

doi:10.3788/gzxb20174603.0306001

长波红外无线激光通信脉冲宽度调制实验研究

谷康,徐智勇,汪井源,赵继勇,周耀

(中国人民解放军理工大学 通信工程学院,南京 210007)

摘 要:为实现长波红外无线激光通信,建立了基于脉宽调制的长波红外无线激光通信系统模型,对系统性能进行了分析,给出了系统误码率的计算公式.搭建了实验系统,对 CO₂ 激光器的平均输出光功率随占空比的变化情况进行了分析,对不同占空比条件下接收端对应的激光平均脉冲宽度以及脉冲宽度受噪声影响的随机变化情况进行了分析,得到了激光输出平均光功率、平均脉冲宽度与占空比之间的关系,以及脉宽的分布规律,并将实验结果与理论分析结果进行了对比,在此基础上得到了脉宽最佳判决门限和系统各类工作参数同误码率之间的关系.结果表明,基于 CO₂ 激光器的脉冲宽度调制能够实现长波红外无线激光通信.

关键词:无线激光通信;长波红外;脉宽调制;误码率;判决门限

中图分类号:TN929.12

文献标识码:A

文章编号:1004-4213(2017)03-0306001-8

Experimental Study of Pulse Width Modulation in Long-wave Infrared Wireless Optical Communication

GU Kang, XU Zhi-yong, WANG Jin-yuan, ZHAO Ji-yong, ZHOU Yao

(Institute of Communication Engineering, PLA University of Science & Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: In order to realize a Long-wave Infrared (LWIR) optical wireless communication, a long-wave infrared optical wireless communication system model based on pulse width modulation was established, the performance of this system was analyzed, and an expression of bit error rate was proposed. An experimental system was designed, the change of average output optical power of CO₂ laser was analyzed, the average of received laser pulse width and random variation of pulse width affected by the noise under different duty ratios were analyzed. The relationship between the average of output optical power and pulse width with duty ratio was obtained, and the distribution law of pulse width was also obtained, and then the experimental results and theory analysis results were compared, based on this, the optimal judgment threshold of pulse width and the relationship between system working parameters with (Bit Error Rate)BER were obtained. It is proved that a long-wave infrared optical wireless communication can be achieved based on CO₂ laser by the pulse width modulation.

Key words: Wireless optical communication; Long-wave infrared; Pulse width modulation; Bit error rate; Judgment threshold

OCIS Codes: 060.2605; 060.4080; 140.3070; 040.3060

0 引言

传统无线激光通信大都采用近红外波段的激光光源,但受大气条件的影响,其通信距离受限,无法得到进一步的应用.近年来,通过大量实验验证,长波红外相较短波红外具有受大气影响小和穿透能力强的优势,

基金项目:“区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室”开放基金课题(No. 2013GZKF031304)资助

第一作者:谷康(1987-),男,助理工程师,硕士研究生,主要研究方向为无线光通信. Email:631072006@qq.com

导师:徐智勇(1972-),男,博士,教授,主要研究方向为无线光通信. Email:njxzy123@163.com

收稿日期:2016-11-28;录用日期:2016-12-28

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

能够大大增加无线光通信的通信距离^[1]. 目前,最适合长波红外通信的光源是量子级联激光器(Quantum Cascade Laser, QCL),美国圣地亚哥 Maxima Corporation 的 Andrew Pavelchek 等早在 2004 年就利用 QCL 建立了初步的长波红外无线激光系统,他们认为 8~14 μm 的长波红外系统将可取代近红外系统,成为下一代无线激光通信发展的主要方向. 2008 年,欧洲的 Z. Bielecki 等也利用 Cascade Technologies 公司的 LM-03-D 量子级联激光器作为光源,结合 Polish Vigo 公司的 HgCdTe 探测器搭建了第二代长波红外无线光通信的实验系统^[2-3]. 而国内对长波红外通信系统的研究较少,大都局限在器件上;同时,在调制方式上,目前在脉冲宽度调制的误码率计算上本质上是以前以误时隙率为基础,且大都未考虑系统内部噪声引起的信号脉冲展宽问题.

虽然 QCL 具有体积小、相干性高和理论输出功率高等特点,但其价格昂贵,所以本文采用 CO_2 激光器作为光源,优点是价格便宜,又综合考虑了幅度判决和脉宽判决下的误码率,在此基础上,建立了基于脉宽调制的长波红外无线激光通信系统模型,给出了系统误码率的计算公式,并搭建了长波红外实验系统,对该模型进行了验证,结果表明基于脉宽调制的长波红外无线激光通信能够实现.

1 系统建模与性能分析

1.1 噪声模型

系统假设信道为理想的加性高斯白噪声信道,系统不受带宽限制,不考虑大气湍流,信道传输衰减因子为 g ,则经过信道传输和探测器后的输出信号为^[4-5]

$$I = \begin{cases} gRP_0 + n & \text{"1"} \\ n & \text{"0"} \end{cases} \quad (1)$$

式中, R 是探测器的响应度, P_0 是发射端激光器的峰值功率, n 是系统的噪声,一般包括背景光噪声、散粒噪声、热噪声以及探测器暗电流等. 这些噪声近似都服从高斯分布,其中热噪声的方差可表示为

$$\sigma_T^2 = 4K_B \frac{T}{R_L} \Delta f \quad (2)$$

式中, Δf 是探测器的工作带宽, K_B 是玻尔兹曼常数, R_L 是负载电阻, T 是温度.

而散粒噪声的方差在信号“1”和“0”时是不同的,表示为

$$\sigma_S^2 = \begin{cases} 2eRgP_0\Delta f & \text{"1"} \\ 0 & \text{"0"} \end{cases} \quad (3)$$

式中 e 为电子电量.

则整个噪声总的方差可表示为

$$\begin{cases} \sigma_1^2 = 2eRgP_0\Delta f + 4K_B \frac{T}{R_L} \Delta f + 2e\Delta f(i_b + i_d) & \text{"1"} \\ \sigma_0^2 = 4K_B \frac{T}{R_L} \Delta f + 2e\Delta f(i_b + i_d) & \text{"0"} \end{cases} \quad (4)$$

式中, $2e\Delta f(i_b + i_d)$ 是背景光噪声和暗电流的噪声方差.

1.2 误码性能分析

目前分析脉宽调制的误码率本质上是以前以误时隙率为基础,且大都未考虑系统内部噪声引起脉冲展宽的问题^[6]. 这里本文从另一角度计算脉宽调制的误码率,即综合考虑幅度判决条件下的误码率,以及脉冲展宽导致串扰情况下的误码率,首先进行第一种情况的误码率分析. 在进行脉冲宽度判决前首先要进行脉冲幅度判决,因为在脉冲幅度判决正确的情况下,后续脉宽判决的数据才可靠,设脉冲幅度判决门限为 $AI(0 < A < 1)$,单纯的幅度判决误码率其实与 OOK(On-Off-Key)的误码率是相同的,即

$$P_{\text{ABER}} = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) \quad (5)$$

式中, $P(1)$ 和 $P(0)$ 分别是发送 1 和 0 的概率, $P(1/0)$ 是发 0 被判为 1 的概率, $P(0/1)$ 是发 1 被判为 0 的概率,其中^[7]

$$P(1/0) = \int_A^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right) dy = Q\left(A \frac{I}{\sigma_0}\right) \quad (6)$$

$$P(0/1) = \int_{-\infty}^A \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(y-I)^2}{2\sigma^2}\right) dy = Q\left((1-A)\frac{I}{\sigma_1}\right) \quad (7)$$

式中, $Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-z^2/2) dz$, 由式可知信号在“1”和“0”情况下方差不相同, $P(0) = P(1) = 1/2$, 则

$$P_{\text{ABER}} = \frac{1}{2} \left[Q\left(A\frac{I}{\sigma_0}\right) + Q\left((1-A)\frac{I}{\sigma_1}\right) \right] \quad (8)$$

要想保证后续脉宽判决结果的正确性, 必须保证前期在进行脉冲幅度判决时不发生错误, 它的概率为 $P_0 = 1 - P_{\text{ABER}}$.

在幅度判决正确的情况下, 其次考虑脉宽判决时的误码率, 这里仅考虑采样时刻相邻的脉冲宽度 d_n 和 d_{n+1} 之间的串扰, 假定 $p(d_{n+1}/d_n)$ 是脉宽为 d_n 被判为 d_{n+1} 的概率, $p(d_n/d_{n+1})$ 是脉宽为 d_{n+1} 被判为 d_n 的概率, 为了求出具体的概率, 必须对信号脉宽受噪声影响的分布规律进行分析.

根据文献[8-10]分析可知, 只有当激光频率达到上百 THz, 即毫米波段以上, 且通信速率较高, 通信距离达到几十公里时, 大气散射和大气湍流对脉冲展宽的影响才会比较明显, 而本文所使用的激光器波长只在 μm 量级左右, 且通信速率较低, 实验距离只有几百米; 同时还指出宽脉宽基本可以忽略大气衰减和大气湍流对脉冲展宽的影响, 而本文的激光器发出的脉宽处在较大的 μs 量级; 综上所述, 我们基本可以认为接收端的脉冲展宽主要是由系统内部噪声引起的.

在此基础上, 已知接收端接收到的信号为 $I(t)$, 在有信号时对式(1)两边求方差, 因为发送功率 P_0 是一确定值, 可得

$$D[I(t)] = D[gRP_0 + n(t)] = D[n(t)] \quad (9)$$

从这里得知信号幅度变化的方差与噪声方差相等, 那么在传输过程中信号在幅度上的变化与噪声变化是一致的, 服从均值不同、方差一致的高斯分布.

由于接收电子器件的影响, 接收端接收到的真实信号存在上升沿和下降沿, 如图 1. 而接收端接收到的脉宽 d 是在选定某一判决门限 I_{th} 时所对应时间差即 $d = |t_1 - t_0|$, 而此时接收到的脉冲信号对应判决门限 I_{th} 的幅值由于受到噪声影响, 在时间 t_1 上是前后变化的, 从而影响脉宽大小变化, 从上面分析已知脉冲幅度的变化与噪声的变化一致.

由于噪声的存在, 脉冲的幅值其实是随时间呈不规则变化的, 但若本文选取脉冲信号上对应判决门限 I_{th} 的极小时间区间 Δt , 则在 Δt 内可以把信号大小随时间的变化看作是线性关系, 可以得到相应的线性表达式为

$$I(t) = I'(t)t + b \quad t_1 - \Delta t \leq t \leq t_1 + \Delta t \quad (10)$$

式中, $I'(t)$ 是时间为 t 时切线的斜率, b 这里为常数不做定义, 当选取具体的判决门限 I_{th} 时, 在极小区间 Δt 内能够通过式(10)得到具体的时间 t_1 的表达式为

$$t_1 = \frac{I(t_1) - b}{I'(t_1)} \quad (11)$$

则此时接收端接收到的脉宽大小即为

$$d = |t_1 - t_0| = \left| \frac{I(t_1) - b}{I'(t_1)} - t_0 \right| \quad (12)$$

这里为了方便计算做了一个等效处理, 由于脉冲的上升沿和下降沿都有噪声叠加, 但这些噪声是相互独立的, 所以我们把噪声全部等效到一侧处理, 这里选择的是下降沿, 即 t_0 时刻是定值, t_1 时刻上叠加有噪声, 对结果影响不大. 对于时刻 t_1 , 在 Δt 内 $I'(t)$ 是确定的, 结合式(9), 对得到的脉宽即式(12)两边同求方差, 即

$$D[d] = D\left[\left| \frac{I(t_1) - b}{I'(t_1)} - t_0 \right| \right] = \frac{1}{I'^2(t_1)} D[I(t)] = \frac{1}{I'^2(t_1)} D[n(t)] \quad (13)$$

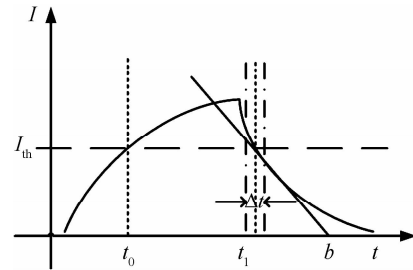


图 1 真实接收信号波形

Fig. 1 Real received signal waveform

从中得到了脉宽变化方差与噪声变化方差呈线性关系, 综上分析知, 脉宽变化的分布与噪声分布相同, 都是高斯分布, 只是方差不同. 此时得到了脉宽的概率分布就可以分析误码率. 设相邻脉宽的判决门限为 W_n , 由高斯分布可知

$$\begin{cases} p(d_{n+1}/d_n) = \int_{W_n}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(y-d_n)^2}{2\sigma_n^2}\right) dy \\ p(d_n/d_{n+1}) = \int_{-\infty}^{W_n} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n+1}} \exp\left(-\frac{(y-d_{n+1})^2}{2\sigma_{n+1}^2}\right) dy \end{cases} \quad (14)$$

式中, σ_n 是脉宽为 d_n 变化的方差, σ_{n+1} 是脉宽为 d_{n+1} 变化的方差, 而整个脉宽判决的误码率是 2^M 种脉宽之间误码率的总和, 即

$$P_{\text{WBER}} = \sum_{n=1}^{2^M-1} [P(d_n) \cdot P(d_{n+1}/d_n) + P(d_{n+1}) \cdot P(d_n/d_{n+1})] \quad (15)$$

而发送每个脉宽的概率均相等, 且为 $1/2^M$, M 为调制阶数; 所有脉宽分布的方差 $\sigma_n^2 = \frac{1}{I'^2(t_n)} \sigma_1^2$, 则整个系统误码率的表达式为

$$P_{\text{BER}} = P_0 \cdot P_{\text{WBER}} = (1 - P_{\text{ABER}}) \cdot P_{\text{WBER}} = \left(1 - \frac{1}{2} \left[Q\left(A \frac{I}{\sigma_0}\right) + Q\left((1-A) \frac{I}{\sigma_1}\right) \right] \right) \cdot \left(\frac{1}{2^M} \sum_{n=1}^{2^M-1} [P(d_{n+1}/d_n) + P(d_n/d_{n+1})] \right) \quad (16)$$

2 实验分析和仿真

实验系统由发射和接收两部分组成, 发射端包括 CO_2 激光器、信号发生器, 接收端包括长波红外碲镉汞 (HgCdTe) 探测器、示波器、辅助设备红外热像仪等. 发射端信号发生器产生重频为 5 kHz 的 TTL 信号, 通过改变占空比来实现对激光器平均发送功率的控制.

2.1 CO_2 激光器

本文采用的射频 CO_2 激光器是由美国 Synrad 公司生产的 48 系列激光器, 平均输出光功率 10 W, 工作波长 $10.57 \sim 10.63 \mu\text{m}$, 工作最高频率 20 kHz, 该激光器采用脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 的方法来控制的平均光功率, 能够实现输出光功率 $0 \sim 100\%$ 的控制^[11].

2.2 HgCdTe 探测器

该探测器是由波兰 VIGO 公司生产的制冷型红外探测器, 最佳特性波长为 $10.6 \mu\text{m}$, 探测率高 $\geq 1 \times 10^9 \text{ cm} \cdot \text{Hz}^{1/2} / \text{W}$, 属于比较灵敏的探测器件, 响应时间短 ($\leq 6\text{ns}$), 能够比较好地响应激光脉冲信号的变化.

2.3 Lecroy 62x 示波器

该示波器工作带宽 600 MHz, 采样频率 2.5 G/s, 上升时间 625 ps, 由于示波器带宽和采样速率远远大于激光器最大工作频率 20 kHz, 因此在采集信号时能够保证时间和幅度测量值的精确性, 也就是较好的信号还原度. 因此能够保证本文实验数据的可靠性.

实验时间: 晚上 18 点至 21 点; 实验环境: 系统发射端位于大学教工楼 1013 房间, 接收端位于大学机关楼下, 链路之间无明显遮蔽物, 距离约为 330m, 实验原理图如图 2.

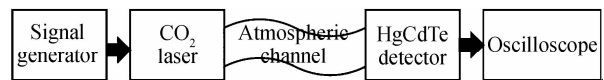


图 2 实验原理图

Fig. 2 Experimental schematic diagram

2.4 激光器平均输出功率特性

实验中将信号发生器以 5% 的占空比为步进, 从 0.5% 依次调节到 90%, 实验中每一次占空比变化采集至少 90 组脉冲数据, 示波器采集到的部分脉冲波形如图 3.

通过对信号低通滤波处理后分析, 得到了实际接收端每个占空比下脉冲信号幅度峰值的平均数据, 其变化规律与占空比的关系如图 4.

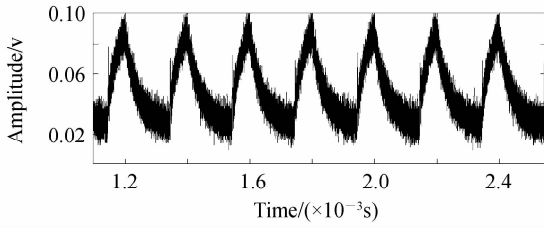


图3 脉冲波形

Fig. 3 Pulse waveform

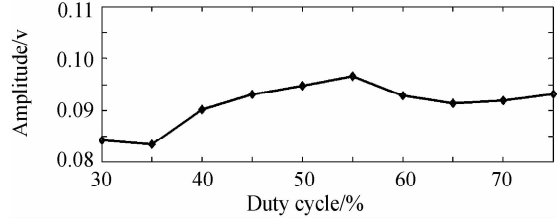


图4 平均峰值与占空比之间的关系

Fig. 4 Relationship between average peak value and duty cycle

从图中可以分析得出 CO₂ 激光器的平均输出功率的变化规律,即在占空比逐渐增大时,接收端信号幅度也逐渐增大并达到饱和,其中在 40%~75%之间脉冲的峰值变化最大只有 7 mV 的变化,波动较小。

2.5 接收脉宽特性分析

本文对每个占空比下接收的脉冲宽度进行了分析,这里选取了统一的脉冲幅度判决门限.选取了 40%~75%之间的 8 种典型脉宽数据进行分析,在此门限下得到了实际接收的每个占空比的脉冲宽度平均值,见表 1.这里的脉宽是当激光器重频为 5 kHz 时对应的脉宽。

从表 1 中可以看出,各个占空比下经过幅度判决后的实际平均脉宽大小与理论脉宽并不相同,这是因为接收电路并不理想,加之有内部噪声叠加在真实信号上,受噪声的影响,导致判决时脉宽发生变化;其次通过图 4 可以看出,每个占空比的平均峰值并不一致,而本文选取的是统一的判决门限,因此对于一些平均峰值小的脉冲脉宽就会有所减小,而对于平均峰值大的脉冲脉宽也会有所增大。从表中数据可以分析得出,接收端接收到的平均脉冲宽度同占空比的变化基本呈线性关系,有利于接收端区分不同占空比下的信号脉宽,从而识别不同脉宽所携带的信息。

由于受内部噪声影响,接收到的波形肯定会有不同程度的展宽,导致相邻脉冲发生串扰产生误码率.因此本文对每个占空比条件下不同时间接收到的脉冲展宽的随机变化进行了统计分析.以发送端 50%占空比为分析对象,在最佳幅度判决门限下得到了 97 组脉冲数据,利用“统计产品与服务解决方案”(Statistical Product and Service Solutions, SPSS)软件对这 97 组数据进行了假设分布检验.利用 SPSS 软件统计出了这组数据的频数直方图和正态 Q-Q 图,如图 5、6 所示.通过直方图和正态 Q-Q 图可以初步假定这组数据近似于正态分布。

表 1 接收的每个脉冲宽度平均值

Table 1 The receiving average of each pulse width

Duty cycle/%	40	45	50	55	60	65	70	75
Theoretical pulse width/ μ s	80	90	100	110	120	130	140	150
Actual pulse width/ μ s	76	89	102	114	119	128	144	160

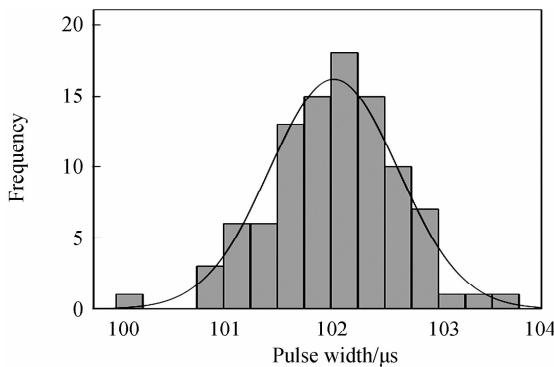


图5 频数直方图

Fig. 5 Frequency histogram

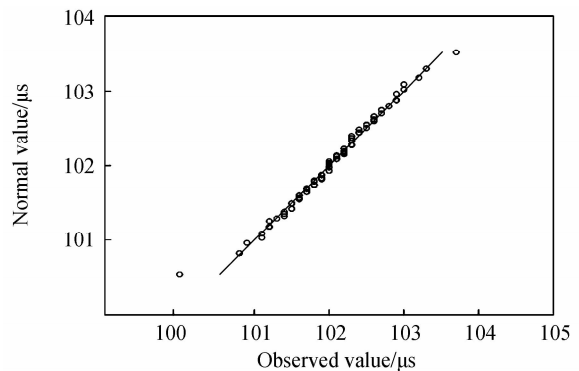


图6 正态 Q-Q 图

Fig. 6 Normal Q-Q diagram

为了进一步验证数据是否为正态分布,对这组数据进行了单个样本的非参数 K-S 检验.这里的样本是指得到的 97 组脉宽数据.通过 SPSS 软件对样本进行了单样本非参数 K-S 检验,得到了关键参数相伴概率值 $P=0.800$.在 K-S 检验中,SPSS 规定当近似相伴概率值即 P 大于一般的显著水平 $\alpha=0.05$ 时,认为样本数据呈近似正态分布.而检验结果 $P=0.800$ 明显大于 0.05,表明这组数据呈近似正态分布^[12]。

综合上述检验结果,基本能够判断这组数据符合本文原先的假设.同样本文也对其他每个占空比的脉宽数据进行了相同的检验分析,并得到了相应的标准差,结果见表 2.

从表中可以得出,所有占空比对应的 P 值都大于 0.05,且 P 值越大,显著性水平越高,接近正态分布的程度越理想.这里采用部分样本参数来估计总体样本参数的点估计方法,一定程度上可以反映总体样本的参数情况.实验结果验证了脉宽变化的规律确实近似服从高斯分布,与上述理论分析结论一致.

如图 1 所示,在实际一阶动态电路中,接收到信号的电流是缓慢变化的,且服从指数函数变化,即

$$I(t_n) = I_0 e^{-\frac{t}{\tau_n}} \quad (17)$$

式中, R 是匹配电阻, L 是匹配电容;如果接收端电路确定即 R 和 L 确定,探测器响应速度够快的话,每个脉冲信号上升和下降的趋势即斜率是相同的,也就是对应同一判决门限 I_{th} 的导数 $I'(t_n)$ 相同,那么从式(13)就可以得到不同占空比下脉冲展宽分布的方差或概率密度函数是相同的,如图 7.从式(14)中可以得出相邻脉宽判决的误码率为

$$P = p(d_n)p(d_{n+1}/d_n) + p(d_{n+1})p(d_n/d_{n+1}) = \frac{1}{2^M} \int_{w_n}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(y-d_n)^2}{2\sigma_n^2}\right) dy + \frac{1}{2^M} \int_{-\infty}^{w_n} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n+1}} \exp\left(-\frac{(y-d_{n+1})^2}{2\sigma_{n+1}^2}\right) dy \quad (18)$$

使它最小的最佳判决门限可以用函数极值来求取^[13],即: $\frac{dP}{dW_n} = 0$, 又 $\sigma_n = \sigma_{n+1}$, 得 $W_n = \frac{1}{2}(d_n + d_{n+1})$, 此时系统的误码率最小,为系统的最佳判决门限.通过表 2 最后一行中的实验数据验证了各个占空比下的标准差大部分相差不大,且相同居多.个别误差相差较大不排除是由于数据统计的原因造成的.

在得到最佳判决门限的同时,对系统误码率公式进行了简化,假设理想情况下信号为“0”时的 $I=0$, $\sigma_1 \approx \sigma_0$, $A = \frac{1}{2}$. 由于选取的是相邻脉宽的中点

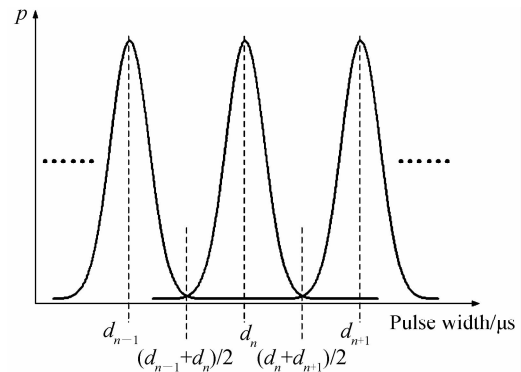


图 7 概率密度函数分布图

Fig. 7 Distribution diagram of probability density function

$W_n = (d_n + d_{n+1})/2$ 作为判决门限,则当激光器重频为 F , 调制阶数为 M 时,代入式(14),得

$$\begin{cases} p(d_{n+1}/d_n) = Q\left\{\frac{1/\lceil 2(d_{n+1}-d_n) \rceil}{\sigma_n}\right\} = Q\left(\frac{1}{2^{M+1} F \sigma_n}\right) \\ p(d_n/d_{n+1}) = Q\left\{\frac{\lceil 1/2(d_{n+1}-d_n) \rceil}{\sigma_{n+1}}\right\} = Q\left(\frac{1}{2^{M+1} F \sigma_{n+1}}\right) \end{cases} \quad (19)$$

结合式(12)、(16)和式(19),得到

$$P_{BER} = \left(1 - \frac{1}{2} \left[Q\left(A \frac{I}{\sigma_0}\right) + Q\left((1-A) \frac{I}{\sigma_1}\right) \right] \right) \left(\frac{1}{2^M} \sum_{n=1}^{2^M-1} [P(d_{n+1}/d_n) + P(d_n/d_{n+1})] \right) \approx \left[1 - Q\left(\frac{1}{2} \sqrt{R_{SN}}\right) \right] \cdot \left(\frac{1}{2^M} \sum_{n=1}^{2^M-1} \left(2Q\left[\frac{1}{2^{M+1} F} \sqrt{R_{SN}}\right] \right) \right) \approx \left[1 - Q\left(\frac{1}{2} \sqrt{R_{SN}}\right) \right] \frac{2(2^M-1)}{2^M} Q\left[\frac{1}{2^{M+1} F} \sqrt{R_{SN}}\right] \quad (20)$$

式中, $\sqrt{R_{SN}} = I/\sigma_1$ 是信噪比的平方根, F 是激光器的重复频率,通过式(20)可以得到误码率与信噪比、调制阶数以及重复频率之间的关系,如图 8、9.

从图 8、9 可以看出,随着信噪比的增加,系统误码率越低;在图 8 中,当调制阶数一定时,激光器重频越大,误码率越高,这是由于当提高重复频率 F 时,相邻的脉冲间距会变小,发生串扰的概率提高,误码率增

大.当系统误码率要求达到 10^{-5} ,激光器重频 1 kHz 和 5 kHz 之间的信噪比相差 15 dB 左右.

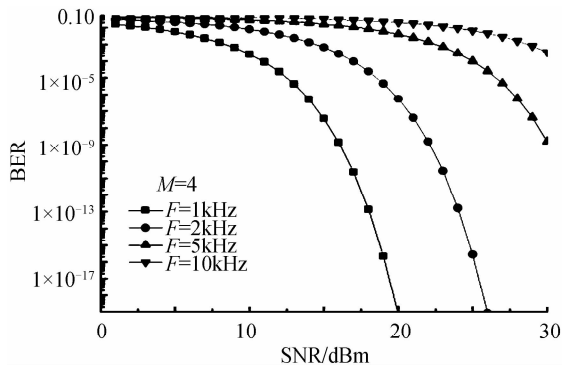


图 8 误码率与信噪比、激光器重频 F 之间的关系
Fig. 8 Relationship between BER with SNR and F

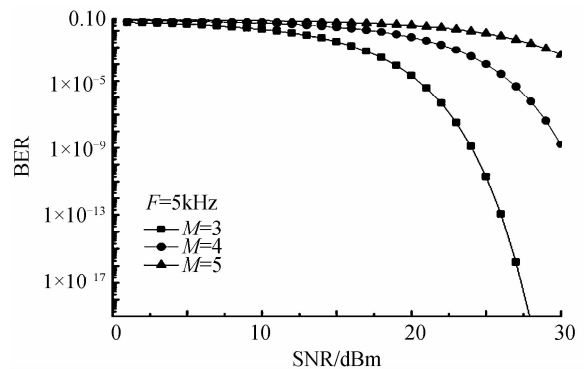


图 9 误码率与信噪比、调制阶数 M 之间的关系
Fig. 9 Relationship between BER with SNR and M

在图 9 中,当重频一定时,调制阶数越大,误码率也越高;同样当增大调制阶数 M 时,相邻的脉冲间距也会变小,导致误码率增大.当系统要求误码率达到 10^{-5} ,调制阶数 M 每增加一级,信噪比则至少需要提升 5 dB.

3 结论

综合考虑幅度判决、脉宽串扰和系统噪声等因素,建立了基于脉宽调制的长波红外无线光通信系统误码率数学计算模型,通过实验,得到了接收脉冲信号的分布情况,实验数据比较好地与模型的分析结论吻合,并得到了脉宽的最佳判决门限以及系统工作参数与误码率之间的关系.

长波红外无线光通信的优势在于通信距离远,随着未来应用中通信距离的增加,激光受信道影响变强,激光脉冲在传播过程中的抖动将会更加剧烈,信号间的串扰也越明显.因此,可以通过选取满足所需系统性能条件下合适的调制阶数 M 或者重复频率 F 来保证通信的可靠性.该实验为下一步采用脉宽调制实现长波红外无线激光通信提供了可行的技术途径.

参考文献

- [1] ACHOUR M. Free-space optics wavelength selection: 10μ versus shorter wavelengths [J]. *Journal of Optical Networking*, 2003, **2**(6): 127-143.
- [2] ZHU Hong-tao, DAI Feng-yu, WANG Zhi-yong, et al. Research present situation of LWIR free-space laser communication technology[J]. *Optical Communication Technology*, 2011, **35**(8): 68-71.
朱宏韬, 代丰羽, 王志勇, 等. 长波红外无线激光通信技术研究现状[J]. 光通信技术, 2011, **35**(8): 68-71.
- [3] WANG Zhe, WANG Jing-yuan, XU Zhi-yong, et al. Long wavelength infrared free-space optical communication technology[J]. *Journal of Military Communications Technology*, 2014, **35**(4): 37-42.
王喆, 汪井源, 徐智勇, 等. 远红外自由空间光通信技术[J]. 军事通信技术, 2014, **35**(4): 37-42.
- [4] LIU Zhan-hong, LIAO Ren-bo, SUN Jian-feng, et al. Performance analysis of new hybrid pulse modulation scheme in optical wireless system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, **35**(7): 0706004.
刘展宏, 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, **35**(7): 0706004.
- [5] PETKOVIC M, DJORDJEVIC G, MILIC D, et al. BER analysis of im/dd fso system with apd receiver over gamma-gamma turbulence[J]. *Serbian Journal of Eletrical Engineering*, 2014, **11**(1): 61-72.
- [6] FAN Yang-yu, ROGER J. Comparison of pulse position modulation and pulse width modulation for application in optical communications[J]. *Optical Engineering*, 2007, **46**(6): 065001.
- [7] LI Fei, WU Yi, HOU Zai-hong. Analysis and experimental research on bit error rate for free-space optical communication systems through turbulent atmosphere[J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, **32**(6): 0606002.
李菲, 吴毅, 侯再红. 湍流大气光通信系统误码率分析与实验研究[J]. 光学学报, 2012, **32**(6): 0606002.
- [8] ZHANG Yu-fa, SUN Xiao-quan. Analysis of ultrashort pulse waveform and broadening caused by atomspheric turbulence and dispersion[J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2015, **36**(2): 267-270.
张玉发, 孙晓泉. 超短脉冲大气传输展宽及脉冲波形分析[J]. 半导体光电, 2015, **36**(2): 267-270.
- [9] WANG Jia, YU Xin. The research of pulse stretch in free-space optical communication[J]. *Optical Technique*, 2009, **35**(1): 80-83.
王佳, 俞信. 自由空间光通信中光脉冲展宽问题的研究[J]. 光学技术, 2009, **35**(1): 80-83.
- [10] LU Hong-qiang, ZHAO Wei, XIE Xiao-ping. Analysis and comparison of pulse brodening caused by atmospheric

- turbulence and dispersion[J]. *Acta Armamentarii*, 2011, **32**(4): 432-437.
- 陆红强, 赵卫, 谢小平. 大气湍流和色散导致脉冲展宽的分析比较[J]. *兵工学报*, 2011, **32**(4): 432-437.
- [11] YE Xiang-yang, WANG Sheng-lie, HE Yun-gui. Power controlling and the controller design for RF excited CO₂ lasers [J]. *Journal of Optoelectronics Laser*, 2011, **12**(2): 151-153.
- 叶向阳, 汪盛烈, 何云贵. 射频激励 CO₂ 激光器功率控制及其控制器设计[J]. *光电子激光*, 2011, **12**(2): 151-153.
- [12] ZHU Hong-bing, HE Li-juan. A study on appropriate conditions in consistency test of normal distribution by single sample K-S check in SPSS[J]. *Journal of Capital Institute of Physical Education*, 2009, **21**(4): 466-470.
- 朱红兵, 何丽娟. 关于用 SPSS 中单样本 K-S 检验法进行正态分布等的一致性检验时适用条件的研究[J]. *首都体育学院学报*, 2009, **21**(4): 466-470.
- [13] ZHANG Tie-ying, WANG Hong-xing, ZHU Yin-bing, *et al.* Analyses for wireless optical system modulation caused by threshold[J]. *Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance*, 2006, **26**(4): 323-325.
- 张铁英, 王红星, 朱银兵, 等. 判决门限对无线光通信调制方式差错率影响分析[J]. *弹箭与制导学报*, 2006, **26**(4): 323-325.