

分类号 \_\_\_\_\_  
学校代码 10487

学号 2005611810244

华中科技大学

# 硕士学位论文

空间激光通信系统中的调制与解调  
技术研究

学位申请人	吴星煜
学科专业:	信号与信息处理
指导教师:	刘应状 副教授
答辩日期:	2007.6.8

**A Thesis Submitted in fully Fulfillment of the Requirement for the  
Degree of Master of Engineering**

**Research on Optical Modulation and  
Demodulation Techniques in Space Optical  
Communication**

**Candidate : Wu Xingyu**

**Major : Signal and Information Processing**

**Supervisor : Associate Prof. Liu Yingzhuang**

**Huazhong University of Science and Technology**

**Wuhan 430074, P. R. China**

**June, 2007**

## 独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中已明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

## 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权华中科技大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本论文属于  
保密 ☐，在 \_\_\_\_\_ 年解密后适用本授权书。  
不保密 ☐。

（请在以上方框内打“√”）

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

指导教师签名：

日期： 年 月 日

## 摘 要

与微波通信相比,空间激光通信具有很多优点:通信容量可以显著增大;发射光束窄,方向性好,功率密度显著增加;天线尺寸小,系统质量相对小;抗电磁干扰,保密性强等等,非常适合于卫星与卫星、卫星与航天飞机等空间站之间高速码率信息的传输。基于空间激光通信良好的应用前景,各个国家都非常重视对空间激光通信的研究工作。而高速率、高稳定性是空间激光通信系统的发展方向。因此,对光调制解调技术的研究就显得尤其重要。

本论文首先介绍了研究空间激光通信的意义,以及各国在空间激光通信研究中的研究状况,并讲述了空间激光通信系统中的关键技术。阐述了空间激光通信系统的基本组成,对每个部分的功能做了较详细的介绍。空间激光通信有多种调制和解调方式,本文分析讨论了三种调制方式:开关键控(OOK, On-Off Keying)调制方式,脉冲位置(PPM, Pulse Position Modulation)调制方式和数字脉冲间隔(DPIM, Digital Pulse Interval Modulation)调制方式,并对这三种调制方式的信号脉冲波形、功率利用率、平均带宽需求、包误码率进行了性能比较与仿真分析。本文重点考察了 PPM 调制方式,得到了基于 PPM 调制方式接收机的输出数学模型和 APD 探测器的输出误码特性,揭示了 PPM 调制方式应用于空间激光通信系统的原因。最后,通过符号差错率上界的分析和计算机模拟,比较了两种解调方式——最大似然时隙(MLC, Maximum-Likelihood searching for Chips)解调方式和最大累加计数样值(MAS, Maximum-Accumulating count searching for Samples)解调方式的性能,分析了各种参数对解调性能的影响,其结果对设计和实现 PPM 接收机是有益的。

**关键词:** 空间激光通信; 脉冲位置调制; 解调; 仿真

## Abstract

Compared with microwave communication, space optical communication has much superiority: much greater communication capability, narrow beam, good direction, much greater power density functions, lesser antenna size, and high capability of anti-electromagnetism and secrecy. Because of its high function-price ratio, under the condition of transmitting same information and same data rate, it is very fit for high data transmission ratio between satellite and satellite, satellite and space shuttle, and so on. So each country attaches important attention to space optical communication. Because high data rate and high reliability is the development direction of space optical communication, researching the modulation techniques and demodulation techniques become especially important.

Firstly, the application foreground as well as the development trend about the space optical communication is introduced. Then the main structure, integral parts and detailed working process of the space optical communication are narrated especially, and the key technologies are also discussed. There are many modulation methods suitable for space optical communication, three modulation schemes are analyzed, including on-off keying modulation (OOK), pulse position modulation (PPM) and digital pulse interval modulation (DPIM). And the performance of these modulation schemes are compared and simulated on their signal pulse waveform, power requirement, bandwidth requirement and packet error rate. And describes the basic principle of PPM scheme in detail, analyzes the mathematical model of PPM receiver and the performance of bit error rate of APD detector, reveals the reason why we use PPM scheme in the space optical communication system. Lastly, by means of upper bounds on the demodulation error probability and computer simulations, the properties are compared for the two demodulation techniques: maximum-likelihood searching for chips (MLC) and maximum-accumulating count searching for samples (MAS) and the effect of various parameters on demodulation per-

formance are discussed, these results are helpful to designing PPM receivers.

**Key words:** Space optical communication; Pulse Position Modulation (PPM); Demodulation; Simulation

# 目 录

摘 要 .....	I
Abstract .....	II
1 绪论 .....	1
1.1 概述 .....	1
1.2 空间激光通信的特点与优势 .....	1
1.3 空间激光通信系统的研究现状 .....	3
1.4 本文的主要研究内容和结构 .....	6
2 空间激光通信系统及其关键技术 .....	8
2.1 概述 .....	8
2.2 通信子系统 .....	10
2.3 信道编码技术 .....	12
2.4 调制技术 .....	13
2.5 噪声抑制技术 .....	14
2.6 捕获、瞄准与跟踪 (APT) 技术 .....	14
2.7 本章小节 .....	15
3 空间激光通信系统中的调制技术 .....	16
3.1 激光调制技术概述 .....	16
3.2 几种调制方式的性能比较 .....	19
3.3 本章小节 .....	26
4 空间激光通信系统中的解调算法设计 .....	27
4.1 概述 .....	27
4.2 系统模型及光电检测器输出的矢量表示 .....	31
4.3 PPM 信号的解调算法 .....	35
4.4 本章小节 .....	41
5 空间激光通信系统中解调算法仿真 .....	43

5.1 仿真工具的选择.....	43
5.2 空间激光通信系统仿真设计.....	43
5.3 仿真结果及分析.....	49
5.4 本章小节.....	55
<b>6 总结.....</b>	<b>56</b>
6.1 论文总结.....	56
6.2 今后的工作.....	56
<b>致 谢.....</b>	<b>58</b>
<b>参考文献.....</b>	<b>59</b>



# 1 绪论

## 1.1 概述

当人们谈及光通信时，自然会想到激光器、光纤和高速数据传输，因为它们是现代光通信技术的代表。但实际上，早在两千多年以前，人类就已经开始了光通信。据记载，公元前 700 多年左右，我国就已经利用烽火台进行光通信，而在欧洲只是到了公元前 5 世纪才出现的。古希腊人在特洛伊战争中，攻克了小亚细亚的特洛伊城，他们就是利用火光通信将捷报跨过爱琴海传递回希腊的米康。

到了近代，当电话出现之后，人们就开始了用光进行通信的研究。1880 年，贝尔研制成功第一个光学电话，1881 年他发表了《利用光线进行声音的复制与生产》的论文。贝尔采用弧光灯作为光源，调制器直接采用话筒的薄膜，弧光灯发出的光束投射在薄膜上，薄膜随着声音的振动而振动，反射光线的强弱就代表着声音的变化规律。接收端采用一个大型抛物面反射镜和一个硅光电池。光电池接收到反射镜反射来的、强弱随着发射端声音变化的光信号后，将其转换为光电流。最后将光电流传递给听筒，就完成了信息的传递。

在第二次世界大战期间，人们用硅弧光灯作为发射机，用硅光电池作为接收器件，在能见度好的情况下，通信距离可以达到 5 公里。为了增加通信的保密性，人们将光源换成红外光源。德国、美国、日本和前苏联都曾研制过军用的红外线光通信系统。这一时期所采用的光源都是非相干光源，这种光源调制困难，内部噪声大，传输损耗大，这极大地限制了光通信的发展和应用。

从 20 世纪 60 年代以来，随着激光技术的出现和发展，使得光通信有了转机，开创了光通信的新纪元。

## 1.2 空间激光通信的特点与优势

目前主要的通信传输手段有微波、光纤等。微波通信与有线通信相比，可节省大

量的有色金属，并易于跨越复杂地形；可以较灵活地组成点、线结合的通信网，使一些岛屿、山区、农村等偏远地区的用户较方便地进行信息交换。但相对与光纤通信系统，其频带窄，信道容量小，码率低。光纤通信系统的容量较大，不易受外界干扰，但必须有安装光缆用的公用通道，当遇到恶劣地形条件时，工程施工难度大、建设周期长、费用高。随着通信信息量的增大，扩充网络带宽资源、提高通信容量已成为当前通信事业应面对的重要课题。空间激光通信结合了光纤通信和微波通信的优点，既具有通信容量大的优点，又不需要铺设光纤。它以激光束作为信息载体，是不需要任何有线传输媒介的通信方式，可用于空间及地面间通信。近年来，随着相关元器件工艺的成熟，空间激光通信系统渐渐地进入商业应用阶段。

相比与其他几种传统的通信方式（如微波通信等），空间激光通信的主要优势是<sup>[1,2]</sup>：

#### 1、大信道容量

激光的频率比微波高3到4个数量级，作为通信的载体意味着更大的可利用频带。光通信每通道的数据速率可达20Gb/s以上，并且还可采用波分复用的技术使通信容量成倍上升，随着技术的进步还将有大幅度上升。

#### 2、高度的保密性

激光具有高度的定向性，发射波束纤细，并且在短时间内能够传输大量数据，从而减少持续通信时间。因此空间激光通信具有高度的保密性和抗干扰性，能有效地防止窃听和侦测，对于军事和民用都有较大的意义。

#### 3、低功耗

激光的发散角很小，能量高度集中，落在接收机的望远镜天线上的功率密度高，从而发射机的发射功率可以大大降低，整个通信发射机功耗也会相应的降低。这对于卫星通信这种功率资源宝贵的场合十分适用。

#### 4、重量轻

发射机较低的发射功率和功率消耗使得发射机及其供电系统的重量得以下降；同时因为激光的波长短，在同样的发射波束发散角和接收视场角要求下，发射和接收望远镜的口径都可以较小。激光通信系统摆脱了微波系统巨大的碟形天线，重量和

体积可以减少很多。

#### 5、无须授权执照

工作在不需管制的光谱,这一光谱目前没有开设业务,不会与其他传输发生干扰。设备间无射频信号干扰,所以不须申请频率使用许可证。

### 1.3 空间激光通信系统的研究现状

目前,空间激光通信主要有两个方面的应用:星际自由空间激光通信和地面自由空间激光通信。

#### 1、星际自由空间激光通信

鉴于激光通信具有波束窄、保密性高、传输速率高、天线和系统具有小型化等优点,被认为是未来星际自由空间高速通信的理想选择。近些年,美国、欧空局各成员国、日本等国都对星际自由空间光通信技术极其重视,对卫星光通信系统所涉及的各项关键技术展开了全面深入的研究。

到目前为止,欧空局(ESA)在空间激光通信研究方面投入了大量资金,先后研制了以不同星间链路为背景的一系列卫星激光通信终端,如 SILEX 和 SOUT。SILEX 系统的一个终端装于欧空局的中继卫星 ARTEMIS,另一个终端装于法国地球观测卫星 SPOT-4。2001 年 11 月 21 日顺利建立了激光通信链路,实现了 50Mbps 速率的激光通信试验。这是世界上进行的首次星间激光链路试验,是卫星激光通信领域一项里程碑式的进展<sup>[3]</sup>。

日本开展卫星激光通信的研究尽管较晚,但是进展却很快。日本已于 1995 年利用装于 ETS-VI 卫星上的激光通信终端成功地与地面站进行了激光通信实验,尽管此次实验的数率仅为 1.04Mbps,但这是世界上首次成功进行的星地激光通信试验。日本 NASDA 研制的 LCE 激光通信实验系统 1996 年与美国的 JPL 的地面站进行了双向激光通信试验,日本的宇宙开发事业团(NASDA)还研制了专门的激光通信实验卫星 OICETS,计划与 ESA 的 ARTEMIS 之间进行激光通信实验。

美国是世界上开展空间光通信研究最早的国家之一,研究工作经过了地面演示验证、关键技术研究以及星间和星地空间激光通信试验过程,已经实施了多个有关卫

星激光通信的研究计划，投入了大量的资金研制了多个卫星激光通信实验终端，如 NASA 支持的 LCDS、MIT 林肯实验室的 LITE 系统，NASA 的喷气推进实验室(JPL) 已研制成的  $2 \times 600\text{Mbps}$  卫星激光通信终端，美国军方 BMDO 建立了低轨卫星—地面站激光链路终端，数据率为  $1\text{Gbps}$ ，并在积极进行小卫星星座中激光星间链路终端的研制。

俄罗斯在星间激光通信方面也取得了较好的成果，俄罗斯的星间激光数据传输系统(ILDTS)已用于载人空间站、飞行器等。

国外空间激光通信系统研究情况见表 1-1。

表 1-1 国外空间激光通信系统研究情况

国别	研究机构	系统名称
美国	Lincoln Lab/MIT	10Gbps 高速调制及量子接收
美国	Lincoln & NASA	NASA- ACCS 通信卫星演示系统，SIR-C，TDRSS，DOD，TOPSAT 系统
美国	美国空军 (Air Force)	LITE
美国	美国国防部	激光通信系统 (LCS)
欧洲	欧洲航天局 (ESA)	实现 GEO-LEO 的 SILEX 系统；激光通信技术和光学地面站(OGS)
日本	日本空间发展局(NASDA)	LUCE，计划实现 GEO-LEO，GEO-GEO(ILC)
日本	邮政省通信研究实验室	LCE 初步实现地面站—GEO 的通信
英国	皇家空军 DMA 研究所	LEO 数据中继网络的实现
加拿大	MPA 技术公司	用于星际连接的半导体高传输率外差系统

国外已完成的和正在进行研究的几个空间激光通信系统的性能参数概况见表 1-2<sup>[4-8]</sup>。

我国在卫星激光通信方面的研究工作刚刚起步，处在单元技术及关键技术的模拟研究阶段。主要研究单位有北京大学、成都电子科技大学、哈尔滨工业大学等。

## 2、地面自由空间激光通信

由于空间激光通信系统本身具有高传输速率、机动性好、安装方便等特点，可以

用于灾区的临时通信系统的组建、高速率的网络接入等方面。目前，有许多设备供应商如朗讯、思科、阿尔卡特等针对这些应用都提出了自己的自由空间激光通信（FSO，Free Space Optics）方案和设备。Terabeam 公司曾在悉尼奥运会上成功地使用 FSO 设备进行图像传送，并在西雅图的四季饭店成功地实现了利用 FSO 设备向客户提供 100Mbit/s 的数据连接。Aitfiber 公司则在美国波士顿地区将 FSO 通信网与 SONET 通信光纤网借助光节点连接在一起，完成了该地区整个光网络的建设。FSO 的发展已经与波分复用（WDM，Wavelength-Division Multiplexing）技术结合，朗讯公司在 1999 年推出了 WaveStar OpticAir 无纤密集波分复用（DWDM，Dense Wavelength-Division Multiplexing）系统，采用 1550nm 波长和 DWDM 技术，传输速率可达 10Gb/s(4×2.5Gb/s)，传输距离 5km。表 1-3 为几家 FSO 厂家及其产品特点。

表 1-2 国外空间激光通信系统主要性能参数概况

系统名称	SILEX	LCE	SOTT	SROIL	BLISL
国别	ESA	日	ESA	ESA	以-德
应用范围	GEO-LEO	星-地	GEO-LEO	LEO 星座	小卫星
搭载卫星	ARTEMIS-SPOT4	ETS-VI			
激光输出功率	120mW 1.2W	18.3mW	LD (2W)	Nd:YAG	0.5W~ 2W
调制方式	IM/DD	IM/DD	IM/DD	BPSK	IM/DD
波长(nm)	797~853	830	850		1550
码速率(Mbps)	50	1.024	1000	1200	1000
误码率(BER)	$10^{-6}$			$10^{-6}$	$10^{-9}$
星上天线直径(mm)	250	75	200	40	120
信号光宽度( $\mu rad$ )	10~16	30			50
信标光宽度( $\mu rad$ )	750	60			500
通信距离(km)	45000			6000	8000
质量(kg)		22.9	50	15	15
功耗(W)	160	90	100	40	25

表 1-3 FSO 厂家及其产品特点

公司	速率 (Mb/s)	距离 (Km)	特点
LightPointe	20, 155, 622	0.2—1	无线光通信和微波备份, 使用率 99.999%
AirFiber	622	短距离	定位于接入网
Canon USA	622, 10K	2	采用自动跟踪技术
AstroTerra	10—622	0.7—3	有空间光通信研究的背景, 自由空间光 通信速率达 10Gbps

## 1.4 本文的主要研究内容和结构

综合国内外在空间激光通信系统中的研究现状和发展状况来看, 数字空间激光通信系统大多为强度调制 / 直接检测 (IM/DD) 系统, 所以对强度调制方式以及解调方式的研究就显得格外的重要。

本文将主要介绍几种强度调制方式, 并从其符号结构、功率利用率、带宽需求、误码率、解调算法等方面展开研究, 最后通过计算机进行仿真比较。

论文的主要内容和安排如下:

第一章简要阐述了空间激光通信的特点和优势, 介绍了空间激光通信系统的发展过程以及国内外的研究现状。

第二章对整个空间激光通信系统的结构进行介绍, 论述了空间激光通信中的关键技术。

第三章着重介绍了几种强度调制方式, 从功率利用率、带宽需求、误包率等方面进行分析比较, 得到了许多有意义的结果, 为空间激光通信系统的设计提供了一些依据。

第四章介绍了两种类型的接收机——非相干检测接收机和相干检测接收机。针对 PPM 信号提出了最大似然解调, 得到了两种解调器的结构和算法——最大似然时隙 (MLC) 算法和最大累加计数样值 (MAS) 算法, 并对最大似然解调算法的误码率进行了

分析。

第五章计算机仿真。搭建一个空间激光通信系统的仿真平台，针对各种环境进行了仿真，考察了不同解调算法、不同参数对解调性能的影响。

第六章对本文的内容进行一个总结，并对下一阶段的工作提出了一些建议。

## 2 空间激光通信系统及其关键技术

### 2.1 概述

空间激光通信系统主要由激光光学子系统、跟踪和瞄准（APT，Acquisition Pointing and Tracking）子系统和通信子系统组成，图 2-1 为空间激光通信系统的结构框图。

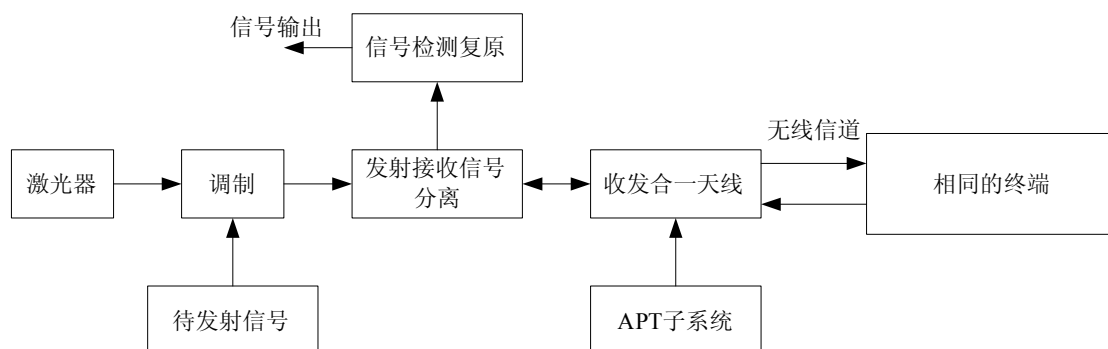


图 2-1 空间激光通信系统结构框图

光学子系统部分的主要组成包括：发射光学系统和接收光学系统；通信子系统主要包括：信号输入输出和处理电路、激光器、光电探测器；APT 伺服控制系统包括：信号模 / 数转换与处理、计算机接口、控制校正网络、伺服驱动单元、反馈控制机构和伺服电机组等。

如上所述，空间激光通信系统涉及的相关学科非常广泛，其关键技术不仅多，而且难度大，归纳起来，空间激光通信系统主要包括以下几个方面的关键技术<sup>[9]</sup>：

#### （1） 高效、低耗、稳定、长寿命的激光光源技术及高码率的调制技术

在空间激光通信中，作用距离很远（如在卫星间的空间链路传输距离可以达到数千公里，甚至上万公里），背景光干扰较强，在这种条件下，高功率、稳定的激光光源是确保接收端快速准确地捕获、跟踪目标和通信双方可靠地传输数据的重要前提。此外，激光器功率越高，用于闭合给定链路所需的传输口径就越小，这样可减小整个装置的尺寸。空间激光通信系统多用在卫星



和一些便携设备上, 由于这些设备上的电力资源非常宝贵, 在高功率输出的同时, 还必须保证低的能量消耗, 这就要求激光器有较高的效率。激光器的寿命也是一项重要的性能指标, 特别是对于应用在卫星上的, 应与整个系统及卫星的使用寿命相匹配。目前的光源一般采用半导体激光器或半导体泵浦的 YAG 固体激光器, 即可作为信号光源, 也可以作为信标光源, 工作波长为  $0.8 \sim 1.5 \mu\text{m}$  近红外波段。用于 APT 系统的信标光源应能提供几瓦量级的连续光或脉冲光, 可采用大功率单管或多管芯阵列组合以提高功率, 还可在光发射机后加入末级高功率放大器。另外, 在激光通信中, 为了保证高的数据率和小的误比特率 (BER), 光信号的调制解调技术也是至关重要的。目前的空间激光通信系统大多采用强度调制 / 直接检测 (IM/DD) 方式。

## (2) 轻量化、小体积、高增益的接收 / 发射光学系统

在光通信中, 轻、小的收发光学系统结构对于空间应用是一个重要的指标, 因为系统平台的载荷和容积都是有限的。系统的轻小化可以减小可移动部分的转动惯量, 有利于增加系统带宽, 提高系统对目标进行捕获跟踪的速度和抑制干扰的能力。在发送 / 接收光束时, 由于光能量很微弱, 应尽可能地减少光束在光路中的损失。因此, 象质好、在工作波长范围内透过率高的光学镜头及膜层制作也是一项关键的工程技术, 对于提高发送系统的传输效率和接收系统的探测能力有着重要的影响。

## (3) 高精度的捕获、瞄准和跟踪技术 (APT)

这是保证实现空间远距离光通信的必要核心技术。在空间激光通信系统中, APT 子系统的作用是探测对方发出的信标光, 并对之进行捕获、跟踪。然后返回一个信标光到对方, 籍以完成点对点的锁定, 在两端之间建立通信链路。之后, 双方开始传输数据, 实现通信。整个通信过程中, 这一链路需要一直保持。如果因为某种原因, 链路中断, 这就需要 APT 系统尽快地重新进行捕获、瞄准和跟踪。为了确保通信成功, 对 APT 系统的精度要求非常高。在实际的空间激光通信系统中, 跟踪精度要求小于 2 微弧度, 瞄准精

度要求小于 1 微弧度。这样高的跟瞄精度，加上复杂的工作环境以及可靠性的要求，决定了 APT 系统的设计和实现是空间激光通信系统中的一项非常关键且难度极大的工程技术。

#### (4) 信道的研究

空间激光通信系统的信号传输，特别是应用于大气层内的，受到信道的影响非常大。所涉及的大气信道是随机的，大气中的气体分子、雨、雪、气溶胶等粒子，其几何尺寸与激光波长相近甚至更小，会引起光的吸收、散射，特别是在强湍流的情况下，光信号将受到严重的干扰，引起光束漂移、扩展、光强闪烁等，甚至造成脱靶，通信中断。因此，这就要求我们对信道进行研究，掌握它对信号影响的规律。在此基础上，利用某些技术（如自适应光学等）来消除或减小信道对信号的影响，保证系统在随机的信道情况下正常工作。

通过上面的介绍，使我们对整个空间激光通信系统及其关键技术有了一个大概的了解。下面我们从本文的研究方向出发，对其中的通信子系统和与之相关的一些技术进行一个简单的介绍。

## 2.2 通信子系统

为了分析方便，我们将通信子系统分为光发射机和光接收机两部分分别加以介绍分析，它们的组成结构分别如图 2-2、图 2-3 所示。

### ➤ 光发射机

光发射机的功能是对原始信号进行编码，然后将它通过调制器施加到激光器上，将电信号转换成光信号，并通过光学天线发射出去<sup>[10]</sup>。另外，为了更好地保护激光器，控制输出功率，在设计时还可以增加自动功率控制电路（APC）和自动温度控制电路（ATC），使激光器能有效正常地发光工作。

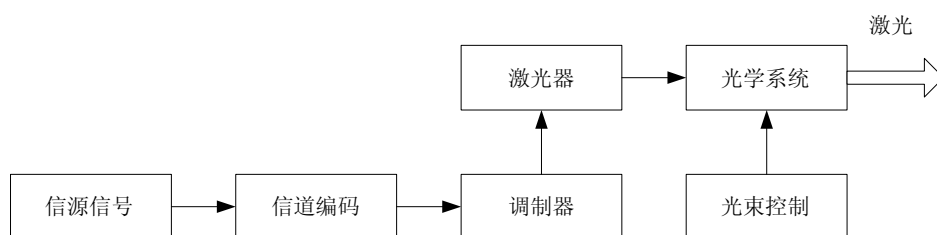


图 2-2 光发射机结构框图

## ➤ 光接收机

光接收机是空间激光通信系统的重要组成部分，并且也是以后几个章节的研究重点，我们在这里对它进行一个较详细的介绍。

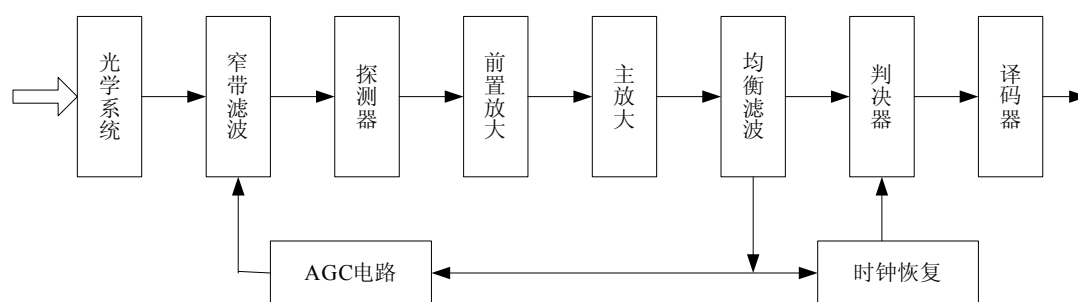


图 2-3 光接收机结构框图

光接收机主要包括：光检测器、窄带滤波、前置放大器、主放大器、均衡滤波、判决器、时钟提取、自动增益控制（AGC）、数据采集和译码器等部分<sup>[11]</sup>。

光检测器是光接收机的核心部件，它将光脉冲信号转换成电脉冲信号。光通信中常用的光检测器主要是 PIN 光电二极管和雪崩光电二极管 APD。PIN 光电二极管没有倍增，工作偏压低，而 APD 具有很高的内部倍增，工作时需要较高的偏压，它与合理设计的电子放大器结合，可以使 APD 工作在最佳倍增工作状态。这样采用 APD 光检测器的光接收机能够得到比采用 PIN 光检测器的光接收机更高的接收灵敏度。但由于 APD 需要较高的工作偏压以及其倍增特性受温度的影响比较严重，因此要提供高压和利用 AGC 电路对 APD 的工作偏压进行控制，对 APD 进行温度补偿。

前置放大器的主要作用是把光电检测器输出的微小的光电电流转变成一个具有

一定数量级的脉冲信号电压，一般是毫伏数量级的，并通过直流消除电路滤除光电电流的直流部分，这样信号的接收部分就不再受直流背景光的影响了，而且减小了脉冲宽度的畸变。

主放大器是一个高增益的放大器，它放大来自前置放大器输出的小信号电压，将其转变成满足某种行业标准（如 PECL 电平）的信号，用以驱动后面的电路。一般来说，通过主放大器放大的信号基本是无失真的前置放大器的输出信号。对于不同输入光功率信号，其放大增益也可以通过自动增益控制（AGC）调整得到不同大小的数值，从而保证其输出电平幅度不变。

均衡电路是为了得到有利于判决的信号输出波形，即信号波形引起的码间干扰尽可能的小。通过均衡可以合理压缩主放大器过宽的带宽，减少光接收放大器的噪声，提高其输出信噪比。这样均衡后的输出信号波形送到判决电路，可以得到最佳判决，从而得到理想的接收灵敏度。

时钟提取是从接收到的数据流中提取出用于同步的时钟信息，为判定和定时服务，使数字脉冲信号可以再生。

数据采集就是通过采样将输入信号转换成为离散的数字信号。

译码器的作用是将数字信号通过某种解调译码算法还原成原始信号。

## 2.3 信道编码技术

在实际的传输过程中，由于信道传输特性不理想以及各种噪声的影响，所收到的信号不可避免的会发生错误。为了在已知信噪比的情况下达到一定的误码率指标，首先应合理设计基带信号，选择调制、解调方式，采用时域均衡和频域均衡，使误比特率尽可能降低。但若误比特率仍不能满足要求，则必须采用信道编码，将误比特率进一步降低，以满足指标要求。

常见的信道编码有线性分组码、循环码和卷积码等。在分组码中，它把  $k$  个信息比特的序列编成  $n$  个比特的码组，每个码组的  $(n-k)$  个校验位仅与本码组的  $k$  个信息位有关，而与其它码组无关。为了达到一定的纠错能力和编码效率，分组码的码组长度都比较大。编译码时必须把整个信息码组存储起来，由此产生的延时随着  $n$  的

增加而线性增加。

卷积码则有所不同。它也是把  $k$  个信息比特编成  $n$  个比特，但  $k$  和  $n$  通常很小，特别适宜于以串行形式传输信息，延时小。与分组码不同，卷积码中编码后的  $n$  个码元不但与当前段的  $k$  个信息有关，而且与前面  $(N-1)$  段的信息有关，编码过程中相互关连的码元为  $N \times n$  个。卷积码的纠错能力随着  $N$  的增加而增大，而差错率随着  $N$  的增加而指数下降。

Berrou 于 1993 年提出的 Turbo 码算法，是在综合过去人们在构造级联码及改进最大后验概率译码 (MAP) 算法、迭代译码思想等基础上的一种推广和创新。Turbo 码是一种并行级联码，它的内码、外码均使用卷积码。它使用一种全新的译码思想——迭代译码，从而真正挖掘了级联码的潜力。它也突破了最小码距的设计思想，更接近香农的随机码概念，获得趋近极限的性能。由于它具有较高的编码增益，故可以在给定误比特率和误符号率的条件下，大大降低需要发送的信号能量。这样在空间激光通信系统中，不仅可以有效地降低发射激光能量，还可以大大延长系统的使用寿命<sup>[12]</sup>。

## 2.4 调制技术

调制就是把信号叠加到载波上。空间激光通信系统中的调制器是一种电光转换器，它使输出光束的某个参数（强度、频率、相位、偏振等）随电信号变化，完成光的调制过程。

光调制方式可以分成内调制和外调制两种。把被信息信号调制了的电信号直接加到光源上，使光源发出随信息信号变化的光信号称为内调制。把调制元件（如光电晶体等）放到光源之外，使被信息信号调制了的电信号加到调制元件上，当光束通过元件后，其光束中的某个参数随电信号的变化而变化，从而成为载有信息的光信号，称为外调制。

调制又可以根据作用光束的参数不同（强度、频率、相位等）大致分为调幅、调频和调相。调频调制方式在空间激光通信中在组成系统的复杂性和灵敏度方面都没有优势，目前不被采用。

另外，在实际应用中，由于不同波长系统的相应器件的差异，所以在调制方式的选择上面也应该区别对待。目前空间激光通信系统所选用的激光波长主要集中在 800nm、1000nm 和 1550nm 三个波段。在 800nm 的系统中由于半导体激光器的特点，一般采用强度调制 / 直接检测 (IM/DD) 的方式，现在这一波段的调制速率单信道不超过 1Gbps。除了系统简单外，这一波段的另一个优点是，能够采用对光有内置放大作用的 APD 探测器。对于 1000nm 波长的系统，一般采用 Nd:YAG 固体激光器，它优异的性能使其可以采用各种调制方式，虽然这一波长落在 APD 探测器的高增益区外，但基于 PSK 调制的、直接采用零差解调的检测方式，可使探测器灵敏度大幅提高。在 1550nm 波段的系统，更多的继承了陆地上光纤通信系统的特点，一般也采用幅度调制和解调的方式，但它的幅度调制是基于相位的幅度调制外加功率放大的方法，而接收端一般采用光纤前置放大加强度探测的接收技术，早在几年前就有报道说该波段单信道调制速率到达了 40Gbps。

## 2.5 噪声抑制技术

空间激光通信的距离一般非常遥远，从几千公里到数万公里，而光接收功率与光信号传播距离的平方成反比，因此达到接收端的光能量是非常微弱的，再加上噪声干扰如日光、星光、月亮的反射光又相当强，这使得接收端的信噪比 SNR 非常小，对于大气层内的空间激光通信，还要受到大气及湍流的影响。为了能够正常通信，除了提高发射光源的功率之外，通常还要对所接收的信号进行处理：在光信道上采用光窄带滤波器（干涉滤光片或原子滤光器等），以抑制背景杂散光的干扰；在电信道上则采用电学滤波和微弱信号检测与处理技术。

## 2.6 捕获、瞄准与跟踪 (APT) 技术

这是保证实现空间远距离激光通信的必要核心技术。通常的 APT 系统主要由捕获（粗跟踪）系统和跟踪、瞄准（精跟踪）系统组成<sup>[13-17]</sup>。

### (1) 捕获（粗跟踪）系统

作用是在较大的视场范围内捕获目标。激光信标发射的光束很窄，在相距极远的两个通信实体，必须保证信标的发射波束覆盖接收机的接收天线，接收端能够捕捉跟踪发射端的窄光束。由于姿态监测控制系统误差、参照系计算误差、卫星的腾空浮动和振动以及其它系统误差的存在，在收发双方互相对准之后总有一个不确定角。空间捕获目标的范围为 $\pm 1^\circ \sim \pm 20^\circ$ 或更大，通常采用 CCD 来实现。

为了缓解对空间瞄准、捕获和跟踪系统苛刻的要求，同时加快通信链路建立速度，接收机的视场角一定要宽，为几毫弧度，灵敏度为  $-110\text{dBW}$ ，跟踪精度为几十毫弧度。然而，这样接收的背景辐射功率就会迅速上升，掩埋其中的信标信号。解决这一问题的关键在于接收机中使用超窄带宽、高透射率的光学滤波器。

## (2) 跟踪、瞄准（精跟踪）系统

该系统的功能是在完成了目标捕获后，对目标进行瞄准和实时跟踪。通常采用四象限红外探测器 QD 或 Q-APD 高灵敏度位置传感器来实现，并配以相应的电子学伺服控制系统。精跟踪要求视场角为几百微弧度，跟踪灵敏度为  $-90\text{dBW}$ ，跟踪精度为几微弧度。

另外，太阳光为地球表面的云层、积雪和海洋反射所产生的强烈背景辐射，对于空间通信链路建立，是一个巨大的挑战（此外还有太阳、月亮、金星等天体的背景辐射）。好的干涉滤光片带宽为  $(1\sim 10)\times 10^{-10}\text{m}$ ，无法满足要求；原子滤光器带宽可达到  $1\times 10^{-12}\text{m}$ ，可以保证在一定信噪比的前提下有效地扩大接收机的视场角，满足快速捕获信标的要求。

## 2.7 本章小节

本章简单介绍了空间激光通信系统的组成及其关键技术，并对通信子系统以及和它相关的技术进行了较为详细的介绍，为以后的深入研究做好基础准备工作。从下一章起，我们就要进入本文的研究重点——空间激光通信系统的调制解调技术。

### 3 空间激光通信系统中的调制技术

#### 3.1 激光调制技术概述

目前的空间激光通信系统大多设计为强度调制 / 直接检测 (IM/DD) 系统, 下面就着重介绍几种强度调制方式。

##### 3.1.1 开关键控(OOK)

开关键控(OOK)是一种最一般的强度调制方式。在 OOK 系统中, 通过在每一比特间隔内使光源脉冲开或关对每一比特进行发送。这是调制光信号最基本的形式, 只需使光源闪烁即可编码。

##### 3.1.2 单脉冲位置调制(PPM)

单脉冲位置调制(PPM)方式采用断续的周期性光脉冲作为载波, 载波受到调制信号的控制, 脉冲的时间位置随之发生变化而传递信息<sup>[18,19]</sup>。在数字 PPM 通信中, 通信时间被分成宽度为  $T$  的周期时间段, 每时段称为一个 PPM 符号。每个符号时间  $T$  又被分成  $M$  个时隙, 每个时隙宽度  $T'$  为  $T/M$  秒, 其中前  $Q$  个时隙称为传信时段  $T_Q = QT'$ , 后  $D$  个时隙不传信息称为静默时段  $T_D = DT'$ 。在发送端, 激光源每隔时间  $T$  在其传信时段  $T_Q$  中的一个时隙打开, 其余时隙关闭, 发送一个脉冲信号, 脉冲宽度为  $\tau$ 。  $T_Q$  中的  $Q$  个时隙位置对应  $Q$  个符号, 每个符号传递  $\log_2 Q$  bit 的二进制信息。如果将  $\log_2 Q$  位数据组写成  $M = (m_1, m_2, \dots, m_{\log_2 Q})$ , 而将时隙位置记为  $l$ , 则单脉冲 PPM 调制的映射编码关系可以写成:

$$l = m_1 + 2 \times m_2 + \dots + 2^{\log_2 Q - 1} m_{\log_2 Q} \in \{0, 1, \dots, Q-1\} \quad (3.1)$$

静默时段  $T_D$  是由激光器和信道特性决定的,  $T_D$  的长度要大于脉冲激光器重建粒子数反转需要的最小重复周期, 否则激光器不能正常工作, 同时选取  $T_D$  时还要避免信道



引起的脉冲展宽所造成的符号间干扰。

图 3-1 为 PPM 信号的符号结构。它的结构参数记为：时隙宽度  $T'$ 、脉冲宽度  $\tau$ 、传信时隙数  $Q$  和静默时隙数  $D$ 。上述的 PPM 信号可以记为 Q-PPM。为了讨论方便，我们在以后的章节中还使用上述的标识。另外，当脉冲宽度  $\tau$  小于时隙宽度  $T'$  时，这  $Q$  个信号集在时间上是正交的，否则该信号集就失去了正交性。

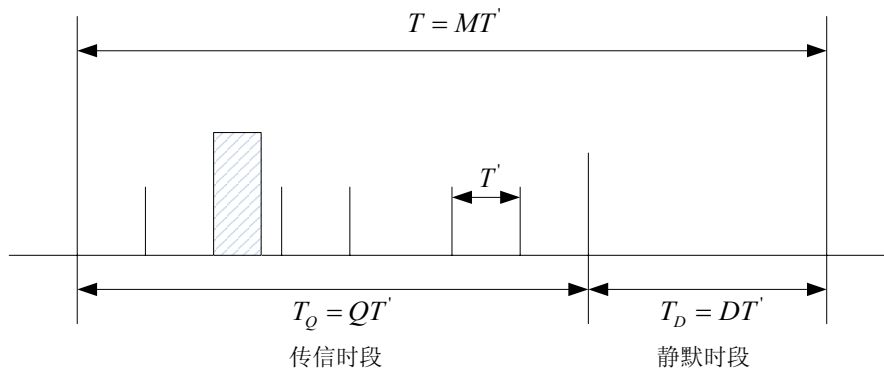


图 3-1 PPM 信号的符号结构

### 3.1.3 数字脉冲间隔调制(DPIM)

在调制方式的选择上面，要对功率效率、系统带宽、实现的复杂度等方面进行综合的考虑。OOK 方式虽然实现起来非常简单，但是功率效率较低；PPM 方式虽然具有较高的功率利用率，但是增加了系统带宽的要求，同时在接收端还需要进行时隙同步和符号同步，增加了系统实现的难度。针对上述的情况，出现了几种新的调制方式<sup>[20-23]</sup>，结合了 OOK 和 PPM 的优点，数字脉冲间隔调制（DPIM）方式就是其中的一种。

DPIM 调制方式，与 PPM 类似，也是一种脉冲位置调制，但是每个符号所包含的时隙数是变化的而不是固定的。符号  $S_l$  ( $l$  为符号所表示的十进制数) 的时隙个数为  $l+2$ ，脉冲在每个符号的起始时隙上，后面加一个保护空时隙，再加上  $l$  个空时隙表示信息。由 DPIM 的符号结构决定，在 DPIM 的接收端只需要时隙同步而不需要

符号同步，这相对于 PPM 在系统实现的复杂度上得以大大简化。

为了讨论方便，将该 DPIM 信号记为 Q-DPIM。每个 Q-DPIM 符号对应  $\log_2 Q$  bit 的二进制信息， $\log_2 Q$  bit 的数据组可以表示为：

$$M = (m_1, m_2, \dots, m_{\log_2 Q}) \quad (3.2)$$

发射脉冲后的空时隙数  $l$  与数据组  $M$  的映射关系可以表示为：

$$l = 1 + m_1 + 2 \times m_2 + \dots + 2^{\log_2 Q - 1} m_{\log_2 Q} \in \{1, 2, \dots, Q\} \quad (3.3)$$

图 3-2 为 DPIM 的符号结构。

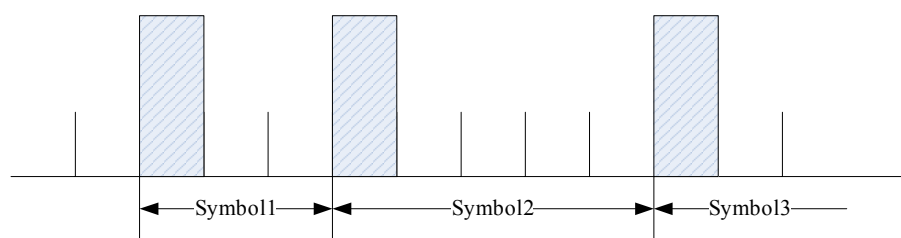


图 3-2 DPIM 信号的符号结构

图 3-3 为 OOK-NRZ、PPM 和 DPIM 方式在符号结构上的对比。

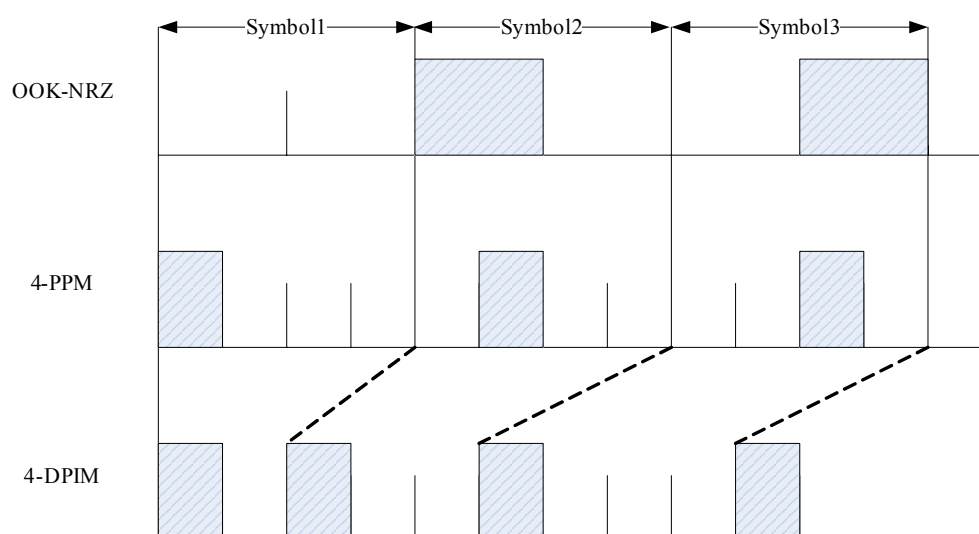


图 3-3 OOK-NRZ、PPM 和 DPIM 方式的符号结构对比图

## 3.2 几种调制方式的性能比较

空间激光通信结合了微波通信和光纤通信的技术特点，具有高传输速率、以激光束为载体不需要任何有线传输媒介等特点。不过，作为空间激光通信基础的光纤光通信之所以可以达到 Gbit/s 的这样良好的传输性能很大程度上归功于光纤本身的特性。在空间激光通信系统中这种低功耗的光传播路径已经不复存在，因此在空间激光通信系统调制方式的选择上面必须考虑空间光信道的传输要求。首先，空间激光通信技术多用于卫星和个人便携设备上，空间光通信设备受到体积、功率消耗等多方面的限制，并且空间光收发器的平均功率应当满足对于人眼安全的规定。这样，用于空间光通信的调制方式的功率利用率要比较高。其次，光收发器要求使用大面积的光检测器，而大面积的光检测器的高输入电容将限制光接收机的带宽，所以用于空间光通信中的调制方式的频带利用率也是一个需要考虑的重要因素。下文将对 OOK、PPM 和 DPIM 三种调制方式的发射功率、频带利用率等性能进行分析和比较 [24,25]。

### 3.2.1 发射功率比较

在讨论之前，我们先做好这样的假设：在单位时间内总的发射能量是固定不变的，也就是说单位时间内的平均发射功率是一定的。我们将要讨论在不同调制方式下，每一比特的平均发射功率。

对于 OOK-NRZ 方式，假设单位时间内的平均发射功率为  $P$ ，符号“1”和“0”的出现概率相等，则每一比特的平均发射功率为  $P_{OOK} = P$ ；同理，对于 Q-PPM 信号，它的

的每一比特平均发射功率为  $P_{PPM} = \frac{PQ}{\log_2 Q}$ ；在 DPIM 方式下，根据 DPIM 的符号结

构，每个符号的平均时隙数为  $\bar{n} = \frac{Q+3}{2}$ ，其比特平均发射功率为  $P_{DPIM} = \frac{P(Q+3)}{2\log_2 Q}$ 。

OOK-NRZ、PPM 和 DPIM 相对于  $Q$  的归一化比特平均发射功率如图 3-4 所示。

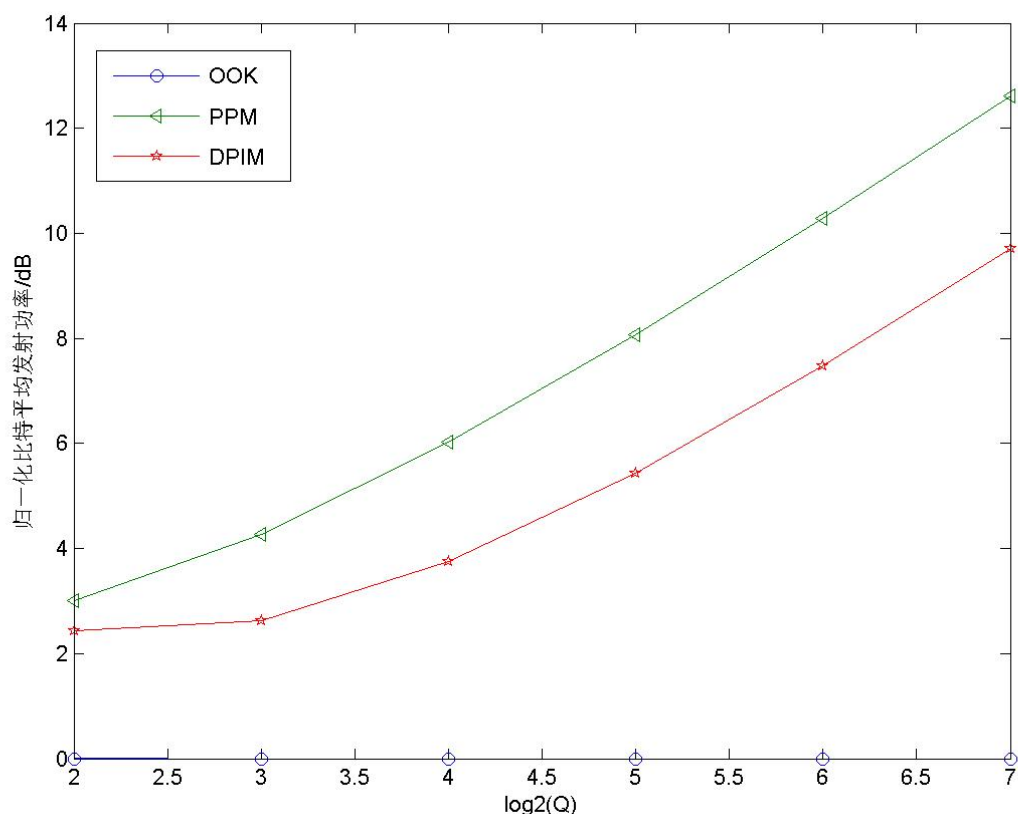


图 3-4 OOK、PPM 和 DPIM 方式的比特发射功率比较

由上图可知， $Q$ 一定时，PPM 和 DPIM 的平均比特发射功率都比 OOK 高；并且随着  $Q$  的增大，这种趋势也更加明显。其中 PPM 的平均比特发射功率最高，DPIM 居中。PPM 对于 DPIM 在发射功率上的优势也是随着  $Q$  的增大而更加明显。这说明，在总的发射功率一定的情况下，采取 PPM 和 DPIM 方式将比 OOK 调制方式每一比特获得更高的发射功率。这一特性在实际应用中非常重要，在背景光噪声较强的信道条件下，采用 PPM、DPIM 调制方式，获得较大的比特发射功率，可以大大的降低误码率。理论上，随着  $Q$  的无限增大，每一比特的平均发射功率也可以无限制的增大。不过，对于高速空间激光通信系统， $Q$  不易选取过大，因为  $Q$  过大会导致时隙宽度  $T'$  过窄，难以实现，并且需要占用更多的带宽。

### 3.2.2 带宽需求比较

对于 OOK 调制方式，假设码元速率为  $R_b = \frac{1}{T_b}$ ，若以功率谱的第一个零点计算，则其的带宽为  $B_{OOK} = R_b$ 。在相同的时间内传送相同的信息，对于 Q-PPM，它的带宽大约与时隙宽度成反比， $B_{Q-PPM} = \frac{R_b Q}{\log_2 Q}$ 。而对于 DPIM，它的数据速率不像 OOK 和 PPM 那样是固定的，因此，我们只能用基于平均符号率的平均比特率来分析，可以得出它所需的带宽与平均符号长度有关，即  $B_{Q-DPIM} = \frac{R_b(Q+3)}{2 \log_2 Q}$ 。各种调制方式相对  $Q$  的归一化带宽如图 3-5 所示。

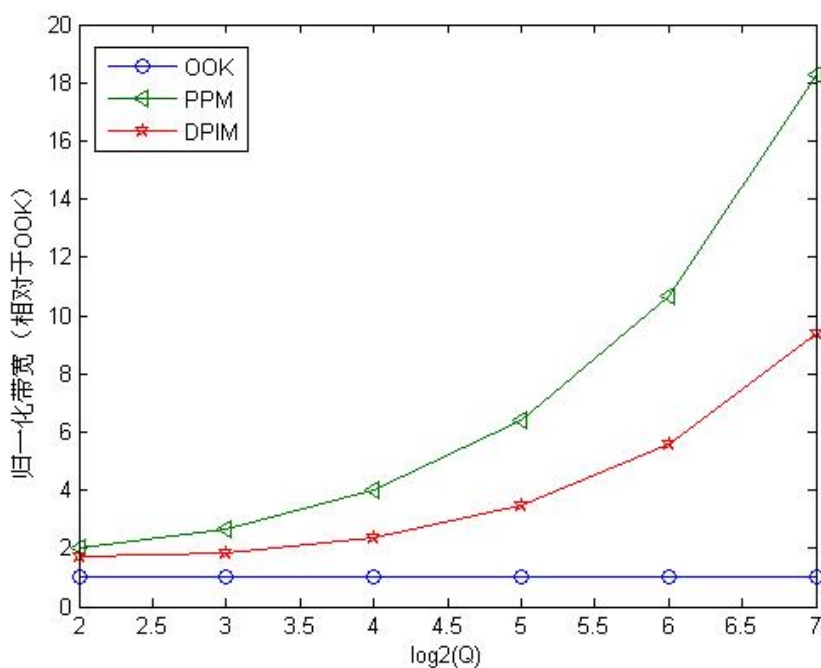


图 3-5 OOK、PPM 和 DPIM 方式的带宽需求比较

由上图可见，DPIM 所需的带宽高于 OOK，但低于 PPM。当  $Q=32$  时，DPIM 的带宽为 OOK-NRZ 方式的 3.5 倍，而 PPM 所需的带宽是 OOK-NRZ 方式的 6.4 倍。

### 3.2.3 差错性能比较

在 Q-PPM 调制方式中, 符号错误被定义为在一个符号的时隙内判断脉冲位置出现错误。假设这  $Q$  种符号出现的概率是相等的, 并且这  $Q$  个信号集在时间上是正交的。那么, 误符号率和误比特率之间有如下的关系:

$$P(\text{bit error}) = \frac{Q/2}{Q-1} P(\text{symbol error}) \quad (3.4)$$

在 DPIM 调制方式中, 由于符号长度不是固定不变的, 并且每个脉冲都被定义为一个符号的开始和另一个符号的结束, 所以在考察 DPIM 的差错性能时就不能简单的延用 PPM 中的符号错误这一指标。如果在一个错误的时隙检测到有一个脉冲, 那么它将影响到它两边的符号的判决, 但不会影响到其他符号的判决; 如果一个本该有的脉冲没有被检测出来, 那么这样会将它两边的两个符号合并成为一个较长的符号, 相反的, 错误的检测出一个本没有的脉冲将会把一个符号分成两个较短的符号。由上面两种情况可知, 在 DPIM 调制方式中, 如果一个脉冲位置的判断出现错误, 那么即使前后的脉冲位置没有出现检测错误, 也会产生误判, 因此 DPIM 的差错性能应通过误包率  $P_{PE}$  来衡量。一个数据包由  $Y$  个符号组成, 数据包错误被定义为数据包中有一个或一个以上的符号判别错误发生。

误包率可以表示为:

$$P_{PE} = 1 - \prod_{n=1}^Y (1 - P_{SE_n}) \quad (3.5)$$

其中,  $P_{PE}$  是误包率,  $Y$  是数据包中符号的个数,  $P_{SE_n}$  表示数据包中第  $n$  个符号判断出现错误的概率。

为了以后讨论方便, 做了如下的假设:

- (1) 发射机和接收机没有带宽的限制。
- (2) 信道状况良好, 信号波形没有失真。
- (3) 只考虑背景光噪声, 接收机本身的噪声 (散粒噪声、热噪声) 忽略不计。

(4) 只考虑高斯白噪声的存在。

下面针对 OOK-NRZ、Q-PPM 和 Q-DPIM 三种方式的差错性能分别进行讨论。

#### ➤ OOK-NRZ

对于 OOK-NRZ 信号采用基于门限值的判决方式：大于门限值判定为“1”否则为“0”。最佳门限值的选取就是使总的误码率最小，它同时受到接收到的信号功率和噪声功率的影响。假设符号“0”、“1”出现的概率相同，噪声是附加的高斯白噪声，那么最佳门限值应设定为信号“0”、“1”平均功率的中点处。由此可以得出 OOK-NRZ 的错误概率表示为：

$$P_{e_{OOK}} = \frac{1}{2} \text{Erfc}\left[\frac{P_{ave} R \sqrt{T_s}}{\sqrt{2qI_b}}\right] \quad (3.6)$$

其中， $P_{ave}$  是平均接受到的光功率， $R$  是光电检测管的响应率， $q$  是电子的电荷数， $I_b$  是平均背景光电流。

#### ➤ Q-PPM

针对 Q-PPM 的门限值判定方法可以表示为：以时隙到达的速率对输入信号进行采样，在每个时隙间隔内将该时隙的采样值与门限值进行比较，立刻作出判断，大于门限值就认为有脉冲存在，记为“1”，否则记为“0”。不过，这种方法会产生两种特殊情况：一个符号的  $Q$  个时隙内没有判断出一个脉冲和  $Q$  个时隙内判断出有 2 个或 2 个以上个脉冲。针对上述两种情况，我们作了如下的约定：如果  $Q$  个时隙全部被判定为“0”，那么从这  $Q$  个时隙中随意选取一个时隙为“1”；如果  $Q$  个时隙中有多于一个的“1”出现，那么从这些“1”中任意的选取一个为“1”，其余的都为“0”。

下面记  $P_{01}$  为原本有脉冲被判定为“0”的概率， $P_{10}$  为原本无脉冲被判定为“1”的概率。那么，基于门限值判定方法的 Q-PPM 信号的误符号概率  $P_{SEPPM}$  可以表示为：

$$P_{SE_{PPM}} = 1 - [\frac{1}{Q} P_{01} (1 - P_{10})^{Q-1} + \sum_{n=1}^Q \frac{1}{n} C_{Q-1}^{n-1} (1 - P_{01}) P_{10}^{n-1} (1 - P_{10})^{Q-n}] \quad (3.7)$$

上式的后半部分为两部分，前一部分给出的是  $Q$  个时隙全部被判定为“0”，随机的选取一个时隙为“1”，并且该时隙恰好为脉冲出现位置的概率。对于后一部分，当  $n=1$  时，它表示为在  $Q$  个时隙中恰好有一个时隙被判定为“1”，并且该位置又是脉冲出现的位置的概率；当  $n>1$  时，它表示在  $Q$  个时隙中有  $n$  个“1”被检测出来，从中随机的选取一个为“1”其余为“0”，这个“1”所在时隙恰好是脉冲所在位置的概率。

如果门限值设为脉冲幅度的一半，那么与以上 OOK-NRZ 的情况类似，误时隙率可以表示为：

$$P_{01} = P_{10} = \frac{1}{2} \text{Erfc}[\frac{QP_{ave}R\sqrt{T_s}}{2\sqrt{2qI_b}}] \quad (3.8)$$

### ➤ Q-DPIM

用于 DPIM 的门限判决方法与 PPM 类似，也是在每一时隙内将采样值与门限值进行比较，作出判断。由于 DPIM 的符号结构特点，每个脉冲后面都跟随着一个保护时隙，所以每个被判定为“1”的后面那个时隙一定不会为“1”。为了正确地检测出符号，符号的起始脉冲一定要正确的检测出来，并且随后一直到下一个符号起始脉冲间的所有时隙一定都要为“0”。因为 DPIM 方式的符号长度是可变的，误符号率随着符号长度的增加而增大。如果当最大的符号长度  $Q$  达到时，还没有一个“1”被检测出来，那么从这  $Q$  个时隙中任意选取一个作为“1”。

Q-DPIM 的误符号率  $P_{SE_{DPIM}}$  可以表示为：

$$P_{SE_{DPIM}} = 1 - [\frac{1}{Q} \sum_{n=0}^{Q-1} (1 - P_{01})(1 - P_{10})^n + \frac{1}{Q} P_{01}(1 - P_{10})^{Q-1}] \quad (3.9)$$

与 Q-PPM 的情况类似，上式的后半部也可分成两个部分。第一部分是正确的检



测出脉冲的位置并且跟随时隙也检测正确的概率；第二部分是当最大符号长度到达时还没有检测出”1”，在这些时隙中随机选择一个置为”1”，该位置恰好是脉冲出现位置的概率。

在误时隙率方面，DPIM 也与 PPM 类似：

$$P_{01} = P_{10} = \frac{1}{2} \text{Erfc}\left[\frac{(Q+3)P_{ave}R\sqrt{T_s}}{4\sqrt{2qI_b}}\right] \quad (3.10)$$

图 3-6 为不同调制方式在不同信噪比下的误包率的比较。

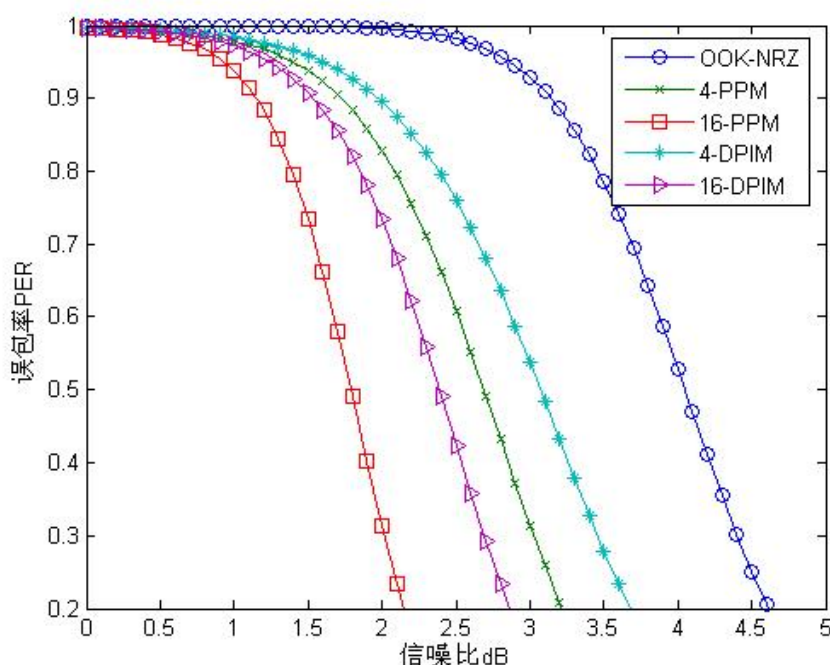


图 3-6 OOK、PPM 和 DPIM 方式的误包率比较

由上图可以清楚的看到，对于每一种的调制方式，误包率都是随着信噪比的增加而减小的；在信噪比一定时，误包率随着符号数  $Q$  的增大而减小， $Q$  一定时，PPM 的误包率最小，OOK 的误包率最大，DPIM 居中。

### 3.2.4 总结

通过上面几节对 OOK、PPM 和 DPIM 方式在发射功率、带宽需求和误包率三方

面的分析和比较可知,OOK 作为最容易实现的一种 IM/DD 系统调制方式,在商用空间激光通信系统中得到了广泛的应用,具有带宽利用率高等特点,不过是以牺牲功率利用率为代价的,而且误包率较高。当空间光信道中受到背景光的影响较大时、或用于高速空间光通信时,就需要选择一种具有较高功率利用率和频带利用率的调制方式,PPM 和 DPIM 调制方式的出现正好满足了这方面的需求。PPM 方式符号结构简单,功率利用率高,误包率小,但是带宽需求较大。DPIM 方式是 PPM 的一种改进,它不像 PPM 那样浪费时间等待计满一个确定的计数周期,在带宽利用率方面要优于 PPM,并且从系统实现的角度来看,由于 DPIM 特殊的符号结构决定在接收端解调时不需要符号同步,这将大大简化接收机的设计,更易于实现。综上所述,DPIM 更适合未来的高速空间激光通信系统。

### 3.3 本章小节

本章主要介绍了空间激光通信系统的调制方式。从目前的发展情况来看,数字空间激光通信系统大都被设计成为强度调制 / 直接检测 (IM/DD) 系统,常用的强度调制方式有:开关键控 (OOK)、脉冲位置调制 (PPM) 和数字脉冲间隔调制 (DPIM)。OOK 做为一种最简单的强度调制方式,被广泛的应用于商用空间激光通信系统中。PPM 调制方式与 OOK 相比具有功率利用率高、抗干扰能力强等特点,越来越受到人们的重视。应用于大气信道的空间激光通信系统很多都采用了 PPM 调制方式。另外,PPM 调制方式还被用于无线局域网技术当中,1995 年 11 月 IEEE 将 PPM 列入无线局域网标准 IEEE802.11。DPIM 做为一种新型的调制方式具有比 OOK 更好的功率利用率、比 PPM 更高的带宽效率,并且 DPIM 的调制结构决定了在接收端不需要符号同步,大大简化了系统的复杂度,更适用于未来的高速空间激光通信系统。

## 4 空间激光通信系统中的解调算法设计

### 4.1 概述

在第二章中比较详细的介绍了光接收机的构造，接下来介绍两种类型的接收机——非相干检测接收机和相干检测接收机<sup>[26]</sup>。

#### 4.1.1 非相干检测接收机

非相干检测也称直接检测，它利用光电检测器把光信号直接转换成电信号，是一种最简单、最常用的检测方式。直接检测接收机的原理框图如图 4-1 所示。

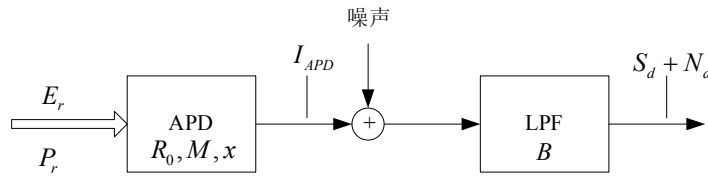


图 4-1 直接检测接收机的原理框图

在直接检测接收机的输入端，入射的光波电场  $E_r$  被雪崩光电二极管（APD）直接转换成电流  $I_{APD}$ ，光电管电流与  $E_r$  的平方成正比，故而正比于入射其上的光功率：

$$I_{APD} \sim P_r \sim E_r^2 \quad (4.1)$$

$$I_{APD} = MR_0 P_r \quad (4.2)$$

其中  $R_0$  为响应率， $M$  为光电管的平均增益。

光电管电流  $I_{APD}$  还会受到噪声的干扰，该噪声具有恒定的功率谱密度（psd） $G_d(f) = G_d$ 。在光接收机中，这种附加噪声来自光电管的散粒噪声和放大器与电阻的电子或热噪声  $G_{th}$ ，统称为电路噪声。为了分析方便，先暂不考虑放大器引起的噪声。其中散粒噪声由两部分组成：一部分是依赖于所接收光功率电平的  $G_d$ ，另一部

分是与其无关的  $G_{dark}$ ，由光电管的暗电流  $I_{dark}$  引起。

故总的噪声功率谱密度  $G_d$  可以表示为：

$$G_d = G_{ds} + G_{th} = G_{dp} + G_{dark} + G_{th} = eM^2 F(M)[R_0 P_r + I_{dark}] + G_{th} \quad (4.3)$$

其中额外噪声因子  $F(M)$  可近似的表示为：

$$F(M) \approx M^x \quad (x \text{ 为额外噪声指数，由光电管的材料决定}) \quad (4.4)$$

设低通滤波器的双边噪声等值带宽为  $B$ ，那么信号功率  $S_d$  和噪声功率  $N_d$  可以表示成：

$$S_d = R_0^2 M^2 P_r^2 \quad (4.5)$$

$$N_d = (G_{dp} + G_{dark} + G_{th})B = eM^{2+x}(R_0 P_r + I_{dark})B + G_{th}B \quad (4.6)$$

信噪比  $SNR_d$ ：

$$SNR_d = \frac{R_0^2 M^2 P_r^2}{eM^{2+x}(R_0 P_r + I_{dark})B + G_{th}B} \quad (4.7)$$

#### 4.1.2 相干检测接收机

相干检测的原理框图如图 4-2 所示，与直接检测方式相比，它主要是多出了本地激光器。

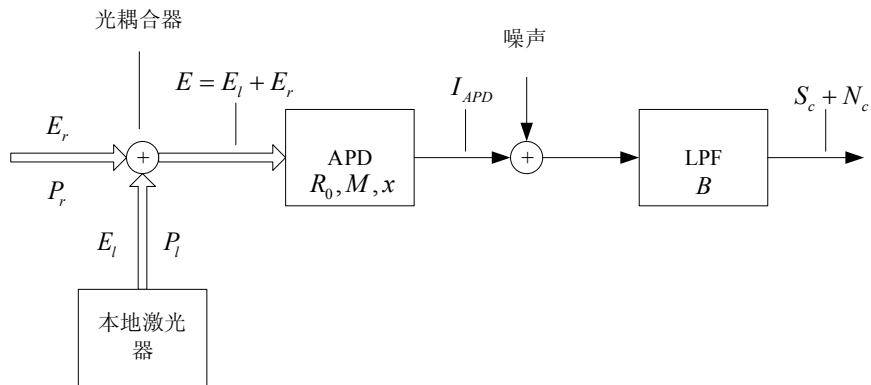


图 4-2 相干检测接收机的原理框图

相干光通信的基本工作过程为：在发送端，采用外光调制方式将信号以调幅、调相、或调频的方式调制到光载波上，经过后端处理发送出去。当信号光传输到达接收端时，首先经过前端处理如均衡等，再送入光混频器与本地光振荡器产生的光信号进行相干混合，然后由探测器进行探测。

根据本振光信号频率与接收到的信号光频率是否相等，相干光通信可分为外差检测相干光通信（不相等的情况）和零差检测相干光通信（相等的情况）。两者均要求激光光源的频率和相位十分稳定。其中外差检测不要求本振光与信号光之间的相位锁定和光频率严格匹配，但外差检测经光电检波器获得的是中频信号，中频信号还需经二次解调后才能转换成基带信号。零差检测要求本振光频率与信号光频率严格匹配，并且要求本振光与信号光的相位锁定，但光信号经光电检波器后被直接转换成基带信号，不需要二次解调。

与直接检测接收机一样，光电管电流与其输入的光功率成正比：

$$\begin{aligned} I_{APD} &\sim (E_r + E_l)^2 \sim (P_r + P_l + 2\sqrt{P_r P_l}) \\ I_{APD} &= MR_0(P_r + P_l + 2\sqrt{P_r P_l}) \end{aligned} \quad (4.8)$$

其中  $E_l$  是本地光波的电场分量， $P_l$  是相对应的功率电平。

光电流  $I_{APD}$  有三项，但只有第三项  $I_{APD} = 2MR_0\sqrt{P_r P_l}$  在相干接收机中有用。第一项和第二项可以通过滤波或采用平衡接收机来消除。与直接检测类似，相干检测系统的恒定噪声功率谱密度  $G_c$  可以表示为：

$$G_c(f) = G_c = G_{cs} + G_{th} = G_{cp} + G_{dark} + G_{th} = eM^2 F(M)[R_0 P_l + I_{dark}] + G_{th} \quad (4.9)$$

从严格意义上说，上式还须考虑接收光功率  $P_r$  对噪声功率谱的影响，不过在大多数实际应用中， $P_r$  总是比本地光波功率  $P_l$  小数个量级，即  $P_r \ll P_l$ ，所以对  $P_r$  不予考虑。

类似于非相干检测系统，相干检测系统的信号功率  $S_c$ 、噪声功率  $N_c$  和信噪比  $SNR_c$  可以表示成为：

$$S_c = 4M^2 R_0^2 P_r P_l \quad (4.10)$$

$$N_c = eM^{2+x}(R_0P_l + I_{dark})B + G_{th}B \quad (4.11)$$

$$SNR_c = \frac{4M^2R_0^2P_rP_l}{eM^{2+x}(R_0P_l + I_{dark})B + G_{th}B} \quad (4.12)$$

#### 4.1.3 两种接收机的比较

从相干检测接收机的噪声功率公式(4.11)

$$N_c = eM^{2+x}(R_0P_l + I_{dark})B + G_{th}B$$

来看，相干接收机输出端的噪声功率  $N_c$  与所接收的功率电平  $P_r$  和所加的调制无关。故，噪声与信号无关是相干光通信系统的特点，也是与直接检测光通信系统相比，所具有的优点。

在接收机的灵敏度方面，对于直接检测接收机，信号的功率是随着  $M^2$  而增加， $S_d \sim M^2$ 。而接收机噪声的重要组成部分散粒噪声  $G_{dp}$  则是随着  $M^{2+x}$  而增加的， $G_{dp} \sim M^{2+x}$ 。又因为额外噪声指数  $x$  总是大于零的，所以直接检测接收机中的散粒噪声总是比信号放大更多。这样就存在一个最佳雪崩增益  $M$  使得信噪比

$$SNR_d = \left(\frac{S}{N}\right)_d$$

最大。

与直接检测不同，在相干检测系统中：

$$SNR_c = \left(\frac{S}{N}\right)_c = \frac{4M^2R_0^2P_rP_l}{eM^{2+x}(R_0P_l + I_{dark})B + G_{th}B}$$

如果  $P_l$  足够大，那么与  $P_l$  无关的所有噪声均可忽略不计。这时， $SNR_c$  出现饱和达到其最大值，这比直接检测接收机的  $SNR_d$  大很多， $SNR_c \gg SNR_d$ 。这说明相干检测接收机比直接检测接收机具有更大的优势。

综上所述，相干检测系统与直接检测系统相比，具有以下优点<sup>[27]</sup>：

- (1) 灵敏度高，中继距离长

相干光通信的一个主要的优点是相干探测能改善接收机的灵敏度。在相干光通信系统中,经相干混合后的输出光电流的大小与信号光功率和本振光功率的乘积成正比;由于本振光功率远大于接收到的信号光功率,从而使接收机的灵敏度大大提高,以至于可以达到探测器的散粒噪声极限,并因此大大增加了光信号的传输距离。

## (2) 选择性好,通信容量大

相干通信可以提高接收机的信道选择性,利用相干光通信可达到上 G 的传输速率。

## (3) 可采用多种调制方式

在直接检测系统中,只能使用强度调制方式对光波进行调制。而在相干光通信系统中,除了可以对光波进行幅度调制外,还可以进行频率调制或相位调制,一般用的比较多的是相位调制。

与相干检测系统相比,直接检测系统结构简单、易于实现,目前投入使用的和正处于研究阶段的空间激光通信系统大多采用直接检测的方式。

## 4.2 系统模型及光电检测器输出的矢量表示

通过第三章的讨论可以知道,PPM 调制方式具有功率利用率高、误包率低等特点,被广泛的应用于空间激光通信系统中。所以,对 PPM 系统的研究就更具有特殊的意思了。下面就从 PPM 的解调算法、误码率等方面进行讨论。

在对 PPM 的解调算法进行分析比较之前,为了方便分析、突出重点,我们对原有的空间激光通信系统模型进行了简化,新的系统模型如图 4-3 所示。

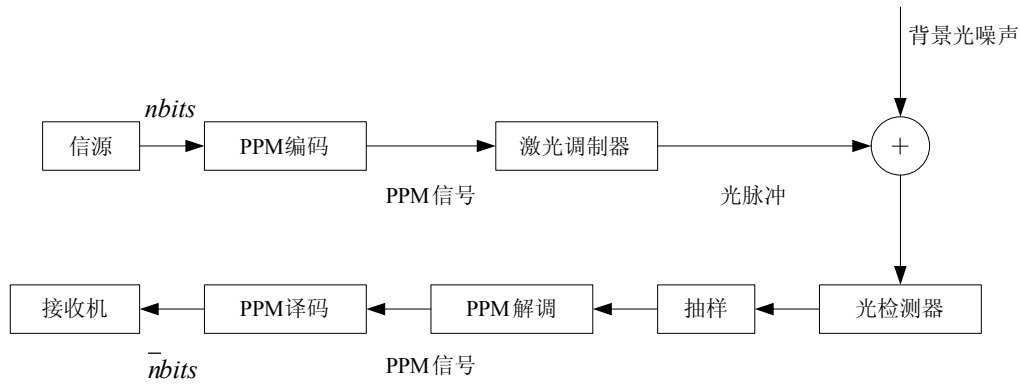


图 4-3 光 PPM 通信系统框图

信源产生服从均匀分布的相互独立的二进制符号，这些二进制的信号序列分成固定长度  $n$  的分组，送入 PPM 调制器。PPM 调制器根据这些分组和一定的映射关系在  $Q = 2^n$  个时隙中的一个发送脉冲，并由激光器通过光学天线根据 PPM 信号在相应的间隔发送光脉冲。通过空间信道后，信号光能量被衰减，和背景光一起进入光学接收天线被接收，由雪崩光电二极管 APD 检测，将光信号转换成电信号  $i_d(t)$ 。然后通过抽样将其变成一组离散的观测矢量，再运用不同的解调算法对观测矢量进行运算，还原数据。

假设抽样的时间间隔为  $T_s$ ，那么 APD 输出电信号的离散值可以表示成为：

$$i(jT_s) = \int_{jT_s - \tau}^{jT_s} A i_d(t) dt = eAk(j) \quad (4.13)$$

其中， $\tau$  为放大滤波电路的响应时间， $e$  为电子电荷， $A$  是电路放大倍数， $k(j)$  是 APD 在  $[jT_s - \tau, jT_s]$  时段产生的光电子数。

雪崩光电二极管 APD 在一定时段内产生的光电子数  $k(j)$  是与该时段 APD 实际吸收的光子数  $n$  有关的，而  $n$  又是与 APD 在时段内的平均光子吸收数  $\bar{n}$  有联系的。

APD 在宽度为  $\tau$  时隙内的平均吸收光子数可以表示为：

$$\bar{n} = \frac{\eta}{h\nu} \int_0^\tau P(t) dt \quad (4.14)$$



其中， $h$  是普朗克常数， $\nu$  是光波频率， $\eta$  是探测器的量子效率， $P(t)$  是光波能量。

实际的吸收的光电子数  $n$  服从泊松 Poisson 分布，概率密度分布函数为：

$$p(n|\bar{n}) = \frac{\bar{n}^n}{n!} e^{-\bar{n}} \quad (4.15)$$

APD 输出的光电子数  $m$  根据实际吸收的光子数  $n$  的条件概率如下式表示：

$$p(m|n) = \frac{n\Gamma(\frac{m}{1-k}+1)}{m(m-n)!\Gamma(\frac{km}{1-k}+n+1)} \left[\frac{1+k(G-1)}{G}\right]^{n+km/(1-k)} \left[\frac{(1-k)(G-1)}{G}\right]^{m-n} \quad (4.16)$$

式中， $G$  是 APD 的平均增益， $k$  为电离系数。这样，APD 的输出  $m$  根据平均光子吸收数  $\bar{n}$  的条件概率为：

$$p(m|\bar{n}) = \sum_{n=1}^m p(m|n) \frac{\bar{n}^n}{n!} e^{-\bar{n}}, m \geq 1 \quad (4.17)$$

公式(4.17)过于复杂，为了计算方便，所以有了下面的简化：

$$p_w(m|\bar{n}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\bar{n}G^2F(1+\frac{m-G\bar{n}}{nGF/(F-1)})}^{3/2}} \exp(-\frac{(m-G\bar{n})^2}{2\bar{n}G^2F(1+\frac{m-G\bar{n}}{nGF/(F-1)})}) \quad (4.18)$$

其中， $F$  是噪声因子， $F = kG + (2 - \frac{1}{G})(1-k)$ 。上面的公式(4.18)被成为韦伯（Webb）分布。

APD 总的输出  $x$  可以看作是满足韦伯分布的二次电子发射加上电子器件本身产生的热噪声（服从高斯分布），总的输出概率分布是这两项分布的卷积：

$$p(x|\bar{n}) = \sum_{m=0}^{\infty} \phi(x, \mu_m, \sigma^2) p_w(m|\bar{n}) \quad (4.19)$$

式中， $\phi(x, \mu_m, \sigma^2)$  是高斯分布密度函数，均值  $\mu_m = me + I_s\tau$ ，方差  $\sigma^2 = (2eI_s + \frac{4\kappa T}{R})B\tau^2$ ， $I_s$  表示 APD 面电流， $\kappa$  是玻尔兹曼常数， $T$  是热噪声温度，

$B$  是等效噪声带宽。

当  $\bar{n}F/(F-1)^2$  较大时，公式(4.19)可以简化为：

$$p(x|\bar{n}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \phi\left(\frac{x-M}{\sqrt{\rho}}\right) \quad (4.20)$$

与高斯分布类似。其中， $\phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}}$  是高斯分布的概率密度函数， $M = G\bar{n} + \frac{I_s\tau}{e}$ ， $\rho = G^2 F \bar{n} + 2B\tau\left(\frac{I_s\tau}{e} + \kappa T \frac{2\tau}{Re^2}\right)$ 。

上面我们已经建立了 APD 输出的光电子数与 APD 接收的平均光功率之间的关系。接下来我们要对 APD 输出信号经采样后的离散数据进行研究。如果一个时隙内的采样值数是  $P(P=T'/T_s)$ ，那么对于 Q-PPM 调制方式一个符号的采样数就为  $PM$ ，接收机在一个符号内采样的光电子计数数据矢量表示为：

$$K = [k(0), k(1), k(2), \dots, k(PM-1)]$$

它的每个分量  $k(j)(j=0,1,2,\dots,PM-1)$  满足上述的概率分布：

$$p(k(j)=n(j)|\bar{n}(j)) = \frac{1}{\sqrt{M}} \phi\left(\frac{n(j)-M}{\sqrt{\rho}}\right) \quad (4.21)$$

其中  $\bar{n}(j) = \bar{n}(jT_s)$ ，是取样时刻  $jT_s$  的计数强度（单位时间平均光电子计数率）。计数强度分成两部分：信号光计数强度和背景噪声光计数强度。在一个确定的环境中，背景光计数强度是不变的常量，记为  $\bar{n}_b$ ；而信号光计数强度是受信源调制的随机变量，表示为  $\bar{n}_s(j)$ ，那么总的计数强度可表示为：

$$\bar{n}(j) = \bar{n}_s(j) + \bar{n}_b \quad (4.22)$$

当采样间隔  $T_s$  大于放大滤波电路的响应时间  $\tau$  时， $\{k(j)\}$  是相互独立的随机变量，观测到计数随机矢量  $K$  的一个现实为  $K = [k(0), k(1), k(2), \dots, k(PM-1)]$  的概率为：

$$P[K | \bar{n}(j)] = \prod_{j=0}^{PM-1} \frac{1}{\sqrt{M}} \phi\left(\frac{k(j) - M}{\sqrt{\rho}}\right) \quad (4.23)$$

因为  $M$  和  $\rho$  都是关于  $\bar{n}(j)$  的函数，为了表述方便，将记作  $M = M(\bar{n}(j))$ ， $\rho = \rho(\bar{n}(j))$ 。所以表达式(4.23)可记做：

$$P[K | \bar{n}(j)] = \prod_{j=0}^{PM-1} \frac{1}{\sqrt{M(\bar{n}(j))}} \phi\left(\frac{k(j) - M(\bar{n}(j))}{\sqrt{\rho(\bar{n}(j))}}\right) \quad (4.24)$$

### 4.3 PPM 信号的解调算法

在上一节中，我们讨论了 APD 输出信号的数学模型以及经采样后的计数矢量表示。在接下来的这一节中我们要讨论的是，在通信系统已经精确同步、通过采样已获得一组观测矢量的基础上，采用何种解调算法对接收到的 PPM 脉冲位置做出判决。本节主要考察两种解调算法<sup>[28-30]</sup>：最大似然时隙(MLC)算法和最大累加计数样值(MAS)算法。

#### 4.3.1 最大似然时隙检测

根据以上的讨论，一个 Q-PPM 符号对应的观测矢量可表示为：

$$K = [k(0), k(1), k(2), \dots, k(PM-1)]$$

其中， $P$  为每个时隙内的采样值数， $M$  为一个 PPM 符号内的时隙数（ $M = Q + D$ ， $Q$  是传信时隙数、 $D$  是静默时隙数）。

在一个符号中， $\bar{n}_s(j)$  可表示成为  $\bar{n}_s f(j - N)$ ， $N$  是 PPM 脉冲第一个样值的位置，是受信源调制的随机变量，在  $\{0, P, 2P, \dots, (Q-1)P\}$  中等概率取值， $\bar{n}_s$  是信号的最大强度， $f(j)$  是最大值归一化的信号脉冲波形。总的计数强度为

$$\bar{n}(j) = \bar{n}_s f(j) + \bar{n}_b \quad (4.25)$$

信号脉冲位置为  $N = m$  条件下观测到  $K$  的条件概率为：

$$\begin{aligned}
P[K | N = m] &= \prod_{j=0}^{PM-1} \frac{1}{\sqrt{M(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}} \phi\left(\frac{k(j) - M(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}{\sqrt{\rho(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}}\right) \\
&= \prod_{j=0}^{PM-1} \frac{1}{\sqrt{M(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \prod_{j=0}^{PM-1} \exp\left(-\frac{\left(\frac{k(j) - M(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}{\sqrt{\rho(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}}\right)^2}{2}\right) \\
&= c \prod_{j=0}^{PM-1} \exp\left(-\frac{\left(\frac{k(j) - M(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}{\sqrt{\rho(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}}\right)^2}{2}\right)
\end{aligned} \tag{4.26}$$

其中  $c = \prod_{j=0}^{PM-1} \frac{1}{\sqrt{M(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}$ ，是独立与  $m$  的常数。对公式(4.26)取对数并

且略去常数项，可得到下面的对数似然函数

$$l(m) = - \sum_{j=0}^{PM-1} \left( \frac{k(j) - M(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}{\sqrt{\rho(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)}} \right)^2 \tag{4.27}$$

最大似然解调算法的核心思想就是对  $Q$  个可能的符号位置  $m$  计算上述的量度，将具有最大的符号判决为发送的符号。令  $m^*$  是符号位置  $m$  的最大似然估计，它可表示成

$$m^* = \arg \max_{m \in \{0, P, 2P, \dots, (Q-1)P\}} l(m) \tag{4.28}$$

判决的符号  $I$  为

$$I = \frac{m^*}{P} \in \{0, P, 2P, \dots, (Q-1)P\} \tag{4.29}$$

图 4-4 表示的是一个 Q-PPM 信号的最大似然时隙解调算法结构框图

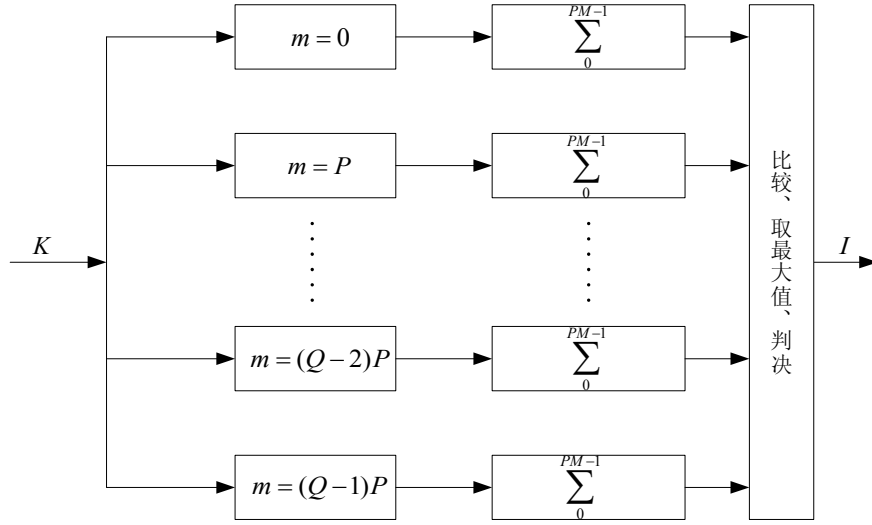


图 4-4 Q-PPM 信号最大似然时隙解调算法结构框图

从上面整个算法的结构来看，该算法的计算量非常大，在实际应用中难以实现。下面我们就在上面算法的基础上，从实际应用的角度出发对它进行改进。

在实际应用中，出于某种目的考虑，可以将电子器件本身产生的热噪声忽略。那么对于一个符号的观测矢量

$$K = [k(0), k(1), k(2), \dots, k(PM-1)]$$

它的每个分量  $k(j)$  ( $j = 0, 1, 2, \dots, PM-1$ ) 都仅与 APD 的平均吸收光子数有关，是泊松 Poisson 统计量，其概率分布函数为

$$P(k(j) | \bar{n}(j)) = \frac{\bar{n}(j)^{k(j)}}{k(j)!} e^{-\bar{n}(j)} \quad (4.30)$$

那么同理可得出信号脉冲位置为  $N = m$  条件下观测到  $K$  的条件概率为

$$P(K | N = m) = \prod_{j=0}^{PM-1} \frac{(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)^{k(j)}}{k(j)!} e^{-(\bar{n}_s f(j-m) + \bar{n}_b)} \quad (4.31)$$

化简后得

$$P(K | N = m) = c \prod_{j=0}^{PM-1} \left(1 + \frac{\bar{n}_s}{\bar{n}_b} f(j-m)\right)^{k(j)} \quad (4.32)$$

其中  $c$  是一个独立与  $m$  的常量，以后就不再考虑。

同样对上式(4.32)取对数、忽略常数项后就可得到下面的对数似然函数

$$l(m) = \sum_{j=0}^{PM-1} k(j) \ln(1 + xf(j-m)) \quad (4.33)$$

式中  $x = \frac{\overline{n_s}}{n_b}$ 。

如果，脉冲波形  $f(j)$  是宽度为  $w$  的波形，即有如下的形式：

$$f(j) = \begin{cases} \neq 0 & j = 0, 1, 2, \dots, w-1 \\ = 0 & j \neq 0, 1, 2, \dots, w-1 \end{cases} \quad (4.34)$$

那么公式(4.33)还可以简化成为

$$l(m) = \sum_{j=0}^{w-1} k(m+j) \ln(1 + xf(j-m)) \quad (4.35)$$

与前面的算法思路一样，也是在  $m$  的取值范围内（ $m \in \{0, P, 2P, \dots, (Q-1)P\}$ ）寻找使  $l(m)$  最大的做为脉冲的起始位置。

$$m^* = \arg \max_{m \in \{0, P, 2P, \dots, (Q-1)P\}} l(m) \quad (4.36)$$

图 4-5 是一个简化后的最大似然时隙解调算法结构。

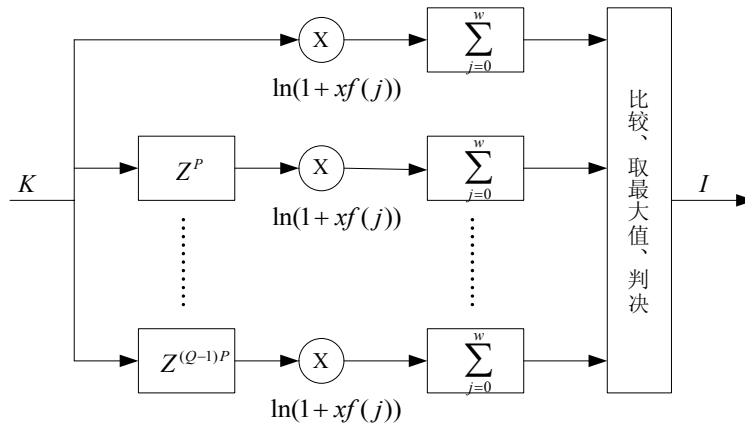


图 4-5 简化的 Q-PPM 信号最大似然时隙解调算法结构框图

与前一个算法相比，简化后的最大似然算法不仅大大减小了循环运算的次数

(从  $(PM-1)$  次降低到  $(w-1)$  次), 而且每次循环的计算量也有所减小。

#### 4.3.2 最大累加计数检测

如果接收到的信号波形近似于理想的方波, 且宽度为  $w$ , 即它的波形函数可写为

$$f(j) = \begin{cases} = 1 & j = 0, 1, 2, \dots, w-1 \\ = 0 & j \neq 0, 1, 2, \dots, w-1 \end{cases}$$

那么它的对数似然函数可以表示成为

$$l(m) = \sum_{j=0}^{w-1} k(m+j) \ln(1+x) \quad (4.37)$$

由于  $\ln(1+x)$  与  $m$  无关, 可以忽略, 所以公式(4.37)也可以简化为

$$l(m) = \sum_{j=0}^{w-1} k(m+j) \quad (4.38)$$

上式的思想就是对位置  $m$  后的  $w$  个采样值累加, 将具有最大累加计数的  $m^*$  判定为是脉冲的起始位置。

$$m^* = \arg \max_{m \in \{0, P, 2P, \dots, (Q-1)P\}} l(m) \quad (4.39)$$

图 4-6 为 Q-PPM 信号的最大累加计数样值解调算法结构。

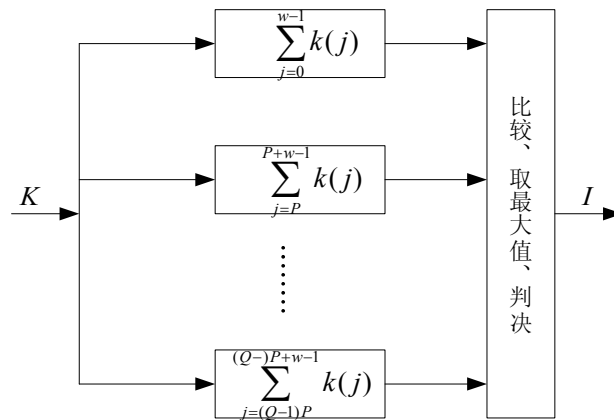


图 4-6 Q-PPM 信号最大累加计数样值解调算法结构框图

从上述两种算法需要计算的似然函数和整体算法结构可以看出,最大似然时隙算法不仅需要估计信号强度 $\bar{n}_s$ 和背景噪声强度 $\bar{n}_b$ ,而且还要估计信号的波形 $f(j)$ 。这不仅增加了计算量,而且在实际情况下由于信道的变化这也是难以进行的。因此,在实际应用中,在性能降低程度可以容忍的范围内,可采用计算量小、容易实现的最大累加计数样值解调算法。

在信道状况良好的情况下,如卫星间的星际链路,接收端接收到的波形受到的干扰较小,信号的时隙干扰不严重,在这种情况下采用最大累加计数解调方式可以获得与最大似然时隙算法接近的性能。不过,随着信道状况的恶化,如在大气层中进行空间激光通信,由信号脉冲展宽造成的时隙干扰越来越严重,最大累加计数算法的解调性能急剧下降,相比而言,最大似然时隙算法受到的影响就比较小。两者在不同信噪比、不同信道状况条件下的解调性能的比较,将在下一章中通过计算机仿真来予以说明。

### 4.3.3 误码率分析

在上一章中已经讨论了门限判决算法下的 Q-PPM 信号误包率问题,在接下来的这一小节中,我们将对 Q-PPM 信号的最大似然解调算法的误码率进行分析<sup>[31]</sup>。

在前面的讨论中已经给出了在一个时隙宽度内平均光子吸收数 $\bar{n}$ 固定的情况下,APD 总的输出光电子数为 $x$ 的概率密度函数为

$$p(x|\bar{n}) = \sum_{m=0}^{\infty} \phi(x, \mu_m, \sigma^2) p_w(m|\bar{n}) \quad (4.40)$$

那么对于 Q-PPM 的最大似然解调算法的误码率可以表示成:

$$P_e(Q) = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} p(x|\bar{n}_b + \bar{n}_s) \left[ \int_{-\infty}^x p(y|\bar{n}_b) dy \right]^{Q-1} dx \quad (4.41)$$

将表达式(4.40)带入公式(4.41)得

$$P_e(Q) = \sum_{m=0}^{\infty} p_w(m|\bar{n}_b + \bar{n}_s) \int_{-\infty}^{\infty} \phi(x, \mu_m, \sigma^2) \left( 1 - \left[ \sum_{n=0}^{\infty} p_w(n|\bar{n}_b) \Phi\left(\frac{x - \mu_n}{\sigma}\right) \right]^{Q-1} \right) dx \quad (4.42)$$



其中  $\Phi(z) = \int_{-\infty}^z \phi(t)dt = \int_{-\infty}^z \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ 。

由上面 Q-PPM 信号误码率的公式(4.42)可以看到，在 APD 单位时间内平均吸收光电子数  $\bar{n}$  一定，即在单位时间内光波能量不变的条件下，误码率  $P_e(Q)$  是随着传信时隙数  $Q$  的增大而增大的。由于上式(4.42)难以计算并且计算起来需要花费大量的时间，所以我们仅简单的考虑误码率  $P_e$  上界的情况，这在系统设计阶段考察参数变化对性能的影响方面也是很有用的。

接下来，继续将 Q-PPM 信号误码率公式(4.42)进行变形：

$$\begin{aligned} P_e(Q) &= 1 - \int_{-\infty}^{\infty} p(x | \bar{n}_b + \bar{n}_s) \left[ \int_{-\infty}^x p(y | \bar{n}_b) dy \right]^{Q-1} dx \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} p(x | \bar{n}_b + \bar{n}_s) (1 - \left[ \int_{-\infty}^x p(y | \bar{n}_b) dy \right]^{Q-1}) dx \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} p(x | \bar{n}_b + \bar{n}_s) (1 - [1 - \int_x^{\infty} p(y | \bar{n}_b) dy]^{Q-1}) dx \end{aligned} \quad (4.43)$$

这时，积分的后半部分变成了形如  $f(u) = 1 - [1 - u]^{Q-1}$  的函数（ $u = \int_x^{\infty} p(y | \bar{n}_b) dy$ ）。对于函数  $f(u) = 1 - [1 - u]^{Q-1}$  在  $u \in [0, 1]$  区间上，是凸函数，满足  $E[f(u)] \leq f(E[u])$  的关系：

$$P_e(Q) \leq 1 - \left[ 1 - \int_{-\infty}^{\infty} p(x | \bar{n}_b + \bar{n}_s) \int_x^{\infty} p(y | \bar{n}_b) dy dx \right]^{Q-1} \quad (4.44)$$

上式(4.44)就给出了 Q-PPM 信号在最大似然解调方式下误码率的一个上限值。虽然，它相对前面的式子在计算方面大大的简化了，不过它仍需要进行大量的积分求和运算。

#### 4.4 本章小节

本章从两种类型接收机的介绍出发，讨论了光检测器输出信号的数学模型以及输出采样矢量的表示，给出了最佳的极大似然时隙解调算法（MLC）和易于实现次优

的最大累加计数样值解调算法(MAS),并对最大似然解调算法的误码率进行了分析。

## 5 空间激光通信系统中解调算法仿真

### 5.1 仿真工具的选择

本系统的计算机仿真拟采用 MATLAB 中的交互式仿真集成环境 Simulink，采用 Simulink 的原因是：(1)MATLAB7.0 具有用户图像界面(GUI)可视化设计软件，设计十分方便；(2)MATLAB 具有强大的数值计算和符号计算功能；(3)Simulink 采用模块化的实现形式，用户只要进行鼠标的简单拖拉操作就可以构造出复杂的仿真模型；(4)Simulink 还提供了一套图形动画的处理方法，使用户可以方便地观察到仿真地整个过程；(5)Simulink 并不是封闭的，用户可以通过编写 S 函数定制自己的模块和模块库。所谓的 S 函数可以是一个 M 文件、FORTRAN 程序、C 或 C++语言程序等，通过特殊的语法规则使之能够被 Simulink 模型或模块调用。S 函数是 Simulink 更加充实、完备，具有更强的处理能力。(6)Simulink 中还具有通信工具箱、信号处理工具箱等应用软件包，非常便于通信系统仿真平台的搭建。

另外，与目前常用的软件设计语言相比，MATLAB 语言还具有一个优势：程序编写相对容易。较之 C，C++等，MATLAB 程序虽然速度稍慢一些，但是对系统进行仿真，验证系统的可行性时，MATLAB 完全能够胜任，而且在仿真系统获得图形显示时，MATLAB 更是具有无与伦比的优势。因此，对无线光通信系统的仿真，选择 MATLAB 作为开发工具是非常合适的。

### 5.2 空间激光通信系统仿真设计

空间激光通信仿真系统被设计成 5 个模块：PPM 调制模块、发射模块、信道模块、帧同步时隙同步模块和 PPM 解调模块。该系统在 Simulink 中的仿真框图如图 5-1 所示。

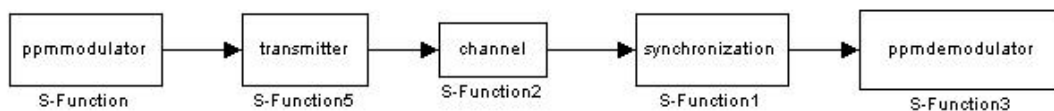


图 5-1 空间激光通信系统的仿真模型

下面分别对这五个模块进行简单的介绍。

### 5.2.1 PPM 调制模块

模块名称	ppmmodulator
模块输入参数	(1) PPM 符号中的传信时隙数 $Q$ (2) PPM 符号中的静默时隙数 $D$ (3) PPM 数据帧中数据符号的个数 $J$
模块功能	根据输入参数，模拟真实情况下的调制信号
说明	(1) 为了使收发双方在时间上步调一致，应当采取同步。由于 PPM 通信是依赖信号光脉冲在时间上的位置来传递信息的，同步尤为重要。我们将 PPM 数据流在时间上平均分成一段一段的，每一段称为一帧，每一帧由同步码和数据部分组成。数据部分的符号长度由模块的输入参数 $J$ 确定，同步码的符号长度 $L$ 与 $Q$ 的选择有关。图 5-2 为 PPM 信号的数据帧结构。 (2) 在同步序列的设计上面，应遵循信号计数强度自相关函数峰值与时隙旁瓣距离的极小值为最大，即极小最大准则 <sup>[32]</sup> 。算法的具体过程在这里就不进行介绍了，下面我们列举几种 PPM 信号的同步序列结构： 4-PPM（长度为 6）：4，3，1，1，4，1

	<p>8-PPM (长度为 10): 8, 5, 8, 4, 5, 5, 3, 7, 6, 1</p> <p>(3) 在仿真过程中, 模块产生服从均匀分布的相互独立的二进制数据, 来模拟发送数据。这些数据连同同步序列被分成固定长度 <math>n = \log_2 Q</math> 的分组, 并按照一定的映射关系在每一符号 <math>Q</math> 个传信时隙中的一个发送脉冲, 每个符号 <math>D</math> 个静默时隙是没有脉冲的。图 5-3 为模块的输出波形。</p> <p>(4) 在两个同步码之间的数据部分, 如果碰巧出现了和同步码一样的比特组合, 那么在进行同步时就会产生错误。为了避免这种错误的发生, 可以采用类似 HDLC 零比特填充法的算法。</p>
--	---

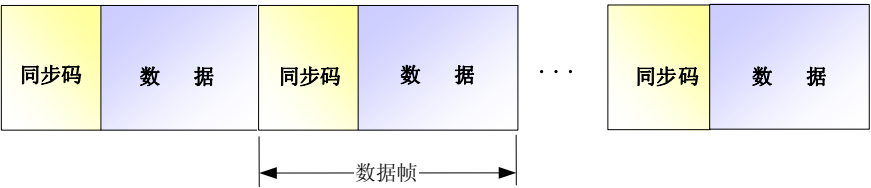


图 5-2 PPM 信号的数据帧结构

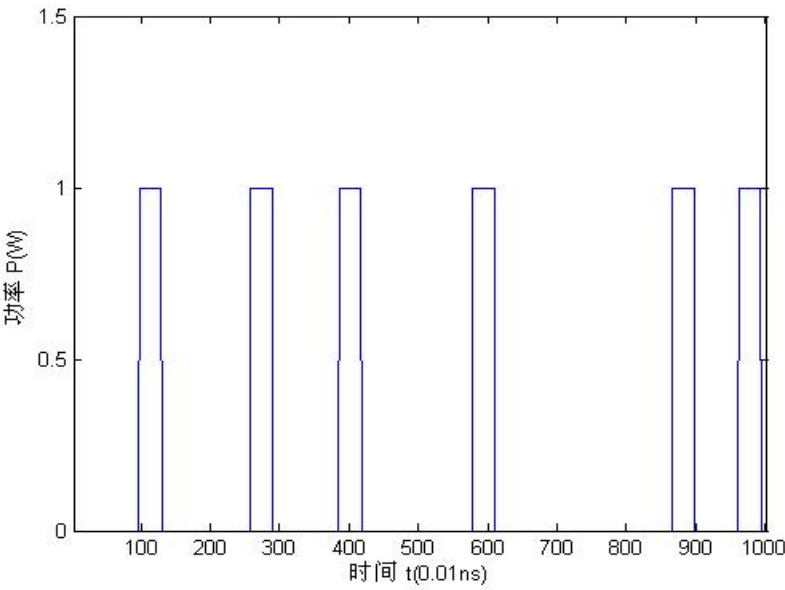


图 5-3 ppmmodulator 模块的输出波形  
(输入参数为 4 (传信时隙数)、2 (静默时隙数)、192 (数据符号数))

5.2.2 发射模块

模块名称	transmitter
模块输入参数	(1) 发射功率 $p$
模块功能	模拟调制信号作用在激光器上，发射的脉冲波形序列
说明	(1) 由于激光器本身的原因，不可能发射理想的方波脉冲，脉冲的上升时间和下降时间是衡量激光器好坏的重要指标。本模块将脉冲的上升下降时间考虑进去，尽可能的模拟真实的情况。

图 5-4 为模拟的当发射功率为 0.1 瓦时的发射脉冲波形。

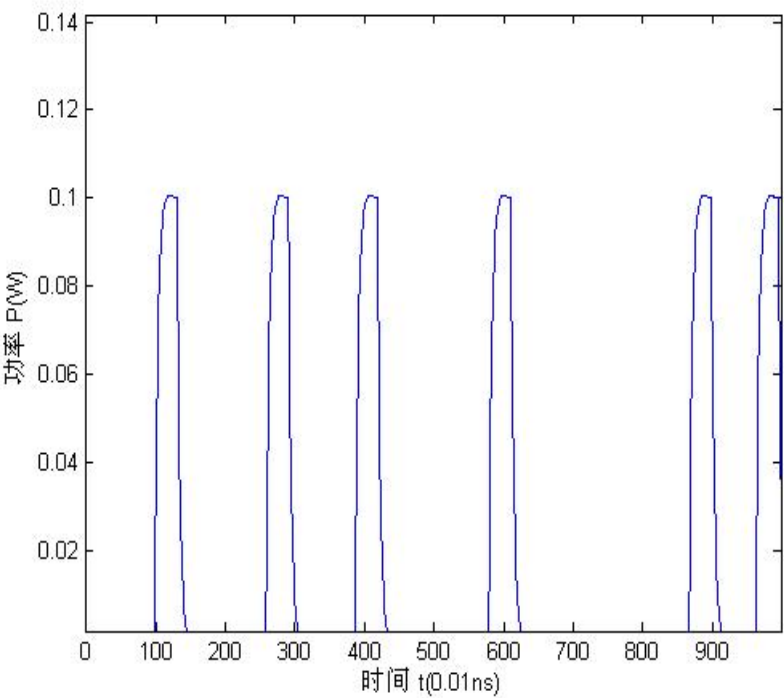


图 5-4 transmitter 模块输出的发射脉冲波形

5.2.3 信道模块

模块名称	channel
模块输入参数	(1) 环境状况
模块功能	模拟不同信道状况下对信号的影响
说明	<p>(1) 根据模块的输入参数，确定在当前通信环境下的能量衰减系数和背景噪声的功率大小，并将两者作用到发射的脉冲波形序列上，模拟在接收端收到的信号波形。</p> <p>(2) 本模块考虑两种信道情况：大气信道和卫星间的空间链路信道。</p> <p>(3) 大气信道非常复杂，由空气、云层、雾、雨等组成，当激光脉冲经过时，云层气溶胶粒子、雾滴、雨滴将对光信号产生多次散射，云层对光信号也有吸收作用，这些都表现为传输能量的衰减，其中粒子的散射作用占主导地位。另外，接收机除了接收到经信道衰减后的信号脉冲能量以外，同时还会收到来自天空的自然光和一些人工光源的干扰，而且背景光噪声的大小在不同的环境下差异很大，例如中午与夜晚的背景光噪声功率差值竟达到 60dB<sup>[33]</sup>。最后，光脉冲在经过大气信道后，由于多重散射和光程差，信号波形将发生变化，脉冲将被扩展。</p> <p>(4) 卫星间的空间链路信道相比于大气信道就要简单的多了。由于星间空间中粒子稀少，由粒子产生的散射作用和吸收作用可以忽略不计，脉冲能量的衰减主要表现为由长距离传输、发射扩束角引起的衰减。由于少了大气对太阳光的散射作用，在太阳不在接收机视场范围内的情况下，背景光噪声主要由其他恒星的光、地球月亮反射的太阳光组成。另外，由于少了多重散射，脉冲的波形也能够较好的保持。</p>

### 5.2.4 同步模块

模块名称	synchronization
模块输入参数	(1) PPM 符号中的传信时隙数 $Q$ (2) PPM 符号中的静默时隙数 $D$ (3) PPM 数据帧中数据符号的个数 $J$
模块功能	在数据流中找出同步序列，实现时隙同步、符号同步和帧同步
说明	(1) 根据模块的输入参数确定数据的帧结构和符号结构。同步码的长度和结构是由传信时隙数 $Q$ 来决定，例如对于 $Q$ 等于 4 的 4-PPM 信号所采用的同步序列结构为：4，3，1，1，4，1。并且不同 $Q$ 所对应的同步码结构都是收发双方事先约定好的。 (2) 寻找同步码的算法有很多 <sup>[34-38]</sup> ，主要的有：最大似然（ML）算法、大信噪比（HS）算法、相关（CR）算法。本模块采用的是最大似然（ML）算法。由于 ML 算法本身的特点，可以同时达到时隙同步、符号同步和帧同步。

### 5.2.5 PPM 解调模块

模块名称	ppmdemodulator
模块输入参数	(1) PPM 符号中的传信时隙数 $Q$ (2) PPM 符号中的静默时隙数 $D$
模块功能	实现 PPM 信号的解调功能
说明	(1) 由模块的输入 $Q$ 、 $D$ 确定 PPM 信号的符号结构。 (2) 在时隙同步、符号同步的前提下，对数据序列进行解调。本模块支持的解调算法有最大似然时隙（MLC）算法和最大累加计数样值（MAS）算法，可供用户选择。



## 5.3 仿真结果及分析

### 5.3.1 几点说明

在对仿真结果进行分析比较之前，先对所仿真的信道环境进行几点说明。

本仿真程序主要考虑两种信道情况——大气信道和卫星间的空间链路信道。

激光器发出的光脉冲经过大气信道时，由于多重散射与光程差，信号波形将会发生变化，脉冲将被展宽。展宽后的信号光功率满足下面的形式<sup>[39-41]</sup>：

$$P(t) = E_R \frac{t}{t_m^2} e^{-\frac{t}{t_m}} \quad (5.1)$$

式中  $E_R$  是光信号单元脉冲能量， $t_m$  是  $P(t)$  出现最大值时的时刻，将  $P(t)$  的半功率点间的时间宽度  $\Delta t = 2.45t_m$  定义为脉冲的时间扩展宽度。显然有：

$$\int_0^{\infty} P(t) dt = E_R \quad (5.2)$$

$$\int_0^{2\Delta t} \frac{1}{E_R} P(t) dt = 95.6\% \quad (5.3)$$

可见，扩展后的脉冲能量绝大部分集中在  $2\Delta t$  时间内。

我们在大气信道环境下考虑三种脉冲展宽的情况——能量峰值分别出现在  $\frac{1}{4}$  时隙宽度处、 $\frac{3}{8}$  时隙宽度处和  $\frac{1}{2}$  时隙宽度处。为了以后描述方便，我们将它们分别称为指数波形 1、2、3。这三种情况下的归一化波形如图 5-5 所示。

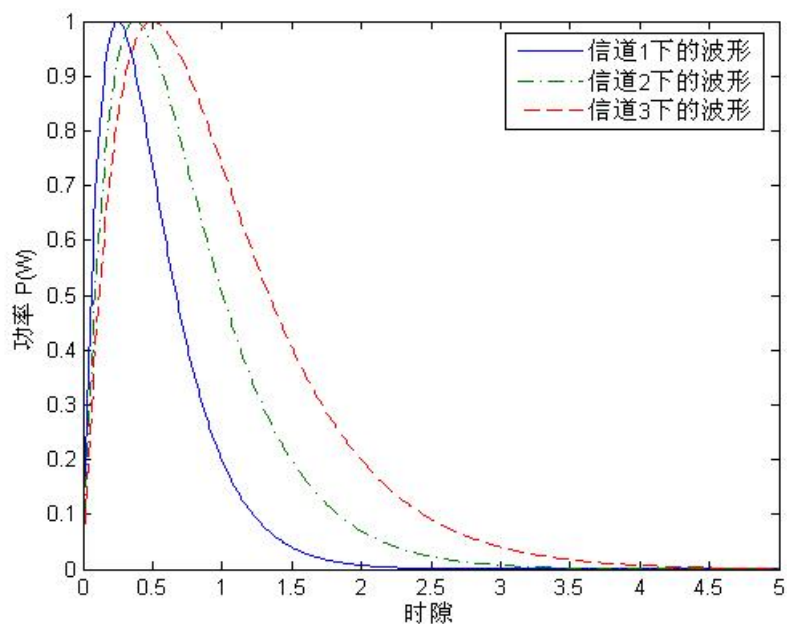


图 5-5 三种信道情况下的脉冲扩展归一化波形

对于卫星间的星间链路，空间中粒子稀少，由粒子产生的散射作用和吸收作用可以忽略不计，所以经过信道传输后的波形脉冲宽度几乎没有扩展，如图 5-6 所示。

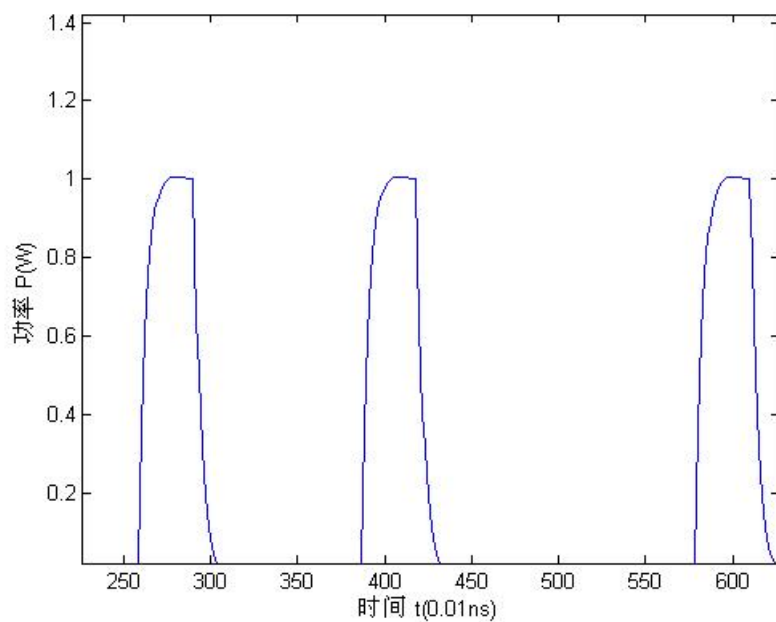


图 5-6 星间链路信道情况下的脉冲归一化波形

### 5.3.2 仿真结果

通过前面几章的讨论使我们了解了一些参数对解调性能的影响,但不能让我们了解两种解调算法的性能差别,本节通过计算机模拟对两种解调算法的性能作出一些评估,以利于在实际应用中选取。

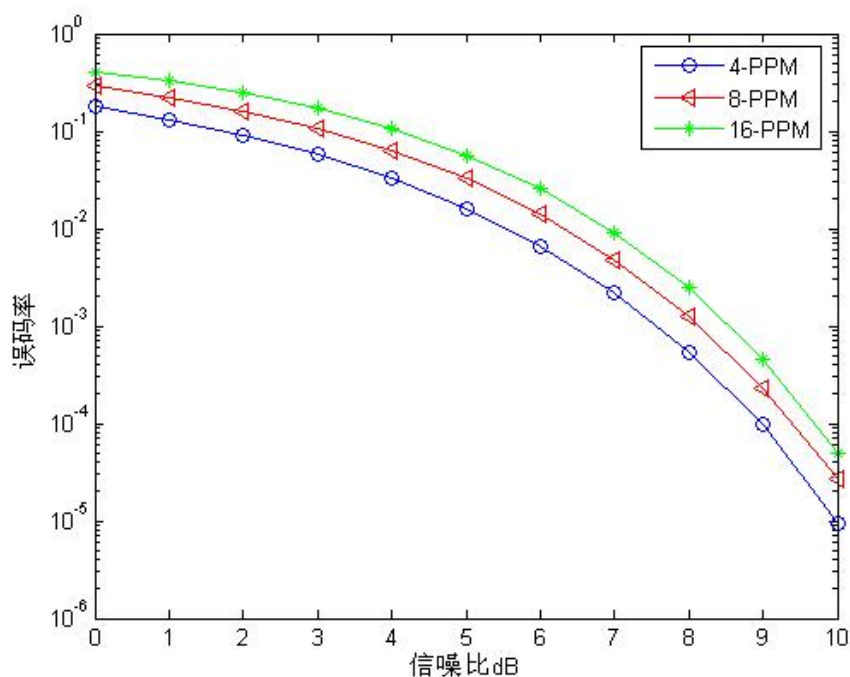


图 5-7 在不同信噪比情况下, 4-PPM、8-PPM 和 16-PPM 方式的误码率比较  
(信道状况: 星间链路信道; 解调算法: 最大累加计数样值 (MAS) 算法; 每时隙的采样数:  $P = 4$ )

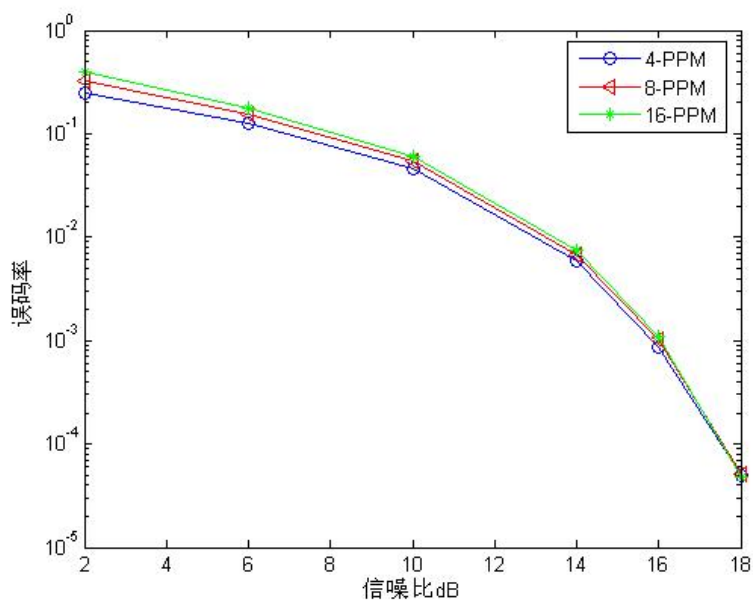


图 5-8 在不同信噪比情况下，4-PPM、8-PPM 和 16-PPM 方式的误码率比较  
(信道状况：大气信道 1；解调算法：最大累加计数样值 (MAS) 算法；每时隙的采样数： $P = 4$ )

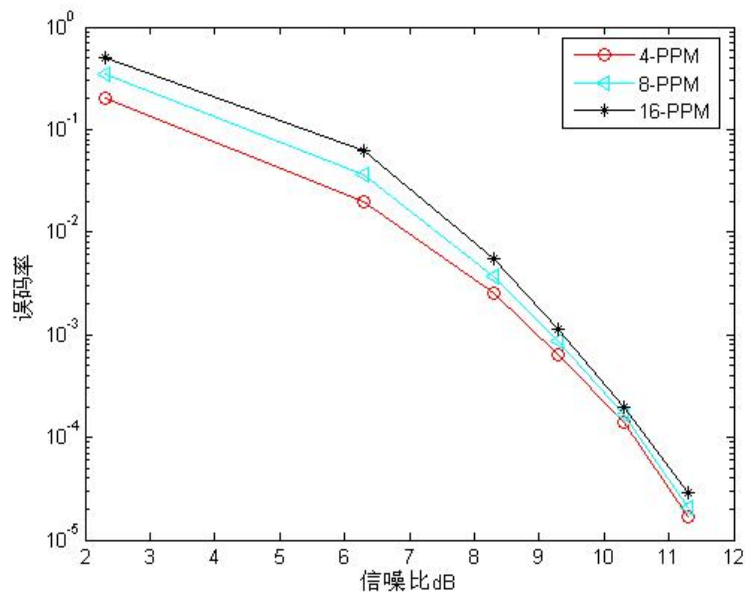


图 5-9 在不同信噪比情况下，4-PPM、8-PPM 和 16-PPM 方式的误码率比较  
(信道状况：大气信道 1；解调算法：最大似然时隙 (MLC) 算法；每时隙的采样数： $P = 4$ )

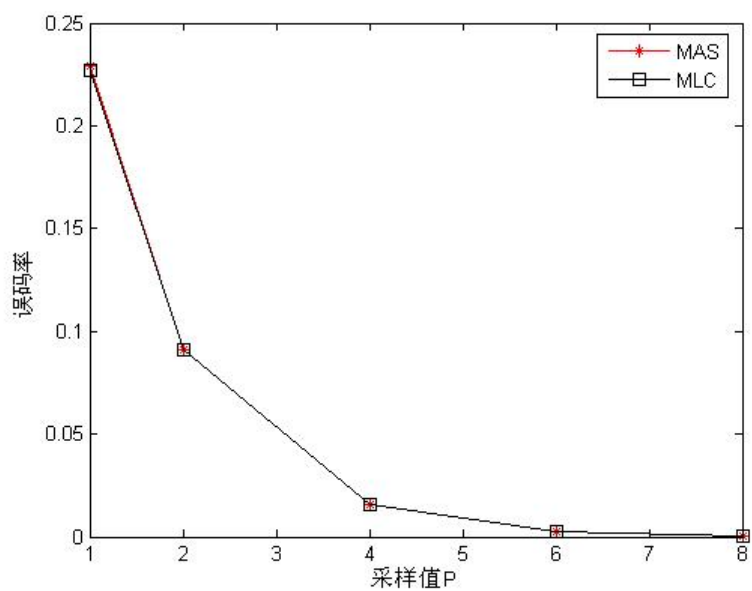


图 5-10 误码率随时隙采样数  $P$  的变化规律  
(信道状况: 星间链路信道; 调制方式: 4-PPM; 信噪比: 5dB)

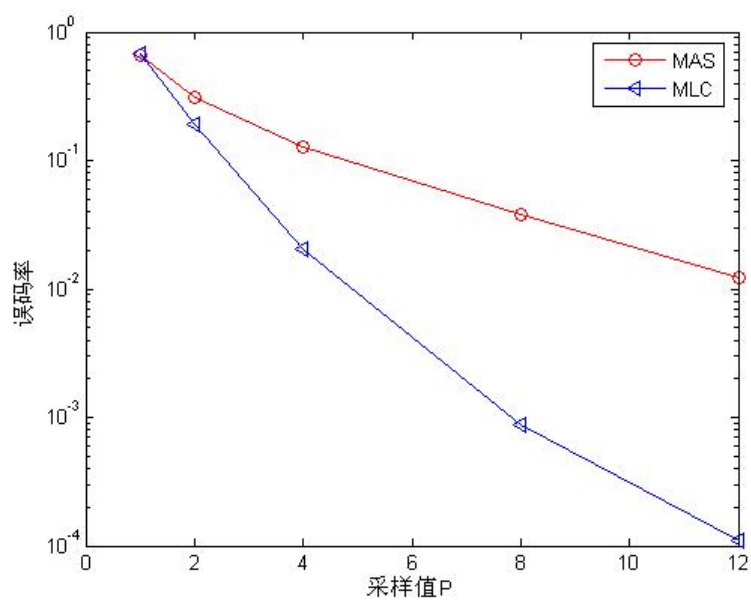


图 5-11 误码率随时隙采样数  $P$  的变化规律  
(信道状况: 大气信道 1; 调制方式: 4-PPM; 信噪比: 6dB)

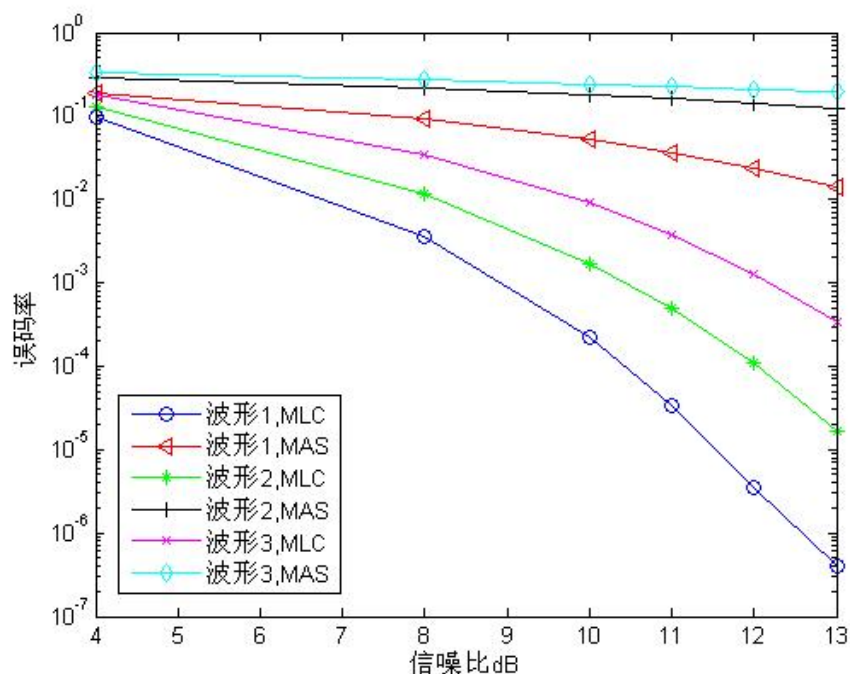


图 5-12 MAS、MLC 在不同信道状况下的解调性能对比  
(调制方式: 4-PPM; 每时隙的采样数:  $P=4$ )

### 5.3.3 仿真结果分析

从上面的仿真结果可以看出, 误码率随着 PPM 符号数  $Q$  的增大而增大(如图 5-7、5-8、5-9 所示)。

误码率是随着每时隙的采样数  $P$  的增加而减小的。在  $P$  较小的情况下 ( $P=1,2,4$ ), 随  $P$  的增加解调性能的改善是非常显著的, 不过之后  $P$  每次增加而对性能的改进越来越小。因此  $P$  值的选择不是越大越好, 取一个适当的值 ( $P=4\sim6$ ) 就可以了, 太大的  $P$  对解调性能的改善也不是特别明显, 而且大的  $P$  值对接收机的采样速率和处理速率提出了更高的要求, 增加了接收机的成本。

从图 5-12 可以看出对误码率影响最大的是信道的状况即脉冲扩展的宽度, 随着脉冲扩展宽度的增加其解调性能逐渐下降。对于最大似然时隙 (MLC) 和最大累加计数样值 (MAS) 两种算法, MLC 算法受信号脉冲扩展的影响不是很大, 但 MAS

算法随着脉冲宽度的增加解调性能急剧下降。不过，在信道状况良好的情况下即脉冲的展宽很小（如星间链路的情况），MLC 和 MAS 的解调性能差别不大（如图 5-10 所示），再加上 MAS 算法结构简单、利于实现，所以在实际的系统中大多采用这种方式。

## 5.4 本章小节

本章从空间激光通信系统仿真平台的设计出发，介绍了整个仿真系统的结构，每个模块的功能以及它们之间的联系，并对整个系统进行了计算机模拟，比较了两种解调方式（MLC 和 MAS）在不同信道情况下的解调性能，讨论了各种参数（如接收机每一时隙的采样值数  $P$ 、PPM 符号中的传信时隙数  $Q$  等）对解调性能的影响。为以后实际系统的设计与实现（如 PPM 符号结构的选定，即传信时隙数  $Q$  和静默时隙数  $D$  的选定；接收机采样频率和解调算法的选择）提供了依据。

## 6 总结

### 6.1 论文总结

本文从空间激光通信系统的组成结构和关键技术出发,着重介绍了通信子系统中光接收机的组成和原理,以及光接收机的两种形式——非相干检测接收机和相干检测接收机。接下来对光信号的调制解调技术进行了分析比较。鉴于目前的空间激光通信系统多采用强度调制/直接检测(IM/DD)的方式,本文主要介绍分析了三种强度调制方式:开关键控调制(OOK)、单脉冲位置调制(PPM)和数字脉冲间隔调制(DPIM),并对这几种调制方式的信号脉冲波形、功率利用率、带宽利用率、误包率等方面进行了分析比较。接下来又针对 PPM 信号提出了两种解调算法——最大似然时隙(MLC)算法和最大累加计数样值(MAS)算法,从算法结构、误码率等方面进行了分析。最后通过计算机仿真,比较了这两种解调方式(MLC 和 MAS)的性能,讨论了各种参数对解调性能的影响,为以后实际空间激光通信系统的设计与实现提供了依据。

本文完成的工作:

(1)针对目前空间激光通信系统常用的三种强度调制方式——OOK、PPM 和 DPIM 方式,从功率利用率、带宽需求和误包率三个方面进行了分析比较。

(2)建立了 PPM 调制方式下 APD 探测器的输出数学模型,研究了接收机的误码特性。

(3)搭建了一个空间激光通信系统的仿真模型,针对 PPM 调制方式,仿真分析了四种信道情况下不同解调方式(MLC 和 MAS 算法)的误码率特性以及 PPM 的符号结构和接收机的采样频率等参数对系统性能的影响,为空间激光通信系统的设计提供了依据。

### 6.2 今后的工作

21 世纪是高科技迅速发展的世纪,也是光电技术突飞猛进的世纪,空间激光通



信技术势必将有很大的提高和发展。研究和发展空间激光通信，加大通信距离，实现全天候通信，是未来发展的趋势。进一步研究光信号的调制解调技术，将会对空间激光通信技术的发展产生很大的推动作用。本文研究了 PPM 调制解调技术的一些基本问题，在今后的实际系统应用中，仍有很多问题需要进一步研究。例如：可进一步研究如何应用适合于 PPM 的有效信道差错控制编码（如 Turbo 码）技术来增强空间激光通信的可靠性；另外，本论文设计的仿真系统仅考虑了最大似然（ML）这一种同步算法，它性能很好不过计算起来非常复杂难以实现，所以又提出了三种容易实现的次优同步算法：高信噪比算法（HS）、相关法（RC）和简化相关法（SRC），在实际的系统中采用何种的同步算法以及怎样使用也是值得研究的课题。

## 致 谢

首先，要衷心感谢我的导师刘应状老师。在这两年的学习生活中，刘老师不仅为我的课题指引方向，更以他实事求是和严谨治学的态度影响着我的学习方法和态度。刘老师的严格要求使我在学术研究和工作方法上受到了良好的训练，相信这必将对我以后的生活和工作产生积极的影响。

感谢支持和帮助我的李自力、葛晓虎、董燕、马莉、蒙文武等老师，他们以专业上的浓厚造诣，给了我众多启迪和帮助，在此向他们致以衷心的感谢。

感谢何成林硕士、柯善勇硕士、邓娟硕士、李铁璋、王修阁、周晋、贾滨、王军以及实验室所有的同学，让我能在一个极为融洽的良好环境中学习、成长，他们的关心和帮助将永远记在我心中。

我要感谢我的父母和家人。他们含辛茹苦，在我成长的道路上付出了极大的心血。谢谢他们对我的关心、鼓励和支持。

最后，我还要感谢各位评审论文的专家和学者，对他们能在百忙之中审阅我的论文致以深深的谢意，并诚恳希望得到批评和指正。

## 参考文献

- [1] 胡渝. 空间激光通信技术及其发展. 电子科技大学学报, 1998, 27(5): 453-461
- [2] Y.Arimoto, M.Toyoshima, M.Toyoda. Preliminary Result of Laser Communication Experiment using ETS VI. SPIE, 1995, vol.2381: 151-158
- [3] K.Araki, Y.Arimoto, M.shikatani et al. Perform Evaluation of Laser Communication Equipment Onboard the ETS-VI Satellite. SPIE, 2002, vol.3069: 52-59
- [4] Tolker-Neilsen. In orbit test results of the first SILEX terminal. Proc. SPIE, 1999, vol.3165: 31-42
- [5] A.Biswas, G.Williams, K.E.Wilson. Results of the STRV-2 lasercom terminal evaluation tests. SPIE, 1998, vol.3266: 6-13
- [6] I.I.Kim, H.Hakakha, B.Riley et al. Preliminary results of the STRV-2 satellite-to-ground lasercom experiment. SPIE, 2000, vol.3932: 21-34
- [7] 王晓海. 国外空间激光通信系统技术最新进展. 电信快报, 2006, (7): 16-21
- [8] 张明丽, 刘立人, 万玲玉等. SILEX 检测与验证. 激光与光电子学进展, 2004, 41(9): 2-8
- [9] 谢木军, 付承毓, 马佳光. 自由空间激光通信及其关键技术. 光电工程, 1999, 26: 23-28
- [10] 盛立, 汤伟中, 周文. 应用于星间光通信系统的光发送机的设计. 光通信研究, 2000, (4): 22-26
- [11] Tsun-Yee Yan, Chien-Chung Chen. Design and Development of a Baseline Deep Space Optical PPM Transceiver. SPIE, 1999, Vol. 3615: 154-169
- [12] 周海燕, 敖发良. Turbo 码在光 PPM 通信系统中的性能分析. 桂林电子工业学院学报, 2002, 22(3): 1-4
- [13] Rajul P. Mather, Christopher I. Beard, David J. Rurll. Analysis of SILEX tracking sensor performance. SPIE, 1990, Vol.1218: 129-141
- [14] Kouichi KOMATU. Laser Beam Acquisition and Tracking System For ETS-VI Laser Communication Equipment (LCE). SPIE, 1990, Vol.1218: 96-107
- [15] Toni Tolker Nielsen. Pointing, Acquisition and Tracking system for the Free Space

- Laser Communication System, SILEX. SPIE, 1995, Vol.2381: 194-205
- [16] Robert Cockshott, David Purl. SILEX acquisition and tracking sensors. SPIE, 1995, Vol.2381: 206-214
- [17] Michel Bailly, Eric Perez. The Pointing, Acquisition and Tracking system of SILEX European program: a major technological step for intersatellites optical communication. SPIE, 1991, Vol.1417: 142-157
- [18] 钱志龙, 傅凡, 黄振春. 光无线通信系统中 PPM 调制方法的探讨. 光电子技术, 2006, 26(2): 115-117
- [19] Mikhail A.Khodasevich, George V.Sinitsyn, Anatoly S.Yasukevich. Maximum achievable efficiencies for pulse position modulation in optical communication systems. Proc. SPIE, 2002, Vol.4750: 311-315
- [20] 胡宗敏, 汤俊雄. 大气无线光通信系统中数字脉冲间隔调制研究. 通信学报, 2005, 26(3): 75-79
- [21] E.D.Kaluarachchi, Z.Ghassemlooy. Digital Pulse Interval Modulation for Transmission Over Optical Fibre with Direct Detection. SPIE, 1996, Vol.2919: 98-105
- [22] A.R.Hayes, Z.Ghassemlooy, N.L.Seed. Optical Wireless Communication using Digital Pulse Interval Modulation. SPIE, 1999, Vol.3532: 61-69
- [23] Zongmin Hu, Junxiong Tang. Performance of Digital Pulse Interval Modulation of Atmospheric Optical Wireless Communication System. Proc. of SPIE, 2005, Vol.5625: 202-208
- [24] 庞志勇, 朴大志, 邹传云. 光通信中几种调制方式的性能比较. 桂林电子工业学院学报, 2002, 22(5): 1-4
- [25] 王红星, 朱银兵, 张铁英等. 无线光通信调制方式性能分析. 激光与光电子学进展, 2006, 43(6): 38-41
- [26] J.H.Franz, V.K.Jain 著. 光通信器件与系统. 徐宏杰 何珺 蒋剑良等译. 北京: 电子工业出版社, 2002. 242-279
- [27] 钟晓春. 星间激光通信中相干与非相干技术与性能分析. 云南大学学报(自然科学版), 2005, 27(5A): 197-199
- [28] 朴大志, 邹传云. 白高斯噪声下取样 PPM 信号的最大似然检测. 桂林电子工业

- 学院学报, 2002, 22(3): 5-8
- [29] 邹传云, 黄香馥, 敖发良等. 光 PPM 取样信号的最大似然解调. 电子科技大学学报, 1999, 28(3): 247-250
- [30] 周晓迈, 陈文革, 黄铁侠等. 脉冲扩展激光 PPM 信道上解调的研究. 华中理工大学学报, 1995, 23(10): 57-62
- [31] M.Srinivasan, V.Vilnrotter. Symbol-Error Probabilities for Pulse-Position Modulation Signaling With an Avalanche Photodiode Receiver and Gaussian Thermal Noise. The Telecommunications and Mission Operations Progress Report, 1998: 1-11
- [32] R.Gagliardi, J.Robbins, H.Taylor. Acquisition Sequences in PPM Communications. IEEE Transactions on Information Theory, 1987, 33(5): 738-744
- [33] J.R.Barry, J.M.Kahn, W.J.Krause et al. Simulation of Multipath Impulse Response for Indoor Wireless Optical Channels. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1993, 11(3): 367-379
- [34] 邹传云, 敖发良, 张德琨等. 全数字光 PPM 接收机的最佳帧节同步. 电子学报, 1999, 27(7): 31-34
- [35] Costas N.Georgiades. Maximum Likelihood Symbol Synchronization for the Direct-Detection Optical On-Off-Keying Channel. IEEE Transactions on Communications, 1987, Vol.COM-35, No.6: 626-631
- [36] Costas N.Georgiades. Joint Baud and Frame Synchronization in Direct Detection Optical Communications. IEEE Transactions on Communications, 1985, Vol.COM-33, No.4: 357-360
- [37] Costas N.Georgiades, Donald L.Snyder. Locating Data Frames in Direct-Detection Optical Communication Systems. IEEE Transactions on Communications, 1984, Vol.COM-32, No.2: 118-123
- [38] Costas N.Georgiades. Optimum Joint Slot and Symbol Synchronization for the Optical PPM Channel. IEEE Transactions on Communications, 1987, Vol.COM-35, No.6: 632-636
- [39] L.B.Stotts. Closed Form Expression for Optical Pulse Broadening in Multiple Scattering Media. Appl. Opt., 1978, 17: 504-505
- [40] E.A.Bucher, R.M.Lerner. Some Experiments on the propagation of light pulse

through atmospheric clouds. Proc. of the IEEE, 1970, 58(10): 1564-1567

- [41] E.A.Bucher, R.M.Lerner. Experiment on light pulse communication through atmospheric clouds. Appl. Opt., 1973, 12: 2401-2414