

文章编号: 1001-3806(2003)01-0004-04

无线激光 DH-PIM 室内通信系统性能分析

张凯 巩马理 张海涛 闫平

曲秀杰

(清华大学精密仪器系数字光电实验室, 北京, 100084) (北京理工大学电子工程系, 北京, 100081)

摘要: 研究了加性高斯白噪声和多径码间串扰下采用双头脉冲间隔调制(DH-PIM)的无线激光室内通信系统的性能,对 DH-PIM 系统的符号结构、带宽、差错率特性等方面进行了分析,并与 OOK, PPM 和 DPIM 调制方式做了比较。

关键词: 无线激光通信; DH-PIM; 多径码间串扰

中图分类号: TN249; TN929.1 文献标识码: A

Performance of dual header-pulse interval modulation for wireless infrared multipath channels

Zhang Kai, Gong Mali, Zhang Haitao, Yan Ping

(Digital Photonics Laboratory, Department of Precision Instruments, Tsinghua University, Beijing, 100084)

Qu Xiujie

(Department of Electronic Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing, 100081)

Abstract: We examine the performance of dual header-pulse interval modulation (DH-PIM) for wireless infrared communication using intensity modulation with direct detection in the presence of both multipath intersymbol interference (ISI) and additive white Gaussian noise. We investigate the symbol structure, bandwidth requirements and error probability of DH-PIM. Results are compared with other modulation schemes, OOK, PPM and DPIM.

Key words: optical wireless communication; DH-PIM; multipath intersymbol interference

引言

无线室内通信系统有两类技术可供选择: 无线电和激光。由于激光具有频率高、频带宽、带宽使用不需申请, 而且抗电磁干扰、保密性好等优点, 所以对无线激光室内通信的研究日益受到重视^[1]。

无线激光室内通信系统大多存在漫反射链路, 光信号经多路径, 通过墙壁、屋顶、地板和其它物体的反射才到达探测器。多径效应引发信号脉冲在时间上的扩展, 导致码间串扰。当速率大于 10Mbit/s 时, 多径效应导致的码间串扰较显著^[2]。

人眼安全限制了激光平均发射功率, 因而对调制方式提出较高要求。无线激光通信普遍采用强度调制/直接检测(IM/DD)系统, 其调制方式有 OOK, PPM, DPIM 和 DH-PIM 等。开关键控(OOK)是最简单的调制方式, 但是功率效率比较低。脉冲位置

调制(PPM)降低了平均功率, 但是增加了带宽要求, 而且需要符号和时隙同步。脉冲间隔调制(PIM)不需要符号同步, 比 PPM 带宽效率高, 比 OOK 功率效率高。双头脉冲间隔调制(DH-PIM)也不需要同步, 而且获得更高的带宽效率^[3]。

作者研究了加性高斯白噪声和多径码间串扰下采用 DH-PIM 调制方式的无线激光室内通信系统的性能, 分析了 DH-PIM 的符号结构、带宽需求和差错率特性, 并与 PPM, DPPM 和 DPIM 等调制方式进行了比较。

1 系统模型

采用强度调制/直接检测(IM/DD)的无线激光通信系统有一个等价的基带信道模型^[1]:

$$Y(t) = RX(t) \odot h(t) + N(t) \quad (1)$$

式中, $Y(t)$ 是接收探测器的瞬时电流, R 是探测器响应率(A/W), $X(t)$ 为传输光信号的光强, $h(t)$ 为脉冲响应函数, $N(t)$ 为信道噪声, 假设 $N(t)$ 为独立于信号的高斯白噪声, 双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。

等价的离散系统框图如图 1 所示。信号 $a_k \in$

作者简介: 张凯, 男, 1971 年 1 月出生。博士研究生。现从事无线激光室内通信技术的研究。

收稿日期: 2002-04-29; 收到修改稿日期: 2002-07-01

{0, 1} 以 R_b 的位速率通过编码器, b_k 为已经编码的二进制序列, 以 $1/T_s$ 的速率通过发射滤波器, 其脉冲响应函数为 $Ab(t)$ 。这里, A 与发射源的平均光功率成正比, $A = RP_p$, P_p 为脉冲峰值功率。发射

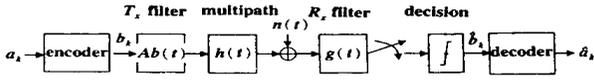


Fig. 1 The equivalent channel model employing threshold detector

滤波器的输出代表了传输信号的强度。该输出信号通过一脉冲响应函数为 $h(t)$ 的多路信道。平均接收光功率 P_a 为:

$$P_a = H(0)P_t \quad (2)$$

式中, $H(0)$ 表示信道直流增益:

$$H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt \quad (3)$$

假设 $h(t)$ 已归一化, 具有单位面积, $H(0) = 1$ 。在这一假设下, P_t 为平均接收光功率。

接收到的光强加上噪声通过脉冲响应为 $g(t)$ 的接收滤波器。对此信号以 $1/T_s$ 的速率进行取样, 并量化得到第 k 个发射字节的估计值 b_k , 经过解码器得到 \hat{a}_k 。令 I_k 是判决装置的输入量:

$$I_k = Ab_k \otimes h_k + n_k \quad (4)$$

式中, h_k 是系统的离散脉冲响应函数:

$$h_k = b(t) \otimes h(t) \otimes g(t) |_{t=kT_s} \quad (5)$$

n_k 是离散噪声: $n_k = n(t) \otimes g(t) |_{t=kT_s}$ (6)

2 信道脉冲响应函数

常用光源一般都满足 Lambert 辐射模型^[1,4,5], 可以写做: $R(\phi) = [(n+1)/2\pi]P_s \cos^n(\phi)$ (7) 式中, ϕ 是光束方向与 \hat{n}_s 的夹角, \hat{n}_s 是指出射面的法线方向, $R(\phi)$ 是指辐射强度 (即从光源发出的每单位立体角内的光功率), P_s 为平均发射光功率, n 是指发射源的辐射模式。

信道的脉冲响应函数不仅取决于信道特性, 而且与发射源和接收器的位置和方向有关。笔者采用如下房间设置进行了仿真, 见表 1^[1]。在这样的配置下, 发射器和接收器之间存在直接链路, 有利于减弱多径效应造成的码间串扰。

反射表面、发射源和接收器的仰角定义为其法线方向和 x - y 平面的夹角。方位角定义为单位法线方向在 x - y 平面内的投影和 \hat{x} 轴的夹角。按此定义, \hat{y} 方向的方位角为 90° 。

采用蒙特卡罗光线追踪法^[4,5]进行理论分析, 3 种结构的脉冲响应函数如图 2~ 图 4 所示。

Table 1 Parameters for simulation

	parameter	config. A	config. B	config. C
room	length(x)	5m	7.5m	7.5m
	width(y)	5m	5.5m	5.5m
	height(z)	3m	3.5m	3.5m
	ρ_{north}	0.8	0.30	0.58
	ρ_{south}	0.8	0.56	0.56
	ρ_{east}	0.8	0.30	0.30
	ρ_{west}	0.8	0.12	0.12
source	$\rho_{ceiling}$	0.8	0.69	0.69
	ρ_{floor}	0.3	0.09	0.09
	mode	1	1	1
	x	2.5m	2.0m	5.0m
	y	2.5m	4.0m	1.0m
	z	3m	3.3m	3.3m
	elevation	-90°	-90°	-70°
azimuth	0°	0°	10°	
receiver	area	1cm^2	1cm^2	1cm^2
	FOV	85°	70°	70°
	x	0.5m	6.6m	2.0m
	y	1.0m	2.8m	4.0m
	z	0m	0.8m	0.8m
	elevation	90°	90°	90°
	azimuth	0°	0°	0°

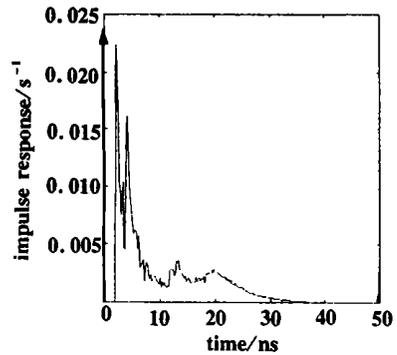


Fig. 2 Impulse response for configuration A

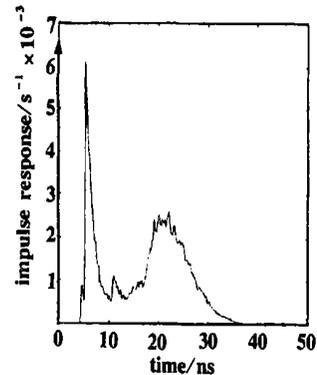


Fig. 3 Impulse response for configuration B

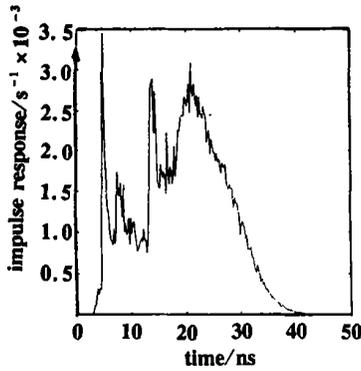
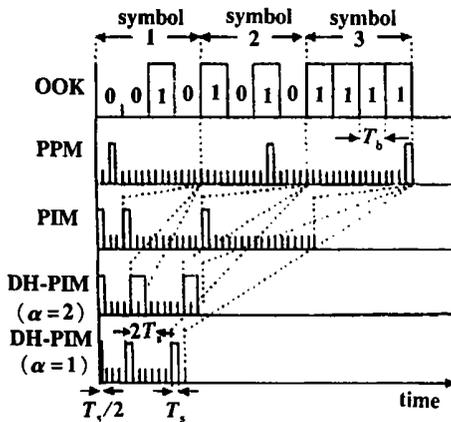


Fig. 4 Impulse response for configuration C

3 符号结构

OOK, PPM, DPIM 和 DH-PIM 等调制方式的 $M = 4$ 的符号波形^[2]如图 5 所示,其中, M 为每个符号所包含的比特数。

Fig. 5 Pulse modulations symbol structure for $M = 4$

L-PPM 调制方式的 M 位符号对应 $L = 2^M$ 个时隙,每个符号由一个脉冲时隙和 $L - 1$ 个空时隙组成,符号 S_k ($0 \leq k \leq 2^M - 1$) 的脉冲时隙在第 k 个位置。在 DPIM 调制方式下,符号 S_k 的时隙个数为 $n + k + 1$,其脉冲在起始位置,后面为 n 个保护时隙和 k 个空时隙,这里取 $n = 1$ 。

DH-PIM 调制方式与 PIM 类似,但采用两种起始脉冲。符号 S_k 由头部时隙和后续的 m 个空时隙组成,其中: $m = \begin{cases} k & k < 2^{M-1} \\ k - 2^{M-1} & k \geq 2^{M-1} \end{cases}$ (8) 头部时隙由 $\alpha + 1$ 个时隙组成 (α 为整数),这里考虑两种形式 H_1 和 H_2 。 H_1 起始脉冲宽度为 $\alpha/2$ 个时隙,其后为 $\alpha/2 + 1$ 个保护时隙; H_2 脉冲宽度为 α 个时隙,其后为 1 个保护时隙。当 $k < 2^{M-1}$ 时,符号 S_k 的头部时隙为 H_1 ,反之,为 H_2 。脉冲的平均长度为 L_i 个时隙, L_i 为: $L_i = 3\alpha/4$ (9)

4 带宽^[2]

DH-PIM 调制方式的 M 位符号对应的平均时隙长度为: $L_a = \alpha + 2^{M-2} + 1/2$ (10)

令 DH-PIM 的平均位速率与 OOK 相同,则其时隙周期为: $T_s = \frac{M}{L_a R_b} = \frac{2M}{(2\alpha + 2^{M-1} + 1)R_b}$ (11)

OOK, PPM, DPIM 和 DH-PIM 等调制方式的带宽(按照 OOK 做归一化处理)如图 6 所示。DH-PIM 除去了 PPM 中冗余的时隙,平均长度又比 PIM 短,获得了较好的带宽效率。

5 差错率

为了分离出由码间串扰引起的功率补偿,做两个假设:

(1) 假设系统有良好的时钟恢复。即假设时间零点移到最大值处;(2) 假设判决门限为一优化值 θ ,使差错率最小。在后面的分析中,只考虑 $\alpha = 2$ 的情况。假设系统对每个时隙进行硬判决,则某个时隙的出错概率只与其本身的采样值有关系。设脉冲响应持续 m 个时隙。对于上述 3 种结构 A, B 和 C,脉冲响应序列中的第 1 个值为最大值,某时隙采样值中的多径串扰只与前面的 $m - 1$ 个时隙有关系。

令 s_i 表示 m 个时隙的所有可能的序列, $s_{i, m-1}$ 表示此序列的最后一个时隙。在没有噪声的情况下,序列 $s_{i, j}$ 的最后一个时隙期间内判决器的输入可由(4)式得: $I_i = R \frac{L_a}{L_i} P_a s_i \odot h_k |_{k=m}$ (12)

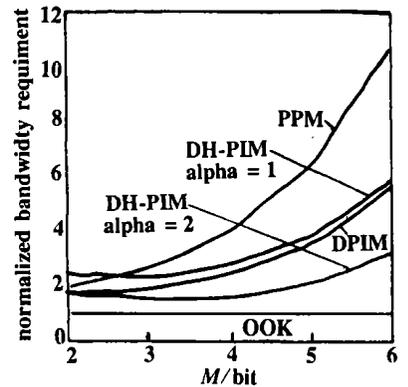
令 θ 为判决门限,则 $s_{i, m-1}$ 的出错概率为:

$$\varepsilon(s_i) = \begin{cases} Q \left[\frac{I_i - \theta}{\sqrt{N_0/2T_s}} \right] & s_{i, m-1} = 1 \\ Q \left[\frac{\theta - I_i}{\sqrt{N_0/2T_s}} \right] & s_{i, m-1} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

式中, T_s 是时隙周期。

判决门限 θ 取值为: $\theta = gR(L_a/L_i)P_a$ (14) 通常 g 的优化值不为 0.5。

Nyquist 带宽 $1/(2T_s)$ 的等效噪声对应的平均光功率 P_n 为: $P_n = (1/R) \sqrt{N_0/2T_s}$ (15)

Fig. 6 The bandwidth of DH-PIM ($\alpha = 1$ and $\alpha = 2$), DPIM and PPM normalized to that of OOK

$$\text{光学信噪比为: } \text{SNR} = \frac{P_a}{P_n} = \frac{\sqrt{2T_s P_a R}}{\sqrt{N_0}} \quad (16)$$

OOK 系统的光学信噪比为:

$$\text{SNR}_0 = P_a/P_{n_0} = (\sqrt{2T_s} P_a R / \sqrt{N_0}) \quad (17)$$

令 y_i 为: $y_i = s_i \odot h_{k|k=m}$ (18)

则(13)式改写为:

$$\mathcal{E}(s_i) = \begin{cases} Q \left[\text{SNR}_0 \frac{\sqrt{ML_a}}{L_i} (y_i - g) \right] & s_{i, m-1} = 1 \\ Q \left[\text{SNR}_0 \frac{\sqrt{ML_a}}{L_i} (g - y_i) \right] & s_{i, m-1} = 0 \end{cases} \quad (19)$$

时隙的平均出错概率为: $P_s = \sum p_i \mathcal{E}(s_i)$ (20)

式中, p_i 为 s_i 的出现概率。需要注意的是, 由于输入时隙不是独立、等概率分布, 所以不同的序列 s_i 有不同的出现概率。

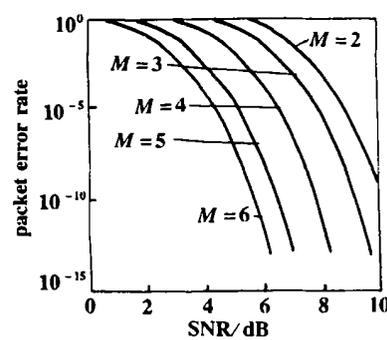


Fig. 7 Packet error rate for $R_b = 100\text{Mbit/s}$, config. A

N 比特信息经过 DH-PIM 调制后, 时隙平均个数为 $L_a N / M$, 时隙出错概率 P_s 可以转换为相应的包出错概率: $PER \approx 1 - (1 - P_s)^{L_a N / M}$ (21)

在计算中, 取 $N = 1024$ 。

6 讨论

在 $R_b = 100\text{Mbit/s}$ 的情况下, DH-PIM 系统的包出错概率随光学信噪比的变化如图 7~ 图 9 所示。可看出, 在结构 A, B, C 中, 随 M 的增大, 误码率均相应降低。

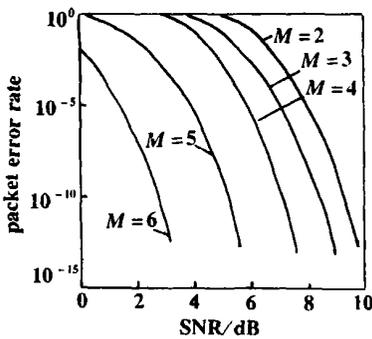


Fig. 8 Packet error rate for $R_b = 100\text{Mbit/s}$, config. B

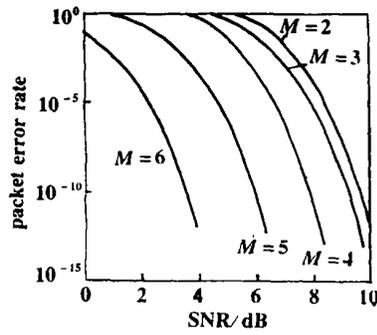


Fig. 9 Packet error rate for $R_b = 100\text{Mbit/s}$, config. C

OOK, PPM, DPIM 和 DH-PIM 等调制方式的包出错概率 ($M = 4, R_b = 100\text{Mbit/s}$, 结构 B) 如图 10 所示。可以看出, PPM 在较低的信噪比

情况下可以获得较低的差错率, 而 DH-PIM 的性能处于 DPIM 和 OOK 之间, 需要较高的信噪比才能得到较低的差错率。

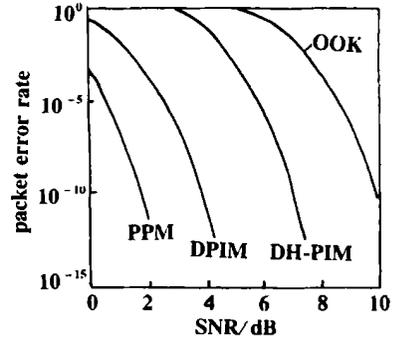


Fig. 10 Packet error rate for $R_b = 100\text{Mbit/s}$, config. B

7 结论

DH-PIM 调制方式是对 DPIM 的一种改进, 采用不同长度的头部脉冲时隙, 获得比 DPIM 和 PPM 好的带宽效率, 而且随着符号长度 (M) 的增大, 其优势更加明显。对结构 A, B 和 C 3 种房间设置的系统差错率进行了研究, 发现随着符号长度的增大, DH-PIM 的包差错率不断降低。而对不同调制方式的包差错率进行的比较表明, 同样信噪比的情况下, DH-PIM 的差错率低于 OOK, 但高于 DPIM 和 PPM。

参 考 文 献

- [1] Kahn J M, Barry J R. Proc IEEE, 1997, 85(2): 265~ 298.
- [2] Kahn J M, Krause W J, Carruthers J B. IEEE Trans Commun, 1995, 43(2): 1613~ 1623.
- [3] Lopez Hernandez J, Perez Jimenez R, Santamaria A. Electron Lett, 1998, 34(19): 1819~ 1820.
- [4] Perez Jimenez R, Berges J, Betancor M J. Electron Lett, 1997, 33(15): 1298~ 1300.
- [5] Gfeller F R, Bapst U H. Proc IEEE, 1979, 67(11): 1474~ 1486.
- [6] Aldibbiat N M, Ghassemlooy Z, McLaughlin R. Proc SPIE, 2001, 4214: 144~ 152.