

长春理工大学

硕士学位论文

CHANGCHUN UNIVERSITY
OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

分类号: _____

U D C : _____

编号: _____

空间激光通信系统PPM调制技术的研究

PPM modulating of Space Optical Communication

学位授予单位及代码: 长春理工大学 (10186)

学科专业名称及代码: 通信与信息系统 (081001)

研 究 方 向: 光通信系统理论与无线通信技术

申请学位级别: 硕 士

指导教师: 陈桂芬 教授

答辩委员会主席: 陈贺新 教授

研 究 生: 魏丽英

论文评阅人: 陈万忠 教授

论文起止时间: 2006.1—2007.4

刘富 教授

长春理工大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的硕士学位论文，《空间激光通信系统 PPM 调制技术的研究》是本人在指导教师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者签名：魏丽英 2007 年 6 月 19 日

长春理工大学学位论文版权使用授权书

本学位论文作者及指导教师完全了解“长春理工大学硕士、博士学位论文版权使用规定”，同意长春理工大学保留并向国家有关部门或机构送交学位论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权长春理工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，也可采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编学位论文。

作者签名：魏丽英 2007 年 6 月 19 日
指导导师签名：陈桂芳 2007 年 6 月 19 日

摘 要

信息时代的发展需要建立传输速率快、信息量大、覆盖空间广的通信网络系统,采用波长极短的光波进行空间卫星的通信,是实现高码率通信的最佳方案。高码率调制技术是实现空间光通信系统的关键技术之一。空间光通信系统要实现高功率、广距离的通信,这就要求发射机激光器高速率调制。PPM (Pulse Position Modulation) 调制由于其较高的功率利用率、传输效率高和抗干扰能力强等优点在空间光通信系统中被广泛应用。

本文首先论述了空间激光通信系统中的几种调制方式的原理,并做出了性能比较,接着对 PPM 信号进行了详细的理论分析,进而提出 PPM 调制解调系统的结构设计,并对其进行了仿真实验。实验结果表明,PPM 调制方式满足空间激光通信系统的要求。

关键词: 空间激光通信 PPM 调制 FPGA 信号处理

ABSTRACT

It need to establish high transmission rate ,great information content wide covering Pace communication network system for the information age development. That the spatial satellite communication uses the extremely short wave length optical wave is the best plan to realize the high code rate communication. High code rate modulation is one of the key technologies to realize free-space optical communication system. The free-space optical communication system want to realize high power and wide space transmitting range. So the transmitter laser need to realize super-high velocity modulation. PPM is wildly used in free-space optical communication system because of the merit such as high power use factor, high transmission efficiency and strong antijamming ability.

The thesis researched some modulation principles of free-space optical communication system, and made a performance comparison firstly , then gave a detailed theoretical analysis about PPM signal. Base on these, the thesis gave the system of PPM and made a simulated use experiment. The result of simulation experiment indicated the PPM modulation tit for the demand of free-space optical communication system.

**Key words: free-space optical communication PPM modulation
FPGA processing**

目 录

摘 要

ABSTRACT

目 录

第一章 绪 论	1
§ 1.1 空间光通信的现状和发展趋势	2
§ 1.2 空间激光通信调制解调技术发展	5
§ 1.3 论文研究意义及结构	6
第二章 空间激光通信系统调制技术分析	8
§ 2.1 几种不同光信号调制方式	8
§ 2.2 几种调制方式的性能分析比较	9
§ 2.3 本章小结	13
第三章 PPM 调制技术分析	15
§ 3.1 PPM 基本原理	15
§ 3.2 PPM 信号分析	19
§ 3.3 本章小结	27
第四章 PPM 调制系统设计及仿真	28
§ 4.1 PPM 调制系统硬件设计	29
§ 4.2 PPM 调制仿真	32
§ 4.3 本章小结	32
第五章 PPM 解调系统设计及仿真	33
§ 5.1 PPM 解调系统硬件设计	33
§ 5.2 PPM 信号的最大似然解调	36
§ 5.3 PPM 信号最大似然解调实现及仿真	39
§ 5.4 本章小结	41
第六章 总结与展望	42
致 谢	43
参考文献	44

第一章 绪 论

随着当今世界信息交流的蓬勃发展,人类对通信的容量、业务的种类和通信质量的要求更是有增无减。激光通信系统具有数据传输速率高、抗干扰能力强、安全性好、造价低、设备体积小、频谱不受管制等特点,使它在空间通信应用中具有特别的优势。空间激光通信是指在两个或多个终端之间,利用在空间传输的激光束作为信息载体实现通信。它包括深空、同步轨道、低轨道、中轨道卫星之间、地面与卫星之间以及地面与地面之间的激光通信,又称为自由空间光通信(Free Space Optical Communication,简称FSO)。

全球大容量、多波段、立体覆盖的信息产业和通信技术的发展需求,必然为空间光通信开辟广阔的天地,对从事空间光通信的科技和工程人员是机遇,也更是挑战,但相信通过共同努力,实现空间光通信是指日可待的。空间光通信主要包括以下五个方面的关键技术:

(1) 高功率光源及高码率调制技术。在空间光通信系统中大多可采用半导体激光器或半导体泵浦的YAG固体激光器作为信号光和信标光源,其工作波长为 $0.8\sim 1\mu\text{m}$ 之间。信标光源(采用单管或多个管芯阵列组合,以加大输出功率)要求能提供在几瓦量级的连续光或脉冲光,以便在大视场、高背景光干扰下,快速、精确地捕获和跟踪目标,通常信标光的调制频率为几十赫兹至几千赫兹或几千赫兹至几十千赫兹,以克服背景光的干扰。信号光源则选择输出功率为几十毫瓦的半导体激光器,但要求输出光束质量好,工作频率高(可达到几十MHz至几十GHz)。具体选择视需要而定。据报道,贝尔实验室已研制出调制频率高达10GHz的光源。

(2) 高灵敏度抗干扰的光信号接收技术。空间光通信系统中,光接收端机接收到的信号是十分微弱的,又加之在高背景噪声场的干扰情况下,会导致接收端 $S/N<1$ 。为快速、精确地捕获目标和接收信号,通常采取两方面的措施:一是提高接收端机的灵敏度,达到 $nW\sim pW$ 量级;其次是对所接收信号进行处理,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,在电信道上则采用微弱信号检测与处理技术。

(3) 精密、可靠、高增益的收、发天线。为完成系统的双向互逆跟踪,光通信系统均采用收、发合一天线,隔离度近100%的精密光机组件(又称万向支架)。由于半导体激光器光束质量一般较差,要求天线增

益要高,另外,为适应空间系统,天线(包括主副镜,合束、分束滤光片等光学元件)总体结构要紧凑、轻巧、稳定可靠。国际上现有系统的天线口径一般为几厘米至 25 厘米。

(4) 快速、精确的捕获、跟踪和瞄准(ATP, Acquisition Tracking Pointing)技术。这是保证实现空间远距离光通信的必要核心技术。ATP 系统通常由以下两部分组成:

1) 捕获(粗跟踪)系统。它是在较大视场范围内捕获目标,捕获范围 $\pm 1^\circ \sim \pm 20^\circ$ 或更大。通常采用阵列 CCD 来实现,并与带通光滤波器、信号实时处理的伺服执行机构完成粗跟踪即目标的捕获、粗跟踪的视场角为几 $mrad$,灵敏度约 10pW,跟踪精度为几十 $mrad$;

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 μrad ,跟踪精度为几 μrad ,跟踪灵敏度大约为几 nW 。

(5) 大气信道的研究在地对地、地对空的激光通信系统的信号传输中,涉及的大气信道是随机的。大气中的气体分子、水雾、雪、霾、气溶胶等粒子,其几何尺寸与半导体激光波长相近甚至更小,这就会引起光的吸收、散射,特别是在强湍流的情况下,光信号将受到严重干扰甚至脱靶。因此,如何保证随机信道条件下系统的正常工作,对大气信道的工程化研究是十分重要的。自适应光学技术可以较好地解决这一问题,并已逐渐走向实用化。

§ 1.1 空间光通信的现状和发展趋势

§ 1.1.1 空间光通信的研究状况

地面无线光通信方面,1998 年 2 月,朗讯公司制造了一套 10Gb/s 的无线光通信实验系统。由于在大气中传输,通信性能受通信距离、气候条件等因素限制。由于大气的吸收与散射,通信距离达到 5km 已经算相当长了,如果大于 5km,要提高探测器的灵敏度,保持光束的准直性,同时要考虑建筑物的热胀冷缩影响光束的准直性。Astro Terra 公司在该系统中加入自动跟踪系统以修正建筑物的影响,采用内置相机获得方向的变化量,反馈给电子执行单元,以保持光束的准直性。1998 年 8 月,两公司对无线光通信系统的原型机进行了测试:链路距离 2.5km,数据率 2.5Gb/s,是无线光通信系统新的最高记录。并于 2000 年夏季

推出 4 波长波分复用 10Gb/s, 传输距离达 5km 的商用系统。

星际光通信系统方面, 美国是最早进行星际光通信研究的国家。从 80 年代中期到 1994 年间, 美国空军支持麻省理工学院林肯实验室建起了高速星间激光通信实验装置 L99vE(Laser InterSatellite Transmission Experiment)。该实验采用了 30mW 半导体激光器, 8 英寸口径的望远系统, 数据率为 220Mb/s, 模拟星际间通信距离达 4 万公里。另外由弹道导弹防御组织与空间和导弹防御司令部共同资助的 STRV2 星地激光通信计划的两个地面实验终端已加工装配成功。计划在低轨道卫星与固定地面站间建立光链路, 斜距达 2000km, 数据率达 1Gb/s。

欧洲方面, 欧洲空间局为连接低轨道卫星与同步轨道卫星, 进行了轨道间激光通信实验, 已经制造好两个卫星终端设备。一个名为 PASTEL 终端, 已经搭载在法国地球观测卫星 SPOT4(1998 年 3 月 22 日发射成功)上, 是第一个在轨光学终端; 另一个名为 OPALE 终端, 搭载在欧洲先进数据中继技术卫星 ARTEMIS 上(2000 年第一季度发射)。OPALE 终端采用的波长为 800~850nm, 通信光功率不超过 60mW, 信标捕获与链路建立过程中, 信标光功率小于 500mW。

日本从 80 年代中期就开始星间激光通信的研究工作, 主要有邮政省的通信研究实验室(CRL)、高级长途通信研究所(ATR)的光学及无线电研究室进行此方面的研究工作。ATR 主要对光束控制、调制等关键技术进行研究和论证, 并建立了一套自由空间模拟装置进行地面模拟实验。CRL 主要进行地面站与工程实验卫星 ETSVI 之间的激光通信实验, 以试验星间链路要求的几种基本功能, 如高精度跟踪、双向链路光通信、高精度高度测量等, 并于 1995 年 7 月成功地进行了 ETSVI 与地面站间的光通信实验, 这是世界上首次成功进行的星地间激光通信实验, 该实验的成功证明了星地间激光链路的可行性。

国内的空间激光通信的研究相对起步较晚。在国内, 从事空间激光通信研究的单位主要是中国空间技术研究院、中国科学院的研究所和长春理工大学、哈尔滨工业大学、北京大学为代表的一些高校。

长春理工大学主要研究了飞机与卫星间高速、轻型激光链路通信总体技术。验证其关键技术, 建立飞机与地面间激光通信链路, 研制机载与地面激光通信终端演示验证试验样机, 完成了飞机与地面间激光链路通信演示。研究机载激光通信终端总体技术, 例如 APT 技术、250Mbps 左右的通信光调制与发射技术、抗干扰与激光弱信号探测技术等; 验证机载激光通信平台适应性技术; 分析、研究大气信道特性与适应性技术。现阶段为实际链路的试验阶段, 选择在清晨大气稀薄的时候做飞机对地面链路的实验。

§ 1.1.2 发展趋势与展望

随着通信需求和设备技术的进步,在卫星链路中,空间光通信系统已开始进入实用化研究阶段。从文献报道可以看到近年来几个发展趋势和特点^[18]:

(1) 空间激光通信技术的可行性问题已经解决,虽然至今尚未真正实现星际间正式通信,但是原先顾虑的发射功率小、接收灵敏度低、捕获、瞄准要求高、热和机械稳定性要求高等关键技术近几年已取得明显进展。相信不久的将来,激光通信将取代微波通信成为星际间通信的主要手段。

(2) 空间激光通信已开始向民用方向发展,它的商业应用价值已被看好,有人甚至提出,激光通信在性价比上可以同海底光缆通信开展竞争。

(3) 空间激光通信系统原来多采用 800nm 波段光源,这是由于此波段的激光接收器体积小、重量轻、效率高、比较成熟、有成品,同时该波段的窄线宽滤波器也有比较成熟的铯原子滤波器。近年来,各国纷纷把光纤通信的成熟技术和器件引入卫星激光通信,相应地工作波段也向 1550nm 波段发展,波分复用技术也已经应用于空间激光通信。90 年代以来国外的空间激光通信研究已从概念和部件技术研究转入系统研究阶段,目前将进入应用性能测试阶段。

(4) 在地面空间光通信的应用中,它将作为一个主要的手段进入本地宽带接入市场,特别是通常没有光纤连接的中小企业。现在这一技术已经形成了有规模的市场。

(5) 无线电系统和光无线系统在许多方面可互为补充,光无线系统能提供小区域的高速连接,而无线电系统能提供大区域内低速通信。各种系统的无绳连接将能使用户得到更方便的服务。比如,在办公楼的办公桌附近,用户用便携式电脑通过 10Mb/s 的光无绳系统或 IrDA 系统接入网络,当他在办公楼里漫游时,他的电脑通过 40kb/s 的楼内微波链路继续与网络连接,而当离开办公楼时,则转用 GSM 网提供的 9.6kb/s 的链路进行通信。另外微波系统还可作为光无线系统的备用设备以克服空间光通信受天气因素影响大的缺点。当天气情况过于恶劣以至无法进行光通信时,自动启动微波通信系统,大大提高了空间光通信系统的可靠性。

随着空间应用领域的扩展和各种信息需求量的大幅增加,激光通信在速率、带宽、体积、重量和功耗等方面较之微波通信的优势将更加明显,势必在不远的将来大规模进入应用领域。空间光通信技术是今后信息社会高码率通信的唯一解决方案,它将直接关系到一个国家在即将面

临的信息革命中的地位。空间光通信技术的发展和應用不仅为空间通信信息产业的发展创造了条件,开拓了市场,其关键技术的实现也为在未来移动通信、计算机多媒体通信等终端联网,以及轻便无线光通信等民用和军用方面采用空间光通信技术奠定了基础。

§ 1.2 空间激光通信调制解调技术发展

自由空间光通信(Free Space Optical Communication, 简称FSO)是以激光为载波、大气空间为传输介质实现大容量信息传递的一种新型宽带接入技术,兼有光纤通信和无线通信的优点。无线激光通信具有保密性好、抗干扰能力强,以及布设展开迅速、使用便捷的特点,是解决非常时期或非常条件下近距离通信问题的有效手段。

在国外,美国、日本、欧洲等国家是较早进行大气激光通信研究的国家。美国宇航局(NASA)在LCDS(Laser Communication Demonstration System)系统中,对信号光的调制方式曾经有开关键控(OOK)调制与差分脉冲位置调制(DPPM)两种选择,OOK调制方式的优点是对激光器光源频率的稳定性要求不高,但是缺点是接收机不可能达到量子极限,DPPM调制方式可达到量子极限,但对激光器光源频率的稳定性要求严格,NASA最终选择了OOK调制,而信标光采用连续波(CW)调制方式。八十年代,美国海军学院(U.S Navy Academy)研制出一种用于海岛与海岸之间进行图像和数据交换的大气激光传输通信系统,利用声光调制和雪崩光电二极管接收,具有8MHz的带宽,可以传送25路数据和一路视频信号。日本从80年代中期就开始星间激光通信的研究工作,主要有邮政省的通信研究实验室(CRL)高级长途通信研究所(ATR)的光学及无线电研究室。CRL研制的ETS.VI/LCE系统中,信号光采用曼彻斯特码脉冲调制,信标光用8KHz的信号进行20%的幅度调制。ATR主要对光束控制、调制等关键技术进行研究和论证,并建立了一套自由空间模拟装置进行地面模拟实验。英国设菲尔地大学对光无线通信调制技术进行了深入研究,对各种已经或可能应用于大气激光通信的包括OOK、PPM、PIM、DH-PIM等调制技术进行了全面的比较和分析,并实现了PPM调制解调的硬件电路。

空间激光通信的研究尽管起步较晚,但发展迅速。从70年代起便开始了大气激光通信的研究,在激光调制解调技术方面,上海光机所具有丰富的经验,已经研制出速率达155Mbit/s,通信距离为2Km的大气传输光通信系统。国内成都光机所、上海光机所、桂林电子工业学院、成都电子科技大学、华中科技大学、北京大学等科研单位对大气激光通

信的调制解调技术研究较多。北京大学和哈尔滨工业大学正在联合进行一个激光通信概念演示系统的设计和仿真,电子科技大学也在进行激光通信系统的研究。桂林电子工业学院通信工程系在 2000 年 11 月份的飞机与水下潜艇的光通信系统中应用 PPM 调制技术实现通信,并采用单片机完成编码,其硬件实现电路简单。华中科技大学提出了一套完整的大气激光通信系统实现方案,调制技术采用的是 IM/DD,在光的调制之后与解调之前均增加 SOA(半导体光放大器),可以把光放大至少 10dB 以上。

从国内外研究现状可以看出,应用于深空星际间或水下激光通信中的 PPM 调制技术已经有了比较深入的研究,国外已经将该技术应用到了实际系统中,并取得了性能良好的实验数据,但是应用于近地大气激光通信系统中的 PPM 调制研究却较少,尤其在国内只有较少的科研单位涉及这一领域的研究。因此,应用于近地大气激光通信系统中的 PPM 调制及解调技术是一个较新的研究领域。

§ 1.3 论文研究意义及结构

本文来源为国家“863”项目“飞机卫星间高速轻型激光通信链路演示验证”中信道编码调制的一部分。系统通过使用信源编码调制技术可以提高空间传输的可靠性。高码率调制技术是实现空间光通信系统的关键技术之一。空间光通信要实现高功率、广距离的通信,这就要求发射机激光器的超高速率调制。PPM(Pulse Position Modulation)调制由于其较高的功率利用率在空间光通信系统中被广泛应用。PPM 调制解调系统应用在空间激光通信中,可以极大的提高系统的抗干扰能力,并采用这种调制方式,可以在给定的激光脉冲重复频率下,用最小的光平均功率达到最高的数据传输率,这大大降低了对激光器发射功率的要求。把 DSP 和 FPGA 应用到了 PPM 调制解调系统中。

本文的主要内容首先对空间激光通信系统中几种调制技术进行分析及比较,并详细说明了 PPM 调制方式。提出 PPM 调制方式是最适合目前空间光通信系统的调制方式。然后提出 PPM 调制解调系统的结构设计并对其仿真。

本文分六章,结构如下:

第一章:绪论

第二章:空间激光通信系统调制技术分析

第三章:PPM 调制技术分析

第四章:PPM 调制系统设计与仿真

第五章：PPM 解调系统设计及仿真

第六章：总结与展望

第二章 空间激光通信系统调制技术分析

调制与解调是空间激光通信中的一项关键技术,目前现有的空间激光通信系统大多设计为 IM/DD 系统,应用于 IM/DD 系统中的调制方式有很多种,其中最一般的形式是开关键控 (OOK) 调制方式。还有脉冲位置调制方式 (PPM)、差分脉冲间隔调制方式 (DPIM) 等。这几种调制方式各有特点,对其进行性能分析比较,可为我们在实际系统中选择最合适的调制方式提供依据。

§ 2.1 几种不同光信号调制方式

§ 2.1.1 OOK 调制

开关键控 OOK 调制方式具体地分为非归零 NRZ (Not Return Zero) 码与归零 RZ (Return Zero) 码两种编码格式。OOK 调制方式的 NRZ 码是在“1”比特时间间隔内发送光脉冲,在“0”比特时间间隔内不发送光脉冲;RZ 码则是在“1”比特的前半段时间间隔内发送光脉冲,在“0”比特时间间隔内不发送光脉冲。因此, NRZ 码与 RZ 码的比特速率是相同的,但是 RZ 码的激光器调制速率高,较 NRZ 码节省一半的功率。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个比特进行发送。这是调制光信号最基本的形式,只需使光源闪烁即可编码。

§ 2.1.2 DPIM 调制

我们先介绍一下脉冲间隔调制方式 (PIM)。PIM 调制方式与 PPM 调制方式唯一不同的地方是: PPM 调制方式中的信息是光脉冲所在的位置来表示的,而 PIM 调制方式中信息是由两个光脉冲之间的间隔时隙数来表示的。PIM 的一帧仍然划分为 M 个时隙,每 $\log_2 M$ 位的二进制信息被编码为两个相邻的光脉冲之间的时隙数。DPIM 调制方式与 PPM 类似,但每个符号所包含的时隙数是变化的而不是固定的,并可分为无保护时隙和有保护时隙两种。有保护时隙的 DPIM 调制方式大多采用一个保护时隙,这样能有效地减少码间串扰的影响。该调制方式的符号 S_k (k 为符号所表示的十进制数) 的时隙个数为 $k+2$,脉冲在每个符号的起始时隙上,后加一个保护时隙,再加上 k 个空时隙表示信息。当接收端解

调时，在判断接收到脉冲时隙后，只需要数脉冲时隙后的空时隙个数，再减 1 就可以了。因此 DPIM 在接收端只需要时钟同步而不需要符号同步，大大简化了系统的实现。

§ 2.2 几种调制方式的性能分析比较

§ 2.2.1 平均发射功率

对于 OOK（不归零码），假设 P_1 为发送光脉冲“1”时的功率，在 0 和 1 出现概率相同的情况下，其平均发射功率 $P_{OOK} = P_1/2$ ，则 L-PPM 的平均功率为 $P_{PPM} = P_1/2^M$ ，同理， $P_{DPIM} = 2P_1/(2^M + 3)$ ，各种调制方式相对于 M（每个符号所包含的比特数）的归一化平均发射功率如图 2.1 所示。

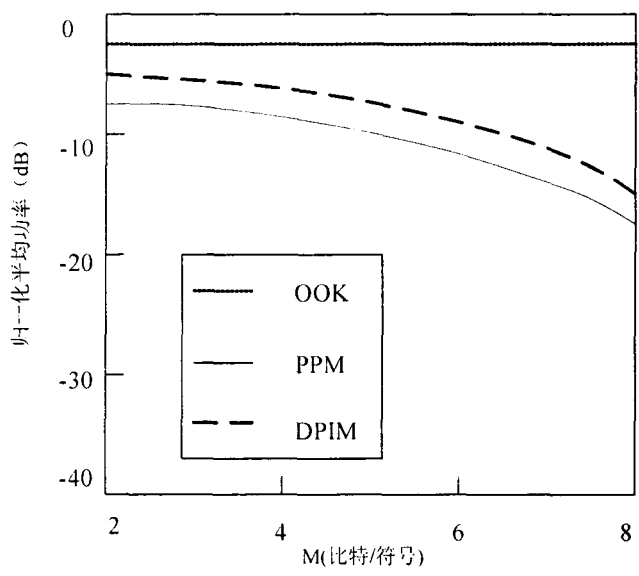


图 2.1 归一化平均发射功率

由图 2.1 可知，M 一定时 PPM、DPIM 的功率利用率都比 OOK 的高，随着 M 的增大，趋势更加明显。其中 PPM 的功率利用率最高。

§ 2.2.2 带宽需求

令 OOK 的码元速率为 $R_b = 1/T_b$ ，则其带宽为 R_b 。在相同的时间内传送相同的信息，L-PPM 信号的带宽为 $B_{PPM} = 2^M R_b/M$ ，于是有

$B_{PPM}/B_{OOK} = 2^M/M$ 。DPIM 符号的平均时隙数为：

$$\bar{n}_{DPIM} = \frac{1}{2^{M-1}} \sum_{k=1}^{2^M} (1+k) = (2^M + 3)/2 \quad (2.1)$$

假设“1”和“0”等概率出现，同理我们可以得到 DPIM 于 OOK 的带宽之比：

$$\frac{B_{DPIM}}{B_{OOK}} = \frac{2^M + 3}{2M} \quad (2.2)$$

各种调制方式相对 M 的归一化带宽如图 2.2 所示。由图可知，PPM 的带宽效率最低。

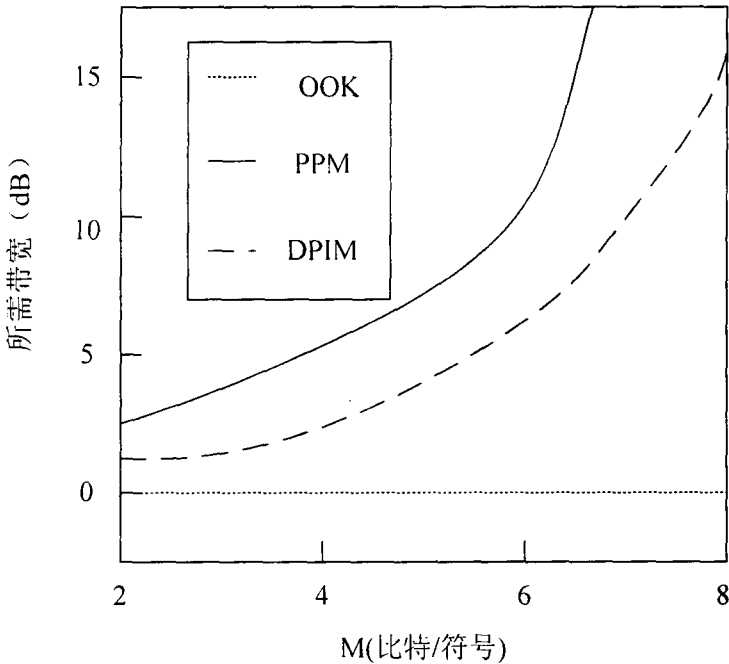


图 2.2 带宽效率

§ 2.2.3 误时隙率

文献^[10]给出了采用强度调制/直接检测 (IM/DD) 的无线光通信系统的等价基带信道模型，为了讨论的方便，假定只有加性高斯白噪声 (AGWN) 存在，且噪声 $n(t)$ 的均值为 0，方差为 σ_n^2 。同时认为接收机的带宽很宽，则抽样判决器输入端得到的 $x(t)$ 在发送脉冲“1”时为 $\sqrt{S_i} + n(t)$ ，不发送脉冲时为 $n(t)$ ，其中 S_i 为判决器的输入端的信号峰

值功率。若令判决门限为 b , 则将“1”错误判断为“0”的概率 P_{01} 和将“0”错误判断为“1”的概率 P_{10} 分别为:

$$P_{01} = (1/2) \left\{ 1 + \operatorname{erf} \left[\left(b - \sqrt{S_i} \right) / \sqrt{2\sigma_n^2} \right] \right\} \quad (2.3)$$

$$P_{10} = (1/2) \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left[b / \sqrt{2\sigma_n^2} \right] \right\} \quad (2.4)$$

其中:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-u^2) du = 1 - \operatorname{erfc}(x) \quad (2.5)$$

则总的误时隙率为:

$$P_{se} = P_1 P_{01} + P_0 P_{10} \quad (2.6)$$

其中, P_1 和 P_0 分别为发送“1”和“0”的概率, 且 $P_1 + P_0 = 1$ 。假设调制信息源中“1”和“0”的出现概率相等, 则在 OOK 中 $P_1 = P_0 = 1/2$, 显然最佳判决门限为 $b = (S_i)^{1/2} / 2$, 则有:

$$P_{se,OOK} = \frac{1}{2} P_{01} + \frac{1}{2} P_{10} = \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\sqrt{S_i / 2\sigma_n^2} / 2 \right) \quad (2.7)$$

同理可得 PPM、DPIM 的误时隙率分别为:

$$P_{se,PPM} = \frac{1 + \operatorname{erf} \left[\left(b - \sqrt{S_i} \right) / \sqrt{2\sigma_n^2} \right] + (2^M - 1) \left[1 - \operatorname{erf} \left(b / \sqrt{2\sigma_n^2} \right) \right]}{2^{M+1}} \quad (2.8)$$

$$P_{se,DPIM} = \frac{1 + \operatorname{erf} \left[\left(b - \sqrt{S_i} \right) / \sqrt{2\sigma_n^2} \right] + \left[(2^M + 1) / 2 \right] \left[1 - \operatorname{erf} \left(b / \sqrt{2\sigma_n^2} \right) \right]}{2^M + 3} \quad (2.9)$$

在上述两个式子的两边对 b 求导得到的导函数等于零, 则得最佳门限为:

$$b = \left[2\sigma_n^2 \ln(l) + S_i \right] / 2\sqrt{S_i} \quad (2.10)$$

$$\text{其中, 对于 PPM, } l = 2^M - 1 \quad (2.11)$$

$$\text{对于 DPIM, } l = (2^M + 1) / 2 \quad (2.12)$$

在最佳门限下^[23], 各调制方式相对于信噪比的误时隙率曲线如图 2.3 所示, 其中信噪比定义为 $S_i / 2\sigma_n^2$ 。由图 2.3 可见, 对一种调制方式, 误时隙率随信噪比的增加而减小, 信噪比一定时, 误时隙率随 M 的增大而减小 (OOK 不变除外), M 一定时, PPM 的误时隙率最小, OOK 的误时隙率最大, 而且随着 M 的增加 PPM 和 DPIM 的误时隙率将趋向一致。

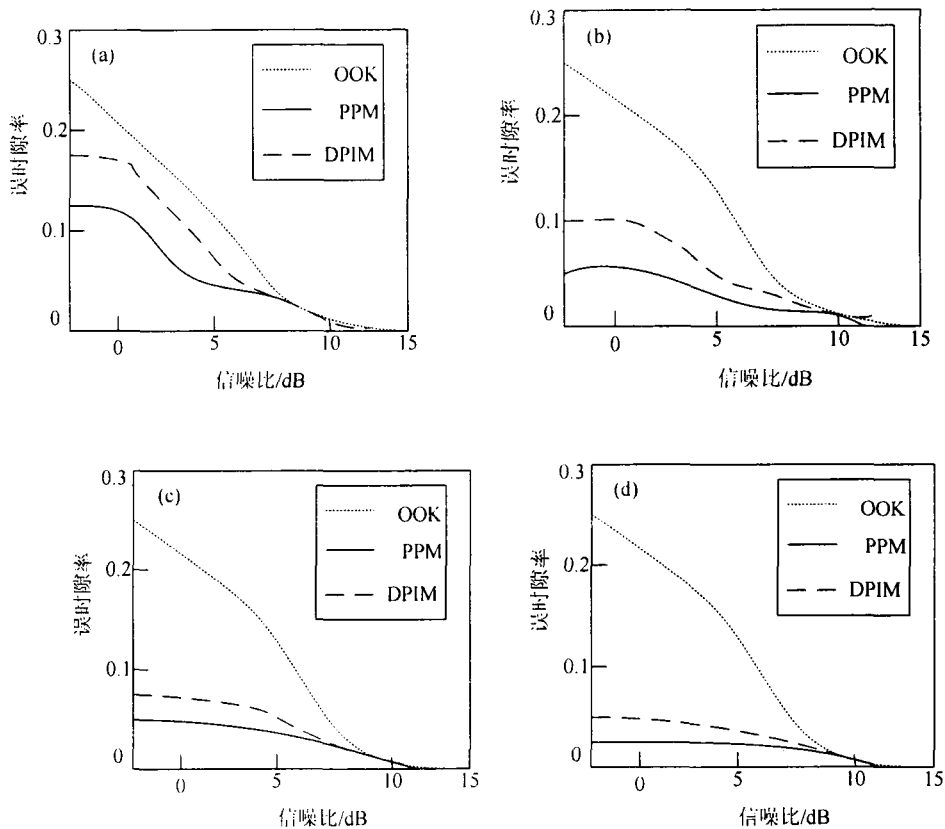


图 2.3 信噪比的误时隙率曲线 (a) $M=3$; (b) $M=4$; (c) $M=5$; (d) $M=6$

§ 2.2.4 功率利用率

DPIM 的符号长度不固定，任何一个时隙的错误都会对相邻时隙的判决产生影响。因此图 2.4 的结果是在以一定的 PER (Packet Error Rate) 情况下发送 1bit 长度包的结果，并假设在高信噪比的理想加性白高斯信道中，而且没有考虑码间干扰的影响，图 2.4 是各种调制方式相对于 OOK 的归一化功率。纵坐标表示的是归一化传送功率。可以得到当输入为 F bit、调制输出 N bit 的情况下各种调制方式的 PER 表达式。

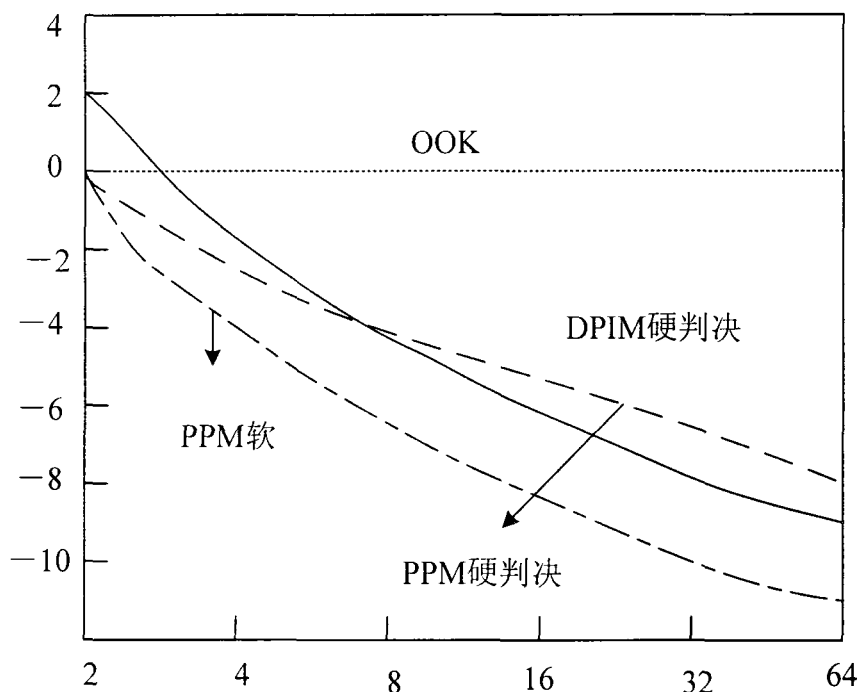


图 2.4 各种调制方式相当于 OOK 的归一化功率

$$P_{OOK} \approx NQ \left(RP_i / \sqrt{R_b N_0} \right) \quad (2.13)$$

$$P_{PPM} \approx NQ \left[RP_i \left(L \log_2^L / 4 R_b N_0 \right)^{1/2} \right] \quad \text{硬判决} \quad (2.14)$$

$$P_{PPM} \approx NQ \left[RP_i \left(L \log_2^L / 2 R_b N_0 \right)^{1/2} \right] \quad \text{软判决} \quad (2.15)$$

$$P_{DPPM} \approx NQ \left[RP_i \left(L + 3 \right)^2 \log_2^L / 8 (L + 1) R_b N_0 \right]^{1/2} \quad \text{硬判决} \quad (2.16)$$

其中, P_i 为平均光功率, R 为光检测器的灵敏度, N_0 为白高斯噪声的双边功率谱密度。

§ 2.3 本章小结

在我们所讨论的几种调制方式中。以 OOK 为参照, 分析了 PPM、DPIM 调制方式的符号结构、平均发射功率、带宽效率及时隙率等性能, 通过分析比较可知, OOK 方式简单, 需要带宽小, 但平均发射功率高, 而且误时隙率大, PPM 方式比较简单, 平均发射功率和误时隙率都小, 但是带宽效率差, DPIM 方式比较复杂、平均发射功率和误时隙率都略高于 PPM, 但其带宽效率高于 PPM。各种调制方式各有优势, 也存在不足。

OOK 调制它的误码率大，抗干扰能力差，传输效率也太低。在背景光比较强时，或者进行高速率通信时无法满足传输的要求，通信往往无法正常进行。随着激光发射器件的技术进步，为 PPM 调制方式提供了器件技术基础。PPM 调制方式有着优良的功率特性与误码特性，但是它的节省功率是以牺牲带宽为代价的，因此它需要的带宽是最大的。在目前的大气激光通信系统中，我们最希望达到的目标是，在保证一定数据比特速率和一定的误码率的前提下，尽可能地降低功率损耗，并能够考虑到激光器发射激光的特性，以及在实际系统中实现的可行性。综合这些因素，PPM 调制方式是最适合目前空间激光通信系统的调制方式。在下面的章节中，我们将详细说明 PPM 调制方式。

第三章 PPM 调制技术分析

为了进一步提高传输通道抗干扰能力,空间激光通信系统引入了一种新的调制方式即脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)。PPM 最早是由 Pierce J.R 提出并应用于空间通信,简单来说,它是一种使激光器发射的激光脉冲序列中的每一个光脉冲,从标称位置上按照与信息信号的采样值成线性关系移动的调制方式,是一种正交的调制方式,在激光通信中,采用这种调制方式可以在给定的激光脉冲重复频率下,用最小的光平均功率达到最高的数据传输率,理论上可达 1000 Mb/s 。当然 PPM 也存在一定的缺点,比如提高抗干扰能力的同时,付出的代价是增加了对带宽的需求。

PPM 调制采用断续的周期性光脉冲作为载波,信源的二进制信息控制脉冲的位置。脉冲位置调制主要有三种形式:单脉冲位置调制(L-PPM)、多脉冲位置调制(M-PPM)、差分脉冲位置调制(L-DPPM)。下面分别介绍这三种脉冲位置调制原理。

§ 3.1 PPM 基本原理

§ 3.1.1 单脉冲位置调制(L-PPM)

单脉冲位置调制(L-PPM),是将一个二进制的 n 位数据组映射为由 $2n$ 个时隙组成的时间段上的某一个时隙处的单个脉冲信号,每一时隙称为切谱(Chip)。可见,一个 L 位的 PPM 调制信号传送的信息比特为 \log_2^L 。如果将 n 位数据组写成 $M = (m_1, m_2, \dots, m_n)$,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:

$$\Phi: l = m_1 + 2m_2 + \dots + 2^{n-1}m_n \in \{0, 1, \dots, n-1\} \quad (3.1)$$

例如对一个 4-PPM 调制的无线激光通信系统,若 $M=(0, 0)$,则 $l=0$;若 $M=(1, 0)$,则 $l=1$;若 $M=(0, 1)$,则 $l=2$;若 $M=(1, 1)$,则 $l=3$; 0、1、2、3 分别对应时隙位置如图 3.1 所示。

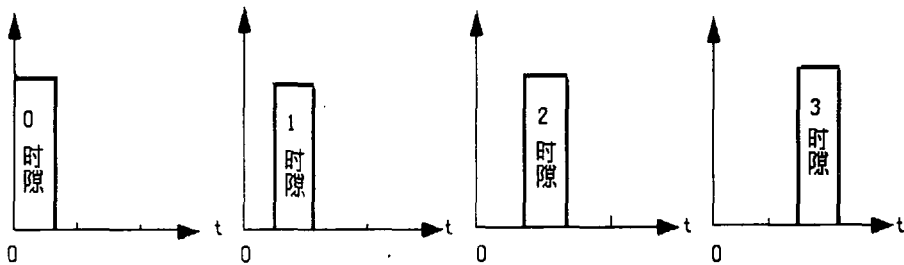


图 3.1 L-PPM 脉冲位置调制示意图

可以看出, (3.1) 式决定的映射 Φ 是一一映射, 满足调制唯一性的要求。

对于一个码元速率为 $R_b = 1/T_b$ 的数字基带信号, 它对理想低通信道带宽的要求是 $B = R_b/2$ 。假设 OOK 信号的码元速率为 $R_b = 1/T_b$, L-PPM 信号的码元速率为 $R'_b = 1/T'_b$, 在要求传信率相同的情况下, $T'_b L = T_b \log_2^L$, 所以 $B/B' = \log_2^L/L$ 。一般, $L = 2^n$, n 为整数。可见, L-PPM 调制对带宽的要求比 OOK 要大。但是, 对于一个应用 L-PPM 调制的光通信系统, 它的平均光发送功率为 P_i/L , P_i 是码元为 1 时的发送光功率。而应用 OOK 调制的光系统(不归零码), 在 1 和 0 出现概率相同的情况下, 平均光发送功率为 $P_i/2$ 。分析表明, PPM 的功率及频带利用率两者之间的折中率较好。

比较不同调制方式的一个参数是单位传信率, 即每秒每赫兹传输比特数 γ

$$\gamma = \frac{R}{B} (\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}) \quad (3.2)$$

其中, R 是传输速率 ($\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$), B 是信号带宽 (Hz)。在光通信中, 激光器通常工作于脉冲状态, 脉冲持续时间为 τ , 相应的信号带宽近似为:

$$B(\text{Hz}) = \frac{1}{\tau} (\text{s}) \quad (3.3)$$

对于占空比为 γ_p 的 OOK 调制码元, 则它的单位传信率为:

$$\gamma_{\text{ook}} = (1/T)/(1/\tau) = \gamma_p \quad (3.4)$$

对于单脉冲 L-PPM 调制, 若时隙数为 $L = 2^n$, 占空比同样为 γ_p , 则 2^n 个时隙的宽度为 $T_{\text{ppm}} = 2^n \frac{\tau}{\gamma_p}$ 。因此, 相应的单位传信率为:

$$T_{\text{ppm}} = \frac{n}{T_{\text{ppm}}} \left/ \left(\frac{1}{\tau} \right) \right. = \frac{n \cdot \gamma_p}{2^n} \quad (3.5)$$

从(3.4)式和(3.5)式可以看出,在相同传信率时,单脉冲 PPM 调制要求传输码率比 OOK 调制高,相应的带宽也大。

§ 3.1.2 多脉冲位置调制

多脉冲 PPM 调制方式是将 n 个二进制的信息元映射为有 M 个时隙组成的时段上的多个脉冲。比如双脉冲 PPM 调制,如图 3.2 所示。

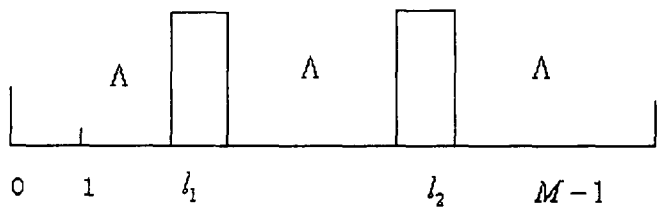


图 3.2 多脉冲位置调制示意图

若记 2 脉冲位置分别是 l_1, l_2 , 则可描述为:

$$\begin{cases} (l_1, l_2) = \varphi(u_1, \Lambda, u_n) \\ l_1, l_2 \in \{0, 1, K, M-1\}, u_f \in \{0, 1\} \end{cases} \quad (3.6)$$

由于 PPM 调制信号是时间序列,脉冲位置也就是时间的先后,因此,多脉冲 PPM 调制可以按多个脉冲的组合或排列方式分为多脉冲组合和多脉冲排列 PPM,这种排列或组合的种类表征了它们各自的传信能力。对于多脉冲排列 PPM,各个脉冲应有不同的特征,如选取不同的电平值,或是不同的脉宽等。由于这种调制方式在实现上较为复杂,所以一般很少用到。对于多脉冲组合 PPM 方式,记 $I = 2^m$ 个时隙上 k 脉冲 PPM 的组合种类为 $NC_k(m)$, 则有

$$NC_k(m) = C_I^k = \frac{2^m!}{k!(2^m - k)!} \quad (3.7)$$

多脉冲的传信能力随着 k 的增加而不断变大。它的单位传信率可以写为:

$$\gamma_{kPPM} = \frac{\gamma_p \log_2^{[NC_k(m)]}}{2^m} \quad (3.8)$$

其中, $[NC_k(m)]$ 是指取值最接近 $NC_k(m)$ 但比 $NC_k(m)$ 要小的数,并且 $[NC_k(m)] = 2^n$ (n 是大于或等于 m 的整数)。

§ 3. 1. 3 差分脉冲位置调制

差分脉冲位置调制(DPPM)是一种在单脉冲 PPM 调制基础上改进的调制方式。前文提到, 对于一个 L-PPM 码组, 它的位数是固定的 L 位, 其中一位为 1, 其它的位都为 0。而 L-DPPM 的码组位数是不定的, 它是由一串低电平后跟着一位高电平构成。如图 3. 3 所示

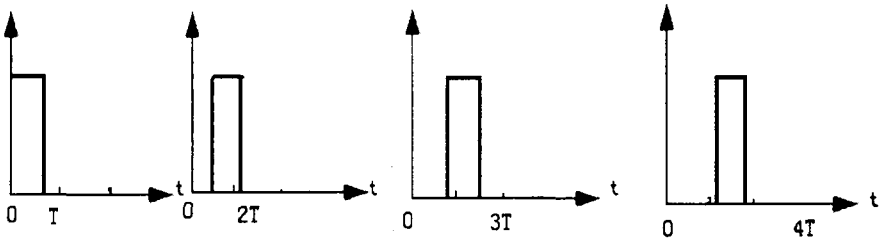


图 3. 3 差分脉冲位置调制示意图

从图 3. 3 中可知, DPPM 调制信号将 PPM 调制信号的一个码组中高电平以后的信号全部去掉。可见, 对于 L-DPPM 信号与 L-PPM 信号仍然有相同的分析。一个 L-DPPM 码组传输的信息比特和一个 L-PPM 码组相同, 都为 \log_2^L 比特。但是在相同传信率的情况下, DPPM 调制比 PPM 调制占用的信道带宽少, 而与 OOK 调制相比, 它的平均光发送功率要小。

显而易见, DPPM 调制后的信号数据量是不确定的, 这限制了 DPPM 在某些系统中的应用。在下面对 DPPM 单位传信率的分析中, 我们假定送来调制的信息元中 1 出现的概率 $P(1)$ 和 0 出现的概率 $P(0)$ 是相等的, 并且在一个 L-DPPM 码组的任一位时隙上出现 1 的机会都相同。那么对于占空比为 γ_p 的 DPPM 信号, 它的码元速率为 $R=1/T=\gamma_p/\tau$, 信号带宽 $B=1/\tau$ 。因为一个码组包含的码元位数是不定的, 所以这里只能得出 L-DPPM 一个码组的平均码元位数。这样, 平均一个码组的时段宽度为:

$$T_{DPPM} = T \cdot \frac{1+2+3+\Lambda+2^n}{2^n} = \frac{2^n + 1}{2} T \tag{3. 9}$$

所以, DPPM 调制的带宽效率为:

$$\gamma_{DPPM} = \left(\frac{N/T_{DPPM}}{1/\tau} \right) = \frac{2n\gamma_p}{2^n + 1} \tag{3. 10}$$

需要说明的是这个带宽效率只是统计意义上的带宽效率。在具体某一段时间内, 1 和 0 出现的次数可能是不同的, 经 DPPM 调制后输出信号码流量可能是时变的。

与 OOK 调制方式和 PIM 调制方式相比, L-PPM、DPPM、M-PPM 这三种 PPM 调制方式, 具有更高的传信率和更高的光功率利用率, 而且 M-PPM 比 L-PPM 和 L-DPPM 所需的带宽更小, L-DPPM 占用的信道带宽比 L-PPM 小, 但是 M-PPM 和 L-DPPM 实现起来都比 L-PPM 复杂的多, 且解调也比较困难, 本课题选择了 L-PPM 作为空间激光通信的调制实现方式。

§ 3.2 PPM 信号分析

§ 3.2.1 L-PPM 信号功率谱密度 (PSD) 分析

为了了解空间激光通信 L-PPM 调制的性能, 我们对随机的一串单脉冲位置调制波形的功率谱进行了分析。在实际的空间激光通信系统中, 激光器发射的相邻光脉冲之间有一个最小的时间间隔, 这是激光器重建一个“反转粒子束”而产生的一个最小迟延时间, 我们将这一段时间称为保护时隙 (T_p)。根据式 (3.1) 知, L-PPM 编码将 n bit 信息编到 $L = 2^n$ 个时隙中, 加上保护时隙构成一个 L-PPM 帧, L-PPM 帧结构如图 3.4 所示。

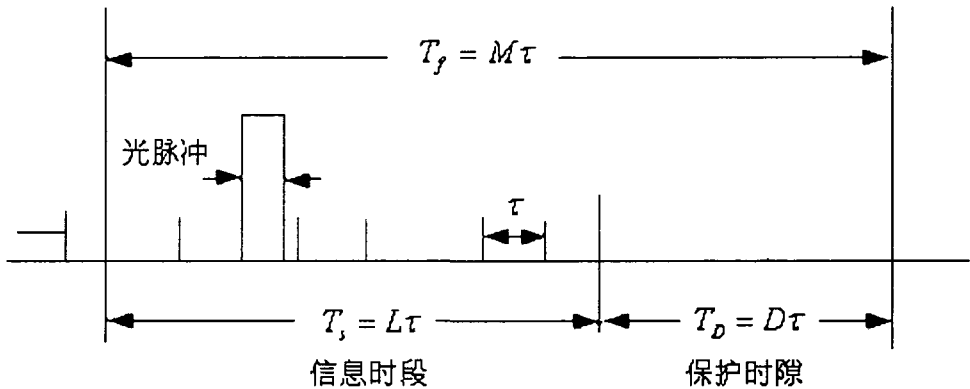


图 3.4 PPM 信号结构

保护时隙 $T_p = D\tau$ (τ 为一个时隙的时间长度, D 为保护时隙个数), 信息时段 $T_s = L\tau$ 则一帧的长度为 $T_f = T_p + T_s = (L + D)\tau = M\tau$ 。每帧中有一个位于第 i ($i = 0, 1, 2, \dots, L-1$) 个时隙的光脉冲, 携带有 n 比特的信息。在接收端经雪崩二极管探测器 (APD) 做光电转换后, 会得到一串脉冲序列, 在数学上这个 L-PPM 脉冲序列可以表示为:

$$x(t) = \sum p(t - nM\tau - c_n\tau - e_n) \quad (3.11)$$

其中， $p(t)$ 为 PPM 脉冲函数， τ 为时隙的长度， c_n 是一个 0 到 M 的整数，代表着 PPM 随机脉冲的位置，它的集合服从独立同分布。 e_n 代表脉冲位置的随机抖动，这是由接收机的随机噪声引起的，它的集合也服从独立同分布。从文献^[11]中可知，接收到的 L-PPM 脉冲并不是一个平稳的随机过程，因此它的功率谱不能通过其自相关函数的傅立叶变换获得。但是对任意的确定信号 $x(t)$ ，它的功率谱密度可以表示为：

$$S(w) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|X_T(w)|^2}{T} \tag{3.12}$$

其中， $X_T(w)$ 是 $x(t)$ 在时间 $[-T, T]$ 上的截断函数 $x_T(t)$ 的频谱函数，定义为：

$$X_T(w) = \int_{-T}^T x(t) e^{-j\omega t} dt \tag{3.13}$$

令 $T = NM\tau$ ，则得

$$X_T(w) = \sum_{n=-N}^N P(w) e^{-j\omega(nM\tau + c_n - e_n)} \tag{3.14}$$

其中， $p(w)$ 是脉冲波形函数 $p(t)$ 的傅立叶变换，则式 (3.12) 表示的功率谱密度变为：

$$S(w) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E|X_T(w)|^2}{T} \tag{3.15}$$

$$\begin{aligned} E\{|X_T(w)|^2\} &= |P(w)|^2 \sum_{m,n=-N}^N e^{j\omega M\tau(m-n)} \bullet E\{e^{j\omega\tau(c_m - c_n)}\} E\{e^{j\omega(c_m - e_n)}\} \\ &= |P(w)|^2 \left[(2N+1) + \left| E\{e^{j\omega\tau c_n}\} \right|^2 \bullet \left| E\{e^{j\omega e_n}\} \right|^2 \sum_{m \neq n} e^{j\omega M\tau(m-n)} \right] \\ &= |P(w)|^2 \\ &\bullet \left[(2N+1) \left(1 - |C(w)|^2 |M_c(w)|^2 \right) + |C(w)|^2 |M_c(w)|^2 \left| \sum_{n=-N}^N e^{-j\omega M\tau n} \right|^2 \right] \end{aligned} \tag{3.16}$$

$C(w)$ 和 $M_c(w)$ 分别是 c_n 和 e_n 的特征函数，可以表示为：

$$C(w) = E\{e^{j\omega\tau c_n}\} = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} e^{j\omega\tau n} \tag{3.17}$$

$$M_c(w) = E\{e^{j\omega e_n}\} \tag{3.18}$$

那么功率谱密度可以表示为：

$$S(w) = \frac{|P(w)|^2}{2} \cdot \left[\frac{1}{M\tau} (1 - |C(w)|^2 |M_c(w)|^2) + \frac{2\pi}{(M\tau)} |M_c(w)|^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(w - 2\pi k/\tau) \right] \quad (3.19)$$

式(3.19)的第一部分与噪声有关，第二部分与离散的频率分量有关，这些频率分量是由时隙时钟的基频和它的谐波分量组成。因此噪声的功率谱密度可以表示为：

$$N(w) = \frac{|P(w)|^2}{2M\tau} (1 - |C(w)|^2 |M_c(w)|^2) \quad (3.20)$$

时隙时钟基频的总功率为：

$$P_s = \frac{2}{(M\tau)} |M_c(w)|^2 |P(w)|^2 \quad (3.21)$$

时隙频率分量既不受概率分布的影响，也不受调制灵敏度的影响，时隙频率分量只受脉冲形状的影响，假如脉冲宽度与时隙长度相等的话，时隙频率分量将不存在，这就为我们建立时隙同步提供了理论基础。图 3.5 给出了脉冲(方波)在时隙中的占空比与时隙频率分量的关系。

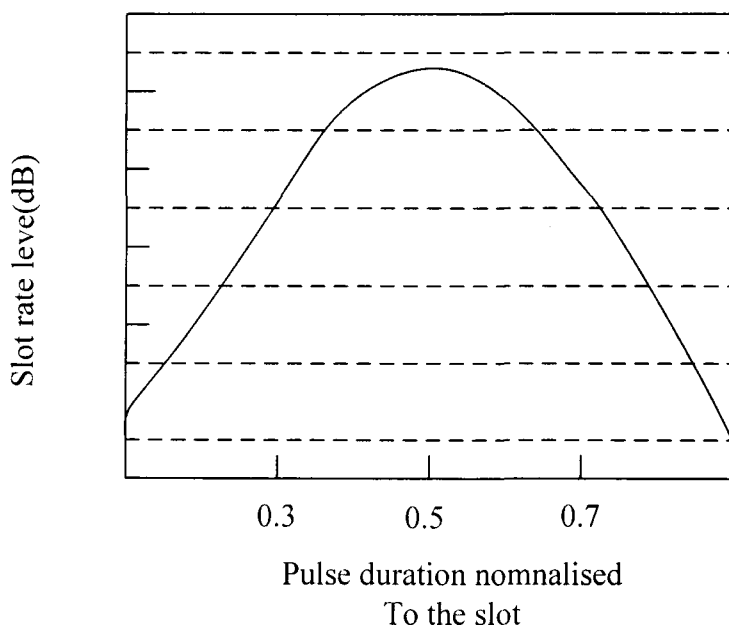


图 3.5 脉冲宽度与时隙频率分量的关系

§ 3. 2. 2 PPM 信号的传输效率

在一个通信系统中,信息的调制解调方式对通信性能具有关键性的作用。在保持可靠性的条件下,选择的调制方式应具有高的传输速率(单位时间传输的信息量)和高的传输效率(单位能量传输的信息量),高速率和高效率的要求可能会发生矛盾,在一个实际系统中应根据实际需要偏重一个方面。在光无线通信领域中,在保证一定的速率下,要求效率尽可能的高或者说传输功率尽可能小,光脉冲位置调制被认为是一种合适的传信方式。PPM 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,脉冲时间位置随之发生变化而传递信息。该传信方式的脉冲功率与平均功率之比可以作得特别高,与通常的光强度开关键控调制(OOK)相比,PPM 可降低光辐射平均功率的要求。小辐射功率对延长电源工作寿命特别重要,光 PPM 特别适合于对潜通信和室内计算机红外无线通信要求低平均功率传输信息的场合,在无线局域网标准草案 IEEE802.11 中,已规定 IR 物理层采用 PPM^[12]。

L-PPM 信号调制的数据传输速率 R 为:

$$R = \log_2^L / T = \log_2^L / (L + D) \tau \quad \text{bit/s} \tag{3.22}$$

L-PPM 与 OOK 调制方式的能量利用率之比为:

$$S_{ratio} = \log_2^L \tag{3.23}$$

由表 3.1 可见当保护时隙个数 D 大于 32 时,PPM 的功率利用率可以做得比 OOK 的高。只要取 L 大于 16,PPM 的能量利用率就可比 OOK 的高,因此 PPM 也称为功率有效的调制。PPM 特别适合于脉冲重复间隔有限的通信系统或带宽比较丰富而功率比较珍贵的通信环境。

表 3.1 PPM 与 OOK 功率利用率比较

D	L	S_{ratio}
0	3	0.396
4	6	0.646
12	10	0.83
16	11	0.865
32	17	1.022
64	28	1.202
256	78	1.571
1024	232	1.9645
1024	256	2

§ 3.2.3 PPM 信号信道容量分析

自香农(Shannon)在 1954 年提出香农公式以来,信息论越来越受到人们的重视,它已经成为通信理论中重要而又基础的一个部分。在空间信道中的信息量大小是人们关心的课题。本小节从香农公式入手,对 PPM 理想信道容量进行详细的分析。

香农公式是概率论和通信理论结合而得到的。信道中输入符号 x 时,输出符号 y 的条件概率表示为 $W(y/x)$ 。在信道中具有 $P_X(x)$ 概率分布的信源输出作为输入,信道的输出 Y 也依然是概率变量,其分布 P_Y 由 $P_Y(y) = \sum_{x=\zeta} W(y|x)P_X(x)$ 给出。式中, ζ 是信道输入字母。这时,值 C 称为该信道信道容量:

$$C = \max_{P_X} I(X;Y) \tag{3.24}$$

其中, $I(X;Y)$ 是互信息量,意味着 $\max_{P_X} I(X;Y)$ 是关于输入 X 可能所有的概率分布 $I(X;Y)$ 的最大值。香农从概率论得出平均信息量是发送端(信源)的平均不确定度 $H(X)$ 与接收端接到消息 Y 后信源不确定程度和量度(也就是由于信道干扰而损失的信息量) $H(X|Y)$ 之差。即

$$I(X;Y) = H(X) - H(X|Y) \tag{3.25}$$

香农对信道研究后发现,信道中的噪声主要是高斯白噪声,也就是说功率谱密度函数为高斯分布的白噪声。高斯信道就是含有高斯白噪声的信道。由高斯信道可推导出香农公式:

$$C = B \ln(1 + S/N) = B \ln(1 + S/(N_0 * B)) \tag{3.26}$$

其中, N_0 是每单位频率的信噪比, B 是带宽, S/N 为信噪比。由香农公式显示出,信息量 C 与带宽及信噪比 S/N 都有关系。当带宽 B 趋向于无穷时,高斯信道中的信息量趋于极限:

$$C = \lim_{B \rightarrow \infty} B \ln(1 + S/(N_0 * B)) \approx 1.44 S / N_0 (bit/s) \tag{3.27}$$

我们接着分析一下 PPM 理想信道容量。 L -PPM 的信道容量由下式给出:

$$C = (1 - e^{-\lambda_x \tau}) \ln L \quad nats/s \tag{3.28}$$

其中 λ_x 是指光子密度, τ 是时隙长度。每个信息帧平均包含的光子数为 $\lambda_x \tau$ 则信道容量可相应变换为:

$$C_\gamma = \frac{C}{L\tau} = \frac{1 - e^{-\lambda_x \tau}}{\tau} \frac{\ln L}{L} \quad nats/s \tag{3.29}$$

$$C_{ph} = \frac{C}{\lambda_x \tau} = \frac{1 - e^{-\lambda_x \tau}}{\lambda_x \tau} \ln L \quad \text{nats/photon} \quad (3.30)$$

或者对于一个具体的通信系统，时隙长度 τ 是固定的， C_{ph} 是调制进制数 L 的函数，因此存在一个 L 的最大值 L^* ，使得每个光子的信道容量 C_{ph} 最大，下面我们将详细讨论。

当 C_{ph} 对 L 的微分值为零时，我们就可以得到 L^* 的值，然而需要注意的是，假如 C_γ 和 τ 都为定值时， L 的变化必然导致 λ_x 的变化，即 λ_x 依赖于 L ，由式(3.30)得

$$\lambda_x = -\frac{1}{\tau} \ln \left(1 - \frac{C_\gamma \tau L}{\ln L} \right) \quad (3.31)$$

将式(3.31)带入式(3.30)并微分，我们就可以得

$$\frac{Z(L^*)}{1 - Z(L^*)} \left[1 - \frac{1}{\ln L^*} \right] + \ln [1 - Z(L^*)] = 0 \quad (3.32)$$

式中

$$Z(L) = \frac{C_\gamma \tau L}{\ln L} \quad (3.33)$$

令 $\alpha^\Lambda = C_\gamma \tau$ (与每个PPM时隙的信道容量相同)， L^* 的值为式(3.33)的解。当式(3.33)给出的解不是整数时，可以找一个最接近的整数作为 L^* 的实际值，这种差别只有在 L^* 值比较小的时候才比较重要。由(3.30)可知，当 L 取 L^* 时，信道容量达到最大值 C^* 。下面我们分析一下 C^* 。由式(3.33)知最优化 L 时，对任意的 α 满足关系式：

$$\frac{Z^*}{1 - Z^*} \left[1 - \frac{1}{\ln L^*} \right] + \ln [1 - Z^*] = 0 \quad (3.34)$$

我们定义：

$$Z^* = \frac{C_\gamma \tau L^*}{\ln L^*} = \frac{C^*}{\ln L^*} \quad (3.35)$$

则式(3.35)变为：

$$C^* = f(Z^*) \quad (3.36)$$

式中

$$f(Z) = \frac{Z^2}{Z + (1 - Z) \ln(1 - Z)} \quad (3.37)$$

由式(3.30)得

$$Z = 1 - e^{-\lambda_x \tau} \quad (3.38)$$

因此可知 $0 < Z < 1$, 事实上 $Z = 1$ 代表脉冲能量无穷大, 而 $Z = 0$ 代表脉冲能量为零, 现在我们需要求出的是 $f(Z)$ 的域值。我们定义 $g(Z) = Z + (1 - Z) \ln(1 - Z)$ 则

$$f(Z) = \frac{Z^2}{g(Z)} \quad (3.39)$$

即

$$f(Z) = \frac{2Z^2 + Z(2 - Z) \ln(1 - Z)}{g^2(Z)} \quad (3.40)$$

用泰勒级数展开得

$$\ln(1 - Z) < -Z - \frac{Z^2}{2} - \frac{Z^3}{3} - \frac{Z^4}{4} \quad (3.41)$$

对于所有的 $0 < Z < 1$, 上述两式一同表明 $f(Z) < 0$, 因此 $f(Z)$ 是随 Z 单调递减的。对所有的 Z , $f(Z) < f(0_+) = 2$, 且当 Z 趋向于 0 时 $f(Z)$ 趋向于 2。

我们知道, 对于理想的 PPM 信道, 带宽趋向无穷大时, 信道容量趋于无穷大, 这显然与 $C^* < 2$ 相矛盾, 这是因为 α 减小, L^* 增大, Z^* 趋于 0, 每个脉冲的能量也就趋于 0, 故

$$C_{ph}^* = \frac{C^*}{\lambda_x^* \tau} \quad (3.42)$$

并不是因为 C^* 趋于无穷大而趋于无穷大, 而是因为 $\lambda_x^* \tau$ 趋于 0, C_{ph}^* 才趋于无穷大。 C^* 的这种有限性与加性高斯白噪声信道 (AWGN) 的香农容量限相似。对于 AWGN 信道, 在传输可靠 (如 0 概率误差) 的情况下, 能量 E 与单边噪声功率谱密度 N_0 之比受 $E/N_0 < 1$ 的限制。

§ 3.2.4 PPM 误码率分析

对于 PPM 情形, 信息是作为一个比特间隔内, 两个邻近脉冲位置之一的光脉冲来传送的, 对每个比特间隔内的光脉冲适当定位, 就能够传送数字信息。PPM 可以表示为

$$\begin{cases} n_1(t) = \begin{cases} n_s & 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ 0 & \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases} \\ n_0(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ n_s & \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases} \end{cases} \quad (3.43)$$

每个信号的平均计数能量 $k_s = n_s T/2$ ，可以产生以下检验，
 $k\left(0, \frac{T}{2}\right) < k\left(\frac{T}{2}, T\right)$ 或 $k\left(0, \frac{T}{2}\right) > k\left(\frac{T}{2}, T\right)$ 。这是在每个脉冲位置上的一种计数比较，用最大计数进行判别，在检验时不需知道接收功率电平，发射机按比特速率发射脉冲，不是按比特序列发送。误差概率是信号加噪声能量的一个泊松变量不超过只包含噪声能量的另一个泊松变量的概率，表示为：

$$PE = \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=k_1}^{\infty} P_{ox}(k_1, k_s + k_b) P_{ox}(k_2, k_b) \gamma_{k_1 k_2} \quad (3.44)$$

式中， k_s 和 k_b 是 $T/2$ 秒内的信号及噪声能量，其中

$$\gamma_{k_1 k_2} = \begin{cases} \frac{1}{2} & k = k_T \\ 1 & \text{其它} \end{cases} \quad (3.45)$$

可以定义马卡姆 Q 函数：

$$Q(a, b) = \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{(a^2 + x^2)}{2}\right] I_0(ax) dx \quad (3.46)$$

式中， I_0 是虚数 Bessel 函数，可以由一下恒等式得到

$$Q(a, b) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\exp-b^2/2^k}{k!} \sum_{i=0}^{k-1} \frac{\exp(a^2/2)(a^2/2)^i}{j!} \quad (3.47)$$

误差概率函数就可以表示为：

$$PE = Q\left(\sqrt{2m_0}, \sqrt{2m_1}\right) - \frac{1}{2} \exp[-(m_0 + m_1)] I_0\left(2\sqrt{m_0 m_1}\right) \quad (3.48)$$

式中， $m_1 = k_s + k_b$ ， $m_0 = k_b$ 。PPM 是空间光通信中常用的编码调制方式，对其误码率进行必要的估计有利于综合整个通信系统的性能。

§ 3.3 本章小结

本章对 PPM 信号进行了详细的分析, 我们知道在空间光通信中, 最主要的考虑因素就是光的功率利用率的问题, 所以我们的主要目的是找出高传输效率, 同时兼顾比较高的传输速率的调制方式。通过理论分析我们得出了 PPM 编码调制方具有更高的功率利用率, 并且它要求的激光器发射功率也比较低, 由此 PPM 调制方式更适合自由空间光通信, 它同时兼顾传输速率和传输效率, 是一种比较理想的空間光通信的编码调制方式。此外信道容量的分析也告诉我们, 采用 PPM 调制解调方式, 单纯增加信道的带宽, 不能使信道的容量无限的增加。在下面的章节中, 我们将对空间激光通信系统中应用 PPM 调制方式的调制解调系统进行硬件结构设计及仿真。

第四章 PPM 调制系统设计及仿真

我们首先给出 PPM 调制解调系统的总体结构，如图 4.1 所示。简单阐述了系统各部分组成的工作原理，为系统的具体设计提供了依据。

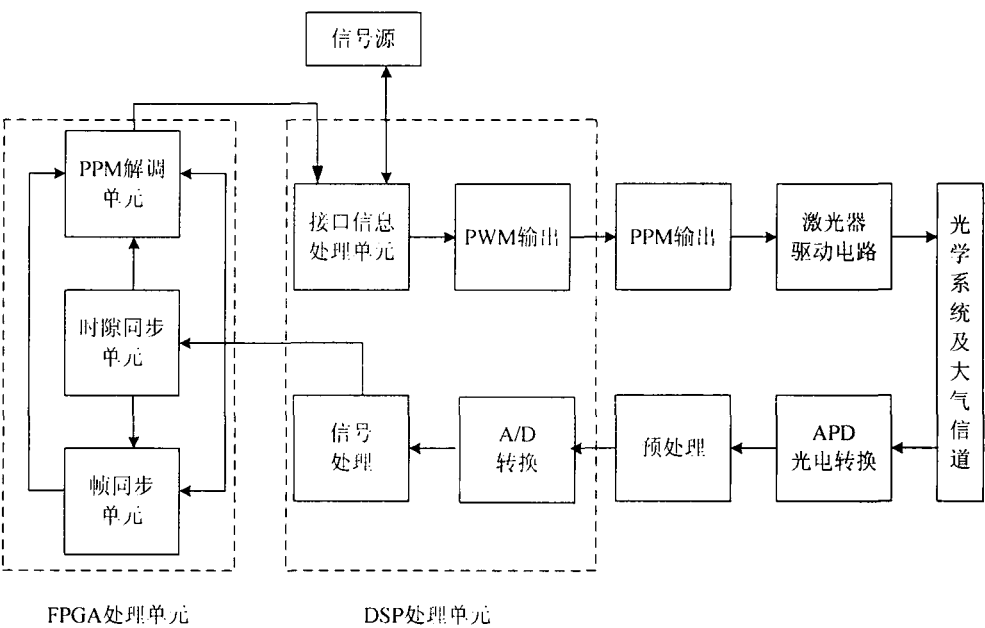


图 4.1 PPM 调制解调系统模型

在全数字 PPM 发射和接收机中，采用固定时钟频率对接收信号采样，信号的处理，信号的同步，信号的判决解码等工作全由采样后的数字信号处理器和相关的逻辑处理单元完成。用纯硬件设计和实现 PPM 光发射机和接收机是比较复杂和困难的，然而随着高速数字信号处理器（DSP）和灵活方便的现场可编程逻辑门阵列（FPGA）的出现，人们已完全能够在通用 DSP 处理器和 FPGA 搭建的硬件平台上，用软件实现高性能的全数字 PPM 发射机和接收机。我们利用 DSP 的高速处理能力以及 FPGA 灵活方便的优点，结合 PPM 系统的设计需求，给出了 PPM 调制解调系统方案，由图 4.1 可见，该 PPM 系统由 DSP 处理单元、FPGA 处理单元和外围处理单元组成。DSP 完成二进制信号的 PWM 编码，系统的控制，与主机的通信，信号的处理以及模拟信号的数字化；FPGA 完成时隙同步信号的提取，帧同步信号的提取以及 PPM 信号的解码。外围处理单元包括 PPM 输出单元、激光器驱动电路、光学系统、APD 光电转换、

预处理单元。

§ 4.1 PPM 调制系统硬件设计

§ 4.1.1 PPM 调制的硬件设计

PPM 调制方式最早由 J. R. P ierce 提出应用于空间通信。采用这种调制方式，可以在给定的激光重复频率下，要求的光平均功率最小，而数据传输速率最高，理论上可以达到每秒上千比特。PPM 调制采用断续的周期性光脉冲作为载波，信源的二进制信息控制脉冲的位置。PPM 的原理是将一段时间分成 M 等份，每等份称为一个时隙，在一帧时间内的某个时隙发出一个脉冲。这一帧时间就是一个 PPM 信号，它包括 L 个时隙和一个保护时间。即 PPM 调制实际上就是一个计数输出脉冲的过程，但若事先已知一个标准的时间间隔，则可将计时过程转化为一个计数过程。当脉冲到来时，计数器开始计数，一直计数到时间 t 输出一个脉冲，完成 PPM 调制。PPM 调制系统的硬件组成框图如图 4.2 所示。

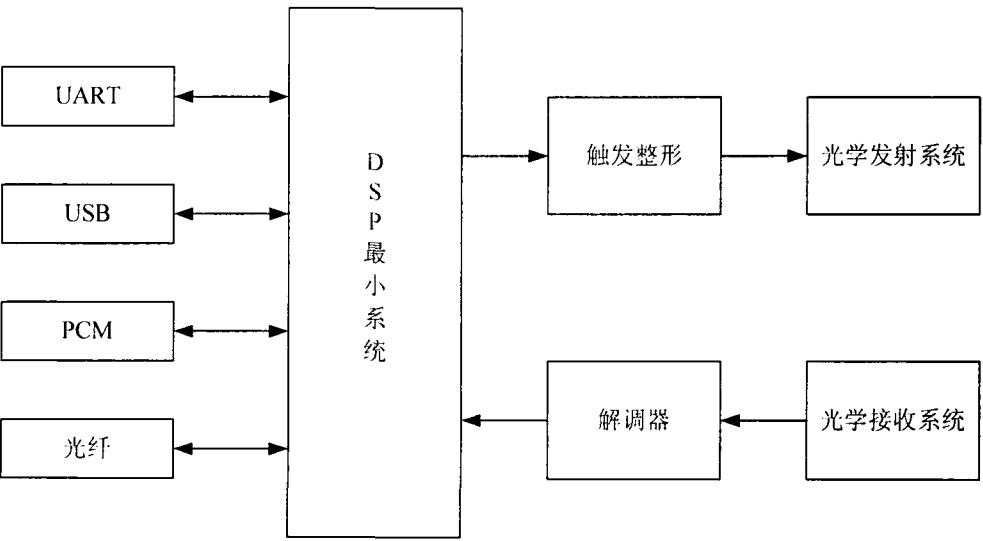


图4.2 PPM调制系统硬件组成框图

它由异步串行接口（UART）、通用串行总线接口（USB）、电话音频接口（PCM）以及光纤接口，在这里我们不作接口的设计。DSP 最小系统包括时钟电路、静态 RAM 和外部 Flash 程序存储器，主要完成信息的发送和接收、PWM 调制、A/D 转换、PPM 解调等相关处理^[6]。DSP 系统输出的 PWM 波送入触发器整形模块后，经光电转换，产生所需的 PPM 信号，

送入光学发射系统,将光脉冲发送到大气信道。光学接收系统接收大气信道中的激光脉冲。光电转换模块除了完成光信号到电信号的转换外,还对转化后的电信号进行预处理,预处理主要完成输入信号的去噪,经光电隔离后,输出 DSP 可以接收的电平信号。我们选用的 DSP 芯片是 TMS320LF240x 系列芯片 TMS320LF2407^[5],下面我们介绍一下 TMS320LF2407 芯片。

TMS320LF2407 属于 TMS320LF240x 系列,它有以下特点:

- (1) 采用高性能静态 CMOS 技术,使得供电电压降为 3.3V,减小了控制器的功耗。
- (2) 基于 TMS320C2XXDSP 的 CPU 内核,保证了 TMS320LF240xDSP 代码与 TMS320 系列 DSP 代码兼容。
- (3) 片内有高达 32K 字节的 FLASH 程序存储器,高达 1.5K 字节的数据/程序随机存取存储器,544 字的双口 RAM 和 2K 字的单口 RAM (SARAM)。
- (4) 两个事件管理器模块 EVA 和 EVB,每个包括两个 16 位通用定时器,8 个 16 位的脉宽调制 (PWM) 通道。
- (5) 可扩展的外部存储器总共有 192K(LF2407) 字空间:64K 程序存储器空间、64K 数据存储器空间、64K 字 I/O 寻址空间。
- (6) 看门狗定时器模块。
- (7) CAN2.0B 模块。
- (8) 串行通信接口 (SCI) 模块。
- (9) 16 位的串行外设接口 (SPI) 模块。
- (10) 基于锁相环的时钟发生器。
- (11) 高达 40 个可单独编程或复用的通用输入/输出引脚 (GPIO)。
- (12) 5 个外部中断。

§ 4.1.2 PWM 调制的实现

调制器设计的难点在于如何实现 PPM 窄脉冲的生成以及脉冲的精确延时,利用 TMS320LF2407 产生 PWM 波方便精确的特点,可以完成 PWM 至 PPM 的转换,这样就解决了 PPM 调制时,由硬件直接产生 PPM 窄脉冲比较困难的关键问题。即 PPM 调制器的设计可转化为 PWM 设计。实际上由二进制信息直接生成 PPM 脉冲是非常复杂的,所以调制时对二进制信息首先做一个变换,即将二进制信息编为 PWM(Pulse Width Modulation)波,然后通过硬件电路再由 PWM 波生成 PPM 波。PWM 到 PPM 波的转换如图 4.3 所示。我们可以用芯片 TMS320LF2407 进行 PWM 调制非常方便,且有多达 8 个的 PWM 调制通道,用于 PPM 调制器的设计是非常适合的。

下面介绍一下 PWM 调制的实现方式。

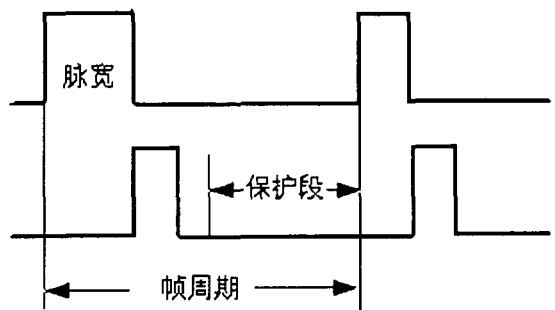


图4.3 PWM至PPM转换示意图

要产生 PWM 波需要解决两个关键问题，一个是 PWM 波的周期，一个是 PWM 波的脉宽。PWM 波的周期与脉宽是由上位机发送的数据决定的，同时也与 PPM 调制的进制数相关。

将n位数据记为 $M = (m_1, m_2, \dots, m_n)$ ，并设PPM调制系统的进制数为L，即在一个PPM帧周期中信息段共有L个时隙，每个时隙的时间记为 τ ，保护时隙时间记为 T_D ，则系统的帧周期为：

$$T = T_D + L\tau \tag{4.1}$$

系统的帧频为：

$$R_{FRAME} = T^{-1} \tag{4.2}$$

系统的传信率为：

$$R = (\log_2^L) / (L\tau + T_D) \tag{4.3}$$

将每组数据对应的时隙位置记为 I ，则 I 与数据映射关系为：

$$I = m_1 + 2 * m_2 + \dots + 2^{n-1} * m_n \tag{4.4}$$

由图4.3 PWM与PPM的帧周期是相同的，即 $T_{PWM} = T_{PPM}$ ，又有

$$T_{PWM} = 2 * TPER * T_{OSC} \tag{4.5}$$

其中， $TPER$ 是周期寄存器的值， T_{OSC} 是晶振周期，同时PWM的脉宽为：

$$T_{ON} = 2 * (TPER - CMPR) \tag{4.6}$$

其中， $CMPR$ 是比较寄存器的值， $TPER$ 和 $CMPR$ 都是可以通过软件来设置的值，因此，只要知道了 T_{PPM} 的值，就可推出 $TPER$ 的值， $CMPR$ 的值是根据要编码的数据计算出的，由这两个值可以推得 T_{ON} ，这样产生PWM波所需解决的两个关键问题都得到了解决。对于具体的PWM至PPM转换的硬件电路就不做详细的说明了。

§ 4.2 PPM 调制仿真

PPM 调制是将脉冲调制到某一帧的对应时隙位置上的过程，实际上是一个计数输出脉冲的过程。PPM 调制的软件实现由 PWM 调制模块实现。PWM 调制模块将接收到的信息调制到 PWM 波上，发送出去。经过初步完成算法设计后，对系统进行了软件仿真。我们可得到 PPM 调制系统的仿真结果如图 4.4 所示。

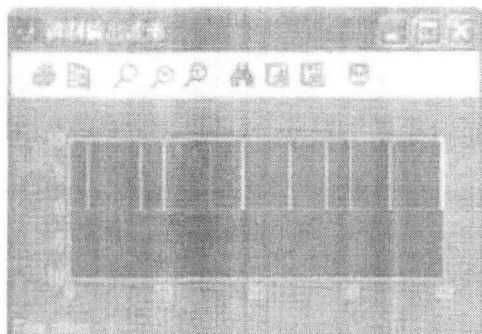


图 4.4 PPM 调制的仿真结果

信源为二进制信息，PPM 调制的进制数为 16，调制后的信号加入高斯白噪声，信噪比为 0.8dB 时仿真的结果如图 4.4 所示。仿真结果表明，PPM 调制方式具有良好的抗干扰能力。

§ 4.3 本章小结

本章介绍了空间激光通信系统中 PPM 调制解调系统方案设计和 PPM 调制系统的硬件组成框图。把 PPM 调制器的设计转化为 PWM 设计。分析了 PWM 波产生的关键问题。选用 DSP 芯片 TMS320LF2407，并利用其产生 PWM 波方便精确的特点，完成 PWM 至 PPM 的转换，解决了 PPM 调制的关键问题。

第五章 PPM 解调系统设计及仿真

§ 5.1 PPM 解调系统硬件设计

图 4.1 中的接收部分 FPGA 完成时隙同步信号的提取, 帧同步信号的提取以及 PPM 信号的解码。由 APD 光电探测器出来的电信号由于受到大气信道噪声的干扰, 此信号在幅度上受到衰减, 在宽度上也被展宽, 所以在解调前要进行预处理, 预处理的功能主要有信号的放大、信号的滤波、信号的脉宽处理。处理后送入 DSP 处理单元, 处理后的数字信号分三路送入 FPGA 处理单元。一路送入解调模块, 一路用来提取恢复产生时隙时钟同步信号, 一路用来恢复提取帧同步信号。PPM 解调是建立在时隙同步和帧同步的基础上的。下面我们简要介绍一下预处理器、时隙同步器、帧同步器的基本内容。

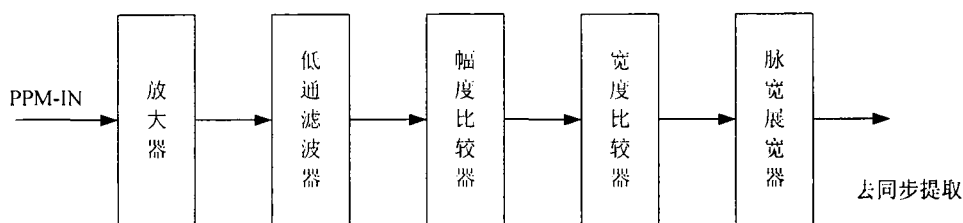


图5.1 预处理器方框图

预处理器的原理如图 5.1 所示, 其中放大器增益可调, 最大输出幅度为 3V, 直流电压为 0.5V 左右 (可调)。低通滤波器的截止频率为 0.5MHz, 可滤除一部分噪声。幅度比较器把幅度小于门限值的噪声去掉, 宽度比较器把宽度很窄的噪声去掉。幅度比较和宽度比较的联合作用等效于能量比较, 可进一步降低噪声。宽度比较器输出的信号经过展宽器展宽成 $10\mu\text{s}$ (一个时隙宽度) 脉冲信号后送给时隙同步器及帧同步器。

同步是通信系统中的一个重要的实际问题, 同步系统性能的降低, 会直接导致通信系统性能的降低, 甚至使整个通信系统不能工作。可以说, 在同步通信系统中, “同步” 是进行信息传输的前提, 正因为如此, 为了保证信息的可靠传输, 要求同步系统应有更高的可靠性^[10]。接收机的定时时钟信号, 完全由接收机的同步子系统产生, 同步系统包括时隙同步和帧同步。时隙同步就是要在接收端和发送端统一时隙长度, 而建立在时隙同步基础上的帧同步就是要确定每一帧的起始位置。时隙同步

可以由锁相法来实现，锁相环可分为数字锁相环和模拟锁相环两大类。模拟锁相环框图如图 5.2 所示，鉴相器 (PD)、环路滤波器 (LPF) 和压控振荡器 (VCO) 都为模拟电路。当它工作于载波跟踪状态时，等效于一个频带非常窄的带通滤波器，可把输入信号中的某一离散谱信号提取出来。

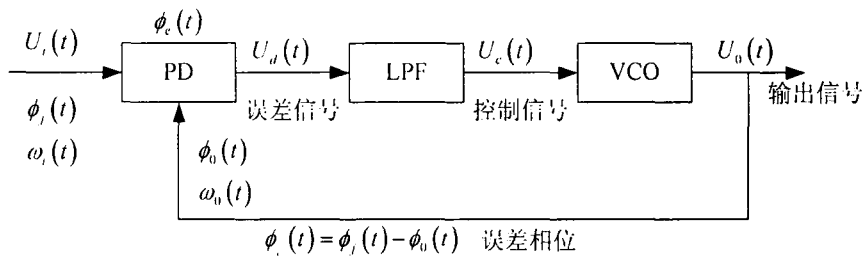


图 5.2 模拟锁相环框图

全数字锁相环的一般原理方框图如图 5.3 所示，它由数字鉴相器 (DPD)、数字环路滤波器 (DLF) 和数控振荡器 (DCO) 组成。

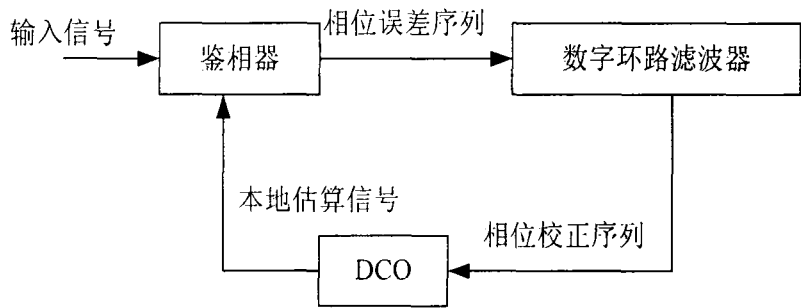


图 5.3 全数字锁相环基本结构图

若 PPM 帧结构中无保护时隙，则其频谱中含有较强的时隙同步信号频率成分，可以用模拟锁相环提取同步信号。调制解调系统设计的 PPM 信号的保护时隙为帧周期的 1/2，根据第二章对 PPM 信号的功率谱分析，可得它的时隙频率成分弱，不宜采用模拟锁相环。但是不管 PPM 脉冲处于哪一个时隙，脉冲前沿在时隙内的位置是不变的，这就为使用数字锁相环 (DPLL) 提取同步信号提供了条件。本文设计的时隙同步子系统就是采用 DPLL 提取的时隙同步信号，来实现时隙同步^[14]。时隙同步子系统组成框图如图 5.4 所示。

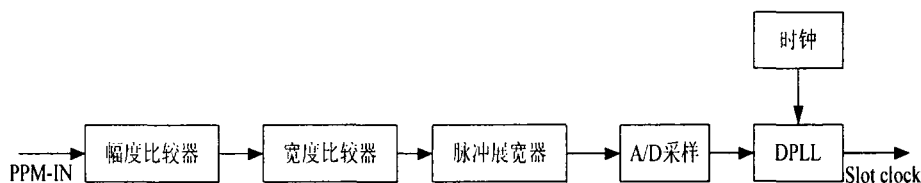


图 5.4 时隙同步器

分路器输出的信号首先送入幅度比较器，将幅度小的噪声去掉，宽度比较器可以把窄脉冲的噪声信号去掉，脉冲展宽器将脉冲信号的占空比调整为 50%，输出电平信号。然后经过 A/D 采样，将模拟信号转换为数字信号，送入数字锁相环提取同步时隙时钟。

帧同步器，数字通信中，一般总是以一定数目的码元组成“字”或“句”，即组成“群”进行传输，因此群同步信号的频率很容易由位同步信号分频得到。但是，群的开头和末尾时刻无法由分频器的输出决定。群同步的任务就是要给出这个“开头”和“末尾”的时刻。群同步有时也称帧同步。实现群同步的方法通常有两种：一种方法则不需要外加的特殊码组，利用数据码组本身之间彼此不同的特性来实现自同步，PPM 调制中的 PPM 信号数据结构可以采用这种方法来构造帧、节同步器。另一种方法是在数字信息流中插入一些特殊码组作为每群的头尾标记，接收端捕获这些特殊码组从而实现群同步。插入特殊码组实现群同步的方法有三种，即起止式插入法、连贯式插入法和间隔式插入法。在 PPM 通信系统中可以采用自同步法和外同步法来实现帧同步。帧同步器的一般结构如图 5.5 所示。

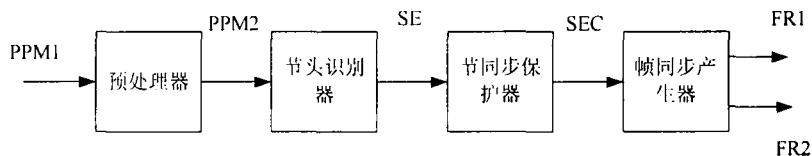


图5.5 帧同步器的基本结构框图

帧同步器要求输出三个同步信号：节同步信号 SEC、帧同步信号 FR1 和 FR2，SEC 位于一节内第一个信息帧之前，FR1 位于一帧的起点，FR2 位于一帧内信息时段的起点。预处理器把来自光电倍增管的信号 PPM1 进行去噪处理，输出 TTL 电平信号 PPM2。节同步保护对建立起的正确的节同步信号 SEC 加以保护，帧同步产生起则通过节同步信号 SEC 触发和延时得到帧同步信号 FR1 和 FR2。自同步法和外同步法帧同步器唯一的区别在于节头识别器。本文采用在信息帧前插入帧同步头的方法，来达到帧同步的目的。用最大似然解调来实现 PPM 解调。

§ 5.2 PPM 信号的最大似然解调

在强背景光干扰的情况下，光 PPM 信道可以看成加性高斯白噪声（AWGN）信道^[16]，在这种信道中比较有效的一种解调方式就是最大似然解调。我们给出 L-PPM 信号的最大似然解调结构框图即每时隙抽样 P 次的 L-PPM 接收机框图，如图 5.6 所示。

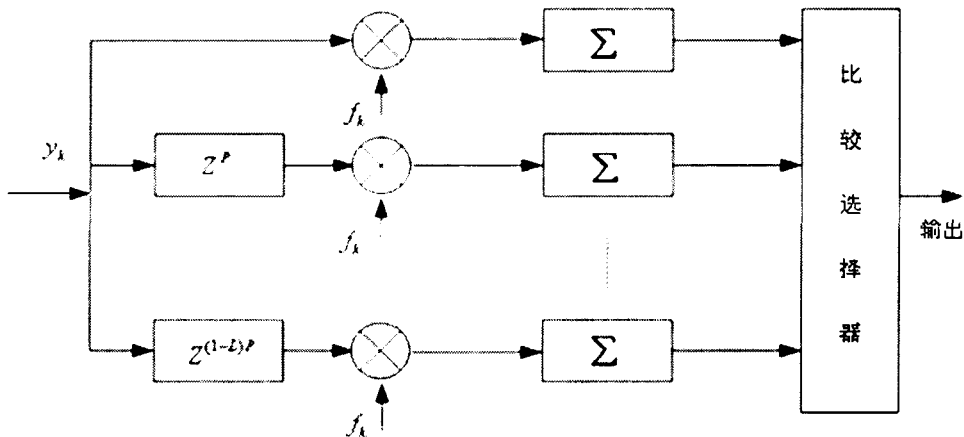


图 5.6 L-PPM 接收机框图

下面我们分析与图 5.6 相应 L-PPM 信号的最大似然解调。如图 3.4 所示的 PPM 信号的帧结构图。在一个 L-PPM 信号的 L 个时隙中，其中的一个时隙内发送信号脉冲，设为 $f(t)$ ，而在其它时隙内激光器不发送脉冲，在接收端光电探测器的输出电流为：

$$i_d(t) = \sum_{j=1}^{k(t)} h(t - t_j) \tag{5.1}$$

式中 $k(t)$ 表示在区间 $[0, t]$ 内产生的光电子数，它是一个计数器受随机传输数据调制的泊松 (Poisson) 过程， $h(t)$ 是光电检测器的冲激响应， t_j 是光电子的产生时刻。对 $i_d(t)$ 离散化为：

$$i(jT_s) = \int_{jT_{sa}-\tau}^{jT_{sa}} A i_d(t) dt = eak(j) \tag{5.2}$$

式中 T_{sa} 是取样间隔， τ 是放大滤波电路的响应时间（已设它比光电检测器的响应时间大很多）， e 为电子电荷， A 为电路放大倍数， $k(j)$ 是 $[jT_{sa} - \tau, jT_{sa}]$ 时段产生的光电子数，服从泊松分布，是接收信号的充分统计量。如果一个时隙样值为 P （ $P = T_s/T_{sa}$ ，时隙长度为 T_s ，采样

时间为 T_{sa}), 一帧的样值数就为 LP , 接收机在一帧中采样的光电子数数据矢量表示为:

$$Y=[y_1,y_2,...,y_{LP}] \tag{5.3}$$

当发送脉冲信号位于第 j 个时隙时,

$$\begin{cases} y_i=f_i+n_i, & i=(j-1)P+1,...,jP \\ f_i=f\left\{[i-(j-1)P]T_{sa}\right\} \\ y_i=n_i & \text{其它}i \end{cases} \tag{5.4}$$

其中 n_i 为白高斯过程的抽样值, 所以 $n_i(i=1,2,...,LP)$ 为相互独立的高斯随机变量, 设它们的均值为 0, 方差为 σ^2 。若信号 $f(t)$ 是宽度为 W 的波形, 具体有下面的形式:

$$\begin{cases} f(jT_{sa})\neq 0 & j=1,...,W \\ f(jT_{sa})= & \text{其它}j \end{cases} \tag{5.5}$$

因为我们不考虑 0-PPM (重叠 PPM), 所以这里 $W\leq P$ 。若系统精确同步, 且无码间干扰, 则当脉冲 $f(t)$ 位于第 j 个时隙, 其中 $j=(1,2,...,L)$, 观测矢量 Y 的概率密度可以表示为:

$$\begin{aligned} \Lambda_j &= \prod_{i=1,j\neq j}^L \prod_{k=1}^P \exp\left[-\frac{y_{(i-1)P+k}^2}{2\sigma^2}\right] \times \prod_{i=1}^W \exp\left[-\frac{[y_{(j-1)P+i}-f(iT_{sa})]^2}{2\sigma^2}\right] \\ &\times \prod_{i=W+1}^P \exp\left[-\frac{y_{(j-1)P+i}^2}{2\sigma^2}\right] \\ &= \prod_{i=1}^L \prod_{k=1}^P \exp\left[-\frac{y_{(j-1)P+k}^2}{2\sigma^2}\right] \times \frac{\prod_{i=1}^W \exp\left[-\frac{[y_{(j-1)P+i}-f(iT_{sa})]^2}{2\sigma^2}\right]}{\prod_{i=1}^W \exp\left[-\frac{y_{(j-1)P+i}^2}{2\sigma^2}\right]} \end{aligned} \tag{5.6}$$

因为 $\prod_{i=1}^W \prod_{k=1}^P \exp\left[-\frac{y_{(j-1)P+k}^2}{2\sigma^2}\right]$ 时隙数与 j 无关, 所以在计算似然函数时可以不予考虑。这样可得第 j 个对数似然函数为:

$$\ln(\Lambda_j) = \sum_{k=1}^W \frac{y_{(j-1)P+k}^2 - (y_{(j-1)P+k} - f_k)^2}{2\sigma^2} \quad (5.7)$$

化简并去掉常数可得

$$\ln(\Lambda_j) = \sum_{k=1}^W y_{(j-1)P+k} f(kT_{sa}) = \sum_{k=1}^W y_{(j-1)P+k} T_{sa} f(kT_{sa}) \quad (5.8)$$

这样，高斯白噪声中，每时隙 P 次抽样的 PPM 信号的最大似然判决为：对 $j=1,2,\dots,L$ 计算 $\ln(\Lambda_j)$ ，则对信号 $f(t)$ 位于第 j 个时隙的估计值为：

$$\hat{j} = \arg \left[\max (\ln \Lambda_j) \right] \quad j \in (1, 2, \dots, L) \quad (5.9)$$

我们接着分析最大似然解调的误码率。当发送脉冲信号位于第 j 个时隙时，第 j 个时隙内 $y_k = f_k + n_k$ ，其它时隙内若 $y_k = n_k$ ， $\xi_j = \sum_{k=1}^W f_k y_k$ 为信号位于第 j 个时隙时的值，若 $\xi_j \geq \xi_i$ ($i=1,2,\dots,L, i \neq j$)，判为脉冲位于第 j 个时隙。设 $P_{f_j}(f_j)$ 表示信号位于第 j 个时隙时正确判决的概率，则此接收机的平均符号正确率 $P_c = 1/L \sum_{j=1}^L P_{f_j}(f_j)$ ，由于 $P_{f_j}(f_j)$ 对 $j=1,2,\dots,L$ 相等，因此：

$$\begin{cases} E(\xi_j) = \sum_{k=1}^W f_k^2 = E \\ P_c = P_{f_j}(f_j) = P(\xi_j \geq \xi_1, \xi_j \geq \xi_2, \dots, \xi_j \geq \xi_{j-1}, \xi_j \geq \xi_{j+1}, \dots, \xi_j \geq \xi_m) \\ \quad = [P(\xi_j \geq \xi_1)]^{L-1} \quad j \neq 1 \\ E(\xi_i) = 0 \quad i \neq j \\ D(\xi_j) = \sum_{k=1}^W f_k^2 \sigma^2 = E\sigma^2 \\ D(\xi_i) = E\sigma^2 \end{cases} \quad (5.10)$$

则

$$P_c = \int_{-\infty}^{\infty} [P(\xi_i < z)]^{L-1} f_{\xi_j}(z) dz \quad (5.11)$$

其中：

$$P(\xi_i < z) = \int_{-\infty}^z \frac{1}{\sqrt{2\pi E\sigma^2}} \exp\left(-\frac{u^2}{2E\sigma^2}\right) du \quad (5.12)$$

$$f_{\xi_j}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi E\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(z-E)^2}{2E\sigma^2}\right) \tag{5.13}$$

解调系统中采用 DSP 芯片 TMS320LF2407 集成的 A/D 转换器实现模拟信号到数字信号的转换。A/D 转换的结果送入 FPGA 芯片进行解调。由图 5.6 可以看出，最大似然检测是将每个时隙的抽样值进行最大似然判决，然后再对每个时隙的似然判决值进行比较，哪个时隙的似然判决值最大就判脉冲位于哪个时隙。在解调系统中，经过预处理后的信号变为矩形脉冲，所以式(5.8)中 $f(kT_{sa})$ 是常量，每个时隙的最大似然值为：

$$\ln(\Lambda_j) = \sum_{k=1}^W y_{(j-1)P+k} T_{sa} \tag{5.14}$$

式(5.14)为简单求和运算，可以由 FPGA 来完成，最大似然值的比较也可以由 FPGA 来完成，最大似然检测是一种比较好的 PPM 解调方式，本文设计的 PPM 最大似然解调器可以解决 PPM 的解调问题。解调系统采用 Xilinx 公司的 Spartan-II 系列的 PQ208FPGA 芯片设计，该芯片具有较高的性价比，它采用成熟的 FPGA 结构支持流行的接口标准，具有适量的逻辑资源和片内 RAM，并提供灵活的时钟处理。设计软件采用 Xilinx 公司的 FOUNDATION3.1,使用该软件进行设计综合，采用 Verilog 硬件描述语言设计各个模块。下面我们具体介绍一下实现框图及仿真结果。

§ 5.3 PPM 信号最大似然解调实现及仿真

利用 PQ208 FPGA 芯片设计的 PPM 解调器实现框图如 5.7 所示。

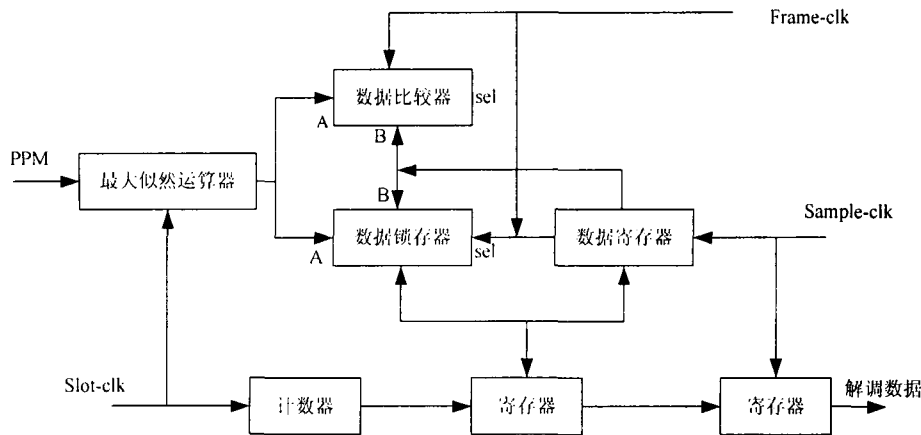


图5.7 PPM解调器FPGA实现框图

解调器的试验结果如 5.8 所示。PPM 调制的进制数设为四，十六进制 PPM 解调的设计只需更改图 5.7 计数器的计数最大值即可，仿真结果表明符合解调要求，该系统 PPM 调制信号在较强噪声的干扰下，系统仍然能正确解调，具有良好的抗干扰能力。

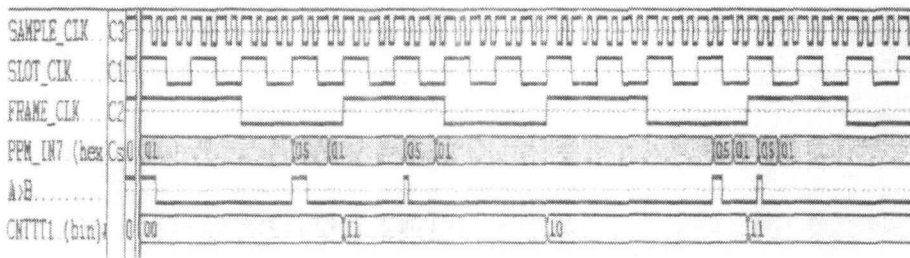


图 5.8 解调器实验结果

§ 5.4 本章小结

本章简单介绍了关于同步系统中的时隙同步和帧同步。给出了空间激光通信系统中 PPM 解调器 FPGA 实现框图。分析了 PPM 信号的最大似然解调。最大似然检测是一种比较好的 PPM 解调方式，本文设计的 PPM 最大似然解调器可以解决 PPM 的解调问题。光 PPM 信号的最大似然解调是一个比较复杂的问题，本文只是一个初步的设计，还有问题需要以后进行更加深入的研究。目前，对 PPM 调制的实现方法很多，但主要集中在通过 CPLD、FPGA 和 DSP 等硬件设备对之进行仿真以及性能评估。本文是利用 DSP 和 FPGA 来实现 PPM 调制解调，仿真结果符合要求。PPM 调制方式是目前适合空间激光通信系统的调制方式。

第六章 总结与展望

在目前的空间激光通信系统中,我们最希望达到的目标是,在保证一定数据比特速率和一定的误码率的前提下,尽可能地降低功率损耗,并能够考虑到激光器发射激光的特性,以及在实际系统中实现的可行性。综合这些因素,提出 PPM 调制方式很适合空间激光通信系统。

PPM 调制仿真系统的实现,对于整个光无线通信系统来说,是一个重要的仿真接口模块,它完成了信号的加载调制过程,为研究光信号在大气中的传输损耗建立了基础,从而可以对空间光通信系统的性能进行评估。

本文首先对空间激光通信系统几种调制方式做出性能比较,接着阐述了 PPM 的基本原理,详细分析了 PPM 信号的特点。又对 PPM 调制解调系统的结构设计进行了简要的阐述,并没有做具体硬件上的实现。通过仿真分析表明,PPM 调制在保证一定的速率和传输功率尽可能小的要求下,光脉冲位置调制(Pulse Position Modulation PPM)是空间激光通信系统中最佳的选择。

本文只是通过 FPGA 和 DSP 等硬件设备对 PPM 调制进行仿真及性能分析,这对于 PPM 调制来说,还处在初步阶段,因为并没有能真正意义上应用到整个通信系统模型的基础上。本仿真过程是建立在光无线通信系统模型的基础上,选择了 PPM 调制方式,对其进行了仿真。结果显示,PPM 调制方式是最适合目前空间激光通信系统的调制方式。

随着通信需求和设备技术的进步,在卫星链路中,空间光通信系统已开始进入实用化研究阶段。对调制技术也提出了更高的要求,一些更新的调制技术也逐渐发展起来,比如双头脉冲间隔调制(DH-PIM),它的带宽效率比 PPM、DPIM 都要高,通信中要充分考虑带宽利用率,同时减小误时隙率,DH-PIM 更适合于未来的无线光通信系统。双头脉冲间隔调制的每个符号所包含的时隙数是变化的,它采用两种起始脉冲。

致 谢

我的研究生论文工作是在导师陈桂芬教授的精心指导和亲切关怀下完成的。她在科研方向上根据我个人的特点给了我许多有意义的指导，为我的工作指明了方向。尤其重要的是，导师认真严谨的科研态度和不知疲倦的工作热情给了我很深的影响，让我受益匪浅。在生活上，导师给了我无尽的关怀，解决了我许多困难使我顺利的完成了自己的论文工作。在读研的这两年半中，给了我很大的帮助，在此，谨向陈老师致以最诚挚最衷心的感谢！

感谢宋路教授在学习和生活上对我的帮助。她严谨的治学态度和正直的作风使我受益匪浅。

感谢同窗好友姚楠、焦洋、秦玉玲同学的帮助，她们在学习和生活中给予我无私的帮助和支持，与她们的真诚相处让我始终能够在愉快的氛围中学习和生活。

由于本人能力有限，加上时间仓促，难免有不足之处，望各位老师不吝指正，我在此深表感谢。

最后，对所有给予我关心的朋友和老师，对参加论文评审和答辩的专家老师们表示由衷的谢意。

参 考 文 献

- 1 蔡燕民, 陈刚, 董作人, 陈高廷, 方祖捷. 空间激光通信系统进展. 激光与光电子学, 2000
- 2 苏磊. 无线光通信技术及其应用. 光通信技术, 2002
- 3 汪井源, 徐智勇. 自由空间光通信. 解放军理工大学学报, 2002, 3(5):19~21
- 4 聂文强, 曾小东, 詹玉书. 空间激光通信技术. 电子工业出版社, 1998
- 5 刘和平等. TMS320LF240x DSP 结构、原理及应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002
- 6 张雄伟等. DSP 芯片的原理与开发应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003
- 7 苏勇, 姚武川, 黄本雄, 姚天任. 用 EPLD 设计与实现 PPM 调制器[J]. 光通信技术, 1999, 23(4):272~277
- 8 丁德强. 大气激光通信 PPM 的调制解调系统设计: [s 硕士学位论文]. 西安: 西安理工大学电路与系统系, 2005
- 9 李天松, 敖发良. 一种 PIC 单片机实现的 PPM 调制器[J]. 桂林电子工业学院学报, 2002, 22(3):65~68
- 10 冰琳, 王福昌. PPM 光通信相关式数字锁相环时隙同步器[J]. 光通信技术, 1998, 22(3):211~215
- 11 丁德强, 柯熙政. 大气激光通信 PPM 调制解调系统设计及仿真研究. 中国科技核心期刊光通信技术, 2005, 1(1)
- 12 李一兵, 雷洪下, 殷潜. 基于 CPLD 的 PPM 调制与解调系统设计. 信息技术, 2004, 28(1)
- 13 谈新权, 陈锐. 激光水下 PPM 通信中的脉宽稳定技术研究. 光电工程, 2002, 29(1)
- 14 岳琪, 张森, 岳昆等. 脉冲位置调制的字同步技术. 电子科技大学学报, 2000, 29(4)
- 15 汪井源, 张正线. 无线光通信中的 PPM 调制. 电讯技术, 2000, (5)
- 16 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
- 17 李亚军, 邹传云. 光 PPM 的 Turbo 编解码及性能. 桂林电子工业学院学报, 1999, 19(4)
- 18 于思源, 马晶, 谭立英. 自由空间激光通信技术发展趋势分析. 中国科技核心期刊无线光通信, 2004, (12)
- 19 谢木军, 付承毓, 马佳光. 自由空间光通信及其关键技术. 光电工程, 1999, 26
- 20 肖海桥, 段明浩, 张量, 汤俊雄. 极具潜力的卫星激光通信. 光电子技术与信息. 1997, 10(4)
- 21 孙东青. 空间激光通信研究与开发. 现代通信, 1995, (10)
- 22 朱成言. 调制/解调器的发展历程及关键技术. 中国计算机用户, 1995(2)
- 23 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)
- 24 松尾 慎治. 国際会議速報 H16-No.8 第 1 分野 光材料・デバイス ISLC2004. 参加報告
- 25 光通信実験 (ステップ) 実験構想. 2003
- 26 光通信関連追跡調査結果資料. 光関係 (情報通信) 研究開発プロジェクト追跡評価 WG 資料 5. 株式会社三菱総合研究所, 平成 15 年 6 月 9 日
- 27 伊藤 日出男, 山本 吉伸, 山本 幸子, 吉田 哲男, 阿部 洋, 大宮 司実, 原 武文, 真野 邦彦, 松田 豊稔, 西山 英治, 下田 道成, 中村 孝一郎, 伊藤 弘昌. 室内低消費電力無線通信ターゲット用レーザレーダシステム. 2003
- 28 David J T, et al. Optical wireless: the story so far [J]. IEEE Communication Magazine. 1998, 12:72~82
- 29 Ghassemloooy Z and Hayes A R. Digital pulse interval modulation for optical communications [J]. IEEE Communication Magazine, 1998, 12:95~99

- 30 Kahn J M ,et al.Experimental characterization of nondirected indoor infrared channels [J]IEEE Trans. Commun. 1996, 43(2):1613~1623
- 31 Raieev Sinfh, Ali Shakouri. Design of an Analog Optical Communication System. Ali Shakouri EE171L. 2003
- 32 Jinlong Zhang. Modulation analysis for outdoors applications of Optical wireless communications[J].Communication Techno logy Proceedings, WCC2ICCT 2000. International Conference on, 2000, 2(2):1483~1487
- 33 Ghassem looy Z, et al. Digital pulse interval and with modulation for optical fiber communication [J]. P roc. SP IE, 1995, 2:60~68
- 34 Carruthers J B, et al. Modeling of nondirected wireless infrared channels. IEEE Trans.Commu , 1997, 45(10):1260~1268
- 35 nteRL. Electromagnetic beam propagation in turbulent media
- 36 update. ProcIEEE, 1980, 68(11):1424~1443
- 37 ZuevVE. Laser beams in the atmosphere. Consultants Bureau
- 38 张雄伟, 曹铁勇. DSP 芯片原理与开发应用[M]. 北京:电子工业出版社, 2000
- 39 Gregory D. VanWiggeren, Rajarshi Roy. Optical Communication with Chaotic Waveforms. PHYSICAL TEVIEW LETTERS. 1998
- 41 JosrphMKahn, JohnRBarry. Wirelessinfaredcommunications[J]. ProcIEEE, 1997, 859(2);265~298
- 41 Frederic M. Davidson. . Slot Clock Recovery in Optical PPM Communication Systems With Avalanche Photodiode Photodetectors. IEEE
- 42 Using the express DSP Alogorithm Standard in a Dynamic Dynamic DSP System[M]. Texas Instruments Incorporated , 1999