且根据该理论推导的结论,提出了一种低功耗的可见光通信调制技术。通过与非归零开关键控调制、脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)和数字脉冲间隔调制(Digital Pulse Interval Modulation, DPIM)对比,分析了该调制技术在额外功耗、带宽需求和差错性能三方面的表现。

1 LED结电容充放电引起的额外功耗分析

1.1 驱动器和LED连接

典型的LED和驱动电路的连接如图1所示。驱动信号通过LED驱动器来控制加载在LED上的电压。图1(b)虚线框里是LED的肖克莱等效模型^[15], R_s 、 R_D 和 C_{LED} 分别是LED的等效串联电阻、结电阻和结电容。等效模型中 R_D 是真正发光的部分。

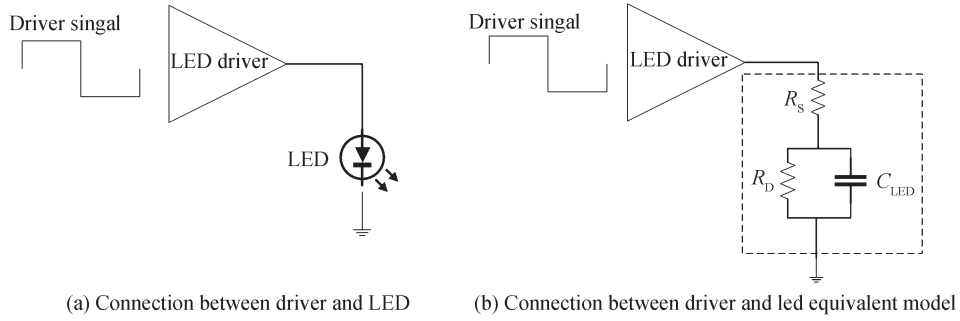


图1 LED和LED驱动电路的连接示意图

Fig.1 Connection diagram of LED drive circuit and LED

1.2 驱动信号跳变沿时结电容充放电导致的额外能量消耗

可见光通信系统通常采用数字调制方式。为比较不同参数下,结电容充放电导致的额外能量消耗,设发送数字信号“0”或“1”所对应的光信号的强度不变,即通信信号的强度不变。在LED等效模型中,因为 R_D 是真正发光的部分,所以LED正常发光时的发光强度只和流过 R_D 的电流有关。结合LED的 $V-I$ 曲线特性,流过LED的电流和LED的两端电压一一对应,可知LED的发光强度和结电容两端电压有关。所以,为了保持发送数字信号“0”或“1”所对应的光信号的强度不变,设在不同电路参数下,对应的结电容两端电压分别恒为高电平 V_H 和低电平 V_L 。

LED结电容的充放电只发生在驱动信号跳变过程中,因此,只需要分析驱动信号上升沿和下降沿时的电路。驱动信号的上升沿和下降沿时的等效电路如图2(a)、(b)所示。为简化分析,将LED驱动器等效为理想开关 S 和驱动器内阻 R_O 的串联。对于数字信号,设发送高低电平时,要使结电容两端电压分别为 V_H 和 V_L ,根据稳态时的电阻分压关系,对应的驱动信号的高低电平必须分别为 K_1V_H 和 K_2V_L ,易知, $K_1 = \frac{R_{D1} + R_s + R_O}{R_{D1}}$, $K_2 = \frac{R_{D2} + R_s + R_O}{R_{D2}}$ 。因为加载在结电容两端的电压不同时 R_D 的值也不同,所以 K_1 和 K_2 的值不同。

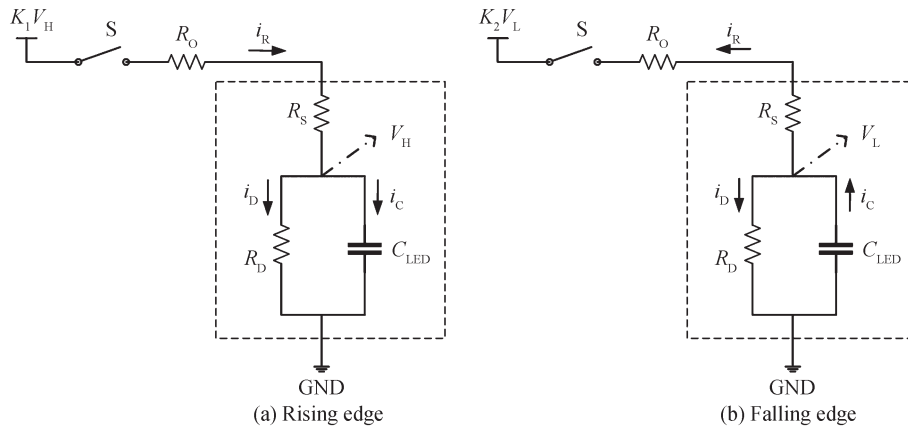


图2 驱动信号跳变时电流流向图

Fig.2 Current flow chart when driving signal jumps

驱动信号上升沿时的电流流向如图2(a)所示,此时,驱动信号由低电平 K_2V_L 跳变为高电平 K_1V_H ,驱动器开关 S 闭合。因电容两端电压不能突变,所以此时结电容电压仍为 V_L ,驱动信号高电平提供的电流 i_R 流过 R_O 和 R_S 后分为两路:一路电流 i_D 流过 R_D ,为LED发光提供能量;另一路电流 i_C 给LED结电容充电,直到LED结电容两端电压为 V_H 时充电结束,电路进入稳态。在给LED结电容充电的过程中, R_O 和 R_S 会消耗能量,这部分能量不用于发光,是电路的额外能量消耗,可表示为

$$J_{rise} = \int_0^{Tr} i_c \cdot v_R dt = \int_0^{Tr} i_c \cdot (K_1V_H - v_{LED}) dt \quad (1)$$

式中, v_{LED} 为 LED 结电容两端的电压, T_r 为结电容开始充电到充电结束的时间, v_r 为 R_o 和 R_s 两端的电压。对于 LED 结电容, 有

$$i_c = C_{LED} \cdot \frac{dv_{LED}}{dt} \quad (2)$$

把式(2)代入式(1)可得结电容充电时消耗在 R_o 和 R_s 上的能量为

$$J_{rise} = \int_{V_L}^{V_H} (K_1 V_H - v_{LED}) \cdot C_{LED} dv = C_{LED} \left(K_1 V_H - \frac{1}{2} v_L - \frac{1}{2} v_H \right) \cdot (v_H - v_L) \quad (3)$$

从式(3)知, 结电容充电导致的额外能量消耗与驱动信号高电平大小、LED 结电容大小以及结电容高低电平差有关。对于 LED 结电容, 其大小由 LED 本身决定, 一般而言, LED 的功率越大, 其结电容越大; 结电容高低电平差即调制电压差, 是根据实际所需确定的; 对于确定的 LED, 在固定调制电压差的情况下, 驱动信号高电平是由驱动器内阻决定的。

图 2(b) 表示的是驱动信号下降沿时的电流流向。此时, 驱动信号由高电平 $K_1 V_H$ 跳变为低电平 $K_2 V_L$, 驱动器内部开关 S 闭合, 因电容两端电压不能突变, 所以此时结电容电压仍为 V_H 。当 $K_2 V_L < V_H$ 时, 从结电容流出的电流 i_c 一部分流向结电阻, 一部分流向驱动信号, 流向驱动信号的电流会在 R_o 和 R_s 上产生额外能量消耗, 直到结电容两端电压等于驱动信号低电平 $K_2 V_L$; 当 $K_2 V_L > V_H$ 时, 从结电容流出的电流全部流入结电阻供 LED 发光, 直到结电容两端电压为 V_L , 电路进入稳态, 这时无额外能量消耗。所以当 $K_2 V_L > V_H$ 时, 结电容放电导致的额外能量消耗为

$$J_{fall} = \int_0^{T_f} i_r \cdot v_r dt = \int_0^{T_f} i_r \cdot (v_{LED} - K_2 V_L) dt = \int_0^{T_f} (i_c - i_D) \cdot (v_{LED} - K_2 V_L) dt \quad (4)$$

式中, T_f 为结电容放电到电压为 $K_2 V_L$ 的时间。

i_D 满足肖克莱模型^[15]

$$i_D = I_S (e^{\frac{v_{LED}}{nV_T}} - 1) \quad (5)$$

把式(2)、(5)代入式(4)得结电容放电导致的额外能量消耗为

$$J_{fall} = \frac{1}{2} C_{LED} \cdot (V_H - K_2 V_L)^2 - \int_{V_H}^{K_2 V_L} C_{LED} \cdot \frac{(R_o + R_s) I_S (e^{\frac{V_{LED}}{nV_T}} - 1) \cdot (v_{LED} - K_2 V_L)}{(R_o + R_s) I_S (e^{\frac{V_{LED}}{nV_T}} - 1) + v_{LED} - K_2 V_L} dv_{LED} \quad (6)$$

式中, 等号右边第一项为结电容释放的总能量, 第二项为供给 R_D 用来发光的能量。因为第二项不可积, 可以采用典型的功率为 1 W 的 LED, 比如 CREE 公司 XB-D 系列的 LED 的参数做数值分析, 其最小工作电压为 2.5 V, 平均正向电流为 350 mA。本文实测了 1 颗此系列 LED 灯珠的等效串联电阻为 0.22 Ω , 但考虑器件的离散性, 仍依据此系列 LED 的 spice 模型设定 $R_s = 0.3 \Omega$ 。因为 XB-D 系列的 LED 结电容没有直接给出, 所以本文对其进行了测量。在给定 LED 直流工作点情况下, 以 XB-D 型号 LED 作为光源, 光电探测器作为接收端, 使用矢量网络分析仪测量出链路的频率响应曲线, 经过计算得到 XB-D 型号 LED 结电容为 34 nF。为使 LED 工作在线性区, 并且有足够的调制深度, 令流过 R_D 的高信号电流为 800 mA, 此时调制电压高电平 $V_H = 3.15$ V, 令流过 R_D 的低信号电流为 50 mA, 此时调制电压低电平 $V_L = 2.7$ V, 在满足 $K_2 V_L < V_H$ 的前提下, 得到结电容放电时的额外能量消耗和结电容释放的总能量的比值与驱动器内阻 R_o 的关系如图 3 所示。

可以看出在驱动器内阻低于 6 Ω 时, 结电容放电时释放出的能量绝大部分被 R_o 和 R_s 消耗, 即为额外的能量消耗。实际中为了减小正常照明时的功耗和提升驱动器的速度, R_o 值应该越小越好, 实际中 R_o 值通常小于 6 Ω 。所以, 在 $K_2 V_L < V_H$ 时, 结电容释放的能量绝大部分为额外能量消耗, 即式(6)可简化为

$$J_{fall} = \frac{1}{2} C_{LED} \cdot (V_H - K_2 V_L)^2 \quad (7)$$

式(7)说明结电容放电导致的额外功耗与调制电压高电平、LED 结电容大小和驱动信号低电平有关。其中, 对于 LED 结电容, 其大小由 LED 本身决定, 一般而言, LED 的功率越大, 其结电容越大; 对于确定的 LED, 在固定调制电压高电平的情况下, 驱动信号的高低电平是由驱动器内阻和实际系统所需共同决定的。

总之,结电容放电时的额外功耗需要先判断驱动信号低电平 K_2V_L 和调制信号高电平 V_H 之间的大小,当 $K_2V_L < V_H$ 时,额外能量消耗满足式(7),当 $K_2V_L > V_H$ 时,无额外能量消耗。

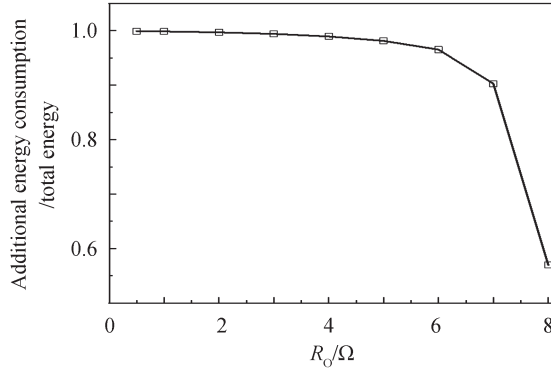


图3 额外能量消耗/结电容释放的总能量和 R_O 的关系

Fig.3 Relationship between the ratio of additional energy consumption tototal energy released by junction capacitance and R_O

1.3 结电容充放电导致的额外功耗

结合式(3)、(7),在驱动信号上升沿和下降沿出现概率相同的情况下,得到结电容充放电导致的额外功耗为

$$\begin{cases} W = \frac{1}{2} \partial \cdot f \cdot C_{LED} \left(K_1 V_H - \frac{1}{2} V_L - \frac{1}{2} V_H \right) \cdot (V_H - V_L) + \frac{1}{4} \partial \cdot f \cdot C_{LED} \cdot (V_H - K_2 V_L)^2 & V_H > K_2 V_L \\ W = \frac{1}{2} \partial \cdot f \cdot C_{LED} \left(K_1 V_H - \frac{1}{2} V_L - \frac{1}{2} V_H \right) \cdot (V_H - V_L) & V_H < K_2 V_L \end{cases} \quad (8)$$

式中, ∂ 为驱动信号每符号的跳变次数,对于不同调制方式其值不同; f 为符号速率,和通信速率正相关。当 $V_H > K_2 V_L$ 时,总的额外功率消耗为上升沿时额外功耗和下降沿时额外功耗之和;当 $V_H < K_2 V_L$ 时,此时下降沿时无额外功耗,总的额外功率消耗只为上升沿时的额外功耗。

从式(8)可以看出,LED结电容充放电引起的额外功率消耗与调制方式、符号速率、驱动器内阻、LED结电容大小以及调制电压差有关。为降低额外功耗,提高功率利用率,可以通过降低驱动信号每符号跳变的次数、降低符号速率、降低驱动器的内阻、降低LED结电容或降低调制电压差等方法实现。

2 双电平脉冲宽度调制

在实际应用中,因为一旦选定LED,其结电容大小是确定的,同理,驱动器选定,其内阻也确定了,为了获得足够高的信噪比,调制电压差也必须足够高,所以最可行的方法就是通过改进通信系统的调制方式,来降低驱动信号每符号的跳变次数和符号速率。

为此,本文提出了一种新型的调制方式——双电平脉冲宽度调制(Bilevel Pulse Width Modulation, BPWM)。此方法将一个二进制的 M 位比特数据序列映射为对应十进制个数的时隙,以此得到不同宽度的信号,并且要求前后符号的极性相反,以跳变沿作为符号结束和开始的标志。因为每发送一个符号,信号就会跳变,所以总体来看高低电平出现概率相同,即使信源“0”“1”数量不相等,高低电平的平均符号长度也相同,即可以保证调制信号无条件的直流平衡。双电平脉冲宽度调制示意如图4所示,令 $M=4$,发送比特“000101000010”对应的NRZ-OOK调制示意图如图4(a)所示,双电平脉冲宽度调制示意图如图4(b)所示。可以看到,发送比特为“0001”时,双电平脉冲宽度调制对应的时隙个数为“0001”对应十进制的值“1”,下一个发送比特为“0100”时,双电平脉冲宽度调制对应的时隙个数为“0100”对应的十进制值“4”,对于比特“0010”,双电平脉冲宽度调制对应的时隙个数为对应的十进制值“2”;并且相邻两符号的极性相反。这样就可以保证在信源比特率不变的情况下,降低了每符号的跳变次数和符号速率。

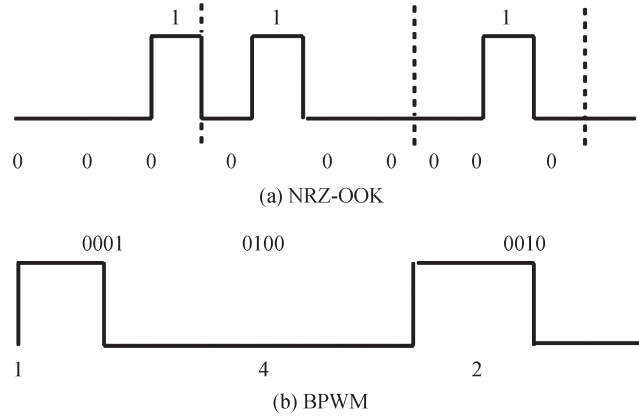


图4 双电平脉冲宽度调制示意图
Fig.4 Schematic diagram of bilevel pulse width modulation

3 调制性能理论分析

为了分析双电平脉冲宽度调制性能,引入PPM和带有保护间隔的DPIM作为对比。如果要提高发光效率,则要尽可能减小额外功耗,来提高功率利用率;如果要提高频谱利用率,则需要尽可能小的带宽;另外,若在保证通信质量,则要尽可能减小误时隙率和误包率来提高差错控制性能。下面将从额外功耗、带宽需求、差错性能三方面理论分析不同调制方式的性能。

3.1 额外功耗

假设各个调制方式的信源发送比特率均为 R_b ,单位为bit/s,对于NRZ-OOK调制,每符号的平均跳变次数 ϑ 为0.5,符号速率 $f = R_b$,可以得到对应的额外功耗为

$$\begin{cases} W = \frac{1}{2} \vartheta \cdot f \cdot C_{LED} \left(K_1 V_H - \frac{1}{2} V_L - \frac{1}{2} V_H \right) \cdot (V_H - V_L) + \frac{1}{4} \vartheta \cdot f \cdot C_{LED} \cdot (V_H - K_2 V_L)^2 & V_H > K_2 V_L \\ W = \frac{1}{2} \vartheta \cdot f \cdot C_{LED} \left(K_1 V_H - \frac{1}{2} V_L - \frac{1}{2} V_H \right) \cdot (V_H - V_L) & V_H < K_2 V_L \end{cases} \quad (9)$$

对于调制阶数为 M 的双电平脉冲宽度调制,每个符号传送结束后都会有一次跳变,可以得到符号跳变次数 $\vartheta = 1$,对应的符号速率为 $\frac{f}{M}$,所以可以得到对应的额外功耗为

$$\begin{cases} W = \frac{f}{2M} \cdot C_{LED} \left(K_1 V_H - \frac{1}{2} V_L - \frac{1}{2} V_H \right) \cdot (V_H - V_L) + \frac{f}{2M} \cdot C_{LED} \cdot (V_H - K_2 V_L)^2 & V_H > K_2 V_L \\ W = \frac{f}{2M} \cdot C_{LED} \left(K_1 V_H - \frac{1}{2} V_L - \frac{1}{2} V_H \right) \cdot (V_H - V_L) & V_H < K_2 V_L \end{cases} \quad (10)$$

对于调制阶数为 M 的PPM和DPIM调制,每个符号都包含两次跳变,即符号跳变次数 $\vartheta = 2$,对应的符号速率都为 $\frac{f}{M}$,则对应的额外功耗也相同为

$$\begin{cases} W = \frac{f}{M} \cdot C_{LED} \left(K_1 V_H - \frac{1}{2} V_L - \frac{1}{2} V_H \right) \cdot (V_H - V_L) + \frac{f}{M} \cdot C_{LED} \cdot (V_H - K_2 V_L)^2 & V_H > K_2 V_L \\ W = \frac{f}{M} \cdot C_{LED} \left(K_1 V_H - \frac{1}{2} V_L - \frac{1}{2} V_H \right) \cdot (V_H - V_L) & V_H < K_2 V_L \end{cases} \quad (11)$$

3.2 带宽需求

假设发射机以固定的信源比特率发送信号,且以功率谱第一个零点计算带宽,则可以认为信号带宽近似等于脉冲时隙宽度的倒数,假定NRZ-OOK的时隙宽度为 τ_{OOK} ,则NRZ-OOK的带宽为 $B_{OOK} = \frac{1}{\tau_{OOK}}$,设调制阶数为 M ,可分析得到双电平脉冲宽度调制的平均时隙宽度为 $\frac{M}{2^{M-1}} \tau_{OOK}$,PPM的平均时隙宽度为

$\frac{M}{2^M} \tau_{\text{OOK}}$, DPIM的平均时隙宽度为 $\frac{2M}{2^M+3} \tau_{\text{OOK}}$ ^[16]。根据各调制方式的平均时隙宽度可知对应调制方式的带宽如表1。

表1 不同调制方式的带宽需求
Table 1 Bandwidth requirements of different modulation methods

Modulation scheme	Bandwidth
NRZ-OOK	B_{OOK}
BPWM	$\frac{2^{M-1}}{M} B_{\text{OOK}}$
PPM	$\frac{2^M}{M} B_{\text{OOK}}$
DPIM	$\frac{2^M+3}{2M} B_{\text{OOK}}$

3.3 差错性能

假定可见光通信信道为理想的加性高斯白噪声信道,信道传输衰减因子为 g ,不考虑多径散射的影响,接收端输入峰值功率为 P_1 。接收端信号经过理想的匹配滤波器、抽样及判决处理之后,译码得到原始的比特信号。高斯白噪声 $n(t)$ 的均值为 U ,方差 $\sigma_n^2 = N_0 B$ (N_0 为单边功率谱密度, B 为系统带宽),这样接收端匹配滤波器的输入在有光脉冲时为 $s(t) + n_0(t)$,在无光脉冲时为 $n_0(t)$,其中 $s(t) = \sqrt{N_0 P_1}$,那么匹配滤波器在 $t = T_s$ 时且有光脉冲时,输出的脉冲能量为 $E_r + n_0(T_s)$,在 $t = T_s$ 时且无光脉冲时,输出的脉冲能量为 $n_0(T_s)$,其中 $E_r = g P_1 T_s$, $n_0(T_s)$ 均值为 U ,均方差 σ 为 $\sqrt{g P_1 \sigma_n^2 T_s}$ ^[17],若判决器的门限为 $k E_r$ ($0 < k < 1$),发射端发射“0”时判错的概率为 P_{e0} ,发射“1”时判错的概率为 P_{e1} ,则^[16]

$$\begin{cases} P_{e0} = \int_{kE_r}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right) dy = Q\left(\frac{kE_r}{\sigma}\right) \\ P_{e1} = \int_{-\infty}^{kE_r} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(y-E_r)^2}{2\sigma^2}\right] dy = Q\left[\frac{(1-k)E_r}{\sigma}\right] \end{cases} \quad (12)$$

式中,

$$Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \quad (13)$$

设 P_0 和 P_1 分别为发送比特“0”和比特“1”的概率,那么可得误时隙率

$$P_{se} = P_0 P_{e0} + P_1 P_{e1} \quad (14)$$

因为DPIM和双电平脉冲宽度调制前一个符号判决错误会影响下一个符号的判决,所以可以用误包率来比较不同调制方式的差错性能。对一个有 N 比特数的数据包来说,经过调制后数据包的时隙个数为 $N/M \cdot L_{\text{ave}}$ ^[15],那么相应的误包率可以表示为

$$P_{pe} = 1 - (1 - P_{se})^{\frac{NL_{\text{ave}}}{M}} \quad (15)$$

式中, L_{ave} 为每个符号包含的时隙个数, M 为调制阶数。

若各调制方式的平均功率相同,都为 P ,则接收机接收到的信号功率为 gP ,接收机信噪比为 $\frac{gP}{N_0 B}$ 。在信源发送比特“0”和比特“1”等概率的情况下,对于双电平脉冲宽度调制, $P_0 = P_1 = \frac{1}{2}$, $P_{1,\text{BPWM}} = 2P$,则双电平脉冲宽度调制误时隙率为

$$P_{se,\text{BPWM}} = \frac{1}{2} Q\left[\frac{k\sqrt{gP_{1,\text{BPWM}}}}{\sqrt{N_0 B}}\right] + \frac{1}{2} Q\left[\frac{(1-k)\sqrt{gP_{1,\text{BPWM}}}}{\sqrt{N_0 B}}\right] \quad (16)$$

式中, P_1 为信号的峰值功率, N_0 为单边功率谱密度, g 为信道传输衰减因子。

对于NRZ-OOK, $P_0 = P_1 = \frac{1}{2}$, 峰值功率 $P_{t,OOK} = 2P^{[17]}$, 误时隙率为

$$P_{se,OOK} = \frac{1}{2} Q\left(\frac{k\sqrt{gP_{t,OOK}}}{\sqrt{N_0B}}\right) + \frac{1}{2} Q\left[\frac{(1-k)\sqrt{gP_{t,OOK}}}{\sqrt{N_0B}}\right] \quad (17)$$

PPM调制方式中有光脉冲的概率 P_1 为 $\frac{1}{2^M}$, 无光脉冲的概率 P_0 为 $\frac{2^M-1}{2^M}$, 峰值功率为 $P_{t,PPM} = 2^M P^{[18]}$, 带入式(14)得到误时隙率为

$$P_{se,PPM} = \frac{2^M-1}{2^M} Q\left(\frac{k\sqrt{gP_{t,PPM}}}{\sqrt{N_0B}}\right) + \frac{1}{2^M} Q\left[\frac{(1-k)\sqrt{gP_{t,PPM}}}{\sqrt{N_0B}}\right] \quad (18)$$

DPIM调制方式中有光脉冲的概率 P_1 为 $\frac{2}{2^M+3}$, 无光脉冲的概率 P_0 为 $\frac{2^M+1}{2^M+3}$, 峰值功率为 $P_{t,DPIM} = \frac{2^M+3}{2} P^{[17]}$, 带入式(14)得到误时隙率为

$$P_{se,DPIM} = \frac{2^M+1}{2^M+3} Q\left(\frac{k\sqrt{gP_{t,DPIM}}}{\sqrt{N_0B}}\right) + \frac{2}{2^M+3} Q\left[\frac{(1-k)\sqrt{gP_{t,DPIM}}}{\sqrt{N_0B}}\right] \quad (19)$$

相应地,把式(16)~(19)带入式(15)可以得到各个调制方式的误包率。

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{pe,BPWM} = 1 - \left\{ 1 - \frac{1}{2} Q\left(\frac{k\sqrt{gP_{t,BPWM}}}{\sqrt{N_0B}}\right) - \frac{1}{2} Q\left[\frac{(1-k)\sqrt{gP_{t,BPWM}}}{\sqrt{N_0B}}\right] \right\}^{\frac{N \cdot 2^M - 1}{M}} \\ P_{pe,OOK} = 1 - \left\{ 1 - \frac{1}{2} Q\left(\frac{k\sqrt{gP_{t,OOK}}}{\sqrt{N_0B}}\right) - \frac{1}{2} Q\left[\frac{(1-k)\sqrt{gP_{t,OOK}}}{\sqrt{N_0B}}\right] \right\}^N \\ P_{pe,PPM} = 1 - \left\{ 1 - \frac{2^M-1}{2^M} Q\left(\frac{k\sqrt{gP_{t,PPM}}}{\sqrt{N_0B}}\right) - \frac{1}{2^M} Q\left[\frac{(1-k)\sqrt{gP_{t,PPM}}}{\sqrt{N_0B}}\right] \right\}^{\frac{N \cdot 2^M}{M}} \\ P_{pe,DPIM} = 1 - \left\{ 1 - \frac{2^M+1}{2^M+3} Q\left(\frac{k\sqrt{gP_{t,DPIM}}}{\sqrt{N_0B}}\right) - \frac{2}{2^M+3} Q\left[\frac{(1-k)\sqrt{gP_{t,DPIM}}}{\sqrt{N_0B}}\right] \right\}^{\frac{N \cdot \frac{2^M+3}{2}}{M}} \end{array} \right. \quad (20)$$

4 调制性能数值分析

分别对各个调制方式的额外功耗、带宽需求以及差错性能进行了数值分析。本节参数使用的是可见光通信中常用的CREE公司XB-D系列LED的参数值。

4.1 额外功耗

对于CREE公司XB-D系列的LED,其 $R_s = 0.3 \Omega$, $C_{LED} = 34 \text{ nF}$ 。为使LED工作在线性区,且有足够大的调制深度,令调制电压高电平 $V_H = 3.15 \text{ V}$, 调制电压低电平 $V_L = 2.7 \text{ V}$, 调制阶数 M 分别为4和8, 比特速率为 100 M , 得到不同调制方式的额外功耗随驱动器内阻变化曲线如图5所示, 可以看到各调制方式的额外功耗都是随驱动器内阻增加而增加的。例如, 对于NRZ-OOK调制, 当 $R_o = 1 \Omega$ 时, 额外功耗约为 503 mW , 而 $R_o = 50 \Omega$ 时, 额外功耗达到了惊人的 14 W 。这是因为 R_o 的增大会使 K 值增大, 而 K 值增大会导致额外功耗增大。所以要降低额外功耗, 要选择内阻较小的LED驱动器。对于同一多元调制方式且驱动器内阻相同, $M=8$ 时的额外功耗小于 $M=4$ 时的额外功耗。比如, 对于PPM调制, 当 $R_o = 1 \Omega$ 时, $M=4$ 的PPM调制额外功耗约为 503 mW , 而 $M=8$ 的PPM调制额外功耗约为 276.5 mW 。其主要原因是: 在信源比特率相同的情况下, 对于多元调制来说, 随着调制阶数 M 的增大, 各调制方式的符号速率 f/M 都减小, 而对于同一种调制信号来说, 发送每符号消耗的额外功率不变, 所以随着调制阶数的增大, 各多元调制方式的额外功耗

都在减小。

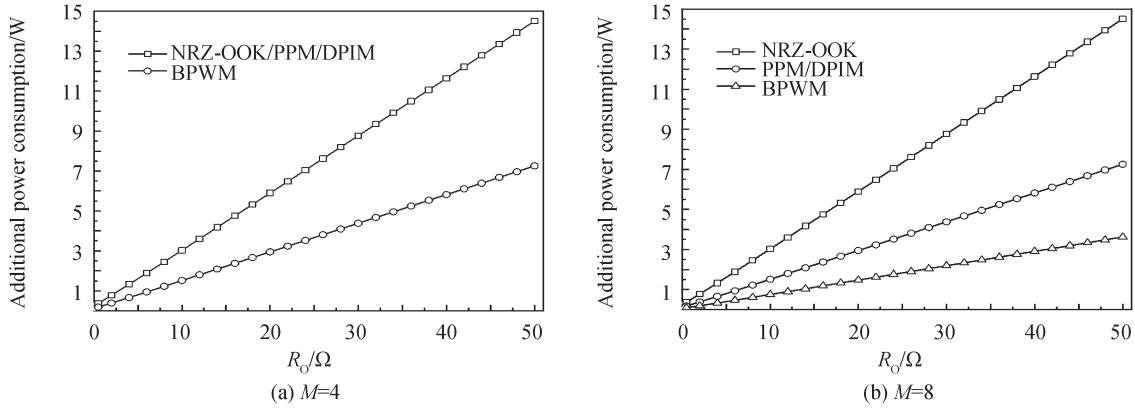


图5 不同调制方式的额外功耗随 R_0 变化曲线

Fig.5 The additional power consumption of different modulation methods varies with R_0

取驱动器内阻 R_0 分别为典型值 0.16Ω 和 50Ω , 结电容为 34 nF , $R_s=0.3 \Omega$, 调制阶数 M 分别为 4 和 8, 得到不同驱动器内阻下不同调制方式的额外功耗和比特速率的关系如图 6 所示。

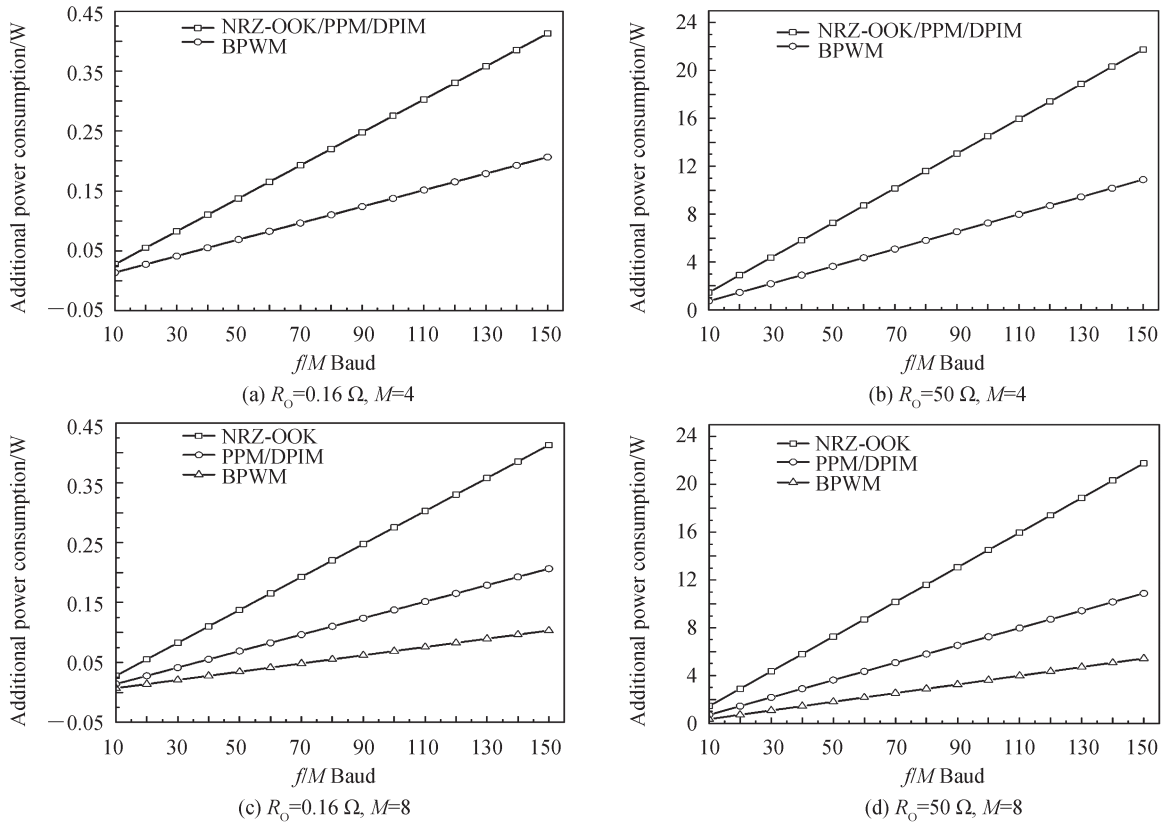


图6 不同条件下不同调制方式的额外功耗和比特速率的关系

Fig.6 The additional power consumption of different modulation methods varies with frequency under different conditions

显然, R_0 和 M 一定时, 随着比特速率的增大, 各种调制方式消耗的额外功率也在增加。对于同一种多元调制方式, R_0 和比特速率一定时, $M=8$ 时的额外功耗小于 $M=4$ 时的额外功耗。其主要原因是: 对于同一多元调制信号来说, 随着调制阶数的增大, 符号速率在减小, 所以各多元调制方式的额外功耗都在减小。当以上四种调制方式的 R_0 、比特速率以及调制阶数分别对应相同时, BPWM 调制的额外功耗最小。例如, $R_0=0.16 \Omega$ 、比特速率为 $150M$ 、 $M=8$ 时, NRZ-OOK 调制的额外功耗为 413 mW , PPM 和 DPIM 的额外功耗

约为 207 mW,而 BPWM 调制的额外功耗仅约为 103 mW。原因在于,相较于其他多元调制方式,BPWM 调制每符号的跳变次数 θ 是最小的,在其他条件相同的情况下,BPWM 的额外功耗是各种编码方式中最低的。

4.2 带宽需求

设 NRZ-OOK 的带宽为单位 1,则各调制方式的归一化带宽如图 7。易知,当 $M > 2$ 时,随着 M 的增加,各个调制方式所需带宽都在增加。 M 相同的情况下,PPM 所需带宽最大,DPIM 带宽需求略大于 BPWM。比如 $M=4$ 时,PPM 所需带宽为 NRZ-OOK 的 4 倍,DPIM 所需带宽为 NRZ-OOK 的 2.375 倍,BPWM 所需带宽为 NRZ-OOK 的 2 倍。在这几种多元调制方式中,BPWM 所需带宽最小,相应的频谱利用率最高。这主要是由不同调制方式的平均时隙宽度决定的。

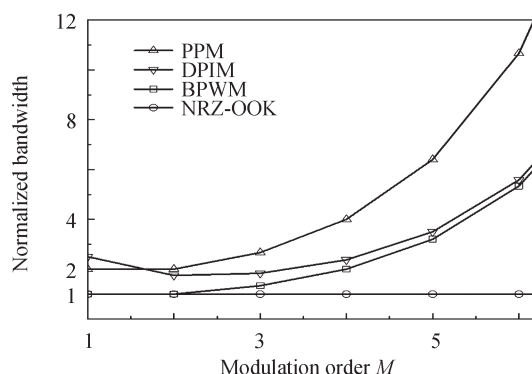


图 7 不同调制方法的归一化带宽
Fig.7 Normalized bandwidth of different modulation methods

4.3 差错性能

当 $k=0.5, g=1$ 时,分别对 $M=4$ 和 $M=5$ 时的各调制方式的误时隙率进行数值分析得到图 8,图中,横坐标 SNR 为接收机的信噪比,纵坐标为误时隙率。由图 8 可知,在 M 相同的情况下,想要达到相同误时隙率,PPM 所需信噪比最低,DPIM 次之,BPWM 和 NRZ-OOK 调制方式所需信噪比相同并且是最高的。例如, $M=4$ 时,为达到 10^{-10} 的误时隙率,PPM 需要约 10 dB 的信噪比,DPIM 需要约 12 dB 的信噪比,BPWM 和 NRZ-OOK 需要约 19 dB 的信噪比。随着调制阶数的增加,相同误时隙率情况下,PPM 和 DPIM 所需的信噪比在减小,而 NRZ-OOK 和 BPWM 所需信噪比不变。例如,为达到 10^{-10} 的误时隙率, $M=4$ 时,PPM 需要约 10 dB 的信噪比,BPWM 和 NRZ-OOK 需要约 19 dB 的信噪比,而 $M=5$ 时,PPM 需要约 7 dB 的信噪比,BPWM 和 NRZ-OOK 仍需要约 19 dB 的信噪比。所以,我们得到结论,在这几种多元调制方式中,BPWM 所需信噪比最高。主要原因是:若各调制方式平均功率相同,PPM 方式峰值功率最大,DPIM 峰值功率次之, NRZ-OOK 和 BPWM 所需峰值功率相同,峰值功率越大,相应的误时隙率就越小。

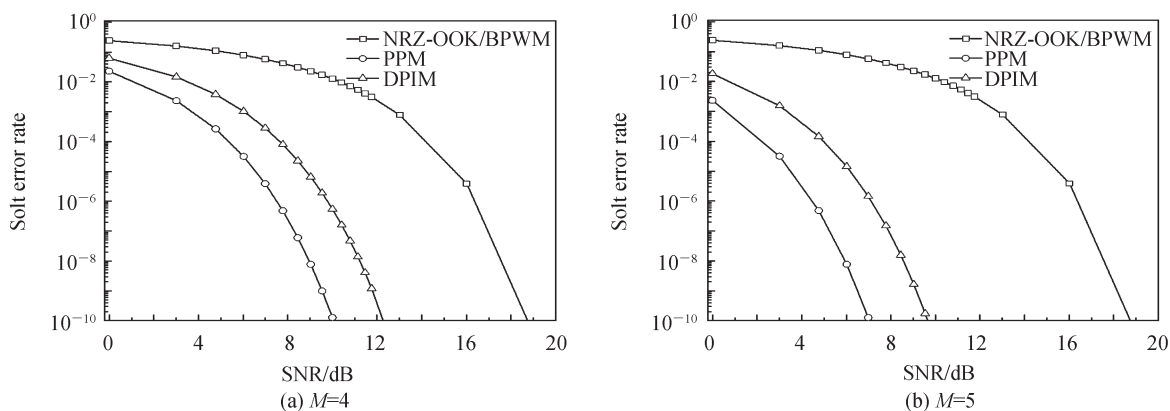


图 8 不同调制方式的误时隙率
Fig.8 Slot error rate of different modulation methods

令一个数据包中比特数 $N=1024$, $k=0.5$, $g=1$, 分别令 $M=4$ 和 $M=5$, 对不同调制方式的误包率进行数值分析得到各调制方式的误包率如图9, 图中横坐标 SNR 为接收机的信噪比, 纵坐标为误包率。

可以看出, 相同误包率情况下, PPM 需要的信噪比最小, DPIM 次之, NRZ-OOK 和 BPWM 所需信噪比类似, 需要较大的信噪比。例如, $M=4$ 时, 为达到 10^{-8} 的误时隙率, PPM 需要约 11 dB 的信噪比, DPIM 需要约 13 dB 的信噪比, BPWM 和 NRZ-OOK 需要约 19 dB 的信噪比。同时随着调制阶数的增加, 相同误包率 PPM 和 DPIM 所需的信噪比在减小, 而 NRZ-OOK 和 BPWM 所需信噪比不变。例如, 为达到 10^{-8} 的误包率, $M=4$ 时, PPM 需要约 11 dB 的信噪比, BPWM 和 NRZ-OOK 需要约 19 dB 的信噪比, 而 $M=5$ 时, PPM 需要约 8 dB 的信噪比, BPWM 和 NRZ-OOK 需要约 19 dB 的信噪比。即相对于其他多元调制方式, BPWM 需要较高的信噪比。主要原因是: PPM 和 DPIM 本身误时隙率较低, 相应的误包率就低, 而 BPWM 本身误时隙率较高, 相应的误包率也比较高。

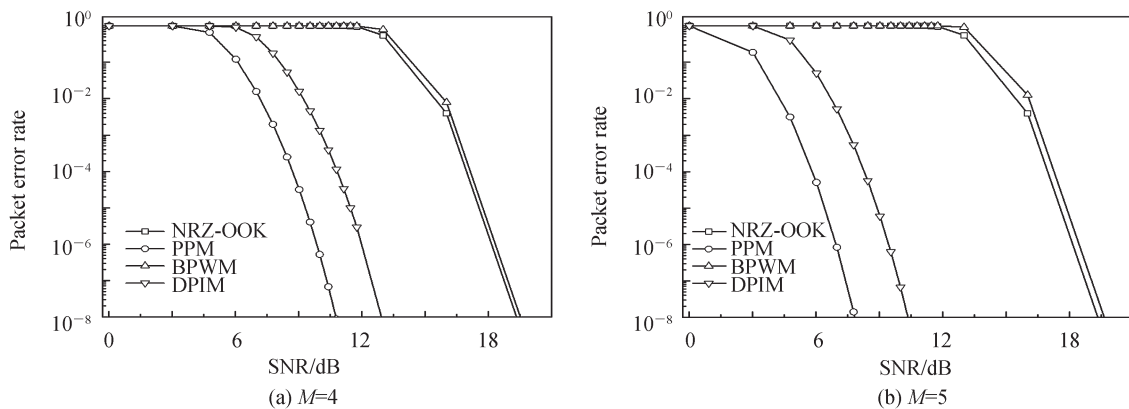


图9 不同调制方式的误包率

Fig.9 Packet error rate of different modulation methods

5 结论

本文对可见光通信中LED结电容的充放电所导致的额外功耗进行了理论推导, 分析了影响额外功耗的主要因素为结电容大小、调制方式和符号速率。基于此提出了新型的双电平脉冲宽度调制技术。并对此种调制方式从额外功耗, 带宽需求和差错性能三方面进行了性能分析, 结果表明: 与传统的NRZ-OOK、PPM以及DPIM调制相比较, 双电平脉冲宽度调制降低了结电容充放电导致的额外功耗; 且相对于PPM和DPIM调制方式, 虽然BPWM需要更高的信噪比, 但是其带宽需求更低。总的来说, 双电平脉冲宽度调制降低了可见光通信系统的额外功耗, 提高了系统的发光效率, 且相对于其他多元调制方式带宽需求更低, 在功耗和带宽敏感的可见光通信系统中是优秀的选择。

参考文献

- [1] NAVIN K, NUNO R L. Led-based visible light communication system: a brief survey and investigation[J]. Journal of Engineering and Applied Sciences, 2010, 5(4): 296-307.
- [2] PATHAK P H, FENG Xiaotao, HU Pengfei, et al. Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(4): 2047-2077.
- [3] WU Xingbang, WEN Shangshen, HUA Jun. High precision 3D positioning system design using visible light communication based on ant colony algorithm[J]. Acta Photonica Sinica, 2017, 46(12): 1206004.
吴兴邦, 文尚胜, 华珺. 基于蚁群算法的室内可见光高精度三维定位系统[J]. 光子学报, 2017, 46(12): 1206004.
- [4] CHE Zhen, FANG Junbin, JIANG Zoelin, et al. A physical-layer secure coding scheme for indoor visible light communication based on polar codes[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(5): 1-1.
- [5] FUJIMOTO N, MOCHIZUKI H. 477 Mbit/s visible light transmission based on OOK-NRZ modulation using a single commercially available visible LED and a practical LED driver with a pre-emphasis circuit [C]. National Fiber Optic Engineers Conference, Optical Society of America, 2013: JTh2A 73.
- [6] LI Honglei, CHEN Xiongbin, GUO Junqing, et al. A 550 Mbit/s real-time visible light communication system based on phosphorescent white light LED for practical high-speed low-complexity application[J]. Optics Express, 2014, 22(22): 27203-27213.

- [7] LUO Jiabin, TANG Yi, JIA Huiping, et al. 750Mb/s monochromatic LED-based real-time visible light communication system employing a low-complexity cascaded post-equalizer[J]. Chinese Optics Letters, 2016, 14(12):120604.
- [8] ZHANG Haiqi, YANG Aiyong, FENG Lihui, et al. Gb/s Real-time visible light communication system based on white leds using t-bridge cascaded pre-equalization circuit[J]. IEEE photonics Journal, 2018, 10(2):7901807.
- [9] WANG Xudong, XU Xianying, WU Nan, et al. Dimming control technique for OFDM based indoor visible light communication system[J]. Acta Photonica Sinica, 2015, 44(11): 1106002.
王旭东, 徐宪莹, 吴楠, 等. 室内可见光OFDM通信系统调光控制技术[J]. 光子学报, 2015, 44(11): 1106002.
- [10] WEI Liangyu, LIU Yang, CHOW Chiwai, et al. 6.915-Gbit/s white-light phosphor laser diode-based DCO-OFDM visible light communication (VLC) system with functional transmission distance[J]. Electronics Letters, 2020, 56(18): 945-947.
- [11] WANG Yiguang, LI Tao, CHI Nan, et al. 8-Gb/s RGBY LED-based WDM VLC system employing high-order CAP modulation and hybrid post equalizer[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(6):1-7.
- [12] VUCIC J, FERNANDEZ L, KOTTKE C, et al. Implementation of a real-time DMT-based 100 Mbit/s visible-light link [C]. 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication, IEEE, 2010: 1-5.
- [13] HU Guoyong, CHEN Changying, CHEN Zhenqiang. Study on white LED light source for wireless indoor communications[J]. Optical Communication Technology, 2006, 30(7):46-48.
胡国永, 陈长缨, 陈振强. 白光LED照明光源用作室内无线通信研究[J]. 光通信技术, 2006, 30(7):46-48.
- [14] LI Yang, WANG Chunda, FENG Liefeng, et al. Elucidating negative capacitance in light-emitting diodes using an advanced semiconductor device theory[J]. Journal of Applied Physics, 2011, 109(12):3375.
- [15] 冯军. 谢嘉奎. 电子线路:线性部分[M]. 北京: 高等教育出版社, 2010.
- [16] LIU Hongzhan, LIAO Renbo, SUN Jianfeng, et al. Performance analysis of new hybrid pulse modulation scheme in optical wireless system[J]. Acta Optica Sinica, 2015(7):99-106.
刘宏展, 廖仁波, 孙建锋, 等. 无线光通信新型组合脉冲调制性能分析[J]. 光学学报, 2015(7):99-106.
- [17] KE Xizheng, CHEN Jinni. Performance comparison of various pulse position modulation in wireless laser communication [J]. Laser Technology, 2012, 36(1):67-76.
柯熙政, 陈锦妮. 无线激光通信类脉冲位置调制性能比较[J]. 激光技术, 2012, 36(1):67-76.
- [18] FAN Yangyu, BAI Bo, HUANG Aiping. Pulse-position-width modulation scheme in wireless optical communication system[J]. Chinese Journal of Lasers, 2008, 35(12):1883-1887.
樊养余, 白勃, 黄爱萍, 等. 无线光通信中的脉冲位置宽度调制技术[J]. 中国激光, 2008, 35(12):1883-1887.