

无线光通信中的反向差分脉冲位置宽度调制方式

刘宏展^{1,2} 廖仁波¹

¹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, 广东 广州 510006

²北京邮电大学信息光子学与光通信国家重点实验室, 北京 100876

摘要 针对无线光通信系统中反向差分脉冲位置调制(RDPPM)功率利用率较低以及差错性能较差等问题, 结合反向脉冲宽度调制方式(RPWM)与RDPPM, 提出了一种新型组合调制方式, 即反向差分脉冲位置宽度调制(RDPPWM)。研究分析了RDPPWM的符号结构、平均发射功率、带宽需求以及在理想加性高斯白噪声(AWGN)干扰下的误包率, 并与开关键控(OOK)、RDPPM、RPWM等调制方式进行了比较。仿真结果表明, RDPPWM可以获得较高的功率利用率, 增加了信道容量, 降低了带宽需求, 且不需要符号同步; 在相同信号接收功率-28 dBm的条件下, RDPPM的误包率是 2.2×10^{-8} , 但是RDPPWM的误包率却可以降低至 2.6×10^{-12} 。故RDPPWM为无线光通信的调制技术提供了一种新的选择。

关键词 光通信; 反向差分脉冲位置宽度调制; 平均发射功率; 带宽需求; 信道容量; 误包率

中图分类号 TN929.12

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP52.070603

Reverse-Different-Pulse-Position-Width Modulation Scheme for Wireless Optical Communication

Liu Hongzhan^{1,2} Liao Renbo¹

¹Guangdong Provincial Key Laboratory of Nanophotonic Functional Materials and Devices, South China Normal University, Guangzhou, Guangdong 510006, China

²State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

Abstract In order to solve the problems of lower power efficiency and bad packet error rate in reverse differential pulse position modulation scheme for wireless optical communication, a new hybrid modulation scheme called the reverse differential pulse position width modulation (RDPPWM) is proposed, based on reverse differential pulse position modulation (RDPPM) and reverse pulse width modulation (RPWM). The symbol structure, average transmission power and bandwidth requirement of RDPPWM and its packet rate error in additive white Gaussian noise (AWGN) channel are presented and compared with on-off keying (OOK), RDPPM and RPWM. The stimulation results show that RDPPWM has advantages in power efficiency and channel capacity, and it can decrease bandwidth requirement and doesn't need symbol synchronization. The packet error rate of RDPPWM can drop to 2.6×10^{-12} while that of RDPPM is 2.2×10^{-8} when the same signal power is -28 dBm. Therefore, these considerations make RDPPWM a favorable candidate to select as the modulation scheme in wireless optical communication.

Key words optical communications; reverse differential pulse position width modulation; average transmission power; bandwidth requirement; channel capacity; packet error rate

OCIS codes 060.2605; 060.4080

1 引言

无线光通信系统作为一种新型通信技术, 可以满足大容量数据传输要求, 传输速率高、带宽宽、组网灵活, 且能抗电磁干扰、保密性好, 因此成为宽带通信的关键技术之一^[1-2]。无线光通信普遍采用强度调制/直接检测(IM/DD)系统, 主要调制方式有开关键控(OOK)^[3]、脉冲位置调制(PPM)^[4-6]、差分脉冲位置调制

收稿日期: 2015-01-25; 收到修改稿日期: 2015-02-16; 网络出版日期: 2015-06-12

基金项目: 国家自然科学基金(61475049)

作者简介: 刘宏展(1975—), 男, 博士, 副教授, 主要从事大气光通信方面的研究。E-mail: lhzcnu@163.com

(DPPM)^[5-7]等。基于人眼安全性和便携式移动通信装置的低功率损耗要求,在给定误码率条件下,光源的平均发射功率应该尽可能低。文献[8]提出了反向脉冲位置调制(RPPM)和反向差分脉冲位置调制(RDPPM)。RDPPM可以获得较好的频带利用率,但其功率利用率较低,且差错性能较差。针对RDPPM存在的问题,本文提出了反向脉冲宽度调制(RPWM)方式,分析了其符号结构,基于其较高的功率利用率以及较低的误包率等优点,可以用来弥补RDPPM存在的不足;然后提出了一种基于RDPPM与RPWM的新型组合调制方式,即反向差分脉冲位置宽度调制(RDPPWM),对其符号结构、平均发射功率、带宽需求以及差错性能进行了深入的分析,并与OOK、RDPPM、RPWM等调制方式进行了比较。仿真结果表明,通过适当地调整RDPPWM中参数 r 可以提高功率效率,增加信道容量,降低带宽需求;更值得一提的是,与RDPPM相比,RDPPWM明显地降低了误包率。因此RDPPWM是一种颇具潜在应用价值的调制方式。

2 调制方式分析

为了研究后面组合调制方式RDPPWM,提出了RPWM,并分析其符号结构。RPWM是先将一组二进制 M 位数据组映射为 $L=2^M$ 个时隙,然后在由 L 个时隙组成的时间段的起始位置,开始产生某几个时隙连续的空脉冲信号,空脉冲持续时隙间隔可能是 $1,2,3,\dots,L$,依次代表数字信号 $0,1,2,\dots,L-1$ 。以比特序列中调制位数 $M=3$ 为例的RPWM映射关系如表1所示。

表1 8-RPWM符号一一映射表

Table 1 Mapping of OOK codes into 8-RPWM symbols

Bit	OOK	8-RPWM
000	000	01111111
001	001	00111111
010	010	00011111
011	011	00001111
100	100	00000111
101	101	00000011
110	110	00000001
111	111	00000000

在RPWM的基础上,提出一种基于RDPPM与RPWM的新型组合调制方式,即RDPPWM。RDPPWM的调制编码过程如图1所示(以序列1001为例),先将一组二进制的 M (M 为每个符号所包含的比特数)位比特数据中的前 r ($0 \leq r \leq M$)位比特按照RDPPM进行调制,此时信号的平均时隙宽度 $T_d = 2T / (2^r + 1)$ (T 为 M 位比特数据持续时间);然后将此信号中的每一个时隙宽度 T_d 均分成为 2^{M-r} 个时隙宽度 T_w ($T_w = T_d / 2^{M-r}$);最后,在均分时隙宽度之后的空脉冲时隙起始位置,再将比特序列中的后 $M-r$ 位比特数据按照RPWM映射为其中某几个时隙连续的空脉冲信号,且空脉冲持续的时隙间隔可能为 $1,2,3,\dots,2^{M-r}$ 。以比特序列 $M=4$, $r=2$ 进行RDPPWM的映射关系如表2所示。

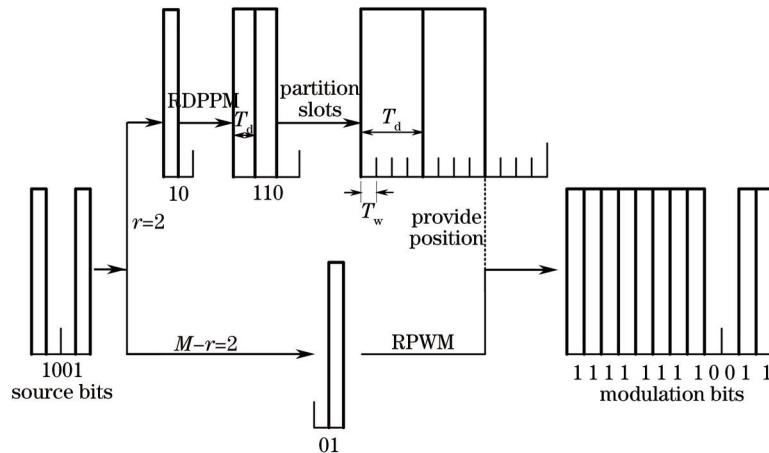


图1 RDPPWM的符号结构

Fig.1 Coding process of the RDPPWM

表2 16-RDPPWM符号一一映射表

Table 2 Mapping of OOK codes into 16-RDPPWM symbols

Bit	OOK	16-RDPPM	16-RDPPWM
0000	0000	0	0111
0001	0001	10	0011
0010	0010	110	0001
0011	0011	1110	0000
0100	0100	11110	11110111
0101	0101	111110	11110011
0110	0110	1111110	11110001
0111	0111	11111110	11110000
1000	1000	111111110	111111110111
1001	1001	1111111110	111111110011
1010	1010	11111111110	111111110001
1011	1011	111111111110	111111110000
1100	1100	1111111111110	1111111111110111
1101	1101	11111111111110	1111111111110011
1110	1110	111111111111110	1111111111110001
1111	1111	1111111111111110	1111111111110000

3 调制方式性能分析

在无线光通信系统中,为了比较不同调制方式性能的优劣,一般需比较各调制方式的特征参数,譬如:平均发射功率、带宽需求、信道容量、误码率等^[5-10]。由于人眼安全和移动通信设备的便携性要求,无线光通信的发射功率必须受限,这就要求尽可能降低平均发射功率,提高功率利用率^[11]。另外,一种好的无线光通信调制方式应尽可能降低带宽需求,增大信道容量,减小误码率。

3.1 平均发射功率

在相同峰值功率的条件下,考虑发送一个相同符号时各种调制方式的平均发射功率^[10]。假设峰值功率为 P_1 ,二进制比特“0”和“1”以相等的概率出现,且发送光脉冲“0”序列不需要任何功率,发送光脉冲“1”序列需要峰值功率 P_1 ,则 OOK 的平均发射功率为 $P_{\text{OOK}} = P_1/2$ ^[12-13]。同理,其余调制方式:RDPPM、RPWM 以及 RDPPWM 的平均发射功率如表 3 所示。基于以上理论推导并且进行数据仿真,即可得到如图 2 所示在不同调制位数下各种调制方式的平均发射功率。

表3 OOK、RDPPM、RPWM 和 RDPPWM 的平均符号长度,以及在给定发射峰值功率条件下其各自的平均发射功率

Table 3 Average symbol lengths of OOK, RDPPM, RPWM and RDPPWM, and its transmission powers for a given peak power

Modulation scheme	Average symbol length	Average transmission power
OOK	M	$\frac{P_1}{2}$
RDPPM	$\frac{2^M + 1}{2}$	$\frac{2^M - 1}{2^M + 1} \cdot P_1$
RPWM	2^M	$\frac{2^M - 1}{2^{M+1}} \cdot P_1$
RDPPWM	$\frac{2^{M-1}(1+2^M)}{2}$	$\frac{2^M - 1}{2^{M-1}(1+2^M)} \cdot P_1$

图 2 横坐标表示二进制序列的调制位数,纵坐标表示归一化平均发射功率。由图可知,OOK 的平均发射功率与调制位数无关,保持固定不变。其余的各种调制方式,随着调制位数的增加,平均发射功率首先是迅速地增大,然后缓慢地趋向稳定值。其中主要的原因是:随着调制位数的增加,各调制方式的一个信息符号结构里出现光脉冲“1”的数目概率增多,即提高了数据帧的发射功率,从而使得平均发射功率增大。在相同的调制位数条件下,RDPPM 的平均发射功率最大,RPWM 的平均发射功率最小,而组合调制方式

RDPPWM的平均发射功率介于其两者之间。对于RDPPWM,不同参数 r 对应着不同的平均发射功率,随着 r 的减小,RDPPWM平均发射功率与RPWM趋势相同,但是随着 r 增大,其平均发射功率也随之增大且逐渐地接近RDPPM平均发射功率值。其主要的原因是:若调制位数 M 为固定值, $M \gg r$,RDPPWM的平均符号长度 $(2^{M-r} + 2^M)/2$ 趋近于 2^M ,而前面已经计算得出RDPPWM与RPWM的符号结构出现光脉冲“1”的数目相等,因此,此时RDPPWM的平均发射功率接近RPWM的平均发射功率且较小;反之,在参数 r 越接近 M 的条件下,RDPPWM的平均发射功率偏大。基于RDPPWM的平均发射功率随参数 r 变化特征,通过选择合适的参数 r 即可使RDPPWM获得无线光通信系统中比较理想的平均发射功率,提高了功率利用率。

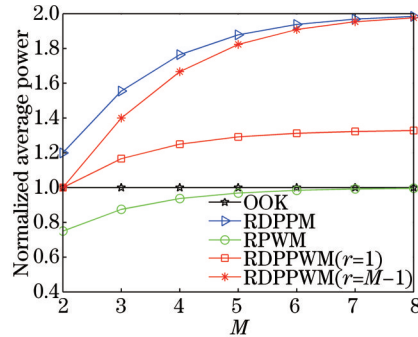


图2 归一化的OOK、RDPPM、RPWM和RDPPWM的平均发射功率比较

Fig.2 Normalized average transmission power comparisons of OOK, RDPPM, RPWM and RDPPWM

3.2 带宽需求

在光通信中,带宽通常用功率谱密度的主瓣宽度来估计,由于光信号脉冲时隙的宽度比较窄,因此一般情况下信号带宽是利用脉冲时隙宽度的倒数来近似求得^[5]。假设发射器以比特速率 R_b 发送信息比特, R_b 的单位为bit/s,则对于OOK的已调信号,所占带宽约为脉冲持续时隙的倒数^[5],即

$$B_{\text{OOK}} = 1/T_b = R_b, \quad (1)$$

同理,其余调制方式RDPPM、RPWM以及RDPPWM的带宽需求如表4所示。利用(1)式进行数据仿真,即可得到如图3所示各种调制方式下调制位数与带宽需求之间的关系。

表4 在给定比特速率条件下OOK、RDPPM、RPWM和RDPPWM的带宽需求

Table 4 Bandwidths of OOK, RDPPM, RPWM and RDPPWM for a given bit rate

Modulation scheme	Bandwidth
OOK	R_b
RDPPM	$\frac{2^M + 1}{2M} \cdot R_b$
RPWM	$\frac{2^M}{M} \cdot R_b$
RDPPWM	$\frac{2^{M-r}(1+2^r)}{2M} \cdot R_b$

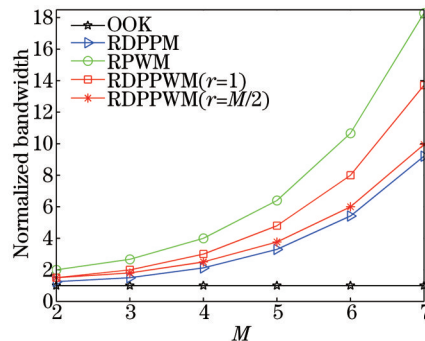


图3 归一化的OOK、RDPPM、RPWM和RDPPWM的带宽需求比较

Fig.3 Normalized bandwidth requirement comparisons of OOK, RDPPM, RPWM and RDPPWM

图3是在相同比特速率条件下,各种调制方式的带宽需求按照OOK的带宽需求做归一化处理后的结果图。由图3可知,OOK的带宽需求保持固定不变。其他各种调制方式,大致上是随着调制位数的增加,相应的带宽需求也随之增加。在调制位数 M 较小的情况下, RDPPM、RPWM 以及 RDPPWM 所需带宽比较小且基本相等;但是随着调制位数 M 的增加,各调制方式所需带宽的差异性逐步体现出来。其中主要的原因是:当调制位数较小时,各种调制方式的平均符号长度比较短且基本相等,所以此时各种调制方式的带宽(时隙宽度的倒数)也基本相等;但是,随着调制位数的增加,各种调制方式的平均符号长度变长且表现出明显的差异性,所以此时各种调制方式所需带宽也有了很大的不同。而对于 RDPPWM 而言,随着参数 r 的增加,其信号带宽大致上能克服 RPWM 带宽需求较高的问题,同时也基本上保留了 RDPPM 所需带宽比较小的优点。

3.3 信道容量

本文讨论的各种调制方式属于脉冲数字调制,这里讨论的是离散信道容量^[12]。离散的信道容量可以表示为在给定的时间段内能够传输的平均信息量的最大值^[8]。它是无线光通信系统中的一个重要性能指标。

对于 OOK,输入比特速率 R_b ,则 OOK 脉冲时隙宽度为 $T_b = 1/R_b$ 。假设 RPWM 以相同的比特速率 R_b 发送数据,RPWM 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 RPWM 的信道容量为

$$C_{\text{RPWM}} = \frac{M}{L_{\text{RPWM}} T_s} = \frac{M}{2^M \cdot MT_b/2^M} = R_b, \quad (2)$$

式中 $L_{\text{RPWM}} = 2^M$ 表示 RPWM 的平均符号长度。对于 RDPPM,其平均符号长度为 $L_{\text{RDPPM}} = (2^M + 1)/2$,故计算出 RDPPM 的信道容量为

$$C_{\text{RDPPM}} = \frac{M}{L_{\text{RDPPM}} T_s} = \frac{M}{\frac{(2^M + 1)}{2} \cdot \frac{MT_b}{2^M}} = \frac{2^{M+1}}{2^M + 1} \cdot R_b, \quad (3)$$

同理, RDPPWM 的平均符号长度为 $L_{\text{RDPPWM}} = 2^{M-r}(2^r + 1)/2$,故可得到 RDPPWM 的信道容量为

$$C_{\text{RDPPWM}} = \frac{M}{L_{\text{RDPPWM}} T_s} = \frac{2^{M+1}}{2^{M-r}(1 + 2^r)} \cdot R_b. \quad (4)$$

利用上述理论推导,对不同调制方式的信道容量进行数据分析,得到结果如图4所示。由图4可以看出:随着调制位数的增加, RDPPM 与 RDPPWM 的信道容量越来越大, RDPPM 最大。特别是 RDPPWM 随着参数 r 的逐渐增大,相应的信道容量也在逐渐增加。由此对于 RDPPWM,如果选择比较大的位数 r ,随着调制位数 M 的递增, RDPPWM 的信道容量具有很大的优势,逐渐接近于 RDPPM 较大的信道容量,能够适合用作高速大容量数据传输的通信系统。

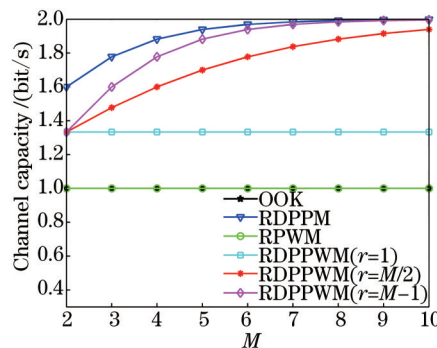


图4 归一化的 OOK, RDPPM, RPWM 和 RDPPWM 的信道容量比较

Fig.4 Channel capacity comparisons of OOK, RDPPM, RPWM and RDPPWM

4 差错性能分析及仿真

4.1 差错性能推导

无线光通信系统中,主要噪声是由背景光在接收探测器中造成的散弹噪声,可将其视为与信号无关的高斯白噪声^[10-11]。本文将利用如图5所示模型分析各调制方式差错性能。

为了计算讨论方便,假设信道为理想的加性高斯白噪声信道,不考虑多径散射,信道传输路径衰减因子为 g ^[13]。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译码,再输出信息比特

^[12]。匹配滤波器的输入在有光脉冲时为 $\sqrt{gP_t} + n(t)$, 在无光脉冲时为 $n(t)$, 高斯白噪声 $n(t)$ 的均值为 0, 方差 $\sigma_n^2 = N_0 B$ (N_0 表示双边带噪声功率谱密度, B 为系统带宽)^[8]。那么匹配滤波器在抽样时刻 $t = T_s$ 时, 在有光脉冲条件下, 输出的脉冲能量为 $E_p + n_0(T_s)$; 而无光脉冲时, 输出能量为高斯白噪声 $n_0(T_s)$, 其中 $E_p = gP_t T_s$, 高斯白噪声 $n_0(T_s)$ 的均值为 0, 方差 $\sigma^2 = gP_t T_s^2 N_0 B$ ^[14]。

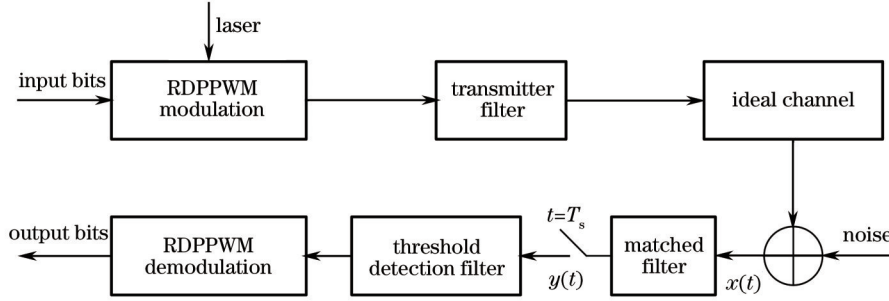


图5 理想高斯白噪声信道模型

Fig.5 Ideal AWGN channel model

设判决门限为 kE_p ($0 < k < 1$), 则当发射端发射“0”时判决为“1”的概率为 p_{e0} , 发射“1”判决为“0”的概率为 p_{e1} ^[15]

$$p_{e0} = \int_{kE_p}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right) dy = Q\left(\frac{kE_p}{\sigma}\right) = Q\left(k \sqrt{\frac{gP_t}{N_0 B}}\right), \quad (5)$$

$$p_{e1} = \int_{-\infty}^{kE_p} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(y - E_p)^2}{2\sigma^2}\right] dy = Q\left[\frac{(1-k)E_p}{\sigma}\right] = Q\left[(1-k) \sqrt{\frac{gP_t}{N_0 B}}\right], \quad (6)$$

式中 $Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-t^2/2) dt$, 则误时隙率为

$$p_{se} = p_0 p_{e0} + p_1 p_{e1}, \quad (7)$$

其中 p_0 与 p_1 分别表示发送“0”和“1”的概率。

RDPPM 与 RDPPWM 解调时不需要符号同步, 也就意味着如果一个符号发生错误, 就会影响后续符号的判决, 所以常用误包率来比较各种调制方式的差错性能^[6]。对于给定一个数据包中有 N 个比特, 经过调制后数据包的时隙个数为 NL_{ave}/M , 那么相应的误包率可以表示为^[15]

$$p_{pe} = 1 - (1 - p_{se})^{\frac{NL_{ave}}{M}} \approx \frac{N}{M} L_{ave} p_{se}, \quad (8)$$

式中 L_{ave} 为平均符号长度。

4.2 仿真分析

假设以上各种调制方式具有相同的平均发射功率 P , 而不同的调制方式因其具有不同符号结构, 故对应的峰值功率不同^[6]。以 OOK 为参照, 则相应的峰值功率为 $P_{OOK} = 2P$, 并假设此时判决门限为 $E_p/2$, 得 OOK 误包率^[5]为

$$p_{pe,OOK} = NQ \sqrt{\frac{gP}{2N_0 B}}. \quad (9)$$

对于 RDPPM, 峰值功率 $P_{L,RDPPM} = (2^M + 1)P/(2^M - 1)$, 得其误包率为

$$p_{pe,RDPPM} = \frac{N}{2M} \left\{ 2Q\left(k \sqrt{\frac{2^M + 1}{2^M - 1} \frac{gP}{N_0 B}}\right) + (2^M - 1)Q\left[(1-k) \sqrt{\frac{2^M + 1}{2^M - 1} \frac{gP}{N_0 B}}\right] \right\}. \quad (10)$$

同理 RDPPWM, 峰值功率 $P_{L,RDPPWM} = 2^{M-r}(1 + 2^r)P/(2^M - 1)$, 得其误包率为

$$p_{pe,RDPPWM} = \frac{N}{2M} \left\{ (2^{M-r} + 1)Q\left[k \sqrt{\frac{2^{M-r}(1 + 2^r)}{2^M - 1} \frac{gP}{N_0 B}}\right] + (2^M - 1)Q\left[(1-k) \sqrt{\frac{2^{M-r}(1 + 2^r)}{2^M - 1} \frac{gP}{N_0 B}}\right] \right\}. \quad (11)$$

利用上述公式推导以及表5所示的参数进行仿真。仿真结果如图6所示。不同调制方式的误包率随信号功率变化曲线。

表5 理想高斯白噪声信道中仿真参数数值

Table 5 List of parameters over ideal AWGN channels

Parameter	Value
M	4
N	1024
k	0.5
g	1
σ_n^2	1×10^{-8}

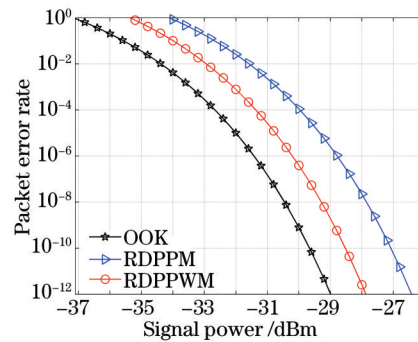


图6 OOK、RDPPM和RDPPWM的误包率比较

Fig.6 Packet error rates of OOK, RDPPM and RDPPWM

从仿真结果图6中可以得出,在相同信号接收功率条件下,RDPPWM的误包率明显优于RDPPM的误包率,但是却稍劣OOK的误包率。如:在信号接收功率为 -28 dBm时,RDPPM的误包率为 2.2×10^{-8} ,但是RDPPWM的误包率却可以降低至 2.6×10^{-12} ,显然RDPPWM大大降低了系统对差错性能的要求。其中可能的原因是:当调制位数恒定时,OOK符号长度是固定的,而RDPPM的符号长度是变化的,但是RDPPWM的符号长度在RDPPWM信号序列中的某一段区间是恒定不变,而从一个区间跳至另一个区间时,符号长度就发生了变化,如表2中所示比特序列1000、1001、1010以及1011经RDPPWM调制后的符号长度都是12位,然而序列1100、1101、1110以及1111所对应的RDPPWM符号长度为16位。因此,RDPPWM的符号长度相对于RDPPM来说还是比较固定的。在接收判决时,固定长度的符号结构判决不会影响后续数据包的判决,而对于变化长度的符号结构,因前数据帧结构的误判会影响后续数据帧的判决,这就恰恰增大了误包率的可能性。另外在达到相同的误包率 10^{-10} 条件下,RDPPM的信号接收功率为 -27.1 dBm,而RDPPWM的信号接收功率为 -28.5 dBm,即RDPPWM信号接收功率是RDPPM的0.72倍,明显降低了信号接收功率的要求,提高了系统的接收灵敏度。

5 结 论

提出了调制方式RPWM并分析了其符号结构,因其具有较高的功率利用率以及较低的误包率等优点,可以用来弥补RDPPM存在的不足;提出了一种新型且有效的组合调制方式RDPPWM,全面深入地分析了其符号结构、平均发射功率、带宽需求以及信道容量,且推导其所在理想加性高斯白噪声信道下的差错性能。数据仿真结果表明,RDPPWM具有调制无时钟同步、频带利用率较高、信道容量较大等优点;另外还发现,通过适当地减小参数 r 的取值,可以使RDPPWM获得较高的功率利用率以及提升其差错性能。例如,在信号接收功率为 -28 dBm时,RDPPM的误包率为 2.2×10^{-8} ,而RDPPWM的误包率却可以降至 2.6×10^{-12} ,因此与RDPPM相比,RDPPWM可以很好地改善无线光通信差错性能;若与OOK相比,RDPPWM的差错性能却稍逊一筹。在达到相同误包率 10^{-10} 的条件下,RDPPM的信号接收功率为 -27.1 dBm,而RDPPWM的信号接收功率为 -28.5 dBm,即RDPPWM信号接收功率是RDPPM的0.72倍,明显地降低了信号接收功率的要求,提高了系统的接收灵敏度。综上所述,RDPPWM为无线光通信系统的调制技术提供了一种新的选择。

参考文献

- 1 S Karp, R M Gagliardi. The design of a pulse-position modulation optical communication system[J]. IEEE Trans Commun Technol, 1969, 17(6): 670-676.
- 2 Wu Xiaojun, Wang Hongxing, Liu Min. Affect analysis of receiving aperture on bit-error rate performance in free space optical communication systems under different visibilities[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(10): 1006003.
吴晓军, 王红星, 刘敏. 不同能见度下接收孔径对无线光通信误码率性能影响分析[J]. 光学学报, 2013, 33(10): 1006003.
- 3 M Rouissat, R A Borsali, M E Chikh-Bled. A new modified MPPM for high-speed wireless optical communication systems[J]. ETRI J, 2013, 35(2): 188-192.
- 4 Wang Junbo, Jiao Yuan, Song Xiaoyu, *et al.*. Optimal training sequences for indoor wireless optical communications[J]. J Opt, 2012, 14(1): 015401.
- 5 Cheng Gang, Wang Hongxing, Sun Xiaoming. Dual pulse-pulse interval modulation for optical wireless communications [J]. Chinese J Lasers, 2010, 37(7): 1750-1755.
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): 1750-1755.
- 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 J M Kahn, J R Barry. Wireless infrared communications[C]. IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
- 8 Zhang Jiankun, Yang Yu, Cheng 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.
- 9 Liu Yang, Zhang Guoan. Study on modulation scheme of visible light communications and its performance[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2014, 51(9): 090601.
刘洋, 章国安. 可见光通信调制方式及其性能研究[J]. 激光与光电子学进展, 2014, 51(9): 090601.
- 10 D S Shiu, J M Kahn. Differential pulse-position modulation for power-efficient optical communication[J]. IEEE Trans Commun, 1999, 47(8): 1201-1210.
- 11 U Sethakaset, T A Gulliver. Performance of differential pulse-position modulation (DPPM) with concatenated coding over optical wireless communications[J]. IET Commun, 2008, 2(1): 45-52.
- 12 Z Ghassemlooy, A R Hayes, N L Seed, *et al.*. Digital pulse interval modulation for optical communications[J]. IEEE Comm Mag, 1998, 36(12): 95-99.
- 13 N M Aldibbiat, Z Ghassemlooy, R McLaughlin. Error performance of dual header pulse interval modulation (DH-PIM) in optical wireless communication systems[J]. IEE Proceedings-Optoelectronics, 2001, 148(2): 91-96.
- 14 Ke Xizheng, Chen Jinni. Performance comparison in wireless of various pulse position modulation 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.
- 15 G M Lee, G W Schroeder. Optical pulse position modulation with multiple positions per pulsewidth[J]. IEEE Trans Commun, 1977, 25(3): 360-364.

栏目编辑: 王晓琰